ПРОЕКТИРОВАНИЕ ARC-ФИЛЬТРОВ

Исходные данные для проектирования

Исходными данными для проектирования *ARC*-фильтров являются:

– $\omega_{ci} = 2\pi f_{ci}$ – частоты среза (границы полосы пропускания $\Delta\omega_n$). Для фильтров Бесселя ω_c – частота, при которой задержка сигнала равна приблизительно $1/\omega_c$;

– α_{max} [дБ] – максимально допустимая неравномерность коэффици-ента затухания $\alpha = -20\lg[H(\omega)]$ в полосе пропускания;

– α_{min} [дБ] – минимально допустимый коэффициент затухания в полосе задерживания $\Delta\omega_з$, границы которой или задаются непосред-ственно) в общем случае $\Delta\omega_{з1}$ и $\Delta\omega_{з2}$), или задается переходная область (например, равная $(0,1\ldots\ 5)\omega_c$) между частотой среза ω_c и границей полосы задерживания $\omega_з$;

– тип фильтра (ФНЧ, ФВЧ, ПФ или РФ);

– метод аппроксимации идеальных АЧХ или ФЧХ фильтра (фильтр Баттерворта, Чебышева, инверсный Чебышева, эллиптический, Бесселя, фазовый и др.).

Если заданы α_{max}, α_{min}, ω_c и $\omega_з$ для ФНЧ, то по формулам или по номиналам, приводимым в справочниках, находят порядок *n* фильтра: чем меньше $|\alpha_{max}|$ и больше $|\alpha_{min}|$, тем уже переходная область $(\omega_з - \omega_c)$ и выше порядок фильтра. Все эти параметры связаны между собой нелинейным образом;

– H_0 – коэффициент усиления (для ФНЧ при $\omega = 0$, для ФВЧ при $\omega = \infty$);

– $\Omega_3 - \Omega_n = \dfrac{\omega_3 - \omega_n}{\omega_n}$ – нормированная ширина переходной области для эллиптических фильтров.

Методы проектирования ARC-фильтров

Ограничимся рассмотрением методов проектирования *ARC*-фильтров по заданным требованиям к его АЧХ или ФЧХ.

В настоящее время проектирование фильтров основывается на использовании таблиц и номограмм, приводимых в справочниках.

Формулировка требований к *ARC*-фильтрам определяется типом фильтра и структурой используемого справочника по расчету *ARC*-фильтров.

В данной работе использованы табличные данные, приведенные в справочнике: Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г. Справочник по активным фильтрам. – М.: Энергоатомиздат, 1983.

Передаточная функция $H(p)$ *ARC*-фильтра в справочнике представлена в виде произведения функций звеньев второго порядка $H_k(p)$, а для фильтров нечетного порядка как сомножитель входит функция одного звена первого порядка (см. (1.3) и рис. 1.2).

Для фильтров Баттерворта, Чебышева и Бесселя для звена второго порядка передаточная функция определена следующим образом:

$$H(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = H_0 \frac{c\omega_\text{c}^2}{p^2 + b\omega_\text{c} p + c\omega_\text{c}^2},$$

а для звена первого порядка

$$H(p) = H_0 \frac{c_0 \omega_c}{p + c_0 \omega_c}.$$

Для инверсного Чебышева и эллиптического фильтра функции $H(p)$ звена второго и первого порядков имеют вид:

$$H(p) = H_0 \frac{c}{b} \frac{p^2 + \omega_c}{p^2 + b\omega_c p + c\omega_c^2}; \quad H(p) = H_0 \frac{c_0 \omega_c}{p + c_0 \omega_c},$$

где H_0 – коэффициент усиления звена при $\omega = 0$ (ФНЧ).

Введение в формулы угловой частоты ω_c дает возможность оперировать безразмерными коэффициентами a_i, b_i и c_i.

В таблице 2 даны эти коэффициенты для некоторых фильтров от 2-го до 6-го порядка включительно. Эти данные заимствованы из справочника [1], где они приведены с большим числом значащих цифр и для существенно большего числа разновидностей фильтров.

Коэффициенты a_i, b_i и c_i нормированы приведением к частоте $\omega = 1$ рад/с для неравномерности коэффициента передачи в полосе пропускания ($\alpha_{max} = 0{,}1$ дБ и $\alpha_{max} = 0{,}5$ дБ) или в полосе задерживания ($\alpha_{min} = -40$ дБ и $\alpha_{min} = -50$ дБ).

Приведенные в таблице 2 коэффициенты рассчитаны так, что на частоте среза ω_c АЧХ фильтров Баттерворта и инверсного фильтра Чебышева имеют спад –3 дБ (точнее, $H(\omega)$ до уровня $1/\sqrt{2}$). Для фильтров Чебышева и эллиптического фильтра АЧХ на частоте ω_c имеет спад, равный значению допустимых пульсаций в полосе пропускания, т. е. в полосе $\Delta\omega_n$ АЧХ пульсирует между уровнями $10^{\alpha_{\max}/20}$ и 1. Так, например, при $\alpha_{max} = 0{,}5$ дБ АЧХ пульсирует между уровнями 0,944 и 1. Наконец, для фильтра Бесселя на частоте ω_c задержка сигнала равна примерно $1/\omega_c$.

Выбор базовой схемы звена ARC-фильтра

Общая методика расчета ФНЧ, ФВЧ и ПФ дается на основании ***базовых схем***. При этом одним из параметров элементов базовой схемы фильтра приходится задаваться. После выбора этого параметра остальные параметры элементов R_i и C_i определяются по формулам и подбираются из номиналов сопротивлений R резисторов (см. табл. 3) и емкостей C конденсаторов (см. табл. 4)

Существует много способов построения активных фильтров на базе операционных усилителей.

В качестве базовых схем выбирают:

– схему ФНЧ второго порядка с многопетлевой отрицательной обратной связью (МОС) и бесконечным коэффициентом усиления ОУ (рис. 2.1, *а*);

– схему ФНЧ второго порядка на основе источника напряжения (ИНУН) с конечным коэффициентом усиления ОУ (рис. 2.1, *б*);

– биквадратную схему (рис. 2.1, *в*).

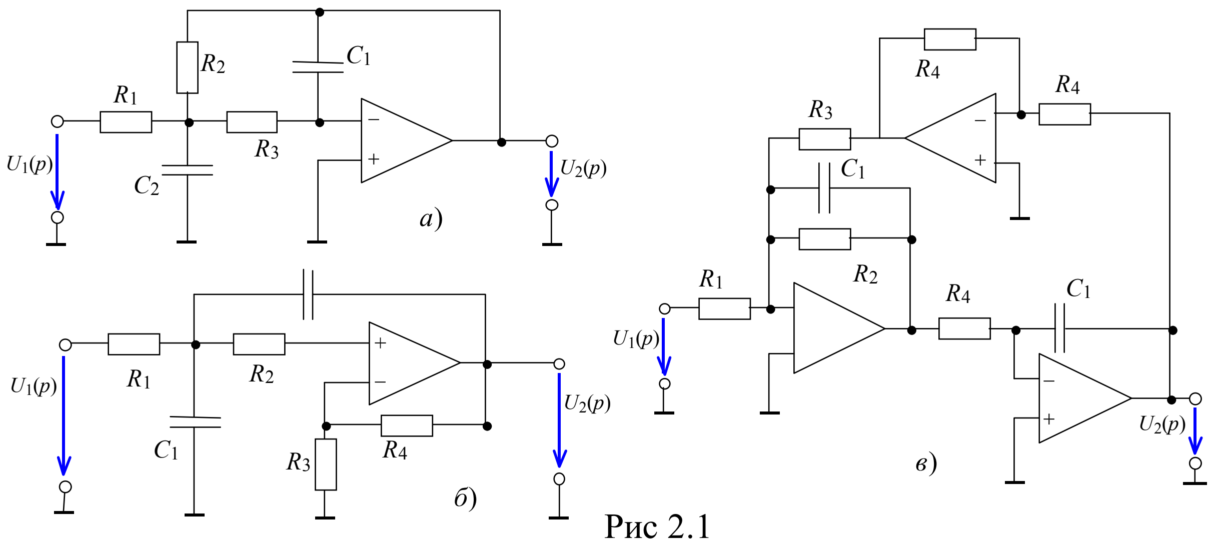

Рис 2.1

Каждая из схем имеет свои преимущества и недостатки [1]. Ограничимся рассмотрением *ARC*-фильтров с МОС и бесконечным коэффициентом усиления ОУ (рис. 2.1, *а*).

Достоинством этой схемы является хорошая стабильность характеристик и низкое выходное сопротивление, а недостатком – невозможно достичь высокого значения добротности Q (Q < 10) и высокая чувствительность к изменению параметров R и C. Рекомендуется принимать произведение $H_0 \cdot Q \leq 100$ для одного звена фильтра.

Важно отметить, что с помощью одной и той же схемы с МОС можно получить характеристики фильтра любого типа определенного порядка, изменяя лишь номиналы соответствующих резисторов и конденсаторов.

При проектировании *ARC*-фильтра рассчитывают параметры каждого звена при заданном его порядке и строят их частотные и временные характеристики.

Расчет ФНЧ типа В и Т

Рассчитаем ФНЧ Чебышева 5-го порядка с α_{max} = 0,5 дБ, ω_c =6280 рад/с, (f_c = 1000 Гц), с коэффициентом усиления H_0 = 8, с использованием базовой схемы с МОС (рис. 2.1, *а*), и определим граничную частоту задерживания, на которой $\alpha_{min} = -50$ дБ.

Решение. Для ФНЧ пятого порядка функция

$$H(p) = H_1(p) \cdot H_2(p) \cdot H_3(p) =$$

$$= H_{01} \frac{c_1 \omega_c^2}{p^2 + b_1 \omega_c p + c_1 \omega_c^2} \cdot H_{02} \frac{c_2 \omega_c^2}{p^2 + b_2 \omega_c p + c_2 \omega_c^2} \cdot H_{03} \frac{c_0 \omega_c}{p + c_0 \omega_c}.$$

Выписываем значения нормированных коэффициентов c_i и b_i из табл. 2: $c_1 = 1{,}0358$; $b_1 = 0{,}02239$; $c_2 = 0{,}4768$; $b_2 = 0{,}5862$; $c_0 = 0{,}3623$.

Примем $H_{01} = H_{02} = H_{03} = 2$ и $H_0 = H_{01} \cdot H_{02} \cdot H_{03} = 2 \cdot 2 \cdot 2 = 8$.

При частоте фильтра $\omega_c = 6280$ рад/с, частоты среза каждого звена определим из соотношений:

$$\omega_{c1} = \sqrt{c_1 \omega_c^2} = 6391 \text{ рад/с}; \;\; \omega_{c2} = \sqrt{c_2 \omega_c^2} = 4339 \text{ рад/с}; \;\; \omega_{c0} = \omega_c c_0 = 3720 \text{ рад/с}.$$

Для базового звена второго порядка (см. рис. 1.9, *а*)

$$c\omega_c^2 = \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}; \;\; b\omega_c = \frac{1}{C_2}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right); \;\; H_0 = \frac{R_2}{R_1}, \text{ т. к.}$$

$$H(p) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1/(R_2 R_3 C_1 C_2)}{p^2 + \left[\frac{1}{C_2}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)\right] p + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}} = -H_0 \frac{c\omega_c^2}{p2 + b\omega_c p + c\omega_c^2}.$$

Разнормировка

$$H(s) = -H_0 \frac{1}{s^2 + \frac{b}{\sqrt{c}} s + 1} = -H_0 \frac{1}{s^2 + (1/Q)p + 1,}$$

где

$$s = \frac{p}{\sqrt{c}\omega_c} \;\; (p = \sqrt{c} \cdot \omega_c \cdot s); \;\; s^2 = \frac{p^2}{c\omega_c^2} \;\; (p^2 = c\omega_c^2 s^2); \;\; Q = \frac{\sqrt{c}}{b}$$

Расчет первого звена ($H_{01} = 2$; $b_1 = 0{,}2239$; $c_1 = 1{,}0358$).

Добротность $Q = \dfrac{\sqrt{c_1}}{b_1} = 4{,}235;\ 1/Q_1 = 0{,}22;\ \omega_{c1} = 6391\,$рад/с.

Тогда

$$H_1(s) = -H_{01}\frac{1}{s^2 + (1/Q)s + 1} = -2\cdot\frac{1}{s^2 + 0{,}22s + 1} = -2\cdot\frac{4{,}085\cdot 10^7}{p^2 + 1406p + 4{,}085\cdot 10^7}.$$

Задаемся значением емкости C_2, близким к значению $10/f_{c1}$ [мкФ]. Выбираем номинальное значение емкости C_2 = 0,01 мкФ.

Чтобы получить реальное сопротивление R_2, должно выполняться условие

$$C_1 \le C_2\frac{b_1^2}{4c_1(H_{01}+1)} = 0{,}00403\cdot C_2 = 40{,}3\,\text{пФ}.$$

Выбираем из ряда номиналов меньшее значение C_2 = 40 пФ.

Определяем сопротивления резисторов

$$R_2 = \frac{2(H_{01}+1)}{\left[b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4c_1C_1(H_{01}+1)/C_2}\right]\omega_\text{c}C_2} = 391\,\text{кОм}.$$

$R_1 = R_2/H_0 = R_2/2$ = 185 кОм; принимаем 180 кОм.

$$R_3 = \frac{1}{C_1C_2c_1R_2\omega_\text{c}^2} = 340\,\text{кОм}.$$

Примечание. Если в ряде номиналов R отсутствуют вычисленные значения, то все значения сопротивлений можно домножить на общий коэффициент при условии, что значения емкостей делятся на тот же самый коэффициент.

Расчет второго звена.($H_{02} = 2$; $b_2 = 0{,}5862$; c_2; $Q_2 = 1{,}178$;

$1/Q_2 = 0{,}849;\quad \omega_{c2} = 4330$ рад/с).

Передаточная функция

$$H_2(p) = -2\frac{1}{s^2 + 0{,}849s + 1} = -2\frac{1{,}88\cdot 10^7}{p^2 + 3681{,}3p + 1{,}88\cdot 10^7}.$$

Расчет параметров R и C:

$C_2 = 10/f_c = 0{,}01$ мкФ; $C1 \le C2\dfrac{b_2^2}{4c_2(H_{01}+1)} = 6\cdot 10^{-4}$ мкФ.

$$R_2 = \frac{(H_{01}+1)\cdot 2}{\left[b_2 + \sqrt{b_2^2 - 4c_2C_1(H_{01}+1)/C_2}\right]\omega_c C_2} = 263{,}5\,\text{кОм}.$$

$R_1 = R_2/H_{02}$ =135 кОм; принимаем $R_1 = 130$ кОм; $R_2 = 270$ кОм.

$$R_3 = \frac{1}{C_1C_2c_2\omega_c^2R_2} = 32{,}83\,\text{кОм}.$$

Расчет третьего звена ($H_{03} = 2$; $c_0 = 0{,}3626$; $\omega_{c3} = 3780$ рад/с).

Передаточная функция

$$H_3(p) = H_{03}\frac{1}{s+1} = 2\frac{3780}{p^2 + 3780}.$$

Базовые схемы, с помощью которых осуществляется реализация функции $H_3(p)$ при $H_{03} > 1$ и при $H_{01} = 1$, приведены на рис. 2.2, *б* и *в*.

Выбор значения емкости: $C_2 \approx 10/f_c$ =0,01 мкФ. При этом значения сопротивлений

$$R_1 = \frac{1}{\omega_c c_0 C_2} = \frac{1}{6280\cdot 0{,}3626\cdot 10^{-8}} \approx 43\,\text{кОм};\ R_2 = H_0\frac{R_1}{H_{03}-1} = 2\cdot R_1 = 86\,\text{кОм}.$$

$R_3 = H_{03}\cdot R_1 = 86$ кОм; выбираем $R_3 = 91$ кОм.

Для расчета и построения графиков АЧХ звеньев и фильтра можно воспользоваться программой (см. Приложение 1), при запуске которой необходимо ввести в соответствующие окна порядок фильтра и вычисленные значения параметров элементов R и C.

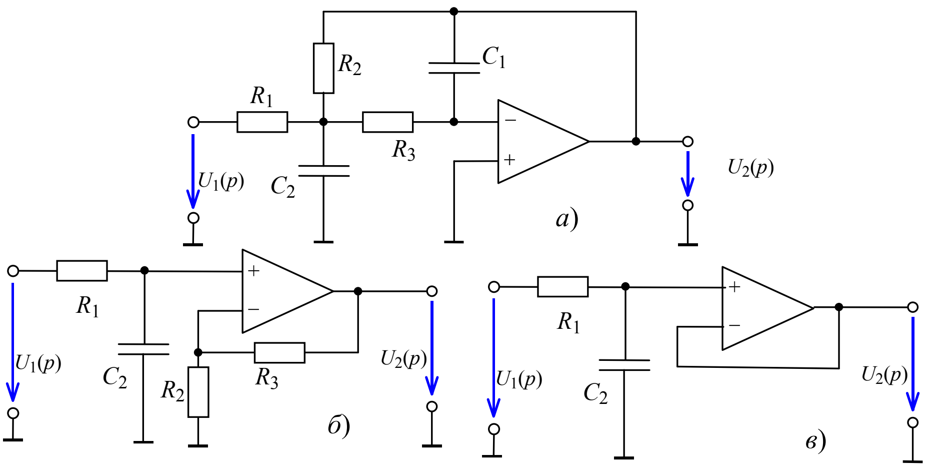

Рис 2.2

Расчет ФНЧ типа I и E

Расчет параметров ФНЧ инверсного Чебышева и эллиптического фильтров на базе ОУ с МОС выполняют методом, изложенным в разделе 2.5.

Передаточные функции звеньев первого и второго порядков записываются следующим образом:

$$H_1(p) = H_{01}\frac{c_0\omega_c}{p + c_0\omega_c};\quad H_2(p) = H_{01}\frac{c}{a}\frac{p^2 + a\omega_c^2}{p2 + b\omega_c + c\omega_c^2}.$$

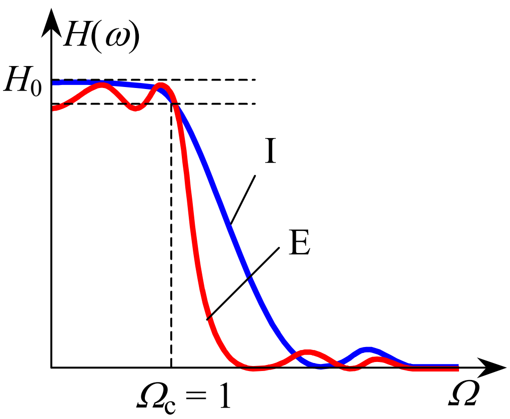

Рис 2.3

Например, для ФНЧ типа *I* четвертого порядка с α_{min} = – 40 дБ из табл. 2 выписываются значения коэффициентов:

- для первого звена второго порядка: a_1 = 4,7485; b_1 = 0,6892; c_1 = 1,0375;

- для второго звена второго порядка a_2 = 27,676; b_2 = 2,0315; c_2 = 1,2667.

Вид графиков АЧХ ФНЧ ***I*** и *E* приведены на рис. 2.3.

Особенности расчета ARC-фильтров верхних частот

Фильтры верхних частот Баттерворта и Чебышева содержат звенья второго порядка с передаточной функцией.

$$H(p) = H_0 \frac{p^2}{p^2 + (b\omega_c / c)p + \omega_c^2 / c} \quad (n \text{ четные})$$

и содержит еще звено первого порядка при нечетном n, обладающее передаточной функцией

$$H(p) = H_0 \frac{p}{p + \omega_c / c},$$

где H_0 – коэффициент усиления при $\omega \to \infty$.

Инверсные Чебышева и эллиптические фильтры состоят из звеньев второго и первого порядков с передаточными функциями следующего вида:

$$H(p) = H_0 \frac{p^2 + \omega_c^2 / a}{p^2 + (b\omega_c / c)p + \omega_c^2 / c} \quad (n = 2); \quad H(p) = H_0 \frac{p}{p + \omega_c / c} \quad (n = 1).$$

Добротность перечисленных ФВЧ определяют аналогично ФНЧ $Q = \sqrt{c} / b$.

Ширина переходной области для эллиптических фильтров определяется соотношением

$$\Delta\omega_{\text{по}}^{\text{вч}} = \frac{\Delta\omega}{1 + \Delta\omega} \omega_c,$$

где $\Delta\omega$ для ФНЧ приведена в табл. 1.

Базовые схемы ФВЧ второго (*а*) и первого (*б*) порядков на ОУ с бесконечным коэффициентом усиления и с МОС приведены на рис. 2.4.

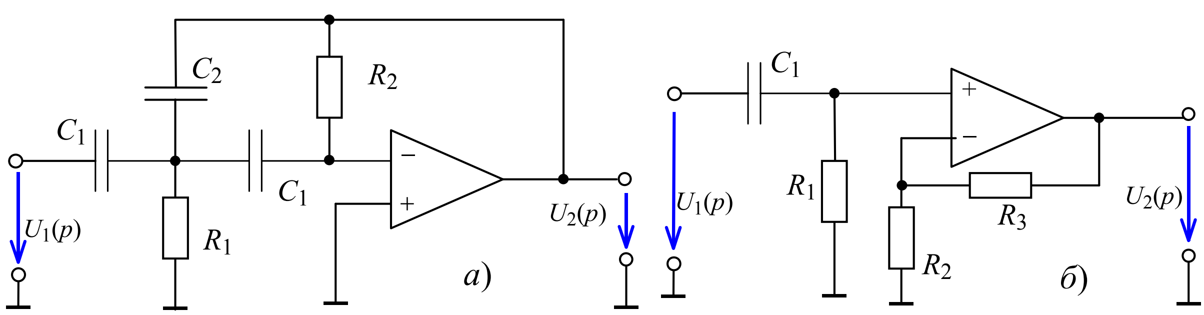

Рис 2.4

Инвертирующий коэффициент усиления

$$H_0 = -\frac{C_1}{C_2}; \quad \frac{b\omega_c}{c} = \frac{(2C_1 + C_2)}{(R_2 C_1 C_2)}; \quad \frac{\omega_c^2}{c} = \frac{1}{(R_1 R_2 C_1 C_2)}.$$

Решение относительно коэффициентов R_i и C_i

$$C_2 = \frac{C_1}{H_0};\ R_1 = \frac{b}{(2C_1 + C_2)};\ R_2 = (2C_1 + C_2)\frac{c}{cC_1C_2\omega_c}.$$

В начале расчета выбирают $C_1 \approx 10/f_c$ [мкФ]. Для звена первого поряд-ка (см. рис. 2.4):

$C_1 \approx 10/f_c$ [мкФ], f_c в герцах; $R_1 = c/\omega C_1$; $R_2 = H_0R_1(H_0-1)$; $R_3 = H_0R_1$.

Вид графиков АЧХ фильтров Баттерворта и Чебышева приведены на рис. 2.5, *а*, а для инверсного Чебышева и эллиптического фильтров на – рис. 2.5, *б*.

Значение $H(\Omega)$ на частоте Ω_c определяется из соотношения

$$H_c(\Omega) = H_0\frac{c}{a}\cdot\frac{|a-1|}{\sqrt{(c-1)^2 + b^2}}.$$

Постоянные a_i, b_i, c_i представляют собой нормированные коэф-фициенты прототипа ФНЧ (см. табл. 2).

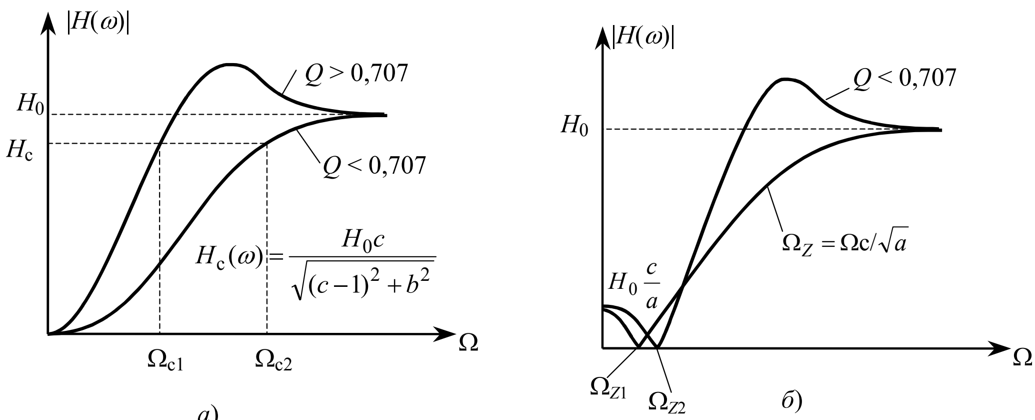

Рис. 2.5

Расчет ФВЧ ведут следующим образом:

1. Согласно варианту, из табл. 2 выписывают нормированные коэффициенты a_i, b_i, c_i.

2. Выбирают номинальное значение емкости C_1, близкое к значению $1/f_c$ [мкФ] (f_c в герцах), и вычисляют значения параметров элементов по приведенным выше формулам.

3. Выбирают значения номиналов резисторов (табл. 3) и тип конденсаторов (табл. 4) и реализуют фильтр, соединяя звенья каскадно.

Примечания

1. Значение коэффициента усиления H_0 ограничено отношением номинальных значений емкостей C_1 и C_2.

2. Характеристика ФВЧ не изменится, если значения всех сопротивлений умножить, а емкостей поделить на общий множитель.

3. При выборе ОУ необходимо учесть, что его входное сопротивление должно быть $R_{вх} \geq R_2$.

4. Коэффициент усиления ОУ с разомкнутой ОС $K_{ОУ} \geq 50\ H_с(\omega)$.

5. Схема (рис. 1.8, *а*) должна применяться исключительно для звеньев с $H_0 \leq 10$ и $Q \leq 10$ ($H_0 Q \leq 100$).

Расчет полосно-пропускающих ARC-фильтров

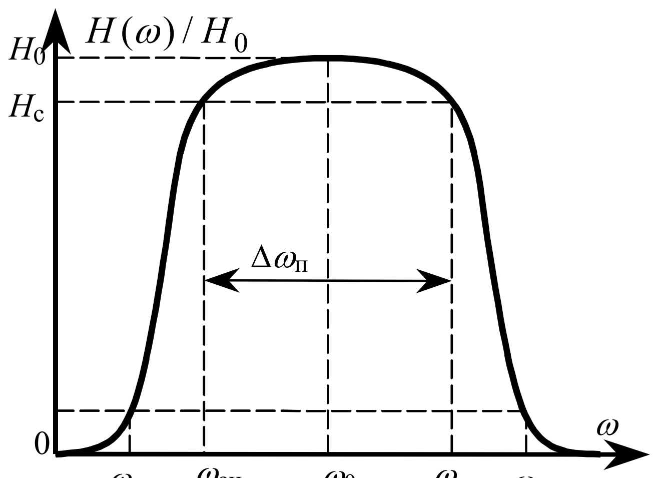

Рис. 2.6

Полосно-пропускающие фильтры имеют верхнюю $\omega_{св}$ и нижнюю $\omega_{сн}$ частоты среза и ее ширину $\Delta\omega_п = \omega_{св} - \omega_{сн}$. Существует также две частоты задерживания $\omega_{зн}$ и $\omega_{зв}$, где значения АЧХ равны или больше заданного значения $|\alpha_{min}|$ (рис. 2.6).

Отклонение $Q = \omega_0/\Delta\omega$ характеризует качество фильтра и является мерой его избирательности. Чем больше добротность Q, тем уже ширина полосы пропускания.

Коэффициент усиления H_0 ПФ определяется как значение его АЧХ на центральной частоте $\omega_0 = \sqrt{\omega_{сн}\omega_{св}}$.

Передаточную функцию $H(p)$ ПФ можно получить из нормированных функций ФНЧ, заменив оператор p оператором s с помощью преобразования

$$s = \frac{p^2 + \omega_0^2}{\varDelta\omega_{\text{п}} p} = \frac{Q(p^2 + \omega_0^2)}{\omega_0 p}.$$

Таким образом, порядок ПФ всегда является четным, т. к. функция $H(s)$ ПФ первого порядка $H(s) = H_0 \frac{c_0}{s + c_0}$ становится (после преобразования) функцией второго порядка

$$H(p) = H_0 \frac{c_0 \omega_0 p / Q}{p^2 + (c_0 \omega_0 / Q) p + \omega_{\text{c}}^2},$$

а при преобразовании звена второго порядка фильтров типа B и T получим ПФ четвертого порядка.

$$H(p) = H_0 \frac{(c\omega_0^2 / Q^2) p^2}{p^4 + (b\omega_0 / Q) p^3 + (2 + c / Q^2) \omega_0^2 p^2 + (b\omega^3 / Q) p + \omega_0^4},$$

где b и c – коэффициенты ФНЧ из табл. 2; $H_0 = H_{01} \cdot H_{02}$ – общий коэффициент усиления двух звеньев ФНЧ второго порядка, соединенных каскадно для реализации четвертого порядка:

$$H(p) = H_{01} \frac{\dfrac{\omega_0 \sqrt{c}}{Q} p}{p^2 + \dfrac{d \cdot \omega_0}{e} p + d^2 \omega_0^2} \cdot H_{02} \frac{\dfrac{\omega_0 \sqrt{c}}{Q} p}{p^2 + \dfrac{\omega_0}{d \cdot e} p + \dfrac{\omega_0^2}{d^2}},$$

где $d = 0{,}5 \cdot \left[\dfrac{b \cdot e}{Q} + \sqrt{\left(\dfrac{b \cdot e}{Q} \right)^2 - 4} \right]$; $e = \dfrac{1}{b} \cdot \sqrt{\dfrac{c + 4Q^2 + \sqrt{c + 4Q^2 - (2bQ)^2}}{2}}.$

В общем случае, для каждого сомножителя второго порядка в ФНЧ Баттерворта и Чебышева с порядком n = 4, 6, 8, … передаточная функция ПФ содержит по два сомножителя второго порядка (одно звено ФНЧ, второе ФВЧ).

Полосно-пропускающий фильтр второго порядка получим в том случае, если соответствующий ФНЧ имеет первый порядок.

Для эллиптических и инверсных Чебышева ПФ передаточные функции можно также представить в виде произведения функций второго порядка

$$H(p) = H_{01}\frac{\sqrt{c}}{a}\frac{p^2 + a_1\omega_0^2}{p^2 + \dfrac{d\cdot\omega_0}{e}p + d^2\omega_0^2}\cdot H_{02}\frac{\sqrt{c}}{a}\frac{p^2 + \dfrac{\omega_0^2}{a_1}}{p^2 + \dfrac{\omega_0}{d\cdot e}p + \dfrac{\omega_0^2}{d^2}},$$

где $a_1 = 1 + \dfrac{1}{2Q^2}\left(a + \sqrt{a^2 + 4aQ^2}\right);$

Остальные коэффициенты были определены ранее.

Ширина переходных областей определяется из соотношения

$$\frac{\Delta\omega_{\text{по}1}}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega_{\text{по}2}}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega_{\text{по}}}{2Q},$$

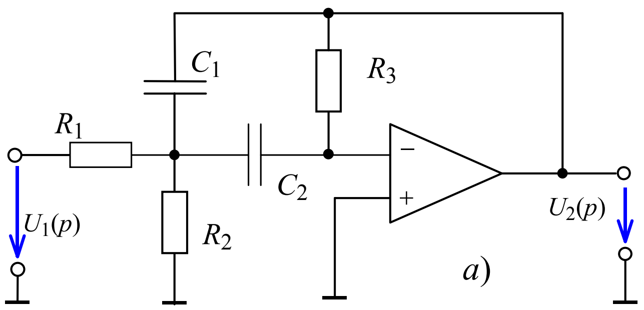

Рис 2.7

где $\Delta\omega_{no}$ – берется из табл. 1 для ФНЧ.

Для расчета параметров узкополосных $\left(\dfrac{\Delta\omega_{\text{св}}}{\Delta\omega_{\text{сн}}} < 1{,}5\right)$ ПФ второго порядка типов В, *T*, *I* и *E* на базе ОУ с МОС ($K_{\text{ОУ}} \to \infty$) можно использовать базовую схему звена (рис. 2.1, *а*) с $Q \le 10$ и $H_0 \le 10$ с передаточной функцией (рис. 2.7)

$$H(p) = -\frac{1}{R_1C_1}\frac{p}{p^2 + \beta\omega_0 p + \gamma\omega_0^2}$$ – для ПФ типа *B* и *T*;

$$H(p) = -\frac{1}{R_1C_1}\frac{\rho(p^2 + \alpha\omega_0^2)}{p^2 + \beta\omega_0 p + \gamma\omega_0^2}$$ – для ПФ типа *I* и *E*;

где $H_{01} = \dfrac{\rho}{\beta} < 10;\ Q = \dfrac{\sqrt{\gamma}}{\beta} < 10.$

Полосно-пропускающий фильтр описывается двумя фильтрами второго порядка для которых

$$\rho_1 = H_{01}\sqrt{\frac{c}{a}};\ \ \alpha = a_1;\ \ \beta = \frac{d}{e};\ \ \gamma = d^2;$$

$$\rho_2 = H_{02}\sqrt{\frac{c}{a}};\ \ \alpha = \frac{1}{a_1};\ \ \beta = \frac{1}{d\cdot e};\ \ \gamma = \frac{1}{d^2};$$

причем при $Q > d^2$ имеем ФНЧ и ФВЧ в остальных случаях;

$H_0(\omega = 0) = \rho\alpha/\gamma$ и $f_c = f_0\sqrt{\alpha}$.

Выбор $C_1 \approx 10/f_c$ [мкФ]; $C_2 \geq C_1(\rho\beta - \gamma)$.

Коэффициенты ρ, β и γ определяются по значениям a_i, b_i и c_i из табл 2.

Расчет параметров R_i и C_i ведут из соотношений:

$$R_1 = \frac{1}{\rho\omega_0 C_1};\ R_2 = \frac{\beta}{[C_1(\gamma - \rho\beta) + \gamma C_2]\omega_0};\ R_3 = \frac{1}{\beta\omega_0}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right).$$

Для ПФ 4-го порядка:

$$\rho_1 = H_{01}\sqrt{\frac{c}{a}};\ \alpha = a_1;\ \beta = \frac{d}{e};\ \gamma = d^2;$$

$$\rho_2 = H_{02}\sqrt{\frac{c}{a}};\ \alpha = \frac{1}{a_1};\ \beta = \frac{1}{d \cdot e};\ \gamma = \frac{1}{d^2};$$

Примечание

Для расчета широкополосных ($\omega_{св}/\omega_{сн}$ > 1,5) ПФ нужно поделить на две области: ФНЧ и ФВЧ, после расчета которых объединить их в один с помощью дополнительного ОУ[3] (рис. 2.8).

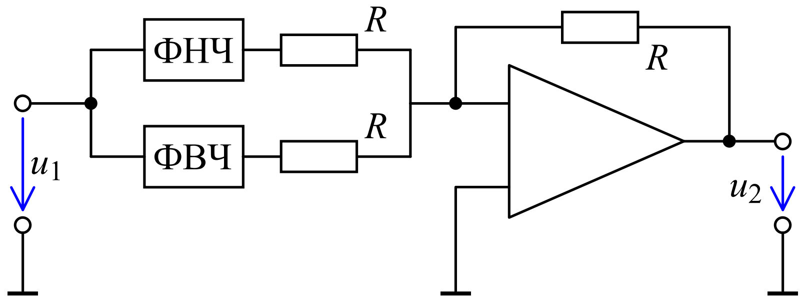

Рис. 2.8

Реализация возможна на базе ОУ с МОС ФНЧ и ФВЧ по данным ρ, α, β, γ и H_0.

Рассчитаем узкополосный ПФ типа В второго порядка с f_c = 1000 Гц, Q = 5 и H_0 = 2;

$$H(p) = H_0 \frac{c_0\omega_0 / Q}{p^2 + (c_0\omega_0 / Q)p + \omega_0} = \frac{0{,}4\omega_0^2 p}{p^2 + 0{,}2\omega_0 p + \omega_0^2} \ \ (c_0 = 1).$$

Сравниваем ее с $H(p)$ ПФ типа B

$$H(p) = \frac{\rho\omega_0 p}{p^2 + \beta\omega_0 p + \gamma\omega_0^2},$$

находим, что $\rho = H_0/Q = 0{,}4$; $\beta = 1/Q = 0{,}2$ и $\gamma = 1$.

Выбираем $C_1 = 10/f_c = 0{,}01$ мкФ и $C_2 > 0{,}01[0{,}04(0{,}2 - 1)]$ мкФ, т. е. допустимо любое положительное значение емкости C_1.

Принимаем $C_2 = C_1 = 0{,}01$ мкФ. Тогда $R_1 = 39{,}8$ кОм; $R_2 = 1{,}66$ кОм; $R_3 = 159$ кОм.

Рассчитаем ПФ типа I 6-го порядка с частотой среза $f_c = 1000$ Гц, $H_0 = 8$, $Q = 5$, $\alpha_{min} = -40$ дБ.

Из табл. 2 для $n = 3$ находим звено ФНЧ первого порядка с $c_0 = 1{,}0602$ и звено второго порядка $b = 0{,}9691$ и $c = 1{,}028$. Примем $H_{01} = 2$, $H_{02} = 2$ и $H_{03} = 2$. Для первого звена

$$\frac{H_0 c\omega_0}{Q} = \frac{2 \cdot (1{,}0602 \cdot 2\pi \cdot 1000)}{5} = 2664{,}6; \ \frac{c\omega_0}{Q} = 1332{,}3; \ \omega_0^2 = 39{,}478 \cdot 10^6.$$

Функции двух звеньев, соответствующих сомножителю ФНЧ, описываются уравнениями, приведенными выше, причем $a_1 = 1{,}977$, $d = 1{,}093$ и $e = 10{,}351$. Поскольку $a_1 > d^2$, то первый из двух ФНЧ, а второй ФВЧ и их реализуют по схемам на базе ОУ с МОС для ФНЧ и ФВЧ.

Расчет фильтров Бесселя

Фильтр Бесселя имеет постоянное время задерживания всех гармоник спектра сигнала в полосе пропускания (или очень близкое к постоянному значению).

Как отмечалось, фильтр Бесселя имеет почти прямую линию в полосе $\Delta\omega_п$ (рис. 2.9) и определяется соотношением $\Psi(\omega) = -\omega t_з$, где

$$t_з = -\frac{d[\Psi(\omega)]}{d\omega} \approx \text{const}.$$

Время замедления немного спадает от $\omega_0 = 0$, где $t_з = 1/\omega_с$, до $t_з(\omega_с)$, равное $0{,}92308/\omega_с$ при $n = 2$; $0{,}99639/\omega_с$ при $n = 3$; $0{,}99992/\omega_с$ при $n = 5$;

Передаточная функция Фильтра Бесселя

$$H(p) = H_0 \frac{b}{B_n(p)} = H_0 \frac{b_0}{p^n + b_{n-1}p^{n-1} + ... + b_1 p + b_0},$$

где $B_n(p)$ – n-ой степени.

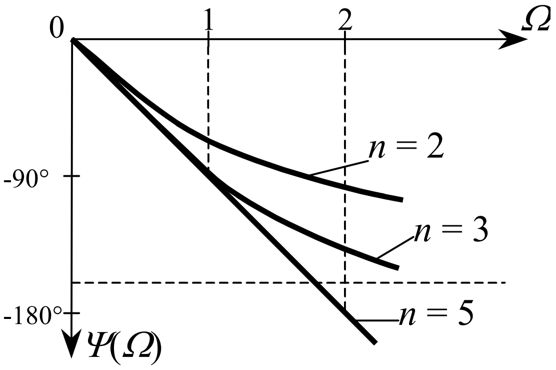

Рис 2.9

Фильтр Бесселя представляет собой полиноминальный ФНЧ с передаточной функцией (рис. 2.10)

$$H(p) = H0 \frac{c\omega_с^2}{p^2 + b\omega_с p + c\omega_с^2} \quad (n = 2);$$

$$H(p) = H0 \frac{c_0 \omega_с}{p + c_0 \omega_с} \quad (n = 1),$$

где ω_c не частота среза, а частота, определяемая заданным временем замедления $t_з = f(\omega_c)$.

Так как $\omega_c = 2\pi f_c$, то $f_с = \dfrac{1}{2\pi t_з} \approx \dfrac{0{,}15915}{t_з}$.

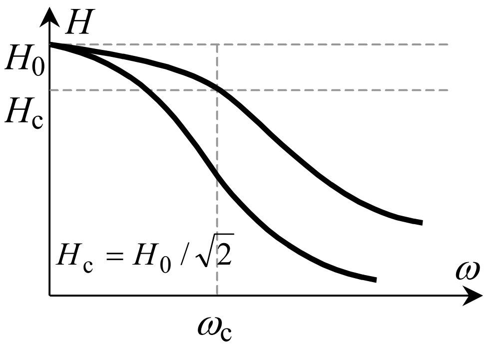

Рис. 2.10

Для $n \geq 3$ $\omega_с \approx \sqrt{0{,}69315 \cdot (2n-1)}$.

Фильтр Бесселя реализуют по изложенной выше методике для ФНЧ.

Рассчитаем параметры фильтра типа *BS*, если задана ω_c, H_0 и $n = 2, 3, \ldots, 6$.

1. Определяем время запаздывания

$t_з = 1/\omega_с$ ($t_з \approx 0{,}15915/f_с$).

2. Из табл. 2 выписываем нормированные коэффициенты c_0, b_i и c_i для заданного порядка n. 3. Выбираем схему реализации (на базе ОУ с МОС и

$K_{\text{ОУ}} \to \infty$). Это схемы ФНЧ типа B и T с передаточной функцией звеньев

$$H(p) = H_0 \frac{c_0 \omega_{\text{c}}}{p + c_0 \omega_{\text{c}}} \ (n = 1); \ H(p) = H_0 \frac{c \omega_{\text{c}}^2}{p^2 + b \omega_{\text{c}} p + c \omega_{\text{c}} p} \ (n = 2).$$