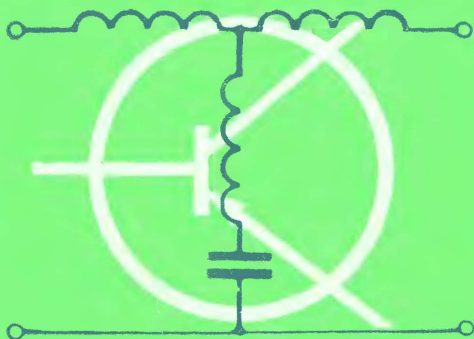


А. Е. ЗНАМЕНСКИЙ

Е. Д. ЛОТКОВА

ВЫСОКО- ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

с транзисторами



Введение	3
Глава 1. Влияние потерь в элементах LC фильтров на их характеристики	
1.1. Понятие о потерях	7
1.2. Влияние потерь на затухание фильтров	8
1.3. Влияние потерь на характеристическое сопротивление фильтров	12
1.4. Предварительная оценка влияния потерь на затухание фильтров	14
Глава 2. Компенсация потерь с помощью отрицательного сопротивления	
2.1. Методы ослабления влияния потерь на характеристику затухания	18
2.2. Схемы фильтров с компенсацией потерь	22
2.3. Подключение отрицательного сопротивления к емкостной ветви параллельного контура	27
2.4. Подключение отрицательного сопротивления к индуктивной ветви параллельного контура	31
2.5. Подключение транзистора к последовательному контуру	35
2.6. Влияние неустойчивости параметров колебательного контура	36
2.7. Влияние изменений параметров транзистора на высоких частотах на входную проводимость	39
Глава 3. Характеристики фильтров с компенсацией потерь и их расчет	
3.1. Характеристики затухания	44
3.2. Искажения и шумы в фильтрах с компенсацией потерь	47
3.3. Некоторые общие соображения о методах расчета фильтров	50
3.4. Порядок расчета полосовых фильтров с компенсацией потерь	52
3.5. Примеры расчета фильтров с компенсацией потерь	58
Приложение 1	73
Приложение 2	74
Литература	75

Александр Евгеньевич Знаменский, Екатерина Давыдовна Лоткова

Высокоизбирательные фильтры с транзисторами

Отв. редактор *И. М. Полковский*
 Редактор *Е. В. Комарова*

Техн. редактор *Г. И. Шефер*
 Корректор *Р. М. Шишкова*

Сдано в набор 15/X 1966 г. Подписано в печ. 3/1 1967 г.
 Форм. бум. 60×90/16 4,75 печ. л. 4,75 усл.-п. л. 4,3 уч.-изд. л.
 Т-02701 Тираж 12 000 экз. Бумага № 1 Зак. изд. 12009 Цена 28 коп.
 Издательство «Связь», Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2.

Типография изд-ва «Связь» Комитета по печати при Совете Министров СССР,
 Москва-центр, ул. Кирова, 40. Зак. тип. 562

Электрические фильтры являются одним из важнейших элементов многоканальной аппаратуры связи; широко применяются они также в измерительной технике, в автоматике и т. д. До недавнего времени основное внимание уделялось рассмотрению фильтра как пассивного четырехполюсника, характеризующегося сравнительно небольшим затуханием в полосе пропускания и существенно более высоким затуханием за пределами этой полосы [1].

С появлением активных RC фильтров [2], [3], [4], основанных на применении электронных ламп и транзисторов, понятие об электрическом фильтре, как об элементе, вносящем затухание, было пересмотрено. Под фильтром стали понимать четырехполюсник, имеющий некоторое относительно постоянное усиление (затухание) в определенной полосе частот и существенно отличающееся частотозависимое усиление (затухание) за пределами этой полосы.

Хотя активные RC фильтры имеют ряд достоинств (компактность, простую технологию изготовления, экономичность при использовании в области низких частот и т. д.), все же большее применение в технике связи и автоматике нашли LC фильтры.

Широкое распространение фильтров этого типа объясняется тем, что с их помощью можно реализовать практически любые необходимые характеристики затухания в различных диапазонах частот: от звуковых до нескольких мегагерц, а в отдельных случаях — до десятков и даже сотен мегагерц.

Теория пассивных LC фильтров и методика их инженерного расчета достаточно хорошо разработаны; имеется также большой опыт их изготовления и эксплуатации.

Основным недостатком пассивных LC фильтров является наличие потерь энергии в их элементах и, прежде всего, в катушках индуктивности. Данный недостаток наиболее ощутим в тех случаях, когда требуется получить высокую крутизну нарастания затухания на границе полос пропускания и задерживания: например, в полосовом LC фильтре с узкой полосой пропускания.

В какой-то мере упомянутого недостатка лишены фильтры с пьезоэлектрическими и механическими резонаторами, а также активные фильтры RC , главной причиной появления которых явилось стремление ослабить ограничения, обусловленные потерями,

особенно в области низких частот. Широкие возможности для создания LC фильтров с компенсированными потерями появились с развитием транзисторной электроники. Однако это направление до сих пор еще слабо освещено в литературе и недостаточно используется на практике.

К числу достоинств LC фильтров с транзисторами, по сравнению с кварцевыми резонаторами, относится их дешевизна, что особенно ощутимо при работе в области низких частот. Важное значение имеет также отказ от использования такого специфического изделия, как кварцевый резонатор, изготовляемого специализированными предприятиями и требующего принятия специальных мер при установке в аппаратуре, к которой предъявляются повышенные механические требования. Не лишены этих недостатков и механические резонаторы.

По сравнению с активными RC фильтрами фильтры LC с компенсацией потерь позволяют получить высокую избирательность при меньшем числе элементов.



*

* *

Авторы выражают глубокую благодарность ответственному редактору И. М. Полковскому и рецензенту Б. Я. Лурье за ценные замечания, позволившие существенно улучшить материал книги, а также В. Н. Лопатиной и Г. А. Старостиной за большую помощь в проведении необходимых расчетов и экспериментов.

- Q — добротность
 Q_k — добротность контура, состоящего из элементов L и C
 Q_L — добротность катушки индуктивности
 Q_C — добротность емкости
 Q_{Σ} — эквивалентная добротность контура с компенсацией потерь
 d — коэффициент потерь контура
 d_L — коэффициент потерь катушки
 r_L — омическое сопротивление катушки
 r_C — сопротивление потерь конденсатора
 P_p — реактивная мощность
 P_a — активная мощность
 f — частота
 η — нормированная частота
 Ω — относительная частота
 ω — угловая частота
 z_c — характеристическое сопротивление без учета потерь
 z'_c — характеристическое сопротивление с учетом потерь
 $i = \sqrt{-1}$
 z_{Tm} — характеристическое сопротивление фильтрового звена типа m с Т-образным окончанием
 z_{Pm} — характеристическое сопротивление фильтрового звена типа m с П-образным окончанием
 f_c — частота среза
 κ — коэффициент использования полосы задерживания
 n — обратная величина относительной ширины полосы пропускания фильтра
 K — коэффициент усиления
 S — крутизна транзистора
 $iX = 1/2 i \omega C$
 β — коэффициент передачи тока транзистора по схеме с общим эмиттером
 α — коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общей базой
 α_0 — то же, в области низких частот
 $i b_{вх}$ — реактивная составляющая входной проводимости

$g_{вх}$ — активная составляющая входной проводимости

$$R_{вх} = \frac{1}{g_{вх}}$$

$R_{ос}$ — сопротивление обратной связи в схеме компенсации потерь

$$g_{ос} = \frac{1}{4R_{ос}}$$

$$g_3 = \frac{1}{2(\beta + 1)R_{ос}}$$

$$\nu = \frac{g_{ос}}{g_3}$$

ρ — волновое сопротивление контура

ω — число витков катушки индуктивности

l — длина витка

u — коэффициент трансформации

a — затухание (*неп*)

b — фазовый сдвиг (*рад*)

a_0 — затухание на частоте f_0

Δa_0 — изменение затухания на частоте f_0

ВЛИЯНИЕ ПОТЕРЬ В ЭЛЕМЕНТАХ LC ФИЛЬТРОВ НА ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

1.1. Понятие о потерях

Как известно, для оценки потерь в элементах фильтров введено понятие добротности, которая определяется отношением реактивной мощности к активной, выделяющейся на элементе, и обозначается через $Q = \frac{P_p}{P_a}$. Обратная величина $d = \frac{1}{Q}$ получила наименование коэффициента потерь.

Потери энергии в катушках индуктивности (в обмотке, экране, сердечнике, изоляции каркаса) могут быть оценены с помощью эквивалентного сопротивления r_L , включенного последовательно с индуктивностью L (рис. 1а). Тогда добротность катушки и коэффициент потерь в ней могут быть представлены в виде:

$$Q_L = \frac{P_p}{P_a} = \frac{I^2 \omega L}{I^2 r_L} = \frac{\omega L}{r_L}, \quad (1)$$

$$d_L = \frac{1}{Q_L} = \frac{r_L}{\omega L}. \quad (2)$$

В области самых низких частот с ростом частоты добротность Q_L возрастает, так как ωL увеличивается быстрее, чем r_L . В обла-

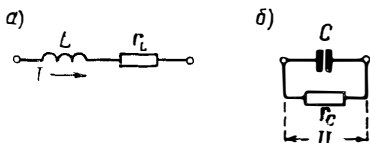


Рис. 1. Эквивалентные схемы при наличии потерь:
а — катушки индуктивности,
б — конденсатора

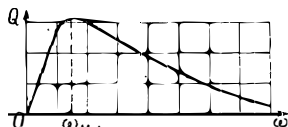


Рис. 2. Частотная зависимость добротности катушек индуктивности

сти высоких частот добротность Q_L с ростом частоты падает, что обусловлено резким увеличением r_L за счет поверхностного эффекта в проводе, эффекта близости, потерь в сердечнике и диэлектрике и т. п.

Иллюстрация частотной зависимости добротности катушки индуктивности представлена на рис. 2. Как видно из приведенной кривой, катушка индуктивности обладает максимальной добротностью при некоторой частоте ω_m . Поэтому при проектировании

фильтров важно правильно выбрать сердечник, диаметр провода, способ намотки, чтобы получить максимальную добротность катушек в требуемом диапазоне частот.

В зависимости от материала сердечника, конструктивного выполнения его и рабочего диапазона частот добротность катушек индуктивности фильтров колеблется от нескольких десятков до нескольких сотен.

Рассмотрим теперь реальный конденсатор, который может быть представлен в виде параллельного соединения емкости с активным сопротивлением r_c (рис. 1б), характеризующим величину потерь энергии. Тогда добротность конденсатора и коэффициент потерь в нем могут быть представлены в виде:

$$Q_c = \frac{P_p}{P_a} = \frac{U^2 \omega C}{U^2 / r_c} = \omega C r_c, \quad (3)$$

$$d_c = \frac{1}{Q_c} = \frac{1}{\omega C r_c}. \quad (4)$$

Часто потери в конденсаторе оценивают тангенсом угла потерь $\operatorname{tg} \delta$. При малых величинах аргумента

$$\operatorname{tg} \delta \approx \frac{1}{Q_c}. \quad (5)$$

Бумажные конденсаторы имеют добротность порядка $100 \div 200$, керамические — около 2000, а слюдяные — $2000 \div 4000$.

1.2. Влияние потерь на затухание фильтров

На рис. 3 в качестве примера изображена схема фильтра нижних частот типа K с потерями. Аналогичные схемы можно легко составить для фильтров любого типа.

Постоянная передачи фильтра с учетом потерь может быть представлена в виде [5]

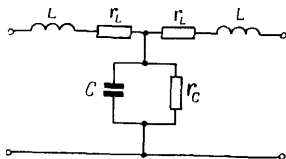


Рис. 3. Схема фильтра нижних частот с потерями

$$\Gamma' = F(\eta) - i \frac{1}{2Q} \frac{dF(\eta)}{d\eta} \frac{d\eta}{d\Omega}. \quad (6)$$

Здесь $F(\eta) = \Gamma = a + ib$ — постоянная передачи фильтра без потерь;

a — затухание фильтра;

b — фазовый сдвиг;

Ω — относительная частота;

η — нормированная частота;

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_C},$$

где Q_L , Q_C — добротности элементов L и C на частоте среза.

Для фильтров нижних и верхних частот относительная частота $\Omega = \frac{f}{f_c}$, а для полосовых и заграждающих фильтров $\Omega = \frac{f}{f_0}$ (f_c — частота среза, f_0 — средняя частота соответственно полосы пропускания или задерживания).

Нормированная частота η может быть выражена в виде: для фильтра нижних частот $\eta_{нч} = \frac{f}{f_c} = \Omega$; для фильтра верхних частот $\eta_{вч} = \frac{f_c}{f} = \frac{1}{\Omega}$; для полосовых и заграждающих фильтров $\eta_{пф} = n \left(x - \frac{1}{x} \right)$, где $n = \frac{f_0}{\Delta f}$ — величина, обратная относительной ширине полосы пропускания.

Непосредственно из ур-ния (6) могут быть получены формулы для определения затухания как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания.

Влияние потерь в полосе пропускания. Так как в полосе пропускания постоянная передачи фильтра без потерь $\Gamma = |F(\eta)| = ib$, то согласно ур-нию (6) затухание в полосе пропускания фильтра с учетом потерь

$$a = \frac{1}{2Q} \frac{db}{d\eta} \frac{d\eta}{d\Omega} = \frac{1}{2Q} \frac{db}{d\Omega}. \quad (7)$$

Поскольку для фильтра нижних частот $\Omega = \frac{\omega}{\omega_c}$, а $\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_C}$, то

$$a = \left(\frac{r_L}{2L} + \frac{1}{2r_C C} \right) \frac{db}{d\omega}, \quad (8)$$

т. е. характеристическое затухание фильтра в полосе пропускания равно произведению группового времени распространения $\frac{db}{d\omega}$ на постоянную времени его элементов.

Групповое время распространения максимально на частотах, близких частоте среза. Поэтому на этих частотах затухание за счет потерь существенно возрастает.

На основе ур-ния (7) определено затухание различных типов фильтров в полосе пропускания (табл. 1).

Затухание на частотах среза ФНЧ и ФВЧ может быть вычислено по следующим приближенным формулам: для фильтров типа К

$$a = \sqrt{\frac{2}{Q}}; \quad (9)$$

для фильтров типа m

$$a = m \frac{\sqrt{2Q}}{1 + m^4 Q^2} \approx \frac{1,41}{m \sqrt{Q}}. \quad (10)$$

Фильтр	Тип звена	Затухание в полосе пропускания, <i>неп</i>
Нижних частот	<i>m</i>	$a = \frac{m}{Q [1 - \Omega^2 (1 - m^2)] \sqrt{1 - \Omega^2}}$
	<i>K</i>	$a = \frac{1}{Q \sqrt{1 - \Omega^2}}$
Верхних частот	<i>m</i>	$a = \frac{m \Omega}{Q \sqrt{\Omega^2 - 1} (\Omega^2 - 1 + m^2)}$
	<i>K</i>	$a = \frac{1}{Q_x \sqrt{\Omega^2 - 1}}$
Полосовой (симметричный)	<i>m</i>	$a = \frac{1}{Q} \frac{mn \left(1 + \frac{1}{\Omega^2}\right)}{\sqrt{1 - \gamma_1^2} (1 - \gamma_1^2 + m^2 \gamma_1^2)}$
	<i>K</i>	$a = \frac{1}{Q} \frac{n \left(1 + \frac{1}{\Omega^2}\right)}{\sqrt{1 - \gamma_1^2}}$

Затухание полосового фильтра на средней частоте [5]:

$$\left. \begin{array}{l}
 \text{для одного звена типа } m \\
 \text{для одного звена типа } K \\
 \text{для так называемых трехэлементных} \\
 \text{полосовых фильтров}
 \end{array} \right\} \begin{array}{l}
 a_0 = \frac{2mn}{Q} \\
 a_0 = \frac{2n}{Q} \\
 a_0 = \frac{n}{Q}
 \end{array} \quad (11)$$

Из выражений (9) — (11) можно определить степень влияния потерь.

Для полосового фильтра, как это видно из ф-лы (11), влияние потерь возрастает прямо пропорционально *n*. При заданной средней частоте сужение полосы фильтра, допустим, в 10 раз приведет к увеличению затухания в полосе пропускания на такую же величину. Чтобы этого не произошло, необходимо при сужении полосы пропускания фильтра в 10 раз повысить в 10 раз его добротность.

Из выражений (9) и (10) видно, что фильтровые звенья типа *m* более чувствительны к величине потерь, чем звенья типа *K*, причем влияние потерь возрастает с уменьшением величины *m*, т. е. с приближением частоты всплеска затухания к частоте среза.

Затухание, вносимое отдельными звеньями, при их последовательном включении складывается. Поэтому в многозвенных

фильтрах возникает существенное затруднение при попытке снизить потери в полосе пропускания.

Влияние потерь в полосе задерживания. В полосе задерживания постоянная передачи фильтра без потерь [5]

$$\Gamma = F(\eta) = a + i\lambda\pi, \quad (12)$$

где $\lambda=0, 1, 2, \dots$

С учетом этого из ур-ния (6) можно получить следующее выражение для затухания в полосе задерживания с учетом потерь:

$$\Gamma' = a \pm i \left(\lambda\pi - \frac{1}{2Q} \frac{da}{d\eta} \frac{d\eta}{d\Omega} \right). \quad (13)$$

Из ур-ния (13) видно, что потери в элементах фильтра в полосе задерживания влияют лишь на фазовый сдвиг. Следует, однако, учесть, что на частотах всплеска затухания (в звеньях типа m) наблюдается одновременно скачок фазы. Поэтому ф-ла (13) для этих частот оказывается недействительной.

Затухание на частотах всплеска может определяться с использованием формулы характеристического затухания, а именно

$$a = \ln \left| \frac{1+mt}{1-mt} \right|, \quad (14)$$

где $mt = \varphi \left(\eta - i \frac{1}{2Q} \right)$.

После преобразований можно получить следующие выражения для затухания на частотах всплесков:

для полосового фильтра с симметричной характеристикой затухания

$$a_{\infty} = \ln 4Q \frac{(\Omega_{\infty}^2 - 1)^{\frac{3}{2}}}{m} n \left(1 + \frac{1}{\Omega_{\infty}^2} \right); \quad (15)$$

для фильтра нижних частот

$$a_{\infty} = \ln \frac{4Qm^2}{(1-m^2)^{\frac{3}{2}}}; \quad (16)$$

для фильтра верхних частот

$$a_{\infty} = \ln \frac{4Qm^2}{(1-m^2)^{\frac{1}{2}}}. \quad (17)$$

Из приведенных выражений видно, что затухание на частоте всплесков при $m = \text{const}$ пропорционально Q . Таким образом, наличие потерь в элементах фильтров оказывает существенное влияние на их характеристики. При этом в полосе пропускания затухание возрастает по мере приближения к частотам среза, что приводит к возникновению амплитудно-частотных искажений. В полосе задерживания затухание на частотах всплесков из-за наличия потерь не равно бесконечности, а на близлежащих частотах оно понижается. Все это приводит к ухудшению условий разграничения полос пропускания и задерживания и к уменьшению избирательности фильтров.

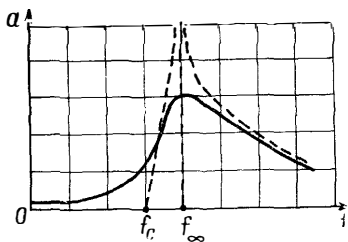


Рис. 4. Частотная зависимость затухания звена типа m фильтра нижних частот

В качестве иллюстрации на рис. 4 приведены характеристики затухания звена типа m фильтра нч с потерями (сплошная линия) и без потерь (пунктирная полоса).

1.3. Влияние потерь на характеристическое сопротивление фильтров

Известно, что характеристическое сопротивление идеальных фильтров в полосе пропускания чисто активно, а в полосе задерживания имеет чисто реактивный характер. С учетом потерь в элементах оно выражается [5]:

при $d_C \ll d_L$ как

$$z'_c = z_c \left[1 - i \frac{d_L}{2} \left(1 + \frac{\omega}{z_c} \frac{dz_c}{d\omega} \right) \right], \quad (18)$$

а при $d_L = d_C$ как

$$z'_c = z_c \left[1 - i d_L \frac{\omega}{z_c} \frac{dz_c}{d\omega} \right], \quad (19)$$

где z_c — характеристическое сопротивление фильтра без потерь.

Потери в элементах фильтра изменяют и модуль характеристического сопротивления и его фазу, причем в полосе пропускания возникает реактивная составляющая, а в полосе задерживания — активная. В то же время из ур-ний (18) и (19) видно, что при удалении от частоты среза, если потери в элементах не слишком велики, они не влияют на модуль характеристического сопротивления в полосе пропускания и лишь незначительно изменяют его фазу. Последняя существенно зависит от потерь в индуктивностях и емкостях. В случае $d_L = d_C$ на частотах, удаленных от частоты среза, где $\frac{dz_c}{d\omega}$ мало, потери в индуктивностях могут компенсиро-

вать потери в емкостях, и реактивная составляющая характеристического сопротивления исчезает.

Так как в реальных фильтрах $d_c < d_L$, то для улучшения согласования можно увеличить потери в конденсаторах, включив последовательно активные сопротивления. Это приводит, однако, к ухудшению характеристики затухания.

Из выражений (18) и (19) можно получить формулы для определения характеристического сопротивления различных типов фильтров с учетом потерь.

На рис. 5 приведены частотные зависимости характеристического сопротивления ФНЧ типа К с потерями в полосе пропускания.

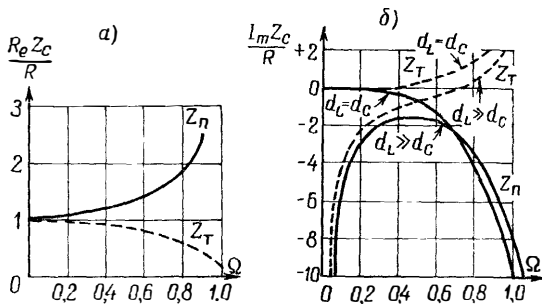


Рис. 5. Частотные зависимости характеристического сопротивления фильтра нижних частот типа К с учетом потерь:

а — активной составляющей; б — реактивной составляющей

Изменениями характеристического сопротивления в полосе задерживания за счет потерь при практических расчетах можно пренебречь, за исключением частот всплесков затухания. Модуль характеристического сопротивления на частотах всплесков можно определить по формулам [5]:

для Т-образного звена типа m

$$|z'_{Tm}|_{\infty} = \frac{R_0 \sqrt{\gamma_{\infty}^2 - 1}}{d |\psi_{\infty}|};$$

для П-образного звена типа m

$$|z'_{Pm}|_{\infty} = \frac{R_0}{\sqrt{\gamma_{\infty}^2 - 1}} d |\psi_{\infty}|, \quad (20)$$

где R_0 — номинальное характеристическое сопротивление;

$|\psi_{\infty}| = 1$ — для фильтров низкой и высокой частот;

$|\psi_{\infty}| = \frac{\infty}{\Omega^2 - 1}$ — для полосовых и задерживающих фильтров.

1.4. Предварительная оценка влияния потерь на затухание фильтров

С помощью ф-л (7), (9), (10), (11) и табл. 1 можно определить затухание в полосе пропускания любого типа фильтра за счет потерь в его элементах. Однако прежде необходимо выбрать схему фильтра, рассчитать его основные параметры и фазовую характеристику каждого звена.

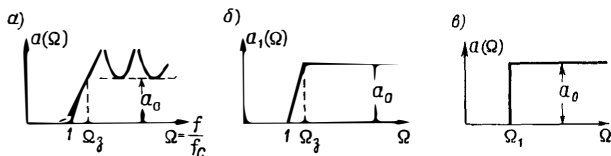


Рис. 6. Характеристики затухания фильтра нижних частот

В. И. Пономаревым предложен обобщенный метод расчета затухания в полосе пропускания фильтров любого типа за счет потерь в их элементах при заданных требованиях к затуханию в полосе задерживания, частотах среза и добротности элементов [6].

На рис. 6а как пример дана типичная характеристика ФНЧ с идеальными элементами, обеспечивающего затухание не менее a_0 неп в полосе частот $\Omega_3 = \frac{f_3}{f_c}$, где f_c — частота среза.

Известно [7], что фазовую характеристику любой цепи минимально фазового типа можно вычислить по характеристике затухания $a(\Omega)$ этой цепи с помощью интегрального соотношения¹⁾

$$b(\Omega) = \frac{2\Omega}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{a(\xi)}{\xi^2 - \Omega^2} d\xi. \quad (21)$$

Из выражения (21) следует, что $b(\Omega)$ прямо пропорционально площади произведения функции $a(\xi)$ на функцию веса $\frac{1}{\xi^2 - \Omega^2}$.

Для упрощения целесообразно положить, что затухание схемы в полосе задерживания описывается не функцией $a(\Omega)$, а идеализированной функцией $a_1(\Omega)$ (рис. 6б). Очевидно, что $b_1(\Omega)$, вычисленная при таком предположении из выражения (21), будет меньше фактической величины $b(\Omega)$ приблизительно во столько же раз, во сколько площадь, заключенная между осью Ω и кривой $a_1(\Omega)$, меньше площади между осью Ω и кривой $a(\Omega)$. Поэтому вводится поправочный коэффициент

$$A = \frac{b(\Omega)}{b_1(\Omega)},$$

который рекомендуется брать равным 1,25 [6].

¹⁾ В выражении (21) ξ представляет собой «текущую относительную частоту», через которую выражается частотная зависимость затухания $a(\xi)$. После интегрирования и подстановки пределов ξ исчезает.

Подставив значение $a_1(\Omega)$ в ф-лу (21), продифференцировав полученное выражение для $b(\Omega)$ и подставив значение производной в ф-лу (7), найдем затухание фильтра нижних частот в полосе пропускания

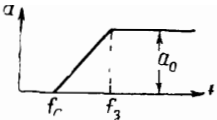
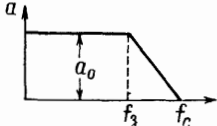
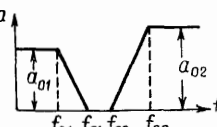
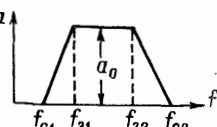
$$a_n(\Omega) = A \frac{a_0 \Omega}{2\pi Q(\Omega_3 - 1)} \ln \frac{\Omega_3^2 - \Omega^2}{1 - \Omega^2}.$$

Заменяв относительные частоты Ω их абсолютным значением, получим

$$a_n(f) = \frac{A a_0 f}{2\pi Q(f_3 - f_c)} \ln \frac{f_3^2 - f^2}{f_c^2 - f^2}. \quad (22)$$

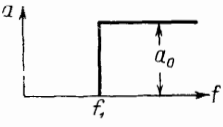
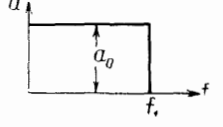
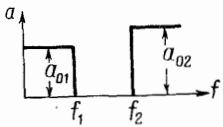
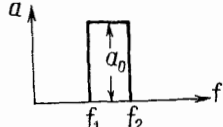
Формулы для определения затухания в полосе пропускания фильтров различных типов сведены в табл. 2. Формулы для пре-

ТАБЛИЦА 2

Характер частотной зависимости затухания фильтра	Затухание в полосе пропускания за счет потерь в элементах, <i>неп</i>
	$a_n = \frac{A a_0 f}{2\pi Q(f_3 - f_c)} \ln \frac{f_3^2 - f^2}{f_c^2 - f^2}$
	$a_n = \frac{A a_0 f}{2\pi Q(f_c - f_3)} \ln \frac{f^2 - f_3^2}{f^2 - f_c^2}$
	$a_n = \frac{A a_{02} f}{2\pi Q(f_{32} - f_{c2})} \ln \frac{f_{32}^2 - f^2}{f_{c2}^2 - f^2} + \frac{A a_{01} f}{2\pi Q(f_{c1} - f_{31})} \ln \frac{f^2 - f_{31}^2}{f^2 - f_{c1}^2}$
	$a_n = \pm \left[\frac{A a_0 f}{2\pi Q(f_{31} - f_{c1})} \ln \frac{f_{31}^2 - f^2}{f_{c1}^2 - f^2} - \frac{A a_0 f}{2\pi Q(f_{c2} - f_{32})} \ln \frac{f_{32}^2 - f^2}{f_{c2}^2 - f^2} \right]$

дельного случая, когда частота среза совпадает с крайней задерживаемой частотой (рис. 6*в*), приведены в табл. 3. Они позволяют оценить затухание фильтра в полосе пропускания при неограниченном увеличении числа звеньев.

ТАБЛИЦА 3

Идеализируемая форма частотной зависимости затухания фильтра	Затухание в полосе пропускания за счет потерь в элементах, <i>неп</i>
	$a_n = \frac{A a_0 f f_1}{\pi Q (f_1^2 - f^2)}$
	$a_n = \frac{A a_0 f f_1}{\pi Q (f^2 - f_1^2)}$
	$a_n = \frac{A a_{01} f f_1}{\pi Q (f^2 - f_1^2)} + \frac{A a_{02} f f_2}{\pi Q (f_2^2 - f^2)}$
	$a_n = \frac{A a_0 f f_1}{\pi Q (f_1^2 - f^2)} + \frac{A a_0 f f_2}{\pi Q (f^2 - f_2^2)}$

Затухание в полосе пропускания фильтра нижних частот (см. первую строку табл. 2) можно записать как

$$a_n = \frac{a_0}{Q} \Phi_1(\Omega'),$$

где $\Omega' = \frac{f}{f_3}$. Аналогичным образом можно представить также формулы для затухания в полосе пропускания фильтра верхних частот.

На рис. 7 и 8 приведены зависимости $\Phi(\Omega')$ при $A=1,25$ и различных величинах коэффициента использования полосы задерживания $\kappa = \frac{f_c}{f_3}$ для фильтров нижних и верхних частот. Этими же зависимостями можно пользоваться для полосовых и заграждающих фильтров, так как затухание их в полосе пропускания определяется как сумма или разность соответствующих затуханий фильтров нижних и верхних частот.

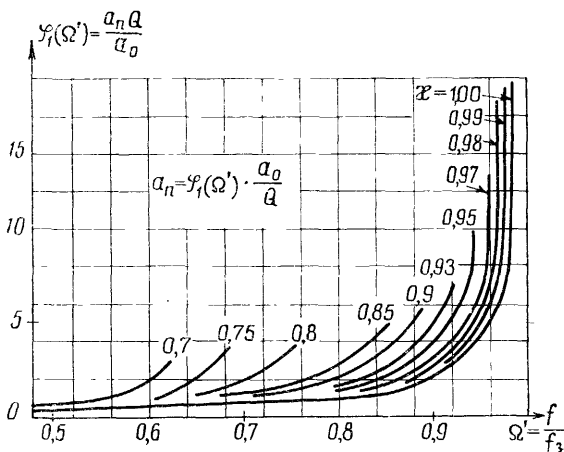


Рис. 7. Семейство кривых $\varphi_1(\Omega')$ при $A=1,25$ для фильтра нижних частот

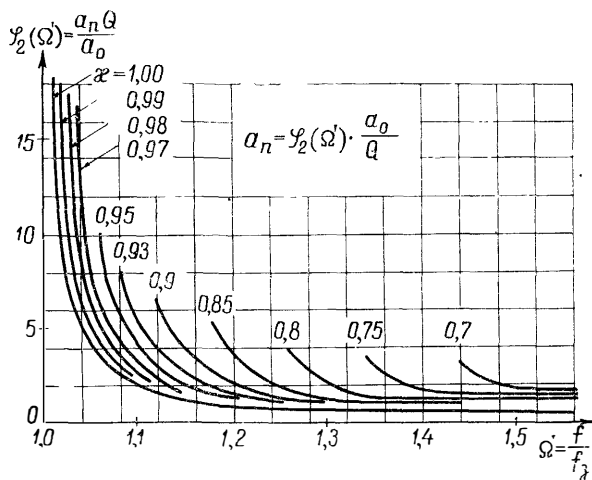


Рис. 8. Семейство кривых $\varphi_2(\Omega')$ при $A=1,25$ для фильтра верхних частот

2.1. Методы ослабления влияния потерь на характеристику затухания

Частичное улучшение характеристики затухания

Выравнивание частотной характеристики фильтров в полосе пропускания. Проще всего выравнивание осуществляется с помощью амплитудного выравнивателя, представляющего собой пассивный четырехполюсник, характеристика затухания которого обратна характеристике затухания корректируемого элемента [1, 8].

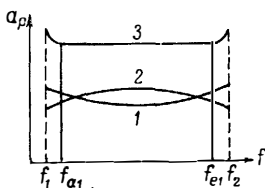


Рис. 9. Частотная зависимость затухания в полосе пропускания:

1 — затухание фильтра в полосе пропускания; 2 — затухание выравнивателя; 3 — суммарное затухание фильтра и выравнивателя

С помощью выравнивателей можно уменьшить неравномерность затухания в полосе пропускания до заданной величины, однако в данном случае, как видно из рис. 9, суммарное затухание в полосе пропускания фильтра возрастает. Обычно выравниватели цепочно соединяются с фильтром, причем выполняется условие согласования характеристических сопротивлений.

Часто характеристику затухания полосовых фильтров в полосе пропускания более рационально, с точки зрения числа элементов, корректировать не с помощью амплитудных выравнивателей, а за счет несогласованного включения корректирующего полувзена (рис. 10). Рабочее затухание в полосе пропускания

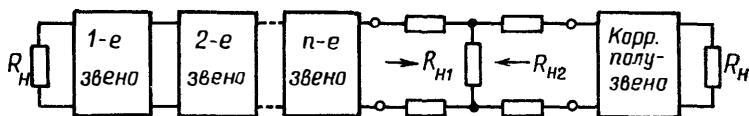


Рис. 10. Схема подключения корректирующего полувзена

фильтра a_p в этом случае определяется как влиянием потерь, так и несогласованностью между звеньями, а также между фильтром и нагрузками [9]:

$$a_p = a_n + a_{отр}.$$

Очевидно, что для выравнивания частотной характеристики затухания фильтра в полосе пропускания необходимо, чтобы полученная в результате отражений характеристика затухания $a_{отр}$

была бы обратна по форме характеристике затухания фильтра вследствие потерь. Если оконечное полузвено фильтра (на рис. 10 *Корр. полузвено*) включить несогласованно, то частотная характеристика составляющей затухания, обусловленной отражением, будет иметь вид кривой 2, изображенной на рис. 9. Величина максимума этого затухания определяется степенью несогласованности характеристических сопротивлений корректирующего полузвена на входе и выходе. При этом должно быть сохранено согласованное включение звеньев основной части фильтра и его выхода с характеристическим сопротивлением несимметричного удлинителя ($R_{Н1}$).

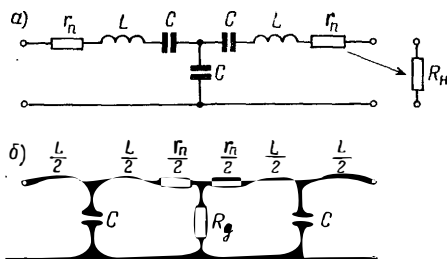


Рис. 11. Вынос потерь из оконечных (а) и промежуточных (б) звеньев фильтров

Таким образом, в рассмотренном случае задача выравнивания характеристики в полосе пропускания фильтра сводится к расчету корректирующего полузвена по заданной частотной характеристике затухания отражения.

Во всех случаях такое выравнивание характеристики приводит к ухудшению избирательности фильтра за счет внесения дополнительного затухания в полосу пропускания.

Вынос потерь. Представим потери в виде активных сопротивлений r_n . Тогда, если речь идет об оконечных звеньях фильтра, их влияние на частотную характеристику затухания можно ослабить, изменив соответствующим образом величину нагрузки (рис. 11а).

Вынос потерь из промежуточных звеньев фильтра связан с разделением соответствующих элементов на два и подключением дополнительного сопротивления R_d с тем, чтобы получился удлинитель, который включается между звеньями (рис. 11б). При этом встает вопрос о согласовании характеристических сопротивлений звеньев фильтра и удлинителя.

Вынесение потерь практически возможно в тех случаях, если они сравнительно невелики, что существенно ограничивает возможности данного метода.

Использование компенсационного сопротивления [10]. Сущность этого метода заключается в балансировании мостовой схемы фильтра за счет равенства сопротивлений ветвей на частоте всплеска затухания.

На рис. 12а изображено звено фильтра нижних частот типа m с сопротивлением $2R$, которое компенсирует потери в шунтирующей резонансной ветви фильтра, благодаря чему затухание на резонансной частоте контура близко к бесконечности.

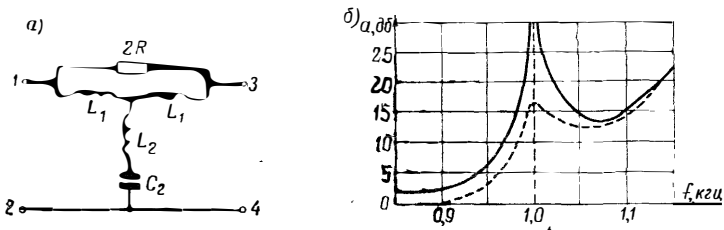


Рис. 12. Схема звена фильтра нижних частот типа m с компенсационным сопротивлением (а) и характеристиками затухания этого звена (б)

На рис. 12б изображены характеристики затухания звена фильтра типа m с компенсирующим сопротивлением (сплошная кривая) и без него (пунктирная кривая).

С помощью рассмотренного метода можно резко повысить избирательность фильтра; особенно эффективен он в фильтрах с частотой всплеска затухания, расположенной близко от частоты среза.

Недостатком метода является внесение дополнительного затухания в полосу пропускания.

Метод преобразования. Метод широко применяется при расчете полиномиальных фильтров¹⁾ по рабочим параметрам [11]. Основан он на том, что функция передачи полиномиального фильтра, состоящего из реальных индуктивностей и емкостей с одинаковыми добротностями, отличается от функции передачи такого же фильтра, но с идеальными элементами только постоянным множителем и сдвигом всех полюсов и нулей функции передачи фильтра влево в комплексной плоскости $p = i\omega + \sigma$ на величину декремента затухания $\nu = \frac{r_L}{L} = \frac{1}{r_C C}$. Добротность всех элементов предполагается одинаковой, вследствие чего при реализации метода появляются дополнительные потери за счет подключения параллельно конденсаторам сопротивлений, уравнивающих их добротности с добротностями индуктивностей. Расчет таких фильтров целесообразно производить с помощью таблиц (см., например, [11]).

Другая возможность [7] заключается в формальном распределении потерь поровну между L и C и сдвиге всех полюсов и нулей функции передачи фильтра на $\nu = \frac{1}{2} \left(\frac{r_L}{L} + \frac{1}{r_C C} \right)$. Теоретиче-

¹⁾ Таких фильтров, коэффициент передачи которых в зависимости от частоты выражается в виде полинома (многочлена).

ское обоснование этого метода менее строгое. Характеристики фильтров больше отличаются от заданных, хотя вносимое затухание в полосе пропускания оказывается почти вдвое меньше, чем в первом случае.

Цепочечное соединение фильтра с усилителем. Частотные искажения и избирательность фильтра при таком соединении, естественно, не изменяются, хотя затухание в полосе пропускания можно сделать сколь угодно малым.

Разделение звеньев фильтра усилительными каскадами. Этот метод представляет собой комбинацию только что рассмотренного метода с методом выноса потерь. Он может использоваться для большого числа фильтровых звеньев при условии, что потери не слишком велики. Недостатком метода является наличие большого числа активных элементов.

Увеличение добротности элементов

Применение катушек с отводами (автотрансформаторное подключение контуров). При расчете узкополосных фильтров ($n = \frac{f_0}{\Delta f} > 20$) величины индуктивностей могут оказаться очень малыми, а величины емкостей чрезмерно большими. Добротность такого контура (особенно для низких частот) будет, как правило, гораздо меньше, чем требуется для реализации фильтра.

Применение катушек с отводами [36] позволяет повысить добротность и получить более приемлемые значения элементов фильтра.

На рис. 13 в качестве примера изображено звено полосового фильтра типа K с автотрансформаторным включением контура в параллельной ветви.

Использование пьезоэлектрических резонаторов. Резонаторы этого вида позволяют кардинально решить задачу увеличения добротности (до тысяч, десятков тысяч и даже сотен тысяч). К тому же их низкий температурный коэффициент во многих случаях дает возможность применять указанные резонаторы при изменениях температуры в широких пределах, не прибегая к термостатированию.

Использованию пьезоэлектрических резонаторов в фильтрах посвящена обширная литература [13], [14], [15] и др.

К недостаткам резонаторов данного типа, прежде всего, относятся малая механическая прочность и высокая стоимость, что особенно ощутимо на низких частотах.

Использование механических резонаторов. Механические резонаторы представляют собой отрезок неоднородной линии, по которой распространяются механические колебания [16], [17]. Конструктивно они выполняются в виде металлических стержней, пла-

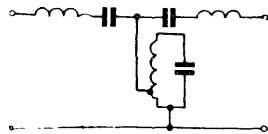


Рис. 13. Схема звена полосового фильтра типа K с автотрансформаторным включением контура в параллельной ветви

стинок, дисков, шариков, камертонов или язычков. Область частот, в которой используются механические резонаторы, лежит в пределах примерно от 30 *гц* до 1 *Мгц*; добротность достигает нескольких десятков тысяч. Габариты электромеханических фильтров могут быть достаточно малы.

К недостаткам фильтров с механическими резонаторами относятся в первую очередь сложность изготовления (трудность обработки термокомпенсированных сплавов и высокая механическая точность) и настройки.

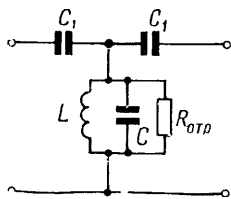


Рис. 14. Схема полюсового фильтра с отрицательным сопротивлением

Характеристики затухания некоторых типов электромеханических фильтров не имеют полюсов на конечных частотах, поэтому хорошую избирательность удается получить лишь в многорезонансных фильтрах.

Компенсация потерь с помощью транзисторов. Этот метод, в принципе, позволяет практически полностью устранить влияние потерь на характеристики затухания фильтров.

Компенсация потерь осуществляется за счет введения в схему фильтра отрицательного сопротивления $R_{отр}$, как это показано на рис. 14. Если это сопротивление подключено параллельно контуру с конечной добротностью Q и равно его сопротивлению на резонансной частоте $R_{отр} = Q\omega L$, то общее сопротивление шунтирующей ветви станет бесконечно большим, т. е. получим контур с бесконечной добротностью. При этом происходит полная компенсация потерь и характеристика фильтра соответствует характеристике фильтра без потерь.

При уменьшении величины отрицательного сопротивления будут наблюдаться перекомпенсация потерь, т. е. фильтр будет обладать усилением в полосе пропускания, что может привести к его самовозбуждению.

Фильтры с транзисторной компенсацией потерь во многих случаях могут успешно заменить кварцевые и электромеханические фильтры. Достоинствами их по сравнению с последними являются экономичность, отсутствие дефицитных деталей, простота изготовления и регулировки, а также возможность получения разнообразных характеристик.

К недостаткам рассматриваемых фильтров может быть отнесена ощутимая нелинейность, обусловленная наличием активного элемента, и меньшая температурная стабильность. Однако эти недостатки во многих случаях практики не препятствуют широкому использованию фильтров с компенсацией потерь.

2.2. Схемы фильтров с компенсацией потерь

Компенсация потерь производится за счет применения активных элементов, имеющих область отрицательного сопротивления.

При этом следует иметь в виду, что практически осуществляемые отрицательные сопротивления являются таковыми лишь в ограниченном диапазоне частот и уровней сигнала.

Универсальным способом получения отрицательного сопротивления является использование в том или ином виде положитель-

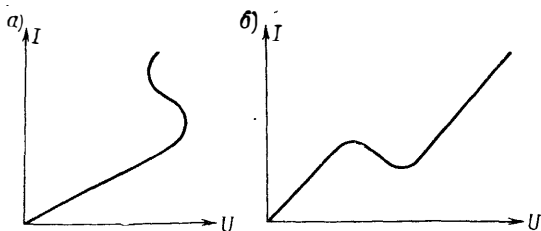


Рис. 15. Вольтамперные характеристики отрицательного сопротивления:

a — последовательного, *б* — параллельного типов

ной обратной связи. В зависимости от способа осуществления этой связи можно получить отрицательные сопротивления последовательного или параллельного типа. Различие получаемых таким способом сопротивлений видно, в частности, по вольтамперным характеристикам, приведенным на рис. 15.

Для последовательного сопротивления независимой переменной является ток, а для параллельного — напряжение. Как видно из кривой на рис. 15*а*, в отличие от обычных сопротивлений, на последовательном отрицательном сопротивлении напряжение при уменьшении тока возрастает: $R_{\text{отр.посл.}} = \frac{-dU}{dI}$.

Параллельное сопротивление (см. рис. 15*б*) характеризуется тем, что при увеличении напряжения происходит уменьшение тока и наоборот: $R_{\text{отр.пар.}} = \frac{dU}{-dI}$.

Последовательное отрицательное сопротивление создается положительной обратной связью по току (рис. 16*а*), а параллельное — положительной обратной связью по напряжению (см. рис. 20*а*). На рис. 16*а* пунктирным прямоугольником обозначен усилительный элемент с входным сопротивлением $\frac{R}{2}$ и таким же выходным сопротивлением. Непосредственно из этого рисунка видно, что, если во входной цепи усилительного элемента протекает ток I , то напряжение на входных зажимах

$$U_{1,2} = IR - E_{\text{вых}} = IR(1 - K), \quad (23)$$

а входное сопротивление со стороны этих же зажимов

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{1,2}}{I} = R(1 - K), \quad (24)$$

здесь K — коэффициент усиления усилительного элемента.

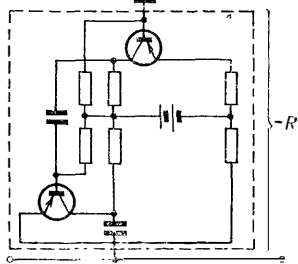
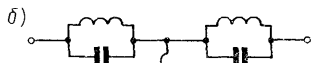
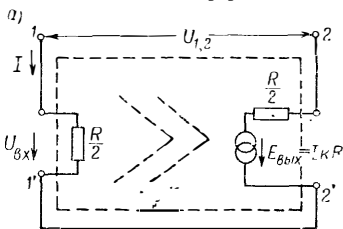


Рис. 16. Схемы последовательного отрицательного сопротивления:

а — блок-схема; б — вариант реальной схемы

Если коэффициент усиления усилителя в схеме последовательного отрицательного сопротивления равен нулю, входное сопротивление становится равным R . По мере возрастания коэффициента усиления разность $(1 - K)$ уменьшается, а следовательно, уменьшается и входное сопротивление. При $K = 1$ входное сопротивление становится равным нулю и ток I всецело определяется внутренним сопротивлением источника напряжения. При дальнейшем увеличении K сопротивление $R_{\text{вх}}$ становится отрицательным.

Таким образом, для соблюдения условий стабильности сопротивление $R_{\text{вх}}$ должно быть соединено последовательно с большим по величине положительным сопротивлением. Подобным же образом можно показать, что отрицательное сопротивление параллельного типа для обеспечения стабильности должно соединяться с меньшим по величине положительным сопротивлением.

На рис. 16а изображена упрощенная блок-схема отрицательного сопротивления. Полагая входное и выходное сопротивления усилительного элемента бесконечно большими и обозначив через $U_{\text{вх}}$ напряжение на входных зажимах схемы, а через $S = \frac{I_2}{U_{1,2}}$ крутизну активного элемента, получим:

$$U_{\text{вх}} = I_1 \frac{1}{i\omega C} - I_2 \frac{1}{i\omega 2C},$$

$$I_2 = S U_{1,2} = S \left(I_1 \frac{1}{i\omega 2C} + I_2 R \right).$$

Из полученных выражений при $SR \gg 1$ имеем:

$$U_{\text{вх}} = I_1 \frac{1}{i\omega C} \left(1 + \frac{1}{i\omega 4RC} \right).$$

Если же, кроме того, $\frac{1}{4\omega CR} \ll 1$, то

$$\frac{U_{\text{вх}}}{I_1} \cong \frac{1}{i\omega C} \frac{1}{1 - \frac{1}{i\omega 4RC}} = \frac{1}{i\omega C} (-4R) = -4R + \frac{1}{i\omega C}.$$

Таким образом, схема на рис. 20а при выполнении упомянутых неравенств ведет себя как отрицательное сопротивление, равное $-4R$ и соединенное параллельно с емкостью C .

На рис. 20б изображена практическая схема фильтра, соответствующего блок-схеме на рис. 20а и рис. 13 [37]. Контурная емкость C образуется путем последовательного включения двух конденсаторов, каждый из которых имеет удвоенную емкость.

Для уменьшения емкости конденсаторов можно воспользоваться схемой, изображенной на рис. 17, в которой отрицательное сопротивление подключено через катушку индуктивности, имеющую промежуточный отвод. Такое решение неудобно, если для получения более приемлемых значений элементов контуров применяется автотрансформаторное подключение их к схеме фильтра, описанное в начале предыдущего параграфа.

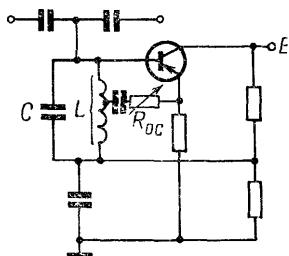


Рис. 17. Схема подключения отрицательного сопротивления к катушке индуктивности контура

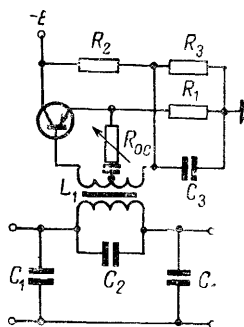


Рис. 18. Схема подключения отрицательного сопротивления к последовательной ветви фильтра

Схемы, представленные на рис. 20 и 17, могут использоваться в тех случаях, когда требуется компенсировать потери в параллельном контуре, один из выводов которого заземлен. При соответствующем выборе величины отрицательного сопротивления можно скомпенсировать потери не только в том контуре, к которому подключено отрицательное сопротивление, но и в других контурах, в частности, в последовательных. Подключение отрицательного сопротивления к последовательной ветви фильтра с использованием трансформаторной связи показано на рис. 18.

Компенсацию потерь в параллельно соединенных последовательных контурах (рис. 19а) целесообразно производить, предварительно перейдя к эквивалентной схеме рис. 19б; подключение отрицательного сопротивления может быть выполнено аналогично

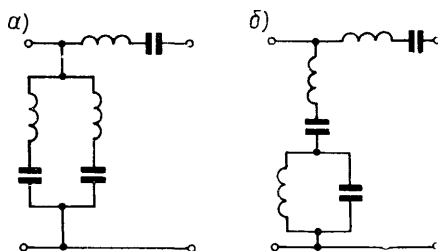


Рис. 19. Схемы последовательно производных полосовых фильтров типа m

схемам, изображенным на рис. 20 или 17. И в данном случае можно таким образом подобрать величину отрицательного сопротивления, что потери скомпенсируются не только в параллельном, но и в последовательном контуре шунтирующей ветви.

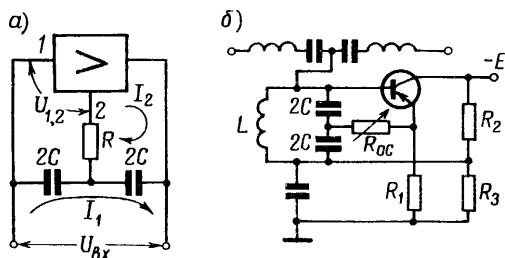


Рис. 20. Схемы полосового фильтра типа K с компенсацией потерь:

а — блок-схема отрицательного сопротивления;
б — полная схема фильтра

В рассмотренных выше схемах потери в параллельных контурах компенсировались посредством отрицательного сопротивления параллельного типа. В последовательном контуре потери компенсируются с помощью отрицательного сопротивления последовательного типа, выполненного на двух или более транзисторах, как это показано на рис. 16б. Здесь решается в основном та же задача, что и при осуществлении двухполюсного усилителя, и потому могут быть использованы в принципе те же схемы [18], [19], [20].

2.3. Подключение отрицательного сопротивления к емкостной ветви параллельного контура

На рис. 21 изображена эквивалентная схема активной части фильтра, схема которого представлена на рис. 20б. Обозначив $\frac{1}{2i\omega C} = iX$ и пользуясь методом контурных токов, составим для этой схемы следующую систему уравнений:

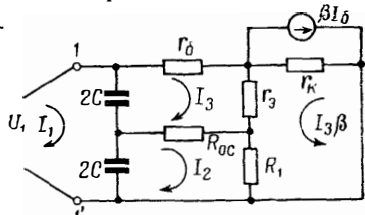


Рис. 21. Эквивалентная схема активной части фильтра, схема которого изображена на рис. 20

$$U_1 = I_1 2iX - I_2 iX - I_3 iX,$$

$$0 = -I_1 iX + I_2(iX + R_{oc} + R_1) + I_3(R_1\beta - R_{oc}),$$

$$0 = -I_1 iX - I_2 R_{oc} + I_3(iX + r_3 + R_{oc} + r_6 + r_3\beta).$$

Поскольку $r_6 \ll r_3(\beta + 1) + R_{oc}$, величиной r_6 в третьем уравнении системы пренебрегаем.

Определитель системы уравнений:

$$\Delta = \begin{vmatrix} 2iX & -iX & -iX \\ -iX & iX + R_{oc} + R_1 & \beta R_1 - R_{oc} \\ -iX & -R_{oc} & r_3 + \beta r_3 + R_{oc} + iX \end{vmatrix}. \quad (25)$$

Вынесем за знак определителя из первого столбца iX и из первой строки множитель 2 и прибавим первую строку определителя ко второй и третьей строкам:

$$\begin{aligned} \Delta &= 2iX \begin{vmatrix} 1 & -\frac{iX}{2} & -\frac{iX}{2} \\ 0 & iX + R_1 + R_{oc} & -R_{oc} + \beta R_1 \\ 0 & -R_{oc} - \frac{iX}{2} & r_3 + R_{oc} + \frac{iX}{2} + \beta r_3 \end{vmatrix} = \\ &= 2iX(\beta + 1) \left[\frac{iX}{2}(R_1 + r_3) + R_1 r_3 + R_1 R_{oc} + r_3 R_{oc} \right]. \end{aligned}$$

При условиях

$$R_1 \gg r_3 \text{ и } R_{oc} \gg r_3 \quad (26)$$

$$\Delta = iX R_1 (\beta + 1) (2R_{oc} + iX), \quad (27)$$

Найдем минор Δ_{11} , исключив из определителя (25) первую строку и первый столбец:

$$\Delta_{11} = \begin{vmatrix} iX + R_{oc} + R_1 & \beta R_1 - R_{oc} \\ -R_{oc} & r_3 + \beta r_3 + R_{oc} + iX \end{vmatrix} = \\ = (iX)^2 + iX[2R_{oc} + R_1 + (\beta + 1)r_3] + (\beta + 1)[R_1 r_3 + \\ + R_{oc} r_3 + R_1 R_{oc}]. \quad (28)$$

При выполнении условий (26)

$$R_1 R_{oc} \gg R_1 r_3 + R_{oc} r_3. \quad (29)$$

Тогда

$$\Delta_{11} = (iX)^2 + iX[2R_{oc} + R_1 + (\beta + 1)r_3] + (\beta + 1)R_1 R_{oc}. \quad (30)$$

Входная проводимость схемы со стороны зажимов $I-I'$ (рис. 21) будет равна:

$$y = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} = \frac{(iX)^2 + iX[2R_{oc} + R_1 + (\beta + 1)r_3] + (\beta + 1)R_1 R_{oc}}{iX R_1 (\beta + 1)(2R_{oc} + iX)}. \quad (31)$$

Преобразуем это выражение для выделения активной и реактивной составляющих. Введем обозначения:

$$\left. \begin{aligned} u &= (\beta + 1)R_1 \\ v &= R_{oc} \\ \omega &= 2R_{oc} + R_1 + (\beta + 1)r_3 \end{aligned} \right\}. \quad (32)$$

Тогда

$$y = \frac{(iX)^2 + iX\omega + uv}{iXu(2v + iX)} = -i \frac{(-X^2 + iX\omega + uv)(2v - iX)}{uX(4v^2 + X^2)} = \\ = -i \frac{-2vX^2 + i v X \omega + 2uv^2 + iX^3 + \omega X^2 + iuvX}{uX(4v^2 + X^2)} = \\ = i \frac{2vX^2 - 2uv^2 - \omega X^2}{uX(4v^2 + X^2)} + \frac{2v\omega + X^2 - uv}{u(4v^2 + X^2)} = i b_{вх} + g_{вх}.$$

С учетом обозначений (32) получим:

$$g_{вх} = \frac{2R_{oc}[2R_{oc} + R_1 + (\beta + 1)r_3] + X^2 - (\beta + 1)R_1 R_{oc}}{(\beta + 1)R_1(4R_{oc}^2 + X^2)}, \quad (33)$$

$$b_{вх} = \frac{2R_{oc}X^2 - 2(\beta + 1)R_1 R_{oc}^2 - [2R_{oc} + R_1 + (\beta + 1)r_3]X^2}{(\beta + 1)R_1 X(4R_{oc}^2 + X^2)}. \quad (34)$$

При условии, что

$$R_1 \gg [2R_{oc} + (\beta + 1)r_3]. \quad (35)$$

и

$$R_{oc}^2 \gg X^2, \quad (36)$$

¹⁾ Здесь и в дальнейшем соответствует случаю небольших отклонений от частоты резонанса контура.

имеем:

$$g_{вх} = \frac{2 R_{oc} R_1 - (\beta + 1) R_1 R_{oc}}{(\beta + 1) R_1 4 R_{oc}^2} = \frac{1}{2(\beta + 1) R_{oc}} - \frac{1}{4 R_{oc}}, \quad (37)$$

$$b_{вх} = - \frac{2(\beta + 1) R_1 R_{oc}^2}{(\beta + 1) R_1 X 4 R_{oc}^2} = - \frac{1}{2X}. \quad (38)$$

Из выражения (37) следует, что активная часть входной проводимости компенсационной схемы состоит из отрицательной проводимости обратной связи $g_{oc} = -\frac{1}{4 R_{oc}}$, не зависящей от параметров транзистора, и положительной проводимости $g_{\beta} = \frac{1}{2(\beta + 1) R_{oc}}$,

зависящей от коэффициента передачи тока базы транзистора. Для стабильной работы схемы при колебаниях температуры окружающей среды и наличии разброса по β необходимо, чтобы $g_{\beta} \ll g_{oc}$.

Обозначим отношение проводимостей через $\nu = \frac{g_{oc}}{g_{\beta}}$. Тогда из выражения (37) следует

$$\beta = 2\nu - 1. \quad (39)$$

Выбор величины ν зависит от требований, предъявляемых к фильтру и, в частности, к стабильности его характеристики, и определяет требования к коэффициенту передачи тока базы транзисторов β . Обычно целесообразно, чтобы $\nu \geq 10$. Следовательно, для компенсации потерь в элементах фильтров должны применяться транзисторы с $\beta \geq 19$ ($\alpha \geq 0,95$).

Формулы (26), (35), (36) и (39) устанавливают соотношения между элементами компенсационной схемы типа, изображенной на рис. 21. При выполнении этих соотношений входная проводимость не зависит от параметров транзисторов. Эквивалентная схема представляет собой параллельное соединение отрицательного сопротивления $R_{отр} = -4R_{oc}$ и емкости C .

Следует отметить, что в практических схемах не всегда оказывается возможным выполнить неравенство (35), так как увеличение R_1 при фиксированном напряжении питания связано с заметным снижением β (см. разд. 3.4 и рис. 34).

В случае невыполнения неравенства (35) выражение (37) принимает вид

$$g_{вх} = \frac{1}{2(\beta + 1) R_{oc}} + \frac{1}{(\beta + 1) R_1} - \frac{1}{4 R_{oc}}, \quad (40)$$

т. е. положительная проводимость, зависящая от β , равна

$$g_{\beta} = \frac{R_1 + 2R_{oc}}{2(\beta + 1) R_{oc} R_1} = \frac{\frac{R_1}{R_{oc}} + 2}{2(\beta + 1) R_1}.$$

Отношение отрицательной проводимости к положительной при этом равно

$$\nu = \frac{g_{oc}}{g_{\beta}} = \frac{\frac{R_1}{R_{oc}} (\beta + 1)}{2 \left(\frac{R_1}{R_{oc}} + 2 \right)}. \quad (41)$$

Из выражения (41) можно для различных $\frac{R_1}{R_{oc}}$ определить значения $\beta_{мин}$, при которых отрицательная проводимость g_{oc} на порядок больше g_{β} (т. е. $\nu = 10$). Результаты расчета приведены на графике рис. 22.

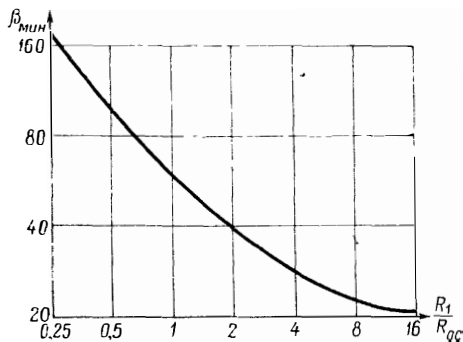


Рис. 22. Зависимость величины $\beta_{мин}$, обеспечивающей $\nu = \frac{g_{oc}}{g_{\beta}} = 10$, от отношения сопротивлений $\frac{R_1}{R_{oc}}$

Для выяснения того, на какую величину изменяется активная и реактивная составляющие входной проводимости при изменении коэффициента передачи тока базы транзистора на $\Delta\beta$, продифференцируем выражения (33) и (34) по β ; поскольку зависимость $\Delta g_{вх}$ от β имеет монотонный характер, то можно перейти к конечным приращениям:

$$\begin{aligned} \Delta g_{вх} &\approx \frac{d}{d\beta} \left\{ \frac{2 R_{oc} [2 R_{oc} + R_1 + (\beta + 1) r_3] + X^2 - (\beta + 1) R_1 R_{oc}}{(\beta + 1) R_1 (4 R_{oc}^2 + X^2)} \right\} \Delta\beta = \\ &= \frac{d}{d\beta} \left[\frac{2 R_{oc} (2 R_{oc} + R_1) + X^2}{(\beta + 1) R_1 (4 R_{oc}^2 + X^2)} \right] \Delta\beta = \frac{-2 R_{oc} (2 R_{oc} + R_1) + X^2}{(\beta + 1)^2 R_1 (4 R_{oc}^2 + X^2)} \Delta\beta, \quad (42) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta b_{вх} &\approx \frac{d}{d\beta} \left\{ \frac{2 R_{oc} X^2 - 2 (\beta + 1) R_1 R_{oc}^2 - [2 R_{oc} + R_1 + (\beta + 1) r_3] X^2}{(\beta + 1) R_1 X (4 R_{oc}^2 + X^2)} \right\} \Delta\beta \approx \\ &\approx \frac{d}{d\beta} \left[\frac{-X}{(\beta + 1) (4 R_{oc}^2 + X^2)} \right] \Delta\beta = \frac{X}{(4 R_{oc}^2 + X^2) (\beta + 1)^2} \Delta\beta. \quad (43) \end{aligned}$$

Полагая в выражениях (42) и (43) $\beta + 1 \approx \beta$ и учитывая неравенство (36), получим:

$$\Delta g_{вх} \approx - \frac{2 R_{oc} + R_1}{2 \beta R_1 R_{oc}} \frac{\Delta\beta}{\beta} = - \frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{2 R_{oc}} \right) \frac{\Delta\beta}{\beta} \quad (44)$$

и

$$\Delta b_{вх} = \frac{1}{4 \beta R_{oc}} \frac{X}{R_{oc}} \frac{\Delta\beta}{\beta}. \quad (45)$$

При соблюдении неравенства (35) выражение (44) принимает вид

$$\Delta g_{вх} = -\frac{1}{2R_{ос}} \frac{\Delta \beta}{\beta^2}. \quad (46)$$

Таким образом, как следует из выражений (42) и (46), изменение активной проводимости, характеризующей изменение затухания в полосе пропускания фильтра, уменьшается с ростом β^2 , R_1 и $R_{ос}$. Величина реактивной проводимости также становится более стабильной с увеличением β и $R_{ос}$ и уменьшением отношения $\frac{X}{R_{ос}}$.

Учитывая, что $b_{вх} = \omega C$, оценим влияние стабильности $\Delta b_{вх}$ на резонансную частоту контура ω_0 . Поскольку $\frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} \cong -\frac{\Delta C}{2C} = -\frac{\Delta b_{вх}}{2b_{вх}}$, то после подстановки получим

$$\frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} = -\frac{1}{2b_{вх}} \frac{1}{4\beta R_{ос}} \frac{X}{R_{ос}} \frac{\Delta \beta}{\beta} = -\frac{1}{4\beta} \left(\frac{X}{R_{ос}} \right)^2 \frac{\Delta \beta}{\beta}. \quad (47)$$

Пусть, например, $\beta = 30$, $\frac{X}{R_{ос}} = 0,1$. Тогда для $\frac{\Delta \beta}{\beta} = 0,1$ получим $\frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} = -0,83 \cdot 10^{-5}$.

2.4. Подключение отрицательного сопротивления к индуктивной ветви параллельного контура

Рассмотрим эквивалентную схему активной части фильтров (рис. 23), схемы которых изображены на рис. 17 и 18.

Пользуясь методом контурных токов, составим для этой схемы систему уравнений:

$$U_1 = I_1 i \omega (L_1 + L_2 + 2M_{12}) - I_2 i \omega (L_1 + M_{12}) - I_3 i \omega (L_2 + M_{12});$$

$$0 = -I_1 i \omega (L_1 + M_{12}) + I_2 (i \omega L_1 + r_3 + R_{ос} + \beta r_3 + r_6) - I_3 (R_{ос} - i \omega M_{12});$$

$$0 = -I_1 i \omega (L_2 + M_{12}) + I_2 (i \omega M_{12} - R_{ос} + \beta R_1) + I_3 (R_{ос} + R_1 + i \omega L_2).$$

Так как $r_6 \ll r_3(\beta + 1) + R_{ос}$, то величиной r_6 во втором уравнении системы можно пренебречь. Пренебрежем, кроме того, величиной r_3 во втором уравнении, тогда определитель системы уравнений:

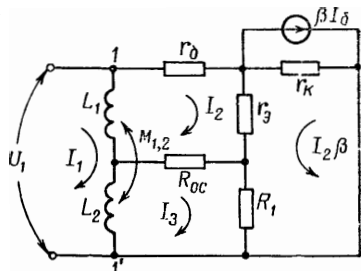


Рис. 23. Эквивалентная схема активной части фильтров, схемы которых изображены на рис. 17 и 18

$$\Delta = \begin{vmatrix} i\omega(L_1 + L_2 + 2M_{12}) & -i\omega(L_1 + M_{12}) & -i\omega(L_2 + M_{12}) \\ -i\omega(L_1 + M_{12}) & (i\omega L_1 + R_{oc} + \beta r_3) & -(R_{oc} - i\omega M_{12}) \\ -i\omega(L_2 + M_{12}) & (i\omega M_{12} - R_{oc} + \beta R_1) & (R_{oc} + R_1 + i\omega L_2) \end{vmatrix}. \quad (48)$$

Вынесем $i\omega$ из первого столбца и прибавим к первой строке вторую и третью строки:

$$\Delta = i\omega \begin{vmatrix} 0 & \beta r_3 + \beta R_1 & R_1 \\ -L_1 - M_{12} & i\omega L_1 + R_{oc} + \beta r_3 & -R_{oc} + i\omega M_{12} \\ -L_2 - M_{12} & i\omega M_{12} - R_{oc} + \beta R_1 & R_{oc} + R_1 + i\omega L_2 \end{vmatrix} = \\ = i\omega \{ (L_1 + M_{12}) [(\beta r_3 + \beta R_1)(R_{oc} + R_1 + i\omega L_2) - R_1(i\omega M_{12} R_{oc} + \\ + \beta R_1)] + (-L_2 - M_{12}) [(\beta r_3 + \beta R_1)(-R_{oc} + i\omega M_{12}) - \\ - R_1(i\omega L_1 + R_{oc} + \beta r_3)] \}.$$

При условии, что

$$R_1 \gg r_3 \text{ и } R_{oc} \gg r_3 \quad (49)$$

$$\Delta = i\omega \{ (L_1 + M_{12}) [(\beta + 1)R_1 R_{oc} + \beta R_1 i\omega L_2 - R_1 i\omega M_{12}] + \\ + (L_2 + M_{12}) [(\beta + 1)R_1 R_{oc} + R_1 i\omega L_1 - \beta R_1 i\omega M_{12}] \}. \quad (50)$$

Найдем минор Δ_{11} , исключив из определителя (48) первую строку и первый столбец:

$$\Delta_{11} = \begin{vmatrix} i\omega L_1 + R_{oc} + \beta r_3 & -R_{oc} + i\omega M_{12} \\ i\omega M_{12} - R_{oc} + \beta R_1 & R_{oc} + R_1 + i\omega L_2 \end{vmatrix} = \\ = (i\omega L_1 + R_{oc} + \beta r_3)(R_{oc} + R_1 + i\omega L_2) - (i\omega M_{12} - R_{oc} + \beta R_1) \times \\ \times (-R_{oc} + i\omega M_{12}) = i\omega L_1 R_{oc} + \beta r_3 R_{oc} + R_1 i\omega L_1 + R_1 R_{oc} + \\ + \beta r_3 R_1 - \omega^2 L_1 L_2 + i\omega L_2 \beta r_3 + i\omega L_2 R_{oc} + i\omega M_{12} R_{oc} + \beta R_1 R_{oc} + \\ + \omega^2 M_{12}^2 + i\omega M_{12} R_{oc} - i\omega M_{12} \beta R_1. \quad (51)$$

Рассмотрим три случая:

1. Наиболее общий, когда $L_1 \neq L_2$; $0 < M_{12} \leq \sqrt{L_1 L_2}$.

Тогда при

$$\beta L_2 \gg M_{12} \text{ и } \beta M_{12} \gg L_1 \quad (52)$$

выражение (50) примет вид

$$\Delta = i\omega \{ (L_1 + M_{12}) [(\beta + 1)R_1 R_{oc} + \beta R_1 i\omega L_2] + (L_2 + M_{12}) \times \\ \times [(\beta + 1)R_1 R_{oc} - \beta R_1 i\omega M_{12}] \} = i\omega (\beta + 1) R_1 R_{oc} (L_1 + 2M_{12} + L_2) + \\ + i\omega \beta R_1 (i\omega L_1 L_2 - i\omega M_{12}^2).$$

Так как

$$R_{oc} (L_1 + 2M_{12} + L_2) \gg i\omega L_1 L_2 - i\omega M_{12}^2, \quad (53)$$

то

$$\Delta \cong i\omega (\beta + 1) R_1 R_{oc} (L_1 + 2M_{12} + L_2). \quad (54)$$

В практических схемах коэффициент связи между L_1 и L_2 близок к единице, а β имеет большую величину. С учетом этого:

$$R_1 \beta r_3 + R_{oc} \beta r_3 + \omega^2 M_{12}^2 - \omega^2 L_1 L_2 \ll (\beta + 1) R_1 R_{oc}; \quad (55)$$

$$i \omega L_1 R_{oc} + i \omega L_1 R_1 + i \omega L_2 \beta r_3 + i \omega L_2 R_{oc} + 2 i \omega M_{12} R_{oc} \ll \ll i \omega M_{12} \beta R_1.$$

При соблюдении этих неравенств выражение (51) примет вид

$$\Delta_{11} = (\beta + 1) R_1 R_{oc} - i \omega M_{12} \beta R_1. \quad (56)$$

Из ф-л (54) и (56) входная проводимость схемы со стороны зажимов $I-I'$ равна

$$y = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} = \frac{(\beta + 1) R_1 R_{oc} - i \omega M_{12} \beta R_1}{i \omega (\beta + 1) R_1 R_{oc} (L_1 + 2 M_{12} + L_2)}.$$

Так как $\beta \gg 1$, то входная проводимость компенсационной части схемы оказывается не зависимой от параметров транзистора. Действительно, в этом случае

$$y = \frac{R_{oc} - i \omega M_{12}}{i \omega R_{oc} (L_2 + L_1 + 2 M_{12})} = \frac{1}{i \omega (L_2 + L_1 + 2 M_{12})} - \frac{M_{12}}{R_{oc} (L_2 + L_1 + 2 M_{12})}. \quad (57)$$

2. Случай идеальной связи между обмотками, когда $M_{12} = L$ и $L_1 = L_2 = L$. С учетом этого из выражений (50) и (51) найдем:

$$\Delta = i \omega \{ 2L [(\beta + 1) R_1 R_{oc} + \beta R_1 i \omega L - R_1 i \omega L] + + 2L [(\beta + 1) R_1 R_{oc} + R_1 i \omega L - \beta R_1 i \omega L] \} = = 4 i \omega L (\beta + 1) R_1 R_{oc}, \quad (58)$$

$$\Delta_{11} = i \omega L R_{oc} + (\beta + 1) r_3 R_{oc} + i \omega L R_1 + R_1 R_{oc} + \beta r_3 R_1 + + i \omega L \beta r_3 + i \omega L R_{oc} + i \omega L R_{oc} + \beta R_1 R_{oc} + i \omega L R_{oc} - i \omega L \beta R_1 = = 4 i \omega L R_{oc} + (\beta + 1) R_1 R_{oc} - (\beta - 1) R_1 i \omega L + r_3 \beta (R_{oc} + R_1 + i \omega L). \quad (59)$$

При соблюдении условий (49) и условия $(\beta - 1) R_1 \gg 4 R_{oc}$

$$\Delta_{11} = (\beta + 1) R_1 R_{oc} - (\beta - 1) R_1 i \omega L, \quad (60)$$

$$y = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} = \frac{(\beta + 1) R_1 R_{oc} - (\beta - 1) R_1 i \omega L}{4 i \omega L (\beta + 1) R_1 R_{oc}}.$$

Если $\beta \gg 1$, то

$$y = \frac{R_{oc} - i \omega L}{4 i \omega L R_{oc}} = \frac{1}{4 i \omega L} - \frac{1}{4 R_{oc}}. \quad (61)$$

Такое же выражение для входной проводимости можно было бы получить, подставив $L_1 = L_2 = M_{12}$ в выражение (57).

3. Случай, когда индуктивная связь между обмотками отсутствует, т. е. $M_{12}=0$, а $L_1 \neq L_2$. Тогда из выражений (50) и (51) найдем:

$$\Delta = i\omega\{L_1[(\beta+1)R_1R_{oc} + \beta R_1 i\omega L_2] + L_2[(\beta+1)R_1R_{oc} + i\omega L_1R_1]\} = i\omega(\beta+1)R_1[R_{oc}(L_1+L_2) + i\omega L_1L_2]; \quad (62)$$

$$\Delta_{11} = i\omega L_1R_{oc} + \beta r_s R_{oc} + i\omega L_1R_1 + R_{oc}R_1 + \beta r_s R_1 - \omega^2 L_1L_2 + i\omega L_2\beta r_s + i\omega L_2R_{oc} + \beta R_2R_{oc}. \quad (63)$$

При выполнении неравенств (49), а также при условии, что

$$\left. \begin{aligned} \beta R_1 &\gg \omega_p L_2 \\ \beta R_1 &\gg \omega_p L_1 \\ \beta R_{oc} &\gg \omega_p L_1 \\ R_{oc} &\gg \omega_p L_2 \end{aligned} \right\}, \quad (63)$$

$$\Delta_{11} = (\beta+1)R_1R_{oc}; \quad (64)$$

$$y = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} = \frac{(\beta+1)R_1R_{oc}}{i\omega(\beta+1)R_1[R_{oc}(L_1+L_2) + i\omega L_1L_2]} =$$

$$= \frac{1}{i\omega(L_1+L_2) - \frac{\omega^2 L_1L_2}{R_{oc}}} = \frac{-\frac{\omega L_1L_2}{R_{oc}} - i(L_1+L_2)}{\omega \left[\frac{\omega^2 L_1^2 L_2^2}{R_{oc}^2} + (L_1+L_2)^2 \right]}.$$

Если

$$\left. \begin{aligned} R_{oc}^2 &\gg (\omega_p L_2)^2 \\ R_{oc}^2 &\gg (\omega_p L_1)^2 \\ (L_1+L_2)^2 &\gg \frac{\omega_p^2 L_1^2 L_2^2}{R_{oc}^2} \end{aligned} \right\}, \quad (65)$$

то

$$y = -\frac{L_1L_2}{R_{oc}(L_1+L_2)^2} - \frac{i}{\omega(L_1+L_2)}. \quad (66)$$

Таким образом, при соблюдении неравенств, выраженных неравенствами (49), (63) и (65), входная проводимость активной части фильтра не зависит от параметров транзистора.

При $L_1 = L_2 = L$

$$y = \frac{1}{2i\omega L} - \frac{1}{4R_{oc}}. \quad (67)$$

В табл. 4 сведены основные соотношения между элементами схемы, при которых входная проводимость активной части фильтра является стабильной величиной, так как не зависит от параметров транзистора.

ТАБЛИЦА 4

Связь между обмотками	Условия стабильности активной части фильтра
$0 < M_{12} \leq \sqrt{L_1 L_2}$ $L_1 \neq L_2$	$R_1 \gg r_э; R_{oc} \gg r_э$ $\beta L_2 \gg M_{12}; \beta M_{12} \gg L_1$ $R_1 \geq R_{oc}$ $\beta \gg \frac{L_1 + 2M_{12} + L_2}{M_{12}} \cdot \frac{R_{oc}}{R_1}$
$L_1 = L_2 = M_{12} =$ $= \sqrt{L_1 L_2}$	$R_1 \gg r_э; R_{oc} \gg r_э$ $R_{oc} \gg i \omega_p L; R_1 \geq R_{oc}$ $\beta \gg \frac{4 R_{oc}}{R_1}$
$M_{12} = 0; L_1 \neq L_2$	$R_1 \gg r_э; R_{oc} \gg r_э$ $R_1 \geq R_{oc}; \beta R_1 \gg \omega_p L_2$ $R_{oc}^2 \gg (\omega_p L_2)^2; \beta R_{oc} \gg \omega_p L_1$ $R_{oc}^2 \gg (\omega_p L_1)^2; \beta \gg 1$

2.5. Подключение транзистора к последовательному контуру

Рассмотренные выше схемы позволяют получить параллельное отрицательное сопротивление, подключаемое к емкостной или индуктивной ветви параллельного контура. Эти схемы сравнительно просты и экономичны и легко могут быть введены в состав фильтра.

Последовательное отрицательное сопротивление может быть создано, как показано на блок-схеме, приведенной на рис. 16а, с помощью усилительного элемента, назкопотенциальные зажимы входа и выхода которого (1'—2') соединены накоротко, а высокопотенциальные (1—2) используются в качестве выходных зажимов отрицательного сопротивления. Величина отрицательного сопротивления при этом определяется выражением (24).

Один из вариантов реальной схемы последовательного отрицательного сопротивления показан на рис. 16б. При использовании ее в несимметричных относительно земли цепях необходимо за-

землить источник питания. Это затруднение можно преодолеть, применив симметрирующие трансформаторы, но это приведет к некоторому усложнению схемы. Поэтому более предпочтительными являются схемы с параллельным подключением отрицательного сопротивления.

2.6. Влияние нестабильности параметров колебательного контура

Стабильность характеристики затухания фильтра зависит не только от отрицательного сопротивления и емкости или индуктивности, вносимой в контур активным элементом, но также от стабильности частоты и добротности самого контура.

При выполнении сформулированных выше условий, при которых активная и реактивная проводимости активной части фильтра не зависят от параметров транзистора, стабильность контура по частоте определяется в основном температурным коэффициентом магнитной проницаемости (ТК μ) сердечника катушки индуктивности, требования к которому предъявляются тем больше, чем уже полоса пропускания фильтра. Использование же определенных типов сердечников определяет тем самым минимальную ширину полосы пропускания фильтров.

В качестве примера определим минимально возможную полосу пропускания фильтра, работающего в диапазоне температур от 0° до +50°С. Катушки индуктивности выполнены на альсиферовых кольцах ТЧК-55-Р. Максимальный ТК μ альсиферовых колец составляет $150 \cdot 10^{-5}$ на 1°С. Следовательно, при $\Delta t = 50^\circ\text{C}$ относительное изменение индуктивности составит $\frac{(\Delta L)_t}{L} = 150 \cdot 10^{-6} \cdot 50 = 750 \cdot 10^{-5}$.

Так как

$$\dot{f} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC \left(1 + \frac{(\Delta L)_t}{L}\right)}} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{(\Delta L)_t}{2L}}, \quad (68)$$

то относительный уход частоты $\frac{(\Delta f_0)_t}{f_0} = \frac{(\Delta L)_t}{2L} = 375 \cdot 10^{-5}$.

Примем, что максимально допустимое изменение средней частоты $(\Delta f_0)_t \leq 0,3 \Delta f$, где Δf — ширина полосы пропускания фильтра. Тогда

$$\Delta f \geq \frac{(\Delta f_0)_t}{0,3} = \frac{375 \cdot 10^{-5} f_0}{0,3}, \quad (69)$$

$$n \leq \frac{f_0}{\Delta f} \leq \frac{0,3}{375 \cdot 10^{-5}} = 80.$$

В табл. 5 приведены максимальные значения n для фильтров, катушки индуктивности которых выполнены на сердечниках из различных материалов. Допустимые изменения средней частоты $(\Delta f_0)_t = 0,3\Delta f$, рабочий интервал температур $\Delta t = 50^\circ\text{C}$.

ТАБЛИЦА 5

Материал сердечника	ТК μ	n
ТЧК-55, ВЧК-22	$150 \cdot 10^{-6}$ (максимальное значение)	80
То же	$50 \cdot 10^{-6}$ (минимальное значение)	240
Карбонильное железо СБ	$200 \cdot 10^{-6}$	60

Замена узкополосных кварцевых фильтров фильтрами с транзисторной компенсацией потерь осложняется, прежде всего, сравнительно высоким температурным коэффициентом сердечников. Что касается стабильности эквивалентной добротности контура с компенсацией потерь, то можно показать, что она определяется в большей степени стабильностью добротности собственно колебательного контура, чем отрицательного сопротивления.

Эквивалентная добротность контура

$$Q_3 = \frac{Q_K R_{ВХ}}{R_{ВХ} - Q_K \rho}, \quad (70)$$

где Q_K — собственная добротность контура;

$\rho = \omega_p L$ — волновое сопротивление контура;

$R_{ВХ} = \frac{1}{g_{ВХ}}$ — активная часть входного сопротивления схемы компенсации.

Найдем полный дифференциал $Q = \varphi(Q_K, R_{ВХ})$:

$$\begin{aligned} dQ &= \left(\frac{Q_K R_{ВХ}}{R_{ВХ} - Q_K \rho} \right)' dQ_K + \left(\frac{Q_K R_{ВХ}}{R_{ВХ} - Q_K \rho} \right)' dR_{ВХ} = \\ &= \frac{R_{ВХ}^2}{(R_{ВХ} - Q_K \rho)^2} dQ_K - \frac{Q_K^2 \rho}{(R_{ВХ} - Q_K \rho)^2} dR_{ВХ}. \end{aligned} \quad (71)$$

Перейдя к конечным приращениям, с учетом выражения (70), получим

$$\frac{\Delta Q_3}{Q_3} = \frac{1}{R_{ВХ} - Q_K \rho} \left(R_{ВХ} \frac{\Delta Q_K}{Q_K} - Q_K \rho \frac{\Delta R_{ВХ}}{R_{ВХ}} \right). \quad (72)$$

На основании выражения (70) найдем

$$\frac{\Delta Q_3}{Q_3} = \frac{Q_3}{Q_K R_{ВХ}} \left(R_{ВХ} \frac{\Delta Q_K}{Q_K} + Q_K \rho \frac{\Delta R_{ВХ}}{R_{ВХ}} \right). \quad (73)$$

Введем коэффициент повышения добротности контура за счет компенсации потерь

$$\Theta = \frac{Q_3}{Q_K}. \quad (74)$$

Согласно выражению (70) входное сопротивление схемы компенсации

$$R_{вх} = \frac{\Theta}{Q-1} Q_K \rho \approx 4 R_{ос}. \quad (75)$$

Подставив выражения (74) и (75) в ф-лу (73), получим

$$-\frac{\Delta Q_3}{Q_3} = \Theta \frac{\Delta Q_K}{Q_K} - (\Theta - 1) \frac{\Delta R_{вх}}{R_{вх}}. \quad (76)$$

Из выражения (76) видно, что с увеличением коэффициента Θ повышаются требования к стабильности Q_K и $R_{вх}$. Для стабилизации Q можно компенсировать нестабильность Q_K с помощью термосопротивления R_t , включенного в состав $R_{ос}$. Величина R_t выбирается в соответствии с требованиями к стабильности Q в заданном интервале температур.

В [21, 22] приведены результаты экспериментальных исследований температурной нестабильности собственной добротности контуров, индуктивности которых выполнены на ферритовых и карбонильных сердечниках. Испытаниям подвергались:

1) катушка с броневым ферритовым сердечником типа СБ-4Ф (воздушный зазор — 1,5 мм, $\omega = 90$ витков, провод — ЛЭШО $28 \times \times 0,07$, $L = 780$ мкГн, $f_p = 220$ кГц);

2) катушка с броневым сердечником из карбонильного железа типа СБ-4 ($\omega = 150$ витков, провод — ЛЭШО $28 \times 0,07$, $L = = 1000$ мкГн, $f_p = 220$ кГц);

3) катушка с тороидальным сердечником из трех колец карбонильного железа ($d = 30$ мм, $L = 17,5$ мкГн);

4) катушка без сердечника ($f_p = 2200$ кГц).

Результаты экспериментальных исследований приведены в табл. 6.

ТАБЛИЦА 6

Тип сердечника	Добротность при 20°С	Нестабильность добротности, %	Интервал температур °С
Броневой сердечник:			
из феррита	340	-10	30÷55
из карбонильного железа	250	±5	30÷55
Тороидальный сердечник из карбонильного железа	150	-5	20÷70
Катушка без сердечника	70	-10	20÷70

Проводились также экспериментальные исследования температурной неустойчивости эквивалентной добротности контура с компенсацией потерь, индуктивность которого была выполнена на альсиферовом кольце ВЧК-22П. Принципиальная схема, по которой проводились измерения, представлена на рис. 24. В качестве отрицательного сопротивления применялся транзистор типа П13Б.

Для выяснения влияния отдельных элементов схемы на эквивалентную добротность в термостат поочередно помещались катушки индуктивности, транзистор и, наконец, вся активная часть фильтра. Напряжение на контуре измерялось ламповым вольтметром V . Эквивалентная добротность контура определялась по формуле

$$Q_3 = \frac{f_0}{f_2 - f_1},$$

где f — резонансная частота контура;

f_2 и f_1 — частоты, измеренные по уровню 0,7 от максимального с помощью электронного частотомера.

При расчете активной части фильтра выполнялись неравенства (26), (35), (36) и (39). Стабилизация рабочей точки транзистора обеспечивалась сопротивлением R_1 и делителем R_2R_3 .

Измерения показали, что при нагревании только транзистора от $+20$ до $+50^\circ\text{C}$ уменьшение эквивалентной добротности не превышало 10%. При нагревании только катушки индуктивности эквивалентная добротность уменьшается на 40%.

Включение в состав R_{oc} термосопротивления типа ММТ позволило уменьшить температурную неустойчивость эквивалентной добротности до 2% (способ включения термосопротивления см. в разд. 3.4).

Таким образом, при жестких требованиях, предъявляемых к стабильности эквивалентной добротности контура, в активной части фильтра целесообразно применять термосопротивления.

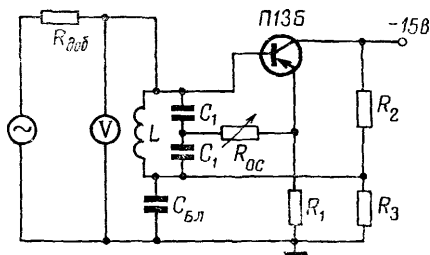


Рис. 24. Принципиальная схема для измерения температурной неустойчивости эквивалентной добротности контура:

$L=0,9$ мГн; $C_1=0,1$ мкФ; $f_0=23\ 175$ Гц; $R_{oc}=1,7$ ком; $R_1=10$ ком; $Q_3=50$; $Q_3=1400$; $R_2=10$ ком; $R_3=20$ ком

2.7. Влияние изменений параметров транзистора на высоких частотах на входную проводимость

Как известно, на высоких частотах коэффициент усиления транзистора снижается вследствие влияния собственной емкости переходов, диффузионной емкости и различия во времени пролета не-

основных носителей в основании. Когда разница во времени пролета становится величиной того же порядка, что и период колебаний сигнала, последнее обстоятельство приводит к резкому снижению усиления.

При работе на высоких частотах коэффициент передачи тока эмиттера транзистора становится комплексной величиной:

$$\dot{\alpha} = \alpha_0 \frac{1}{1 + i \frac{f}{f_\alpha}}, \quad (77)$$

где f_L — частота, на которой α уменьшается до 0,7 от своего значения на низких частотах (α_0).

Эквивалентная схема активной части компенсационной схемы фильтра в области высоких частот

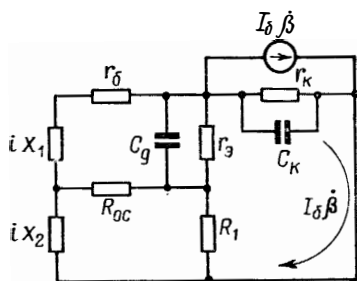


Рис. 25. Эквивалентная схема активной части компенсационной схемы в области высоких частот

представлена на рис. 25. Определитель для этой схемы будет таким же, как и для схемы, изображенной на рис. 21, однако вместо r_3 в него следует подставить

$$z_3 = \frac{r_3}{1 + i\omega C_g r_3},$$

а коэффициент передачи тока базы β заменить комплексной величиной $\dot{\beta}$. При соблюдении неравенства (26) можно пренебречь влиянием диффузионной емкости C_g на входную проводимость активной части фильтра.

Коэффициент передачи тока базы $\dot{\beta}$ на высоких частотах при $\frac{1}{1 - \alpha_0} \approx \beta$ будет равен

$$\begin{aligned} \dot{\beta} &= \frac{\beta_0}{1 + i\gamma(1 + \beta_0)} = \frac{\beta_0}{1 + i\gamma\beta_0} = \\ &= \frac{\beta_0}{1 + \gamma^2\beta_0^2} - i \frac{\gamma\beta_0^2}{1 + \gamma^2\beta_0^2}, \end{aligned} \quad (78)$$

где

$$\gamma = \frac{f}{f_\alpha}.$$

Введем обозначения:

$$S = \frac{\beta_0}{1 + \gamma^2\beta_0^2}, \quad (79)$$

$$t = \frac{\gamma\beta_0^2}{1 + \gamma^2\beta_0^2} = \gamma\beta_0 S. \quad (80)$$

Тогда

$$\dot{\beta} = S - it. \quad (81)$$

Подставив выражения (79) ÷ (81) в выражения (37) и (38), получим

$$\dot{y}_{\text{вх}} = \frac{1}{2(\beta + 1)R_{\text{oc}}} - \frac{1}{4R_{\text{oc}}} - i \frac{1}{2X} = \frac{S}{2R_{\text{oc}}[(S+1)^2 + t^2]} - \frac{1}{2R_{\text{oc}}[(S+1)^2 + t^2]} - \frac{1}{4R_{\text{oc}}} + i \frac{t}{2R_{\text{oc}}[(S+1)^2 + t^2]} - i \frac{1}{2X}. \quad (82)$$

Нетрудно показать, что при $\gamma \ll 1$ ($S \approx \beta_0 \gg 1$) первое слагаемое представляет собой положительную проводимость, не зависящую от частоты:

$$\frac{S}{2R_{\text{oc}}[(S+1)^2 + t^2]} \approx \frac{1}{2R_{\text{oc}}\beta_0} = g_{\beta}, \quad (83)$$

второе слагаемое — положительную проводимость, возрастающую с частотой

$$g_f = \frac{1}{2R_{\text{oc}}[(S+1)^2 + t^2]} = \frac{1 + \gamma^2 \beta_0^2}{2R_{\text{oc}}\beta_0^2} \quad (84)$$

и, наконец, четвертое слагаемое — реактивную проводимость, также возрастающую с частотой.

$$b_f = \frac{t}{2R_{\text{oc}}[(S+1)^2 + t^2]} = \frac{\gamma}{2R_{\text{cc}}}. \quad (85)$$

Второе и четвертое слагаемые появляются на частотах, на которых β имеет комплексный характер.

Для стабильной работы схемы необходимо, чтобы $g_f \ll g_{\beta}$; так как g_{β} при $\beta_0 \geq 19$, по крайней мере, на порядок меньше g_{oc} , то в этом случае можно считать, что результирующая активная входная проводимость не будет зависеть от частоты.

Из выражений (83) и (84) находим, что

$$\frac{g_{\beta}}{g_f} = \frac{S \cdot 2R_{\text{oc}}[(S+1)^2 + t^2]}{2R_{\text{oc}}[(S+1)^2 + t^2]} \approx S.$$

Таким образом, отношение $\frac{g_{\beta}}{g_f}$ равно действительной части коэффициента тока базы $\dot{\beta}$ на высоких частотах. Следовательно, для того, чтобы g_{β} было, например, на порядок больше g_f , действительная часть коэффициента передачи тока базы должна быть равна 10.

Определим граничную частоту использования транзистора для компенсационных схем f_k , помня, что на этой частоте действительная часть коэффициента передачи тока базы β равна S , а $g_\beta = Sg_f$.

Непосредственно из ф-лы (79) найдем, что

$$\gamma = \sqrt{\frac{\beta_0 - S}{S \beta_0^2}} = \sqrt{\frac{1}{S \beta_0} - \frac{1}{\beta_0^2}}. \quad (86)$$

Тогда

$$f_k = f_\alpha \gamma = f_\alpha \sqrt{\frac{1}{S \beta_0} - \frac{1}{\beta_0^2}}. \quad (87)$$

В практических схемах целесообразно выбирать S в пределах от 10 до 30. При $S=10$

$$f_k = f_\alpha \sqrt{\frac{0,1}{\beta_0} - \frac{1}{\beta_0^2}}. \quad (88)$$

Вернемся теперь к выражению (82) и сравним реактивную часть входной проводимости $b_{вх} = \frac{1}{2X}$ с реактивной проводимостью b_f (85), появляющейся на высоких частотах из-за комплексного характера β . Так как $\gamma \ll 1$, а $R_{ос} > X$, то величиной b_f на частотах ниже граничной частоты компенсации f_k можно пренебречь. Рассмотрим это на примере.

Пусть $\beta_0 = 19$, а $S = 10$. Тогда согласно ф-лам (88) и (85)

$$\gamma = \sqrt{\frac{1}{10 \cdot 19} - \frac{1}{19^2}} = 0,05, \text{ а } b_f = \frac{0,05}{2R_{ос}}$$

Таким образом, $\frac{b_{вх}}{b_f} = \frac{2R_{ос}}{2X \cdot 0,05} = 20 \frac{R_{ос}}{X}$. При $\frac{R_{ос}}{X} = 5$ $\frac{b_{вх}}{b_f} = 100$, т. е. величиной b_f вполне можно пренебречь по сравнению с $b_{вх}$. Это значит, что при использовании транзисторов в схемах компенсации потерь в фильтрах изменениями входной проводимости из-за комплексного характера β на частотах ниже f_k можно пренебречь.

Определим f_k для различных типов транзисторов.

1. Согласно справочным данным у транзистора П106 $\alpha_0 = 0,95$; $f_\alpha = 1,5$ МГц и $\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} = 19$. Тогда при $S = 10$ по ф-ле (87)

$$f_k = 1,5 \sqrt{\frac{0,1}{19} - \frac{1}{19^2}} = 1,5 \cdot 0,05 = 0,065 \text{ МГц.}$$

2. Транзистор П401 имеет следующие справочные данные: $\alpha_0 = 0,94$; $f_\Gamma = 30$ МГц (f_Γ — частота генерации или предельная ча-

стота усиления по мощности, на которой коэффициент усиления по мощности падает до 1). Так как

$$f_{\Gamma} = \sqrt{\frac{f_{\alpha}}{30 r'_{\beta} C_{\kappa}}},$$

где $r'_{\beta} C_{\kappa}$ для транзистора П401 равно 3500 мксек, то

$$f_{\alpha} = f_{\Gamma}^2 \cdot 30 r'_{\beta} C_{\kappa} = 900 \cdot 10^{12} \cdot 30 \cdot 3500 \cdot 10^{-12} = 94 \text{ МГц},$$

$$\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} = \frac{0,94}{0,06} = 15,7.$$

При $S=10$

$$f_{\kappa} = 94 \sqrt{\frac{0,1}{15,7} - \frac{1}{15,7^2}} = 4,5 \text{ МГц}.$$

Для тех же условий предельная частота транзистора в схеме усиления с общим эмиттером $f_{\beta} = 0,83 f_{\alpha} (1 - \alpha) = 0,83 \cdot 30 (1 - 0,94) = 1,5 \text{ МГц}$. Таким образом, f_{κ} существенно отличается по величине как от f_{α} , так и от f_{β} .

3.1. Характеристики затухания

Влияние потерь в реактивных элементах фильтров проявляется в наибольшей степени в полосовых фильтрах с узкой полосой пропускания, а также в фильтрах нижних и верхних частот, к которым предъявляются требования по обеспечению большой крутизны нарастания затухания за пределами полосы пропускания.

На рис. 26 представлены схема полосового фильтра типа К и вычисленные для него характеристики затухания. Следует иметь в виду, что потери в элементах последовательных ветвей увеличи-

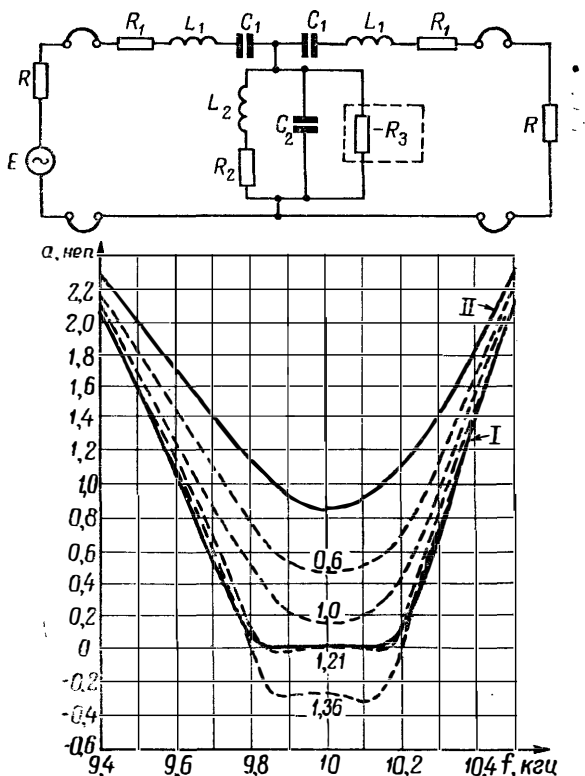


Рис. 26. Схема полосового фильтра типа К и характеристики затухания

вают затухание в полосе пропускания, а потери в элементах параллельной ветви, кроме того, приводят к появлению закруглений характеристики затухания на краях полосы пропускания.

В случае, когда элементы фильтра не имеют потерь, его затухание a_0 определяется выражением [23]

$$e^{-a_0} = \frac{p^3}{(np^2 + p + n) [n^2 p^4 + np^3 + (1 + 2n^3) p^2 + np + n^2]}, \quad (89)$$

где $p = i\omega$. Рассчитанная по этой формуле характеристика затухания фильтра представлена кривой I на рис. 26.

При наличии потерь в элементах фильтра его затухание a определяется по формуле

$$e^{-a} = \frac{2R_1 (\delta_1 p + \delta_2 p^2) (\tau_1 p + \tau_2 p^2 + \tau_3 p^3)}{(\varepsilon_0 + \varepsilon_1 p + \varepsilon_2 p^2 + \varepsilon_3 p^3 + \varepsilon_4 p^4)^2 - (\delta_1 p + \delta_2 p^2)^2}, \quad (90)$$

где

$$\varepsilon_0 = R_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right);$$

$$\varepsilon_1 = R_1 \left[R_1 C_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) + R_2 C_2 + \frac{L_2}{R_3} \right] + R_2 R_1 C_1;$$

$$\varepsilon_2 = R_1 \left[L_1 C_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) + R_1 C_1 \left(R_2 C_2 + \frac{L_2}{R_3} \right) + L_2 C_2 \right] + R_1 C_1 L_2;$$

$$\varepsilon_3 = R_1 \left[L_1 C_1 \left(R_2 C_2 + \frac{L_2}{R_3} \right) + R_1 C_1 L_2 C_2 \right];$$

$$\varepsilon_4 = R_1 L_1 C_1 L_2 C_2;$$

$$\delta_1 = R_1 R_2 C_1;$$

$$\delta_2 = R_1 C_1 L_2;$$

$$\tau_1 = R_1 C_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right);$$

$$\tau_2 = R_1 C_1 \left(R_2 C_2 + \frac{L_2}{R_3} \right);$$

$$\tau_3 = R_1 C_1 L_2 C_2;$$

$$R_1 = R_A + R.$$

Результаты расчёта по формуле (90) при $R_3 = \infty$ представлены кривой II на рис. 26.

Пунктирные кривые на этом рисунке характеризуют влияние на величину затухания отрицательных сопротивлений R_3 различной величины, введенных в параллельную ветвь фильтра. Цифра на каждой из пунктирных кривых представляет собой отношение сопротивления параллельного контура на резонансной частоте к

величине отрицательного сопротивления R_3 . Например, для кривой с индексом 1,0 полностью скомпенсированы потери только в параллельной ветви.

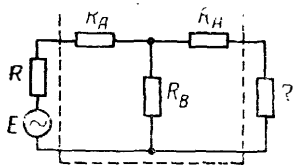


Рис. 27. Эквивалентная схема фильтра, изображенного на рис. 26, на средней частоте полосы пропускания

Компенсация потерь и в последовательных ветвях имеет место при индексе, равном 1,21 (данная кривая совпадает с кривой затухания для фильтра без потерь). При дальнейшем увеличении степени компенсации фильтр начинает вносить усиление в полосе пропускания (кривая с индексом 1,36). Остановимся на этом более подробно.

На средней частоте полосы пропускания реактивные составляющие во всех ветвях фильтра становятся равными нулю. Это позволяет заменить схему, изображенную на рис. 26, эквивалентной схемой, представленной на рис. 27.

Введем следующие обозначения: $\frac{R_A}{R} = A$ и $\frac{R_B}{R} = B$, где R — сопротивления нагрузок на входе и выходе фильтра. Тогда затухание четырехполюсника, представленного на рис. 27, будет равно

$$a = \ln \left[\frac{(A+1)^2 + 2B(A+1)}{2B} \right], \text{ неп.} \quad (91)$$

На рис. 28 изображено семейство характеристик $a=f(B)$ для нескольких значений A . При $B > 0$ — это обычные характеристики

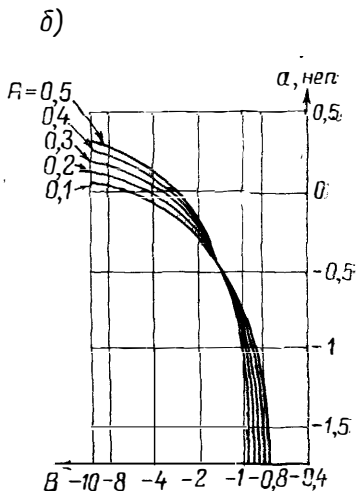
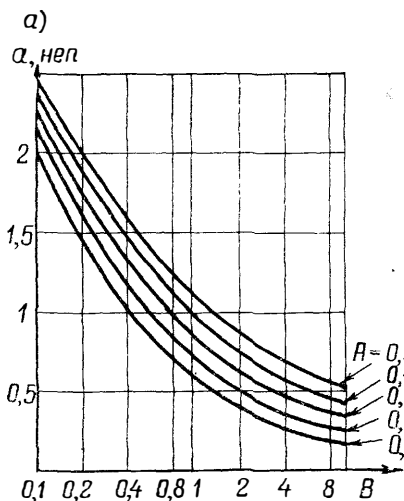


Рис. 28. Семейство характеристик затухания для различных значений $A = \frac{R_A}{R}$ и $B = \frac{R_B}{R}$

затухания пассивного четырехполюсника; когда же B — отрицательно, то при $B = -\frac{(A+1)^2}{2A}$ затухание фильтра равно нулю; при дальнейшем уменьшении B фильтр начинает вносить усиление в полосе пропускания, и при $B = -\frac{A+1}{2}$ система возбуждается.

Затухание однозвенного симметричного полосового фильтра типа m при отсутствии потерь в элементах определяется по формуле

$$e^{-\alpha} = \frac{\kappa p [(1-m^2)p^4 + (2-2m^2 + \kappa^2)p^2 + (1-m^2)]}{(mp^2 + \kappa p + m)[p^4 + \kappa mp^3 + (\kappa^2 + 2)p^2 + \kappa mp + 1]}, \quad (92)$$

где $m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_\infty}\right)^2}$.

Характеристика затухания звена фильтра при $m=0,86$ и отсутствии потерь представлена кривой I на рис. 29; при наличии потерь в элементах зависимость имеет вид, представленный кривой II , а при транзисторной компенсации потерь — кривой III , которая близка к кривой I .

3.2. Искажения и шумы в фильтрах с компенсацией потерь

При введении в состав фильтра активного элемента (транзистора) необходимо рассмотреть такие могущие сопутствовать этому явления, как искажения амплитудной характеристики, нелинейные искажения и собственные шумы.

Для правильного выбора транзистора требуется, прежде всего, оценить величину или хотя бы порядок переменной составляющей тока в цепи коллектора транзистора при подаче на вход фильтра сигнала заданной величины. Для наиболее часто встречающегося случая компенсации потерь с подключением активного элемента к параллельному резонансному контуру, находящемуся в поперечной ветви фильтра, можно принять, что в пределах полосы пропускания напряжение на контуре в первом приближении равно напряжению на входе фильтра. Величину напряжения на параллельном контуре, включенном в последовательную ветвь, нельзя оценить в общем виде. Ее можно оценивать только при-

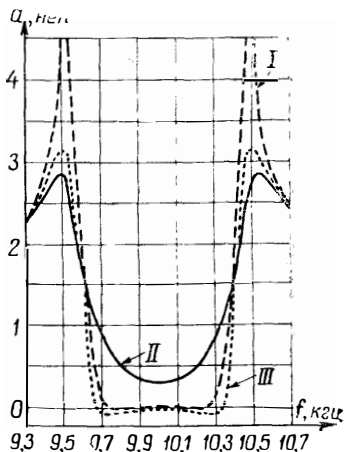


Рис. 29. Частотные характеристики затухания фильтрового звена типа m при отсутствии потерь в элементах (I), с потерями (II) и при транзисторной компенсации потерь (III)

нительно к конкретной схеме проектируемого фильтра, что осуществимо как расчетным, так и экспериментальным путем.

Переменную составляющую коллекторного тока транзистора в схеме с емкостным подключением активного элемента (рис. 21) можно найти по известной величине напряжения на контуре с помощью определителя системы уравнений (25). Коллекторный ток в схеме, представленной на рис. 21, можно определить по формуле

$$i_k = I_3 \beta = \beta U_1 \frac{\Delta_{13}}{\Delta}.$$

Определитель Δ может быть найден из выражения (27), а минор Δ_{13} при выполнении неравенства (35) определяется следующим образом:

$$\Delta_{13} = \begin{vmatrix} -iX & iX + R_{oc} + R_1 \\ -iX & -R_{oc} \end{vmatrix} \cong -X^2 + iXR_1. \quad (93)$$

Отношение входного тока I_1 к коллекторному току транзистора

$$\frac{I_1}{I_3 \beta} = \frac{U_1 \frac{\Delta_{11}}{\Delta}}{\beta U_1 \frac{\Delta_{13}}{\Delta}} = \frac{1}{\beta} \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{13}}. \quad (94)$$

Подставив в выражение (94) значение минора Δ_{11} из ф-лы (30), Δ_{13} из ф-лы (93) и учтя соотношения (35), (36), получим

$$\frac{I_1}{I_3 \beta} = \frac{R_1}{\beta X} \frac{iX + (\beta + 1)R_{oc}}{-X + iR_1}. \quad (95)$$

Отношение амплитуд упомянутых токов выразится как отношение модулей числителя и знаменателя ф-лы (95), т. е.

$$\frac{I_1}{I_3 \beta} = \frac{R_1}{\beta X} \frac{X^2 + (\beta + 1)^2 R_{oc}^2}{\sqrt{X^2 - R_1^2}}. \quad (96)$$

При практически встречающихся величинах добротности контуров

$$I_1 \approx \frac{U_k}{X}, \quad (97)$$

где U_k — напряжение на контуре.

Из выражений (96) и (97), с учетом соотношения (36), получим

$$I_k = \beta I_3 = \frac{I_1 \beta X}{\sqrt{X^2 + (\beta + 1)^2 R_{oc}^2}} \cong \frac{I_1 X}{R_{oc}} = \frac{U_k}{R_{oc}}. \quad (98)$$

Аналогичное соотношение может быть легко найдено и для схемы с индуктивным подключением активного элемента (рис. 17 и 23) при выполнении условий, представленных в табл. 4. Нако-

нец, при использовании последовательного отрицательного сопротивления ток в коллекторе транзистора, очевидно, будет равен току в соответствующей ветви фильтра.

Зная величину переменной составляющей коллекторного тока, можно выбрать тип транзистора и режим его работы в пределах линейного участка статических характеристик. При необходимости обеспечения неискаженной передачи через фильтр сигналов высоких уровней можно воспользоваться схемой на двух транзисторах [24].

Нелинейные искажения, возникающие в активной части полосовых фильтров с узкой полосой пропускания при работе транзистора в линейном режиме, в большинстве случаев не имеют существенного значения, так как подавляющая часть продуктов нелинейности оказывается вне полосы пропускания фильтра.

Введение в состав фильтра транзистора приводит также к появлению дополнительных шумов — термического шума, шума за счет дробового эффекта и так называемого избыточного шума [27].

Термический шум, создаваемый нерегулируемым хаотическим движением носителей зарядов внутри полупроводника, обнаруживается даже в том случае, если через полупроводник не протекает ток. Шум дробового эффекта вызывается флуктуациями потока носителей зарядов через полупроводник. Избыточный шум является специфическим для полупроводниковых приборов и представляет собой основную составляющую шума в области низких и средних частот.

При определении величины шумов, создаваемых транзистором, возможны два пути. Первый из них сводится к представлению транзистора в виде шумящего четырехполюсника (рис. 30а), который затем заменяется эквивалентной схемой, включающей нешумящий четырехполюсник и источники шумовых токов или напряжений (рис. 30б). Величины токов и напряжений этих источников оцениваются в результате предварительных измерений. Второй путь состоит в выяснении источников шума, фактически действующих в транзисторе, их количественной оценке и введении в эквивалентную схему транзистора для линейного режима.

Пример схемы такого рода приведен на рис. 31. Величины шумовых эдс и токов определяются достаточно сложными выражениями [27].

Второй путь характерен тем, что с его помощью можно рассчитать величину шумов любой схемы, работающей в произвольном режиме, без проведения дополнительных измерений. К сожалению, получаемые при этом результаты не всегда совпадают с

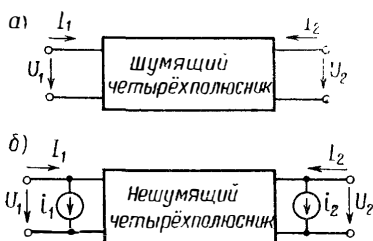


Рис. 30. Эквивалентная схема шумящего четырёхполюсника

практически наблюдаемыми, так как не удается учесть все внутренние источники шума транзистора. Существенное значение при этом имеет наличие положительной обратной связи.

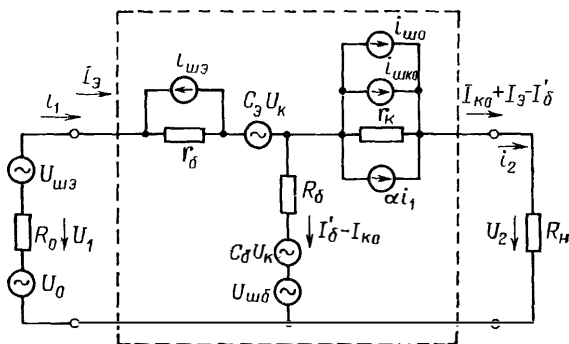


Рис. 31. Эквивалентная схема транзистора с источниками шумов

Принимая во внимание изложенное, величины шумов фильтра с компенсацией потерь более целесообразно определять с помощью широкополосного прибора — в тех случаях, когда интересуются суммарным значением шумов на выходе фильтра, или селективного прибора — в случаях, когда необходимо знать спектральное распределение шума. Блок-схема измерений представлена на рис. 32. При измерениях вход фильтра нагружается на сопротивление, равное выходному сопротивлению источника сигнала.

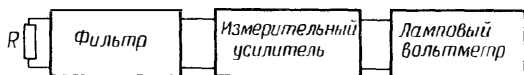


Рис. 32. Блок-схема измерений собственных шумов фильтра с компенсацией потерь

3.3. Некоторые общие соображения о методах расчета фильтров

Расчет фильтров с активными элементами включает в себя расчет пассивных цепей фильтра и расчет схемы компенсации. Целью его является нахождение схемы пассивной части фильтра, к которой можно было бы наилучшим образом подключить один или несколько активных элементов. Из предыдущего следует, что наиболее просто компенсация потерь реализуется в параллельном контуре, включенном в шунтирующую ветвь фильтра. Компенсация потерь в параллельном контуре последовательной ветви менее удобна. Наконец, самой невыгодной является компенсация

потерь в последовательном контуре. Эти соображения должны быть учтены при выборе схемы фильтра.

Расчет пассивной части фильтра может быть выполнен обычными для современной инженерной практики методами: по рабочим или по характеристическим параметрам.

Расчет фильтров по рабочим параметрам основан на теории синтеза электрических цепей по заданной частотной характеристике [28]. Он сводится к представлению характеристики рабочего затухания в виде функции частоты, имеющей форму полинома (многочлена) или дроби, числитель и знаменатель которой также представляют собой полиномы, и последующему нахождению электрической схемы фильтра, частотная характеристика которой соответствует данной функции.

Этот метод расчета является наиболее совершенным, так как позволяет получить требуемые характеристики с наибольшей точностью при минимально возможном числе схемных элементов. Однако сам расчет является весьма сложным и трудоемким и может быть выполнен только проектировщиком высокой квалификации. В силу этого расчет по рабочим параметрам целесообразно производить только в тех случаях, когда проектируемый фильтр предназначается для использования в крупносерийной аппаратуре. Следует отметить, что в последнее время появились таблицы для расчета фильтров по рабочим параметрам, существенно облегчающие их расчет [11], [28], [29], [30].

Метод расчета фильтров по характеристическим параметрам основан на использовании теории, развитой первоначально для длинных линий. Суть этого метода состоит в расчленении сложной схемы фильтра на ряд простых звеньев и полувзвеньев, соединяемых каскадно по принципу согласованного включения. Для расчета используются достаточно простые формулы, что не требует для проектирования фильтра высокой квалификации. Поэтому данный метод получил широкое распространение.

Для целесообразного выбора параметров отдельных звеньев используются либо специально разработанные шаблоны [8], либо формулы, полученные с помощью теории наилучшего приближения функций [32]. Интересно, что фильтры, рассчитанные по характеристическим параметрам, менее чувствительны к разбросу схемных элементов, чем фильтры, рассчитанные по рабочим параметрам.

Метод расчета по характеристическим параметрам освещен в литературе, рассчитанной на широкий круг читателей — научных работников, инженеров, техников [5], [28], [32] и радиолюбителей [34].

Метод расчета по характеристическим параметрам используется в разд. 3.4.

В приложении 1 приведены схемы звеньев фильтров нижних и верхних частот, а также полосовых и заграждающих фильтров, наиболее удобные для подключения компенсационных элементов.

Поскольку схемы звеньев полосовых фильтров отличаются большей сложностью, чем звенья фильтров нижних и верхних частот, и большим числом разновидностей, а потери в элементах оказывают наибольшее влияние на их характеристики, то ниже приводится расчет именно полосовых фильтров с компенсацией потерь.

Расчет компенсационных схем для фильтров нижних и верхних частот и заградительных фильтров аналогичен расчету компенсационных схем для полосовых фильтров.

3.4. Порядок расчета полосовых фильтров с компенсацией потерь

Исходные данные:

- средняя частота полосы пропускания $f_0 \pm \Delta f_0$, где Δf_0 — погрешность за счет ухода частоты со временем, за счет температурных изменений и т. д.;
- ширина полосы пропускания Δf ;
- затухание на средней частоте $a_0 \pm \Delta a_0$;
- полоса задерживания и частоты всплесков затухания;
- затухание в полосе задерживания;
- входное и выходное сопротивления фильтра;
- максимальное напряжение входного сигнала;
- допустимая величина нелинейных искажений и собственных шумов (при необходимости).

Выбор и расчет фильтровых звеньев

1. По допустимой величине затухания в полосе пропускания, обусловленной несогласованностью выхода фильтра с нагрузкой, определяются: затухание эха $a_э$, минимально допустимая величина несогласованности $a_{н\ мин}$, коэффициент использования полосы пропускания k_1 и, наконец, теоретические частоты срезов f_{c1} и f_{c2} и величина n . [5], [32].

Таким способом определяются f_{c1} , f_{c2} и n лишь в том случае, когда к фильтру предъявляются жесткие требования. В остальных случаях указанные величины определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} f_{c1} = f_1 = f_0 - \frac{\Delta f}{2} \\ f_{c2} = f_2 = f_0 + \frac{\Delta f}{2} \\ n = \frac{f_{c2} - f_{c1}}{f_0} \end{aligned} \right\} \quad (99)$$

2. Тип фильтрового звена выбирается на основании требований, предъявляемых к характеристике затухания.

Полосовые фильтры с компенсацией потерь можно разделить на три группы:

— узкополосные ($n > 50$), с компенсацией потерь для уменьшения затухания в полосе пропускания без особо жестких требований к крутизне характеристики;

— широкополосные ($n < 50$) типа m , с компенсацией потерь для увеличения затухания на частотах всплесков;

— узкополосные ($n > 100$) типа m , с особо крутыми характеристиками и компенсацией потерь как для уменьшения затухания в полосе пропускания, так и для увеличения затухания на частотах всплесков.

В фильтрах 1-й группы целесообразно применять трехэлементные полузвенья или звенья типа K (см. приложение 1). На рис. 33 приведено семейство кривых для определения характеристического затухания трехэлементных звеньев, имеющих несимметричную характеристику затухания (всплеск затухания у них имеет место при $f = 0$ или $f = \infty$). Как видно из рис. 33, в области, обозначен-

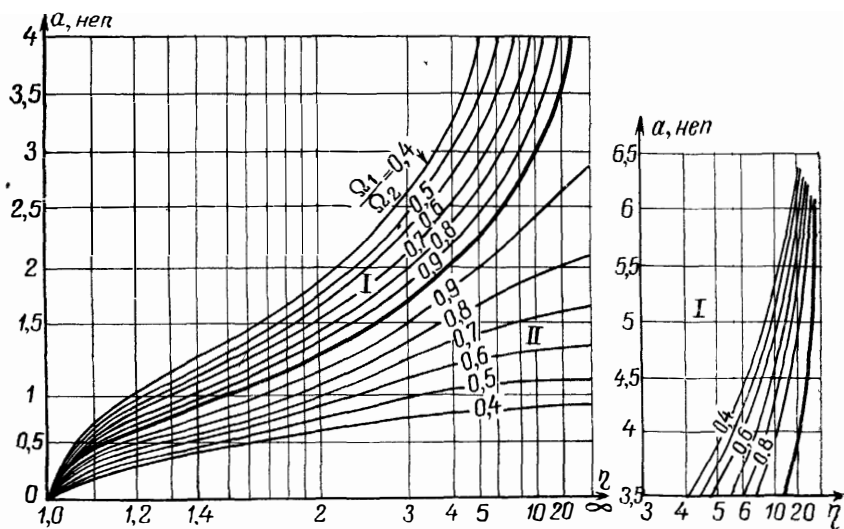


Рис. 33. Графики для определения характеристического затухания трехэлементных звеньев ($\frac{\Omega_1}{\Omega_2} = \frac{f_1}{f_2}$)

ной индексом I , имеется всплеск затухания, а в области II он отсутствует. По мере того, как полоса пропускания сужается, затухание трехэлементного звена приближается к затуханию полузвеня типа K (толстая кривая).

Значение η определяется по формуле

$$\eta = n \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right),$$

где Ω — отношение частоты f , на которой фильтр должен обеспечивать заданное затухание, к f_0 .

Кривые, изображенные на рис. 33, позволяют определить затухание, обеспечиваемое трехэлементным звеном или полувзеном типа K . Если достигаемое при этом затухание окажется меньше заданного, необходимо применять несколько звеньев типа K или звено типа m .

После выбора звена производится расчет нормированных коэффициентов, а затем элементов фильтра по формулам, приведенным в приложении 1.

При выборе сердечников для катушек индуктивности необходимо учитывать требования к стабильности характеристики затухания (см. табл. 5). Если требуется более высокая стабильность, чем могут обеспечить имеющиеся сердечники, то необходимо поместить фильтр в термостат. В качестве менее радикальной меры иногда применяется предварительная тренировка сердечников, а также пропитка их церезином.

3. Далее в соответствии с выражением (74) определяется коэффициент увеличения добротности Θ как отношение добротности Q_3 , необходимой для получения заданной характеристики, к добротности контура без компенсации потерь $Q_{к}$.

Так как в фильтрах обычно применяются слюдяные конденсаторы типа СГМ, СГМЗ, КСГ и ССГ с очень высокой добротностью, то добротность контура практически определяется добротностью катушек индуктивности. Последняя может быть вычислена по ф-ле (1). На низких частотах сопротивление потерь r практически полностью определяется омическим сопротивлением обмотки

$$r = \sigma l_b \omega, \quad (100)$$

где σ — сопротивление 1 м провода определенного сечения (приводится в справочниках), $ом/м$;

ω — количество витков катушки;

l_b — длина одного витка, $м$.

На частотах выше 50 $кГц$ добротность может быть определена по таблицам Майорова [35].

Добротность, необходимая для получения в полосе пропускания заданного затухания, для фильтров 1 и 3-й групп определяется из выражений [11]:

для звеньев типа m

$$Q_3 = \frac{2nm}{a_0}$$

для звеньев типа K

$$Q_3 = \frac{2n}{a_0}$$

для трёхэлементных звеньев

$$Q_3 = \frac{n}{a_0}$$

(101)

Добротность, необходимая для получения заданного затухания на частотах всплесков, для фильтров 2 и 3-й групп определяется из выражений (16), (17), (15) или по формуле [33]:

$$Q_3 = e^{\frac{2,3(a_\infty - a_M - a_{ps})}{20}}, \quad (102)$$

где a_∞ — затухание, заданное на частоте всплеска;
 a_M и a_{ps} — затухания, определяемые по таблицам, приведенным в приложении 2 [33].

Расчет компенсационной схемы

1. Значение сопротивления обратной связи R_{oc} определяется из выражения (75):

$$R_{oc} = \frac{R_{вх}}{4} = \frac{\theta}{\theta - 1} \cdot \frac{Q_K \omega_0 L}{4}. \quad (103)$$

При $\theta \gg 1$

$$R_{oc} \cong \frac{Q_K \omega_0 L}{4}.$$

В связи с неизбежным отклонением реальных величин индуктивности и добротности от полученных путем расчета, при котором, например, не учитываются потери в сердечнике и собственная емкость катушки, значение R_{oc} должно уточняться в процессе настройки фильтра.

2. При выборе величины сопротивления R_1 , кроме условия (35), необходимо иметь в виду, что в области малых токов эмиттера, обусловленных увеличением R_1 , может произойти заметное уменьшение β и увеличение r_3 , вследствие чего неравенства (26) и (39) также могут оказаться невыполненными.

На рис. 34 показана типовая зависимость параметров β и r_3 малоомощного транзистора от тока эмиттера при $u_K = -5$ в [24].

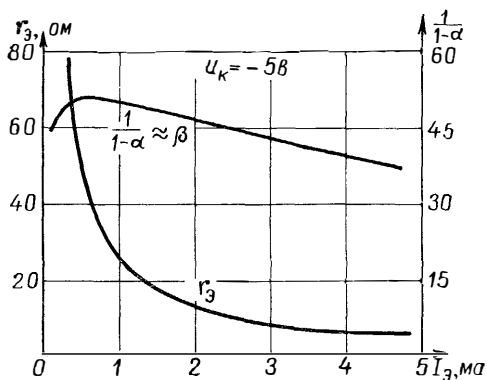


Рис. 34. Зависимость параметров транзисторов β и r_3 от тока эмиттера

В качестве номинального рекомендуется ток эмиттера, при котором β имеет значение, близкое к максимальному.

3. Тип транзистора выбирается с учетом требуемого коэффициента увеличения добротности Θ и допустимой нестабильности затухания в полосе пропускания.

Если фильтры предназначены для работы в аппаратуре, в которой не допускаются подбор транзисторов по β и подстройка фильтров после их замены, то транзисторы должны выбираться с таким производственным разбросом по β , чтобы при изменении данного коэффициента в пределах от $\beta_{\text{мин}}$ до $\beta_{\text{макс}}$ изменение затухания фильтра на средней частоте Δa_0 не превышало допустимую величину. Приращение затухания на средней частоте Δa_0 при изменении Q на ΔQ может быть определено из выражения (11):

$$\left| \frac{\Delta a_0}{a_0} \right| = \left| \frac{\Delta Q_3}{Q_3} \right|. \quad (104)$$

При изменении только входного сопротивления схемы компенсации $R_{\text{вх}}$ из ф-лы (76) найдем

$$\left| \frac{\Delta Q_3}{Q_3} \right| = (\Theta - 1) \left| \frac{\Delta R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} \right|. \quad (105)$$

Из выражения (40) определим изменение величины входной проводимости $g_{\text{вх}}$ при изменении коэффициента β от $\beta_{\text{макс}}$ до $\beta_{\text{мин}}$. Предварительно, для удобства дальнейших выкладок, приведем выражение (40) к виду

$$g_{\text{вх}} = \frac{1}{2(\beta + 1)R_{\text{ос}}} \left(1 + \frac{2R_{\text{ос}}}{R_1} \right) - \frac{1}{4R_{\text{ос}}}. \quad (106)$$

Тогда

$$\Delta g_{\text{вх}} = \frac{1}{2R_{\text{ос}}} \left(-\frac{1}{\beta_{\text{макс}} + 1} + \frac{1}{\beta_{\text{мин}} + 1} \right) \left(1 + \frac{2R_{\text{ос}}}{R_1} \right).$$

Отсюда, полагая $\beta_{\text{макс}} > \beta_{\text{мин}} \gg 1$ и обозначив $\sqrt{\beta_{\text{макс}} \beta_{\text{мин}}} = \beta_{\text{ср}}$, $\beta_{\text{макс}} - \beta_{\text{мин}} = \Delta \beta_{\text{макс}}$ и $\frac{1}{\beta_{\text{ср}}} \left(1 + \frac{2R_{\text{ос}}}{R_1} \right)$ через $\frac{1}{\beta'_{\text{ср}}}$, после несложных преобразований получим

$$\left| \frac{\Delta g_{\text{вх}}}{g_{\text{вх}}} \right| = \frac{\frac{\Delta \beta_{\text{макс}}}{\beta_{\text{ср}}} \cdot \frac{1}{\beta'_{\text{ср}}}}{\frac{1}{2} - \frac{1}{\beta'_{\text{ср}}}}. \quad (107)$$

Учитывая, что при $\frac{\Delta R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} \ll 1$

$$\left| \frac{\Delta R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} \right| \cong \left| \frac{\Delta g_{\text{вх}}}{g_{\text{вх}}} \right|,$$

подставим выражения (105) и (107) в выражение (104). Тогда

$$\left| \frac{\Delta a_0}{a_0} \right| = (\Theta - 1) \frac{\frac{\Delta \beta_{\max}}{\beta_{\text{ср}}} \frac{1}{\beta'_{\text{ср}}}}{-\frac{1}{\beta'_{\text{ср}}} + \frac{1}{2}}. \quad (108)$$

Для наиболее широко используемых транзисторов отношение $\frac{\Delta \beta_{\max}}{\beta_{\text{ср}}}$ составляет примерно 1÷1,4. Для построения приводимого ниже расчетного графика это отношение условно принято равным 1,2. В этом случае выражение (108) принимает вид

$$\left| \frac{\Delta a_0}{a_0} \right| = |\Theta - 1| \frac{0,96}{-0,8 + \beta'_{\text{мин}}}. \quad (109)$$

На основании выражения (109) построены кривые, изображенные на рис. 35, с помощью которых по заданным $\left| \frac{\Delta a_0}{a_0} \right|$ и Θ определяется $\beta'_{\text{мин}}$. Умножая $\beta'_{\text{мин}}$ на коэффициент $\left(1 + \frac{2R_{\text{ос}}}{R_1}\right)$, получаем необходимую величину $\beta_{0\text{мин}}$ транзистора. При выполнении условия (35), т. е. при $\frac{2R_{\text{ос}}}{R_1} \ll 1$, $\beta'_{0\text{мин}} \cong \beta_{0\text{мин}}$.

В тех случаях, когда допускается подстройка фильтров после смены транзисторов или подбор их по β (например в фильтрах,

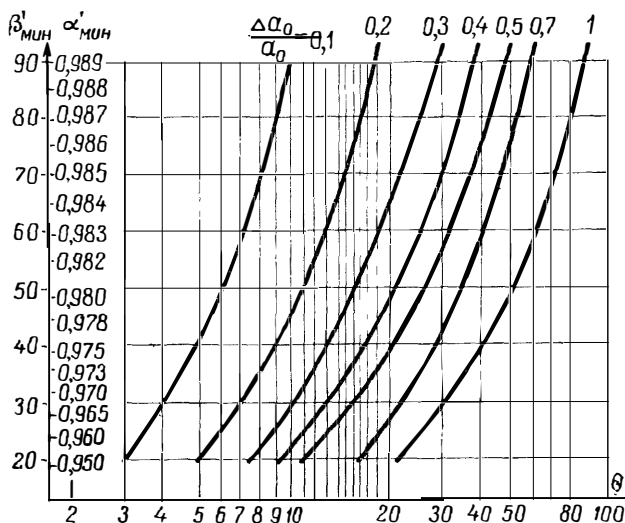


Рис. 35. Кривые для определения необходимого $\beta_{0\text{мин}}$ транзистора

предназначенных для лабораторных измерений), целесообразно применять транзисторы с $\beta_{\text{мин}} = 20 \div 30$.

Из выражения (87) найдем минимальную граничную частоту транзистора:

$$f_{\alpha \text{ мин}} = \frac{f_{\kappa}}{\sqrt{\frac{1}{S\beta_{0 \text{ мин}}} - \frac{1}{\beta_{0 \text{ мин}}^2}}}, \quad (110)$$

где $S \ll \beta_{0 \text{ мин}}$.

По найденным значениям $\beta_{0 \text{ мин}}$ и $f_{\alpha \text{ мин}}$ по справочнику выбирается необходимый тип транзистора.

Если требуемое значение $\beta_{\text{мин}}$ больше $\beta_{\text{мин}}$ реальных транзисторов, параметры которых даны в справочниках, то целесообразно для компенсации применять схему на двух транзисторах, что, кроме того, позволит заметно улучшить амплитудную характеристику фильтра.

4. После расчета элементов компенсационной схемы проверяется выполнение условий (26) и (36). Если они не выполняются, то необходимо изменить волновое сопротивление контура, используя трансформаторное подключение [36].

5. Для стабилизации рабочей точки рассчитывается базовый делитель [24], [31].

3.5. Примеры расчета фильтров с компенсацией потерь

Пример 1.

Рассчитаем фильтр для лабораторных измерений, если заданы:

- средняя частота полосы пропускания $f_0 = 1000 \pm 1$ гц;
- ширина полосы пропускания по уровню 0,35 неп $\Delta f = 2 \div 3$ гц;
- затухание на средней частоте полосы $a_0 = 0,35$ неп $\pm 0,2$ неп;
- затухание при расстройке на ± 10 гц от f_0 — не менее 2,3 неп;
- нагрузочные сопротивления фильтра $R_{\text{вх}} = R_{\text{вых}} = 60\,000$ ом;
- рабочий интервал температур $+ (20 \div 50)^\circ\text{C}$;
- напряжение источника питания — 15 в;
- напряжение входного сигнала ≤ 300 мв.

Выбор и расчет фильтрового звена

1. При $\Delta f = 3$ гц согласно ф-ле (99)

$$f_{c1} = f_0 - \frac{\Delta f}{2} = 998,5 \text{ кГц};$$

$$f_{c2} = f_0 + \frac{\Delta f}{2} = 1001,5 \text{ гц}.$$

Величина, обратная относительной ширине полосы пропускания, равна

$$n = \frac{f_0}{\Delta f} = 333.$$

2. Относительная частота, на которой фильтр должен обеспечивать затухание не менее 2,3 неп:

$$\Omega_3 = \frac{f_3}{f_0} = \frac{1010}{1000} = 1,01.$$

а относительные частоты среза:

$$\Omega_1 = \frac{f_{c1}}{f_0} = \frac{998,5}{1000} = 0,998,$$

$$\Omega_2 = \frac{f_{c2}}{f_0} = \frac{1001,5}{1000} = 1,001.$$

Отсюда

$$\frac{\Omega_1}{\Omega_2} = \frac{f_{c1}}{f_{c2}} = 0,99,$$

а нормированная частота

$$\gamma_3 = n \left(\Omega_3 - \frac{1}{\Omega_3} \right) = 330 (1,01 - 0,99) = 6.$$

По кривым, изображенным на рис. 33, находим, что при $\eta=6$ и $\frac{\Omega_1}{\Omega_2} = 0,99$ одно трехэлементное звено дает затухание $a \approx 2,3 \text{ nep}$. Следовательно, заданной характеристикой обладает одно трехэлементное звено при компенсации потерь в его элементах.

Выбираем Т-образное звено, схема которого изображена на рис. 36. Обычно звено подобного типа не применяется в многозвенных фильтрах из-за невозможности согласования его характеристического сопротивления с другими звеньями. Однако в рассматриваемом случае это не имеет значения, поскольку применяется однозвенный фильтр. Достоинством этого звена является минимальное количество катушек индуктивности.

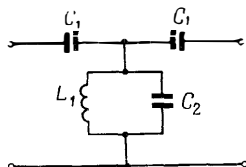


Рис. 36. Схема Т-образного фильтрового звена

Используя формулы приложения 1, находим нормированные коэффициенты:

$$\alpha_1 = 2n \Omega_1^2 = 2 \cdot 333 \cdot 0,998^2 = 663,3,$$

$$\beta_1 = \frac{1}{2n} = 0,0015,$$

$$\alpha_2 = \Omega_1 + \Omega_2 = 0,9985 + 1,0015 = 2;$$

единичные индуктивность и емкость:

$$L = \frac{R}{2\pi f_0} = \frac{60 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 10^3} = 9,66 \text{ зн},$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 R} = \frac{1}{60 \cdot 10^3 \cdot 6,28 \cdot 10^3} = 2660 \text{ пф};$$

параметры элементов звена:

$$L_1 = \beta_1 L = 9660 \cdot 0,0015 = 14,49 \text{ мзн},$$

$$C_2 = \alpha_1 C = 0,0026 \cdot 663,3 = 1,76 \text{ мкф},$$

$$C_1 = \alpha_2 C = 2660 \cdot 2 = 5300 \text{ пф}.$$

Для получения более приемлемых величин L_1 и C_2 применим катушку с отводом, как это сделано на рис. 37 (коэффициент трансформации $u^2 = 17,6$). Тогда $u^2 L_1 = 255 \text{ мзн}$ и $\frac{C_2}{u^2} = 0,1 \text{ мкф}$.

Для подключения компенсационной схемы представляем конденсатор контура в виде двух последовательно соединенных конденсаторов, емкость которых равна $\frac{2C_2}{u^2} = 0,2 \text{ мкф}$. Для сердечника катушки индуктивности выбираем сдвоен-

ное альсиферовое кольцо ТЧК-55 размером $36 \times 0,5$. Тогда число витков и диаметр провода катушки [22] будут соответственно равны:

$$\omega_{1-3} = 123 \sqrt{L_{(мгн)}} = 123 \sqrt{255} = 1960 \text{ витков},$$

$$\omega_{1-2} = 123 \sqrt{14,49} = 470 \text{ витков},$$

$$d_0 = \frac{13}{\sqrt{\omega_{1-3}}} = \frac{13}{\sqrt{1960}} = 0,3 \text{ мм}.$$

Из табл. 5 видно, что данный фильтр (с $n=333$), работающий при $\Delta t=30^\circ\text{C}$. может быть выполнен только на кольцах ТКЧ-55 с $\text{ТК}\mu = 50 \cdot 10^{-6}$.

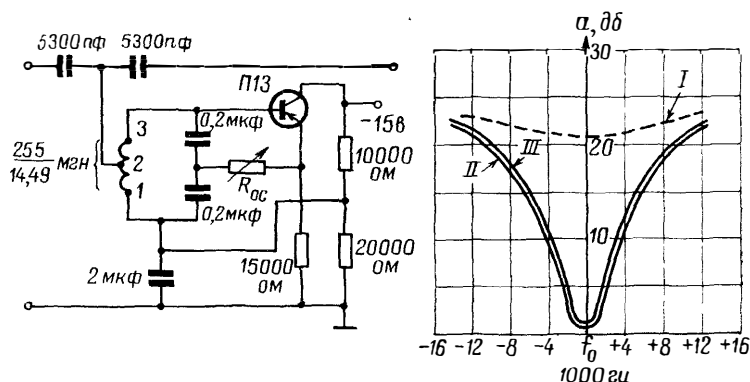


Рис. 37. Схема и характеристики затухания фильтра с $f_0=1000 \text{ гц}$ (I — характеристика фильтра без компенсации потерь, II — с компенсацией потерь при $t=20^\circ\text{C}$, III — с компенсацией потерь при $t=50^\circ\text{C}$)

3. Экспериментально полученная величина Q оказалась равной 50.

Добротность Q_3 , необходимую для получения заданного затухания α_0 , можно определить по ф-ле (101):

$$Q_3 = \frac{n}{\alpha_0} = \frac{333}{0,35} = 950.$$

Коэффициент увеличения добротности

$$\theta = \frac{Q_3}{Q_k} = \frac{950}{50} = 19.$$

Расчет компенсационной схемы

1. Согласно ф-ле (103) величина сопротивления обратной связи $R_{0c} =$

$$= \frac{\theta}{\theta - 1} \frac{\omega_0 L Q_k}{4} = \frac{19 \cdot 6,28 \cdot 10^3 \cdot 255 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{18 \cdot 4} \cong 20 \text{ ком}.$$

При настройке фильтра установлено, что $R_{0c} = 15000 \text{ ом}$.

2. Поскольку рассматриваемый фильтр предназначен для работы в лабораторной измерительной аппаратуре, то при смене транзисторов допускается подстройка фильтра с помощью переменного сопротивления R_{oc} .

Выбираем транзистор с $\beta_{мин} = 32$ ($\alpha_{мин} = 0,97$). Минимальная граничная частота такого транзистора при $S = 15$ согласно ф-ле (110) равна

$$f_{\alpha \text{ мин}} = \frac{10^3}{\sqrt{\frac{1}{15 \cdot 19} - \frac{1}{19^2}}} = \frac{10^3}{\sqrt{0,0036 - 0,00276}} \cong 37 \text{ кГц}.$$

По $\beta_{мин}$ и $f_{\alpha \text{ мин}}$ выбираем транзистор типа П13 ($\alpha_{мин} = 0,97$; $f_{\alpha \text{ мин}} = 460 \text{ кГц}$).

3. Проверяем выполнение условий (26) и (36). Для транзистора П13 при работе с токами эмиттера от 0,5 до 1 ма $r_{э} \approx 20 \div 50 \text{ ом}$. Следовательно, $R_{oc} \gg r_{э}$.

Так как $C = 0,2 \cdot 10^{-6}$, то

$$\frac{1}{\omega_0 C} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 10^{-6}} = 795 \text{ ом},$$

т. е. $R_{oc} \gg \frac{1}{\omega_0 C}$.

При полученной величине $R_{oc} = 20 \text{ ком}$ выполнить условие (35) практически невозможно. Поэтому для получения приемлемой величины тока эмиттера примем $R_1 = 15 \text{ ком}$.

4. Задаемся напряжением на эмиттере относительно земли $u_{э} = 10 \text{ в}$ и рассчитываем

$$I_{э} \cong \frac{u_{э}}{R_1} = 0,67 \text{ ма}.$$

Базовый делитель для стабилизации рабочей точки рассчитываем по [24]. Задаемся коэффициентом неустойчивости $\lambda = 1,4$ (обычно $1 < \lambda < 3$). Тогда

$$\frac{R_1}{R_6} = \frac{1}{\lambda - 1} = 2,3.$$

Определяем

$$R_6 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = \frac{R_1}{2,3} = \frac{15 \text{ ком}}{2,3} = 6,66 \text{ ком}.$$

Определяем R_2 и R_3 :

$$R_2 = \frac{E_K R_6}{u_6} \approx \frac{E_K R_6}{u_{э}} = \frac{15 \cdot 6,66}{10} \approx 10 \text{ ком},$$

$$R_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_6} - \frac{1}{R_2}} = \frac{1}{\frac{1}{6,66} - \frac{1}{10}} \approx 20 \text{ ком}.$$

Полная схема фильтра с $f_0 = 1000 \text{ гц}$ представлена на рис. 37а. На рис. 37б приведены характеристики затухания фильтра.

Пример 2.

Рассчитаем полосовой фильтр, если заданы:

- средняя частота полосы пропускания $f_0 = 8 \text{ кГц} \pm 30 \text{ гц}$;
- ширина полосы пропускания по уровню 0,1 неп $\Delta f = 100 \text{ гц}$;
- затухание на средней частоте полосы пропускания $a_0 \leq 0,35 \pm 0,1 \text{ неп}$;
- неравномерность в полосе пропускания не более 0,1 неп;
- затухание в полосе задерживания при расстройке на $\pm 0,5 \text{ кГц}$ от f_0 не менее 4 неп;

- нагрузочные сопротивления фильтра $R_{вх} = R_{вых} = 135 \text{ ом}$;
- напряжение сигнала на входе фильтра не более 300 мв ;
- напряжение источника питания $— 15 \text{ в}$.

Выбор и расчет фильтрового звена

1. Задается допустимой неравномерностью затухания в полосе пропускания, обусловленной несогласованностью, $\Delta a_p = 0,1 \text{ неп}$.

Определяем затухание эха [32]:

$$a_{\text{э}} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{1 - e^{-2 \Delta a_p}} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{1 - e^{-2 \cdot 0,1}} = 0,85 \text{ неп}.$$

Минимально допустимая величина затухания несогласованности в полосе пропускания

$$a_{н \text{ мин}} = a_{\text{э}} + 0,69 = 0,85 + 0,69 = 1,54 \text{ неп}.$$

Определяем расчетный параметр x'_1 :

$$x'_1 = \left(\frac{e^{a_{н \text{ мин}}} - 1}{e^{a_{н \text{ мин}}} + 1} \right)^2 = \left(\frac{4,7 - 1}{4,7 + 1} \right)^2 = 0,42.$$

Коэффициент использования полосы пропускания

$$x_1 = \sqrt{1 - (x'_1)^2} = \sqrt{1 - 0,177} = 0,9.$$

Величина, обратная относительной ширине полосы пропускания,

$$n = \frac{f_0}{\frac{\Delta f}{x_1}} = \frac{8 \cdot 10^3 \cdot 0,9}{100} = 72.$$

Относительные частоты среза:

$$\Omega_1 = \sqrt{1 + \frac{1}{4n^2}} - \frac{1}{2n} = 0,993,$$

$$\Omega_2 = \sqrt{1 + \frac{1}{4n^2}} + \frac{1}{2n} = 1,007.$$

Частоты среза:

$$f_1 = \Omega_1 f_0 = 0,993 \cdot 8 = 7,945 \text{ кГц},$$

$$f_2 = \Omega_2 f_0 = 1,007 \cdot 8 = 8,056 \text{ кГц}.$$

Отсюда

$$\frac{\Omega_1}{\Omega_2} = \frac{f_1}{f_2} = \frac{0,993}{1,007} = 0,97.$$

2. Определяем относительную частоту, на которой фильтр должен обеспечить затухание не менее 4 неп :

$$\Omega_3 = \frac{f_3}{f_0} = \frac{8500}{8000} = 1,06.$$

Нормированная частота

$$\tau_3 = n \left(\Omega_3 - \frac{1}{\Omega_3} \right) = 71 (1,06 - 0,941) = 8,6.$$

По толстой кривой на рис. 33 находим, что при $\eta=8,6$ и $\frac{\Omega_1}{\Omega_2}=0,97$ звено типа K дает затухание $2,8 \text{ nep}$ (см. разд. 3.4). Следовательно, заданную характеристику затухания может обеспечить звено полосового фильтра типа K , схема которого представлена на рис. 38.

По формулам, приведенным в приложении 1, рассчитаем единичные L и C , нормированные коэффициенты и, наконец, элементы звена: $L=2,69 \text{ мГн}$, $C=0,147 \text{ мкФ}$, $\alpha_1=71$, $\beta_1=0,0141$, $\alpha_2=0,007$, $\beta_2=142$, $L_1=171 \text{ мГн}$, $C_1=0,00207 \text{ мкФ}=2070 \text{ пФ}$, $L_2=0,0188 \text{ мГн}$, $C_2=20,4 \text{ мкФ}$.

Для получения приемлемых значений L_2 и C_2 применим катушку с отводом. При коэффициенте трансформации $u^2=14,3$ $L_2 u^2=3,85 \text{ мГн}$ и $\frac{C_2}{u^2}=0,1 \text{ мкФ}$.

Для подключения компенсационной схемы делим конденсатор параллельного контура на два, соединенных последовательно емкостью по $0,2 \text{ мкФ}$ каждый. Для сердечников катушек индуктивности выбираем альсиферовые кольца ТЧК-55 (для L_1 — двойное кольцо размером $36 \times 0,76 \text{ мм}$, а для L_2 — одно кольцо размером $24 \times 0,35 \text{ мм}$).

Из табл. 5 следует, что в интервале температур $\Delta t=50^\circ\text{C}$ и при допустимой нестабильности $(\Delta f_0)_t=0,3 \Delta t$, на кольцах ТЧК-55 с максимальным $\text{TK}_\mu=150 \cdot 10^{-6}$ могут быть выполнены фильтры с максимальным $n=80$. Следовательно, в заданном фильтре (с $n=72$) могут быть применены альсиферовые кольца ТЧК-55.

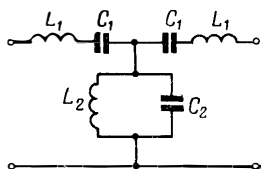


Рис. 38. Т-образное звено полосового фильтра типа K

Рассчитаем количество витков, диаметр провода и длину витка:

$$\omega_1 = 140 \sqrt{L_{(\text{мГн})}} = 140 \sqrt{171} = 1850 \text{ витков},$$

$$d_1 = \frac{13}{\sqrt{\omega_1}} = 0,3 \text{ мм},$$

$$\omega_{2(1-3)} = 162 \sqrt{L_{(\text{мГн})}} = 162 \sqrt{3,85} = 320 \text{ витков},$$

$$\omega_{2(1-2)} = 162 \sqrt{L_{(\text{мГн})}} = 162 \sqrt{0,0188} = 21 \text{ виток},$$

$$d_2 = 0,15 \text{ мм},$$

$$l_B = 2,6 \text{ см} = 0,026 \text{ м}.$$

3. По ф-ле (100) определим омическое сопротивление катушки индуктивности L_2 :

$$r_2 = \sigma l_B N = 0,356 \cdot 0,026 \cdot 320 \approx 3 \text{ ом}.$$

Согласно справочным данным при $d_2=0,25 \text{ мм}$ $\sigma=0,356 \text{ ом/м}$. Добротность контура $L_2 C_2$

$$Q_K = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{6,28 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 3,85 \cdot 10^{-3}}{3} = 50.$$

Необходимую для получения заданного a_0 добротность Q_3 находим по ф-ле (101):

$$Q_3 = \frac{2n}{a_0} = \frac{144}{0,35} = 410.$$

Отсюда коэффициент увеличения добротности

$$\theta = \frac{Q_3}{Q_K} = \frac{410}{50} = 8,2.$$

Расчет компенсационной схемы

1. По ф-ле (103) определяем значение сопротивления обратной связи:

$$R_{oc} = \frac{\Theta}{1} \frac{Q_k \omega_0 L}{4} = \frac{8,2 \cdot 50 \cdot 6,28 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 3,85 \cdot 10^{-3}}{7,2 \cdot 4} = 2800 \text{ ом.}$$

2. В качестве компромисса между желанием соблюсти условие (35) и учесть зависимость $\beta(I_э)$ выбираем $R_1 = 10\,000 \text{ ом}$.

3. Произведем выбор транзистора. Поскольку в рассчитываемом фильтре не допускаются подбор транзисторов и подстройка фильтров при их смене, то по кривым, изображенным на рис. 35, при $\Theta = 8,2$ и $\frac{\Delta a_0}{a_0} = 0,25$ находим $\beta'_{\text{мин}} = 30$.

Умножая на поправочный коэффициент $\left(1 + \frac{2R_{oc}}{R_1}\right)$, находим $\beta_{\text{мин}} = 30 \times 1,56 = 47$ (соответствует $\alpha_{\text{мин}} = 0,98$).

По ф-ле (110) определяем минимальную граничную частоту транзистора при $S = 20$, поскольку требования к стабильности довольно высокие:

$$f_{\alpha \text{ мин}} = \frac{8 \cdot 10^3}{\sqrt{\frac{1}{20 \cdot 47} - \frac{1}{47^2}}} = 400 \text{ кГц.}$$

Для обеспечения $\alpha_{\text{мин}} = 0,98$ и улучшения амплитудной характеристики компенсационной схемы используем схему составного триода на транзисторах типа П15, имеющих $\alpha_{\text{мин}} = 0,95$ и $f_{\alpha \text{ мин}} = 1,5 \text{ МГц}$.

4. Проверяем выполнение условий (26) и (36):

$$r_э = 20 \div 50, \text{ т. е. } R_{oc} \gg r_э;$$

$$\frac{1}{\omega_0 C} = \frac{1}{6,28 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 10^{-6}} = 100 \text{ ом,}$$

$$\text{т. е. } R_{oc} \gg \frac{1}{\omega_0 C}.$$

5. Базовый делитель для стабилизации рабочей точки рассчитываем так же, как и в примере 1 ($U_э = 10 \text{ в}$, $I_э = 1 \text{ ма}$, $\lambda = 1,65$, $R_2 = 10\,000 \text{ ом}$, $R_3 = 20\,000 \text{ ом}$).

Схема рассчитанного фильтра с компенсацией потерь представлена на рис. 39а. Характеристики рабочего затухания фильтра без активной части (кривая I) и с компенсацией потерь (кривая II) изображены на рис. 39б, а амплитудная характеристика его на частоте 8 кГц — на рис. 39в.

Пример 3.

Рассчитаем полосовой фильтр, если заданы:

- средняя частота полосы пропускания $f_0 = 20\,000 \pm 15 \text{ гц}$;
- ширина полосы пропускания по уровню $0,35 \text{ неп}$ $\Delta f = 60 \pm 10 \text{ гц}$;
- затухание на средней частоте $a_0 \leq 0,6 \pm 0,2 \text{ неп}$;
- затухание при расстройке $\pm 200 \text{ гц}$ от f_0 не менее $2,3 \text{ неп}$;
- сопротивления нагрузок $R_{вх} = R_{вых} = 10\,000 \text{ ом}$;
- нестабильность затухания при температуре $+ (5 \div 50)^\circ\text{C}$ не более $0,2 \text{ неп}$.

Выбор и расчет фильтрового звена

1. Поскольку к фильтру не предъявляются жесткие требования относительно ширины полосы пропускания и амплитудных искажений в этой полосе, принимаем:

$$f_{c1} = f_1 = f_0 - \frac{\Delta f}{2} = 20\,000 - 30 = 19\,970 \text{ гц,}$$

$$f_{c2} = f_2 = f_0 + \frac{\Delta f}{2} = 20\,000 + 30 = 20\,030 \text{ гц,}$$

$$n = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{20\,000}{60} = 330.$$

2. Определяем относительные частоты среза и относительную частоту, на которой затухание фильтра должно быть не менее 20 дБ:

$$\Omega_1 = \frac{f_{с1}}{f_0} = \frac{19\,970}{20\,000} = 0,998,$$

$$\Omega_2 = \frac{f_{с2}}{f_0} = \frac{20\,030}{20\,000} = 1,015,$$

$$\frac{\Omega_1}{\Omega_2} = 0,99,$$

$$\Omega_3 = \frac{f_3}{f_0} = \frac{20\,200}{20\,000} = 1,01.$$

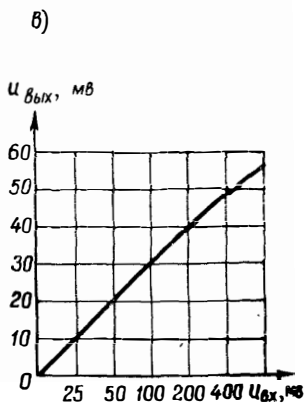
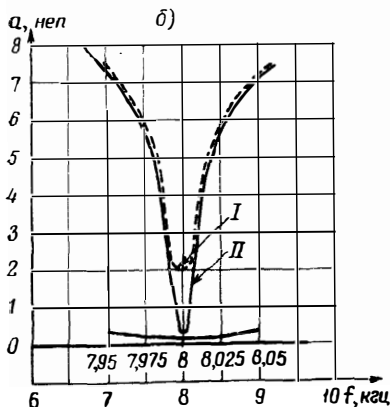
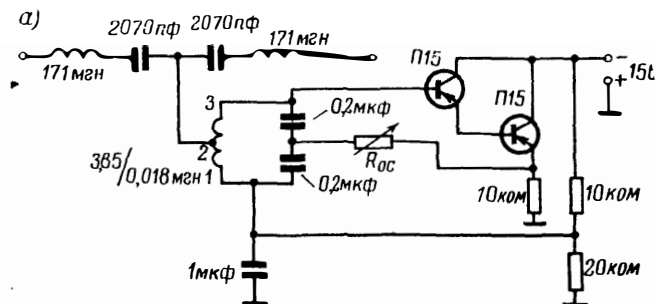


Рис. 39. Схема (а), характеристики затухания без компенсации (б — кривая I) и с компенсацией потерь и амплитудная характеристика (в) фильтра с $f_0 = 8$ кГц

Нормированная частота

$$\tau_3 = n \left(\Omega_3 - \frac{1}{\Omega_3} \right) = 330 (1,01 - 0,99) = 6,6.$$

По кривым рис. 33 находим, что при $\eta = 6,6$ и $\frac{\Omega_1}{\Omega_2} = 0,99$ затухание около 2,3 дБ имеет одно звено трехэлементного фильтра.

Как и в примере 1, выбираем Т-образное звено и рассчитываем единичные элементы и нормированные коэффициенты элементов звена. Затем, приняв $u^2=10,5$ для получения приемлемых величин схемных элементов и для того, чтобы емкость $\frac{2C_2}{u^2}$ соответствовала одному из номиналов ГОСТ, определяем следующие величины: $C_1=1590 \text{ пф}$, $\frac{2C_2}{u^2}=0,1 \text{ мкф}$, $L_1=0,133 \text{ мГн}$, $u^2 L_1=1,4 \text{ мГн}$.

В качестве сердечника катушки индуктивности выбираем альсиферовое кольцо ВЧК-22 размером $24 \times 0,35 \text{ мм}$, которое так же, как и в примере 1, следует тренировать с целью уменьшения ТКМ до величины $50 \cdot 10^{-6}$. Режим тренировки тот же, что и для колец ТЧК-55.

Определяем количество витков катушки, диаметр провода и длину витка:

$$\omega_{1-3} = 256 \sqrt{1,4} = 320 \text{ витков}, \quad \omega_{1-2} = 256 \sqrt{0,133} = 96 \text{ витков},$$

$$d = \frac{4,7}{\sqrt{\omega_{1-3}}} = \frac{4,7}{\sqrt{320}} \approx 0,25 \text{ мм},$$

$$l_B = 2,6 \text{ см} = 0,026 \text{ м}.$$

3. Рассчитаем омическое сопротивление катушки индуктивности и добротность контура:

$$r = \sigma l_B N = 0,356 \cdot 0,026 \cdot 320 = 2,92 \text{ ом},$$

$$Q_K = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{6,28 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1,4 \cdot 10^{-3}}{2,9} = 60.$$

По ф-ле (101) определяем добротность Q_3 , необходимую для получения заданного a_0 при применении трехэлементного звена:

$$Q_3 = \frac{n}{a_0} = \frac{300}{0,57} = 540.$$

Вычисляем коэффициент увеличения добротности:

$$\Theta = \frac{Q_K}{Q_3} = \frac{540}{60} = 9.$$

Расчет компенсационной схемы

1. По ф-ле (103) определяем значение сопротивления обратной связи:

$$R_{oc} = \frac{\Theta}{\Theta - 1} \frac{Q_K \omega_0 L}{4} = \frac{9,60 \cdot 6,28 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1,4 \cdot 10^{-3}}{8 \cdot 4} = 2500 \text{ ом}.$$

2. На основании условия (35) и зависимости $\beta(I_3)$ выбираем $R_1=10\,000 \text{ ом}$.

3. По кривым, изображенным на рис. 35, при $\Theta=9$ и $\frac{\Delta a}{a}=0,3$ находим

$\beta'_{\text{мин}}=25$. Умножая это значение на поправочный коэффициент $\left(1 + \frac{2R_{oc}}{R_1}\right)$, находим $\beta_{\text{мин}}=25 \cdot 1,5=37,5$.

По ф-ле (110) находим минимальную граничную частоту транзистора при $S=20$:

$$f_{\alpha \text{ мин}} = \frac{20 \cdot 10^3}{\sqrt{\frac{1}{20 \cdot 38} - \frac{1}{38^2}}} = 800 \text{ кГц}.$$

По $\beta_{\text{мин}}$ и $f_{\alpha \text{ мин}}$ выбираем транзистор П15А, имеющий $\beta_{\text{мин}}=50$ и $f_{\alpha \text{ мин}}=2 \text{ МГц}$.

4. Проверяем выполнение условий (26) и (36): $r_3 = 20 \div 50 \text{ ом}$, т. е. $R_{oc} \gg r_3$,
 $\frac{1}{\omega_0 C} = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 80 \text{ ом}$, т. е. $R_{oc} \gg \frac{1}{\omega_0 C}$.

5. Базовый делитель для стабилизации рабочей точки рассчитывается так же, как и в примере 1 ($U_3 = 10 \text{ в}$; $I_3 = 1 \text{ ма}$; $\lambda = 1,65$): $R_2 = 10 \text{ 000 ом}$; $R_3 = 20 \text{ 000 ом}$.

6. Так как к температурной стабильности характеристики фильтра предъявляются жесткие требования ($\Delta a_0 \leq 0,2 \text{ неп}$), то в состав сопротивления обратной связи R_{oc} включаем температурнозависимое сопротивление R_t типа ММТ-4а (рис. 40).

Сопротивления R_4 , R_5 , R_t определяем следующим образом. При настройке установлено, что при $t = 20^\circ\text{C}$ и $a_0 = 0,6 \text{ неп}$ $R_{oc} = 1970 \text{ ом}$.

Затем фильтр с компенсацией потерь был помещен в термостат и на-

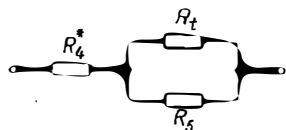


Рис. 40. Схема сопротивления обратной связи

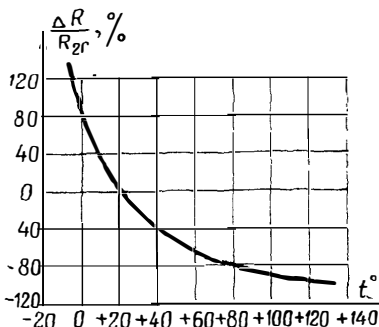


Рис. 41. Температурная зависимость сопротивлений ММТ-4а

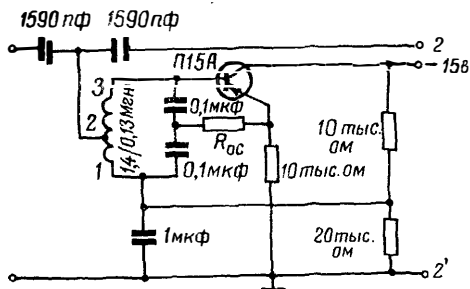
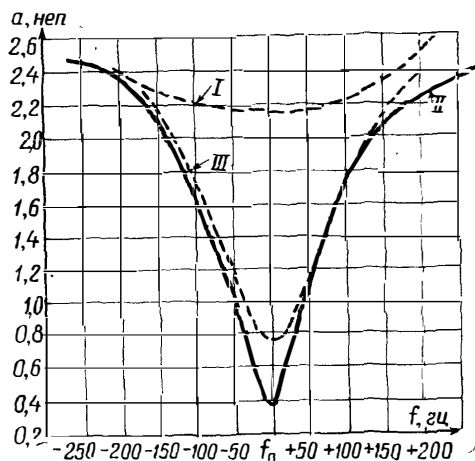


Рис. 42. Схема фильтра с $f_0 = 20 \text{ кГц}$ и характеристики затухания без компенсации потерь (I) и с компенсацией при $+20^\circ\text{C}$ (кривая II) и при $+5^\circ\text{C}$ (кривая III)



грет до $+50^\circ\text{C}$. Изменяя сопротивление обратной связи, устанавливаем $a_0 = 0,6 \text{ неп}$. При этом оказалось, что $R_{oc} = 1760 \text{ ом}$.

Температурная зависимость сопротивлений ММТ-4а изображена на рис. 41, где R_{20} — номинальное сопротивление при температуре 20°C , ΔR — отклонения величины сопротивления от номинала.

Очевидно, необходимо так выбрать R_4 , R_5 и R_t , чтобы при изменении температуры от 20 до 50°C общее сопротивление R_{oc} изменилось от 1970 ом до 1760 ом .

Задавшись величиной сопротивления при 20°C $R_t = 2400 \text{ ом}$, находим: $R_4 = 1260 \text{ ом}$ и $R_5 = 1150 \text{ ом}$.

Сопротивление R_4 уточняется при настройке.

На рис. 42 представлена схема фильтра с $f_0 = 20 \text{ кГц}$ и частотные характеристики затухания.

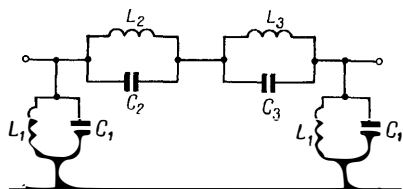
Пример 4

Рассчитаем фильтр, если заданы:

- средняя частота полосы пропускания $f_0 = 501,8$ кГц;
- ширина полосы пропускания по уровню $0,7$ неп $\Delta f = 3$ кГц;
- затухание в полосе пропускания на средней частоте $a_0 \leq 0,35$ неп;
- затухание при расстройке на ± 3 кГц от средней частоты не менее $4,6$ неп;
- сопротивления нагрузок $R_{вх} = R_{вых} = 20\,000$ ом.

Выбор и расчет фильтрового звена

1. Задавшись шириной полосы пропускания $\Delta f = 3$ кГц, определяем:



$$f_1 = f_0 - \frac{\Delta f}{2} = 500,3 \text{ кГц.}$$

$$f_2 = f_0 + \frac{\Delta f}{2} = 503,3 \text{ кГц,}$$

$$n = \frac{f_0}{\Delta f} = 167,2.$$

Рис. 43. Параллельно-производное симметричное звено типа m

Рассматриваемый фильтр является узкополосным с очень крутой характеристикой затухания. Он может быть выполнен с помощью двух звеньев типа m с компенсацией потерь для уменьшения затухания в полосе пропускания и увеличения его на всплесках.

2. Выбираем два одинаковых параллельно-производных симметричных звена типа m . Одно из таких звеньев изображено на рис. 43.

Выбираем частоту всплеска затухания $f_{\infty 2} = 501,8 + 3 = 504,8$ кГц. Тогда

$$f_{\infty 1} = \frac{f_0^2}{f_{\infty 2}} = 498,8 \text{ кГц.}$$

3. Определяем относительные частоты:

$$\Omega_{\infty 1} = \frac{f_{\infty 1}}{f_0} = 0,995, \quad \Omega_1 = \frac{f_1}{f_0} = 0,997,$$

$$\Omega_{\infty 2} = \frac{f_{\infty 2}}{f_0} = 1,005, \quad \Omega_2 = \frac{f_2}{f_0} = 1,003$$

и нормированную частоту

$$\eta_{\infty} = n \left(\Omega - \frac{1}{\Omega_{\infty}} \right) = 1,66.$$

Параметр звена m :

$$m = \frac{\sqrt{\eta_{\infty}^2 - 1}}{\eta_{\infty}} = 0,8.$$

По формулам, приведенным в приложении 1, рассчитываем единичные элементы L и C , нормированные коэффициенты $\alpha_1, \beta_1, \alpha_2, \beta_2, \alpha_3, \beta_3$ и элементы звеньев $L_1 = 47,4$ мкГн, $L_2 = 83,8$ мкГн, $L_3 = 84,6$ мкГн, $C_1 = 2123$ пФ, $C_2 = 1190$ пФ и $C_3 = 1202$ пФ.

4. По графикам [35] выбираем сердечники и провод для получения максимальной добротности катушек индуктивности L_1, L_2, L_3 и $L_4 = \frac{L_1}{2}$ (табл. 7).

Обозначение индуктивности	Тип сердечника	Марка провода	Число витков	Q_k
L_1	СБ-2А	ЛЭШО 21×0,07	30	180
L_2	СБ-4А	То же	44	160
L_3	СБ-2А	»	41	150
$L_4 = \frac{L_1}{2}$	СБ-2А	»	22	200

Для увеличения затухания на частотах всплесков и уменьшения затухания в полосе пропускания подключаем отрицательные сопротивления r параллельного типа, как это показано на рис. 44:

— в первом звене к индуктивности $L'_2 = 40$ мкГн ($\omega'_2 = 30$ витков), связанной с контуром L_2C_2 (резонансная частота контура $f_{\infty 1}$);

— во втором звене к индуктивности $L'_5 = 40$ мкГн ($\omega'_5 = 30$ витков), связанной с контуром L_5C_5 (резонансная частота контура $f_{\infty 2}$), и к контуру L_7C_7 с резонансной частотой f_0 .

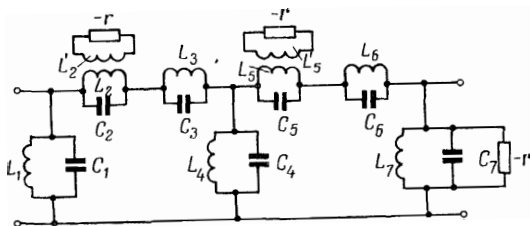


Рис. 44. Схема подключения отрицательных сопротивлений к фильтру ПФ-500 кГц

Рассчитаем параметры компенсационной схемы, подключенной к контуру L_7C_7 .

5. По ф-ле (101) определим добротность, необходимую для получения заданного затухания в полосе пропускания, учитывая, что фильтр состоит из двух звеньев типа m :

$$Q_3 = \frac{4mn}{a_0} = \frac{4 \cdot 0,8 \cdot 167,2}{0,35} = 1500.$$

Коэффициент увеличения добротности найдем по ф-ле (74):

$$\theta = \frac{Q_3}{Q_{L1}} = \frac{1500}{180} = 8.$$

6. Сопротивление обратной связи определим по ф-ле (103):

$$R_{oc} = \frac{\theta}{\theta - 1} \frac{Q_k \omega_0 L}{4} = 7500 \text{ ом.}$$

7. Принимая во внимание условие (35) и зависимость $\beta(I_3)$, выбираем $R_1 = 10\,000 \text{ ом}$.

8. По кривым рис. 35 при $\Theta = 8$ и $\frac{\Delta a_0}{a_0} = 0,3$ находим $\beta'_{\text{мин}} = 23$. Умножая на поправочный коэффициент $\left(1 + \frac{2R_{\text{ос}}}{R_1}\right)$, находим $\beta_{\text{мин}} = 23 \times 2,5 = 57,5$ (соответствует $\alpha = 0,982$).

По ф-ле (110) определим минимально допустимую граничную частоту при $S = 20$:

$$f_{\alpha \text{ мин}} = \frac{501,8 \cdot 10^3}{\sqrt{\frac{1}{20 \cdot 57,5} - \frac{1}{57,5^2}}} \cong 20,5 \text{ МГц.}$$

По $\beta_{\text{мин}}$ и $f_{\alpha \text{ мин}}$ выбираем транзистор П410А ($\alpha_{\text{мин}} = 0,99$ и предельная частота усиления по мощности $f_r = 200 \text{ МГц}$).

9. Проверяем соблюдение условий (26), (36):

$$\frac{1}{\omega_0 C} = \frac{R_{\text{ос}} \gg r_3}{6,28 \cdot 501,8 \cdot 10^3 \cdot 4246 \cdot 10^{-12}} = 80 \text{ ом.}$$

г. е. $R_{\text{ос}} \gg \frac{1}{\omega_0 C}$.

10. Рассчитываем базовый делитель аналогично предыдущим примерам $U_3 = 10 \text{ в}$ и $I_3 = 1 \text{ ма}$; $\lambda = 1,65$; $R_1 = 10\,000 \text{ ом}$ и $R_2 = 20\,000 \text{ ом}$.

Рассчитаем компенсационную схему, подключенную к контуру $L_2 C_2$. Все результаты расчета справедливы и для активной части контура $L_5 C_5$, поскольку $f_{\infty 1} \approx f_{\infty 2}$; $L_2 \approx L_5$; $C_2 \approx C_5$; $Q_2 = Q_5$.

11. Находим затухание звена на частоте всплеска $f_{\infty 1}$ при $Q = 160$ [33]:

$$a_{\infty} = \ln Q + a_m + a_{ps},$$

где a_m и a_{ps} — затухания, определяемые из таблиц (приложение 2). При $m = 0,8$ и $\Omega_{\infty} = 0,995$ $a_m = +1,95 \text{ неп}$, $a_{ps} = -5,3 \text{ неп}$, $a_{\infty} = 5,05 + 1,95 - 5,3 = 1,7 \text{ неп}$.

Заданное затухание должно быть не менее $4,6 \text{ неп}$. Следовательно, звено с компенсацией потерь в контуре должно обеспечить затухание $a_{\infty} = 4,6 - 1,7 = 2,9 \text{ неп}$.

По ф-ле (102) определяем добротность контура, необходимую для получения затухания $a_{\infty} = 2,9 \text{ неп}$:

$$Q_3 = e^{(a_{\infty} - a_m - a_{ps})} = e^{(2,9 - 1,95 + 5,3)} = 500.$$

Коэффициент увеличения добротности

$$\Theta = \frac{Q_3}{Q_k} = \frac{500}{160} = 3,1.$$

Согласно ф-ле (103) сопротивление обратной связи

$$R_{\text{ос}} = \frac{\Theta}{\Theta - 1} \frac{Q_k \omega_0 L}{4} = 1500 \text{ ом.}$$

12. Проверяем соблюдение условий, представленных в табл. 4, при $L_1=L_2'=M_{12}$ (для подключения транзистора обмотку L_2' делим на две равные части):

$$\omega_{\infty} \frac{L_2'}{4} = \frac{6,28 \cdot 498,8 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{4} = 31 \text{ ом},$$

т. е. $R_{oc} \gg \omega L$; $R_{oc} \gg r_3$.

13. Выбираем тот же транзистор, что и для компенсации потерь в контуре L_7C_7 , а именно П410А.

14. Согласно табл. 4 выбираем: $R_1=10\ 000 \text{ ом}$ ($U_3=10 \text{ в}$; $I_3=1 \text{ ма}$).

15. Рассчитываем базовый делитель аналогично предыдущим примерам: $R_2=10\ 000 \text{ ом}$; $R_3=20\ 000 \text{ ом}$.

На рис. 45 представлены схемы фильтра ПФ-500 кГц с компенсацией потерь и частотные характеристики его затухания.

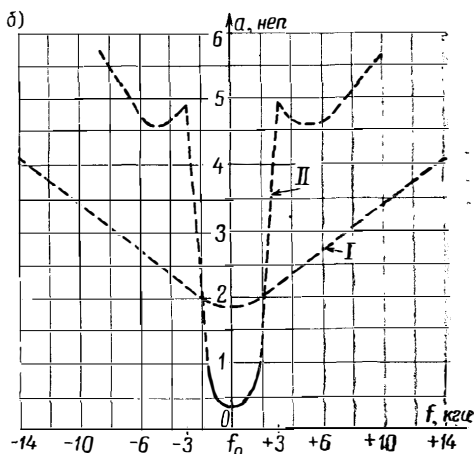
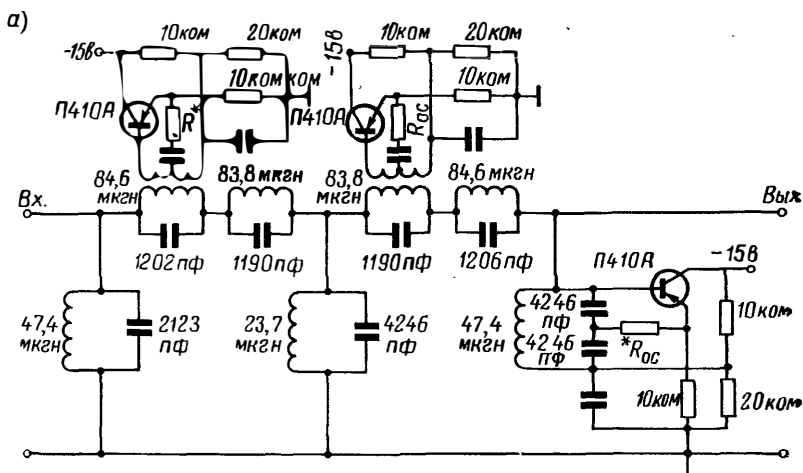
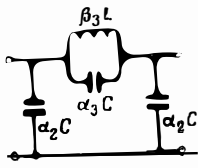
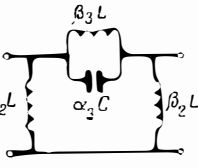
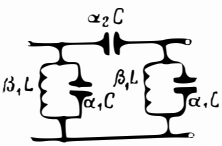


Рис. 45. Схема (а) и частотные характеристики затухания фильтра ПФ-500 кГц без компенсации потерь (б — кривая I) и с компенсацией потерь (б — кривая II)

Схемы фильтровых звеньев, наиболее удобные для подключения

Параллельно-производное звено нижних частот типа m	Параллельно-производное звено верхних частот типа m	Трёхэлементное звено полосового фильтра
 $\alpha_3 = m$ $\alpha_2 = \frac{1 - m^2}{2m}; \quad \beta_3 = 2m$ $L = \frac{R}{2\pi f}$ $C = \frac{1}{2\pi R f}$	 $\alpha_3 = \frac{1}{2m}$ $\beta_3 = \frac{2m}{1 - m^2}$ $\beta_2 = \frac{1}{m}$ $L = \frac{R}{2\pi f}$ $C = \frac{1}{2\pi f R}$	 $\alpha_1 = n \Omega_1^2$ $\beta_1 = \frac{1}{n}$ $\alpha_2 = \frac{\Omega_1 + \Omega_2}{2}$ $L = \frac{R}{2\pi f}$ $C = \frac{1}{2\pi f R}$

компенсационных элементов, и расчётные формулы

Звено полосового фильтра типа <i>K</i>	Последовательно-производное звено полосового фильтра типа <i>m</i>	Параллельно-производное звено полосового фильтра типа <i>m</i>
$\alpha_1 = n; \quad \alpha_2 = \frac{1}{2n}$ $\beta_1 = \frac{1}{n}; \quad \beta_2 = 2n$ $L = \frac{R}{2\pi f_0}$ $C = \frac{1}{2\pi f_0 R}$	$\alpha_3 = nm; \quad \beta_3 = \frac{1}{mn}$ $\alpha_1 = \frac{n(1-m^2)}{2m}$ $\beta_4 = \frac{2m}{n(1-m^2)}$ $\alpha_5 = \frac{1}{2nm}; \quad \beta_5 = 2nm$ $L = \frac{R}{2\pi f_0}$ $C = \frac{1}{2\pi f_0 R}$	$\alpha_3 = mn$ $\alpha_4 = \frac{1-m^2}{2m} n (1+\Omega_{\infty 1}^2)$ $\alpha_5 = \frac{1-m^2}{2m} n (1+\Omega_{\infty 2}^2)$ $\beta_3 = \frac{1}{mn}$ $\beta_4 = \frac{2m}{1-m^2} \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{1+\Omega_{\infty 2}^2}$ $\beta_5 = \frac{2m}{1-m^2} \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{1+\Omega_{\infty 1}^2}$ $L = \frac{R}{2\pi f_0}$ $C = \frac{1}{2\pi f_0 R}$

Коэффициенты для определения затухания на частоте всплеска для одного звена симметричного полосового фильтра типа *m*

<i>m</i>	<i>a_m</i> , <i>нел</i>
0,1	-3,22
0,2	-1,79
0,3	-0,94
0,4	-0,28
0,5	+0,3
0,6	+0,83
0,7	+1,36
0,8	+1,95
0,9	+2,85
0,95	+3,58

$$a_m = \ln \frac{4 m^2}{1 - m^2}$$

Ω_{∞} или $\frac{1}{\Omega_{\infty}}$	<i>a_{ps}</i> , <i>нел</i>
1,005	-5,3
1,05	-3,0
1,1	-2,37
1,15	-2,02
1,2	-1,72
1,25	-1,52
1,3	-1,35
1,4	-1,13
1,6	-0,83
1,8	-0,64
2,0	-0,53
2,5	-0,32
3,0	-0,23
4,0	-0,138
5,0	-0,092
∞	0,0

$$-a_{ps} = \ln \frac{\Omega_{\infty 2} + \Omega_{\infty 1}}{\Omega_{\infty 2} - \Omega_{\infty 1}}$$

где $\Omega_{\infty 1}$, $\Omega_{\infty 2}$ — относительные частоты всплесков затухания.

1. Акульшин П. К. и др. Теория связи по проводам. Связьиздат, 1940.
2. Linvill J. G. RC-Active filters. «Proc. IRE», 1954, March, p. 555.
3. Хазанов Г. Л. Синтез активных RC фильтров по заданной проводимости передачи. «Электросвязь», 1959, № 3.
4. Славский Г. Н. Активные RC-фильтры нижних частот на транзисторах. «Радиотехника», 1963, № 12.
5. Босый Н. Д. Электрические фильтры. Киев, Гостехиздат, 1960.
6. Пономарев В. И. О затухании электрического фильтра в полосе пропускания. «Электросвязь», 1957, № 10.
7. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. ИИЛ, 1948.
8. Сильвинская К. А. Расчет выравнителей и фильтров с помощью шаблонов. Изд. «Связь», 1963.
9. Изаксон Б. К. Выравнивание частотной характеристики полосовых фильтров в полосе пропускания. «Электросвязь», 1958, № 4.
10. Бодэ. Патент США № 2002216.
11. Собенин Я. А. Расчет полиномиальных фильтров. Связьиздат, 1963.
12. Славский Г. Н. Активные RC и RLC фильтры и избирательные усилители. Изд. «Связь», 1966.
13. Великин Я. И., Гельмонт З. Я., Зелях Э. В. Пьезоэлектрический фильтр верхних частот. «Радиотехника», т. 10, 1955, № 3.
14. Великин Я. И., Гельмонт З. Я., Зелях Э. В. Пьезоэлектрический фильтр нижних частот. «Радиотехника», т. 11, 1956, № 4.
15. Гельмонт З. Я. Узкополосные кварцевые фильтры для диапазона частот $1 \div 10$ Мгц. Информ. сб. «Новые работы в области проводной связи». Связьиздат, 1957.
16. Бронников А. А. Электрические фильтры с прямоугольными пластинчатыми резонаторами. «Радиотехническое производство», 1957, № 11.
17. Голубцов М. Г. Электромеханические фильтры радиочастот. Госэнергоиздат, 1957.
18. Кауфельдт К. Т., Мельников Н. И. Двусторонний усилитель последовательного типа на полупроводниковых триодах городских и пригородных телефонных сетей. Информ. сборник «Новые работы в области проводной связи», серия «Техника связи». Связьиздат, 1957.
19. Merrill J. L., Rose A. F. and Smethurst J. O. Negative Impedance Telephone Repeaters. «Bell System Technical Journal», 1954, September, v. 33.
20. Indiresan P. V. A Negative Resistance for D. C. Computers—The Journal of the British IRE, 1959, v. 19, № 7.
21. Поляков И. Л. Стабильность добротности колебательного контура с компенсацией потерь транзистором. «Электросвязь», 1963, № 10.
22. Егоров К. П., Тихонов Г. П. Конструирование аппаратуры дальней связи. Госэнергоиздат, 1955.
23. Bangert G. T. The Transistor as a Network Element. «Bell System Technical Journal», 1954, March, v. 33.
24. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Госэнергоиздат, 1963.
25. Соловьев Н. Н. Основы измерительной техники проводной связи. Госэнергоиздат, 1959.
26. Пухальский А. Ч. Измерения в дальней связи. Связьиздат, 1952.

27. Потрясай В. Ф., Рыжов А. С., Сутягин В. Я. Шумы транзисторов. Полупроводниковые приборы и их применение. Сборник статей под редакцией Я. А. Федорова. Вып. 5. Изд. «Советское радио», 1960.
28. Белецкий А. Ф. Теоретические основы электропроводной связи. Часть III. Связьиздат, 1959.
29. Альбац М. Е. Справочник по расчету фильтров и линий задержки. Госэнергоиздат, 1963.
30. Glowatzki E. Sechstellige Tafel der Cauer—Parameter München, Bayerischen Akademie der Wissenschaften, 1955.
31. Полковский И. М. Стабилизированные усилительные устройства на транзисторах. Изд. «Энергия», 1965.
32. Коган С. С. Теория и расчет фильтров для установок дальней связи. Связьиздат, 1950.
33. Моле Дж. Х. Расчет электрических фильтров для аппаратуры связи. Госэнергоиздат, 1963.
34. Коношинский Д. А. Энергетические фильтры. Госэнергоиздат, 1959.
35. Майоров А. С. Альбом частотных характеристик добротностей катушек индуктивности на бронированных сердечниках типа СБ. Госэнергоиздат, 1958.
36. Черне Х. И. Индуктивные связи и трансформации в электрических фильтрах. Связьиздат, 1962.
37. Haggis H. E. Simplified Q Multiplier, «Electronics», 1951, May, vol. 24, № 5.
38. Kawakami M., Yanagisawa T., Shibayama H. Highly selective bandpass filters using negative resistances. Proceedings of the symposium on active networks and feedback systems. vol. X, New York, April 19, 20, 21, 1960.