

предусмотреть возможность регулировки амплитуды выбросов или при их разработке обеспечить выброс $\varepsilon < \varepsilon_{кр}$. Такой подход оправдывается еще и тем, что при выбросах, превышающих $\varepsilon_{кр}$, время нарастания фронта не так заметно уменьшается, однако выбросы становятся чувствительными к разбросу параметров ИМС. Критический выброс образуется при коэффициенте режима $m \approx 0,4$ и составляет около 4,5%. В этом режиме время нарастания фронта для усилителя, построенного на одинаковых ИМС, можно оценить по формуле

$$t_{нр} \approx t_{нр1} / \sqrt[4]{N}.$$

4.6. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В радиоприемных устройствах, в системах обработки информации и технике связи, автоматике, телемеханике, измерительной технике и т. д. часто требуется произвести избирательное (селективное) усиление. Для выполнения подобных функций обычно применяются электронные избирательные усилители, которые разбиваются на два класса: резонансные и полосовые.

Резонансные усилители предназначены для усиления сигналов в сравнительно узком диапазоне частот (в идеальном случае для усиления сигналов определенной частоты). Помимо обычных для усилителей параметров (коэффициента усиления, входного и выходного сопротивлений и т. д.) резонансные усилители характеризуются рядом специфических параметров, подчеркивающих особенности амплитудно-частотной характеристики (рис. 4.10, а). К числу этих параметров относятся:

1. Резонансная частота (f_p или ω_p) — это частота, на которой коэффициент усиления становится максимальным ($K = K_{max}$).

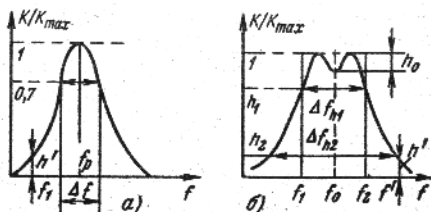
2. Добротность резонансной характеристики усилителя, определяемая отношением резонансной частоты f_p к полосе пропускания Δf на уровне $1/\sqrt{2} \approx 0,7$:

$$Q_y = f_p / \Delta f_p = \omega_p / \Delta \omega_p.$$

Иногда вместо добротности Q_y указывают обратную ей величину, так называемый коэффициент затухания $d_{зхв} = 1/Q_y$, при помощи которого определяется степень затухания переходного процесса в резонансном усилителе.

Полосовые усилители предназначены для равномерного усиления сигналов в сравнительно узкой полосе, однако в пределах конечной по-

Рис. 4.10. Амплитудно-частотные характеристики резонансного (а) и полосового (б) избирательных усилителей



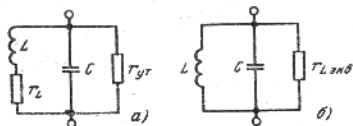


Рис. 4.11. Схемы замещения высокодобротного LC-фильтра:

а — полная схема; б — упрощенная схема

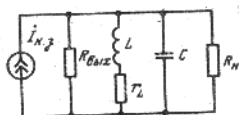


Рис. 4.12. Схема замещения резонансного усилителя с полным включением контура

— соответственно добротность и резонансная частота контура; $\rho = \sqrt{L/C}$ — характеристическое сопротивление контура. При добротности $Q_{\text{кон}} \geq 10$ в полосе пропускания приближенное значение $|Z_{\text{кон. экв}}|$, рассчитываемое по (4.1), отличается от действительного значения не более чем на несколько процентов.

Амплитудно-частотная характеристика рассматриваемого контура совпадает с характеристикой, приведенной на рис. 4.10, а, причем можно показать, что отношение резонансной частоты контура к его полосе пропускания Δf , представляющее собой добротность, равно $r_{L \text{ экв}}/\rho$, т. е.

$$Q_{\text{кон}} = f_p/\Delta f = r_{L \text{ экв}}/\rho = (\sqrt{L/C})/r_L = 2\pi L f_{\text{кон}}/r_L$$

Если задана резонансная частота контура $f_{\text{кон}}$, то добротность можно повышать путем увеличения индуктивности L и уменьшения сопротивления потерь в контуре r_L . Увеличить индуктивность можно до определенных пределов. Уменьшение сопротивления r_L связано с увеличением габаритов фильтра. Поэтому в зависимости от резонансной частоты рекомендуется использовать определенные типы фильтров.

Усилитель и нагрузку можно подключить к контуру двумя способами, применив полное или неполное включение контура. Первый способ используют, когда активные сопротивления на выходе усилителя $|Z_{\text{вых}}|$ и в цепи нагрузки $|Z_{\text{н}}|$ в полосе усиливаемых гармоник достаточно велики, чтобы не шунтировать контур и тем самым не снизить добротность усилителя Q_y . В противном случае применяют неполное включение контура, подключив частично либо усилитель, либо нагрузку, либо и усилитель и нагрузку, чтобы ослабить шунтирующее действие выходной цепи усилителя и самой нагрузки.

Полное включение контура обычно применяется в усилителях, у которых в области резонансной f_p или центральной f_0 частоты не проявляется инерционность как нагрузки, так и усилителя, т. е. в области средних частот. В этом случае не трудно подобрать параметры усилителя и нагрузки (входное сопротивление последующего каскада) так, чтобы исключить шунтирование контура усилителем и нагрузкой.

На рис. 4.12 показана схема замещения резонансного усилителя с полным включением контура, на основании которой можно рассчитать его основные параметры. В этой схеме усилитель заменен эквивалентным источником тока $I_{к.з} = S_{\text{сх.к.з}} \dot{U}_r$ с внутренним сопротивлением $R_{\text{вых}}$ ($S_{\text{сх.к.з}}$ — крутизна характеристики усилителя при коротком замыкании на его выходе). Из схемы следует, что коэффициент усиления

резонансного усилителя определяется соотношением

$$K_u(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\Gamma}} = \frac{K_{u\text{max}}}{1 + jQ_y(f/f_p - f_p/f)}, \quad (4.3)$$

в котором добротность усилителя, его резонансная частота¹ и коэффициент усиления на резонансной частоте рассчитываются по следующим формулам:

$$Q_y = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{\rho} = \frac{Q_{\text{КОН}}}{1 + r_{L\text{ЭКВ}}(1/R_{\text{ВЫХ}} + 1/R_{\text{Н}})}, \quad (4.4)$$

$$f_p \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}};$$

$$K_{u\text{max}} = S_{\text{СХ.К.З}} R_{\text{ЭКВ}} = \frac{S_{\text{СХ.К.З}} r_{L\text{ЭКВ}}}{1 + r_{L\text{ЭКВ}}(1/R_{\text{ВЫХ}} + 1/R_{\text{Н}})}. \quad (4.5)$$

Таким образом, выбрав фильтр (исходя из заданной резонансной частоты), на основании параметров контура ($Q_{\text{КОН}}$ и $r_{L\text{ЭКВ}}$) и усилителя ($S_{\text{СХ.К.З}}$ и $R_{\text{ВЫХ}}$) рассчитывают добротность Q_y и коэффициент усиления $K_{u\text{max}}$, соответствующие данной нагрузке $R_{\text{Н}}$.

Неполное включение применяется для ослабления шунтирующего действия предыдущего и последующего каскадов, чтобы повысить добротность резонансного усилителя. Это также способствует стабилизации резонансной частоты f_p , так как уменьшается влияние паразитных элементов и инерционности транзисторов на f_p . Однако излишне слабая связь контура с каскадами приводит к бесполезной потере в усилении, не давая заметного выигрыша в добротности и стабильности резонансной частоты. Поэтому важным является выбор степени связи.

Рассмотрим особенности резонансных усилителей с неполным включением контура на примере усилителя высших частот. Такое включение наиболее часто применяется именно в усилителях высших частот, так как в этой области частот добротность усилителя может существенно уменьшаться из-за влияния комплексного выходного сопротивления усилителя $Z_{\text{ВЫХ}}$ и нагрузки $Z_{\text{Н}}$.

На рис. 4.13, а показана схема замещения усилителя с неполным включением контура через автотрансформаторную связь. В этой схеме (так же как и в предыдущей) усилитель заменен эквивалентным источником тока $I_{\text{КЗ}} = S_{\text{СХ.К.З}} \dot{U}_{\Gamma}$ с внутренним сопротивлением $Z_{\text{ВЫХ}}$. Усилитель подключается к контуру через автотрансформатор с коэффициентом трансформации $m_{\text{КОН}} = L_{\text{КОН}}/L$ (где L — полная индуктивность контура). Нагрузка тоже подключается к части индуктивности, образуя связь с коэффициентом трансформации $m_{\text{Н}} = L_{\text{Н}}/L$.

Точный анализ схемы на рис. 4.13, а оказывается сложным, поэтому следует его упростить, учитывая некоторые особенности реальных

¹ Точное значение f_p зависит от $R_{\text{ЭКВ}}$, но настолько незначительно, что при допустимой погрешности расчетов 1–2% влияние $R_{\text{ЭКВ}}$ можно не учитывать.

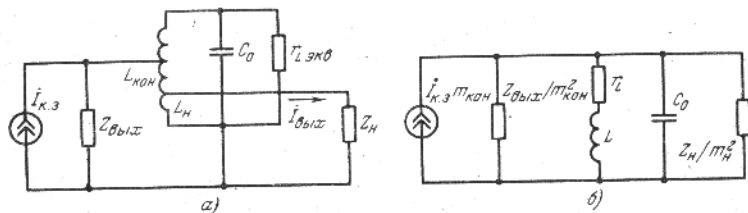


Рис. 4.13. Схемы замещения резонансного усилителя с неполным включением контура:

а — точная схема; б — упрощенная схема

усилителей. В частности, если резонансный усилитель обладает добротностью Q , превышающей 10, то неполное включение элементов можно заменить полным с соответствующими коэффициентами пересчета токов и импедансов. На рис. 4.13, б показана такая упрощенная схема, в которой неполное включение усилителя в контур учтено путем введения приведенных значений $I_{к.з} m_{кон}$ и $Z_{вых} / m_{кон}^2$ (вместо $I_{к.з}$ и $Z_{вых}$) и аналогичной замкнутой нагрузки Z_n ее приведенной величиной Z_n / m_n^2 .

Напряжение на контуре $\dot{U}_{кон}$, определяемое на основании упрощенной схемы (рис. 4.13, б), выражается формулой $\dot{U}_{кон} = m_{кон} I_{к.з} Z_{кон. экв}$.

Выходное напряжение представляет собой часть напряжения на контуре:

$$\dot{U}_{вых} = m_n \dot{U}_{кон} = m_{кон} m_n I_{к.з} Z_{кон. экв}$$

Таким образом, коэффициент усиления избирательного усилителя при неполном включении контура определяется формулой

$$K_u(j\omega) = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_r = S_{ск. к. з}(j\omega) m_n m_{кон} Z_{кон. экв}. \quad (4.6)$$

Представив проводимости $1/Z_{вых}$ и $1/Z_n$ в виде суммы действительной и мнимой частей

$$1/Z_{вых} = 1/R_{вых}(\omega) + j\omega C_{вых}(\omega); \quad 1/Z_n = 1/R_n(\omega) + j\omega C_n(\omega),$$

формулу (4.6) можно привести к виду

$$K_u(j\omega) = \frac{S_{ск. к. з}(j\omega) R_{экв}(\omega)}{1 + jR_{экв}(\omega) \left[\frac{C(\omega)}{L} \left[\omega \sqrt{LC(\omega)} - \frac{1}{\omega \sqrt{LC(\omega)}} \right] \right]}$$

где

$$1/R_{экв}(\omega) = m_{кон}^2 / R_{вых}(\omega) + 1/r_{L.экв} + m_n^2 / R_n(\omega);$$

$$C(\omega) = m_{кон}^2 C_{вых}(\omega) + C_0 + m_n^2 C_n(\omega); \quad r_{L.экв} = \rho^2 / r_L;$$

$$\rho = \sqrt{L/C(\omega)}; \quad 1/R_{вых}(\omega) = \text{Re}(1/Z_{вых});$$

$$C_{вых}(\omega) = \frac{1}{\omega} \text{Im}(1/Z_{вых}); \quad 1/R_n(\omega) = \text{Re}(1/Z_n); \quad C_n(\omega) = \frac{1}{\omega} \text{Im}(1/Z_n).$$

Чтобы упростить анализ, определим частотно-зависимые параметры при квазирезонансной частоте

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC(\omega_p)}}$$

Если вблизи этой частоты параметры усилителя и нагрузки меняются незначительно, то такой подход не приводит к заметным погрешностям. При этом существенно упрощаются анализ и расчет ИМС, так как остаются справедливыми соотношения для безынерционного усилителя, т. е.

$$K_u(j\omega) = \frac{K_{u\max}}{1 + jQ_y(\omega/\omega_p - \omega_p/\omega)},$$

где коэффициент усиления на резонансной частоте

$$K_{u\max} = S_{сх.к.з}(\omega_p) R_{экв}(\omega_p) m_n m_{кон}; \quad (4.7)$$

добротность усилителя

$$Q_y = R_{экв}/\rho = \sqrt{C(\omega_p)/L} \frac{K_{u\max}}{m_n m_{кон} S_{сх.к.з}(\omega_p)} \quad (4.8a)$$

или

$$Q_y = \frac{r_{Lэкв}}{\omega_p L \{1 + r_{Lэкв} [m_{кон}^2/R_{вых}(\omega_p) + m_n^2/R_n(\omega_p)]\}}; \quad (4.8b)$$

квазирезонансная частота

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC(\omega_p)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L[C_0 + C_{вых}(\omega_p)m_{кон}^2 + C_n(\omega_p)m_n^2]}} \quad (4.9)$$

Из представленных соотношений видно, что с уменьшением коэффициентов связи m_n и $m_{кон}$ возрастает добротность усилителя Q_y и повышается стабильность резонансной частоты f_p (так как ослабляется влияние $C_{вых}(\omega_p)$ и $C_n(\omega_p)$, значения которых зависят от режима работы усилителя, температуры окружающей среды, амплитуды сигналов и т. д.). Однако при этом уменьшается и $K_{u\max}$. Очевидно, что коэффициенты связи $m_{кон}$ и m_n следует выбирать так, чтобы при заданных Q_y , f_p и L получить максимальное усиление. Оно имеет место при выполнении следующего условия:

$$m_{кон}^2/R_{вых}(\omega_p) = m_n^2/R_n(\omega_p). \quad (4.10)$$

При малом значении коэффициента трансформации $m_{кон}$ или m_n цепь связи с усилителем или нагрузкой захватывает всего несколько витков. При этом возрастает влияние индуктивности рассеяния. В подобных случаях низкоомную цепь включают через емкостный делитель (рис. 4.14). При этом все предыдущие выводы справедливы, если учесть, что

$$C_0 = C_0''C_0'/(C_0'' + C_0'); \quad m = C_0''/(C_0'' + C_0').$$

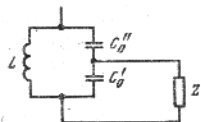


Рис. 4.14. Схема подключения к контуру через емкостный делитель

изменение $\delta_f = \Delta f_p / f_p$ и требуемая добротность характеристики усилителя $Q_{y. \text{тр.б.}}$

1. Выбрав миниатюрный контур и ИМС, которую предполагается использовать в качестве усилителя для раскачки контура, определяют параметры контура ($Q_{\text{кон}}; r_l$) и усилителя на резонансной частоте [$S_{\text{сх.к.з.}}(\omega_p); R_{\text{вых}}(\omega_p); C_{\text{вых}}(\omega_p)$]. По заданному значению нагрузки $Z_{\text{н}}$ рассчитываются $R_{\text{н}}(\omega_p)$ и $C_{\text{н}}(\omega_p)$.

2. Исходя из допустимого изменения резонансной частоты рассчитывают коэффициенты связи $m_{\text{кон}}$ и $m_{\text{н}}$. Относительное изменение резонансной частоты рассчитывается по формуле

$$\delta_f = \frac{\Delta L}{L} S_L^{\omega_p} + \frac{\Delta C_0}{C_0} S_{C_0}^{\omega_p} + \frac{\Delta C_{\text{вых}}(\omega_p)}{C_{\text{вых}}(\omega_p)} S_{C_{\text{вых}}}^{\omega_p} + \frac{\Delta C_{\text{н}}(\omega_p)}{C_{\text{н}}(\omega_p)} S_{C_{\text{н}}}^{\omega_p},$$

подставив в которую чувствительности и приняв во внимание условие (4.10), получим:

$$\delta_f = -\frac{1}{2} \left\{ \frac{\Delta L}{L} + \left(\frac{\Delta C_0}{C_0} \right) \frac{C_0}{C} + m_{\text{кон}}^2 \left[\left(\frac{\Delta C_{\text{вых}}(\omega_p)}{C_{\text{вых}}(\omega_p)} \right) \frac{C_{\text{вых}}(\omega_p)}{C} + \left(\frac{\Delta C_{\text{н}}(\omega_p)}{C_{\text{н}}(\omega_p)} \right) \frac{C_{\text{н}}(\omega_p)}{C} \frac{R_{\text{н}}(\omega_p)}{R_{\text{вых}}(\omega_p)} \right] \right\}$$

и, соответственно,

$$m_{\text{кон}} = \sqrt{-\frac{2 \{ \delta_f + 0,5 [\Delta L/L + (\Delta C_0/C_0) C_0/C] \} C}{\Delta C_{\text{вых}}(\omega_p) + \Delta C_{\text{н}}(\omega_p) R_{\text{н}}(\omega_p)/R_{\text{вых}}(\omega_p)}}$$

$$m_{\text{н}} = m_{\text{кон}} \sqrt{R_{\text{н}}(\omega_p)/R_{\text{вых}}(\omega_p)},$$

где $C = 1/(2\pi f_p)^2 L$ — емкость контура; $S_L^{\omega_p} = -1/2$; $S_{C_0}^{\omega_p} = -C_0/2C$; $S_{C_{\text{вых}}}^{\omega_p} = -m_{\text{кон}}^2 C_{\text{вых}}(\omega_p)/2C$; $S_{C_{\text{н}}}^{\omega_p} = -m_{\text{н}}^2 C_{\text{н}}(\omega_p)/2C$ — чувствительности резонансной частоты, определяемые на основании соотношения

$$S_x^{\omega_p} = (\Delta \omega_p / \omega_p) / (\Delta x / x) \approx \partial \ln \omega_p / \partial \ln x,$$

для $x = L; C_0; C_{\text{вых}}(\omega_p); C_{\text{н}}(\omega_p)$.

Коэффициенты связи определяются отношением числа витков:

$$m_{\text{кон}} = w_{\text{кон}}/w; \quad m_{\text{н}} = w_{\text{н}}/w.$$

3. Рассчитывают значения коэффициентов $m_{\text{кон}}$ и $m_{\text{н}}$, при которых добротность характеристики усилителя будет не меньше требуемого значения $Q_{\text{у.треб}}$. Расчет ведут, исходя из максимального значения добротности, которое соответствует оптимальному значению характеристического сопротивления $\rho_{\text{опт}}$. Добротность определяется по формуле

$$Q_{\text{уmax}} = \frac{1}{2m_{\text{кон}}} \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}(\omega_p)}{2r_L}} = \frac{1}{2m_{\text{н}}} \sqrt{\frac{R_{\text{н}}(\omega_p)}{2r_L}},$$

из которой следует, что $Q_{\text{у.треб}}$ можно получить при значениях коэффициентов

$$m_{\text{кон}} = \frac{1}{2Q_{\text{у.треб}}} \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}(\omega_p)}{2r_L}}; \quad m_{\text{н}} = \frac{1}{2Q_{\text{у.треб}}} \sqrt{\frac{R_{\text{н}}(\omega_p)}{2r_L}}.$$

4. Из рассчитанных в пп. 2 и 3 значений коэффициентов $m_{\text{кон}}$ и $m_{\text{н}}$ выбирают наименьшие, поскольку при этом как значения стабильности частоты f_p , так и добротности $Q_{\text{у}}$ будут не меньше требуемых.

5. Уточняют параметры схемы в следующей последовательности:

а) определяют оптимальное значение характеристического сопротивления:

$$\rho_{\text{опт}} = \frac{1}{m_{\text{кон}}} \sqrt{\frac{r_L R_{\text{вых}}(\omega_p)}{2}} = \frac{1}{m_{\text{н}}} \sqrt{\frac{r_L R_{\text{н}}(\omega_p)}{2}};$$

б) на основании формул

$$\rho_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{L}{C(\omega_p)}}; \quad f_p = \frac{1}{2\pi} (\sqrt{[C_0 + m_{\text{кон}}^2 C_{\text{вых}}(\omega_p) + m_{\text{н}}^2 C_{\text{н}}(\omega_p)] L})^{-1}$$

рассчитывают индуктивность контура L и емкость C_0 :

$$L = \frac{\rho_{\text{опт}}}{2\pi f_p}; \quad C_0 = \frac{1}{2\pi f_p \rho_{\text{опт}}} - m_{\text{кон}}^2 C_{\text{вых}}(\omega_p) - m_{\text{н}}^2 C_{\text{н}}(\omega_p);$$

в) предварительно рассчитав эквивалентное сопротивление потерь

$$r_{L\text{экв}} = \rho_{\text{опт}}^2 / r_L$$

определяют коэффициент усиления на резонансной частоте:

$$K_{\text{итmax}} = \frac{m_{\text{н}} m_{\text{кон}} S_{\text{сх.к.з}}(\omega_p) r_{L\text{экв}}}{1 + r_{L\text{экв}} [m_{\text{кон}}^2 / R_{\text{вых}}(\omega_p) + m_{\text{н}}^2 / R_{\text{н}}(\omega_p)]}.$$

Для повышения добротности резонансного усилителя применяют многокаскадные ИМС. Основные характеристики многокаскадного резонансного усилителя можно определить путем перемножения коэффициентов усиления отдельных каскадов $K(j\omega) = \prod_i K_i(j\omega)$, где

$$K_i(j\omega) = \frac{K_{i\text{max}}}{1 + jQ_i(\omega/\omega_p - \omega_p/\omega)}$$

Следовательно, $K_{\text{max}} = \prod_i K_{i\text{max}}$.

Добротность (при одинаковых значениях для всех каскадов) можно определить из уравнения

$$\frac{|K(j\omega)|}{K_{\max}} \equiv [\sqrt{1 + Q_1^2(\omega/\omega_p - \omega_p/\omega)^2}]^{-n} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Можно показать, что добротность многокаскадного резонансного усилителя Q_y выражается через добротность отдельных каскадов Q_1 по формуле

$$Q_y = \frac{Q_1}{\sqrt{\sqrt{2} - 1}}$$

Следовательно, при $n = 2$ $Q_y \approx 1,5Q_1$; при $n = 3$ $Q_y \approx 2Q_1$. На практике выигрыш несколько меньше из-за разброса резонансных частот каскадов. Затухание h' на частоте f в многокаскадном усилителе можно определить по приближенной формуле

$$h' = \frac{|K(j\omega)|_{\omega=\omega'}}{K_{\max}} \approx \frac{1}{Q_1^n [f'/f_p - f_p/f']^n}$$

Резонансный усилитель можно использовать как полосовой усилитель. Однако у резонансного усилителя коэффициент прямоугольности полосовой характеристики в большинстве случаев получается сравнительно большого значения. Поэтому на практике усилительные каскады с полосовой АЧХ получают путем включения полосовых фильтров в виде связанных контуров.

Существует несколько типов двухконтурных секций. Применение той или иной секции зависит прежде всего от рабочей частоты f_0 , экономичности, коэффициента связи между контурами. Наиболее часто применяются три вида связанных контуров, схемы которых приведены на рис. 4.15.

Эти схемы эквивалентны друг другу в соответствии со следующими формулами:

для Т-образной секции

$$L_A = L_1 - M; \quad L_B = L_2 - M; \quad L_C = M;$$

для П-образной секции

$$L_a = (L_1 L_2 - M^2)/(L_2 - M); \quad L_b = (L_1 L_2 - M^2)/M; \\ L_c = (L_1 L_2 - M^2)/(L_1 - M).$$

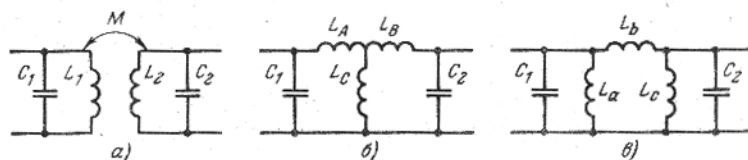


Рис. 4.15. Двухконтурные полосовые фильтры:

а — схема двухконтурного трансформатора; б — Т-образная секция; в — П-образная секция

В большинстве случаев применяется трансформаторная секция, у которой легко можно отрегулировать коэффициент связи $k_M = M/\sqrt{L_1 L_2}$ до требуемого значения путем перемещения сердечника в поле магнитного потока катушек. На высших частотах эта регулировка затруднительна, поэтому используются более простые в конструктивном отношении Т- или П-образные секции.

Так как все схемы эквивалентны друг другу, то в дальнейшем ограничимся рассмотрением одной из них, например трансформаторной двухконтурной. Результаты анализа этой схемы можно распространить на остальные виды включения контуров.

Встречаются полосовые усилители с полным и неполным включением контуров. Рассмотрим схему с неполным включением контуров (схема с полным включением представляет собой частный случай неполного включения с коэффициентами $m_{\text{кон}} = 1$ и $m_n = 1$).

На рис. 4.16, а приведена схема замещения полосового усилителя с неполным включением контура. В этой схеме усилитель раскачки заменен источником тока $I_{\text{к.з}} = S_{\text{сх.к.з}} \dot{U}_Г$ с внутренним сопротивлением $Z_{\text{вых}}$. Подключасмый к выходу контура каскад характеризуется входным импедансом $Z_{\text{вх}}$. Так же как при анализе резонансного усилителя, можно пересчитать выходные и входные параметры через коэффициенты $m_{\text{кон}}$ и m_n и использовать схему замещения с полным включением контура. Кроме того, воспользуемся также приближенным расчетом, считая, что контуры нагружаются активными проводимостями и паразитными емкостями, определяемыми действительной и мнимой частями проводимостей $1/Z_{\text{вых}}$ и $1/Z_{\text{вх}}$ на частоте $f = f_0$. Тогда упрощенную схему можно представить в виде, показанном на рис. 4.16, б. В этой схеме

$$1/R_{\text{экв1}} = m_{\text{кон}}^2/R_{\text{вых}}(\omega_0) + 1/r_{L_{\text{экв1}}}; \quad 1/R_{\text{экв2}} = m_n^2/R_{\text{вх}}(\omega_0) + 1/r_{L_{\text{экв2}}};$$

$$C_1 = C_{01} + m_{\text{кон}}^2 C_{\text{вых}}(\omega_0); \quad C_2 = C_{02} + m_n^2 C_{\text{вх}}(\omega_0).$$

На основании схемы замещения (рис. 4.16, б) можно показать, что коэффициент усиления $K_u(j\omega)$ полосового усилителя определяется выражением

$$K_u(j\omega) = \dot{U}_{\text{вых}}/\dot{U}_Г = m_n m_{\text{кон}} S_{\text{сх.к.з}}(\omega_0) Z_{\text{экв}}.$$

Определив $Z_{\text{экв}}$ и подставив его в это выражение, получим:

$$K_u(j\omega) = \frac{m_n m_{\text{кон}} k_M S_{\text{сх.к.з}}(\omega_0)}{C_1 C_2 (1 - k_M^2) \sqrt{L_1 L_2}} \frac{p}{p^4 + b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0},$$

где $p = j\omega$.

Обычно первичный и вторичный контуры настраиваются на одну и ту же резонансную частоту, т. е. $\omega_{\text{кон1}} = \omega_{\text{кон2}} = \omega_{\text{ков}}$. Где $\omega_{\text{кон1}} = 1/\sqrt{L_1 C_1}$; $\omega_{\text{кон2}} = 1/\sqrt{L_2 C_2}$.

При этом коэффициенты b_j определяются следующими соотношениями:

$$b_3 = \omega_{\text{кон}} (1/Q_1 + 1/Q_2); \quad b_2 = \omega_{\text{кон}}^2 [\omega_0^2/(\omega_{\text{кон}}^2 Q_1 Q_2) + 2/(1 - k_M^2)];$$

$$b_1 = \omega_{\text{кон}}^3 (1/Q_1 + 1/Q_2)/(1 - k_M^2); \quad b_0 = \omega_{\text{кон}}^4/(1 - k_M^2) = \omega_{\text{кон}}^2 \omega_0^2,$$

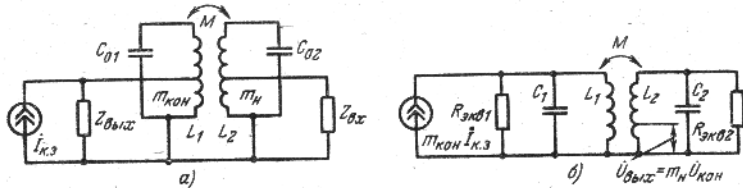


Рис. 4.16. Схемы замещения полосового усилителя с неполным включением контура:

а — точная схема; б — упрощенная схема

где $\omega_0 = \omega_{\text{кон}} \sqrt{1 - k_M^2}$ — центральная частота усилителя (т. е. частота, на которой мнимый член в знаменателе равен нулю); $Q_1 = \omega_0 C_1 R_{\text{экв}1}$; $Q_2 = \omega_0 C_2 R_{\text{экв}2}$.

На центральной частоте ($\omega = \omega_0$) коэффициент усиления определяется выражением

$$K(j\omega_0) = -j \frac{m_n m_{\text{кон}} k_M \sqrt{R_{\text{экв}1} R_{\text{экв}2}}}{\sqrt{Q_1 Q_2 (k_M^2 + 1/Q_1 Q_2)}} S_{\text{сх.к.з}}(\omega_0).$$

Коэффициент усиления достигает максимального значения при значении k_M , равном:

$$k_{M\text{кр}} = 1/\sqrt{Q_1 Q_2}.$$

Это так называемый коэффициент критической связи. Часто требуется определить значение коэффициента k_M , при котором АЧХ усилителя имеет наиболее плоскую характеристику. Можно показать, что это обеспечивается при значении k_M , определяемом выражением

$$k_{Ml} = \sqrt{(1/Q_1^2 + 1/Q_2^2)/2}.$$

Это переходный коэффициент связи. Если $Q_1 = Q_2$, то $k_{M\text{кр}} = k_{Ml}$. Поэтому на практике стремятся к выполнению условия $Q_1 = Q_2 = Q$. Если $k_M > k_{Ml}$, то характеристика деформируется и вместо одного пика в ней появляются два.

Коэффициент усиления при $k_M = k_{Ml}$ можно определить приближенным выражением

$$K_u(j\omega) = j \frac{m_n m_{\text{кон}} Q S_{\text{сх.к.з}}(\omega)}{\omega_0 \sqrt{C_1 C_2}} \frac{k_M Q}{[1 + jQ(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)]^2 + k_M^2 Q^2},$$

где $\omega_0 = \omega_{\text{кон}1} = \omega_{\text{кон}2}$. При выводе этой формулы пренебрегали влиянием затухания $d_{\text{экв}} = 1/Q$ на форму полосовой характеристики.

Коэффициент усиления на центральной частоте

$$K_u(\omega_0) = \frac{m_{\text{кон}} m_n Q^2 k_M S_{\text{сх.к.з}}(\omega_0)}{\omega_0 \sqrt{C_1 C_2 (1 + k_M^2 Q^2)},$$

и если $k_M \leq k_{Ml} = 1/Q$, то $K_{u\text{max}} = K_u(\omega_0)$.

Если $k_M > k_{M_0}$, то на вершине появляется прогиб с двумя максимумами по краям на частотах $\omega_0 [1 \pm \sqrt{(k_M Q)^2 - 1} / 2Q]$. На этих частотах коэффициент усиления

$$K_{и\max} = \frac{m_n m_{кон} Q}{2\omega_0 \sqrt{C_1 C_2}} S_{ск.к.з}(\omega_0).$$

При этом относительный прогиб определяется по формуле

$$h_0 = (k_M Q - 1)^2 / (k_M^2 Q^2 - 1) = (k_M Q - 1) / (k_M Q + 1).$$

Коэффициент прямоугольности

$$K_{пр} = \sqrt{\frac{k_M^2 Q^2 + 2k_M Q \sqrt{1/h_2^2 - 1} - 1}{k_M^2 Q^2 + 2k_M Q \sqrt{1/h_1^2 - 1} - 1}} \quad (4.11)$$

Заметим, что с увеличением k_M коэффициент $K_{пр} \rightarrow 1$. Однако с увеличением k_M растет прогиб h_0 . При $h_0 = 10\%$, $K_{пр} = 3,3$ (для $h_1 = 0,9$ и $h_2 = 0,1$).

Если при заданном h_0 требуется коэффициент прямоугольности $K_{пр}$, более близкий к 1, то используется многокаскадный усилитель, представляющий собой полосовой фильтр с множеством связанных контуров.

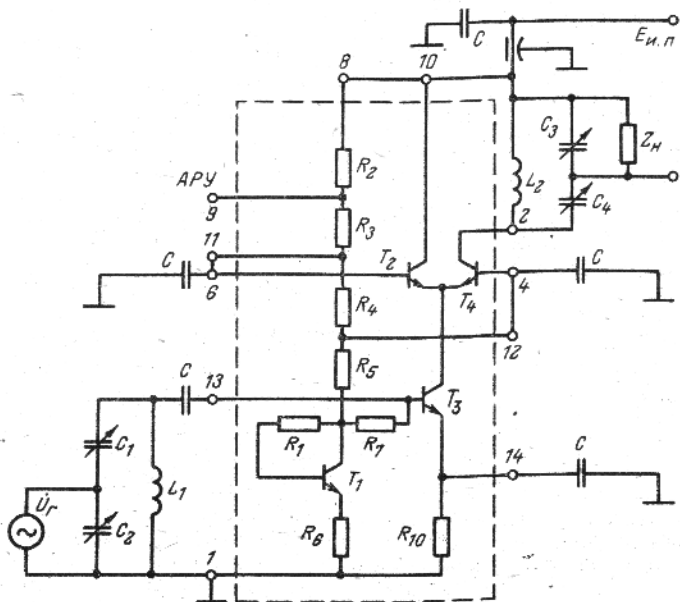


Рис. 4.17. Высокочастотный избирательный усилитель на интегральной микросхеме 175UB4 ($L_1 = 0,23$ мкГн; $L_2 = 0,26$ мкГн; $C_1 = 36$ пФ; $C_2 = 65$ пФ; $C_3 = 200$ пФ; $C_4 = 27$ пФ; $C = 1000$ пФ каждый)

Для расстройки LC-контуров в интегральных избирательных усилителях особенно целесообразно применение каскодного усилителя с дифференциальным каскадом (см. рис. 4.3). В таком усилителе каскодное включение существенно ослабляет влияние паразитной обратной связи через проходную емкость, благодаря чему заметно уменьшается вероятность самовозбуждения усилителя. Кроме того, уменьшается выходная емкость усилителя и увеличивается его выходное сопротивление, что позволяет использовать полное включение контура к усилителю даже в высокочастотных устройствах, не опасаясь снижения добротности и стабильности резонансной частоты. Дифференциальные входы усилителя часто используются для подачи сигнала АРУ или для других целей.

На рис. 4.17 показана схема избирательного усилителя, построенного на интегральном каскодном усилителе с дифференциальным каскадом 175УВ4 (см. § 4.2) с навесными LC-контурами на входе и выходе. Резонансная частота усилителя $f_p = 60$ МГц. Цепи питания шунтированы конденсаторами небольшой емкости ($C = 1000$ пФ). Поскольку усилитель предназначен для работы в высокочастотном диапазоне, то даже при небольшой емкости обратные связи через цепи питания нейтрализуются. Сигнал АРУ подается на вход дифференциального каскада, изменяя ток эмиттера транзистора T_2 . При этом ток эмиттера входного транзистора T_3 остается неизменным, поэтому не меняется и входное сопротивление усилителя, что исключает расстройку входного фильтра.

Для построения избирательных схем можно использовать также высокочастотные усилители типа $\mu A719$ (рис. 4.18). Усилитель

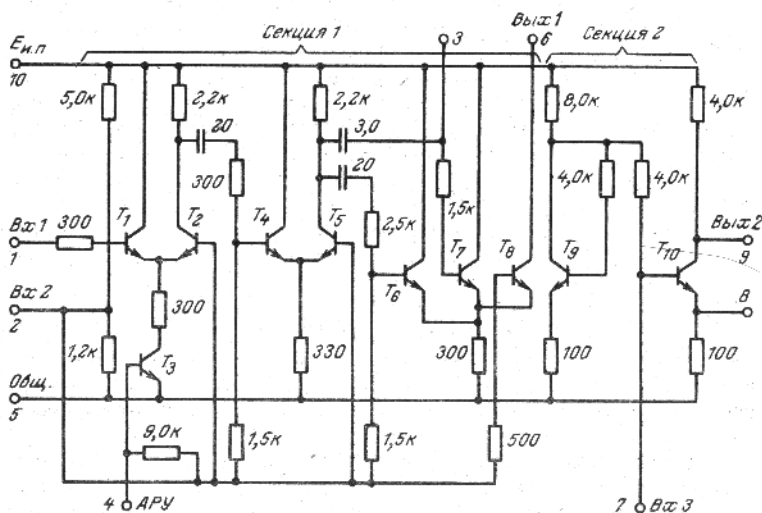


Рис. 4.18. Схема многофункционального высокочастотного усилителя переменных сигналов $\mu A719$

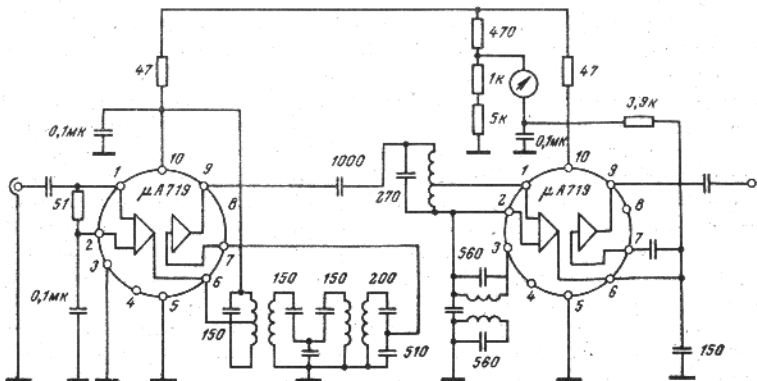


Рис. 4.19. Схема усилителя промежуточной частоты на микросхемах $\mu A719$

$\mu A719$ — это многофункциональная ИМС, состоящая из двух секций. Первая секция построена на двух дифференциальных каскадах, выходное напряжение которых через эмиттерный повторитель на T_6 и T_7 подается на вход третьего каскада. Этот каскад можно использовать как усилительный каскад или как ЧМ квадратичный детектор, соответствующим образом преобразовав его. Вторая секция $\mu A719$ состоит из усилительного каскада на транзисторе T_{10} , режим которого задается при помощи T_9 . Этот каскад охвачен обратной связью по току (через резистор в цепи эмиттера T_{10}), что способствует стабилизации параметров этой секции и расширению ее полосы пропускания. Эту секцию можно использовать как видеоусилитель или как дополнительный усилитель промежуточной частоты.

На рис. 4.19 для примера показана схема усилителя промежуточной частоты на микросхемах $\mu A719$. Первая $\mu A719$ применяется для получения высокого коэффициента усиления на частоте $f_0 = 10,7$ МГц. Для обеспечения высокой избирательности применяется четырехзвенный фильтр с линейной фазовой характеристикой. Выходное напряжение фильтра подается на вход второй секции первой $\mu A719$. Далее сигнал через второй фильтр поступает на вход последующей $\mu A719$.

4.6.2. Избирательные усилители с RC-фильтрами

В микроэлектронике в диапазоне частот 10 МГц и ниже обычно используют избирательные усилители с RC-фильтрами, так как для указанной области частот индуктивные элементы получаются чрезмерно больших размеров и имеют низкую добротность.

Практическое применение получили избирательные усилители, в которых резонансные характеристики получаются благодаря действию нулевых RC-фильтров в канале обратной связи. В качестве нулевых (режекторных) RC-фильтров используются двойные T-образные мосты, цепочечные RC-фильтры и фильтры с распределенными RC-