

плеч преобразователя. Здесь по оси абсцисс отложено отношение напряжений на экранирующих сетках ламп балансного преобразователя. При начальной регулировке оба балансных преобразователя четырёхфазной системы были тщательно отсимметрированы. В этом случае ток второй боковой частоты в общей нагрузке равен нулю, т. е. подавление  $N_2 = \infty$ . При нарушении

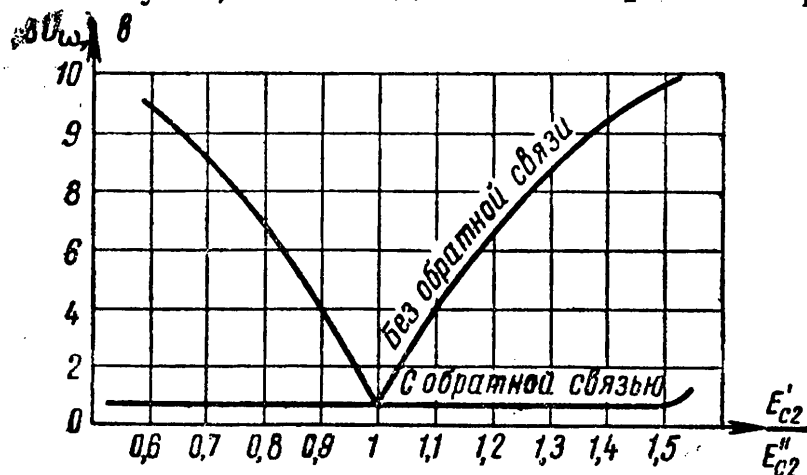


Рис. IV.28

симметрии в одном из балансных преобразователей (путём изменения напряжения на экранирующей сетке одной из ламп) в общей нагрузке появляется остаток колебания второй боковой частоты.

Сравнение кривых при обратной связи и отсутствии её показывает, что при асимметрии плеч порядка  $10 \div 20\%$  введение отрицательной обратной связи даёт выигрыш по подавлению второй боковой полосы частот примерно на  $15 \div 25$  дБ.

На рис. IV.28 изображены аналогичные кривые зависимости степени подавления несущей от величины асимметрии плеч, позволяющие судить о весьма эффективном действии отрицательной обратной связи.

#### § IV.4. Широкополосные фазовращатели

В аппаратуре ОМ часто необходимы устройства, вырабатывающие два выходных напряжения, одинаковых по амплитуде, имеющих частоту входного напряжения, но сдвинутых между собой по фазе на некоторую величину, которая должна оставаться постоянной в сравнительно широком диапазоне частот.

Устройства, выполняющие такие функции, называются широкополосными фазовращателями.

На одной частоте любое значение фазового сдвига может быть получено простыми способами. Однако при решении этой задачи в широком диапазоне частот возникают технические трудности, связанные с необходимостью получения повышенной точ-

ности фазового сдвига и возрастающие с увеличением интервала рабочих частот и повышением рабочей частоты.

Схемы широкополосных фазовращателей составляют из двух четырёхполюсников (фазовых контуров), соединяемых на входе параллельно (рис. IV.29) или включаемых в те или иные цепи отдельно (рис. IV.30). Во втором случае каждый из фазовых

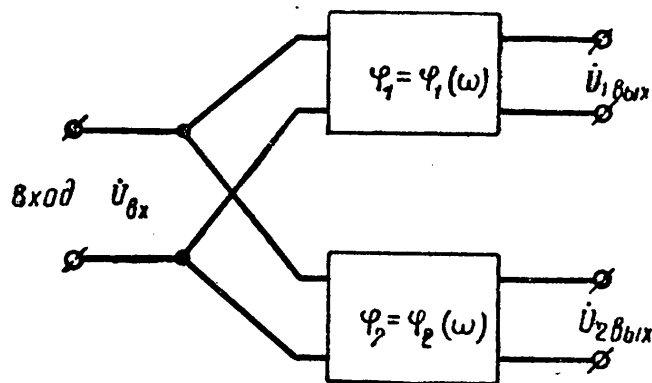


Рис. IV.29

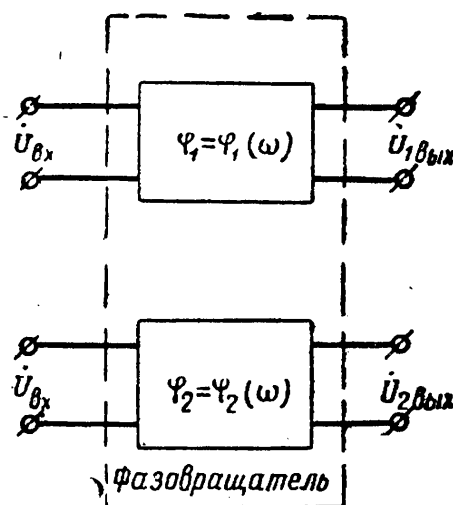


Рис. IV.230

контуров изменяет фазу передаваемого по цепи сигнала так, что фазовый сдвиг между выходными сигналами цепей остаётся постоянным.

Фазовые (фаза-частотные) характеристики  $\varphi_{1,2} = \varphi(\omega)$  четырёхполюсников фазовращателей должны соответствовать логарифмическому закону:

$$\varphi_1 = \lg a_1 \omega,$$

$$\varphi_2 = \lg a_2 \omega.$$

В этом случае фазовый сдвиг между выходными напряжениями фазовращателя

$$\psi = \varphi_2 - \varphi_1 = \lg \frac{a_2}{a_1}$$

не будет зависеть от частоты.

Фазовые характеристики физически реализуемых фазовых контуров при работе в диапазоне частот отклоняются от требуемого логарифмического закона, что снижает точность фазового сдвига. Поскольку величина этого отклонения зависит от частоты, то погрешность фазового сдвига оказывается различной для каждой составляющей рабочего спектра. Максимальная погрешность зависит от ширины спектра сигнала, от сложности схемы, а также от точности расчёта и последующей реализации величин её элементов [ЛIV.10—13].

Различают фазовращатели двух типов: *LC* и *RC*.

$LC$ -фазовращатели имеют малое вносимое затухание, несложны в регулировке. На низких частотах из-за больших величин индуктивностей и ёмкостей элементов схемы они в ряде случаев получаются большими по габаритам и весу.

$RC$ -фазовращатели вносят сравнительно большое затухание. В конструктивном отношении они более компактны и легки по сравнению с аналогичными по схеме  $LC$ -фазовращателями. Однако последние достижения в производстве малогабаритных высококачественных деталей в ряде случаев будут способствовать устранению указанных конструктивных различий между рассматриваемыми типами.

Фазовращатели высоких и низких частот различаются только конструкцией, поскольку элементы их схем значительно отличаются по величине, уменьшающейся с ростом частоты при прочих равных условиях. На высоких частотах регулировать фазовращатели труднее из-за растущего влияния неучтённых при расчёте паразитных реактивностей схемы <sup>1)</sup>.

Простейшая схема  $LC$ -фазовращателя показана на рис. IV.31. Фазовращатель состоит из двух идентичных по схеме элементарных четырёхполюсников скрещённого типа, общая принципиальная схема которых представлена на рис. IV.32. Как уже было

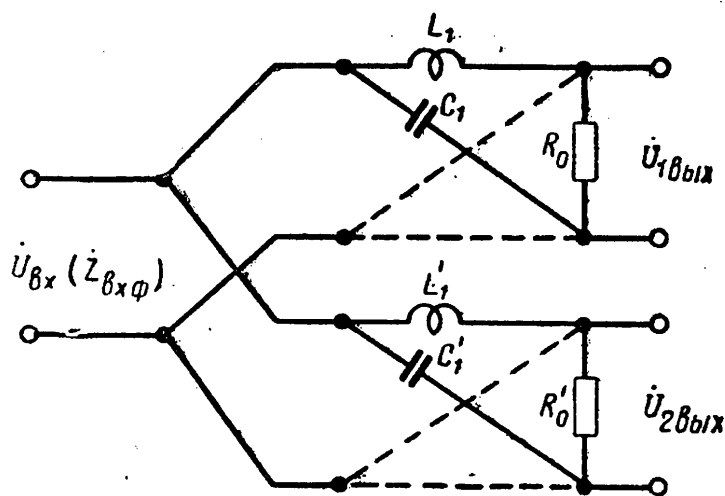


Рис. IV.31

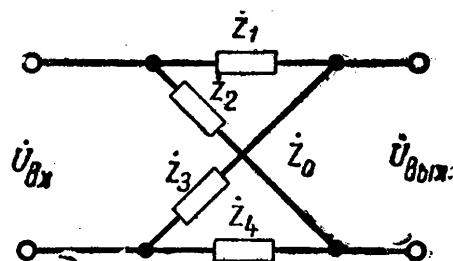


Рис. IV.32

сказано, эти четырёхполюсники могут быть включены на входе параллельно либо отдельно.

Если принять  $Z_1 = Z_4$ ,  $Z_2 = Z_3$ , (т. е. сопротивления двухполюсников, включённых в продольных и скрещённых ветвях, попарно равны), а  $Z_0 = R_0$ , то коэффициент передачи четырёхполюсника (рис. IV.32) определится выражением

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2 + \frac{2}{R_0} Z_1 Z_2}. \quad (IV.37)$$

<sup>1)</sup> Теория и методы расчёта фазовращателей достаточно полно разработаны в ряде работ советских и зарубежных авторов [Л. IV.9—13].

В ряде случаев, с целью сокращения числа элементов в схеме, применяют эквивалентные скрещённые четырёхполюсники, питаемые на входе от дифференциального трансформатора (рис. IV.33). Коэффициент передачи такого четырёхполюсника имеет вид

$$K_s = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{Z_2'' - Z_1''}{Z_1'' \mp Z_2'' \mp \frac{1}{R_0} Z_1'' Z_2''}, \quad (Z_0 = R_0), \quad (\text{IV.38})$$

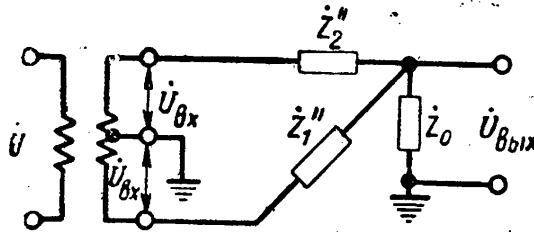


Рис. IV.33

а условие эквивалентности получается из равенства  $K = K_s$  в следующем виде:  $Z_1'' = 2Z_2$ ;  $Z_2'' = 2Z_1$ .

В схеме рис. IV.31:  $Z_1 = i\omega L_1$ ;  $Z_2 = \frac{1}{i\omega C_1}$ ;  $Z_1' = i\omega L_1'$ ;  $Z_2' = \frac{1}{i\omega C_1'}$ .

Для верхнего четырёхполюсника в соответствии с (IV.37)

$$K = \frac{i(1 \mp \omega^2 T_1) R_0}{i(\omega^2 T_1 - 1) R_0 \mp 2\omega L_1},$$

где  $T_1 = L_1 C_1$ .

При условии

$$R_0 = \frac{L_1}{\sqrt{T_1}} \quad \text{или} \quad Z_1 Z_2 = R_0^2. \quad (\text{IV.39})$$

модуль коэффициента передачи не зависит от частоты и равен единице (четырёхполюсник, пропускающий все частоты), а фаза определится выражением

$$\frac{\varphi}{2} = \arctg(-\omega \sqrt{T_1}).$$

Для нижнего четырёхполюсника

$$K = \frac{i(1 \mp \omega^2 T_1') R_0}{i(\omega^2 T_1' - 1) R_0 \mp 2\omega L_1'},$$

где  $T_1' = R_1' C_1'$ .

Аналогично при  $R_0 = \frac{L'_1}{\sqrt{T'_1}}$  модуль  $K$  не зависит от частоты и равен единице, а фаза

$$\frac{\varphi'}{2} = -\arctg \omega \sqrt{T'_1}.$$

Фазовый сдвиг между выходными напряжениями четырёх-полюсников  $\frac{\psi}{2} = \frac{\varphi}{2} - \frac{\varphi'}{2}$ .

После несложных преобразований получим

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{\omega_s (\sqrt{T'_1} - \sqrt{T_1}) \Omega}{1 + \omega_s^2 \sqrt{T'_1 T_1} \Omega^2}, \quad (\text{IV.40})$$

где  $\omega_s$  — верхняя рабочая частота,

$\Omega = \frac{\omega}{\omega_s}$  — нормированная частота.

Выражение (IV.40) называется уравнением фазовой характеристики фазовращателя.

Введя обозначение

$$x^2 = \omega_s^2 \Omega^2 \sqrt{T_1 T'_1},$$

получим

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{\left( \sqrt[4]{\frac{T'_1}{T_1}} - \sqrt[4]{\frac{T_1}{T'_1}} \right) x}{1 + x^2}$$

или

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{dx}{1 + x^2}, \quad (\text{IV.41})$$

где

$$dx = \sqrt[4]{\frac{T'_1}{T_1}} - \sqrt[4]{\frac{T_1}{T'_1}}.$$

Функция (IV.41) не изменяется при замене в ней аргумента  $x$  на  $\frac{1}{x}$ , что облегчает её аппроксимацию по П. Л. Чебышеву, необходимую для синтеза такой схемы.

Теорема П. Л. Чебышева устанавливает, что если в конечном интервале независимой переменной  $x$  действительная непрерывная функция от  $x$  аппроксимируется другой непрерывной функцией от  $x$  с произвольными параметрами, то можно так подобрать эти параметры, чтобы максимальное отклонение второй функции от первой в заданном интервале было наименьшим. В этом случае все максимальные отклонения равны по абсолютной величине и чередуются по знаку. Уклонения на краях интервала максимальны. Число максимальных отклонений зависит от вида функции наилучшего приближения.

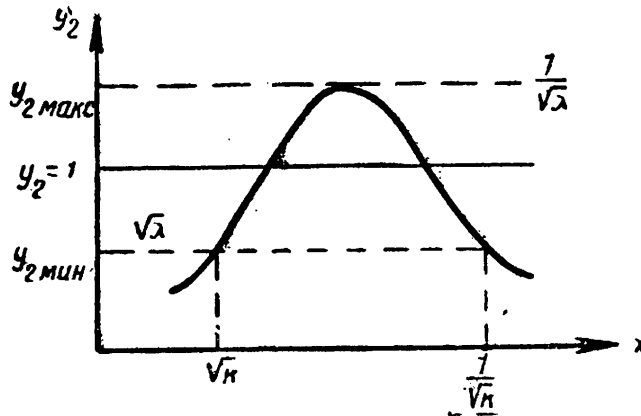


Рис. IV.34

Решение задачи аппроксимации уравнения фазовой характеристики заключается в отыскании таких значений  $d_2$ , в выражении для аппроксимирующей функции

$$y_2 = \frac{d_2 x}{1 + x^2},$$

при которых в пределах от  $x = \sqrt{\kappa}$  до  $x = \frac{1}{\sqrt{\kappa}}$ , где  $\kappa = \frac{\omega_{\min}}{\omega_{\max}}$ , функция (IV.41) приближается к некоторому желательному значению  $y_2$ , например  $y_2 = 1$ , соответственно в пределах  $\sqrt{\lambda}$  и  $\frac{1}{\sqrt{\lambda}}$  по П. Л. Чебышеву (рис. IV.34).

Если необходимо другое значение  $y_2$ , например  $\alpha$ , то функция (IV.41) заменяется на

$$y_2' = \alpha \frac{d_2 x}{1 + x^2}. \quad (\text{IV.42})$$

При рассмотренных условиях максимальное отклонение фазового сдвига от требуемой величины  $\psi_0$  будет определяться формулой

$$\Delta\psi_0 = 2 \arctg \frac{1 - \sqrt{\lambda}}{1 + \sqrt{\lambda}},$$

где  $\sqrt{\lambda}$  — значение аппроксимирующей функции на краю интервала ( $x = \sqrt{\kappa}$ ).

При  $x = \sqrt{\kappa}$  и  $x = \frac{1}{\sqrt{\kappa}}$  из (IV.41) в соответствии с условиями аппроксимации П. Л. Чебышева

$$y_2 = y_{2 \min} = \frac{d_2 \sqrt{\kappa}}{1 + \kappa}$$

и при  $x = 1$

$$y_2 = y_{2 \max} = \frac{d_2}{2}.$$

Поскольку отклонения должны находиться в пределах  $\sqrt{\lambda}$   $\frac{1}{\sqrt{\lambda}}$ , то должно выполняться условие  $y_{2\min} \times y_{2\max} = 1$ , из которого находим

$$d_2 = \frac{2}{\sqrt{\kappa_2}}, \quad (\text{IV.43})$$

где  $\kappa_2 = \frac{2\sqrt{\kappa}}{1+\kappa}$ .

Тогда при заданном значении  $\kappa$  задача аппроксимации получает решение в следующем виде:

$$y_2 = \alpha \sqrt{2\sqrt{\kappa}(1+\kappa)} \frac{\Omega}{\kappa + \Omega^2} = \frac{\alpha \sqrt{2\sqrt{\kappa}(1+\kappa)}}{\kappa} \frac{\Omega}{1 + \frac{1}{\kappa} \Omega^2}, \quad (\text{IV.44})$$

где  $\alpha = \operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2}$  — заданная величина.

Для физической реализации такой схемы следует составить систему уравнений, сравнивая коэффициенты при одинаковых степенях  $\Omega$  в выражении

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \alpha \frac{\omega_s (\sqrt{T'_1} - \sqrt{T_1}) \Omega}{1 + \omega_s^2 \sqrt{T'_1 T_1} \Omega^2}.$$

(см. IV.40) и функции аппроксимации (IV.44), решение которой с учётом условия (IV.39) определит соотношение, необходимое для расчёта элементов [ЛIV.12].

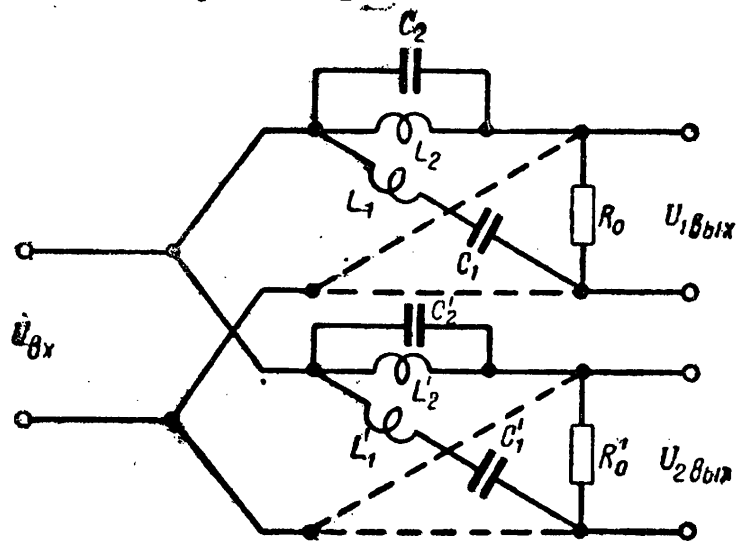


Рис. IV.35

Вторая из схем LC-фазовращателей, широко применяющаяся на практике, показана на рис. IV.35.

Поскольку в четырёхполюсниках этой схемы

$$Z_2 = -i \frac{1 - \omega^2 T_1}{\omega C_1}, \quad Z_1 = i \frac{\omega L_2}{1 - \omega T_2}, \quad \text{IV.45)}$$

где  $T_1 = L_1 C_1$ ,  $T_2 = L_2 C_2$ , то, приняв  $T_1 = T_2 = T$  и  $T_3 = L_2 C_2$ , находим

$$K = \frac{(1 - \omega^2 T) + \omega^2 T_3}{[(1 - \omega^2 T) + i \omega \sqrt{T_3}]^2}. \quad \text{(IV.46)}$$

При условии

$$T_3 = \frac{L_2^2}{R_0^2} \quad \text{или} \quad \frac{L_2}{C_1} = R_0^2 \quad \text{(IV.47)}$$

модуль коэффициента передачи не зависит от частоты и равен единице, а его фаза

$$\varphi = \arctg \frac{2 \frac{R_0}{\omega L_2} (1 - \omega^2 T)}{1 - \frac{R_0^2}{\omega_2 L^2} (1 - \omega^2 T)^2} \quad \text{(IV.48)}$$

или для половинного угла

$$\frac{\varphi}{2} = \arctg \frac{R_0}{\omega L_2} (1 - \omega^2 T). \quad \text{(IV.49)}$$

Из условий (IV.45) и (IV.47) находим

$$\frac{R_0}{\omega L_2} = \frac{1}{\omega \sqrt{T}} \sqrt{r},$$

где  $\sqrt{r} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$ .

Тогда

$$\frac{\varphi}{2} = \arctg \frac{\sqrt{r}}{\omega \sqrt{T}} (1 - \omega^2 T)$$

и для второго четырёхполюсника при условии  $R_0 = R_3$

$$\frac{\varphi'}{2} = \arctg \frac{\sqrt{r'}}{\omega \sqrt{T'}} (1 - \omega^2 T').$$



При введении нормированной частоты  $\Omega = \frac{\omega}{\omega_s}$  и условии  $r=r'$  фазовый сдвиг между выходными напряжениями фазовращателя определится фазовой характеристикой

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} &= \operatorname{tg} \left( \frac{\varphi}{2} - \frac{\varphi'}{2} \right) = \\ &= \frac{1}{\sqrt{r}} \frac{\omega_s (\bar{T}' - \sqrt{T}) \Omega (1 \mp \omega_s^2 \sqrt{T T'} \Omega^2)}{1 \mp \omega_s^2 \left[ \frac{\sqrt{T T'}}{r} - (T \mp T') \right] \Omega^2 \mp \omega_s^4 T T' \Omega^4}. \end{aligned} \quad (\text{IV.50})$$

Задача аппроксимации уравнения фазовой характеристики заключается в отыскании функции вида

$$y_4 = \frac{a \Omega (1 \mp b \Omega^2)}{1 \mp c \Omega^2 \mp d \Omega^4}, \quad (\text{IV.51})$$

которая при некоторых значениях коэффициентов  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$  в заданном интервале рабочих частот  $\omega_n - \omega_s$  наименее (в смысле П. Л. Чебышева) отклоняется от заданного значения  $\operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2}$ .

Для аппроксимации по П. Л. Чебышеву действителен «закон индекса», заключающийся в следующем.

Пусть  $y_n(x, \kappa)$  обозначает  $n$ -й порядок аппроксимации  $y_n = a$  в пределах от  $x = \sqrt{\kappa}$  до  $x = \frac{1}{\sqrt{\kappa}}$ , а  $\kappa_n$  — пределы изменения  $y_n(x, \kappa)$ , т. е.  $y_n$  изменяется между  $\sqrt{\kappa_n}$  и  $\frac{1}{\sqrt{\kappa_n}}$ .

Соответственно  $y_m(y_n, \kappa_n)$  обозначает  $m$ -й порядок аппроксимации  $y_m = a$  в пределах от  $y_n = \sqrt{\kappa_n}$  до  $y_n = \frac{1}{\sqrt{\kappa_n}}$ , а  $(\kappa_n)_m$  — пределы измерения  $y_m$ , т. е.  $y_m$  изменяется между  $\sqrt{(\kappa_n)_m}$  и  $\frac{1}{\sqrt{(\kappa_n)_m}}$ . Тогда  $y_m(y_n, \kappa_n)$ , рассматриваемая как функция  $x$ , когда  $x$  изменяется от  $\sqrt{\kappa}$  до  $\frac{1}{\sqrt{\kappa}}$ , идентична  $y_p(x, \kappa)$ , обозначающей  $p$ -й порядок аппроксимации  $y_p = a$  в пределах от  $x = \sqrt{\kappa}$  до  $x = \frac{1}{\sqrt{\kappa}}$ , если  $p = mn$ .

Используя «закон индекса» по функции аппроксимации для  $n=2$  (простейшая схема рис. IV.31 в нашем случае), можно сразу найти необходимые коэффициенты для функций аппроксимации более высоких порядков, например  $n=4=2 \cdot 2$ ,  $n=8=2 \cdot 4$  и т. д.

В данном случае (IV.51) функция аппроксимации имеет  $n=4$  (определяется максимальным показателем степени  $\Omega$ ).

Выражение (IV.50) подстановкой  $x^4 = \omega^4 T T' \Omega^4$  приводят к виду

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{1}{r} \frac{\frac{V\overline{T'} - V\overline{T}}{4} x(1+x^2)}{1 + \left( \frac{1}{r} - \frac{T+T'}{V\overline{TT'}} \right) x^2 + x^4} \quad (\text{IV.52})$$

или

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{ax(1+x^2)}{1+cx^2+x^4}, \quad (\text{IV.53})$$

где

$$a = \frac{1}{Vr} \left( \frac{V\overline{T'} - V\overline{T}}{4} \right); \quad c = \frac{1}{r} - \frac{T+T'}{V\overline{TT'}}.$$

Функция (IV.53) также обладает свойством, указанным для функции (IV.41). Поэтому, используя «закон индекса», находим

$$y_4 = (y_2)_2 = \frac{d_4 y^2}{1 + y_2^2} = \frac{d_2 d_4 x(1+x^2)}{1 + (2 + d_2^2) x^2 + x^4}.$$

Здесь  $d_2$  определяется выражением (IV.43), а

$$d_4 = \frac{2}{V\overline{\kappa_4}},$$

где  $k_4 = \frac{2V\overline{\kappa_2}}{1+\kappa_2}$ , а  $k_2$  также определяется (IV.43).

После этого находим

$$y_4 = \alpha \frac{2(1+\sqrt{\kappa}) V^{\frac{4}{\sqrt{1+\kappa}}} \frac{1}{2\kappa\sqrt{\kappa}} \frac{1}{V\overline{\kappa}} \Omega \left( 1 + \frac{1}{\kappa} \Omega^2 \right)}{1 + 2 \left( 1 + \frac{1+\kappa}{V\overline{\kappa}} \right) \frac{1}{\kappa} \Omega^2 + \frac{1}{\kappa^2} \Omega^4}, \quad (\text{IV.54})$$

что и является решением задачи аппроксимации.

Здесь по-прежнему  $\alpha = \operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2}$  и  $\kappa = \frac{\omega_{\min}}{\omega_{\max}}$  — заданные величины ( $\psi_0$  — заданная величина фазового сдвига).

Максимальная погрешность фазового сдвига определяется выражением

$$(\Delta\psi_0)_{\max} = 2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{1-m}{1+m} \sin \psi_0,$$

в котором  $m$  — значение аппроксимирующей функции  $y_4$  в выражении (IV.54) при  $\Omega=1$ .

Физическая реализация схемы рис. IV.35 сводится к определению величин элементов её фазовых контуров, при которых фазовый сдвиг  $\psi$  будет соответствовать (IV.54) при заданных величинах  $\kappa$ ,  $\omega$ , и  $\psi_0$ .

Порядок действий при этом будет следующим [ЛIV.12]. По заданным  $\varphi_0$  и  $\kappa$  находят численные значения коэффициентов  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$  в (IV.51). Приравнявая коэффициенты при соответствующих степенях  $\Omega$  (в IV.50), и (IV.54), составляют систему уравнений, из решения которой находят величины  $r$ ,  $\omega_g^2 T$  и  $\omega_g^2 T'$ .

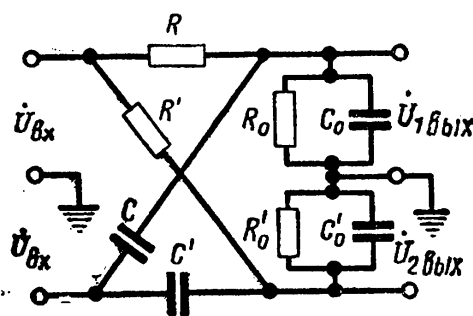


Рис. IV. 36

После этого, используя (IV.45) и (IV.47), находят величины элементов схемы. При этом величиной  $R_0$  задаются, исходя из требуемого сопротивления нагрузки.

Простейшая схема RC-фазовращателя (рис. IV.36) состоит из двух фазовых контуров, показанных на рис. IV.33.

Учитывая, что  $Z_2'' = R$ ;  $Z_1'' = \frac{1}{pC}$ ;  $Z_0 = \frac{R_0}{1 + pT_0}$ , где  $p = i\omega$ , а  $T_0 = R_0 C_0$ , получим для одного из контуров

$$\dot{K} = \kappa_0 \frac{1 - pT}{1 + pR(C + C_0)\kappa_0}.$$

$$\text{Здесь } T = RC, \kappa_0 = \frac{R_0}{R_0 + R}.$$

При условии  $T_0 = T$  модуль  $\dot{K}$  не зависит от частоты и  $|\dot{K}| = \kappa_0$ , причём

$$\frac{R_0}{R + R_0} = \frac{C}{C + C_0},$$

а фаза коэффициента передачи определяется выражением

$$\frac{\psi}{2} = -\arctg \omega T.$$

Для второго фазового контура выражения для  $|\dot{K}|$  и  $\frac{\psi}{2}$  будут аналогичными.

Уравнение фазовой характеристики имеет вид

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{\omega(T' - T)}{1 + \omega^2 TT'} \quad (\text{IV.55})$$

и представлено графически на рис. IV.37.

Максимум фазового сдвига

$$\left( \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} \right)_{\max} = \frac{T' - T}{2\sqrt{TT'}}$$

имеет место на частоте  $\omega_{\max} = \frac{1}{\sqrt{TT'}}$ .

Условиями наилучшего (в смысле П. Л. Чебышева) прибли-

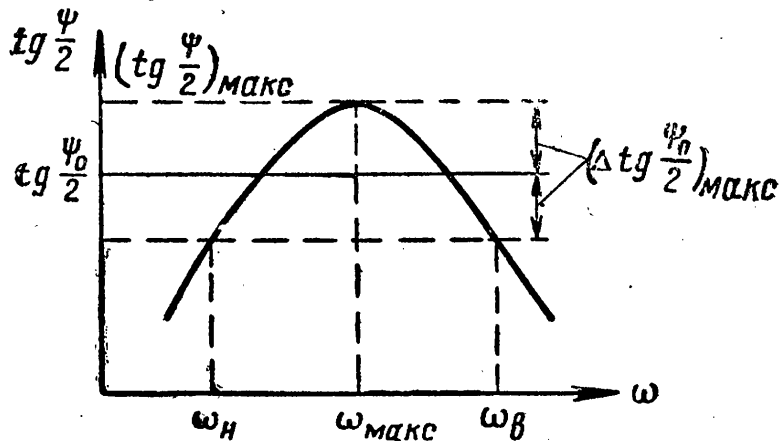


Рис. IV.37

жения функции (IV.55) к прямой  $\operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2} = \text{const}$  (см. рис. IV.37), определяется система уравнений:

$$\begin{cases} \left( \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} \right)_{\omega_{\text{н}}} = \left( \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} \right)_{\omega_{\text{в}}} = \operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2} - \left( \Delta \operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2} \right)_{\max} \\ \left( \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} \right)_{\omega_{\max}} = \operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2} + \left( \Delta \operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2} \right)_{\max} \end{cases}$$

При решении системы получаются соотношения:

$$\begin{aligned} \omega_{\max}^2 &= \omega_{\text{н}} \omega_{\text{в}}, \\ (\Delta \psi_0)_{\max} &= \left( \frac{1 - \sqrt{\kappa}}{1 + \sqrt{\kappa}} \right)^2 \sin \psi_0, \end{aligned} \quad (\text{IV.56})$$

а также и функция аппроксимации

$$y = \frac{a \sqrt{2\sqrt{\kappa}(1+\kappa)}}{\kappa} \frac{\Omega}{1 + \frac{1}{\kappa} \Omega^2}$$

или

$$y = \frac{a \Omega}{1 + b \Omega^2} \quad (\text{IV.57})$$

(сравни с IV.44).

Здесь  $\kappa = \frac{\omega_n}{\omega_\theta}$  — величина, обратная коэффициенту диапазона;

$\Omega = \frac{\omega}{\omega_\theta}$  — нормированная частота;

$\alpha = \operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2}$  определяется заданной величиной  $\psi_0$ .

Для расчёта схемы должны быть заданы: диапазон частот  $\omega_n - \omega_\theta$ ; величина требуемого фазового сдвига  $\psi_0$ , сопротивление  $R_0 = R'_0$ , значение  $\kappa_0 < 1$ .

Выражение (IV.55) подстановкой  $\omega_\theta \Omega = \omega$  можно привести к виду

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{\omega_\theta (T' - T) \Omega}{1 + \omega_\theta^2 T T' \Omega^2}. \quad (\text{IV.58})$$

По заданной величине  $\kappa$  рассчитывают коэффициенты  $a$  и  $b$  в (IV.57). Приравняв коэффициенты при степенях  $\Omega$  в выражениях (IV.57) и (IV.58), получим систему:

$$\omega_\theta (T' - T) = a,$$

$$\omega_\theta^2 T T' = b,$$

из которой определяются  $T$  и  $T'$ . Затем последовательно рассчитываются:

$$R = R' = \frac{1 - \kappa_0}{\kappa_0} R_0; \quad C = \frac{T}{R}; \quad C' = \frac{T'}{R'}.$$

Погрешность фазового сдвига в рабочем диапазоне частот можно определить по ф-ле (IV.56). Такой фазовращатель выгодно применять в сравнительно узком диапазоне или при работе на одной частоте.

Большая точность фазового сдвига может быть получена в более сложном фазовращателе, схема которого показана на рис. IV.38. Здесь

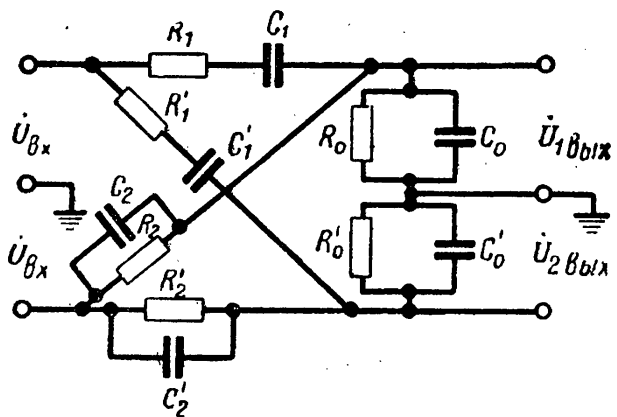


Рис. IV.38

Здесь

$$Z_1 = \frac{R_1 (1 + p T_1)}{p T_1}; \quad Z_2 = \frac{R_2}{1 + p T_2}; \quad Z_0 = \frac{R_0}{1 + p T_0};$$

$$T_2 = R_2 C_2.$$

Подставляя эти выражения в (IV.38), получаем

$$\dot{K} = \kappa_0 \frac{\rho \left[ \left( \frac{R_2}{R_1} - 1 \right) T_1 - T_2 \right] - (1 - \rho^2 T_1 T_2)}{\rho \left[ \left( \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_0} + 1 \right) T_1 + T_2 + \frac{R_2}{R_0} T_0 \right] \kappa_0 + \rho^2 T_1 \kappa_0 \left( T_2 + \frac{R_2}{R_0} T_0 \right) + 1},$$

где

$$K_0 = \frac{R_0}{R_2 + R_0}.$$

При условии

$$T_1 = T_2 = T_0 = T \quad \text{и} \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{4}{1 - \kappa_0} \quad (\text{IV.59})$$

модуль коэффициента передачи не зависит от частоты и  $|\dot{K}| = \kappa_0$ , причём  $\kappa_0 = \frac{R_0}{R_2 + R_0} = \frac{C_2}{C_2 + C_0}$ , а фаза

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = -2 \frac{1 + \kappa_0}{1 - \kappa_0} \frac{\omega T}{1 - \omega^2 T^2}. \quad (\text{IV.60})$$

Из (IV.59) и (IV.60) определяют следующие необходимые для расчёта элементов схемы соотношения:

$$\begin{aligned} \frac{C_1}{C_2} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{4}{1 - \kappa_0}; \quad \frac{R_2}{R_1} - 2 = \frac{C_1}{C_2} - 2 = 2 \frac{1 + \kappa_0}{1 - \kappa_0}; \\ \frac{R_0}{R_2} = \frac{C_2}{C_0} = \frac{1}{1 - \kappa_0}; \quad R_2 C_1 = \frac{4T}{1 - \kappa_0}; \quad R_1 C_2 = \frac{1 - \kappa_0}{4} T. \end{aligned} \quad (\text{IV.61})$$

С учётом условий независимости модуля  $K$  от частоты получим

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{2 \frac{1 + \kappa_0}{1 - \kappa_0} \omega_s (T' - T) \Omega (1 + \omega_s^2 T T' \Omega^2)}{1 + \left[ 4 \left( \frac{1 + \kappa_0}{1 - \kappa_0} \right)^2 T T' - T^2 - T'^2 \right] \omega_s^2 \Omega^2 + T^2 T'^2 \omega_s^4 \Omega^4}.$$

Функция аппроксимации получается в следующем виде:

$$y = \alpha \frac{2(1 + \sqrt{\kappa}) \sqrt[4]{\frac{1 + \kappa}{2\kappa\sqrt{\kappa}}} \frac{1}{\sqrt{\kappa}} \Omega \left( 1 + \frac{1}{\kappa} \Omega^2 \right)}{1 + 2 \left( \frac{1 + \kappa}{\sqrt{\kappa}} + 1 \right) \frac{1}{\kappa} \Omega^2 + \frac{1}{\kappa^2} \Omega^4}.$$

Максимальная погрешность фазового сдвига определяется выражением

$$(\Delta\psi_0)_{\max} = \left[ \frac{\sqrt{V K_f + \frac{1}{V K_f}} - \sqrt{2}}{\sqrt{V K_f + \frac{1}{V K_f}} + \sqrt{2}} \right]^2 \sin \psi_0.$$

В двух последних формулах

$$K_f = \frac{\omega_s}{\omega_n} = \frac{1}{\kappa}; \quad \alpha = \operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2}; \quad \Omega = \frac{\omega}{\omega_s}.$$

При расчёте элементов схемы должны быть заданы диапазон частот  $(\omega_n - \omega_s)$ , величина необходимого фазового сдвига  $\psi_0$ , величина сопротивления  $R_0 = R_0'$ .

Как и во всех ранее рассмотренных случаях, вычисляются коэффициенты функции аппроксимации, составляется система уравнений, из которой определяются величины  $\kappa_0$ ,  $T$  и  $T'$ , затем при помощи соотношений (IV.61) рассчитываются величины всех элементов схемы.

О степени точности фазового сдвига, обеспечиваемой фазовращателями схем рис. IV.35 и IV.38, можно судить по следующим данным: при  $K_{ft} = 10$  погрешность фазового сдвига  $\psi_0 = 90^\circ$  получается не более  $1^\circ$  при условии, что элементы схемы рассчитаны с точностью до четвёртого верного знака и что эти расчётные величины обеспечены в элементах с допуском, не превышающим  $\pm 0,5\%$  [ЛIV.12]. Такие требования в настоящее время выполняемы.

Более сложные схемы фазовращателей, в том числе и с каскадным соединением большого количества элементарных фазовых контуров, могут найти применение лишь в том случае, когда необходимо в более широком диапазоне частот обеспечить фазовый сдвиг с указанной выше погрешностью. Достижение большей точности в сложных схемах часто сопряжено с применением уникальных элементов, схемной термокомпенсации и герметизации устройства в целом.

Входное сопротивление типового фазового LC-контра (рис. IV.39) находится из решения системы уравнений [ЛIV.9]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{ex} &= \dot{I}_1(\dot{Z}_2 + \dot{Z}_4) - \dot{I}_2 \dot{Z}_2 + \dot{I}_3 \dot{Z}_4 \\ 0 &= \dot{I}_2(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + R_0) - \dot{I}_1 \dot{Z}_2 + \dot{I}_3 R_0 \\ 0 &= \dot{I}_3(\dot{Z}_3 + \dot{Z}_4 + R_0) + \dot{I}_1 \dot{Z}_4 + \dot{I}_2 R_0 \end{aligned} \right\}.$$

Выражение для входного сопротивления получается в следующем виде:

$$\dot{Z}_{ex} = \frac{\dot{U}_{ex}}{\dot{I}_1} = \frac{(\dot{Z}_2 + \dot{Z}_4)(\dot{Z} + \dot{Z}_3)R_0 + (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_3)\dot{Z}_2\dot{Z}_4 + (\dot{Z}_2 + \dot{Z}_4)\dot{Z}_3\dot{Z}_1}{(\dot{Z}_3 + \dot{Z}_4)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2) + R_0(\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 + \dot{Z}_1 + \dot{Z}_4)} \quad (\text{IV.62})$$

Полагая  $\dot{Z}_2 = \dot{Z}_3$ ;  $\dot{Z}_1 = \dot{Z}_4$ , получим

$$\dot{Z}_{ex} = \frac{(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2)R_0 + 2\dot{Z}_1\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + 2R_0}.$$

Если условие  $\dot{Z}_1\dot{Z}_2 = R_0^2$  выполнено (см. вывод IV.39), то  $\dot{Z}_{ex} = R_0$ .

Поэтому входное сопротивление фазовращателя, собранного по схеме рис. IV.31, будет  $\dot{Z}_{ex\phi} = \frac{R_0}{2}$ .

Аналогичным образом, по ф-ле (IV.62) может быть найдено выражение для входного сопротивления фазовращателя, собранного по схеме рис. IV.35.

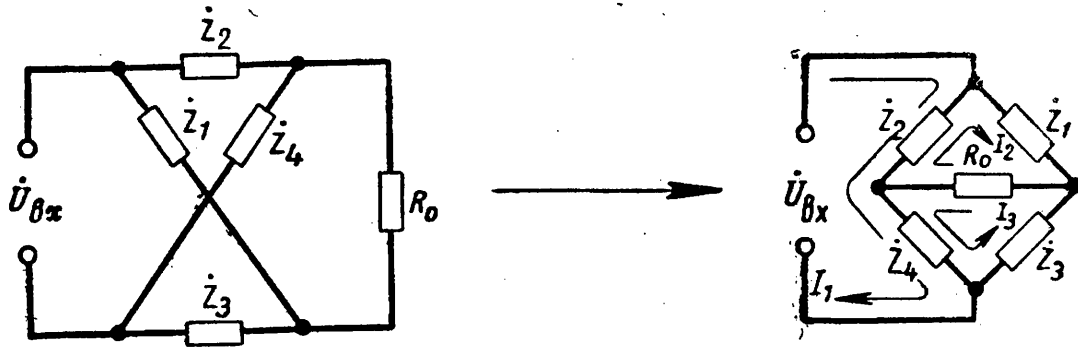


Рис. IV.39

Для RC-фазовращателей, общая эквивалентная схема которых изображена на рис. IV.40, будем различать два входных сопротивления  $\dot{Z}_{ex1}$  и  $\dot{Z}_{ex2}$ .

В соответствии с обозначениями на схеме рис. IV.40 составим систему уравнений:

$$\begin{cases} U_{ex} = \dot{I}(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2) - \dot{I}_1\dot{Z}_1 - \dot{I}_2\dot{Z}_2 \\ 0 = \dot{I}_1(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_3 + \dot{Z}_4 + \dot{Z}_5) - \dot{I}_2(\dot{Z}_3 + \dot{Z}_4) - \dot{I}\dot{Z}_1 \\ 0 = \dot{I}_2(\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 + \dot{Z}_4 + \dot{Z}_5) - \dot{I}_1(\dot{Z}_3 + \dot{Z}_4) - \dot{I}\dot{Z}_2, \end{cases}$$

решая которую получаем

$$\dot{Z}_{ex1} = \frac{(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2)(\dot{Z}_3 + \dot{Z}_4)(\dot{Z}_5 + \dot{Z}_6) + (\dot{Z}_5 + \dot{Z}_6)\dot{Z}_1\dot{Z}_2 + (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2)\dot{Z}_5\dot{Z}_6}{(\dot{Z}_2 + \dot{Z}_6)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_5) + (\dot{Z}_3 + \dot{Z}_4)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_5 + \dot{Z}_6)} \quad (\text{IV.63})$$



Аналогично находим

$$\dot{Z}_{\theta x2} = \frac{(\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_5)(\dot{Z}_4 + \dot{Z}_6) + (\dot{Z}_4 + \dot{Z}_6)\dot{Z}_2\dot{Z}_3 + (\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3)\dot{Z}_4\dot{Z}_6}{(\dot{Z}_2 + \dot{Z}_6)(\dot{Z}_3 + \dot{Z}_4) + (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_5)(\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 + \dot{Z}_4 + \dot{Z}_6)} \quad (\text{IV.64})$$

Входные сопротивления фазовращателей в ряде случаев сильно изменяются от частоты. Их активные и реактивные составляющие могут быть вычислены в каждом конкретном случае при помощи ф-л (IV.63) и (IV.64).

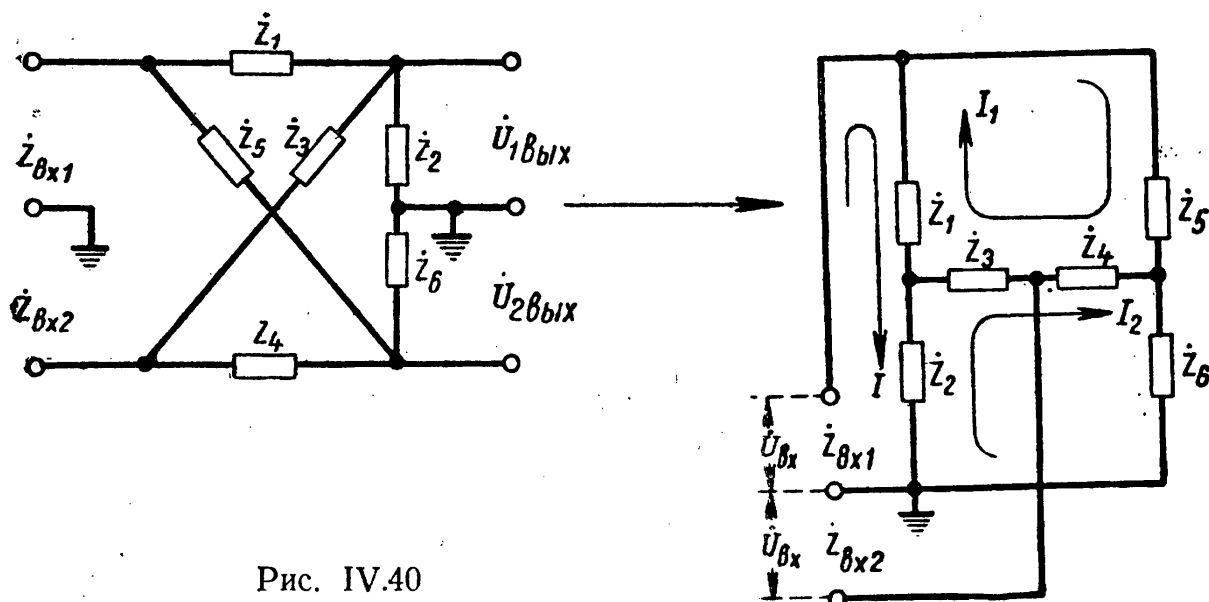


Рис. IV.40

Очень часто по конструктивным соображениям и с целью получения малых вносимых затуханий элементы схем фазовращателей выбирают так, что их входные сопротивления, а также и нагрузочные импедансы ( $Z_0$ ) оказываются достаточно малыми. По этой причине входные напряжения к фазовращателям подводятся через согласующие трансформаторы, а для схем типа  $RC$  — путём дифференциальных трансформаторов или ламповых фазоинверсных схем.

Входные сопротивления фазовращателей согласуются в этом случае с входными сопротивлениями последующих ступеней при помощи катодных повторителей. При этом также достигается необходимая независимость работы фазовращателей от нагрузки, что существенно сказывается на точности обеспечиваемого ими фазового сдвига.

## § IV.5. Схемы сложения и вычитания сигналов

В технике ОМ сложение (вычитание) сигналов применяется в цепях обратной связи, АРУ, в устройствах формирования ОМ сигнала и пилот-сигнала, а также в некоторых других устройствах.