

В.А. АВРАМЕНКО  
Ю.В. ГАЛЯМИЧЕВ  
А.А. ЛАННЭ

ЛИНЕЙНЫЕ УСТРОЙСТВА ТЕХНИКИ СВЯЗИ  
И СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ИХ РАСЧЕТА

СПРАВОЧНИК

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ  
ЛИНИИ  
ЗАДЕРЖКИ  
И ФАЗОВРАЩАТЕЛИ



ЛИНЕЙНЫЕ УСТРОЙСТВА ТЕХНИКИ СВЯЗИ  
И СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ИХ РАСЧЕТА

В. Л. АВРАМЕНКО,  
Ю. П. ГАЛЯМИЧЕВ,  
А. А. ЛАННЭ

---

---

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ  
ЛИНИИ  
ЗАДЕРЖКИ  
И ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

Под редакцией А. Ф. Белецкого

(СПРАВОЧНИК)



ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ» МОСКВА 1973

A21

6Ф2

УДК 621.374.5:621.314.252

Авраменко В. Л. и др.

A21      Электрические линии задержки и фазовращатели. Справочник. Под ред. А. Ф. Белецкого М., «Связь», 1973.

107 с. с ил., табл., библи. (Линейные устройства техники связи и современные методы их расчета).

Перед загл. авт.: Авраменко В. Л., Галямичев Ю. И. Ланнэ А. А.

В книге рассмотрены вопросы синтеза электрических линий задержки и широкополосных фазовращателей, составленных из сосредоточенных элементов. Материал книги базируется на современных методах оптимального синтеза линейных электрических цепей и в значительной степени является оригинальным. Книга рассчитана на инженерно-технических работников.

A  $\frac{0341-21}{045(01)-73}$  15-73

6Ф2

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	4
Глава 1. Характеристики электрических линий задержки .	5
1. Общие сведения . . . . .	5
2. Основные определения и параметры линий задержки .	6
Глава 2. Схемы и расчет фазовых контуров . . . . .	12
2.1. Общие свойства фазовых контуров . . . . .	12
2.2. $LC$ -фазовые контуры . . . . .	14
2.3. $RLC$ -фазовые контуры . . . . .	22
2.4. Активные $RC$ -фазовые контуры . . . . .	24
Глава 3. Расчет линий задержки . . . . .	38
3.1. Введение . . . . .	38
3.2. Линии задержки с максимально плоскими характеристиками группового времени задержки . . . . .	39
3.3. Линии задержки с чебышевскими характеристиками группового времени задержки . . . . .	46
3.4. Линии задержки, составленные из однотипных звеньев .	64
3.5. Полосовые линии задержки . . . . .	69
3.6. Линии задержки с отводами . . . . .	77
3.7. Дисперсионные линии задержки . . . . .	79
Глава 4. Широкополосные фазоразностные цепи . . . . .	87
4.1. Частотные характеристики фазоразностных цепей . .	87
4.2. Расчет передаточных функций фазовых контуров фазовращателей . . . . .	88
4.3. Реализация фазовращателей на фазовых контурах $LC$ и $RLC$ . . . . .	99
4.4. Реализация фазовращателей типа $RC$ . . . . .	101
4.5. Типовые схемы фазовращателей . . . . .	106
Список литературы . . . . .	111

# ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга является первой в серии «Линейные устройства техники связи и современные методы их расчета», выпуски которой носят справочный характер и предназначены для широкого круга инженеров, работающих в области проектирования радиоэлектронной аппаратуры. Книги серии могут быть использованы в учебном процессе институтов и факультетов соответствующих специальностей при курсовом и дипломном проектировании. Издание серии должно способствовать внедрению ряда новейших достижений современного синтеза электрических цепей в практику проектирования линейных узлов радиоэлектронной аппаратуры.

В книге рассмотрены вопросы синтеза электрических линий задержки и широкополосных фазовращателей, составленных из сосредоточенных элементов. Эти цепи относятся к классу линейных устройств и предназначены для обработки спектров фаз сигналов без искажения спектров их амплитуд. В последние годы сфера применения рассматриваемых устройств, особенно линий задержки, необычайно расширилась, а сами устройства заметно усложнились. В ряде радиотехнических систем типовые линии задержки содержат многие десятки и сотни элементов. Это привело к разработке новых методов расчета, позволяющих по заданным требованиям осуществить оптимальное (по числу элементов или звеньев) или близкое к оптимальному проектирование соответствующего устройства. Изложение этих методов расчета линий задержки и фазовращателей и составляет основное содержание книги. Наряду с оптимальными рассмотрены и другие традиционные методы расчета, на базе которых осуществлено большое число промышленных разработок.

По данным, приведенным в книге, можно рассчитать линии задержки и фазовращатели для широкого диапазона предъявляемых требований. При необходимости найденные решения могут использоваться в качестве исходных приближений для оптимизации в соответствии с конкретными критериями оптимальности.

Материал книги размещен в четырех главах. В первой главе рассмотрены основные характеристики линий задержки.

Во второй главе проанализированы схемы фазовых контуров различных типов, которые далее используются для синтеза линий задержки и фазовращателей. Значительное внимание уделено схемам активных  $RC$ -фазовых контуров, допускающих микроэлектронную реализацию.

В третьей главе изложены различные методы расчета линий задержки, включая дисперсионные, предназначенные для оптимальной обработки линейно частотномодулированных сигналов.

В последней, четвертой, главе рассмотрены методы расчета широкополосных фазоразностных цепей (широкополосных фазовращателей). Здесь также значительное внимание уделено  $RC$ -схемам.

Главы 1 и 4, параграфы 3.1 и 3.2 написаны А. А. Ланнэ, глава 2, исключая параграф 2.4 и параграфы 3.5 и 3.7 — В. Л. Авраменко, параграфы 3.4 и 3.6 — Ю. П. Галямичевым, 4.5 — А. М. Меньшиковым. Параграф 3.3 подготовлен Ю. П. Галямичевым и А. А. Ланнэ, а 2.4 — А. Ф. Голубничим, Ю. П. Галямичевым и А. А. Ланнэ.

Отзывы и замечания по книге просим направлять в издательство «Связь»: Москва-центр, Чистопрудный бульвар, д. 2.

*Доктор техн. наук А. Ф. Белецкий*

## ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ

### 1.1. Общие сведения

Линией задержки называется четырехполюсник, осуществляющий задержку сигнала на заданное время без искажения формы последнего. При этом допустимо пропорциональное изменение значений сигнала на выходе линии задержки по отношению к его значениям на входе.

Пусть на входе линии включен генератор напряжения с эдс  $e(t)$ , а напряжение на выходе равно  $u_2(t)$  (рис. 1.1). В соответствии с определением линии задержки можем написать:

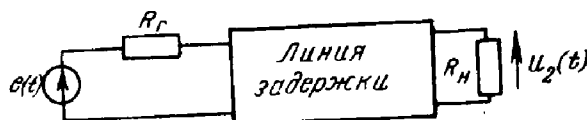


Рис. 1.1. Схема включения линии задержки между генератором и нагрузкой

$$u_2(t) = K e(t - \tau),$$

где  $K$  — некоторая вещественная положительная константа.

Если изображение  $\bar{e}(t)$  обозначим через  $\bar{e}(p)$ , то согласно теореме запаздывания изображение напряжения на выходе будет равно

$$\bar{u}_2(p) = K \bar{e}(p) e^{-p\tau}$$

и, следовательно, передаточная функция идеальной линии задержки будет

$$T(p) = K e^{-p\tau}.$$

В идеальной линии задержки амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) не зависит от частоты, а фазо-частотная характеристика изменяется прямо пропорционально частоте, причем коэффициент пропорциональности — время задержки. Иными словами: производная фазо-частотной характеристики идеальной линии задержки по частоте — величина постоянная.

В реальных линиях, выполненных из конечного числа элементов, идеальные частотные характеристики можно осуществить лишь приближенно и в ограниченной полосе частот. Это означает, что четырехполюсник с конечным числом сосредоточенных элементов может осуществлять задержку сигнала только с ограниченным спектром. Если же спектр сигнала не ограничен, то сигнал при подаче его на вход линии задержки практически мгновенно появляется на выходе. В первый момент уровень сигнала будет мал и лишь затем начнет



постепенно увеличиваться. Время нарастания сигнала до определенного уровня определяется как время задержки.

Реальная линия задержки характеризуется следующими основными характеристиками и параметрами:

- характеристикой группового времени замедления (запаздывания, задержки) ГВЗ либо ФЧХ;
- величиной (мерой) отклонения ГВЗ (ФЧХ) от идеальной;
- АЧХ линии задержки;
- величиной отклонения АЧХ от идеальной.

Помимо перечисленных, линию характеризуют дополнительными параметрами (числом отводов, массой и габаритами, чувствительностью АЧХ и ФЧХ к воздействию дестабилизирующих факторов и др.).

Линии задержки находят широкое применение в разнообразных схемах для оптимальной обработки сигналов. Помимо этого, они применяются в измерительной технике, в радиоэлектронике в качестве элементов памяти и т. д. Линии задержки могут быть реализованы на основе разнообразных принципов. Известны электрические, электромеханические, пьезоэлектрические, акустические, ультразвуковые, электромагнитные и другие линии задержки. В настоящей книге рассматриваются наиболее распространенные электрические линии задержки.

## 1.2. Основные определения и параметры линий задержки

### Передаточная функция

Электрическая линия задержки, как и любой линейный четырехполюсник, определяется передаточной функцией, т. е. отношением изображения напряжения на выходе к изображению напряжения на входе линии задержки при нулевых начальных условиях. В принципе, передаточную функцию можно определить и иным образом. Например, вместо отношений напряжений можно взять отношение токов, отношение тока к напряжению и т. д.

В дальнейшем условимся передаточные функции обозначать

$$T(p) = f_m(p)/v_n(p), \quad (1.1)$$

где  $v_n(p)$  — полином Гурвица  $n$ -й степени, а  $f_m(p)$  — в общем случае произвольный полином степени  $m (n \geq m)$ .

### Фазо-частотная характеристика

По определению ФЧХ представляет собой аргумент комплексной передаточной функции цепи. Обозначим ФЧХ через  $\theta(\omega)$ . Тогда

$$\theta(\omega) = \arg T(p) |_{p=j\omega} = \arg T(j\omega) = -b(\omega), \quad (1.2)$$

где  $b(\omega)$  — называется рабочей фазой линии задержки.

ФЧХ линии задержки в рабочей полосе частот должна быть линейно убывающей функцией частоты. При практической реализа-

ции линии задержки это требование можно выполнить лишь приближенно. В большинстве прикладных задач за меру отклонения ФЧХ от идеальной в рабочей полосе частот принимают величину  $\max |\theta_0(\omega) - \theta(\omega)| = \Delta\theta_{\max}$ , где  $\theta_0(\omega)$  — идеальная ФЧХ. Однако в ряде задач меру отклонения удобно определить формулой  $\left[ \int_E [\theta_0(\omega) - \theta(\omega)]^2 d\omega \right]^{1/2} = \delta_\theta$ , где  $E$  — рабочий диапазон частот.

В первом случае мера отклонения характеризует абсолютную ошибку. В литературе ее часто называют равномерной или чебышевской мерой, по имени великого русского математика П. Л. Чебышева. Во втором случае — среднеквадратичную ошибку. В общем же случае мера отклонения характеризует критерий оценки совпадения, или как еще говорят, близости реальной и идеальной характеристик.

При чебышевском критерии близости требования, предъявляемые к ФЧХ, допускают наглядное графическое представление (рис. 1.2).

При среднеквадратичном критерии формулировка требований уже не имеет такого простого геометрического выражения. Однако смысл ее ясен: площадь, ограниченная кривой  $[\theta_0(\omega) - \theta(\omega)]^2$  на интервале  $E$ , не должна превышать величины  $\delta_\theta^2$ .

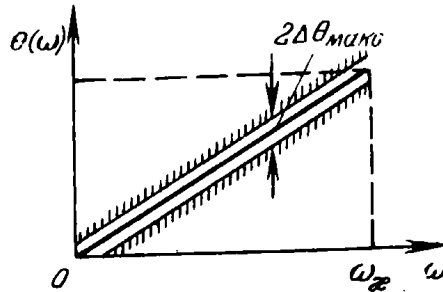


Рис. 1.2. Графическое изображение требований, предъявляемых к ФЧХ линии задержки

### Характеристика группового времени замедления

Если  $T(p) = f_m(p)/v_n(p)$  — передаточная функция цепи, то операторное ГВЗ определяется по формуле

$$t_r(p) = v'(p)/v(p) - f'(p)/f(p). \quad (1.3)$$

Операторное ГВЗ представляет собой аналитическое продолжение реального ГВЗ, которое определяется соотношением

$$t_r(\omega) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{v'(p)}{v(p)} - \frac{f'(p)}{f(p)} \right\}_{p=i\omega}. \quad (1.4)$$

Если известны нули и полюсы передаточной функции, т. е.

$$\begin{aligned} f_m(p) &= b_0 + b_1 p + \dots + b_m p^m = \\ &= b_m \prod_{k=1}^r (p - p_k) (p - \bar{p}_k) \prod_{k=r+1}^{m-r} (p - p_k), \\ v_n(p) &= a_0 + a_1 p + \dots + a_n p^n = \\ &= a_n \prod_{l=1}^q (p - p_l) (p - \bar{p}_l) \prod_{l=q+1}^{n-q} (p - p_l), \end{aligned}$$

где первые произведения представляют собой множители с комплекс-



ными корнями, а вторые — с вещественными, и  $p_k = -\sigma_k + i\omega_k$ ,  $p_i = -\sigma_i + i\omega_i$ , то

$$\begin{aligned}
 t_r(p) &= \sum_{i=1}^q \left( \frac{1}{p-p_i} + \frac{1}{p-\overline{p_i}} \right) + \sum_{i=q+1}^{n-q} \frac{1}{p-p_i} - \\
 &\quad - \sum_{k=1}^r \left( \frac{1}{p-p_k} + \frac{1}{p-\overline{p_k}} \right) - \sum_{k=r+1}^{m-r} \frac{1}{p-p_k}; \\
 t_r(\omega) &= \sum_{i=1}^q \left[ \frac{\sigma_i}{\sigma_i^2 + (\omega - \omega_i)^2} + \frac{\sigma_i}{\sigma_i^2 + (\omega + \omega_i)^2} \right] + \\
 &\quad + \sum_{i=q+1}^{n-q} \frac{\sigma_i}{\sigma_i^2 + \omega^2} - \sum_{k=1}^r \left[ \frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + (\omega - \omega_k)^2} + \frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + (\omega + \omega_k)^2} \right] - \\
 &\quad - \sum_{k=r+1}^{m-r} \frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + \omega^2}. \quad (1.5)
 \end{aligned}$$

Выражение (1.5) состоит из слагаемых вида

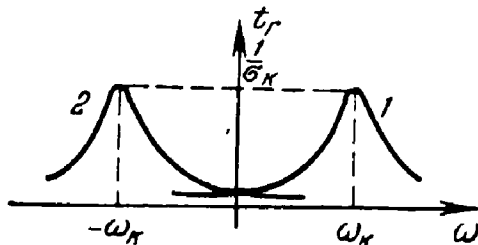
$$\frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + (\omega - \omega_k)^2} \quad \text{и} \quad \frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + (\omega + \omega_k)^2}$$

(слагаемое вида  $\sigma_k/\sigma_k^2 + \omega^2$ ) является частным случаем, когда  $\omega_k = 0$ ).

Зависимость таких слагаемых от частоты показана на рис. 1.3 (кривые соответственно 1 и 2). Площадь, ограниченная каждой кривой, при условии, что  $\sigma_k > 0$ , равна

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sigma_k d\omega}{\sigma_k^2 + (\omega - \omega_k)^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sigma_k d\omega}{\sigma_k^2 + (\omega + \omega_k)^2} = \pi.$$

Площадь  $\Pi_t$ , ограниченная функцией  $t_r(\omega)$  и осью положительных частот, равна:



$$\Pi_t = \frac{\pi}{2} (n - m), \quad (1.6)$$

если нули передаточной функции расположены в левой  $p$ -полуплоскости.

Площадь  $\Pi_t$  равна:

$$\Pi_t = \frac{\pi}{2} (n + m), \quad (1.7)$$

Рис. 1.3. Типичные характеристики элементарных слагаемых функций ГВЗ

если все нули передаточной функции лежат в правой  $p$ -полуплоскости.

Таким образом, зная степени  $n$  и  $m$  полиномов  $v_n(p)$  и  $f_m(p)$ , можно указать максимально достижимое  $t_{г\text{ макс}}$  в заданной полосе частот при заданном порядке передаточной функции:  $t_{г\text{ макс}} = \Pi_t / \Delta\omega$ , где  $\Delta\omega$  — ширина заданной полосы частот.

Следует заметить, что понятие ГВЗ в теории цепей с сосредоточенными элементами появилось в результате формального распространения на теорию дискретных цепей элементов теории длинных линий. По этой причине трактовка ГВЗ как времени, необходимого для того, чтобы максимум огибающей двух смежных по частоте колебаний пробежал вдоль линии, не всегда справедлива по отношению к цепям с сосредоточенными элементами. В последнем легко убедиться, рассмотрев функцию группового времени цепи, показанной на рис. 1.4. Прямыми вычислениями устанавливаем, что  $t_r(\omega) =$

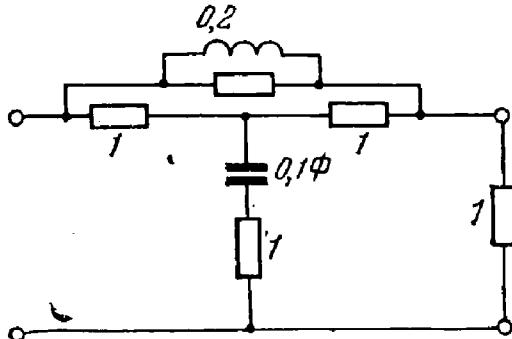


Рис. 1.4. Схема цепи, ГВЗ которой принимает отрицательные значения

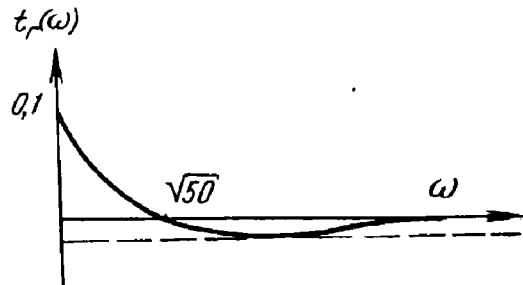


Рис. 1.5. Частотная зависимость ГВЗ цепи, изображенной на рис. 1.4

$= 5/(5^2 + \omega^2) - 10/(10^2 + \omega^2)$ . График функции  $t_r(\omega)$  показан на рис. 1.5, из которого видно, что при некоторых частотах групповое время цепи с сосредоточенными элементами может быть отрицательным.

В идеальном случае ГВЗ линии задержки должно быть в рабочем диапазоне частот постоянной величиной. В реальных линиях задержки можно добиться лишь приближенного постоянства ГВЗ. При проектировании за меру отклонения идеальной и реальной характеристик принимают величины  $\max |t_{г0} - t_r(\omega)| = \Delta t_{г\text{ макс}}$  для  $\omega$  из рабочего диапазона частот

$$E \text{ и } \left[ \int_E [t_{г0} - t(\omega)]^2 d\omega \right]^{1/2} = \delta_t.$$

В первом случае говорят о чебышевском критерии близости, а во втором о среднеквадратичном.

Как и ранее, при чебышевском критерии близости имеется возможность выдвигаемые требования представить в графическом виде (см. рис. 1.6).

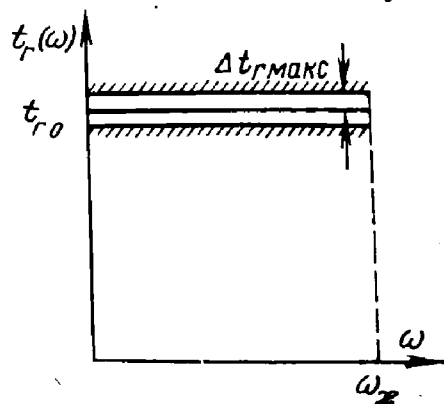


Рис. 1.6. Графическое изображение требований, предъявляемых к ГВЗ

Наряду с величиной  $\Delta t_{г\text{ макс}}$  вводят также отношение  $\Delta t_{г\text{ макс}}/t_{г0} = \delta$ , которое называют коэффициентом искажения характеристики группового времени.

### Амплитудно-частотная характеристика

По определению АЧХ представляет собой модуль комплексной передаточной функции цепи и обозначается  $|T(i\omega)|$ :

$$|T(p)|_{p=i\omega} = |T(i\omega)| = T(\omega). \quad (1.8)$$

АЧХ линии задержки должна быть постоянной в рабочей полосе частот либо отклоняться от постоянной на величину, не превышающую заданной константы. Обычно за меру отклонения АЧХ от прямой принимают  $\max \left| 1 - \frac{T(\omega)}{T_{\text{макс}}} \right| = \Delta T_{\text{макс}}$  (в рабочей полосе), где  $T_{\text{макс}}$  — максимальное значение АЧХ, достижимое в заданном режиме включения.

При расчете линий задержки часто оперируют с логарифмической амплитудно-частотной характеристикой (ЛАХ), характеризующей затухание, вычисляемое по формуле

$$a(\omega) = 20 \lg \frac{1}{T(\omega)} [\text{дБ}] = 8,69 \ln \frac{1}{T(\omega)} [\text{Нп}].$$

Под знаком логарифма вместо модуля передаточной функции может стоять модуль нормированной передаточной функции, например:

$$a(\omega) = 20 \lg \left[ \frac{T_{\text{макс}}}{|T(i\omega)|} \right].$$

В этом случае  $a(\omega)$  называется рабочим затуханием.

Естественно, что допустимое отклонение АЧХ от прямой можно выразить в терминах характеристики затухания. Соответствующая величина обозначается  $\Delta a$  и описывается в рабочей полосе частот формулой

$$\Delta a = \max \ln \frac{T_{\text{макс}}}{|T(i\omega)|}.$$

С учетом принятых выше обозначений требования, предъявляемые к АЧХ линии задержки, можно представить в наглядной графической форме. Для случая низкочастотной линии задержки они иллюстрируются рис. 1.7 и 1.8. Аналогичным образом требования формулируются и представляют для полосовых линий задержки.

**Примечание.** Для измерения частотных характеристик линий задержки используются общепринятые методы и соответствующие измерительные приборы. При отсутствии специальной аппаратуры можно воспользоваться методом численного дифференцирования: для вычисления группового времени задержки на какой-либо частоте  $f_0$  необходимо измерить рабочую фазу, например, на пяти частотах, как показано на рис. 1.9. Измерения проводятся либо при постоянном шаге изменения частоты ( $\Delta f = \text{const}$ ), либо при постоянном приращении рабочей фазы ( $\Delta \phi = \text{const}$ ).

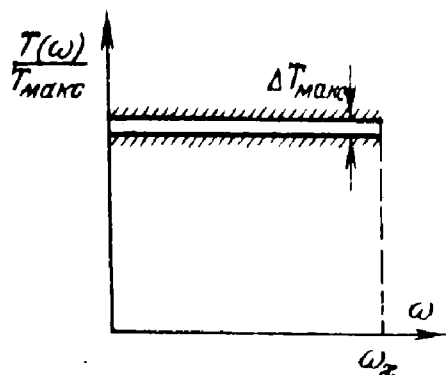


Рис. 1.7. Графическое изображение требований, предъявляемых к АЧХ линии задержки

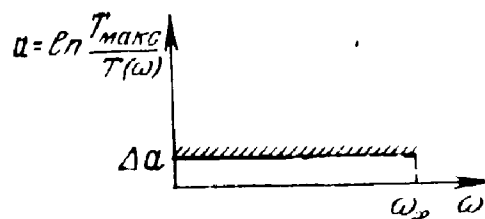


Рис. 1.8. Графическое изображение требований, предъявляемых к характеристике затухания линии задержки

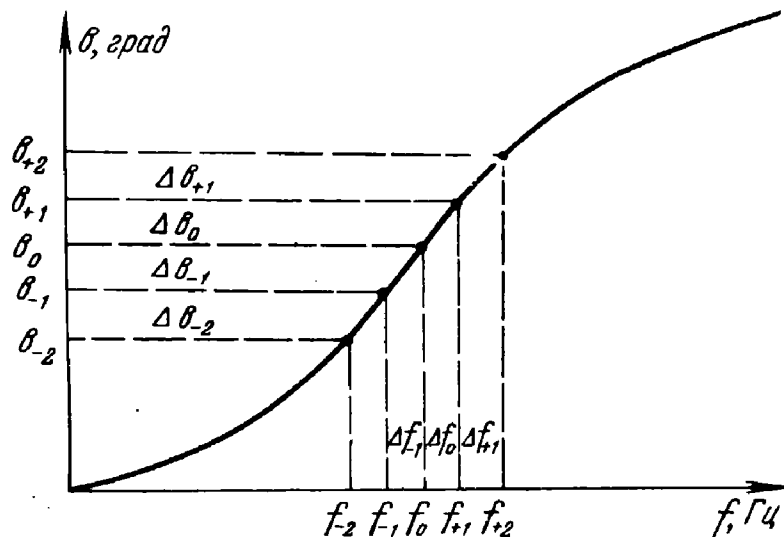


Рис. 1.9. Иллюстрация процедуры численного определения группового времени

В первом случае групповое время задержки вычисляется по формуле

$$t_r|_{f=f_0} = \frac{2,778 \cdot 10^{-4}}{\Delta f} (2\Delta b_{-2} + 3\Delta b_{-1} + 3\Delta b_0 + 2\Delta b_{+1});$$

а во втором — по формуле

$$t_r|_{f=f_0} = \frac{2,778 \cdot 10^{-2} \cdot \Delta b}{2\Delta f_{-2} + 3\Delta f_{-1} + 3\Delta f_0 + 2\Delta f_{+1}}.$$

# Глава 2

## СХЕМЫ И РАСЧЕТ ФАЗОВЫХ КОНТУРОВ

### 2.1. Общие свойства фазовых контуров

Во многих случаях линии задержки и фазовращатели удобно строить с использованием схем фазовых контуров, так как последние обладают частотнезависимыми АЧХ.

Фазовым контуром порядка  $n$  называется такой четырехполюсник, нормированная (рабочая) передаточная функция которого с точностью до постоянного коэффициента  $h$  равна отношению сопряженного полинома  $v(-p)$  к полиному Гурвица  $v(p)$ , т. е.

$$\hat{T}(p) = \frac{\bar{u}}{e} \cdot 2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} = h \frac{v(-p)}{v(p)}, \quad (2.1)$$

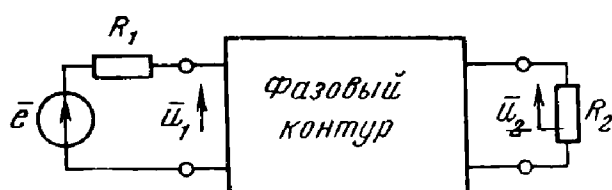


Рис. 2.1. Схема включения фазового контура

где  $v(p) = p^n + a_{n-1} \cdot p^{n-1} + a_{n-2} p^{n-2} + \dots + a_1 p + a_0$  — полином Гурвица степени  $n$ . Схема включения фазового контура показана на рис. 2.1.

Полином Гурвица может быть записан и в других часто используемых формах, например:

— сумма четной и нечетной частей:

$$v(p) = N(p^2) + pM(p^2), \quad (2.2)$$

причем  $N(p^2)$  и  $M(p^2)$  являются четными полиномами с простыми и перемежающимися нулями;

— произведение линейных сомножителей в соответствии с основной теоремой алгебры:

$$v(p) = \prod_{k=1}^n (p - p_k) = \prod_{k=1}^r (p - p_k) (p - \bar{p}_k) \prod_{k=r+1}^{n-r} (p - p_k),$$

где  $p_k$  — корни полинома  $v(p)$ , которые могут быть или комплексными (попарно сопряженными):  $p_k = -\sigma_k + i\omega_k$  и  $\bar{p}_k = -\sigma_k - i\omega_k$ , ( $k=1, 2, \dots, r$ ), или вещественными:  $p_k = -\sigma_k$  ( $k=r+1, \dots, n-r$ ).

Вариант расположения корней  $p_k$  в  $p$ -плоскости показан на рис. 2.2. Учитывая это, полином  $v(p)$  можно записать в виде произведения простейших полиномов Гурвица первого и второго порядков):

$$v(p) = \prod_{k=1}^r (p^2 + 2\sigma_k p + \sigma_k^2 + \omega_k^2) \prod_{k=r+1}^{n-r} (p + \sigma_k);$$

$$v(p) = \prod_{k=1}^r (p^2 + a_{1k}p + a_{0k}) \prod_{k=r+1}^{n-r} (p + a_{0k}). \quad (2.2a)$$

Нормированную амплитудно-частотную  $|\hat{T}(i\omega)|$  и фазо-частотную  $\theta(\omega)$  характеристики фазовых контуров находят путем выделения модуля и аргумента комплексной пере-

даточной функции  $\hat{T}(i\omega) = \hat{T}(p=i\omega)$ .

Запишем  $\hat{T}(i\omega)$  с учетом соотношения (2.2) в следующей форме:

$$\hat{T}(i\omega) = h \frac{N(-\omega^2) - i\omega M(-\omega^2)}{N(-\omega^2) + i\omega M(-\omega^2)}.$$

Отсюда АЧХ фазового контура равна  $|\hat{T}(i\omega)| = h \leq 1$  (нормированная АЧХ не может быть больше единицы ни при одном значении  $\omega$ ).

Рабочее затухание связано с нормированной АЧХ следующим образом:

$$a(\omega) = 20 \lg \frac{1}{|\hat{T}(i\omega)|} = 20 \lg \frac{1}{h} \geq 0. \quad (2.3)$$

В зависимости от значений  $h$  фазовые контуры можно разделить на два класса: нулевого ( $h=1$ ) и ненулевого затухания ( $h<1$ ).

ФЧХ фазового контура равна

$$\theta(\omega) = \arg \hat{T}(i\omega) = -2 \arg v(i\omega) = -2 \arctg \frac{\omega M(-\omega^2)}{N(-\omega^2)}. \quad (2.4)$$

Если использовать форму записи полинома Гурвица (2.2a), то нетрудно представить ФЧХ в виде:

$$b(\omega) = -\theta(\omega) = 2 \sum_{k=r+1}^{n-r} \arctg \frac{\omega}{\sigma_k} + 2 \sum_{k=1}^r \arctg \frac{2\sigma_k \omega}{\sigma_k^2 + \omega_k^2 - \omega^2}.$$

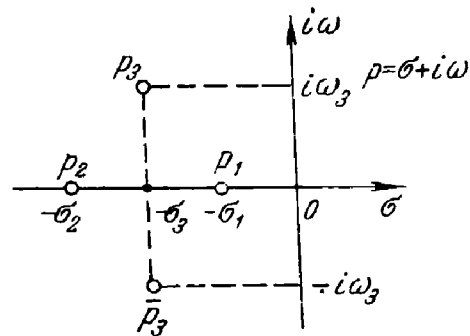


Рис. 2.2. Вариант расположения корней полинома Гурвица

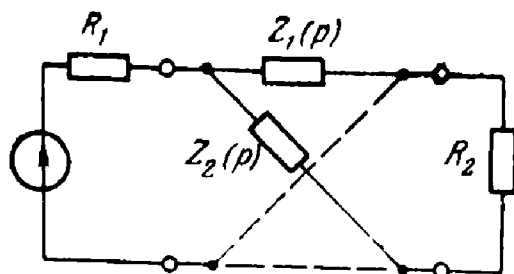


Рис. 2.3. Каноническая схема реализации фазового контура

Тогда функцию группового времени задержки можно определить по ФЧХ при помощи соотношения

$$t_r(\omega) = - \frac{d\theta(\omega)}{d\omega} = \frac{db(\omega)}{d\omega}. \quad (2.5)$$

Канонической схемой реализации передаточной функции фазового контура является мостовая схема, изображенная на рис. 2.3. Нормированная операторная передаточная функция такого четырехполюсника оказывается равной

$$\hat{T}(p) = \frac{2\sqrt{R_1 R_2} (Z_2 - Z_1)}{2R_1 R_2 + 2Z_1 Z_2 + (R_1 + R_2)(Z_1 + Z_2)}, \quad (2.6)$$

а его входное сопротивление —

$$Z_{\text{вх}}(p) = \frac{\bar{u}_1}{\bar{i}} = \frac{2Z_2 Z_1 + R_2 (Z_1 + Z_2)}{2R_2 + Z_1 + Z_2}. \quad (2.7)$$

Накладывая различные условия на выбор операторных сопротивлений двухполюсников  $Z_1(p)$  и  $Z_2(p)$ , можно получить разные схемы реализации фазовых контуров, которые и рассматриваются ниже.

## 2.2. LC-фазовые контуры

### Фазовые контуры нулевого затухания

Нормированная передаточная функция фазового контура нулевого затухания ( $h=1$ ) определяется соотношением  $T(p) = v(-p)/v(p)$ .

Пусть в схеме на рис. 2.3  $Z_1$  и  $Z_2$  — взаимнообратные двухполюсники, т. е.  $Z_1 Z_2 = R_0^2$  и  $R_1 = R_2 = R_0$ . Тогда выражение (2.6) преобразуется к виду

$$\hat{T}(p) = \frac{R_0 - Z_1(p)}{R_0 + Z_1(p)}. \quad (2.8)$$

Отсюда можно найти, что

$$Z_1(p) = R_0 \frac{v(p) - v(-p)}{v(p) + v(-p)} \quad \text{и} \quad Z_2(p) = R_0 \frac{v(p) + v(-p)}{v(p) - v(-p)}, \quad (2.8a)$$

т. е. двухполюсники  $Z_1(p)$  и  $Z_2(p)$  являются реактивными. Используя методы синтеза реактивных двухполюсников [1], можно построить их канонические схемы и рассчитать значения элементов.

Входное сопротивление рассматриваемых фазовых контуров при выполнении указанных условий согласно выражению (2.7) оказывается равным постоянной величине  $R_0$ , что имеет важное практическое значение.

Мостовая схема реализации фазовых контуров используется сравнительно редко из-за ряда ее недостатков (большое число эле-



ментов, отсутствие общего провода между входом и выходом). На практике чаще применяются неуравновешенные структуры, эквивалентные мостовой. Схемы некоторых из них приведены на рис. 2.4.

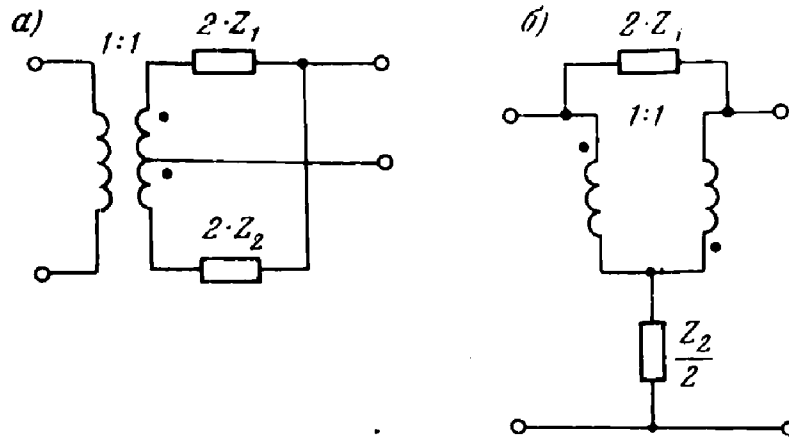


Рис. 2.4. Схемы заземленных мостовых четырех-полюсников

Очевидно, что реализация фазовых контуров по этим схемам затруднительна из-за наличия в них идеального трансформатора. Однако в ряде случаев он может быть заменен трансформатором с жесткой связью или исключен вообще.

Рассмотрим в качестве примера последовательность расчета простейших фазовых контуров первого и второго порядков.

1. Нормированная передаточная функция фазового контура первого порядка равна

$$\hat{T}(p) = (-p + a_0)/(p + a_0),$$

поскольку полином Гурвица в данном случае имеет вид  $v(p) = p + a_0$ .

Операторные сопротивления реактивных двухполюсников  $Z_1$  и  $Z_2$  в соответствии с ф-лой (2.8) равны:

$$Z_1(p) = p \frac{R_0}{a_0} \quad \text{и} \quad Z_2(p) = \frac{a_0}{p} R_0.$$

Мостовая схема реализации фазового контура 1-го порядка и её эквивалентная показаны на рис. 2.5а, б. На этом же рисунке указаны и значения элементов.

Из ф-лы (2.4) следует, что для рассматриваемого фазового контура ФЧХ определяется следующим выражением:

$$\theta(\omega) = -2 \arctg \frac{\omega}{a_0}.$$

Функцию группового времени задержки найдем по ф-ле (2.5):

$$t_r(\omega) = 2a_0/(a_0^2 + \omega^2).$$

Соответствующие графики функций  $\theta(\omega)$  и  $t_r(\omega)$  приведены на рис. 2.5в, г.

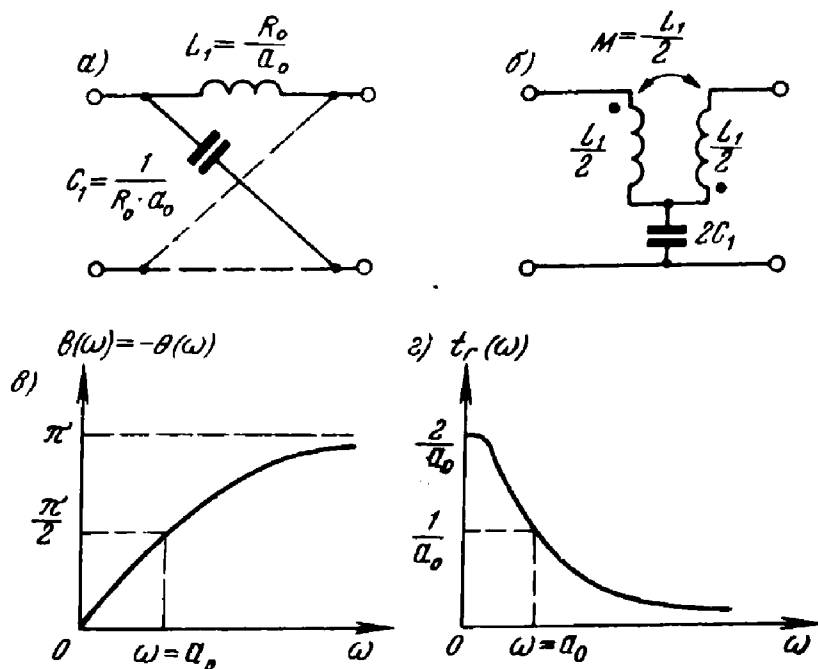


Рис. 2.5. Схемы фазовых контуров первого порядка и их частотные характеристики

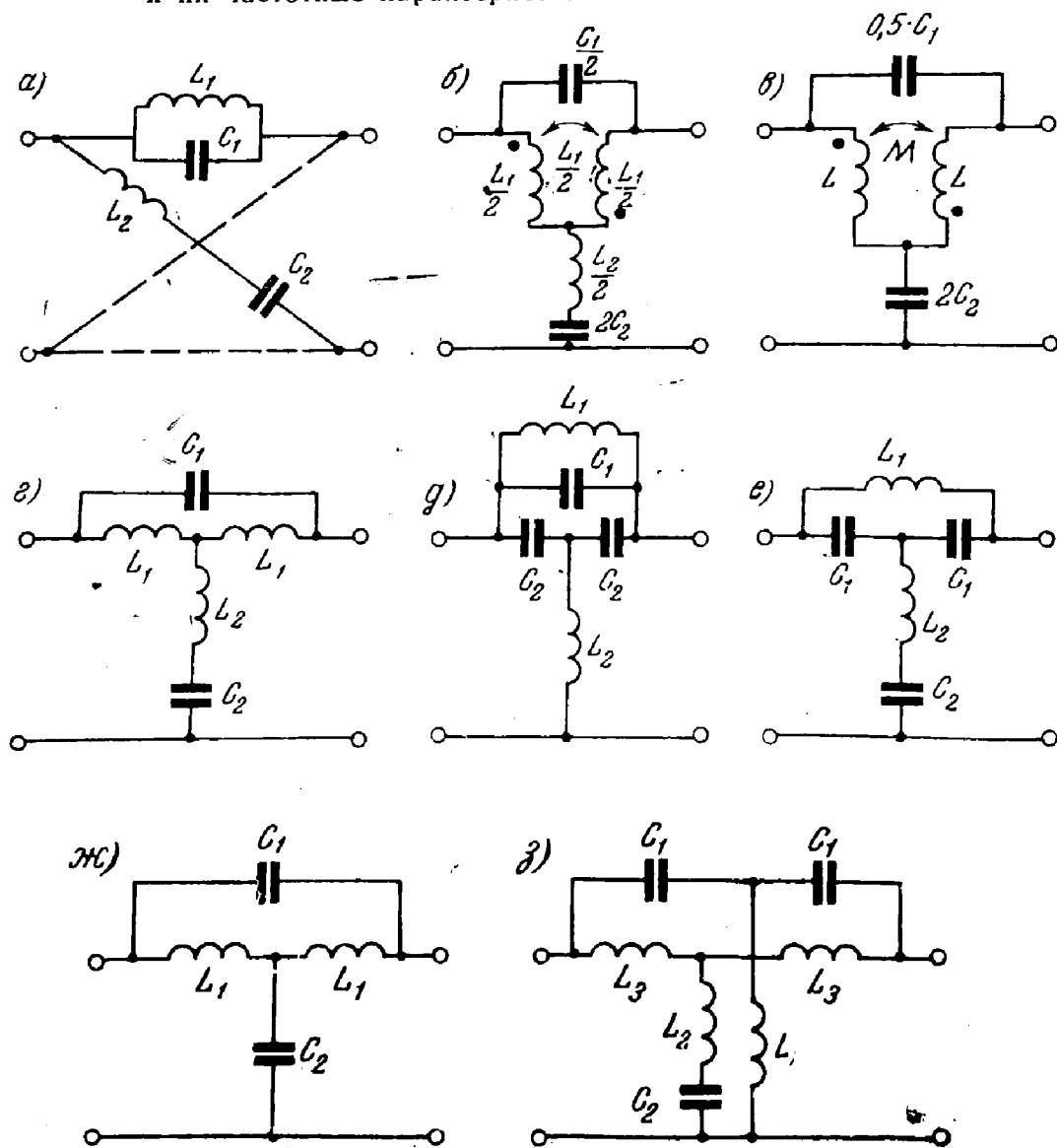


Рис. 2.6. Схемы фазовых контуров второго порядка

2. Нормированная передаточная функция фазового контура второго порядка равна

$$\hat{T}(p) = \frac{p^2 - a_1 p + a_0}{p^2 + a_1 p + a_0},$$

так как теперь полином Гурвица имеет вид  $v(p) = p^2 + a_1 p + a_0$ .

Если полином имеет вещественные нули, то соответствующую передаточную функцию фазового контура можно реализовать в виде каскадного соединения двух фазовых контуров первого порядка.

Схемы фазовых контуров второго порядка приведены на рис. 2.6; условия физической реализуемости и значения элементов соответствующих схем указаны в табл. 2.1.

Частотные характеристики фазового контура второго порядка определяются по ф-лам (2.4) и (2.5). В результате вычислений получаем:

$$\theta(\omega) = -2 \arctg \frac{a_1 \omega}{a_0 - \omega^2} = -2 \arctg \frac{2\sigma_1 \omega}{\sigma_1^2 + \omega_1^2 - \omega^2};$$

$$t_r(\omega) = \frac{2a_1(a_0 + \omega^2)}{(a_0 - \omega^2)^2 + a_1^2 \omega^2} = \frac{2\sigma_1}{\sigma_1^2 + (\omega + \omega_1)^2} + \frac{2\sigma_1}{\sigma_1^2 + (\omega - \omega_1)^2}.$$

Графики данных функций показаны на рис. 2.7а, б.

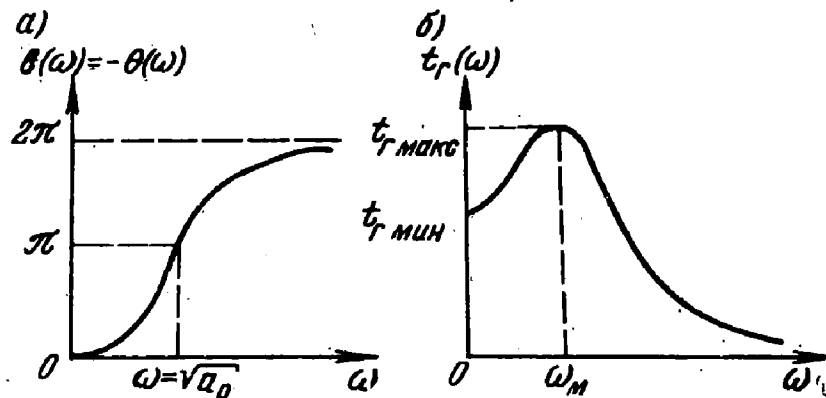


Рис. 2.7. Частотные характеристики фазовых контуров

второго порядка.  $t_{r\max} = \frac{\sigma_k}{\omega_k (\sqrt{\sigma_k^2 + \omega_k^2} - \omega_k)}$ ;

$$t_{r\min} = 4\sigma_k / (\sigma_k^2 + \omega_k^2);$$

$$\omega_m = \sqrt{\sqrt{\sigma_k^2 + \omega_k^2} (2\omega_k - \sqrt{\sigma_k^2 + \omega_k^2})}.$$

Аналогично могут быть реализованы и сложные фазовые контуры (третьего и выше порядков). Обычно их называют секциями. При реализации фазового контура по схеме рис. 2.4б идеальный трансформатор можно заменить трансформатором без рассеивания, если

ТАБЛИЦА 2.1

Расчетные значения элементов схем фазовых контуров второго порядка

Схема на рис. 2.6	Условие реализуемости схем	Значения элементов, вычисленные	
		через коэффициенты, $v(p)$	через нули, $v(p)$
а	Всегда	$L_{1k} = \frac{a_{1k}}{a_{0k}} R_0; C_{1k} = \frac{1}{a_{1k} R_0};$ $L_{2k} = \frac{R_0}{a_{1k}}; C_{2k} = \frac{a_{1k}}{a_{0k} R_0}$	$L_{1k} = \frac{2\sigma_k}{\sigma_k^2 + \omega_k^2} R_0; C_{1k} = \frac{1}{2\sigma_k R_0};$ $L_{2k} = \frac{R_0}{2\sigma_k}; C_{2k} = \frac{2\sigma_k}{(\sigma_k^2 + \omega_k^2) R_0}$
		То же	То же
б	То же	$L_k = 0,5 \frac{a_{1k}^2 + a_{0k}}{a_{1k} a_{0k}} R_0;$ $M_k = 0,5 \frac{a_{1k}^2 - a_{0k}}{a_{1k} a_{0k}} R_0;$ $C_{1k} = \frac{1}{a_{1k} R_0}; C_{2k} = \frac{a_{1k}}{a_{0k} R_0}$	$L_k = \frac{+\omega_k^2 + 5\sigma_k^2}{4\sigma_k(\sigma_k^2 + \omega_k^2)} R_0;$ $M_k = \frac{3\sigma_k^2 - \omega_k^2}{4\sigma_k(\sigma_k^2 + \omega_k^2)} R_0;$ $C_{1k} = \frac{1}{2\sigma_k R_0}; C_{2k} = \frac{2\sigma_k}{(\sigma_k^2 + \omega_k^2) R_0}$
		То же	То же
в	$a_{0k} > a_{1k}^2$ $(\omega_k > \sqrt{3}\sigma_k)$	$L_{1k} = \frac{a_{1k}}{a_{0k}} R_0; C_{1k} = \frac{1}{2a_{1k} R_0};$ $L_{2k} = \frac{a_{0k} - a_{1k}^2}{2a_{1k} a_{0k}} R_0; C_{2k} = \frac{2a_{1k}}{a_{0k} R_0}$	$L_{1k} = \frac{2\sigma_k}{\sigma_k^2 + \omega_k^2} R_0; C_{1k} = \frac{1}{4\sigma_k R_0}$ $L_{2k} = \frac{\omega_k^2 - 3\sigma_k^2}{4\sigma_k(\sigma_k^2 + \omega_k^2)} R_0; C_{2k} = \frac{4\sigma_k}{(\sigma_k^2 + \omega_k^2) R_0}$
		То же	То же

$\partial$	To же	$L_{1k} = \frac{2a_{1k}}{a_{0k}} R_0; \quad C_{1k} = \frac{a_{0k}^2 - a_{1k}^2}{2a_{1k} a_{0k} R_0}$ $L_{2k} = \frac{R_0}{2a_{1k}}; \quad C_{2k} = \frac{a_{1k}}{a_{0k} R_0}$	$L_{1k} = \frac{4\sigma_k}{\sigma_k^2 + \omega_k^2} R_0; \quad C_{1k} = \frac{\omega_k^2 - 3\sigma_k^2}{4\sigma_k (\sigma_k^2 + \omega_k^2)} R_0$ $L_{2k} = \frac{R_0}{4\sigma_k}; \quad C_{2k} = \frac{2\sigma_k}{(\sigma_k^2 + \omega_k^2)} R_0$
$e$	To же	$L_{1k} = \frac{2a_{1k}}{a_{0k}} R_0; \quad C_{1k} = \frac{1}{a_{1k} R_0}$ $L_{2k} = \frac{R_0}{2a_{1k}}; \quad C_{2k} = \frac{2a_{1k}}{(a_{0k}^2 - a_{1k}^2)} R_0$	$L_{1k} = \frac{4\sigma_k}{\sigma_k^2 + \omega_k^2} R_0; \quad C_{1k} = \frac{1}{2\sigma_k R_0};$ $L_{2k} = \frac{R_0}{4\sigma_k}; \quad C_{2k} = \frac{4\sigma_k}{(\omega_k^2 - 3\sigma_k^2)} R_0$
$ж$	$a_0 = a_{1k}^2$ $\omega_k = \sqrt{3} \sigma_k$	$L_{1k} = \frac{R_0}{a_{1k}}; \quad C_{1k} = \frac{1}{2a_{1k} R_0}$ $C_{2k} = \frac{2}{a_{1k} R_0}$	$L_{1k} = \frac{R_0}{2\sigma_k}; \quad C_{1k} = \frac{1}{4\sigma_k R_0}$ $C_{2k} = \frac{1}{\sigma_k R_0}$
$з$	$\frac{a_{1k}^2}{2} < a_0 < a_{1k}^2$ $(\sigma_k < \omega_k < \sqrt{3} \sigma_k)$	$L_{1k} = \frac{a_{1k}}{2a_{0k}} R_0; \quad C_{1k} = \frac{1}{a_{1k} R_0};$ $L_{2k} = \frac{(2a_{0k}^2 - a_{1k}^2) a_{1k}}{(a_{1k}^2 - a_{0k}^2) 2a_{0k}} R_0;$ $L_{3k} = 2L_{1k}; \quad C_{2k} = \frac{2(a_{1k}^2 - a_{0k}^2)}{a_{1k} a_{0k} R_0}$	$L_{1k} = \frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + \omega_k^2} R_0; \quad C_{1k} = \frac{1}{2\sigma_k R_0};$ $L_{2k} = \frac{2(\omega_k^2 - \sigma_k^2) \sigma_k}{(3\sigma_k^2 - \omega_k^2)(\sigma_k^2 + \omega_k^2)} R_0;$ $L_{3k} = 2L_{1k}; \quad C_{2k} = \frac{(3\sigma_k^2 - \omega_k^2)}{\sigma_k (\sigma_k^2 + \omega_k^2)} R_0$

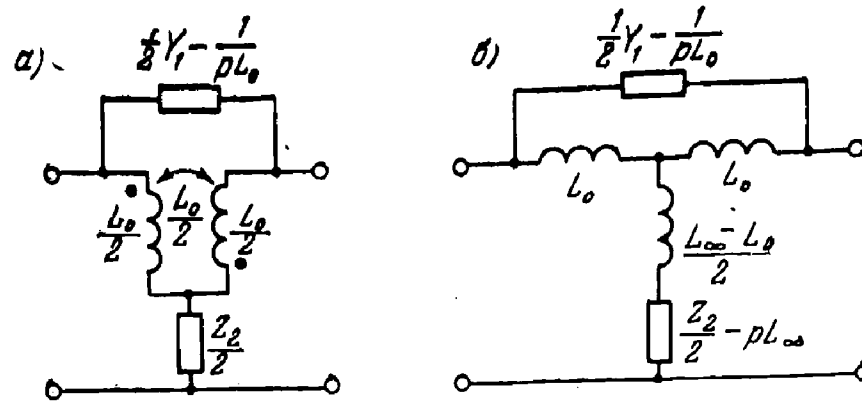


Рис. 2.8. Схемы фазовых контуров без идеальных трансформаторов

двухполюсник  $Z_1$  допускает реализацию в виде схемы, изображенной на рис. 2.9а. Если же между коэффициентами полинома Гурвица четной степени выполняется соотношение  $a_0 > a_{n-1}a_1$ , в фазовом контуре будет отсутствовать и трансформатор с жесткой связью.

Схемы соответствующих фазовых контуров показаны на рис. 2.8.

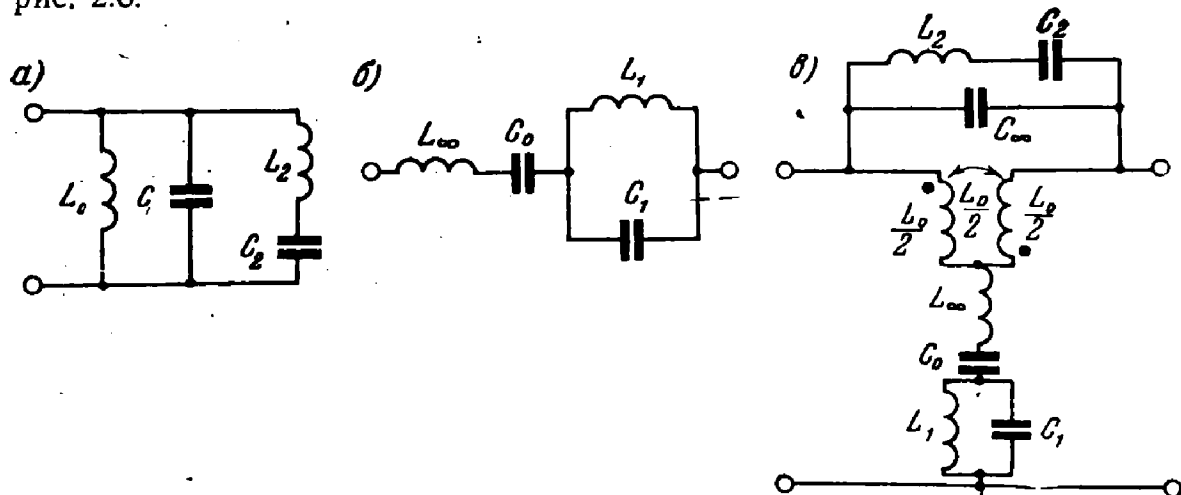


Рис. 2.9. Схема фазового контура к примеру 2.1

**Пример 2.1.** Рассчитать элементы фазового контура с полиномом Гурвица четвертого порядка, коэффициенты которого приведены в табл. 3.1:

$$v(p) = p^4 + 10p^2 + 45p^2 + 105p + 105.$$

Прежде всего образуем функции операторных сопротивлений двухполюсников  $Z_1$  и  $Z_2$  по ф-лам (2.8):

$$Z_1 = \frac{10p^2 + 105p}{p^4 + 45p^2 + 105} R_0; \quad Z_2 = \frac{p^4 + 45p^2 + 105}{10p^2 + 105p} R_0.$$

Пусть  $R_0 = 1$  Ом.

Двухполюсник  $Z_1$  реализуем по канонической схеме рис. 2.9а, для чего разложим проводимости  $Y_1(p) = Z_1^{-1}(p)$  на простые дроби:

$$Y_1(p) = L_0^{-1}/p + p \cdot C_\infty + p \cdot L_2^{-1}/(p^2 + 10.5);$$

$$L_0^{-1} = \lim_{p \rightarrow 0} Y_1 p = 1; \quad L_0 = 1 \text{ Г}; \quad C_\infty = \lim_{p \rightarrow \infty} Y_1 \frac{1}{p} = 0.1 \text{ Ф};$$

$$L_2^{-1} = \lim_{p \rightarrow -10,5} Y_{10,5} \frac{p^2 + 10,5}{p} = 2,45; \quad C_2 = \frac{2,45}{10,5 R_0} = 0,233 \text{ Ф};$$

$$L_2 = 0,408 \text{ Г}.$$

Двухполюсник  $Z_2$  реализуем по канонической схеме рис. 2.9б. С этой целью разложим на простые дроби функцию его операторного сопротивления:

$$Z_2(p) = pL_\infty + C_0^{-1}/p + pC_1^{-1}/(p^2 + 10,5);$$

$$L_\infty = \lim_{p \rightarrow \infty} Z_2 \frac{1}{p} = 0,1 \text{ Г}; \quad C_0 = 1 \text{ Ф};$$

$$L_1 = 0,233 \text{ Г}; \quad C_1 = 0,408 \text{ Ф}.$$

Полная схема фазового контура приведена на рис. 2.9в.

Однако на практике сложные фазовые контуры чаще реализуются в виде каскадного соединения простейших фазовых контуров. Основанием для этого может служить то, что, во-первых, передаточную функцию сложного фазового контура можно записать в соответствии с ф-лой (2.2а) в виде

$$\hat{T}(p) = \prod_{k=r+1}^{n-r} \frac{-p + a_0}{p + a_0} \prod_{k=1}^r \frac{p^2 - a_{1k}p + a_{0k}}{p^2 + a_{1k}p + a_{0k}}$$

и, во-вторых, входные сопротивления простейших фазовых контуров при нагрузке на  $R_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$  остаются постоянными при изменении частоты от нуля до бесконечности.

**Пример 2.2.** Реализовать фазовый контур по условию примера 2.1 в виде каскадного соединения простейших фазовых контуров.

Прежде всего необходимо найти корни полинома Гурвица  $v(p)$ .

В данном случае их значения можно взять из табл. 3.2:

$$p_{1,2} = -2,8962106 \pm i 0,8672341;$$

$$p_{3,4} = -2,1037894 \pm i 2,6574180.$$

Вид корней указывает на то, что фазовый контур можно реализовать в виде каскадного соединения двух фазовых контуров второго порядка. Используя данные табл. 2.1, видим, что каждый из фазовых контуров второго порядка реализуется только по схеме рис. 2.6а или б. Значения элементов рассчитываем по формулам строки «а» таблицы. На рис. 2.10 показана схема фазового контура; значения его элементов определены при  $R_0 = 1 \text{ Ом}$ .

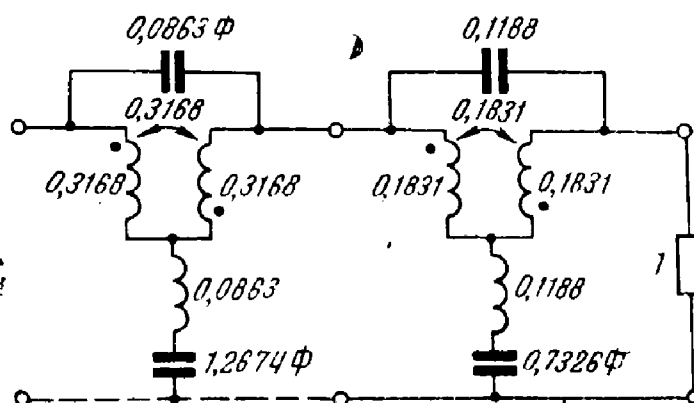


Рис. 2.10. Схема фазового контура к примеру 2.2



## 2.3. RLC-фазовые контуры

### Фазовые контуры ненулевого затухания

#### Фазовый контур Дарлингтона

Передаточные функции фазовых контуров можно реализовать в виде схем Дарлингтона и Ватанабе, которые содержат, помимо реактивных элементов, активные сопротивления [20].

На рис. 2.11а приведена мостовая схема фазового контура Дарлингтона, на рис. 2.11б, в — эквивалентные схемы.

Нормированные передаточные функции таких фазовых контуров определяются следующим выражением:

$$\hat{T}(p) = h \frac{\left[1 - \frac{Z_1(p)}{\sqrt{R_1 R_2}}\right]}{\left[1 + \frac{Z_1(p)}{\sqrt{R_1 R_2}}\right]},$$

где 
$$h = \frac{2\sqrt{R_1 R_2}}{(\sqrt{R_1} + \sqrt{R_2})^2}$$

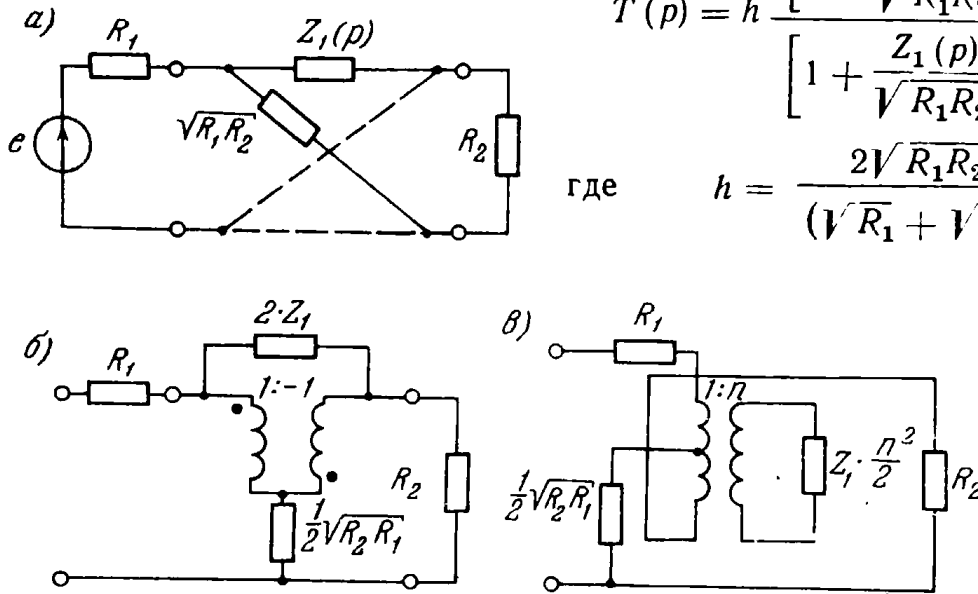


Рис. 2.11. Схемы фазовых контуров Дарлингтона

Если функцию операторного сопротивления реактивного двух полюсника положить равной

$$Z_1(p) = \sqrt{R_1 R_2} \frac{v(p) - v(-p)}{v(p) + v(-p)}, \quad (2.9)$$

то передаточная функция рассматриваемых фазовых контуров ничем не будет отличаться от (2.1).

Рабочее затухание фазового контура Дарлингтона согласно ф-ле (2.3) равно

$$\alpha = 20 \lg \frac{(1 + \sqrt{R_2/R_1})^2}{2 \sqrt{R_2/R_1}} \text{ [дБ]}.$$

Для расчета фазовых контуров Дарлингтона необходимо знать внутреннее сопротивление генератора  $R_1$  и сопротивление нагрузки  $R_2$ , а также соответствующий полином Гурвица  $v(p)$ . Тогда по ф-ле (2.9) можно определить операторное сопротивление реактивного двухполюсника  $Z_1(p)$  и рассчитать одну из его канонических схем.

В том случае, когда сопротивление двухполюсника  $Z_1$  равно нулю при  $p=0$ , целесообразно при его реализации выбрать такую каноническую схему, входные зажимы которой шунтировались бы индуктивностью (например, схему рис. 2.9а). При этом идеальный трансформатор в эквивалентных схемах рис. 2.11б, в можно заменить трансформатором с жесткой связью.

**Пример 2.3.** Рассчитаем фазовый контур Дарлингтона по следующим данным:  $R_1=625$  Ом,  $R_2=400$  Ом и  $v(p)=p^2+2 \cdot 10^3 p+10^{12}$ .

По ф-ле (2.9) находим операторное сопротивление реактивного двухполюсника  $Z_1(p)=10^3 \cdot p(p^2+10^{12})$ . Данное выражение определяет параллельный резонансный контур с элементами  $C=10^{-9}$  Ф и  $|h|=10^{-3}$  Г. Возможные схемы реализации фазовых контуров приведены на рис. 2.12. Эти контуры

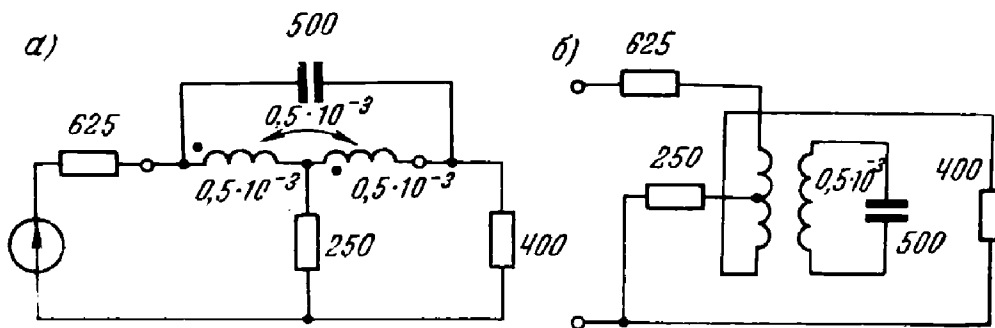


Рис. 2.12. Схема фазовых контуров к примеру 2.3

имеют рабочее затухание 6.15 дБ, что мало отличается от минимально возможного при  $R_1=R_2$  (6 дБ).

### Фазовый контур Ватанабе

Фазовый контур Ватанабе реализуется по мостовой схеме, изображенной на рис. 2.13. Его нормированная передаточная функция равна

$$\hat{T}(p) = h \left[ 1 - \frac{Z_1(p)}{\sqrt{R_1(2R_2 - R_1)}} \right] / \left[ 1 + \frac{Z_1(p)}{\sqrt{R_1(2R_2 - R_1)}} \right],$$

где

$$h = \frac{2(2R_2 - R_1) \sqrt{R_1 R_2}}{R_2(8R_2 - 3R_1) + (4R_2 - R_1) \sqrt{R_1(2R_2 - R_1)}}.$$

Рабочее затухание фазового контура при заданных значениях сопротивлений нагрузки можно вычислить по ф-ле (2.3).

Для расчета фазового контура Ватанабе необходимо по заданному полиному Гурвица  $v(p)$  определить операторное сопротивление реактивного двухполюсника по следующей формуле:

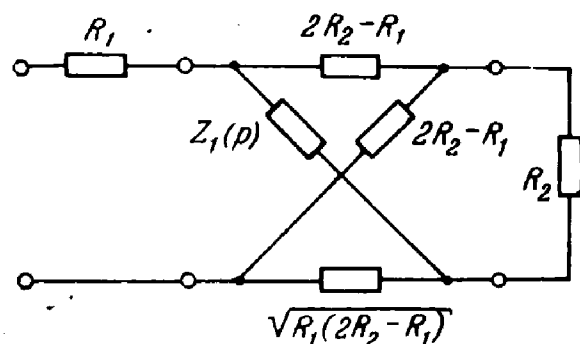


Рис. 2.13. Схема фазового контура Ватанабе

$$Z_1(p) = \sqrt{R_1(2R_2 - R_1)} \frac{v(p) - v(-p)}{v(p) + v(-p)}.$$

Затем рассчитывается одна из канонических схем двухполюсника  $Z_1$ , как это делалось выше.

Схема Ватанабе содержит столько же реактивных элементов, как и схема Дарлингтона с трансформаторами (рис. 2.11б, в), что является минимально необходимым для построения фазового контура. При этом очевидным достоинством схемы Ватанабе является отсутствие трансформатора. Однако ей присущи и недостатки: довольно значительное затухание и отсутствие общего («земляного») провода между входом и выходом. Кроме того, существенным недостатком фазовых контуров Дарлингтона и Ватанабе является частотная зависимость их входного сопротивления, не позволяющая образовать их каскадное соединение без развязывающих устройств.

## 2.4. Активные RC-фазовые контуры

### Предварительные замечания

Необходимость освоения диапазона низких и инфранизких частот, разработка электронной аппаратуры, функционирующей в сильных магнитных полях, и, прежде всего, развитие микроэлектроники делают чрезвычайно актуальной задачу конструирования безындуктивных RC-фазовых контуров.

Пассивные RC-цепи позволяют синтезировать фазовые контуры передаточные функции которых имеют лишь вещественные полюсы (полиномы Гурвица имеют вещественные нули). Передаточные функции с такими особенностями, как правило, находят применение лишь при синтезе фазовращателей. Соответствующие методы построения фазовых контуров изложены в параграфе 4.4.

В общем случае, когда полюсы передаточной функции — комплексные числа, приходится использовать методы синтеза активных RC-цепей. При этом следует обращать внимание на величину добротности полюса  $p_k = -\sigma_k \pm i\omega_k$ , определяемую по формуле  $Q =$

$$= 0,5 \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_k}{\sigma_k}\right)^2}.$$

В зависимости от ее значения используют те или иные модели активных RC-фазовых контуров.

Сложный фазовый контур чаще всего реализуется путем каскадного соединения элементарных функциональных блоков — фазовых контуров первого и второго порядков. В зависимости от схем функционального блока и реализуемой добротности полюса стабильность частотных характеристик блока при действии дестабилизирующих факторов оказывается различной. Стабильность в дальнейшем, как это принято в литературе по теории электрических цепей, будем оценивать функцией чувствительности. Для АЧХ чувстви-

тельность  $S$  определяется формулой

$$S_{l_i}^a = \operatorname{Re} \left\{ S_{l_i}^T \right\} = \operatorname{Re} \left\{ \frac{\partial T}{\partial l_i} \frac{l_i}{T} \right\},$$

а для ФЧХ — формулой

$$S_{l_i}^\theta = \operatorname{Im} \left\{ S_{l_i}^T \right\} = \operatorname{Im} \left\{ \frac{\partial T}{\partial l_i} \frac{l_i}{T} \right\},$$

где  $T = T(i\omega)$  — комплексная передаточная функция;  $l_i$  —  $i$ -й элемент цепи (пассивный или активный).

Если от дифференциалов перейти к малым конечным приращениям, то на каждой частоте чувствительность можно определить как отношение процентного изменения функции к вызвавшему его процентному изменению элемента схемы. Чем меньше величина чувствительности на данной частоте, тем стабильнее соответствующая частотная характеристика схемы на этой частоте. Зная величину чувствительности и допуски в процентах на изменение элементов схемы, легко определить величину отклонения характеристики, используя приближенные соотношения

$$\Delta a_{[\text{дБ}]} = 8,68 S_{l_i}^a \frac{\Delta l_i}{l_i}; \quad \Delta \theta_{[\text{рад}]} = S_{l_i}^\theta \frac{\Delta l_i}{l_i}.$$

Приведенные соотношения тем точнее, чем меньше относительное изменение элемента. В большинстве случаев они дают удовлетворительные по точности результаты при  $\Delta l_i/l_i \leq 5\%$ .

Для оценки стабильности частотных характеристик цепи при одновременном изменении всех элементов пользуются среднеквадратичными чувствительностями:

$$S_a = \sqrt{\sum_i (S_{l_i}^a)^2}; \quad S_\theta = \sqrt{\sum_i (S_{l_i}^\theta)^2}.$$

В приведенных формулах под знак корня входят чувствительности по всем элементам цепи, включая и активные.

Если предположить, что отклонения значений элементов цепи от номинала подчинены нормальному закону, то при помощи среднеквадратичных чувствительностей средние уходы характеристик можно вычислить по формулам

$$\Delta a_{[\text{дБ}]} = 8,68 S_a \frac{\Delta l}{l}, \quad \Delta \theta_{[\text{рад}]} = S_\theta \frac{\Delta l}{l},$$

где  $\Delta l/l$  — среднее относительное отклонение элементов.

#### Активные RC-фазовые контуры первого порядка

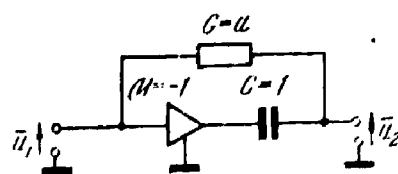
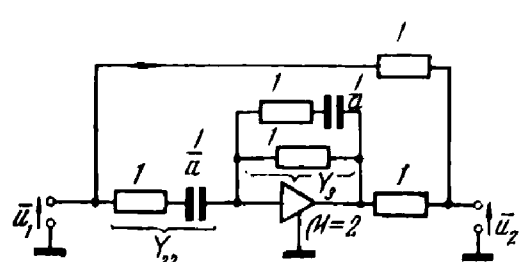
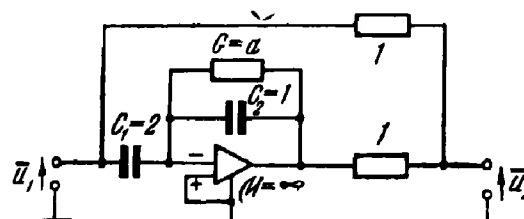
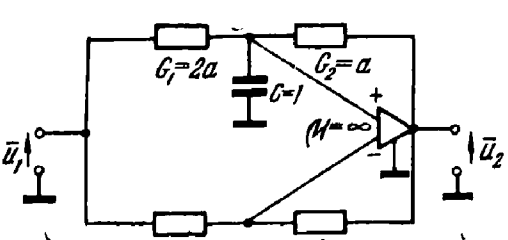
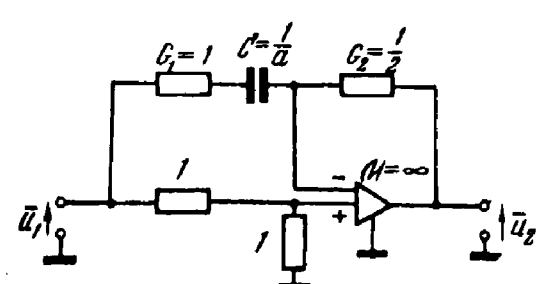
Активные фазовые контуры первого порядка [8—14] с передаточными функциями вида

$$T(p) = (-p + a)/(p + a)$$

можно реализовать при помощи схем, изображенных на табл. 2.2. Там же представлены их передаточные функции, выраженные через

ТАБЛИЦА

Схемы фазовых контуров первого порядка и их передаточные функции

№ схемы	Вид схемы	Передаточная функция
1		$\frac{\bar{u}_2}{\bar{u}_1} = \frac{-pC + G}{pC + G}$
2		$\frac{\bar{u}_2}{\bar{u}_1} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{2Y_{22}}{Y_3 - Y_{22}} \right)$
3		$\frac{\bar{u}_2}{\bar{u}_1} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{pC_1}{pC_2 + G} \right)$
4		$\frac{\bar{u}_2}{\bar{u}_1} = \frac{-pC + G_1 - G_2}{pC + G_1 - G_2}$
5		$\frac{\bar{u}_2}{\bar{u}_1} = \frac{1}{2} \frac{pC(1 - G_1/G_2) + G_1}{pC + G_1}$

значения элементов схемы. Фазовые контуры схем 1 и 2 таблицы реализуются с использованием усилителей напряжения с конечным коэффициентом  $\mu$ , имеющие бесконечно большое входное сопротивление и бесконечно малое выходное сопротивление. Схемы 3, 4, 5 табл. 2.2 реализуются с использованием операционных усилителей. Фазовые контуры, реализуемые при помощи схем 2, 3 и 5, вносят постоянное затухание 6 дБ. Контуры, выполненные на схемах рис. 1 и 4, не вносят плоского затухания.

### Активные RC-фазовые контуры второго порядка

Ряд схем фазовых контуров второго порядка [8—14] представлен на рис. 2.14—2.22. При этом на рисунках, помеченных буквой *а*, показаны схемы контуров в общем виде, а на рисунках, помеченных буквой *б* (рис. 2.14—2.17), — конкретные схемы со значениями элементов, реализующие одну и ту же передаточную функцию

$$T(p) = \frac{p^2 - 3p + 3}{p^2 + 3p + 3}.$$

Методика расчета каждой схемы поясняется отдельно с привлечением численного примера. Реализация одной и той же передаточной функции позволяет сопоставить схемы по чувствительности. Расчет среднеквадратичной чувствительности проведен на частоте  $\omega = 1,4 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$ , где фазовый сдвиг равен  $158^\circ$ , т. е. на граничной частоте диапазона, где искажения фазовой характеристики составляют 1%.

Схемы рис. 2.14. Передаточная функция цепи равна

$$T(p) = \frac{Y_a - Y_b - Y_c}{Y_a - Y_b + Y_c},$$

где  $Y_a$ ,  $Y_b$  и  $Y_c$  — проводимости двухполюсников RC;  $G$  — проводимость резистора.

Относя нечетную часть полинома знаменателя (числителя)  $3p$  к  $Y_c$  и дели числитель и знаменатель на дополнительный полином первого порядка с отрицательным вещественным корнем  $3p+3$ , имеем:

$$Y_c = \frac{3p}{3p+3}; \quad Y_a - Y_b = \frac{p^2+3}{3p+3} = 1 + \frac{p}{3} - \frac{4p}{3p+3}.$$

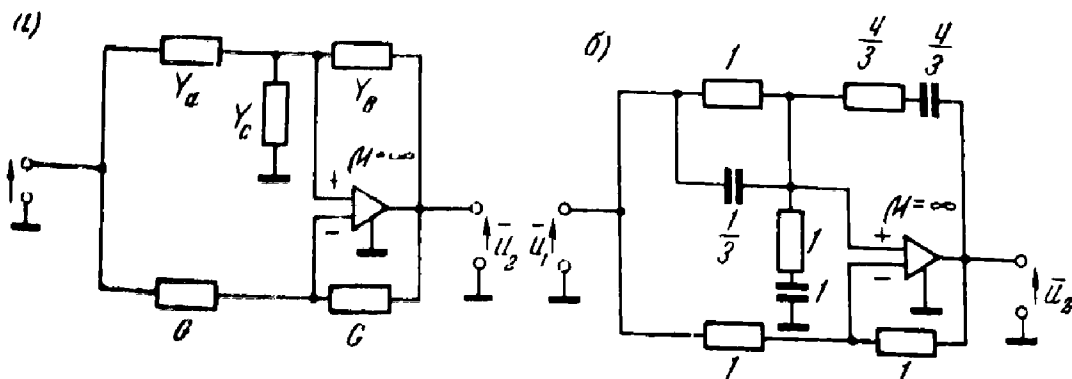


Рис. 2.14. Схема фазового контура второго порядка на ОУ с дифференциальным выходом

Положительные слагаемые в последнем выражении следует отнести к  $Y_a$ , а отрицательное — к  $Y_b$ . Реализованная схема со значениями элементов показана на рис. 2.146. Здесь и на последующих рисунках проводимости и емкости даны соответственно в сименсах, фарадах.

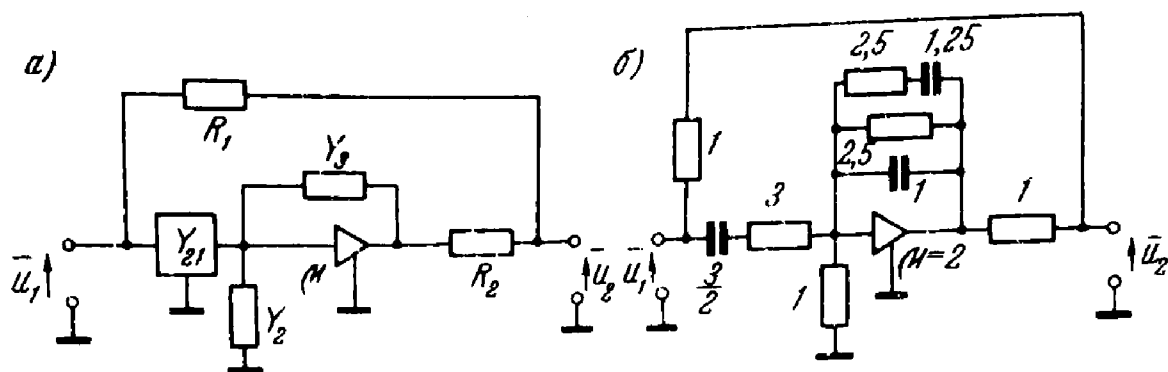


Рис. 2.15. Схема фазового контура второго порядка на усилителе с конечным коэффициентом усиления

Схема рис. 2.15. Передаточная функция цепи равна

$$T(p) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left[ \frac{R_2}{R_1} + \frac{\mu Y_{21}}{(\mu - 1) Y_3 - Y_2 - Y_{22}} \right],$$

где  $Y_{21}$  — проводимость передачи четырехполюсника  $RC$ ;  $Y_{22}$  — его выходная проводимость;  $Y_2, Y_3$  — проводимости двухполюсников  $RC$ ;  $R_1, R_2$  — активные сопротивления.

Из заданной функции выделяем положительную постоянную составляющую

$$\frac{p^2 - 3p + 3}{p^2 + 3p + 3} = 1 - \frac{6p}{p^2 + 3p + 3}.$$

Для определенности можно задаться значениями  $R_1 = R_2 = 1$  ом,  $\mu = 2$ . Выбираем вспомогательный полином первого порядка, например,  $p + 2$ . Путем деления находим

$$-Y_{21} = 3p/(p + 2), \quad Y_3 - Y_2 - Y_{22} = (p^2 + 3p + 3)/(p + 2).$$

Получившееся выражение  $-Y_{21}$  реализуется заземленным четырехполюсником с единственной последовательной  $C, G$ -цепочкой. Выходная проводимость  $Y_{22}$  такого четырехполюсника

$$Y_{22} = -Y_{21} = 3p/(p + 2).$$

Разлагая  $Y_3 - Y_2$  на простые дроби, находим

$$Y_3 - Y_2 = \frac{p^2 + 3p + 3}{p + 2} + Y_{22} = \frac{p^2 + 6p + 3}{p + 2} = p + \frac{3}{p} + \frac{2,5p}{p + 2}.$$

Положим  $Y_2 = 1$  См. Окончательно имеем

$$Y_3 = p + 2,5 + 2,5p/(p + 2).$$



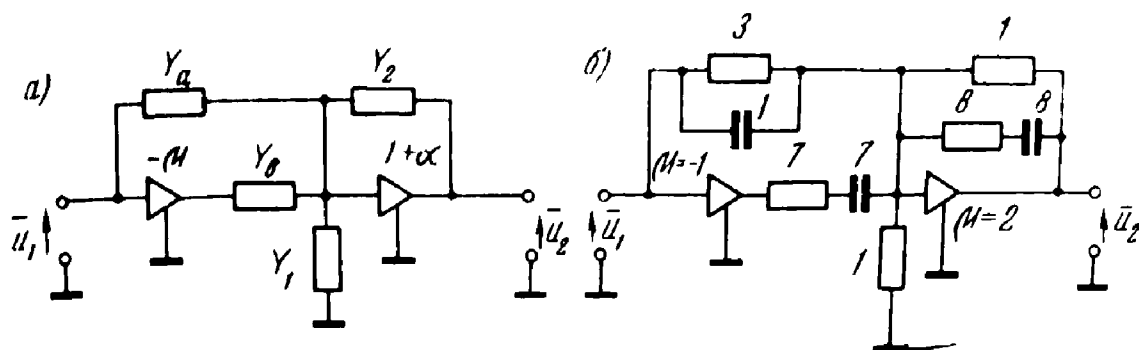


Рис. 2.16. Схема фазового контура второго порядка на двух усилителях с конечными коэффициентами усиления

Схема рис. 2.16. Передаточная функция цепи равна

$$T(p) = \frac{Y_a + \mu Y_b}{Y_a + Y_b + Y_1 - \alpha Y_2},$$

где  $Y_a$ ,  $Y_b$ ,  $Y_1$ ,  $Y_2$  — проводимости двухполюсников RC;  $\alpha \geq 0$ . Вспомогательный полином выбирается так же, как и в предыдущих случаях. Пусть он будет равен  $p+1$ . Тогда

$$Y_a - \mu Y_b = \frac{p^2 - 3p + 3}{p + 1} = p + 3 - \frac{7p}{p + 1}.$$

Следовательно,  $Y_a = p + 3$  и при  $\mu = 1$   $Y_b = 7p/(p+1)$ . Проводимости  $Y_1$  и  $Y_2$  определяются из равенства

$$Y_1 - \alpha Y_2 = \frac{p^2 + 3p + 3}{p + 1} - Y_a - Y_b = \frac{p^2 + 3p + 3}{p + 1} - p - 3 = \frac{-8p}{p + 1}.$$

Положим  $\alpha = 1$ ,  $Y_1 = 1$ . В этом случае

$$Y_2 = 1 + 8p/(p + 1).$$

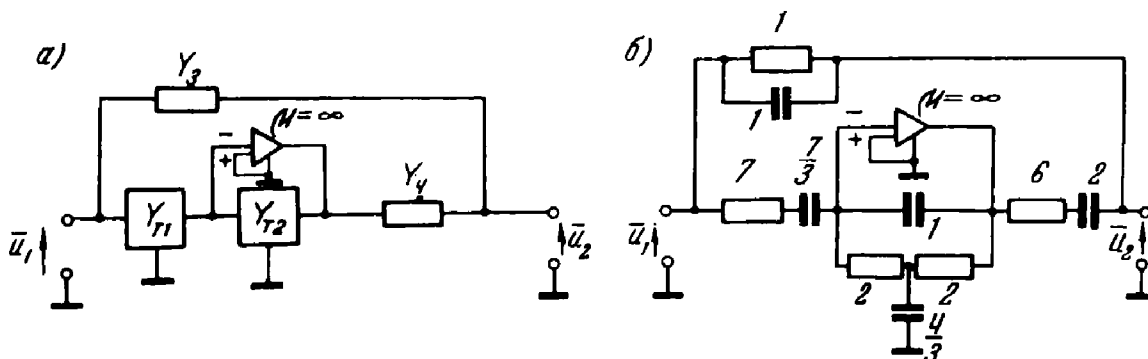


Рис. 2.17. Схема фазового контура второго порядка на ОУ с недифференциальным входом

Схема рис. 2.17. Передаточная функция цепи равна

$$T(p) = \frac{Y_3 - Y_4 \frac{Y_{T1}}{Y_{T2}}}{Y_3 + Y_4},$$

где  $Y_{T1}$ ,  $Y_{T2}$  — проводимости передачи четырехполюсников  $RC$ ;  $Y_3$ ,  $Y_4$  — проводимости двухполюсников  $RC$ .

Полагая проводимости  $Y_3$  и  $Y_4$  заданными, находим

$$\frac{Y_{T1}}{Y_{T2}} = \frac{\frac{Y_3}{Y_4} 6p - p^2 - 3 + 3p}{p^2 + 3p + 3}.$$

Проводимости  $Y_3$  и  $Y_4$  выбираются таким образом, чтобы в числителе последнего выражения были только положительные слагаемые. Выбираем  $Y_3 = p+1$ ,  $Y_4 = 6p/(p+3)$ . Следовательно,  $Y_{T1}/Y_{T2} =$

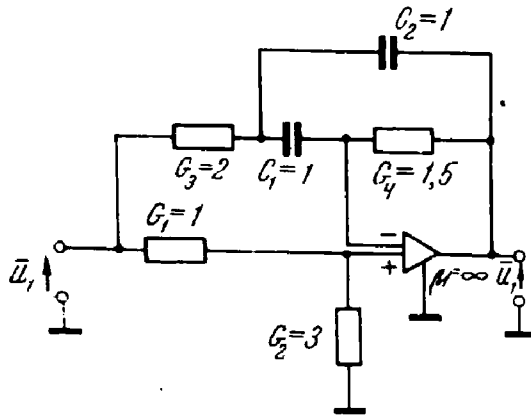


Рис. 2.18. Схема фазового контура второго порядка на ОУ с дифференциальным входом и минимальным числом емкостей (1-й вариант)

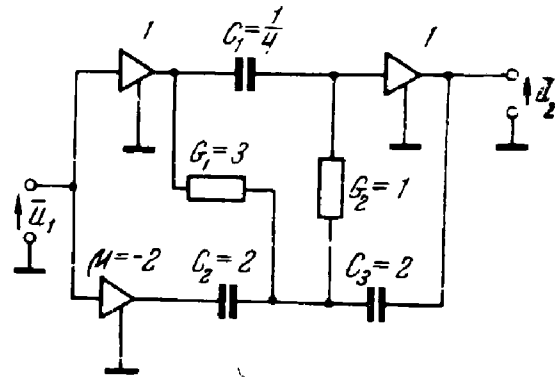


Рис. 2.19. Схема фазового контура второго порядка с парафазным входом на усилителях с конечными коэффициентами усиления

$= 7p/(p^2 + 3p + 3)$ . Выбирая, как и прежде, вспомогательный полином (примем его равным  $p+3$ ), находим выражения для  $Y_{T1}$  и  $Y_{T2}$ :

$$Y_{T1} = 7p/(p+3); \quad Y_{T2} = p + 3/(p+3).$$

Схема рис. 2.18. Передаточная функция цепи равна

$$T(p) = \frac{1}{1+\kappa} \frac{p^2 + p \left[ G_4 \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) - \frac{\kappa G_3}{C_2} \right] + \frac{G_3 G_4}{C_1 C_2}}{p^2 + p G_4 \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{G_3 G_4}{C_1 C_2}},$$

где  $\kappa = G_2/G_1$ . Приравнявая коэффициенты при соответствующих степенях  $p$ , получаем:

$$G_4 \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) = 3; \quad \frac{G_3 G_4}{C_1 C_2} = 3; \quad G_4 \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) - \kappa \frac{G_3}{C_2} = -3.$$

Зададимся одинаковыми значениями емкостей  $C_1 = C_2 = 1$  Ф. Решив предыдущую систему уравнений, находим  $G_3 = 2$  См,  $G_4 = 1.5$  См,  $\kappa = 3$ .

Схема рис. 2.19. Передаточная функция цепи равна

$$T(p) = \frac{p^2 C_1 (C_2 + C_3) + p [C_1 (G_1 + G_2) + \mu C_3 G_2] + G_1 G_3}{p^2 C_1 (C_2 + C_3) + p [C_1 (G_1 + G_2) + C_2 G_2] + G_1 G_3}.$$

Приравнявая коэффициенты при соответствующих степенях  $p$ , получаем систему уравнений:

$$\frac{G_1 G_2}{C_1 (C_2 + C_3)} = 3; \quad \frac{C_1 (G_1 + G_2) + C_2 G_2}{C_1 (C_2 + C_3)} = 3;$$

$$\frac{C_1 (G_1 + G_2) - \mu C_2 G_2}{C_1 (C_2 + C_3)} = -3.$$

Выбираем  $\mu = -2$ ,  $G_2 = 1$  См,  $C_3 = 2$  Ф. Тогда  $C_1 = 1/4$  Ф,  $C_2 = 2$  Ф,  $G_1 = 3$  См.

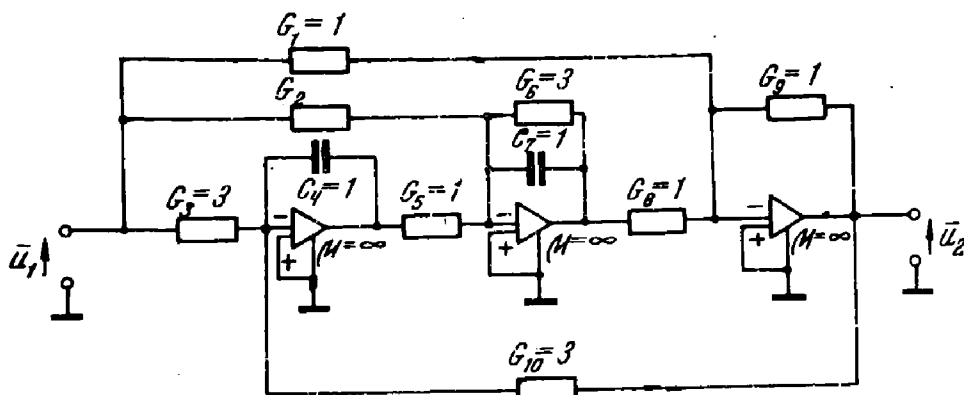


Рис. 2.20. Схема фазового контура второго порядка с тремя ОУ и минимальным числом емкостей.  $G_2=6$

Схема рис. 2.20. Передаточная функция данной схемы весьма сложно зависит от элементов, поэтому представим ее в виде

$$T(p) = -\frac{p^2 - b_1 p + b_0}{\kappa(p^2 + a_1 p + a_0)}$$

(в нашем случае  $b_0=3$ ,  $a_0=3$ ,  $b_1=3$ ,  $a_1=3$ ,  $\kappa=1$ ). Расчет элементов цепи производится по формулам (выбираем  $G_9=1$  См,  $C_4=1$  Ф,  $C_7=1$  Ф):

$$G_1 = G_9 / \kappa = 1 \text{ См}; \quad G_2 = a_0 (a_1 + b_1) C_7 / b_0 = 6 \text{ См};$$

$$G_3 = a_1 C_4 = 3 \text{ См}; \quad G_5 = a_0 C_7 / a_1 = 1 \text{ См};$$

$$G_6 = a_1 C_7 = 3 \text{ См}; \quad G_8 = b_0 G_9 / \kappa a_0 = 1 \text{ См}; \quad G_{10} = a_1 a_0 \kappa C_4 / b_0.$$

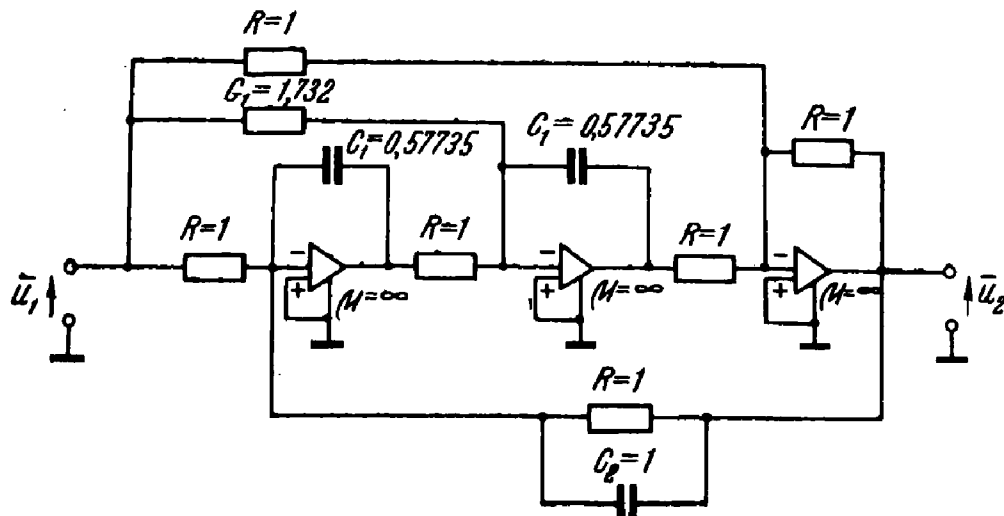


Рис. 2.21. Модификация электронной модели фазового контура второго порядка с тремя ОУ

Схема рис. 2.21. Передаточная функция цепи равна

$$T(p) = \frac{p^2 - p \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1^2 R^2}}{p^2 + p \frac{1}{C_1^2 R} + \frac{1}{C_1^2 R^2}}.$$

В результате сопоставления соответствующих коэффициентов находим:  $C_2/C_1^2 R = 3$ ;  $1/C_1^2 R^2 = 3$ ;  $1/C_1 R_1 = 3$ . Выбираем  $R=1$  Ом, тогда  $C_2 = 1$  Ф;  $C_1 = \frac{\sqrt{3}}{3}$  Ф;  $G_1 = \sqrt{3}$  См.

Для ориентировочного сопоставления описанных выше схем второго порядка по их основным параметрам составлена табл. 2.3.

ТАБЛИЦА 2.3

Характеристики фазовых контуров второго порядка

Схемы	Постоянное затухание, дБ	$S_a$	$S_\theta$	Минимальная теоретическая чувствительность по фазе	Количество и вид усилителей	Количество резисторов	Количество конденсаторов	Разброс номиналов емкостей, $C_{\max}/C_{\min}$
Пассивный LC-контур	0	0,71	1,84	1,11	—	2	2	12
Рис. 2.14 [9]	0	4,22	5,24	1,62	1 операционный	5	3	4
Рис. 2.15 [10]	6	10,61	5,03	1,51	1 с конечным усилением	6	3	1,5
Рис. 2.16	6	5,14	2,41	1,62	2 с конечным усилением	5	3	8
Рис. 2.17 [11]	0	1,92	1,53	1,41	1 операционный	5	5	2,3
Рис. 2.18 [12]	12	4,0	2,52	1,93	1 операционный	4	2	1
Рис. 2.19 [14]	0	3,13	2,19	2,03	2 с конечным усилением	2	3	8
Рис. 2.20 [13]	0	3,55	2,6	1,76	3 операционных	8	2	1
Рис. 2.21 [8]	0	1,9	2,34	1,53	3 операционных	7	3	1,7

держание таблицы не требует пояснений. Напомним лишь, что значения среднеквадратичных чувствительностей сопоставляемых схем вычислялись на частоте  $\omega = 1,4$  рад/с.

Изложенные выше процедуры расчета свидетельствуют, что во многих схемах реализации цепи допускает широкую свободу выбора. На этапе расчета приходится задаваться некоторыми значениями элементов, выбирать вспомогательные полиномы и т. д. Отмеченную свободу следует признать благоприятной, так как на этапе проектирования микросхем приходится учитывать ряд сугубо специфических требований: ограниченные значения номиналов элементов, разброс номиналов, значение суммарной емкости, чувствительность характеристик и др. Возможность вариации схемных реализаций позволяет во многих случаях учесть эти требования.

На практике, при решении конкретных задач целесообразно после предварительного расчета оптимизировать схему по требуемому критерию при помощи программ оптимизации [16].

В ряде случаев параметры схемы целесообразно выбирать так, чтобы при прочих равных условиях минимизировать максимальное значение суммы квадратов чувствительностей АЧХ либо ФЧХ. В общем случае подобный выбор осуществим лишь при оптимизации на ЭЦВМ. Для частных схем задачу можно решить аналитически. Эти схемы и соответствующие расчетные соотношения приведены ниже. Для удобства передаточная функция здесь записана в виде

$$T(p) = H \frac{A_2 p^2 - A_1 p + 1}{A_2 p^2 + A_1 p + 1}.$$

Схема рис. 2.22. Передаточная функция цепи [14, 17], выраженная через значения ее элементов, равна

$$T(p) = \frac{\mu_1 \{R_1 C_1 R_2 C_2 p^2 + [C_2 (R_1 + R_2) + \beta R_1 C_1] p + 1\}}{R_1 C_1 R_2 C_2 p^2 + [C_2 (R_1 + R_2) + R_1 C_1 (1 - \alpha)] p + 1},$$

где  $C_1 = C_1' + C_1''$ ;  $C_1'/C_1 = \gamma$ ;  $C_1''/C_1 = (1 - \gamma)$ ;  $\alpha = \mu_1 \gamma$ ;  $\beta = \mu_2 (1 - \gamma)$ .

Уравнения оптимизации стабильности частотных характеристик цепи имеют вид:

для АЧХ

$$\tau^4 - A_2 A_1 \kappa \tau - 2 A_2^2 (4 + 5 \kappa^2) = 0^1);$$

<sup>1)</sup> Здесь и далее среди решений уравнений оптимизации используется лишь одно —  $\tau_{\text{опт}}$ , равное единственному вещественному положительному решению.

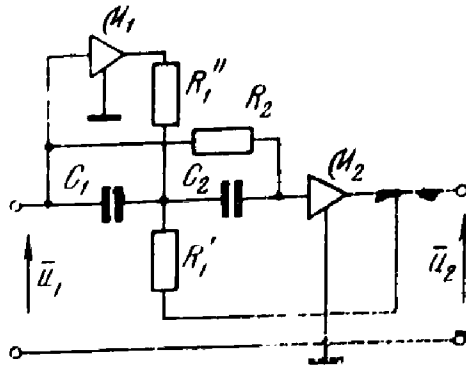
для ФЧХ

$$\tau^4 - A_1 \tau^3 - 2A_2^2 \kappa^2 = 0,$$

где  $\kappa = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$ ;  $\tau = R_1 C_1$ .

Задаввшись допустимым соотношением сопротивлений резисторов цепи, т. е.  $\kappa$ , находим оптимальное значение  $\tau$ . При известном  $\tau = \tau_{\text{опт}}$  значения элементов цепи определяются по формулам:

$$R_1 = 1; \quad R_2 = 1/(\kappa - 1); \quad C_1' = \gamma \tau_{\text{опт}}; \quad C_1'' = (1 - \gamma) \tau_{\text{опт}}; \quad C_2 = A_2(\kappa - 1)/\tau_{\text{опт}};$$



$$\mu_1 = \frac{\frac{A_2 \kappa}{\tau_{\text{опт}}} + \tau_{\text{опт}} + A_1}{\gamma \tau_{\text{опт}}};$$

$$\mu_2 = - \frac{\frac{A_2 \kappa}{\tau_{\text{опт}}} + A_1}{(1 - \gamma) \tau_{\text{опт}}}.$$

Рис. 2.23. Схема фазового контура второго порядка на двух усилителях с конечными коэффициентами усиления и минимальным числом емкостей

Параметр  $\gamma$  следует выбирать таким образом, чтобы при приемлемом соотношении значений элементов цепи получить минимальные значения коэффициентов усиления  $\mu_1$  и  $\mu_2$ .

Схема рис. 2.23 [14, 17]. Передаточная функция цепи равна

$$T(p) = \frac{\mu_1 \{R_1 C_1 R_2 C_2 p^2 + [R_1 (C_1 + C_2) + \beta C_2 R_2] p + 1\}}{R_1 C_1 R_2 C_2 p^2 + [R_1 (C_1 + C_2) + R_2 C_2 (1 - \alpha)] p + 1},$$

где

$$R_1 = \frac{R_1' R_1''}{R_1' + R_1''}; \quad \frac{R_1}{R_1'} = \gamma; \quad \frac{R_1}{R_1''} = (1 - \gamma); \quad \alpha = \mu_1 \gamma; \\ \beta = \mu_2 (1 - \gamma).$$

Уравнения оптимизации стабильности АЧХ и ФЧХ этой модели такие же, как и для предыдущей, при обозначениях:  $\kappa = (1 + C_2/C_1)$ ;  $\tau = R_2 C_2$ .

Значения элементов цепи определяются по формулам:

$$R_1' = A_2(\kappa - 1)/\gamma \tau_{\text{опт}}; \quad R_1'' = A_2(\kappa - 1)/(1 - \gamma) \tau_{\text{опт}}; \\ C_1 = 1/(\kappa - 1); \quad R_2 = \tau_{\text{опт}}; \quad C_2 = 1.$$

Значения коэффициентов усиления активных элементов  $\mu_1$  и  $\mu_2$  находятся, как и для предыдущей схемы.

Схемы рис. 2.24 и рис. 2.25. Передаточные функции этих цепей, выраженные через значения их элементов, соответственно равны:

$$T(p) = H \frac{R_1 C_1 R_2 C_2 p^2 + [C_2 (R_1 + R_2) - C_1 R_2 \beta] p + 1}{R_1 C_1 R_2 C_2 p^2 + [C_2 (R_1 + R_2) + C_1 R_2 (1 - \alpha)] p + 1};$$

$$T(p) = H \frac{R_1 C_1 R_2 C_2 p^2 + [R_1 (C_1 + C_2) - C_1 R_2 \beta] p + 1}{R_1 C_1 R_2 C_2 p^2 + [R_1 (C_1 + C_2) + C_1 R_2 (1 - \alpha)] p + 1},$$

где  $H = \frac{R_6}{(R_a + R_6)}$ ;  $\alpha = 1 + \frac{R_a \parallel R_6}{R_6}$ ;  $\beta = \frac{R_a}{R_6 \parallel R_b}$ .

Сравнивая полученные передаточные функции с передаточными функциями двух предыдущих цепей, видим, что уравнения оптими-

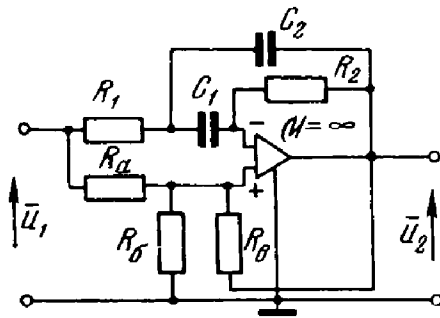


Рис. 2.24. Схема фазового контура второго порядка на ОУ с дифференциальным входом и минимальным числом емкостей. (2-й вариант)

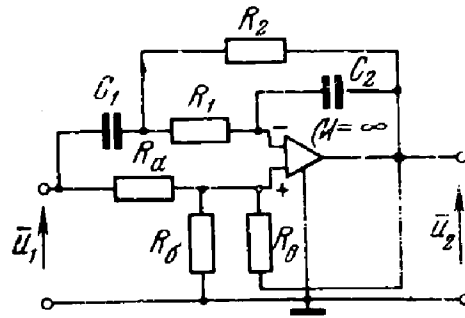


Рис. 2.25. Схема фазового контура второго порядка на ОУ с дифференциальным входом и минимальным числом емкостей (3-й вариант)

зации АЧХ и ФЧХ, полученные ранее, справедливы и для рассматриваемых моделей при обозначениях в схеме рис. 2.24:  $\tau = C_1 R_2$ ;  $\kappa = (1 + R_2/R_1)$ ; в схеме рис. 2.25:  $\tau = C_1 R_2$ ;  $\kappa = (1 + C_1/C_2)$ .

Значения элементов находятся по следующим формулам:

— для схемы рис. 2.24

$$R_1 = 1/(\kappa - 1); \quad C_1 = \tau_{\text{опт}}; \quad R_2 = 1; \quad C_2 = A_2(\kappa - 1)/\tau_{\text{опт}}$$

$$\alpha = \frac{A_2 \kappa / \tau_{\text{опт}} + \tau_{\text{опт}} - A_1}{\tau_{\text{опт}}}; \quad \beta = \frac{A_2 \kappa / \tau_{\text{опт}} + A_1}{\tau_{\text{опт}}},$$

— для схемы рис. 2.25

$$R_1 = A_2(\kappa - 1)/\tau_{\text{опт}}; \quad C_1 = 1; \quad R_2 = \tau_{\text{опт}}; \quad C_2 = 1/(\kappa - 1).$$

Формулы для нахождения значений  $\alpha$  и  $\beta$  такие же, как и для схемы рис. 2.24.

Значения элементов  $R_6$  и  $R_b$  выражаются через значения  $R_a$ ,  $\alpha$  и  $\beta$  следующим образом:

$$R_6 = \alpha R_a / (\beta + 1 - \alpha); \quad R_b = \alpha R_a / (\beta + 1) (\alpha - 1).$$

Схема рис. 2.26 [19]. Передаточная функция цепи такова:

$$T(p) = \frac{AY_1 - Y_2}{Y_6 - AY_4} = \frac{A_2 p^2 - A_1 p + 1}{A_2 p^2 + A_1 p + 1},$$

где  $A = Y_5/Y_3 = R_3/R_5$ .



Для определения значений элементов цепи разделим числитель и знаменатель передаточной функции на полином  $p + \sigma$  и запишем выражения для проводимостей цепи:

$$Y_1 = \frac{A_2 p + 1/\sigma}{A}; \quad Y_2 = \frac{(A_2 \sigma + A_1 + 1/\sigma) p}{p + \sigma};$$

$$Y_4 = \frac{(A_2 \sigma - A_1 + 1/\sigma) p}{p + \sigma}; \quad Y_6 = A_2 p + 1/\sigma;$$

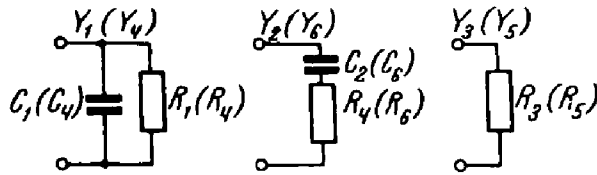
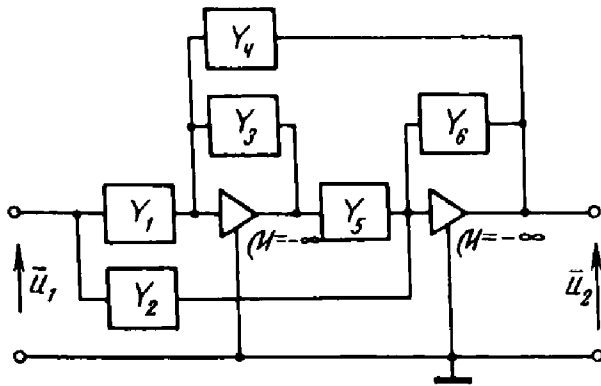


Рис. 2.26. Схема фазового контура второго порядка на двух неидифференциальных ОУ

Задача сводится к нахождению таких значений  $A$  и  $\sigma$ , при которых стабильность АЧХ и ФЧХ цепи оптимальна. Уравнение оптимизации стабильности частотных характеристик этой цепи не зависит от значения параметра  $A$ :  $A^2 \sigma^4 - 1 = 0$ . Следовательно, оптимальное значение параметра  $\sigma_{\text{опт}} = 1/\sqrt{A_2}$ .

Параметр  $A$  примем равным единице, при этом возможный разброс значений элементов цепи минимален. Для нахождения этих значений используются формулы:

$$R_1 = 1/\sqrt{A_2}; \quad R_2 = 1/(2\sqrt{A_2} + A_1); \quad R_4 = 1/(2\sqrt{A_2} - A_1);$$

$$R_6 = 1/\sqrt{A_2}; \quad C_1 = A_2; \quad C_2 = \sqrt{A_2} (2\sqrt{A_2} + A_1);$$

$$C_4 = \sqrt{A_2} (2\sqrt{A_2} - A_1); \quad C_6 = A_2.$$

Схема рис. 2.16. Запишем передаточную функцию цепи в виде

$$T(p) = \frac{Y_a - \mu Y_b}{Y_a + Y_b - \alpha Y_c} = \frac{A_2 p^2 - A_1 p + 1}{A_2 p^2 + A_1 p + 1}.$$

Разделим, как и в предыдущем случае, числитель и знаменатель передаточной функции на полином  $p + \sigma$  и определим проводимости входящих в цепь двухполюсников. Отметим, что цепь реализует передаточную функцию фазового контура только при  $|\mu| = 1$ . Тогда получим:

$$Y_a = A_2 p + 1/\sigma; \quad Y_b = \frac{(A_2 \sigma + 1/\sigma + A_1) p}{p + \sigma};$$

$$Y_c = \frac{2(A_2 \sigma + 1/\sigma) p}{\alpha(p + \sigma)}.$$

Значения  $\alpha$  и  $\sigma$ , оптимальные с точки зрения стабильности АЧХ цепи, найдем из уравнения  $13A_2^2 \sigma^4 + A_2 A_1 \sigma^3 - A_1 \sigma - 21 = 0$ .

Уравнение оптимизации стабильности АЧХ цепи не зависит от значения параметра  $\alpha$ . Поэтому значение  $\alpha$  рекомендуется выбирать из следующих соображений: увеличение  $\alpha$  ведет к увеличению усиления и, в конечном счете, к снижению стабильности усилителя; значительное уменьшение  $\alpha$  приводит к увеличению разброса значений элементов цепи. Целесообразно выбирать  $\alpha$  в пределах  $0.5 \div 1$ .

Формулы для нахождения значений элементов приведены ниже:

$$R_a = \sigma_{\text{опт}}; \quad R_b = \frac{1}{A_2 \sigma_{\text{опт}} + 1/\sigma_{\text{опт}} + A_1}; \quad R_c = \frac{\alpha}{2(A_2 \sigma_{\text{опт}} + 1/\sigma_{\text{опт}})};$$

$$C_a = A_2; \quad C_b = \frac{A_2 \sigma_{\text{опт}} + 1/\sigma_{\text{опт}} + A_1}{\sigma_{\text{опт}}}; \quad C_c = \frac{2(A_2 \sigma_{\text{опт}} + 1/\sigma_{\text{опт}})}{\alpha \sigma_{\text{опт}}}.$$

Аналитическое решение уравнения оптимизации стабильности АЧХ для данной модели отсутствует.

Схема рис. 2.14. Передаточная функция цепи имеет вид

$$T(p) = \frac{Y_a - A(Y_b + Y_c)}{Y_a + Y_c - AY_b} = \frac{A_2 p^2 - A_1 p + 1}{A_2 p^2 + A_1 p + 1},$$

где  $A = Y_1/Y_2 = R_2/R_1$ .

Учитывая, что реализация передаточной функции возможна только при  $A=1$ , находим выражения для проводимостей цепи:

$$Y_a = A_2 p + 1/\sigma; \quad Y_b = \frac{A_1 p}{(p + \sigma)}; \quad Y_c = \frac{(A_2 \sigma + 1/\sigma) p}{p + \sigma}.$$

Значение параметра  $\sigma$ , оптимальное с точки зрения стабильности АЧХ цепи, находим из уравнения:

$$4A_2^2 \sigma^4 - A_2 A_1 \sigma^3 + A_1 \sigma - 4 = 0.$$

После этого значения элементов цепи находим по формулам:

$$R_a = \sigma_{\text{опт}}; \quad R_b = \frac{1}{A_2 \sigma_{\text{опт}} + 1/\sigma_{\text{опт}}}; \quad R_c = \frac{1}{A_1};$$

$$C_a = A_2; \quad C_b = \frac{A_2 \sigma_{\text{опт}} + 1/\sigma_{\text{опт}}}{\sigma_{\text{опт}}}; \quad C_c = \frac{A_1}{\sigma_{\text{опт}}}.$$

Стабильность ФЧХ здесь не может быть оптимизирована, т. к. она определяется только коэффициентами передаточной функции.

Для оценки возможного выигрыша в стабильности сравним значения средней квадратичной чувствительности АЧХ схемы рис. 2.14 для неоптимального и оптимального вариантов расчета. Сравнение проведем на примере передаточной функции второго порядка, построенной на основе полинома Бесселя.

Максимум средней квадратичной чувствительности, вычисленный ранее при  $\sigma=1$ , равен 4,22. Вычисленное оптимальное значение  $\sigma_{\text{опт}}=1,725$ . При этом максимум средней квадратичной чувствительности равен 2,96, т. е. стабильность цепи повысилась на 30%.

Интересно отметить, что разброс номиналов емкостью при этом снизился с четырех до двух при незначительном увеличении разброса сопротивлений с 1,33 до 1,92.

# Глава 3

## РАСЧЕТ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ

### 3.1. Введение

Расчет линий задержки, как и других рассматриваемых в книге цепей, подразделяется на два этапа. Первый этап — конструирование передаточной функции, удовлетворяющей заданным требованиям. Второй этап — выбор схемы реализации и расчет значений элементов цепи.

Центральным этапом является конструирование передаточной функции. После этого выбор схемы реализации и расчет элементов цепи для различных типов линий задержки и фазовращателей осуществляются по материалам гл. 2.

В зависимости от целевого назначения линии задержки в основу конструирования передаточной функции могут быть положены различные условия, определяемые требованиями, которые предъявляются к характеристике ГВЗ (либо ФЧХ). При этом совершенно естественно потребовать, чтобы при прочих равных условиях число элементов цепи, а следовательно, и порядок ее передаточной функции, были бы минимальны. Это положение и составляет содержание принципа оптимальности: если при выполнении совокупности требований, предъявленных к характеристикам цепи, удастся получить передаточную функцию минимального порядка, то ее и соответствующую цепь уместно называть оптимальными.

Из свойств передаточных функций цепей, реализующих обсуждаемые устройства, следует, что их построение связано с построением соответствующих полиномов Гурвица. Построение полиномов Гурвица для линии задержки, как правило, сопряжено с большим объемом вычислительной работы. По этой причине в книге приводятся готовые полиномы Гурвица (их коэффициенты и нули) для различных вариантов требований, предъявляемых к характеристикам линий задержки.

Для удобства пользования приводятся нормированные полиномы  $s(\Lambda)$ , где  $\Lambda = p/\omega_0$ . Это означает, что ГВЗ  $\hat{t}_r$  фазового контура с передаточной функцией  $T(\Lambda)$  связано с ГВЗ  $t_r$  фазового контура с реальной передаточной функцией  $\hat{T}(p)$  зависимостью  $\hat{t}_r = \omega_0 t_r$ . Величина  $\hat{t}_r$  называется нормированным ГВЗ. Из ф-л (2.4) и (2.5) следует:

$$\hat{t}_r = 2 \frac{d \arg v(i\Omega)}{d\Omega} = \omega_0 t_r; \quad t_r = 2 \frac{d \arg v(i\omega)}{d\omega}.$$

В дальнейшем условимся использовать обозначения:

$$\frac{d \arg v(i\Omega)}{d\Omega} = \hat{\tau} \quad \text{и} \quad \frac{d \arg v(i\omega)}{d\omega} = \tau.$$

Из формулы  $\Lambda = p/\omega_0$  вытекает, что нули  $\Lambda_k$  и  $p_k$  полиномов  $v(\Lambda)$  и  $v(p)$  связаны соотношением

$$p_k = \omega_0 \Lambda_k, \quad (3.1)$$

где  $p_k = -\sigma_k \pm i\omega_k$  и  $\Lambda_k = -\Sigma_k \pm i\Omega_k$ .

### 3.2. Линии задержки с максимально плоскими характеристиками ГВЗ

Передаточные функции линий задержки с максимально плоскими характеристиками ГВЗ конструируются на базе полиномов Бесселя, которые получаются из решения следующей задачи: среди полиномов Гурвица степени  $n$  найти тот, для которого выполняются условия:

$$\hat{\tau}(\Omega) |_{\Omega=0} = 1; \quad \hat{\tau}'(\Omega) |_{\Omega=0} = 0; \quad \dots; \quad \hat{\tau}^{(n-1)}(\Omega) |_{\Omega=0} = 0.$$

Решение сформулированной задачи приводит к нормированным полиномам Бесселя  $v_6(\Lambda)$ , коэффициенты и нули которых приведены в табл. 3.1 и 3.2 соответственно для  $n=1, 2, \dots, 10$ . На рис. 3.1 показаны

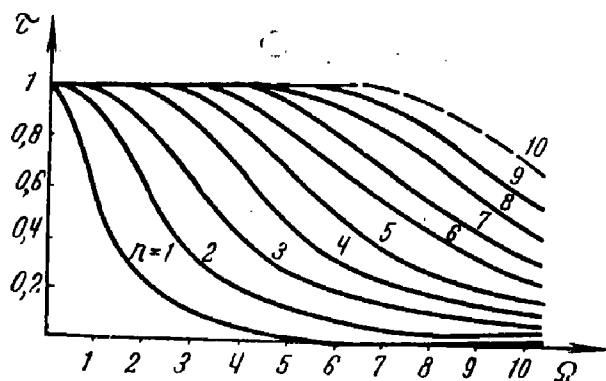


Рис. 3.1. Частотные зависимости характеристик группового времени задержки для полиномов Бесселя

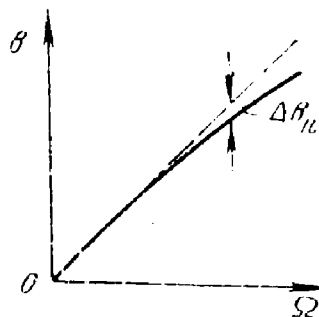


Рис. 3.2. Примерный вид зависимости аргумента полинома Бесселя от частоты

ны характеристики ГВЗ  $\hat{\tau}(\Omega)$ . Частоты, на которых  $\hat{\tau}(\Omega)$  отклоняется от единицы на 1%, 10%, 20%, указаны в табл. 3.3. В табл. 3.4 и 3.5 приведены значения отклонений аргументов полиномов  $v_6(i\Omega) \dots$

Коэффициенты полиномов Бесселя  $v(\lambda) = a_0 + a_1\lambda + a_2\lambda^2 + \dots + a_{n-1}\lambda^{n-1} + \lambda^n$

ТАБЛИЦА 3.1

$n$	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$
1	1										
2	3										
3	15	3									
4	105	105	10								
5	945	945	45	15							
6	10395	10395	420	105	15						
7	135135	135135	4725	1260	210	21					
8	2027025	2027025	62370	17325	3150	378	28				
9	31459425	31459425	945945	270270	51975	6930	630	36			
10	654729075	654729075	16216200	4729725	645945	135135	13860	990	45		
			310134825	91891800	18918900	2837835	315315	25740	1185	55	

ТАБЛИЦА 3.2

Нули полиномов Бесселя

$n=2$	$n=3$	$n=4$	$n=5$	$n=6$	$n=7$	$n=8$	$n=9$	$n=10$
-1,5	-2,3221854	-2,8962106	-3,6467380	-4,2483594	-4,9717869	-5,5878860	-6,2970192	-6,9220448
$\pm i0,8660254$	$\pm i0,8672341$	$\pm i0,8672341$	$\pm i0,8675097$	$\pm i0,8675097$	$\pm i0,8676144$	$\pm i0,8676144$	$\pm i0,8676652$	$\pm i0,8676652$
-1,8389073	-2,1037694	-2,1037694	-3,3519564	-3,7357084	-4,7582905	-2,8389840	-6,1293679	-3,1089162
$\pm i1,7543810$	$\pm i2,6574180$	$\pm i1,7426614$	$\pm i1,7426614$	$\pm i2,6262723$	$\pm i1,7392861$	$\pm i6,3539113$	$\pm i1,7378484$	$\pm i2,2326995$
			-2,3246743	-2,5159322	-4,0701392	-4,3682892	-5,6044218	-6,6152910
			$\pm i3,5710229$	$\pm i4,4926730$	$\pm i3,5171740$	$\pm i4,414425$	$\pm i3,4981569$	$\pm i2,6115679$
					-2,6856769	-5,2048408	-4,6384399	-5,9675283
					$\pm i5,420641$	$\pm i2,6161751$	$\pm i5,3172717$	$\pm i4,3849472$
							-2,9792608	-1,8862196
							$\pm i7,9144444$	$\pm i7,9144444$

ТАБЛИЦА 3.3

Связь между отклонением ГВЗ и частотой для бesselевских характеристик цепи

n	$\Omega_{0n}$			n	$\Omega_{0n}$		
	1 %	10 %	20 %		1	10	20
1	0,10	0,34	0,50	6	3,52	4,69	5,95
2	0,56	1,09	1,39	7	4,36	5,64	6,30
3	1,21	1,94	2,29	8	5,22	6,59	7,30
4	1,93	2,84	3,31	9	6,08	7,55	8,31
5	2,71	3,76	4,20	10	6,96	8,52	9,33

от линейного закона <sup>1)</sup>, т. е. значения

$$\Delta b_n = \Omega - \arctg \frac{1}{i} \frac{v_{6n}(i\Omega) - v_{6n}(-i\Omega)}{v_{6n}(i\Omega) + v_{6n}(-i\Omega)}.$$

Смысл величины  $\Delta b_n$  иллюстрируется рис. 3.2. Следует помнить, что отклонение ФЧХ фазового контура от линейного закона

$$\Delta b'_n = 2\Delta b_n.$$

При расчете линий исходными величинами являются:

— необходимое ГВЗ  $\tau_r(0) = \frac{t_{г0}}{2}$ ;

— максимально допустимое отклонение реальной характеристики группового времени от заданной  $\Delta t_{г \max}$ ;

— рабочая полоса частот  $[0, f_{\kappa}]$ .

Порядок расчета должен быть таков:

1. По заданным  $t_{г0}$  и  $\Delta t_{г \max}$  рассчитывается величина  $\delta = \Delta t_{г \max} / t_{г0}$  (иногда  $\delta$  задается непосредственно).

2. По величине  $\delta$  из кривых рис. 3.1 или табл. 3.3 для полиномов Бесселя различных степеней определяются граничные частоты  $\Omega_{0n}$ , на которых отклонения  $\tau_r(\Omega)$  от единицы не превосходят  $\delta$ , и вычисляются отношения  $\frac{\Omega_{0n}}{\pi f_{\kappa}}$ , равные действительному времени задержки фазовых контуров. Выбирается решение, для которого  $\frac{\Omega_{0n}}{\pi f_{\kappa}} \geq t_{г0}$  при минимальном значении  $n$ . Если же отмеченное неравенство не выполняется ни для одного значения  $n$ , то, следовательно, нельзя выполнить заданные требования при помощи одного фазового контура  $n$ -го ( $n=1 \div 10$ ) порядка и для решения задачи необходимы несколько сложных фазовых контуров (несколько сек-

<sup>1)</sup> Здесь и далее рассматриваются низкочастотные линии задержки. Полосовые линии задержки рассмотрены в специальном разделе.

ТАБЛИЦА 1

Отклонение фазы от линейного закона для бesselевских характеристик цепи

$\varphi$	$\Delta b_2 \cdot 10^{+7}$ , рад	$\Delta b_3 \cdot 10^{+7}$ , рад	$\Delta b_4 \cdot 10^{+7}$ , рад	$\Delta b_5 \cdot 10^{+7}$ , рад
0	0	0	0	0
0,1	2	0	0	0
0,2	70	0	0	0
0,3	528	0	0	0
0,4	2 189	11	0	0
0,5	6 533	48	0	0
0,6	15 811	168	4	0
0,7	33 055	484	13	0
0,8	61 987	1 203	36	0
0,9	106 831	2 670	90	0
1,0	172 063	5 412	207	0
1,1	262 121	10 019	440	0
1,2	381 116	18 022	875	4
1,3	532 603	30 247	1 649	8
1,4	719 403	48 508	2 959	17
1,5	943 525	74 749	5 087	35
1,6	1 206 150	111 188	8 424	72
1,7		160 254	13 480	140
1,8		224 501	20 918	264
1,9		306 527	31 559	479
2,0		408 849	46 402	837
2,1		533 824	66 632	1 407
2,2		683 555	93 601	2 327
2,3		859 849	128 830	3 719
2,4		1 064 034	173 972	5 794
2,5			230 782	8 821
2,6			301 070	13 142
2,7			386 650	19 188
2,8			489 291	27 493
2,9			610 661	38 698
3,0			752 284	53 564
3,1			915 503	72 974
3,2			1 101 446	97 928
3,3				129 544
3,4				169 040

Продолжение табл. 3.4

$\omega$	$\Delta b_2 \cdot 10^{17}$ , рад	$\Delta b_3 \cdot 10^{17}$ , рад	$\Delta b_4 \cdot 10^{17}$ , рад	$\Delta b_5 \cdot 10^{17}$ , рад
3,5				217 718
3,6				276 944
3,7				318 103
3,8				432 601
3,9				531 801
4,0				617 007
4,1				779 430
4,2				930 165
4,3				1 100 169

ций). Конструкция каждой секции выбирается таким образом, чтобы общее число элементов линии задержки было минимальным.

3. После определения полинома Бесселя из табл. 3.1 и 3.2 выписываются коэффициенты и нули, которые затем денормируются: коэффициенты — обычным образом, нули — по фле (3.1).

4. Расчет элементов фазового контура проводится по методике, изложенной в параграфах 2.2—2.4.

**Пример 3.1.** Рассчитать линию задержки на фазовых контурах с использованием полиномов Бесселя при  $t_{г0} = 83,3$  мкс;  $\delta = 0,01$  (1%);  $f_{\kappa} = 100$  кГц;  $R_{\text{н}} = 1000$  Ом.

1. Параметр  $\delta$  задан.

2. Выберем полином Бесселя 10-й степени. Из табл. 3.3 находим, что для выбранного полинома отклонение характеристики ГВЗ от единицы в полосе нормированных частот  $[0; 6,96]$  не превосходит заданной величины  $= 0,01$ . Таким образом, максимальное ГВЗ, которое можно обеспечить, выбрав полином Бесселя 10-й степени, в полосе частот  $[0, 100$  кГц] с точностью 1%, равна

$$\varphi_{0n}/\pi f_{\kappa} = 6,96/3,14 \cdot 10^5 = 22,2 \text{ мкс.}$$

Для получения заданного ГВЗ необходимо взять несколько секций. Каждая секция представляет собой фазовый контур, рассчитанный на основе полинома Бесселя 10-й степени.

Число секций:

$$N = \left\lceil t_{г0} / \frac{\varphi_{0n}}{\pi f_{\kappa}} \right\rceil = \left\lceil \frac{83,3}{22,2} \right\rceil = [3,75] = 4^1).$$

Если каскадно включить четыре секции, каждая из которых рассчитана на 22,2 мкс, то общее ГВЗ 88,8 мкс будет превосходить заданное.

Для уменьшения ГВЗ выберем другую частоту  $\varphi_{0n} = \varphi_{0,10} = 6,96$ . Эту частоту найдем из соотношения

$$\varphi_{0,10}/\pi f_{\kappa} = t_{г0}/N, \text{ т. е. } \varphi_{0,10} = t_{г0} \pi f_{\kappa} / N = 6,54.$$

<sup>1)</sup> Квадратные скобки означают, что в качестве  $N$  берется ближайшее большее целое число.



ТАБЛИЦА 3

Отклонение фазы от линейного закона для бесселевских характеристик цепи

$\alpha$	$\Delta b_6 \cdot 10^{+7},$ рад	$\Delta b_7 \cdot 10^{+7},$ рад	$\Delta b_8 \cdot 10^{+7},$ рад	$\Delta b_9 \cdot 10^{+7},$ рад	$\Delta b_{10} \cdot 10^{+7},$ рад
1,8	11	0	0	0	
1,9	22	0	0	0	
2,0	42	0	0	0	
2,1	77	0	0	0	
2,2	137	4	0	0	
2,3	235	7	0	0	
2,4	393	13	0	0	
2,5	641	23	0	0	
2,6	1 022	39	2	0	
2,7	1 596	66	3	0	
2,8	2 445	109	4	0	
2,9	3 675	176	7	0	
3,0	5 430	280	11	0	
3,1	7 890	439	19	0	
3,2	11 287	674	30	0	
3,3	15 909	1 021	49	0	
3,4	22 107	1 521	77	4	
3,5	30 307	2 233	121	6	
3,6	41 014	3 233	186	9	
3,7	54 816	4 619	282	14	
3,8	72 393	6 516	423	21	
3,9	94 511	9 080	626	33	
4,0	122 027	12 505	916	51	
4,1	155 874	17 028	1 322	78	4
4,2	197 062	22 934	1 888	119	7
4,3	246 655	30 564	2 664	176	10
4,4	305 764	40 318	3 719	259	15
4,5	375 521	52 661	5 139	376	22
4,6	457 062	68 124	7 029	541	33
4,7	551 503	87 311	9 523	771	49
4,8	660 816	111 789	13 678	1 986	971
4,9	784 220	140 498	17 891	2 419	1 004
5,0	923 548	175 137	23 294	3 004	1 052
5,1	1 079 638	216 558	30 161	3 789	1 119
5,2		265 663	38 812	4 833	1 213
5,3		323 381	49 618	6 207	1 343

# 3.2. Линии задержки с максимально плоскими характеристиками 45

Продолжение табл. 3.5

$\varphi$	$\Delta b_6 \cdot 10^{+7},$ рад	$\Delta b_7 \cdot 10^{+7},$ рад	$\Delta b_8 \cdot 10^{+7},$ рад	$\Delta b_9 \cdot 10^{+7},$ рад	$\Delta b_{10} \cdot 10^{+7},$ рад
5.1		390 666	63 001	8 002	1 520
5.5		468 474	79 440	10 328	1 761
5.6		557 750	99 471	13 317	2 085
5.7		659 411	123 682	17 128	2 519
5.8		774 333	152 718	21 950	3 091
5.9		903 335	187 272	28 004	3 851
6.0		1 047 166	228 081	35 550	4 840
6.1			275 919	44 884	6 123
6.2			331 587	56 348	7 774
6.3			395 906	70 327	9 886
6.4			469 701	87 250	12 566
6.5			553 791	107 596	15 946
6.6			648 980	131 888	20 180
6.7			756 038	160 694	25 446
6.8			875 698	194 622	31 956
6.9			1 008 638	234 319	39 950
7.0				280 461	49 704
7.1				333 749	61 530
7.2				394 953	75 777
7.3				464 647	92 835
7.4				543 706	113 132
7.5				632 790	137 136
7.6				732 592	165 352
7.7				843 775	198 320
7.8				966 960	236 613
7.9				1 102 727	280 830
8.0					331 593
8.1					389 540
8.2					455 317
8.3					529 570
8.4					612 940
8.5					709 519
8.6					809 519
8.7					923 906
8.8					1 049 757

Далее, что при  $\Omega_{0,10} = 6,54$  величина  $\delta$  будет меньше 0,01.

1. На табл. 3.2 записываем нули полинома Бесселя десятого порядка:

$$0,9220 \pm i 0,8677; -3,1089 \pm i 8,2327;$$

$$0,6153 \pm i 2,0116; -5,9675 \pm i 4,3849;$$

$$-4,8862 \pm i 6,2250.$$

2. Определим нормирующую частоту из условия, что  $\Omega_{0,10} = \omega_{\kappa} / \omega_0$ :

$$\omega_0 = \omega_{\kappa} / \Omega_{0,10} = 2\pi \cdot 10^8 / 6,54.$$

3. Денормируем нули полинома  $p_k = \omega_0 \Lambda_k$ .

4. Находим значения элементов мостового фазового контура второго порядка для первой пары нулей, используя соответствующие формулы из табл. 2.1 при  $R_0 = R_n$ :

$$C_1 = \frac{6,54}{2 \cdot 10^8 \cdot 0,922 \cdot 2\pi \cdot 10^8} = 751,9 \text{ пФ};$$

$$L_1 = \frac{10^8 \cdot 6,922 \cdot 6,54}{\pi \cdot 10^8 (6,922^2 + 0,8677^2)} = 2,95 \text{ мГ};$$

$$C_2 = \frac{6,922 \cdot 6,54}{\pi \cdot 10^8 \cdot 10^8 (6,922^2 + 0,8677^2)} = 2950 \text{ пФ};$$

$$L_2 = \frac{6,54 \cdot 10^8}{2 \cdot 6,922 \cdot 2\pi \cdot 10^8} = 0,752 \text{ мГ}.$$

Элементы остальных фазовых контуров второго порядка, входящих в состав секции, определяются аналогичным образом. Рассчитав элементы мостовых фазовых контуров, легко определить элементы любой из заземленных схем фазовых контуров, используя данные рис. 2.6 и табл. 2.1.

### 3.3. Линии задержки с чебышевскими характеристиками ГВЗ

Передаточные функции линий задержки с чебышевскими характеристиками ГВЗ конструируются на базе специальных полиномов Гурвица  $v_p(\Lambda)$ , которые образуются в результате решения следующей задачи: среди полиномов Гурвица степени  $n$  найти тот, для которого при выполнении условия

$$|1 - \tau(\Omega)| \leq \delta, \quad \text{при } 0 \leq \Omega \leq \Omega_{0n},$$

значение граничной частоты будет максимально возможным, т. е.  $\Omega_{0n} = \max$ .

Сформулированная задача эквивалентна другой: среди полиномов Гурвица степени  $n$  найти тот, для которого

$$\max |1 - \hat{\tau}(\Omega)| = \min, \quad \text{при } 0 \leq \Omega \leq \Omega_{0n}.$$

Здесь 
$$\hat{\tau}(\Omega) = \frac{d \arg v_n(i\Omega)}{d\Omega}.$$

Если на основе полинома  $v_{pn}(\Lambda)$  образовать передаточную функцию

$$T(\Lambda) = v_{pn}(-\Lambda)/v_{pn}(\Lambda)$$

и вычислить ГВЗ  $\hat{\tau} = \hat{t}_r/2$ , то характеристика будет иметь вид одной из кривой, представленных на рис. 3.3. Характеристики такого вида носят наименование «равноволновых» или чебышевских.

Замечательная особенность чебышевских характеристик ГВЗ состоит в том, что для заданных значений  $n$  и коэффициента искаже-

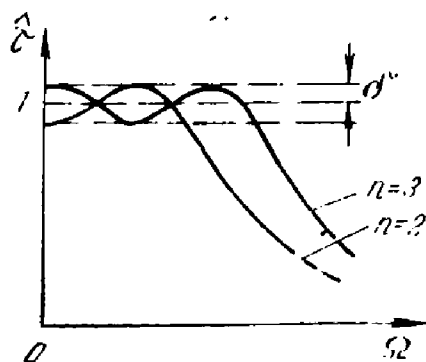


Рис. 3.3. Частотные зависимости группового времени линий задержки с чебышевскими характеристиками

ния  $\delta$  чебышевская кривая среди всех других возможных кривых в наиболее широком интервале частот аппроксимирует единицу с точностью не хуже  $\delta$ .

Сказанное равносильно утверждению, что линия задержки на фазовых контурах с чебышевской характеристикой ГВЗ в заданном диапазоне частот и предписанной точностью обеспечивает максимально возможную величину задержки среди всех других линий задержки такой же сложности.

В табл. 3.6 [6, 7], 3.7 [4] приведены коэффициенты и нули полиномов  $v_{pn}(\Lambda)$  для  $n=2, 3, \dots, 10$  и  $\delta\% = 0, 1, \dots, 1; 2, \dots, 10$ . В табл. 3.6 приведены значения граничных частот  $\Omega_{0n}$ , соответствующих различным значениям  $\delta$ .

Линии задержки с чебышевскими характеристиками ГВЗ рассчитываются по методике, полностью совпадающей с изложенной в предыдущем параграфе.

Помимо рассмотренных полиномов Гурвица для синтеза линий задержки можно использовать полиномы, построенные Н. И. Трифоновым, таблицы которых приведены в [5]. Эти полиномы обеспечивают наилучшее в смысле чебышевского критерия воспроизведение линейной ФЧХ в рабочем диапазоне частот. Порядок использования полиномов при расчете линий задержки аналогичен изложенному выше.

Т А Б Л И Ц А 3.6  
Коэффициенты полиномов, полученные при чебышевской аппроксимации ГВЗ  $a_0=1$ ,  $a_1=1-(-1)^n \delta$

$n=1$			$n=2$			$n=3$		
$\delta, \%$	$\Omega_{\theta 1}$	$\delta, \%$	$\Omega_{\theta 2}$	$a_2$	$\delta, \%$	$\Omega_{\theta 3}$	$a_2$	$a_3$
0,0	0,00000	0,0	0,00000	3,33333·10 <sup>-1</sup>	0,0	0,00000	4,00000·10 <sup>-1</sup>	6,66667·10 <sup>-2</sup>
0,1	4,46990·10 <sup>-2</sup>	0,1	5,16108·10 <sup>-1</sup>	3,43120·10 <sup>-1</sup>	0,1	1,38130	4,04889·10 <sup>-1</sup>	7,45039·10 <sup>-2</sup>
0,2	6,31825·10 <sup>-2</sup>	0,2	6,12844·10 <sup>-1</sup>	3,47083·10 <sup>-1</sup>	0,2	1,54823	4,05314·10 <sup>-1</sup>	7,65964·10 <sup>-2</sup>
0,3	7,73441·10 <sup>-2</sup>	0,3	6,74454·10 <sup>-1</sup>	3,50086·10 <sup>-1</sup>	0,3	1,65484	4,05426·10 <sup>-1</sup>	7,80837·10 <sup>-2</sup>
0,4	8,92651·10 <sup>-2</sup>	0,4	7,27277·10 <sup>-1</sup>	3,52591·10 <sup>-1</sup>	0,4	1,73478	4,05412·10 <sup>-1</sup>	7,92808·10 <sup>-2</sup>
0,5	9,97522·10 <sup>-2</sup>	0,5	7,68359·10 <sup>-1</sup>	3,54778·10 <sup>-1</sup>	0,5	1,79935	4,05331·10 <sup>-1</sup>	8,03016·10 <sup>-2</sup>
0,6	1,09219·10 <sup>-1</sup>	0,6	8,03584·10 <sup>-1</sup>	3,56738·10 <sup>-1</sup>	0,6	1,85383	4,05209·10 <sup>-1</sup>	8,12019·10 <sup>-2</sup>
0,7	1,17913·10 <sup>-1</sup>	0,7	8,34579·10 <sup>-1</sup>	3,58527·10 <sup>-1</sup>	0,7	1,90112	4,05062·10 <sup>-1</sup>	8,20136·10 <sup>-2</sup>
0,8	1,25992·10 <sup>-1</sup>	0,8	8,62355·10 <sup>-1</sup>	3,60179·10 <sup>-1</sup>	0,8	1,94304	4,04897·10 <sup>-1</sup>	8,27571·10 <sup>-2</sup>
0,9	1,33570·10 <sup>-1</sup>	0,9	8,87589·10 <sup>-1</sup>	3,61720·10 <sup>-1</sup>	0,9	1,98074	4,04720·10 <sup>-1</sup>	8,34460·10 <sup>-2</sup>
1,0	1,40727·10 <sup>-1</sup>	1,0	9,10760·10 <sup>-1</sup>	3,63167·10 <sup>-1</sup>	1,0	2,01506	4,04534·10 <sup>-1</sup>	8,40900·10 <sup>-2</sup>
2,0	1,98069·10 <sup>-1</sup>	2,0	1,07814	3,74465·10 <sup>-1</sup>	2,0	2,25549	4,02498·10 <sup>-1</sup>	8,90959·10 <sup>-2</sup>
3,0	2,41464·10 <sup>-1</sup>	3,0	1,18904	3,82629·10 <sup>-1</sup>	3,0	2,40861	4,00428·10 <sup>-1</sup>	9,27922·10 <sup>-2</sup>
4,0	2,77572·10 <sup>-1</sup>	4,0	1,27404	3,89127·10 <sup>-1</sup>	4,0	2,52328	3,98406·10 <sup>-1</sup>	9,58563·10 <sup>-2</sup>
5,0	3,08993·10 <sup>-1</sup>	5,0	1,34381	3,94527·10 <sup>-1</sup>	5,0	2,61591	3,96430·10 <sup>-1</sup>	9,85314·10 <sup>-2</sup>
6,0	3,37071·10 <sup>-1</sup>	6,0	1,40345	3,99121·10 <sup>-1</sup>	6,0	2,69418	3,94488·10 <sup>-1</sup>	1,00935·10 <sup>-1</sup>
7,0	3,62609·10 <sup>-1</sup>	7,0	1,45581	4,03082·10 <sup>-1</sup>	7,0	2,76232	3,92566·10 <sup>-1</sup>	1,03135·10 <sup>-1</sup>
8,0	3,86138·10 <sup>-1</sup>	8,0	1,50268	4,06522·10 <sup>-1</sup>	8,0	2,82294	3,90654·10 <sup>-1</sup>	1,05173·10 <sup>-1</sup>
9,0	4,08027·10 <sup>-1</sup>	9,0	1,54527	4,09521·10 <sup>-1</sup>	9,0	2,87776	3,88743·10 <sup>-1</sup>	1,07076·10 <sup>-1</sup>
10,0	4,28550·10 <sup>-1</sup>	10,0	1,58442	4,12134·10 <sup>-1</sup>	10,0	2,92800	3,86825·10 <sup>-1</sup>	1,08864·10 <sup>-1</sup>

Продолжение табл. 3.6

 $n = 4$ 

$\delta, \%$	$\Sigma_{04}$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$\delta, \%$	$\Sigma_{04}$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
0,0	0,00000	$4,28571 \cdot 10^{-1}$	$9,52381 \cdot 10^{-2}$	$9,52381 \cdot 10^{-3}$	3,0	3,74035	$4,48422 \cdot 10^{-1}$	$9,78979 \cdot 10^{-2}$	$1,58117 \cdot 10^{-2}$	
0,1	2,45957	$4,35068 \cdot 10^{-1}$	$1,00156 \cdot 10^{-1}$	$1,20532 \cdot 10^{-2}$	4,0	3,87523	$4,50590 \cdot 10^{-1}$	$9,65436 \cdot 10^{-2}$	$1,62921 \cdot 10^{-2}$	
0,2	2,67950	$4,36478 \cdot 10^{-1}$	$1,00541 \cdot 10^{-1}$	$1,25652 \cdot 10^{-2}$	5,0	3,98349	$4,52342 \cdot 10^{-1}$	$9,51781 \cdot 10^{-2}$	$1,66747 \cdot 10^{-2}$	
0,3	2,81701	$4,37503 \cdot 10^{-1}$	$1,00688 \cdot 10^{-1}$	$1,29139 \cdot 10^{-2}$	6,0	4,07456	$4,53768 \cdot 10^{-1}$	$9,38099 \cdot 10^{-2}$	$1,69882 \cdot 10^{-2}$	
0,4	2,91877	$4,38345 \cdot 10^{-1}$	$1,00737 \cdot 10^{-1}$	$1,31864 \cdot 10^{-2}$	7,0	4,15363	$4,54919 \cdot 10^{-1}$	$9,24418 \cdot 10^{-2}$	$1,72489 \cdot 10^{-2}$	
0,5	3,00018	$4,39075 \cdot 10^{-1}$	$1,00734 \cdot 10^{-1}$	$1,34133 \cdot 10^{-2}$	8,0	4,22385	$4,55831 \cdot 10^{-1}$	$9,10746 \cdot 10^{-2}$	$1,74670 \cdot 10^{-2}$	
0,6	3,06835	$4,39727 \cdot 10^{-1}$	$1,00698 \cdot 10^{-1}$	$1,36094 \cdot 10^{-2}$	9,0	4,28732	$4,56529 \cdot 10^{-1}$	$8,97085 \cdot 10^{-2}$	$1,76494 \cdot 10^{-2}$	
0,7	3,12718	$4,40322 \cdot 10^{-1}$	$1,00639 \cdot 10^{-1}$	$1,37831 \cdot 10^{-2}$	10,0	4,34548	$4,57029 \cdot 10^{-1}$	$8,83433 \cdot 10^{-2}$	$1,78012 \cdot 10^{-2}$	
0,8	3,17903	$4,40872 \cdot 10^{-1}$	$1,00566 \cdot 10^{-1}$	$1,39396 \cdot 10^{-2}$						
0,9	3,22547	$4,41386 \cdot 10^{-1}$	$1,00480 \cdot 10^{-1}$	$1,40824 \cdot 10^{-2}$						
1,0	3,26757	$4,41868 \cdot 10^{-1}$	$1,00386 \cdot 10^{-1}$	$1,42140 \cdot 10^{-2}$						
2,0	3,55841	$4,45666 \cdot 10^{-1}$	$9,92152 \cdot 10^{-2}$	$1,51745 \cdot 10^{-2}$						

Продолжение табл. 3.6

 $n = 5$ 

$\delta, ^\circ$	$\zeta_{05}$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$
0,0	0,00000	$4,44444 \cdot 10^{-1}$	$1,11111 \cdot 10^{-1}$	$1,58730 \cdot 10^{-2}$	$1,05820 \cdot 10^{-3}$
0,1	3,65961	$4,49100 \cdot 10^{-1}$	$1,16836 \cdot 10^{-1}$	$1,78126 \cdot 10^{-2}$	$1,56290 \cdot 10^{-3}$
0,2	3,92025	$4,49305 \cdot 10^{-1}$	$1,17795 \cdot 10^{-1}$	$1,79619 \cdot 10^{-2}$	$1,65022 \cdot 10^{-3}$
0,3	4,08121	$4,49332 \cdot 10^{-1}$	$1,18486 \cdot 10^{-1}$	$1,80378 \cdot 10^{-2}$	$1,70930 \cdot 10^{-3}$
0,4	4,19948	$4,49290 \cdot 10^{-1}$	$1,19055 \cdot 10^{-1}$	$1,80839 \cdot 10^{-2}$	$1,75541 \cdot 10^{-3}$
0,5	4,29357	$4,49212 \cdot 10^{-1}$	$1,19552 \cdot 10^{-1}$	$1,81141 \cdot 10^{-2}$	$1,79387 \cdot 10^{-3}$
0,6	4,37202	$4,49113 \cdot 10^{-1}$	$1,20091 \cdot 10^{-1}$	$1,81344 \cdot 10^{-2}$	$1,82719 \cdot 10^{-3}$
0,7	4,43947	$4,49001 \cdot 10^{-1}$	$1,20444 \cdot 10^{-1}$	$1,81482 \cdot 10^{-2}$	$1,85680 \cdot 10^{-3}$
0,8	4,49876	$4,48880 \cdot 10^{-1}$	$1,20800 \cdot 10^{-1}$	$1,81573 \cdot 10^{-2}$	$1,88359 \cdot 10^{-3}$
0,9	4,55172	$4,48752 \cdot 10^{-1}$	$1,21165 \cdot 10^{-1}$	$1,81629 \cdot 10^{-2}$	$1,90814 \cdot 10^{-3}$
1,0	4,59963	$4,48621 \cdot 10^{-1}$	$1,21512 \cdot 10^{-1}$	$1,81658 \cdot 10^{-2}$	$1,93088 \cdot 10^{-3}$
2,0	4,92800	$4,47216 \cdot 10^{-1}$	$1,24424 \cdot 10^{-1}$	$1,81251 \cdot 10^{-2}$	$2,10133 \cdot 10^{-3}$
3,0	5,13111	$4,45780 \cdot 10^{-1}$	$1,26818 \cdot 10^{-1}$	$1,80371 \cdot 10^{-2}$	$2,22121 \cdot 10^{-3}$
4,0	5,28111	$4,44344 \cdot 10^{-1}$	$1,28949 \cdot 10^{-1}$	$1,79342 \cdot 10^{-2}$	$2,31728 \cdot 10^{-3}$
5,0	5,40142	$4,42900 \cdot 10^{-1}$	$1,30910 \cdot 10^{-1}$	$1,78239 \cdot 10^{-2}$	$2,39882 \cdot 10^{-3}$
6,0	5,50221	$4,41440 \cdot 10^{-1}$	$1,32743 \cdot 10^{-1}$	$1,77089 \cdot 10^{-2}$	$2,47023 \cdot 10^{-3}$
7,0	5,58964	$4,39953 \cdot 10^{-1}$	$1,34475 \cdot 10^{-1}$	$1,75901 \cdot 10^{-2}$	$2,53397 \cdot 10^{-3}$
8,0	5,66730	$4,38433 \cdot 10^{-1}$	$1,36120 \cdot 10^{-1}$	$1,74678 \cdot 10^{-2}$	$2,59157 \cdot 10^{-3}$
9,0	5,73754	$4,36875 \cdot 10^{-1}$	$1,37688 \cdot 10^{-1}$	$1,73420 \cdot 10^{-2}$	$2,64400 \cdot 10^{-3}$
10,0	5,80198	$4,35273 \cdot 10^{-1}$	$1,39188 \cdot 10^{-1}$	$1,72128 \cdot 10^{-2}$	$2,69197 \cdot 10^{-3}$

Продолжение табл. 3.6

n = 6

$\delta, \%$	$\Omega_{0\text{дБ}}$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$
0,0	0,00000	4,54545 $\cdot 10^{-1}$	1,21212 $\cdot 10^{-1}$	2,02020 $\cdot 10^{-2}$	2,02020 $\cdot 10^{-3}$	9,62001 $\cdot 10^{-5}$
0,1	4,93609	4,59737 $\cdot 10^{-1}$	1,25588 $\cdot 10^{-1}$	2,24245 $\cdot 10^{-2}$	2,46919 $\cdot 10^{-3}$	1,68858 $\cdot 10^{-4}$
0,2	5,22904	4,60502 $\cdot 10^{-1}$	1,25749 $\cdot 10^{-1}$	2,27028 $\cdot 10^{-2}$	2,49734 $\cdot 10^{-3}$	1,79940 $\cdot 10^{-4}$
0,3	5,40861	4,61055 $\cdot 10^{-1}$	1,25763 $\cdot 10^{-1}$	2,28900 $\cdot 10^{-2}$	2,51096 $\cdot 10^{-3}$	1,87312 $\cdot 10^{-4}$
0,4	5,53987	4,61511 $\cdot 10^{-1}$	1,25718 $\cdot 10^{-1}$	2,30360 $\cdot 10^{-2}$	2,51870 $\cdot 10^{-3}$	1,92990 $\cdot 10^{-4}$
0,5	5,64395	4,61907 $\cdot 10^{-1}$	1,25641 $\cdot 10^{-1}$	2,31579 $\cdot 10^{-2}$	2,52328 $\cdot 10^{-3}$	1,97670 $\cdot 10^{-4}$
0,6	5,73050	4,62262 $\cdot 10^{-1}$	1,25545 $\cdot 10^{-1}$	2,32636 $\cdot 10^{-2}$	2,52592 $\cdot 10^{-3}$	2,01681 $\cdot 10^{-4}$
0,7	5,80476	4,62586 $\cdot 10^{-1}$	1,25435 $\cdot 10^{-1}$	2,33575 $\cdot 10^{-2}$	2,52724 $\cdot 10^{-3}$	2,05210 $\cdot 10^{-4}$
0,8	5,86990	4,62887 $\cdot 10^{-1}$	1,25316 $\cdot 10^{-1}$	2,34424 $\cdot 10^{-2}$	2,52762 $\cdot 10^{-3}$	2,08371 $\cdot 10^{-4}$
0,9	5,92800	4,63168 $\cdot 10^{-1}$	1,25190 $\cdot 10^{-1}$	2,35202 $\cdot 10^{-2}$	2,52731 $\cdot 10^{-3}$	2,11241 $\cdot 10^{-4}$
1,0	5,98048	4,63433 $\cdot 10^{-1}$	1,25059 $\cdot 10^{-1}$	2,35922 $\cdot 10^{-2}$	2,52646 $\cdot 10^{-3}$	2,13875 $\cdot 10^{-4}$
2,0	6,33841	4,65518 $\cdot 10^{-1}$	1,23610 $\cdot 10^{-1}$	2,41254 $\cdot 10^{-2}$	2,50359 $\cdot 10^{-3}$	2,32794 $\cdot 10^{-4}$
3,0	6,55878	4,67010 $\cdot 10^{-1}$	1,22070 $\cdot 10^{-1}$	2,44843 $\cdot 10^{-2}$	2,47079 $\cdot 10^{-3}$	2,45059 $\cdot 10^{-4}$
4,0	6,72079	4,68142 $\cdot 10^{-1}$	1,20502 $\cdot 10^{-1}$	2,47538 $\cdot 10^{-2}$	2,43477 $\cdot 10^{-3}$	2,54141 $\cdot 10^{-4}$
5,0	6,85021	4,69004 $\cdot 10^{-1}$	1,18921 $\cdot 10^{-1}$	2,49641 $\cdot 10^{-2}$	2,39729 $\cdot 10^{-3}$	2,61247 $\cdot 10^{-4}$
6,0	6,95884	4,69642 $\cdot 10^{-1}$	1,17332 $\cdot 10^{-1}$	2,51301 $\cdot 10^{-2}$	2,35899 $\cdot 10^{-3}$	2,66957 $\cdot 10^{-4}$
7,0	7,05309	4,70084 $\cdot 10^{-1}$	1,15735 $\cdot 10^{-1}$	2,52603 $\cdot 10^{-2}$	2,32015 $\cdot 10^{-3}$	2,71598 $\cdot 10^{-4}$
8,0	7,13688	4,70349 $\cdot 10^{-1}$	1,14132 $\cdot 10^{-1}$	2,53601 $\cdot 10^{-2}$	2,28092 $\cdot 10^{-3}$	2,75374 $\cdot 10^{-4}$
9,0	7,21274	4,70449 $\cdot 10^{-1}$	1,12523 $\cdot 10^{-1}$	2,54332 $\cdot 10^{-2}$	2,24137 $\cdot 10^{-3}$	2,78423 $\cdot 10^{-4}$
10,0	7,28247	4,70394 $\cdot 10^{-1}$	1,10908 $\cdot 10^{-1}$	2,54823 $\cdot 10^{-2}$	2,20157 $\cdot 10^{-3}$	2,80842 $\cdot 10^{-4}$



Продолжение табл. 3.6

 $n = 7$ 

$\delta, \%$	$Q_{07}$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$
0,0	0,00000	4,61538·10 <sup>-1</sup>	1,28205·10 <sup>-1</sup>	2,33100·10 <sup>-2</sup>	2,79720·10 <sup>-3</sup>	2,07200·10 <sup>-4</sup>	7,40001·10 <sup>-6</sup>
0,1	6,26412	4,65563·10 <sup>-1</sup>	1,32899·10 <sup>-1</sup>	2,51822·10 <sup>-2</sup>	3,34274·10 <sup>-3</sup>	2,81178·10 <sup>-4</sup>	1,56695·10 <sup>-5</sup>
0,2	6,58360	4,65657·10 <sup>-1</sup>	1,33509·10 <sup>-1</sup>	2,52840·10 <sup>-2</sup>	3,40404·10 <sup>-3</sup>	2,85586·10 <sup>-4</sup>	1,68493·10 <sup>-5</sup>
0,3	6,77839	4,65644·10 <sup>-1</sup>	1,33964·10 <sup>-1</sup>	2,53336·10 <sup>-2</sup>	3,44578·10 <sup>-3</sup>	2,87897·10 <sup>-4</sup>	1,76365·10 <sup>-5</sup>
0,4	6,92031	4,65590·10 <sup>-1</sup>	1,34351·10 <sup>-1</sup>	2,53622·10 <sup>-2</sup>	3,47879·10 <sup>-3</sup>	2,89364·10 <sup>-4</sup>	1,82454·10 <sup>-5</sup>
0,5	7,03258	4,65515·10 <sup>-1</sup>	1,34697·10 <sup>-1</sup>	2,53797·10 <sup>-2</sup>	3,50670·10 <sup>-3</sup>	2,90380·10 <sup>-4</sup>	1,87499·10 <sup>-5</sup>
0,6	7,12576	4,65429·10 <sup>-1</sup>	1,35016·10 <sup>-1</sup>	2,53903·10 <sup>-2</sup>	3,53123·10 <sup>-3</sup>	2,91117·10 <sup>-4</sup>	1,91847·10 <sup>-5</sup>
0,7	7,20558	4,65335·10 <sup>-1</sup>	1,35315·10 <sup>-1</sup>	2,53963·10 <sup>-2</sup>	3,55333·10 <sup>-3</sup>	2,91666·10 <sup>-4</sup>	1,95693·10 <sup>-5</sup>
0,8	7,27551	4,65236·10 <sup>-1</sup>	1,35600·10 <sup>-1</sup>	2,53991·10 <sup>-2</sup>	3,57358·10 <sup>-3</sup>	2,92082·10 <sup>-4</sup>	1,99159·10 <sup>-5</sup>
0,9	7,33781	3,65134·10 <sup>-1</sup>	1,35873·10 <sup>-1</sup>	2,53994·10 <sup>-2</sup>	3,59237·10 <sup>-3</sup>	2,92398·10 <sup>-4</sup>	2,02325·10 <sup>-5</sup>
1,0	7,39403	4,65030·10 <sup>-1</sup>	1,36136·10 <sup>-1</sup>	2,53978·10 <sup>-2</sup>	3,60998·10 <sup>-3</sup>	2,92638·10 <sup>-4</sup>	2,05247·10 <sup>-5</sup>
2,0	7,77619	4,63932·10 <sup>-1</sup>	1,38454·10 <sup>-1</sup>	2,53324·10 <sup>-2</sup>	3,74886·10 <sup>-3</sup>	2,92958·10 <sup>-4</sup>	2,26887·10 <sup>-5</sup>
3,0	8,01053	4,62805·10 <sup>-1</sup>	1,40475·10 <sup>-1</sup>	2,52318·10 <sup>-2</sup>	3,85405·10 <sup>-3</sup>	2,91804·10 <sup>-4</sup>	2,41821·10 <sup>-5</sup>
4,0	8,18249	4,61655·10 <sup>-1</sup>	1,42337·10 <sup>-1</sup>	2,51178·10 <sup>-2</sup>	3,94267·10 <sup>-3</sup>	2,90127·10 <sup>-4</sup>	2,53600·10 <sup>-5</sup>
5,0	8,31977	4,60474·10 <sup>-1</sup>	1,44089·10 <sup>-1</sup>	2,49953·10 <sup>-2</sup>	4,02065·10 <sup>-3</sup>	2,88172·10 <sup>-4</sup>	2,63445·10 <sup>-5</sup>
6,0	8,43499	4,59254·10 <sup>-1</sup>	1,45755·10 <sup>-1</sup>	2,48660·10 <sup>-2</sup>	4,09080·10 <sup>-3</sup>	2,86030·10 <sup>-4</sup>	2,71932·10 <sup>-5</sup>
7,0	8,53504	4,57987·10 <sup>-1</sup>	1,47347·10 <sup>-1</sup>	2,47303·10 <sup>-2</sup>	4,15469·10 <sup>-3</sup>	2,83740·10 <sup>-4</sup>	2,79378·10 <sup>-5</sup>
8,0	8,62407	4,56668·10 <sup>-1</sup>	1,48875·10 <sup>-1</sup>	2,45883·10 <sup>-2</sup>	4,21328·10 <sup>-3</sup>	2,81321·10 <sup>-4</sup>	2,85980·10 <sup>-5</sup>
9,0	8,70481	4,55293·10 <sup>-1</sup>	1,50342·10 <sup>-1</sup>	2,44400·10 <sup>-2</sup>	4,26719·10 <sup>-3</sup>	2,78783·10 <sup>-4</sup>	2,91864·10 <sup>-5</sup>
10,0	8,77916	4,53859·10 <sup>-1</sup>	1,51753·10 <sup>-1</sup>	2,42853·10 <sup>-2</sup>	4,31685·10 <sup>-3</sup>	2,76131·10 <sup>-4</sup>	2,97120·10 <sup>-5</sup>

Продолжение табл. 3.6

n=8

$\delta, \%$	$\Omega_{08}$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$
0,0	0,00000	4,66667·10 <sup>-1</sup>	1,33333·10 <sup>-1</sup>	2,56410·10 <sup>-2</sup>	3,41880·10 <sup>-3</sup>	3,10800·10 <sup>-4</sup>	1,77600·10 <sup>-5</sup>	4,93334·10 <sup>-7</sup>
0,1	7,62999	4,70975·10 <sup>-1</sup>	1,37069·10 <sup>-1</sup>	2,75631·10 <sup>-2</sup>	3,90141·10 <sup>-3</sup>	4,05676·10 <sup>-4</sup>	2,71108·10 <sup>-5</sup>	1,27072·10 <sup>-6</sup>
0,2	7,97083	4,71468·10 <sup>-1</sup>	1,37109·10 <sup>-1</sup>	2,77390·10 <sup>-2</sup>	3,92241·10 <sup>-3</sup>	4,14850·10 <sup>-4</sup>	2,75991·10 <sup>-5</sup>	1,37476·10 <sup>-6</sup>
0,3	8,17844	4,71827·10 <sup>-1</sup>	1,37054·10 <sup>-1</sup>	2,78570·10 <sup>-2</sup>	3,93137·10 <sup>-3</sup>	4,20894·10 <sup>-4</sup>	2,78452·10 <sup>-5</sup>	1,44345·10 <sup>-6</sup>
0,4	8,32932	4,72124·10 <sup>-1</sup>	1,36962·10 <sup>-1</sup>	2,79492·10 <sup>-2</sup>	3,93547·10 <sup>-3</sup>	4,25540·10 <sup>-4</sup>	2,79939·10 <sup>-5</sup>	1,49610·10 <sup>-6</sup>
0,5	8,44848	4,72384·10 <sup>-1</sup>	1,36848·10 <sup>-1</sup>	2,80264·10 <sup>-2</sup>	3,93696·10 <sup>-3</sup>	4,29373·10 <sup>-4</sup>	2,80903·10 <sup>-5</sup>	1,53934·10 <sup>-6</sup>
0,6	8,54724	4,72617·10 <sup>-1</sup>	1,36723·10 <sup>-1</sup>	2,80936·10 <sup>-2</sup>	3,93685·10 <sup>-3</sup>	4,32666·10 <sup>-4</sup>	2,81544·10 <sup>-5</sup>	1,57630·10 <sup>-6</sup>
0,7	8,63175	4,72830·10 <sup>-1</sup>	1,36589·10 <sup>-1</sup>	2,81532·10 <sup>-2</sup>	3,93564·10 <sup>-3</sup>	4,35569·10 <sup>-4</sup>	2,81968·10 <sup>-5</sup>	1,60873·10 <sup>-6</sup>
0,8	8,70572	4,73029·10 <sup>-1</sup>	1,36449·10 <sup>-1</sup>	2,82074·10 <sup>-2</sup>	3,93366·10 <sup>-3</sup>	4,38177·10 <sup>-4</sup>	2,82237·10 <sup>-5</sup>	1,63773·10 <sup>-6</sup>
0,9	8,77156	4,73214·10 <sup>-1</sup>	1,36305·10 <sup>-1</sup>	2,82572·10 <sup>-2</sup>	3,93111·10 <sup>-3</sup>	4,40552·10 <sup>-4</sup>	2,82390·10 <sup>-5</sup>	1,66402·10 <sup>-6</sup>
1,0	8,83093	4,73389·10 <sup>-1</sup>	1,36158·10 <sup>-1</sup>	2,83033·10 <sup>-2</sup>	3,92810·10 <sup>-3</sup>	4,42736·10 <sup>-4</sup>	2,82453·10 <sup>-5</sup>	1,68810·10 <sup>-6</sup>
2,0	9,23354	4,74762·10 <sup>-1</sup>	1,34595·10 <sup>-1</sup>	2,86466·10 <sup>-2</sup>	3,88603·10 <sup>-3</sup>	4,58575·10 <sup>-4</sup>	2,80663·10 <sup>-5</sup>	1,85990·10 <sup>-6</sup>
3,0	9,47973	4,75718·10 <sup>-1</sup>	1,32970·10 <sup>-1</sup>	2,88765·10 <sup>-2</sup>	3,83537·10 <sup>-3</sup>	4,68923·10 <sup>-4</sup>	2,77145·10 <sup>-5</sup>	1,97005·10 <sup>-6</sup>
4,0	9,66019	4,76405·10 <sup>-1</sup>	1,31322·10 <sup>-1</sup>	2,90447·10 <sup>-2</sup>	3,78166·10 <sup>-3</sup>	4,76522·10 <sup>-4</sup>	2,73029·10 <sup>-5</sup>	2,05069·10 <sup>-6</sup>
5,0	9,80421	4,76880·10 <sup>-1</sup>	1,29660·10 <sup>-1</sup>	2,91700·10 <sup>-2</sup>	3,72633·10 <sup>-3</sup>	4,82334·10 <sup>-4</sup>	2,68615·10 <sup>-5</sup>	2,11298·10 <sup>-6</sup>
6,0	9,92516	4,77172·10 <sup>-1</sup>	1,27986·10 <sup>-1</sup>	2,92615·10 <sup>-2</sup>	3,66991·10 <sup>-3</sup>	4,86821·10 <sup>-4</sup>	2,64020·10 <sup>-5</sup>	2,16222·10 <sup>-6</sup>
7,0	1,00303·10 <sup>+1</sup>	4,77300·10 <sup>-1</sup>	1,26302·10 <sup>-1</sup>	2,93245·10 <sup>-2</sup>	3,61265·10 <sup>-3</sup>	4,90248·10 <sup>-4</sup>	2,59300·10 <sup>-5</sup>	2,20141·10 <sup>-6</sup>
8,0	1,01239·10 <sup>+1</sup>	4,77276·10 <sup>-1</sup>	1,24606·10 <sup>-1</sup>	2,93623·10 <sup>-2</sup>	3,55466·10 <sup>-3</sup>	4,92778·10 <sup>-4</sup>	2,54481·10 <sup>-5</sup>	2,23240·10 <sup>-6</sup>
9,0	1,02090·10 <sup>+1</sup>	4,77107·10 <sup>-1</sup>	1,22901·10 <sup>-1</sup>	2,93774·10 <sup>-2</sup>	3,49604·10 <sup>-3</sup>	4,94527·10 <sup>-4</sup>	2,49584·10 <sup>-5</sup>	2,25647·10 <sup>-6</sup>
10,0	1,02875·10 <sup>+1</sup>	4,76801·10 <sup>-1</sup>	1,21185·10 <sup>-1</sup>	2,93715·10 <sup>-2</sup>	3,43682·10 <sup>-3</sup>	4,95575·10 <sup>-4</sup>	2,44619·10 <sup>-5</sup>	2,27449·10 <sup>-6</sup>

Продолжение табл. 3.6

n=9

$\delta, ^\circ$	$Q_{09}$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$
0,0	0,0000	4,70588·10 <sup>-1</sup>	1,37255·10 <sup>-1</sup>	2,74510·10 <sup>-2</sup>	3,92157·10 <sup>-3</sup>
0,1	9,02141	4,74065·10 <sup>-1</sup>	1,41240·10 <sup>-1</sup>	2,91250·10 <sup>-2</sup>	4,43421·10 <sup>-3</sup>
0,2	9,38243	4,74106·10 <sup>-1</sup>	1,41692·10 <sup>-1</sup>	2,91930·10 <sup>-2</sup>	4,47599·10 <sup>-3</sup>
0,3	9,60107	4,74076·10 <sup>-1</sup>	1,42044·10 <sup>-1</sup>	2,92246·10 <sup>-2</sup>	4,51602·10 <sup>-3</sup>
0,4	9,75965	4,74021·10 <sup>-1</sup>	1,42351·10 <sup>-1</sup>	2,92417·10 <sup>-2</sup>	4,53500·10 <sup>-3</sup>
0,5	9,88474	4,73952·10 <sup>-1</sup>	1,42632·10 <sup>-1</sup>	2,92510·10 <sup>-2</sup>	4,55646·10 <sup>-3</sup>
0,6	9,98831	4,73875·10 <sup>-1</sup>	1,42895·10 <sup>-1</sup>	2,92555·10 <sup>-2</sup>	4,57560·10 <sup>-3</sup>
0,7	1,00769·10 <sup>+1</sup>	4,73795·10 <sup>-1</sup>	1,43146·10 <sup>-1</sup>	2,92569·10 <sup>-2</sup>	4,59303·10 <sup>-3</sup>
0,8	1,01543·10 <sup>+1</sup>	4,73711·10 <sup>-1</sup>	1,43387·10 <sup>-1</sup>	2,92560·10 <sup>-2</sup>	4,60923·10 <sup>-3</sup>
0,9	1,02232·10 <sup>+1</sup>	4,73625·10 <sup>-1</sup>	1,43621·10 <sup>-1</sup>	2,92535·10 <sup>-2</sup>	4,62451·10 <sup>-3</sup>
1,0	1,02853·10 <sup>+1</sup>	4,73537·10 <sup>-1</sup>	1,43848·10 <sup>-1</sup>	2,92496·10 <sup>-2</sup>	4,63890·10 <sup>-3</sup>
2,0	1,07056·10 <sup>+1</sup>	4,72625·10 <sup>-1</sup>	1,45913·10 <sup>-1</sup>	2,91761·10 <sup>-2</sup>	4,75717·10 <sup>-3</sup>
3,0	1,09620·10 <sup>+1</sup>	4,71679·10 <sup>-1</sup>	1,47775·10 <sup>-1</sup>	2,90759·10 <sup>-2</sup>	4,85164·10 <sup>-3</sup>
4,0	1,11499·10 <sup>+1</sup>	4,70696·10 <sup>-1</sup>	1,49522·10 <sup>-1</sup>	2,89635·10 <sup>-2</sup>	4,93384·10 <sup>-3</sup>
5,0	1,12998·10 <sup>+1</sup>	4,69669·10 <sup>-1</sup>	1,51185·10 <sup>-1</sup>	2,88420·10 <sup>-2</sup>	5,00774·10 <sup>-3</sup>
6,0	1,14258·10 <sup>+1</sup>	4,68589·10 <sup>-1</sup>	1,52779·10 <sup>-1</sup>	2,87122·10 <sup>-2</sup>	5,07524·10 <sup>-3</sup>
7,0	1,15355·10 <sup>+1</sup>	4,67452·10 <sup>-1</sup>	1,54312·10 <sup>-1</sup>	2,85744·10 <sup>-2</sup>	5,13736·10 <sup>-3</sup>
8,0	1,16333·10 <sup>+1</sup>	4,66262·10 <sup>-1</sup>	1,55789·10 <sup>-1</sup>	2,84283·10 <sup>-2</sup>	5,19473·10 <sup>-3</sup>
9,0	1,17223·10 <sup>+1</sup>	4,64986·10 <sup>-1</sup>	1,57212·10 <sup>-1</sup>	2,82742·10 <sup>-2</sup>	5,24780·10 <sup>-3</sup>
10,0	1,18047·10 <sup>+1</sup>	4,63652·10 <sup>-1</sup>	1,58585·10 <sup>-1</sup>	2,81118·10 <sup>-2</sup>	5,29680·10 <sup>-3</sup>

Продолжение табл. 3.6

 $n = 9$ 

$\delta, \%$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$
0,0	$4,02212 \cdot 10^{-4}$	$2,87294 \cdot 10^{-5}$	$1,30588 \cdot 10^{-6}$	$2,90196 \cdot 10^{-8}$
0,1	$4,92042 \cdot 10^{-4}$	$4,15886 \cdot 10^{-5}$	$2,27297 \cdot 10^{-6}$	$9,17321 \cdot 10^{-8}$
0,2	$4,96188 \cdot 10^{-4}$	$4,27705 \cdot 10^{-5}$	$2,32232 \cdot 10^{-6}$	$9,99129 \cdot 10^{-8}$
0,3	$4,98325 \cdot 10^{-4}$	$4,35594 \cdot 10^{-5}$	$2,34848 \cdot 10^{-6}$	$1,05343 \cdot 10^{-7}$
0,4	$4,99659 \cdot 10^{-4}$	$4,41743 \cdot 10^{-5}$	$2,36535 \cdot 10^{-6}$	$1,09531 \cdot 10^{-7}$
0,5	$5,00556 \cdot 10^{-4}$	$4,46876 \cdot 10^{-5}$	$2,37721 \cdot 10^{-6}$	$1,12989 \cdot 10^{-7}$
0,6	$5,01188 \cdot 10^{-4}$	$4,51342 \cdot 10^{-5}$	$2,38600 \cdot 10^{-6}$	$1,15964 \cdot 10^{-7}$
0,7	$5,01640 \cdot 10^{-4}$	$4,55329 \cdot 10^{-5}$	$2,39272 \cdot 10^{-6}$	$1,18590 \cdot 10^{-7}$
0,8	$5,01963 \cdot 10^{-4}$	$4,58951 \cdot 10^{-5}$	$2,39795 \cdot 10^{-6}$	$1,20953 \cdot 10^{-7}$
0,9	$5,02192 \cdot 10^{-4}$	$4,62291 \cdot 10^{-5}$	$2,40210 \cdot 10^{-6}$	$1,23109 \cdot 10^{-7}$
1,0	$5,02344 \cdot 10^{-4}$	$4,65396 \cdot 10^{-5}$	$2,40536 \cdot 10^{-6}$	$1,25094 \cdot 10^{-7}$
2,0	$5,01849 \cdot 10^{-4}$	$4,89212 \cdot 10^{-5}$	$2,41478 \cdot 10^{-6}$	$1,39713 \cdot 10^{-7}$
3,0	$4,99857 \cdot 10^{-4}$	$5,06525 \cdot 10^{-5}$	$2,40723 \cdot 10^{-6}$	$1,49692 \cdot 10^{-7}$
4,0	$3,97272 \cdot 10^{-4}$	$5,20663 \cdot 10^{-5}$	$2,39337 \cdot 10^{-6}$	$1,57481 \cdot 10^{-7}$
5,0	$3,94320 \cdot 10^{-4}$	$5,32762 \cdot 10^{-5}$	$2,37602 \cdot 10^{-6}$	$1,63914 \cdot 10^{-7}$
6,0	$3,91090 \cdot 10^{-4}$	$5,43363 \cdot 10^{-5}$	$2,35628 \cdot 10^{-6}$	$1,69387 \cdot 10^{-7}$
7,0	$3,87616 \cdot 10^{-4}$	$5,52764 \cdot 10^{-5}$	$2,33464 \cdot 10^{-6}$	$1,74117 \cdot 10^{-7}$
8,0	$3,83912 \cdot 10^{-4}$	$5,61138 \cdot 10^{-5}$	$2,31134 \cdot 10^{-6}$	$1,78233 \cdot 10^{-7}$
9,0	$3,79994 \cdot 10^{-4}$	$5,68617 \cdot 10^{-5}$	$2,28660 \cdot 10^{-6}$	$1,81829 \cdot 10^{-7}$
10,0	$3,75862 \cdot 10^{-4}$	$5,75270 \cdot 10^{-5}$	$2,26045 \cdot 10^{-6}$	$1,84958 \cdot 10^{-7}$

Продолжение табл. 3.6

 $\eta = 10$ 

$\delta, ^\circ$	$Q_{0,10}$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$
0,0	0,00000	$4,73684 \cdot 10^{-1}$	$1,40351 \cdot 10^{-1}$	$2,88958 \cdot 10^{-2}$	$4,33437 \cdot 10^{-3}$
0,1	$1,04352 \cdot 10^{+1}$	$4,77357 \cdot 10^{-1}$	$1,43565 \cdot 10^{-1}$	$3,05711 \cdot 10^{-2}$	$4,78983 \cdot 10^{-3}$
0,2	$1,08128 \cdot 10^{+1}$	$4,77709 \cdot 10^{-1}$	$1,43540 \cdot 10^{-1}$	$3,06937 \cdot 10^{-2}$	$4,80370 \cdot 10^{-3}$
0,3	$1,10412 \cdot 10^{+1}$	$4,77966 \cdot 10^{-1}$	$1,43447 \cdot 10^{-1}$	$3,07758 \cdot 10^{-2}$	$4,80825 \cdot 10^{-3}$
0,4	$1,12064 \cdot 10^{+1}$	$4,78181 \cdot 10^{-1}$	$1,43329 \cdot 10^{-1}$	$3,08404 \cdot 10^{-2}$	$4,80920 \cdot 10^{-3}$
0,5	$1,13368 \cdot 10^{+1}$	$4,78369 \cdot 10^{-1}$	$1,43196 \cdot 10^{-1}$	$3,08944 \cdot 10^{-2}$	$4,80811 \cdot 10^{-3}$
0,6	$1,14446 \cdot 10^{+1}$	$4,78538 \cdot 10^{-1}$	$1,43055 \cdot 10^{-1}$	$3,09415 \cdot 10^{-2}$	$4,80578 \cdot 10^{-3}$
0,7	$1,15366 \cdot 10^{+1}$	$4,78694 \cdot 10^{-1}$	$1,42909 \cdot 10^{-1}$	$3,09837 \cdot 10^{-2}$	$4,80270 \cdot 10^{-3}$
0,8	$1,16171 \cdot 10^{+1}$	$4,78838 \cdot 10^{-1}$	$1,42759 \cdot 10^{-1}$	$3,10219 \cdot 10^{-2}$	$4,79899 \cdot 10^{-3}$
0,9	$1,16886 \cdot 10^{+1}$	$4,78974 \cdot 10^{-1}$	$1,42605 \cdot 10^{-1}$	$3,10571 \cdot 10^{-2}$	$4,79484 \cdot 10^{-3}$
1,0	$1,17532 \cdot 10^{+1}$	$4,79101 \cdot 10^{-1}$	$1,42449 \cdot 10^{-1}$	$3,10897 \cdot 10^{-2}$	$4,79034 \cdot 10^{-3}$
2,0	$1,21989 \cdot 10^{+1}$	$4,80094 \cdot 10^{-1}$	$1,40829 \cdot 10^{-1}$	$3,13326 \cdot 10^{-2}$	$4,73620 \cdot 10^{-3}$
3,0	$1,24544 \cdot 10^{+1}$	$4,80760 \cdot 10^{-1}$	$1,39164 \cdot 10^{-1}$	$3,14926 \cdot 10^{-2}$	$4,67522 \cdot 10^{-3}$
4,0	$1,26489 \cdot 10^{+1}$	$4,81202 \cdot 10^{-1}$	$1,37476 \cdot 10^{-1}$	$3,16048 \cdot 10^{-2}$	$4,61149 \cdot 10^{-3}$
5,0	$1,28041 \cdot 10^{+1}$	$4,81463 \cdot 10^{-1}$	$1,35774 \cdot 10^{-1}$	$3,16823 \cdot 10^{-2}$	$4,54611 \cdot 10^{-3}$
6,0	$1,29348 \cdot 10^{+1}$	$4,81563 \cdot 10^{-1}$	$1,34057 \cdot 10^{-1}$	$3,17312 \cdot 10^{-2}$	$4,47947 \cdot 10^{-3}$
7,0	$1,30485 \cdot 10^{+1}$	$4,81515 \cdot 10^{-1}$	$1,32326 \cdot 10^{-1}$	$3,17553 \cdot 10^{-2}$	$4,41176 \cdot 10^{-3}$
8,0	$1,31502 \cdot 10^{+1}$	$4,81328 \cdot 10^{-1}$	$1,30582 \cdot 10^{-1}$	$3,17569 \cdot 10^{-2}$	$4,34308 \cdot 10^{-3}$
9,0	$1,32428 \cdot 10^{+1}$	$4,81009 \cdot 10^{-1}$	$1,28825 \cdot 10^{-1}$	$3,17380 \cdot 10^{-2}$	$4,27352 \cdot 10^{-3}$
10,0	$1,33287 \cdot 10^{+1}$	$4,80501 \cdot 10^{-1}$	$1,27056 \cdot 10^{-1}$	$3,16993 \cdot 10^{-2}$	$4,20309 \cdot 10^{-3}$

Продолжение табл. 3.6

 $n = 10$ 

$\delta, \%$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$
0,0	4,81596·10 <sup>-4</sup>	3,93140·10 <sup>-5</sup>	2,26811·10 <sup>-6</sup>	8,40042·10 <sup>-8</sup>	1,52735·10 <sup>-9</sup>
0,1	5,78679·10 <sup>-4</sup>	5,20864·10 <sup>-5</sup>	3,67856·10 <sup>-6</sup>	1,68115·10 <sup>-7</sup>	5,94823·10 <sup>-9</sup>
0,2	5,85787·10 <sup>-4</sup>	5,25960·10 <sup>-5</sup>	3,79753·10 <sup>-6</sup>	1,72064·10 <sup>-7</sup>	6,50676·10 <sup>-9</sup>
0,3	5,90435·10 <sup>-4</sup>	5,28366·10 <sup>-5</sup>	3,87498·10 <sup>-6</sup>	1,74075·10 <sup>-7</sup>	6,87363·10 <sup>-9</sup>
0,4	5,94025·10 <sup>-4</sup>	5,29728·10 <sup>-5</sup>	3,93441·10 <sup>-6</sup>	1,75331·10 <sup>-7</sup>	7,15503·10 <sup>-9</sup>
0,5	5,96979·10 <sup>-4</sup>	5,30497·10 <sup>-5</sup>	3,98301·10 <sup>-6</sup>	1,76163·10 <sup>-7</sup>	7,38521·10 <sup>-9</sup>
0,6	5,99519·10 <sup>-4</sup>	5,30912·10 <sup>-5</sup>	4,02458·10 <sup>-6</sup>	1,76740·10 <sup>-7</sup>	7,58172·10 <sup>-9</sup>
0,7	6,01776·10 <sup>-4</sup>	5,31103·10 <sup>-5</sup>	4,06127·10 <sup>-6</sup>	1,77154·10 <sup>-7</sup>	7,75450·10 <sup>-9</sup>
0,8	6,03799·10 <sup>-4</sup>	5,31111·10 <sup>-5</sup>	4,09401·10 <sup>-6</sup>	1,77439·10 <sup>-7</sup>	7,90846·10 <sup>-9</sup>
0,9	6,05644·10 <sup>-4</sup>	5,30992·10 <sup>-5</sup>	4,12375·10 <sup>-6</sup>	1,77632·10 <sup>-7</sup>	8,04798·10 <sup>-9</sup>
1,0	6,07342·10 <sup>-4</sup>	5,30771·10 <sup>-5</sup>	4,15101·10 <sup>-6</sup>	1,77752·10 <sup>-7</sup>	8,17556·10 <sup>-9</sup>
2,0	6,19713·10 <sup>-4</sup>	5,25883·10 <sup>-5</sup>	4,34684·10 <sup>-6</sup>	1,77036·10 <sup>-7</sup>	9,08353·10 <sup>-9</sup>
3,0	6,27752·10 <sup>-4</sup>	5,19013·10 <sup>-5</sup>	4,47270·10 <sup>-6</sup>	1,74913·10 <sup>-7</sup>	9,66151·10 <sup>-9</sup>
4,0	6,33511·10 <sup>-4</sup>	5,11391·10 <sup>-5</sup>	4,56369·10 <sup>-6</sup>	1,72276·10 <sup>-7</sup>	1,00806·10 <sup>-8</sup>
5,0	6,37730·10 <sup>-4</sup>	5,03365·10 <sup>-5</sup>	4,63222·10 <sup>-6</sup>	1,69379·10 <sup>-7</sup>	1,04007·10 <sup>-8</sup>
6,0	6,40750·10 <sup>-4</sup>	5,95055·10 <sup>-5</sup>	4,68404·10 <sup>-6</sup>	1,66311·10 <sup>-7</sup>	1,06495·10 <sup>-8</sup>
7,0	6,42780·10 <sup>-4</sup>	5,86532·10 <sup>-5</sup>	4,72255·10 <sup>-6</sup>	1,63125·10 <sup>-7</sup>	1,08434·10 <sup>-8</sup>
8,0	6,43945·10 <sup>-4</sup>	5,77827·10 <sup>-5</sup>	4,74982·10 <sup>-6</sup>	1,59644·10 <sup>-7</sup>	1,09921·10 <sup>-8</sup>
9,0	6,44339·10 <sup>-4</sup>	5,68970·10 <sup>-5</sup>	4,76736·10 <sup>-6</sup>	1,56489·10 <sup>-7</sup>	1,11027·10 <sup>-8</sup>
10,0	6,44012·10 <sup>-4</sup>	5,59963·10 <sup>-5</sup>	4,77597·10 <sup>-6</sup>	1,53063·10 <sup>-7</sup>	1,11789·10 <sup>-8</sup>

ТАБЛИЦА 3.7

Нули полиномов, обеспечивающих чебышевскую аппроксимацию времени задержки

$\delta$	$n = 2$			$n = 3$				$n = 4$			
	$-\Sigma_1$	$\pm \Sigma_1$	$-\Sigma_1$	$-\Sigma_2$	$\pm \Sigma_2$	$-\Sigma_1$	$\pm \Sigma_1$	$-\Sigma_2$	$\pm \Sigma_2$	$-\Sigma_2$	$\pm \Sigma_2$
0,0	1,50000	0,86602	2,32218	1,83891	1,75438	2,10378	2,65742	2,89622	0,86720		
0,1	1,45576	0,89174	2,07710	1,67868	1,90892	1,79623	3,04966	2,35851	1,02976		
0,2	1,43770	0,90232	2,01491	1,63832	1,94846	1,74007	3,12116	2,26070	1,05909		
0,3	1,42394	0,91041	1,97168	1,61026	1,97546	1,70262	3,16867	2,19581	1,07839		
0,4	1,41240	0,91721	1,93751	1,58805	1,99704	1,67374	3,20520	2,14599	1,09312		
0,5	1,40228	0,92318	1,90883	1,56939	2,01518	1,64990	3,23519	2,10510	1,10514		
0,6	1,39318	0,92856	1,88387	1,55313	2,03097	1,62943	3,26088	2,07015	1,11536		
0,7	1,38483	0,93350	1,86167	1,53864	2,04502	1,61140	3,28351	2,03942	1,12430		
0,8	1,37709	0,93809	1,84157	1,52551	2,05776	1,59520	3,30368	2,01200	1,13225		
0,9	1,36984	0,94239	1,82316	1,51346	2,06942	1,58049	3,32206	1,98708	1,13914		
1,0	1,36301	0,94644	1,80613	1,50230	2,08023	1,56694	3,33886	1,96430	1,14599		
2,0	1,30853	0,97888	1,67988	1,41855	2,16060	1,46835	3,46008	1,80080	1,19229		
3,0	1,26755	1,00340	1,59353	1,36089	2,21603	1,40206	3,54035	1,69368	1,22196		
4,0	1,23353	1,02384	1,52618	1,31505	2,25969	1,35061	3,60209	1,61228	1,24420		
5,0	1,20397	1,04169	1,47030	1,27654	2,29633	1,30795	3,65308	1,54601	1,26219		
6,0	1,17759	1,05773	1,42225	1,24304	2,32826	1,27120	3,69701	1,48983	1,27743		
7,0	1,15361	1,07241	1,37992	1,21320	2,35683	1,23872	3,73597	1,44092	1,29074		
8,0	1,13155	1,08604	1,34200	1,18620	2,38285	1,20953	3,77126	1,39752	1,30264		
9,0	1,11105	1,09883	1,30760	1,16147	2,40691	1,18291	3,80376	1,35846	1,31348		
10,0	1,09188	1,11094	1,27607	1,13860	2,42941	1,15845	3,83406	1,32293	1,32350		

Продолжение табл. 3.7

n = 6											
δ. %	n = 5										
	$-\Sigma_1$	$-\Sigma_2$	$\pm \Sigma_2$	$-\Sigma_3$	$\pm \Sigma_3$	$-\Sigma_1$	$\pm \Sigma_1$	$-\Sigma_2$	$\pm \Sigma_2$	$-\Sigma_3$	$\pm \Sigma_3$
0,0	3,64668	2,32466	3,57102	3,35200	1,74267	2,51593	4,49266	3,73572	2,62636	4,24834	0,86739
0,1	2,65754	1,86492	4,28048	2,50488	2,18392	1,90885	5,57435	2,59068	3,42561	2,81191	1,15785
0,2	2,51883	1,79846	4,33144	2,38440	2,24494	1,83558	5,70088	2,45581	3,51529	2,64798	1,18909
0,3	2,42966	1,75507	4,44678	2,30647	2,28388	1,78834	5,78144	2,36978	3,57150	2,54450	1,20843
0,4	2,36256	1,72208	4,49621	2,24755	2,31303	1,75258	5,84180	2,30536	3,61298	2,46758	1,22265
0,5	2,30822	1,69510	4,53638	2,19908	2,33653	1,72359	5,89051	2,25327	3,64622	2,40570	1,23394
0,6	2,26228	1,67218	4,57046	2,15905	2,35635	1,69898	5,93159	2,20934	3,67393	2,35385	1,24332
0,7	2,22241	1,65203	4,60014	2,12372	2,37344	1,67748	5,96719	2,17123	3,69789	2,30898	1,25137
0,8	2,18706	1,63401	4,62654	2,09232	2,38854	1,65831	5,99875	2,13750	3,71892	2,26938	1,25814
0,9	2,15521	1,61775	4,65037	2,06396	2,40215	1,64102	6,02709	2,10716	3,73777	2,23388	1,26473
1,0	2,12625	1,60279	4,67216	2,03811	2,41443	1,62521	6,05293	2,07951	3,75479	2,20167	1,27011
2,0	1,92338	1,49549	4,82628	1,85558	2,49976	1,51248	6,23400	1,88595	3,87150	1,97883	1,30885
3,0	1,79462	1,42458	4,92617	1,73830	2,55305	1,43861	6,34978	1,76298	3,94355	1,83962	1,33224
4,0	1,69876	1,37000	5,00200	1,65028	2,59253	1,38210	6,43715	1,67119	3,99654	1,73690	1,34928
5,0	1,62182	1,32508	5,06422	1,57915	2,62422	1,33571	6,50841	1,59742	4,03895	1,65504	1,36285
6,0	1,55736	1,28651	5,11752	1,51927	2,65092	1,29604	6,56910	1,53547	4,07162	1,58678	1,37423
7,0	1,50175	1,25263	5,16465	1,46735	2,67421	1,26126	6,62321	1,48189	4,10580	1,52814	1,38111
8,0	1,45280	1,22223	5,20724	1,42149	2,69502	1,23014	6,67186	1,43467	4,13368	1,47669	1,39295
9,0	1,40905	1,19459	5,24642	1,38038	2,71398	1,20188	6,71668	1,39240	4,15911	1,43081	1,40102
10,0	1,36948	1,16928	5,28298	1,34305	2,73152	1,17600	6,75850	1,35110	4,18271	1,38948	1,40850



Продолжение табл.

 $n = 7$ 

$\delta, ^\circ$	$-\Sigma_1$	$-\Sigma_2$	$\pm \Sigma_2$	$-\Sigma_3$	$\pm \Sigma_3$	$-\Sigma_4$	$\pm \Sigma_4$
0,0	4,97133	2,68570	5,42068	4,07006	3,51723	4,75856	1,73930
0,1	2,96967	1,93904	6,91319	2,64582	4,72801	2,90245	2,40348
0,2	2,77951	1,86076	7,06204	2,50140	4,84206	2,72280	2,46272
0,3	2,66126	1,81085	7,15569	2,40995	4,91299	2,61054	2,49881
0,4	2,57395	1,77332	7,22520	2,31210	4,96524	2,52739	2,52530
0,5	2,50441	1,74288	7,28115	2,28733	5,00657	2,46110	2,54613
0,6	2,44637	1,71716	7,32811	2,24123	5,04108	2,40564	2,56331
0,7	2,39645	1,69487	7,36879	2,20113	5,07068	2,35791	2,57801
0,8	2,35249	1,67486	7,40474	2,16595	5,09653	2,31582	2,59095
0,9	2,31323	1,65681	7,43694	2,13437	5,11968	2,27816	2,60242
1,0	2,27773	1,64042	7,46611	2,10559	5,14071	2,24405	2,61270
2,0	2,03454	1,52398	7,66969	1,90509	5,28322	2,00968	2,68201
3,0	1,89700	1,39025	7,89578	1,79522	5,36838	1,94029	2,71582
4,0	1,77509	1,34945	7,97471	1,68442	5,43453	1,75796	2,75125
5,0	1,68824	1,34298	7,98480	1,60887	5,48574	1,67333	2,77839
6,0	1,61616	1,30257	8,04215	1,54562	5,52886	1,60295	2,79866
7,0	1,55448	1,26729	8,10175	1,49094	5,56645	1,54267	2,81633
8,0	1,50052	1,23556	8,15560	1,44292	5,60024	1,48981	2,83216
9,0	1,45257	1,20690	8,20528	1,39990	5,63108	1,44282	2,84666
10,0	1,40941	1,18057	8,25172	1,36105	5,65984	1,40046	2,86016

Продолжение табл. 3.7

 $n = 8$ 

$\delta, \%$	$-\Sigma_1$	$\pm \Sigma_1$	$-\Sigma_2$	$\pm \Sigma_2$	$-\Sigma_3$	$\pm \Sigma_3$	$-\Sigma_4$	$\pm \Sigma_4$
0,0	2,83916	6,35368	4,36732	4,41630	5,20687	2,61001	5,58662	0,86862
0,1	1,96071	8,28541	2,68395	6,07352	2,96069	3,70922	3,06214	1,24670
0,2	1,87894	8,45351	2,53290	6,20895	2,77055	3,79279	2,85540	1,27452
0,3	1,82713	8,55854	2,43772	6,29238	2,65254	3,84335	2,72797	1,29126
0,4	1,78824	8,63607	2,36711	6,35376	2,56553	3,87963	2,63474	1,30331
0,5	1,75670	8,69837	2,31065	6,40169	2,49639	3,90888	2,56039	1,31284
0,6	1,73023	8,75046	2,26298	6,44199	2,43856	3,93249	2,49876	1,32062
0,7	1,70723	8,79533	2,22176	6,47651	2,38887	3,95272	2,44581	1,32726
0,8	1,68673	8,83495	2,18546	6,50658	2,34524	3,97051	2,39928	1,33307
0,9	1,66824	8,87047	2,15292	6,53340	2,30616	3,98620	2,35786	1,33818
1,0	1,65144	8,90256	2,12328	6,55787	2,27082	4,00016	2,32046	1,34279
2,0	1,53232	9,12541	1,91805	6,72198	2,02918	4,09486	2,06557	1,37352
3,0	1,45499	9,26595	1,78910	6,82204	1,88018	4,15179	1,90969	1,39187
4,0	1,39624	9,37122	1,69336	6,89523	1,77123	4,19311	1,79617	1,40517
5,0	1,34818	9,45680	1,61672	6,95380	1,68486	4,22591	1,70654	1,41573
6,0	1,30722	9,52988	1,55263	7,00323	1,61312	4,25350	1,63233	1,42460
7,0	1,27145	9,59438	1,49722	7,04657	1,55178	4,27750	1,56896	1,43237
8,0	1,23944	9,65293	1,44858	7,08529	1,49808	4,29923	1,51362	1,43931
9,0	1,21046	9,70689	1,40504	7,12098	1,45038	4,31906	1,46452	1,44577
10,0	1,18395	9,75749	1,36574	7,15428	1,40739	4,33766	1,42037	1,45177

Продолжение табл. 3.7

 $n = 9$ 

$\delta, \%$	$-\Sigma_1$	$-\Sigma_2$	$\pm \Sigma_2$	$-\Sigma_3$	$\pm \Sigma_3$	$-\Sigma_4$	$\pm \Sigma_4$	$-\Sigma_5$	$\pm \Sigma_5$
0,0	6,28830	2,97922	7,29150	4,63917	5,31689	5,60204	3,49872	6,13538	1,73826
0,1	3,15544	1,97709	9,68304	2,71135	7,45102	3,00122	5,05736	3,12179	2,55396
0,2	2,93212	1,89260	9,86831	2,55560	7,60490	2,80329	5,16208	2,90417	2,60540
0,3	2,79535	1,83921	9,98308	2,45789	7,69950	2,68133	5,22487	2,77071	2,63651
0,4	2,69574	1,79051	10,0679	2,38514	7,76819	2,59180	5,27023	2,67331	2,55870
0,5	2,61686	1,76727	10,1354	2,32732	7,82270	2,52052	5,30588	2,59611	2,67616
0,6	2,55142	1,74010	10,1920	2,27876	7,86758	2,46106	5,33533	2,53205	2,69045
0,7	2,49541	1,71650	10,2406	2,23690	7,90617	2,41001	5,36043	2,47709	2,70258
0,8	2,44636	1,69565	10,2836	2,19962	7,93986	2,36528	5,38214	2,42900	2,71317
0,9	2,40264	1,67672	10,3218	2,16650	7,96991	2,32538	5,40150	2,38606	2,72259
1,0	2,36324	1,65977	10,3565	2,13617	7,99703	2,28927	5,41881	2,34738	2,73100
2,0	2,09657	1,53845	10,5961	1,92759	8,17994	2,04255	5,53465	2,08505	2,78688
3,0	1,93467	1,46013	10,7466	1,79676	8,29104	1,89102	5,60418	1,92537	2,82014
4,0	1,81726	1,40062	10,8592	1,69986	8,37215	1,78039	5,65461	1,80941	2,84426
5,0	1,72483	1,35217	10,9504	1,62266	8,43741	1,69276	5,69463	1,71805	2,86342
6,0	1,64850	1,31078	11,0285	1,55769	8,49230	1,62009	5,72846	1,64250	2,87958
7,0	1,58343	1,27473	11,0977	1,50164	8,54033	1,55808	5,75802	1,57807	2,89375
8,0	1,52670	1,24241	11,1604	1,45265	8,58354	1,50378	5,78484	1,52184	2,90651
9,0	1,47643	1,21321	11,2182	1,40885	5,62364	1,45546	5,80931	1,47204	2,91833
10,0	1,43129	1,18651	11,2726	1,36918	8,66097	1,41213	5,83246	1,42724	2,92942

Продолжение табл. 3.7

 $n = 10$ 

$\delta, \%$	$-\Sigma_1$	$\pm \Sigma_1$	$-\Sigma_2$	$\pm \Sigma_2$	$-\Sigma_3$	$\pm \Sigma_3$	$-\Sigma_4$	$\pm \Sigma_4$	$-\Sigma_5$	$\pm \Sigma_5$
0,0	3,10833	8,23280	6,95780	0,86858	5,98167	4,39910	4,88845	6,22005	6,56373	2,63067
0,1	1,98958	11,1008	2,73268	8,85258	3,03080	6,43734	3,16292	3,90401	3,21553	1,30752
0,2	1,90326	11,3006	2,57244	9,02334	2,82746	6,56024	2,93756	3,97567	2,98121	1,33131
0,3	1,84867	11,4246	2,47307	9,12719	2,70251	6,63386	2,79995	4,01910	2,83833	1,34550
0,4	1,80828	11,5154	2,39873	9,20293	2,61088	6,68669	2,69980	4,04994	2,73459	1,35566
0,5	1,77534	11,5877	2,34016	9,26316	2,53790	6,72768	2,62074	4,07435	2,65260	1,36361
0,6	1,74796	11,6485	2,29010	9,31194	2,47806	6,76215	2,55478	4,09425	2,58476	1,37007
0,7	1,72384	11,7005	2,24772	9,35394	2,42568	6,79144	2,49860	4,11086	2,52682	1,37559
0,8	1,70237	11,7460	2,21082	9,39094	2,37955	6,81708	2,44936	4,12515	2,47620	1,38035
0,9	1,68334	11,7869	2,17677	9,42386	2,33914	6,83912	2,40555	4,13836	2,43100	1,38460
1,0	1,66610	11,8240	2,14604	9,45348	2,30244	6,85920	2,36598	4,14998	2,39037	1,38837
2,0	1,54332	12,0783	1,93483	9,65283	2,05205	6,99322	2,09855	4,22706	2,11613	1,41346
3,0	1,46412	12,2376	1,80273	9,77324	1,89854	7,07390	1,93624	4,27266	1,95043	1,42837
4,0	1,40421	12,3567	1,70460	9,86166	1,78705	7,13191	1,81853	4,30604	1,83054	1,43915
5,0	1,35506	12,4533	1,62693	9,93209	1,69837	7,17881	1,72594	4,33231	1,73637	1,44776
6,0	1,31378	12,5361	1,56121	9,99196	1,62524	7,21793	1,64948	4,35469	1,65868	1,45503
7,0	1,27724	12,6091	1,50518	10,0446	1,56261	7,25232	1,58428	4,37440	1,59254	1,46143
8,0	1,24471	12,6756	1,45590	10,0922	1,50777	7,28332	1,52753	4,39223	1,53494	1,46723
9,0	1,21516	12,7371	1,41181	10,1357	1,45932	7,31225	1,47713	4,40876	1,48392	1,47261
10,0	1,18856	12,7954	1,37159	10,1758	1,41630	7,34131	1,43092	4,42284	1,43870	1,47772

### 3.4. Линии задержки, составленные из однотипных звеньев

#### Общие свойства

Расчет таких линий задержки основан на теории так называемых характеристических параметров. Подобные линии задержки по своим характеристикам существенно уступают рассмотренным выше при том же числе элементов схемы. Однако они нашли широкое применение в промышленных образцах аппаратуры радиоэлектроники связи, как в силу чисто исторических причин, так и по ряду конструкторско-технологических преимуществ и прежде всего из-за однотипности деталей.

В зависимости от вида применяемых звеньев различаются несколько вариантов обсуждаемых линий задержки [4].

#### Расчет линий задержки на звеньях типа К (рис. 3.4)

Расчет линии производится в следующем порядке.

1. По заданным величинам  $t_{г0}$ ,  $\delta$  и  $f_{\kappa}$  определяется  $2\pi f_{\kappa} t_{г0}$ .

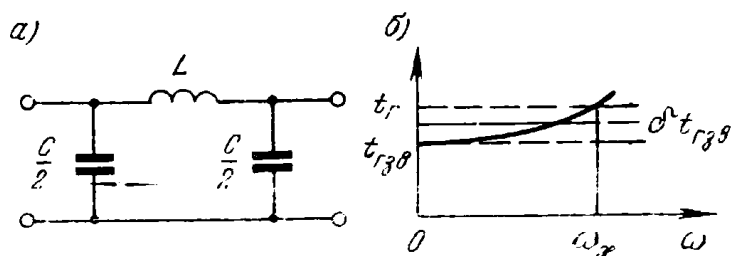


Рис. 3.4. Схема и характеристика времени задержки звена типа К

2. Найденное произведение должно удовлетворять условию  $2\pi f_{\kappa} t_{г0} \leq 4\sqrt{\delta/(1-\delta^2)}$ . Если неравенство не выполняется, следует взять несколько ( $N$ ) звеньев:

$$N = \left\lceil \frac{2\pi f_{\kappa} t_{г0}}{\frac{4\sqrt{\delta}}{1-\delta^2}} \right\rceil.$$

Тогда задержка каждого звена составит  $t_{гзв} = t_{г0}/N$ .

3. Значения элементов звена определяются по формулам:  $L = (1-\delta)t_{гзв}R_{\Pi}$ ,  $C = (1-\delta)t_{гзв}/R_{\Pi}$ .

#### Расчет линий задержки на звеньях типа М (рис. 3.5)

Между обмотками катушек индуктивности существует жесткая связь. Конструктивно такая катушка выполняется в виде тора, наматываемого одновременно двумя проводами, концы которых затем перекрещиваются.

Расчет линии производится в следующем порядке.

1. Определяем величину  $2\pi f_{\kappa} t_{г0}$  и сравниваем с величиной  $S$ .

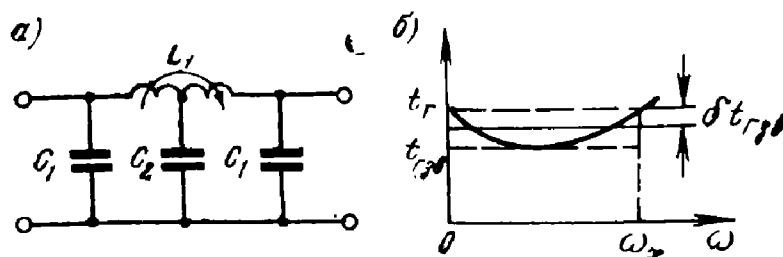


Рис. 3.5. Схема и характеристика времени задержки звена типа М

ТАБЛИЦА 3.8

Нормированные значения элементов звена типа М

$\delta, \%$	$S$	$C_1$	$C_2$	$L_1$	$C', L'$	$C''$	$T$
0,1	0,91932	0,32134	0,35832	1,0010	0,26292	0,34878	2,4935
0,2	1,0851	0,31648	0,36904	1,0020	0,26106	0,34632	2,5143
0,3	1,1941	0,31278	0,37743	1,0030	0,25965	0,34445	2,5249
0,4	1,2771	0,30969	0,38461	1,0040	0,25850	0,34292	2,5362
0,5	1,3447	0,30699	0,39102	1,0050	0,25749	0,34158	2,5461
0,6	1,4021	0,30456	0,39687	1,0060	0,25661	0,34041	2,5549
0,7	1,4521	0,30234	0,40232	1,0070	0,25579	0,33932	2,5630
0,8	1,4965	0,30028	0,40743	1,0080	0,25505	0,33834	2,5706
0,9	1,5359	0,29836	0,41228	1,0090	0,25436	0,33743	2,5775
1,0	1,5732	0,29655	0,41690	1,0100	0,25371	0,33657	2,5841
2,0	1,8289	0,28219	0,45562	1,0200	0,24037	0,35835	2,6360
3,0	1,9898	0,27146	0,48707	1,0300	0,23055	0,37583	2,6745
4,0	2,1082	0,26259	0,51482	1,0400	0,22785	0,37143	2,7062
5,0	2,2021	0,25489	0,54022	1,0500	0,22029	0,38713	2,7337
6,0	2,2800	0,24801	0,56398	1,0600	0,21834	0,38370	2,7582
7,0	2,3466	0,24174	0,58651	1,0700			2,7856
8,0	2,4128	0,23596	0,60808	1,0800			2,8015
9,0	2,4566	0,23056	0,62887	1,0900			2,8210
10,0	2,4923	0,22549	0,64902	1,1000			2,8396

взятой из табл. 3.8 для заданного значения  $\delta$ . При этом должно выполняться условие:  $S \geq 2\pi f_{\kappa} t_{r0}$ .

Если приведенное условие не выполняется, необходимо взять несколько ( $N$ ) звеньев. Число звеньев находится по формуле

$$N = \left\lceil \frac{2\pi f_{\kappa} t_{r0}}{S} \right\rceil,$$

где скобки означают, что берется ближайшее большее целое число.

2. Из табл. 3.8 определяются нормированные значения элементов звена. Для перехода к реальным значениям элементов каждая нормированная индуктивность умножается на  $t_{гзв} R_H$ , а нормированная емкость на  $t_{гзв}/R_H$ .

3. Для лучшего согласования сопротивления нагрузки с характеристическим сопротивлением линии задержки применяется согласующее полузвено (рис. 3.6б). Нормированные значения его эле-

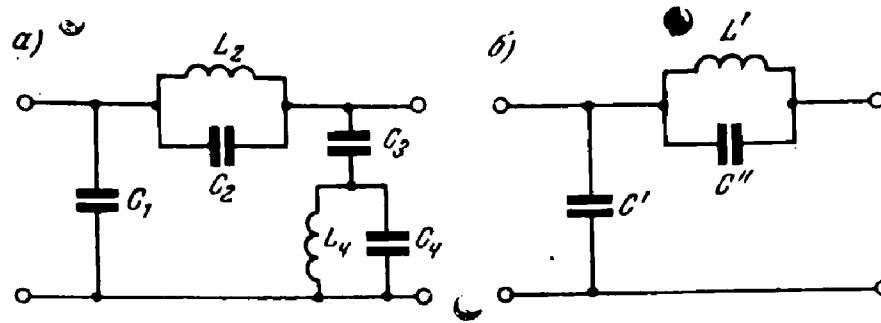


Рис. 3.6. Схемы согласующих полузвеньев

ментов также определяются из табл. 3.8, а затем денормируются, как указано в п. 2.

Для больших значений  $\delta$  в таблице не приведены значения элементов согласующего полузвена. Эти значения можно рассчитать по формулам:

$$C_1 = 0,7323/TR_H; \quad C_2 = 0,441/TR_H; \quad C_3 = 0,319/TR_H; \\ C_4 = 0,3409/TR_H; \quad L_2 = 1,051R_H/T; \quad L_4 = 1,362R_H/T,$$

где  $T$  берется из табл. 3.8.

Схема согласующего полузвена для этих случаев показана на рис. 3.6а.

**Пример 3.2.** Рассчитать линию задержки на звеньях типа М при  $t_{г0} = 72$  мкс;  $\delta = 1\%$ ;  $f_{\kappa} = 10$  кГц;  $R_H = 1$  кОм.

1. Вычисляем  $2\pi f_{\kappa} t_{г0} = 6,283 \cdot 10^4 \cdot 72 \cdot 10^{-6} = 4,524$ .
2. Так как из табл. 3.8  $S = 1,573$  для  $\delta = 1\%$ , то число звеньев равно  $N = \left[ \frac{4,524}{1,573} \right] = [2,88] = 3$ .
3. При  $N = 3$  каждое звено обладает временем задержки  $t_{гзв} = t_{г0}/N = 72/3 = 24$  мкс.

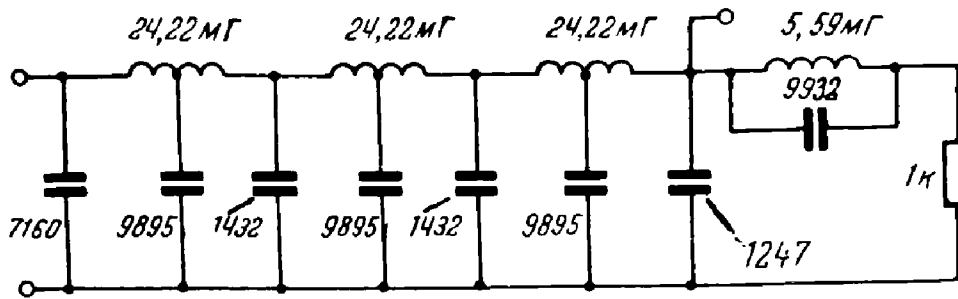
Поскольку  $2\pi f_{\kappa} t_{гзв} = 1,508$ , что меньше  $S = 1,573$  для  $\delta = 1\%$  из табл. 3.8, то при  $N = 3$  можно обеспечить искажения характеристики ГВЗ, меньшие 1%.

4. Выбирая из табл. 3.8 нормированные значения элементов при  $\delta = 0,9\%$ , получаем для звеньев линии задержки  $L_1 = 1,009$ ;  $C_1 = 0,29836$ ;  $C_2 = 0,41228$  и для согласующего полузвена  $L' = 0,25436$ ;  $C' = 0,25436$ ;  $C'' = 0,33743$ .

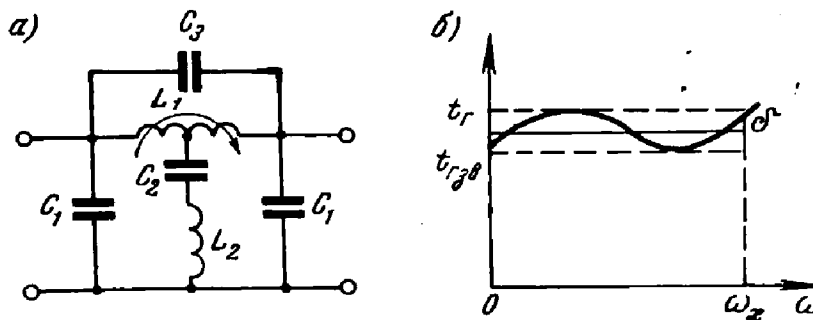
5. Умножая нормированные значения индуктивностей на  $t_{гзв} R_H = 24 \cdot 10^{-3}$ , а емкостей на  $t_{гзв}/R_H = 24 \cdot 10^{-9}$ , получаем абсолютные значения элементов:

$$L_1 = 24,22 \text{ мГ}; \quad C_1 = 7160 \text{ пФ}, \quad C_2 = 9895 \text{ пФ}; \\ L' = 5,59 \text{ мГ}; \quad C' = 5587 \text{ пФ}, \quad C'' = 9932 \text{ пФ}.$$

Схема рассчитанной линии задержки представлена на рис. 3.7.

Рис. 3.7. Схема линии задержки на звеньях типа  $M$ **Расчет линий задержки на звеньях типа  $MM'$  (рис. 3.8)**

Связь между половинами катушки индуктивности — жесткая. Расчет линии задержки производится на основании табл. 3.9 по методу, описанному в предыдущем параграфе.

Рис. 3.8. Схема и характеристика времени задержки звена типа  $MM'$ 

**Пример 3.3.** Рассчитать линию задержки на звеньях типа  $MM'$  при  $t_{г0}=195$  мкс,  $\delta=1\%$ ,  $f_{\kappa}=10$  кГц,  $R_H=1$  кОм.

1. Вычисляем  $2\pi f_{\kappa} t_{г0} = 6,283 \cdot 10^4 \cdot 195 \cdot 10^{-6} = 12,252$ .
2. Для  $\delta=1\%$  по таблице  $S=4,218$ , что явно меньше полученного значения 12,252. Поэтому необходимо взять несколько звеньев. Для числа звеньев  $N=3$   $t_{г0}/N=65$  мкс, следовательно,

$$2\pi f_{\kappa} t_{гзв} = 6,283 \cdot 10^4 \cdot 65 \cdot 10^{-6} = 4,084 < 4,218$$

- Полученная величина 4,084 меньше  $S$  для  $\delta=0,8\%$ , которое равно 4,096. Таким образом, можно обеспечить даже меньшие искажения, чем требуется.
3. Выбирая из таблицы нормированные значения для  $\sigma=0,8$  и, умножая на  $t_{гзв} R_H$ , имеем:

$$L_1 = 0,922 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 = 64,48 \text{ мГ};$$

$$L_2 = 0,1512 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 = 9,83 \text{ мГ};$$

$$L' = 0,1147 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 = 7,06 \text{ мГ};$$

$$C_1 = 0,1601 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3} = 10410 \text{ пФ};$$

$$C_2 = 0,6717 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3} = 43660 \text{ пФ};$$

$$C_3 = 0,02231 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3} = 1450 \text{ пФ};$$

$$C' = 0,1147 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3} = 7060 \text{ пФ};$$



ТАБЛИЦА 3.9

Нормированные значения элементов звена типа ММ'

$\delta, \%$	$S$	$L_1$	$L_2$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C'L'$	$C''$	$T$
0,1	3,002	0,9990	0,1547	0,1720	0,6548	0,01536	0,1225	0,1625	5,352
0,2	3,376	0,9980	0,1535	0,1691	0,6598	0,01595	0,1215	0,1612	5,397
0,3	3,576	0,9970	0,1523	0,1670	0,6631	0,01616	0,1208	0,1602	5,429
0,4	3,722	0,9960	0,1523	0,1652	0,6655	0,01916	0,1162	0,1732	5,454
0,5	3,840	0,9950	0,1519	0,1637	0,6675	0,02006	0,1158	0,1726	5,575
0,6	3,938	0,9940	0,1516	0,1624	0,6691	0,02086	0,1154	0,1720	5,492
0,7	4,023	0,9930	0,1514	0,1612	0,6705	0,02163	0,1150	0,1714	5,509
0,8	4,096	0,9920	0,1512	0,1601	0,6717	0,02231	0,1147	0,1710	5,523
0,9	4,160	0,9910	0,1510	0,1591	0,6727	0,02296	0,1147	0,1710	5,536
1,0	4,218	0,9900	0,1509	0,1582	0,6735	0,02357	0,1114	0,1816	5,543
2,0	4,601	0,9800	0,1506	0,1512	0,6777	0,02851	0,1111	0,1811	5,635
3,0	4,837	0,9700	0,1510	0,1460	0,6781	0,03257	0,1069	0,1879	5,695
4,0	5,004	0,9600	0,1517	0,1417	0,6767	0,03612			5,745
5,0	5,133	0,9500	0,1526	0,1379	0,6742	0,03933			5,786
6,0	5,239	0,9400	0,1536	0,1345	0,6710	0,04235			5,821
7,0	5,329	0,9300	0,1547	0,1315	0,6671	0,04520			5,853
8,0	5,406	0,9200	0,1559	0,1287	0,6627	0,04791			5,882
9,0	5,475	0,9100	0,1571	0,1260	0,6580	0,05053			5,910
10,0	5,532	0,9000	0,1582	0,1235	0,6530	0,05286			5,934

$$C'' = 0,1710 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3} = 12550 \text{ пФ.}$$

Схема рассчитанной линии задержки представлена на рис. 3.9.

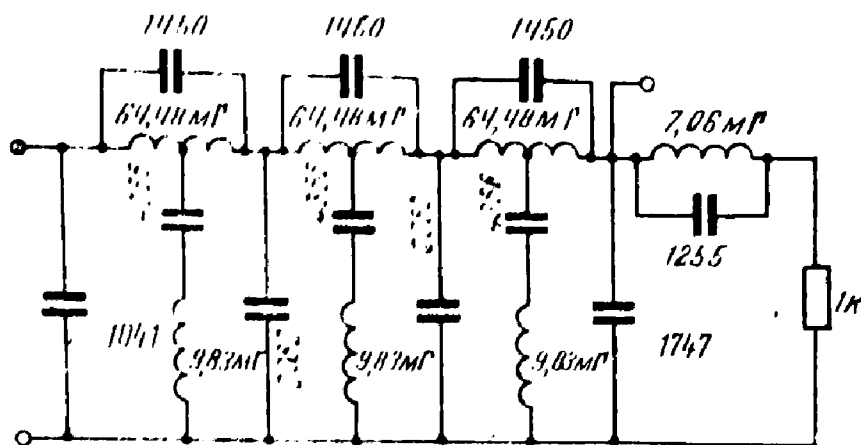


Рис. 3.9. Схема линии задержки на звеньях типа  $MM'$

Реальные частотные характеристики линий задержки, построенных из однотипных звеньев, даже при очень высокой добротности реактивных элементов несколько отличаются от расчетных. Это объясняется тем, что реальные сопротивления нагрузок отличаются от идеализированных, которые предполагались при выводе расчетных формул. Отличие, прежде всего, проявляется в том, что характеристика затухания имеет некоторую неравномерность в рабочей полосе частот. Для уменьшения неравномерности применяются согласующие полужвенья (см. линии задержки со звеньями  $M$  и  $MM'$ ), которые практически можно включать лишь перед нагрузкой, снимая сигнал задержки перед согласующим полужвеном при помощи высокоомного прибора.

Необходимо также отметить, что вне рабочей полосы частот затухание рассмотренных типов линий задержки возрастает с ростом частоты. Таким образом, линии задержки, построенные из однотипных звеньев, ведут себя подобно фильтрам нижних частот.

### 3.5. Полосовые линии задержки

#### Особенности построения полосовых линий задержки

При решении ряда практических задач бывает необходимо обеспечить заданную величину ГВЗ (требуемый наклон ФЧХ) в диапазоне частот  $\omega_{-x} \div \omega_x$ . Решить поставленную задачу можно, используя низкочастотную линию задержки. Однако если диапазон частот  $\omega_{-x} \div \omega_x$  уже, чем одна октава, т. е.  $\omega_x / \omega_{-x} < 2$ , то применение низкочастотной линии задержки нецелесообразно из-за большого числа звеньев (секций), требующихся для получения заданного времени задержки. Гораздо лучшие результаты можно получить при использовании для этой цели полосовых линий задержки.

Полосовые, как и низкочастотные, линии задержки можно строить на фазовых контурах либо с использованием однотипных звеньев.

Для синтеза полосовых линий задержки необходимы специальные полиномы Гурвица, которые могут быть образованы из рассмотренных выше (см. параграфы 3.2, 3.3) при помощи реактансного преобразования частоты или путем смещения (сдвига) нулей низкочастотных полиномов Гурвица.

### Реактансное преобразование частоты

Преобразование частоты вида

$$\Omega = \Omega_0 \frac{\omega_0}{\omega_{\kappa} - \omega_{-\kappa}} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (3.2)$$

называемое реактансным, часто используется при построении полосовых систем из низкочастотных эквивалентов (прототипов). Это

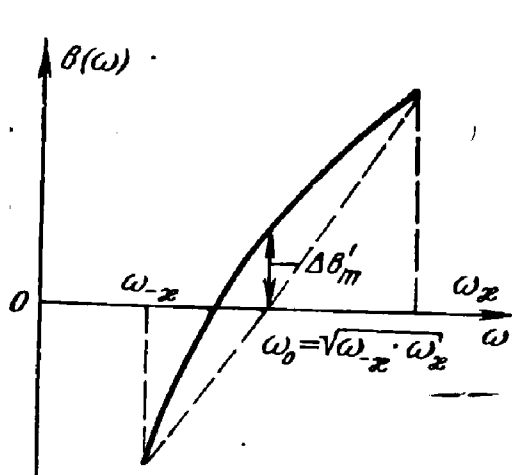


Рис. 3.10. Отклонение фазовой характеристики от линейной при реактансном преобразовании частоты

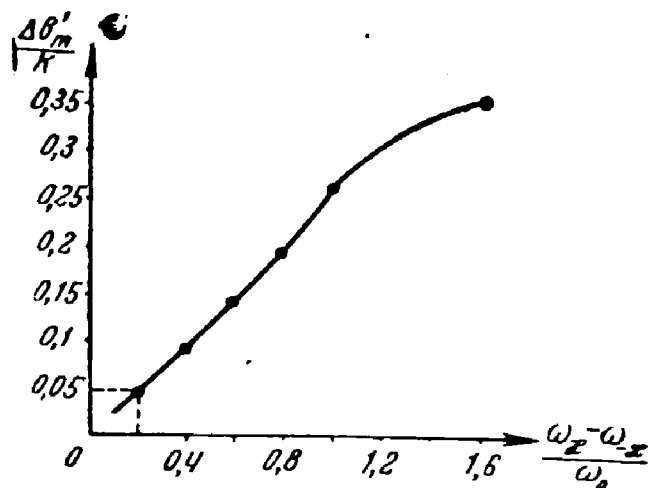


Рис. 3.11. Зависимость погрешности  $\Delta b'_m$  от относительной ширины рабочей полосы частот

преобразование трансформирует интервал  $-\Omega_0 \div \Omega_0$  в шкале нормированных частот  $\Omega$  в полосу  $\omega_{-\kappa} \div \omega_{\kappa}$  действительных круговых частот  $\omega$ . При этом ФЧХ полосовой системы отличается от линейной ФЧХ исходной нч системы [5], как показано на рис. 3.10. Максимум отклонения  $\Delta b'_m$  появляется на частоте  $\omega_0 = \sqrt{\omega_{-\kappa} \omega_{\kappa}}$ ; его значение равно

$$\Delta b'_m = K \left( \sqrt{\frac{\omega_{\kappa}}{\omega_{-\kappa}}} - 1 \right) / \left( \sqrt{\frac{\omega_{\kappa}}{\omega_{-\kappa}}} + 1 \right),$$

где  $K$  — угол наклона фазовой характеристики нч системы. Из графика рис. 3.11 следует, что полосовые линии задержки с более широкой относительной рабочей полосой частот имеют и более значительную величину погрешности преобразования  $\Delta b'_m$ . Поэтому реактансное преобразование частоты можно использовать лишь для образования узкополосных линий задержки, т. е. линий задержки с относительной шириной рабочей полосы частот менее  $0,1 \div 0,2$ .

При реактансном преобразовании частоты в фазовых контурах типа  $LC$  происходит одновременное преобразование индуктивностей в последовательные, а емкостей -- в параллельные резонансные контуры так, как это показано на рис. 3.12. Отмеченное обстоятельство

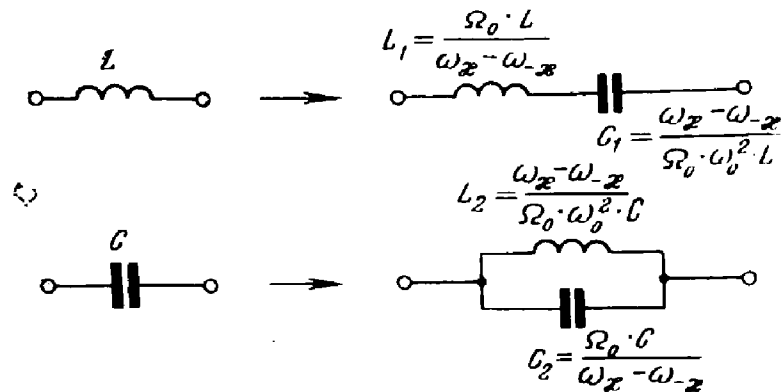


Рис. 3.12. Расчет элементов при реактансном преобразовании частот

весьма удобно использовать для упрощения расчета, который сводится к определению элементов нч прототипа по стандартной методике, изложенной ранее.

После расчета прототипа схема преобразуется по способу, указанному на рис. 3.12. Следует обратить внимание на то, что в качестве прототипа в большинстве случаев удобно выбирать мостовую схему реализации фазового контура, а затем уже после преобразования переходить к эквивалентным заземленным структурам. Нужно также иметь в виду, что порядок фазового контура, полученного при помощи реактансного преобразования частоты, в два раза больше степени исходного полинома.

**Пример 3.4.** Рассчитать полосовую линию задержки по следующим требованиям:

- рабочая полоса частот  $f_{-к} = 90$  кГц,  $f_{к} = 110$  кГц;
- время задержки  $t_{Г0} = 0,06$  мс;
- величина отклонения рабочей фазы  $\Delta b_m$  от линейного закона в рабочей полосе частот не должна превышать 0,07 рад;
- сопротивления нагрузок линии задержки  $R_1 = R_2 = 5$  кОм.

Расчет производится в следующем порядке:

1. Определяем границу нормированной полосы частот

$$\Omega_0 = \frac{\omega_{к} - \omega_{-к}}{2} \frac{t_{Г0}}{2} \approx 1,9.$$

2. Вычисляем относительную ширину рабочей полосы частот

$$\frac{f_{к} - f_{-к}}{\sqrt{f_{-к} f_{к}}} = 0,2.$$

Из графика на рис. 3.11 находим величину дополнительного отклонения  $\Delta b'_m$  фазы от линейной при реактансном преобразовании частоты:

$\Delta b'_m = 0,05$  рад ( $k=1$ ), что по условиям задачи может считаться допустимым.

3. В качестве полиномов Гурвица, определяющих передаточную функцию линии задержки, выбираем полиномы, рассмотренные в § 3.2, 3.3. В данном случае возьмем полиномы Бесселя. Тогда величина допустимого отклонения

аргумента комплексного полинома Бесселя на границах рабочей полосы частот не должна превышать

$$\Delta b_n = (\Delta b_m - \Delta b'_m)/2 = (0,07 - 0,05)/2 = 0,01 \text{ рад.}$$

4. Из табл. 3.4 находим полином Бесселя минимальной степени, аргумент которого на нормированной частоте  $\Omega_0 = 1,9$  отклоняется от линейного закона не более чем на 0,01 рад. В данном случае степень полинома Бесселя равна 4.

5. По найденному полиному Бесселя

$$v(\Lambda) = \Lambda^4 + 10 \cdot \Lambda^3 + 45 \cdot \Lambda^2 + 105 \Lambda + 105$$

рассчитываем мостовую схему фазового контура согласно методике, изложенной в параграфах 2.2–2.4. Схемы реактивных двухполюсников  $Z_1$  и  $Z_2$  показаны на рис. 2.8а, б. Значения элементов двухполюсников, вычисленные при  $R_0 = 5 \cdot 10^3$ , равны:

$$L_0 = 5 \cdot 10^3 \text{ Г; } C_\infty = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Ф;}$$

$$L_2 = 2,04 \cdot 10^3 \text{ Г; } C_2 = 4,66 \cdot 10^{-5} \text{ Ф;}$$

$$L_\infty = 5 \cdot 10^2 \text{ Г; } C_0 = 2 \cdot 10^{-4} \text{ Ф;}$$

$$L_1 = 1,165 \cdot 10^3 \text{ Г; } C_1 = 8,16 \cdot 10^{-5} \text{ Ф.}$$

6. По ф-лам на рис. 3.12 рассчитываем значения элементов двухполюсников  $Z_1$  и  $Z_2$  для образования полосового фазового контура на основе реактансного преобразования частоты. Схемы двухполюсников и значения их

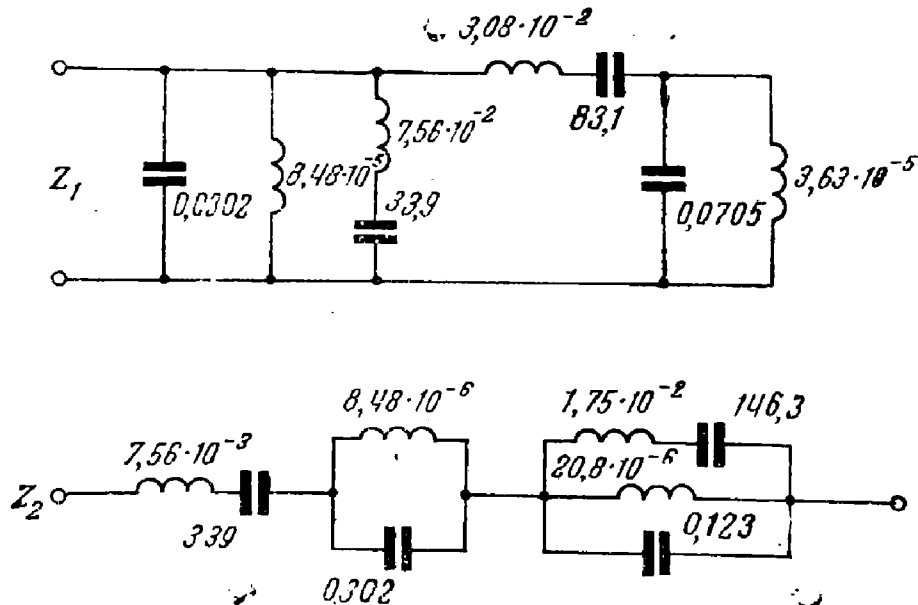


Рис. 3.13. Схемы реактивных двухполюсников полосового фазового контура для примера 3.4

элементов приведены на рис. 3.13. Соответствующая «заземленная» схема фазового контура показана на рис. 2.4.

### Смещение нулей полинома Гурвица

Полосовая система может быть также образована путем смещения нулей и полюсов соответствующей передаточной функции низкочастотной системы. Для полосовых линий задержки необходимо определить по заданному низкочастотному полиному  $v(\Lambda)$  порядка  $n$

новый полином Гурвица  $v(p)$ , аргумент которого в рабочей полосе частот имел бы с некоторой погрешностью линейную зависимость от частоты.

На рис. 3.14 показан график изменения аргумента комплексного низкочастотного полинома Гурвица  $v(\Lambda)$  как для положительных, так и для отрицательных частот. Очевидно, что образовать полосовую линию задержки можно перемещением линейного участка функции  $\varphi(\Omega)$ , ограниченного частотами  $-\Omega_0$  и  $\Omega_0$ , в заданную рабочую полосу частот  $\omega_x \div \omega_x$  как показано на рис. 3.15

Поскольку аргумент полинома Гурвица является нечетной функцией частоты, то необходимо одновременно сместить указанный линейный участок и в область отрицательных частот. Аналогичные рассуждения можно провести и относительно функции группового времени задержки, имея в виду перемещение участка этой функции, где  $t_r = \text{const}$ .

Для решения подобных задач ис-

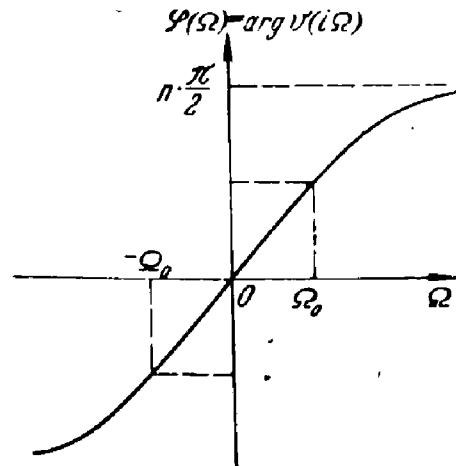


Рис. 3.14. Частотная зависимость аргумента нч специального полинома Гурвица

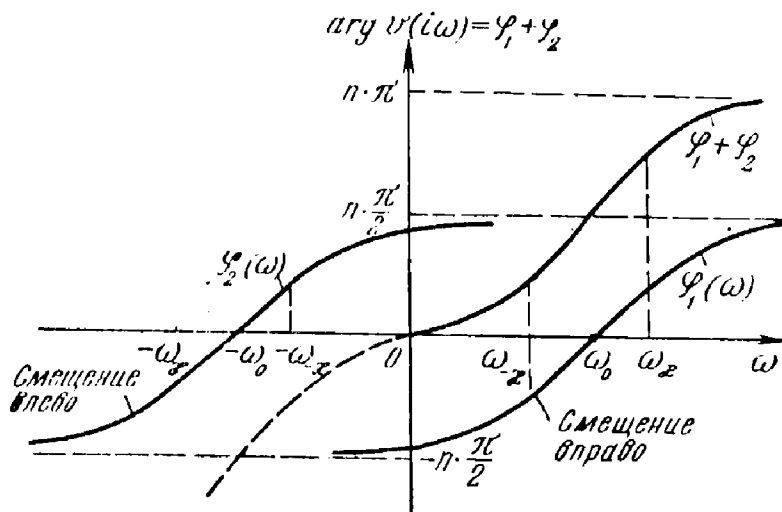


Рис. 3.15. Образование линейной фазовой характеристики в рабочей полосе частот

пользуется преобразование частоты вида

$$\Omega = \frac{\Omega_0}{\Delta\omega} (\omega - \omega_0 \operatorname{sign} \omega)^1)$$

$$\text{или } \omega = \frac{\Delta\omega}{\Omega_0} \Omega + \omega_0 \operatorname{sign} \omega,$$

<sup>1)</sup> Функция  $\operatorname{sign} \omega = \begin{cases} 1, & \omega > 0; \\ -1, & \omega < 0. \end{cases}$

где  $\omega_0 = (\omega_{-k} + \omega_k)/2$  — средняя частота рабочей полосы;

$\Delta\omega = (\omega_k - \omega_{-k})/2$  — половина ширины рабочей полосы.

Преобразование переводит (смещает) нули  $\Lambda_k = -\Sigma_k + i\Omega_k$  полинома  $v(\Lambda)$  из плоскости  $\Lambda$  в плоскость  $p$ , как показано на

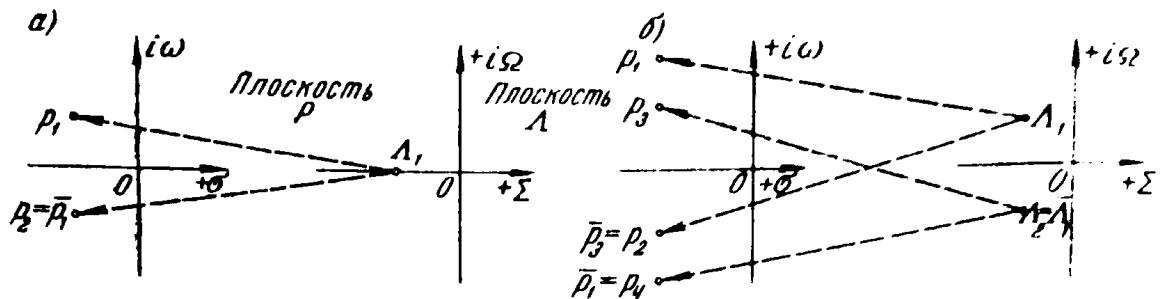


Рис. 3.16. Смещение нулей низкочастотного полинома при образовании полосовой линии задержки:

а) вещественный нуль; б) пара комплексных сопряженных нулей

рис. 3.16. При этом новые значения нулей находятся по формуле

$$p_{k,k+1} = \frac{\Delta\omega}{\Omega_0} \Lambda_k \pm i\omega_0.$$

В конечном итоге образуется полином Гурвица порядка  $2n$  с  $n$  комплексными нулями:

$$p_{k,k+2} = -\frac{\Delta\omega}{\Omega_0} \Sigma_k \pm i \left( \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{\Omega_0} \Omega_k \right) = -\sigma_k \pm i\omega_k; \quad (3.3)$$

$$p_{k+1,k+3} = -\frac{\Delta\omega}{\Omega_0} \Sigma_k \pm i \left( \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{\Omega_0} \Omega_k \right) = -\sigma_k \pm i\omega_{k+1},$$

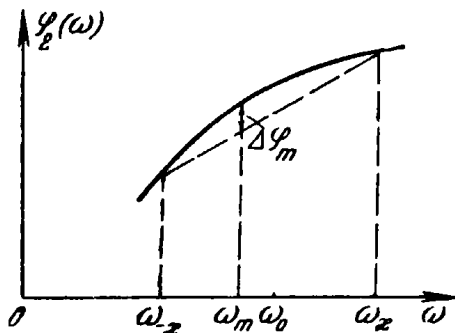


Рис. 3.17. Отклонение фазы от линейного закона при смещении нулей

где  $\Sigma_k$  и  $\Omega_k$  — соответственно вещественная и мнимая части нулей низкочастотного полинома  $v(\Lambda)$ . В случае вещественного нуля полинома  $v(\Lambda)$  необходимо в ф-ле (3.3) положить  $\Omega_k = 0$ .

По найденным нулям полинома  $v(p)$  рассчитывается та или иная схема фазового контура методами, изложенными в параграфах 2.2—2.4.

При образовании полосовых линий задержки при помощи смещения нулей появляется дополнительное отклонение ФЧХ от линейной функции

за счет «хвоста» функции  $\varphi_2(\omega)$ :

$$\varphi_2(\omega) = \sum_{k=1}^n \arctg \frac{\omega + \omega_k}{\sigma_k} + \sum_{k=1}^n \arctg \frac{\omega + \omega_{k+1}}{\sigma_k}.$$

В работе [5] показано, что величина максимума отклонения ФЧХ от прямой (рис. 3.17), вычисляется по формуле

$$\Delta\varphi_m = \varphi_2(\omega_m) - \frac{[\varphi_2(\omega_+) - \varphi_2(\omega_-)]\omega_m + \omega_+ \varphi_2(\omega_-) - \omega_- \varphi_2(\omega_+)}{\omega_+ - \omega_-},$$

причем частота  $\omega_m$  находится из уравнения

$$\sum_{k=1}^n \left[ \frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + (\omega + \omega_k)^2} + \frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + (\omega + \omega_{k+1})^2} \right] - \frac{\varphi_2(\omega_+) - \varphi_2(\omega_-)}{\omega_+ - \omega_-} = 0.$$

Изложенный метод по сравнению с реактансным преобразованием частоты позволяет рассчитывать более широкополосные линии задержки, т. е. полосовые линии задержки с относительной рабочей полосой частот порядка единицы.

**Пример 3.5.** Рассчитать полосовую линию задержки по требованиям примера 3.4 с использованием сдвига (смещения) нулей низкочастотного полинома Гурвица.

Расчет полосовой линии задержки с использованием сдвига нулей полинома Гурвица имеет некоторые особенности по сравнению с расчетом аналогичной линии задержки на основе реактансного преобразования частоты, состоящие главным образом в преобразовании низкочастотного полинома Гурвица. Последовательность расчета полосовой линии задержки удобнее проследить по этапам.

1. Определяем нормированную граничную частоту низкочастотного прототипа:

$$\Omega_0 = \frac{\omega_+ - \omega_-}{2} \frac{t_{\Gamma}}{2} \approx 1,9.$$

2. Пренебрегая величиной дополнительного отклонения фазы вследствие сдвига нулей, определяем величину допустимого отклонения аргумента комплексного полинома Бесселя на частоте  $\Omega_0 = 1,9$ :

$$\Delta b_n = \Delta b_m / 2 = 0,035.$$

3. Из табл. 3.4 находим, что в данном случае можно выбрать полином Бесселя третьей степени, поскольку его аргумент отклоняется от линейного закона на частоте  $\Omega_0 = 1,9$  всего лишь на 0,0307 рад.

4. Из табл. 3.2 выписываем нули полинома Бесселя;

$$\Lambda_1 = -2,32219; \quad \Lambda_{2,3} = -1,83891 \pm i 1,75438.$$

5. Рассчитываем по ф-лам (3.3) значения нулей нового полинома Бесселя для реализации требуемой задержки в заданной полосе частот:

$$p_{1,2} = -0,767935 \cdot 10^5 \pm i 6,28318 \cdot 10^5;$$

$$p_{3,4} = -0,608115 \cdot 10^5 \pm i 5,12286 \cdot 10^5;$$

$$p_{5,6} = -0,608115 \cdot 10^5 \pm i 7,44350 \cdot 10^5.$$

6. По найденным нулям полинома Гурвица определяем схему фазового контура и рассчитываем значения его элементов по методике, изложенной в параграфах 2.2—2.4.



### Расчет полосовых линий задержки на однотипных звеньях

Схема звена полосовой линии задержки изображена на рис. 3.18а, характеристика времени задержки — на рис. 3.18б.

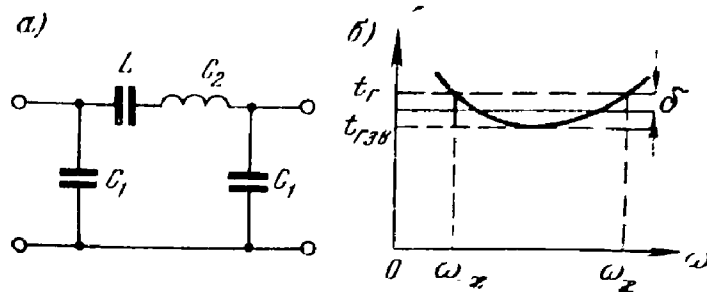


Рис. 3.18. Схема звена полосовой линии задержки и характеристика времени задержки

Расчет линии задержки производится в следующем порядке.  
1. Определяется число звеньев  $N$  из условия:

$$2\pi(f_{\kappa} - f_{-\kappa}) \frac{t_{r0}}{N} \leq \frac{4\sqrt{\delta}}{1 - \delta^2},$$

В то же время желательно иметь минимальное число звеньев.  
2. Для определения вспомогательного параметра  $\delta_0$  решается уравнение

$$\frac{4\sqrt{\delta_0}}{1 - \delta_0^2} = \frac{2\pi(f_{\kappa} - f_{-\kappa})}{N} t_{r0}.$$

Данное уравнение удобно решать графически.

3. Определяется расчетный параметр  $\varphi$  на основании формулы

$$\frac{1}{\varphi} = 2 + \frac{(f_{\kappa} - f_{-\kappa})^2 (1 + \delta_0)^2}{f_{\kappa} f_{-\kappa} 4\delta_0}.$$

4. Вычисляются коэффициенты  $m$  и  $T$ :

$$m = \sqrt{\frac{1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 4\varphi^2}} - 1 \right)}; \quad T = \frac{2}{(\sqrt{1 + m^2} - m)(1 - \delta_0)}.$$

5. Значения элементов звена рассчитываются по формулам:

$$L = \frac{2t_{r0}R_H}{T(\sqrt{1 + m^2} - m)}; \quad C_1 = \frac{t_{r0}(\sqrt{1 + m^2} - m)}{TR_H};$$

$$C_2 = \frac{t_{r0}(\sqrt{1 + m^2} - m)}{2m^2TR_H}.$$

**Пример 3.6.** Рассчитать линию задержки при  $t_{r0} = 100$  мкс,  $\delta = 1\%$ ,  $f_{\kappa} = 21,8$  кГц,  $f_{-\kappa} = 20$  кГц,  $R_r = R_H = 1$  кОм.

1. Определяем произведение  $2\pi(f_{\kappa} - f_{-\kappa})t_{r0} = 2\pi \cdot 1,8 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 1,13$  и сравниваем его с величиной  $4\sqrt{\delta}/(1 - \delta^2) = 0,4$ .

Так как  $1,13 > 0,4$ , необходимо взять больше одного звена. Если  $N=3$ , то

$$2\pi \left( f_{\text{к}} - f_{\text{н}} \right) \frac{t_{10}}{N} = 2\pi \cdot 1,8 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{3} \cdot 10^{-6} = 0,377 < 0,4.$$

Если выбрать  $N=2$ , то необходимое неравенство выполняться не будет.

2. Определяем коэффициент  $\delta_0$ . Решая уравнение  $4 \sqrt{\delta_0 / (1 - \delta_0^2)} = 0,377$ ,

находим  $\delta_0 = 0,0097$ , значение которого не превосходит требуемого  $\delta = 0,01$ .

3. Вычисляем параметр  $\Phi$ :

$$\frac{1}{\Phi} = \frac{1,8^2 \cdot 10^6 \cdot 1,0195}{21,8 \cdot 20 \cdot 10^6 \cdot 0,0388} + 2 = 2,195 \quad \Phi = 0,455.$$

4. Вычисляем  $m$  и  $T$ :  $m = 0,844$ ;  $T = 4,349$ .

5. Рассчитываем значения элементов звена:  $L = 33,01$  мГ;  $C_1 = 3560$  пФ;  $C_2 = 2495$  пФ.

### 3.6. Линии задержки с отводами

Линия задержки с отводами (рис. 3.19) является многополюсником с одним входом и несколькими выходами. Сигнал на каждом выходе должен появляться в строго определенное время по отноше-

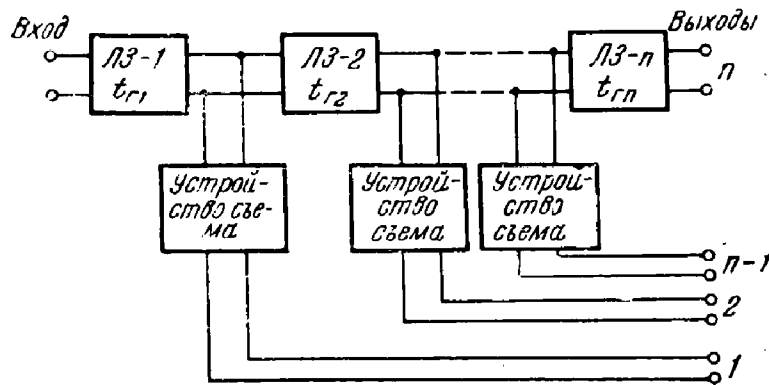


Рис. 3.19. Структурная схема линии задержки с отводами

нию ко времени поступления его на вход. Подобные устройства особенно широко применяются в схемах оптимальной обработки сигналов и для построения корректоров.

Основной частью линии задержки с отводами является многосекционная линия задержки, т. е. линия, составленная из каскадно включенных более простых линий с вполне определенной величиной времени задержки, приходящейся на каждую секцию. При таком принципе построения нетрудно определить время задержки по каждому выходу. Например, для первого выхода время задержки сигнала равно  $t_{r1}$ , для второго —  $t_{r1} + t_{r2}$ , ..., для последнего выхода —  $t_{r1} + t_{r2} + \dots + t_{rn}$ .

Из сказанного выше можно сделать вывод, что расчет линии задержки с отводами ничем не отличается от расчета обычной линии задержки и сводится к определению параметров  $n$  отдельных секций по заданным значениям  $t_{r1}, t_{r2}, \dots, t_{rn}$  и допустимым величинам погрешности. Включение отдельных линий по схеме рис. 3.19 — либо каскадно-согласованное, либо каскадно-развязанное. И в том,

и в другом случаях входные сопротивления устройств съема должны быть достаточно большими по величине, чтобы не оказывать заметного шунтирующего влияния при прохождении сигнала по всей линии.

Важной особенностью расчета линий задержки с отводами является необходимость реализации в ряде случаев заданного допустимого отклонения по фазовому сдвигу на верхней граничной частоте  $\Delta\theta^\circ$ , идентичного для всех отводов. Подобное требование легко выполнить в линии из звеньев типа *K* с фазовым сдвигом на одно звено  $2\Delta\theta^\circ$ . Путем подключения к соответствующему отводу максимальную ошибку в такой линии всегда можно сделать не более половины фазового сдвига звена, т. е.  $\Delta\theta^\circ$ . Очевидно, что данная линия будет неоптимальной по числу элементов, так как обычно  $\Delta\theta^\circ = 5 \div 10^\circ$  и, следовательно, каждое звено обеспечивает сдвиг всего  $10 \div 20^\circ$ .

Для уменьшения числа элементов следует применять звенья типа *M* с дополнительным отводом от средней точки катушки индуктивности. Благодаря этому фазовый сдвиг звена равен  $4\Delta\theta^\circ$ , а ошибка — по-прежнему  $\Delta\theta^\circ$ .

Методика минимизации ошибки  $\Delta\theta^\circ$  иллюстрируется примером.

**Пример 3.7.** Требуется рассчитать линию задержки с фазовым сдвигом  $555^\circ$  на верхней граничной частоте, с 11 отводами через каждые  $50,5^\circ$  и допуском на отвод  $\pm 10^\circ$ .

Выбираем звено типа *M* с фазовым сдвигом на верхней граничной частоте, равным  $40^\circ$ . Следовательно, число звеньев в линии равно  $555 : 40^\circ \approx 14$ . Составляем табл. 3.10, в которой указаны:

ТАБЛИЦА 3.10

Линия задержки с отводами

<i>N</i>	$\theta_{\text{лз}}^\circ$	$\theta_{\text{отв}}^\circ$	$\Delta\theta^\circ$	<i>N</i>	$\theta_{\text{лз}}^\circ$	$\theta_{\text{отв}}^\circ$	$\Delta\theta^\circ$
1	40	—	—	8	320	303	—3
2	80	50,5	+9,5	9	360	353,5	+6,5
3	120	101	—1	10	400	404	—4
4	160	151,5	+8,5	11	440	—	—
5	200	202	—2	12	480	454,5	+5,5
6	240	—	—	13	520	505	—5
7	280	252,5	+7,5	14	560	555	+5

— в первом столбце — номера звеньев по порядку от начала линии;  
 — во втором столбце — фазовый сдвиг в линии от входа до определенного звена;

— в третьем столбце — требуемый фазовый сдвиг на отводах;

— в четвертом столбце — ошибка в градусах на каждом отводе.

Как видно из таблицы, на любом отводе ошибка не превышает  $10^\circ$ . В звеньях 2, 3, 7, 8, 12, 13-м отвод осуществляется от середины звена. Данная таблица полезна и при настройке линии после изготовления. При этом во вторую строку записывается измеренный сдвиг фаз и путем соответствующей перепайки отводов (при отклонениях фазового сдвига линии вследствие разброса значений элементов) всегда можно получить на каждом отводе заданный допуск.

### 3.7. Дисперсионные линии задержки

#### Общие свойства дисперсионных линий задержки

Дисперсионной линией задержки (ДЛЗ) называется такая электрическая цепь, у которой, во-первых, функция группового времени задержки изменяется по линейному закону в фиксированной полосе частот  $[f_{-x}, f_x]$ ; во-вторых, в этой же полосе частот амплитудно-частотная характеристика цепи является постоянной величиной. Указанная полоса обычно называется рабочей полосой частот дисперсионной линии задержки.

Из определения следует, что подобные электрические цепи относятся к фазовым цепям с особыми по сравнению с обычными линиями задержки свойствами, поскольку они осуществляют задержку частотных составляющих спектра сигнала на различное время. Частотные характеристики практически осуществимых ДЛЗ, если говорить об их реализации при помощи электрических цепей с конечным числом сосредоточенных элементов, по известным причинам лишь с определенной степенью точности воспроизводят требуемые (идеальные) характеристики.

Общие свойства ДЛЗ могут быть установлены на примере анализа идеальной ДЛЗ (рис. 3.20), у которой функция группового вре-

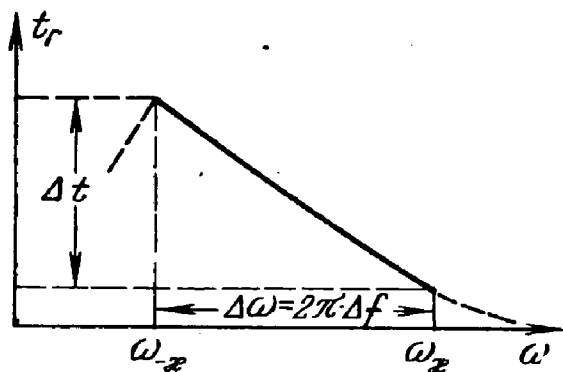


Рис. 3.20. Функция группового времени задержки идеальной ДЛЗ ;  $\Delta t = \Delta t_r$ .

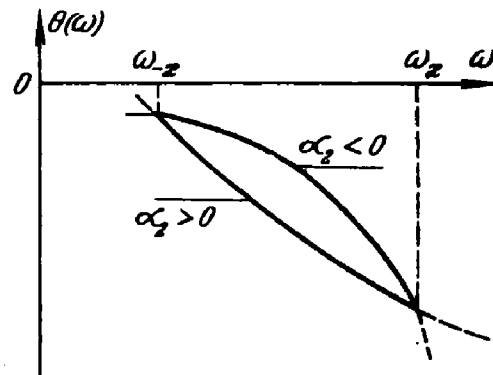


Рис. 3.21. Фазо-частотные характеристики ДЛЗ

мени задержки убывает по линейному закону в рабочей полосе частот  $[\omega_{-x} = 2\pi f_{-x}, \omega_x = 2\pi f_x]$ , а именно  $t_r(\omega) = -2a_2\omega + a_1$ .

В качестве основного параметра ДЛЗ принят безразмерный коэффициент дисперсии  $D$ , равный произведению величины перепада функции группового времени задержки  $\Delta t_r$  в пределах рабочей полосы частот на ее ширину  $\Delta f$ :  $D = \Delta t_r \Delta f$ .

Как известно, фазо-частотная характеристика электрической цепи связана с функцией группового времени задержки соотношением  $\theta(\omega) = -\int t_r(\omega) d\omega + \theta_0$ . Очевидно, что фазо-частотная характеристика ДЛЗ в рабочей полосе частот представляет собой параболическую функцию частоты следующего вида:  $\theta(\omega) = a_2\omega^2 - a_1\omega + \theta_0$ .

Постоянный коэффициент  $a_2$  определяет величину фазовой дисперсии; причем  $a_2 > 0$  у ДЛЗ с линейно убывающей функцией группового времени задержки и  $a_2 < 0$  у ДЛЗ с обратным законом изме-

нения группового времени задержки. Графики фазо-частотных характеристик ДЛЗ с положительной и отрицательной фазовыми дисперсиями показаны на рис. 3.21.

В ряде случаев, в зависимости от наличия тех или иных параметров, для расчета коэффициента дисперсии можно использовать и такие соотношения:

$$D = \frac{|\alpha_2|}{\pi} \Delta \omega^2 = \frac{\Delta t_r^2}{4\pi |\alpha_2|}.$$

### Табулированные секции дисперсионных линий задержки

Задачу реализации ДЛЗ можно решить, если определена передаточная функция такого фазового контура, у которого в соответствии с выбранным критерием функция группового времени задержки воспроизводит требуемую линейную функцию частоты или фазо-частотная характеристика — параболическую функцию частоты. Как уже отмечалось, конструирование передаточных функций линий задержки связано с построением соответствующих полиномов Гурвица. При этом, в зависимости от меры отклонения указанных характеристик от требуемых, можно найти различные типы таких полиномов<sup>1)</sup>.

В работе [15] приведены результаты графоаналитического расчета фазовых контуров (секций) 4, 6, 8 и 12-го порядков, функции группового времени задержки которых наименее в чебышевском смысле отклоняются от линейных. В табл. 3.11 с некоторыми изменениями и дополнениями указаны основные параметры таких секций ДЛЗ, а также значения нулей соответствующих полиномов Гурвица их передаточных функций.

Для проектирования ДЛЗ можно также использовать совокупность полиномов Гурвица [5], аргумент которых наименее в чебышевском смысле отклоняется от параболической функции в нормированном интервале частот [1, 2]. Такое решение задачи синтеза ДЛЗ является оптимальным, поскольку оно приводит к минимальному числу элементов, необходимых для построения ДЛЗ с заданным коэффициентом дисперсии.

В табл. 3.12 приведены необходимые для расчета электрических параметров ДЛЗ данные: порядок фазового контура (секции ДЛЗ), коэффициенты функции  $\theta(\Omega)$ , коэффициент дисперсии, погрешность аппроксимации и комплексные нули  $\Lambda_k = \Sigma_k \pm i\Omega_k$  соответствующих полиномов Гурвица. Погрешность аппроксимации в данном случае представляет собой максимальную абсолютную величину отклонения фазо-частотной характеристики секции ДЛЗ от идеальной фазо-частотной характеристики. Рисунок 3.22 в качестве примера иллюстрирует характер погрешности аппроксимации у секции ДЛЗ восьмого порядка. Следует также иметь в виду, что рассматриваемые секции ДЛЗ имеют положительную фазовую дисперсию, т. е. их групповое время задержки убывает по закону, близкому к линейному, в диапазоне нормированных частот [1, 2].

<sup>1)</sup> Метод расчета ДЛЗ в виде цепочки однотипных фазовых контуров второго порядка в настоящее время практически не применяется, так как приводит к схемам с чрезмерно большим числом элементов.

ТАБЛИЦА 3.11

Основные параметры и нули полиномов Гурвица секций ДЛЗ (контролируемое ГВЗ)

Порядок фазового контура $n$	Кэффи- циент дисперсии $D$	Относительная погрешность аппроксимации $\frac{\Delta t_r}{t_r}$	Нули полиномов Гурвица					
			$\Lambda_{1,2}$	$\Lambda_{3,4}$	$\Lambda_{5,6}$	$\Lambda_{7,8}$	$\Lambda_{9,10}$	$\Lambda_{11,12}$
4	0,865	0,012	-0,344828	-0,556173				
			$\pm i0,931034$	$\pm i1,448276$				
			-0,245324	-0,377105	-0,453917			
6	1,600	0,013	$\pm i0,936313$	$\pm i1,181436$	$\pm i1,573522$			
			-0,127486	-0,138679	-0,249906	-0,331016		
			$\pm i0,981132$	$\pm i1,164151$	$\pm i1,396226$	$\pm i1,679245$		
12	6,880	0,035	-0,0654664	-0,0912825	-0,108325	-0,126016	-0,153953	-0,197804
			$\pm i0,986207$	$\pm i1,082759$	$\pm i1,200000$	$\pm i1,275862$	$\pm i1,510344$	$\pm i1,731034$

Примечание. Интервал нормированных частот  $\Omega$  [1.2],

Т А Б Л И Ц А 3.12

Основные параметры и нули полиномов Гурвица секций ДЛЗ (контролируемая ФЧХ)

Нули полинома Гуран											
Порядок секции	Коэффициент сжатия (дБ) $D = \frac{\alpha_2}{\alpha_1}$	Параметры функции $\theta(z)$			Максимальное отклонение фаз $\Delta\theta$ , рад	$\Lambda_{1,2}$	$\Lambda_{3,4}$	$\Lambda_{5,6}$	$\Lambda_{7,8}$	$\Lambda_{9,10}$	$\Lambda_{11,12}$
		$+\alpha_2$	$-\alpha_1$	$\theta_0$							
6	2,995	9,4094	40,146	26,232	0,02876	-0,137701 $\pm 11,027908$	-0,210593 $\pm 11,258214$	-0,294891 $\pm 11,569357$			
6	4,364	13,710	55,095	38,107	0,0596	-0,0904547 $\pm 11,056599$	-0,133993 $\pm 11,259950$	-0,195899 $\pm 11,540378$			
6	4,614	14,495	58,279	41,347	0,0728	-0,0843396 $\pm 1,078250$	-0,123781 $\pm 11,277855$	0,182505 $\pm 11,554327$			
6	5,438	17,085	66,287	46,703	0,126	-0,0675577 $\pm 11,064423$	-0,0974486 $\pm 11,252848$	-0,145808 $\pm 11,515507$			
8	3,359	10,552	47,050	30,326	0,004	-0,127893 $\pm 10,993838$	-0,192364 $\pm 11,172220$	-0,249264 $\pm 11,395451$	-0,323706 $\pm 11,683008$		
8	4,016	12,616	54,526	36,504	0,0096	-0,106544 $\pm 11,014203$	-0,157307 $\pm 11,179701$	-0,204224 $\pm 11,388982$	-0,272105 $\pm 11,659736$		
8	5,400	16,966	69,810	48,756	0,0386	-0,0748751 $\pm 11,036752$	-0,106115 $\pm 11,186285$	-0,138091 $\pm 11,377692$	-0,193658 $\pm 11,629146$		
8	5,881	18,477	74,754	52,445	0,052	-0,0680197 $\pm 11,037865$	-0,0955021 $\pm 11,182797$	-0,124187 $\pm 11,368019$	-0,176086 $\pm 11,612915$		

Продолжение табл. 3.12

Продолжение табл. 3.12

Порядок секции	Коэффициент сжатия (дисперсия) $D = \frac{1}{\alpha_2}$	Параметры функции $\theta(\Omega)$		Максимальное отклонение фаз, рад	Нули полинома Гурвица						
		$+\alpha_2$	$-\alpha_1$		$\theta_0$	$\Lambda_{1,2}$	$\Lambda_{3,4}$	$\Lambda_{5,6}$	$\Lambda_{7,8}$	$\Lambda_{9,10}$	$\Lambda_{11,12}$
10	3,743	11,760	54,188	34,600	0,00115	-0,118237 $\pm i0,978492$	-0,178020 $\pm i1,121262$	-0,223756 $\pm i1,292605$	-0,273475 $\pm i1,498765$	-0,336725 $\pm i1,759334$	
10	4,487	14,098	62,693	41,605	0,00322	-0,0993672 $\pm i0,996107$	-0,146801 $\pm i1,109297$	-0,183796 $\pm i1,246467$	-0,226845 $\pm i1,412437$	-0,287275 $\pm i1,622121$	
10	5,262	16,532	71,422	48,767	0,00722	-0,0845087 $\pm i1,015344$	-0,122628 $\pm i1,141393$	-0,152862 $\pm i1,295097$	-0,190003 $\pm i1,481868$	-0,246815 $\pm i1,719059$	
10	5,864	18,425	77,931	53,745	0,01376	-0,074081 $\pm i1,012179$	-0,105568 $\pm i1,133647$	-0,134015 $\pm i1,282400$	-0,163941 $\pm i1,463796$	-0,218242 $\pm i1,695345$	
10	7,257	22,800	93,136	65,935	0,0394	-0,0567451 $\pm i0,983610$	-0,0778960 $\pm i1,096226$	-0,0958569 $\pm i1,234445$	-0,120996 $\pm i1,403707$	-0,167863 $\pm i1,623255$	-0,221520
12	6,535	20,531	89,024	62,300	0,00766	-0,0679886 $\pm i0,940927$	-0,0964875 $\pm i1,042769$	-0,116524 $\pm i1,164524$	-0,139020 $\pm i1,308469$	-0,170587 $\pm i1,480145$	$\pm i1,695816$
12	7,809	24,533	102,567	72,337	0,01716	-0,0560531 $\pm i0,9995274$	-0,0777432 $\pm i1,050763$	-0,0932022 $\pm i1,164960$	-0,111681 $\pm i1,299283$	-0,138258 $\pm i1,460440$	-0,184861
12	8,487	26,662	110,021	78,616	0,0278	-0,0499197 $\pm i0,966773$	-0,0679913 $\pm i1,059299$	-0,0811724 $\pm i1,170105$	-0,0972874 $\pm i1,300789$	0,121354 $\pm i1,457580$	-0,165277 $\pm i1,658528$



Применяя для синтеза ДЛЗ, табулированные решения, приведенные в табл. 3.11 и 3.12, при произвольных требованиях к рабочей полосе частот  $[\omega_{-н}, \omega_{н}]$  целесообразно использовать линейное преобразование частоты

$$\omega = (\omega_{н} - \omega_{-н}) \Omega + (2\omega_{-н} - \omega_{н}) \operatorname{sign} \Omega$$

в случае построения ДЛЗ с линейно убывающей функцией группового времени задержки, или

$$\omega = (\omega_{н} - \omega_{-н}) \Omega - (2\omega_{н} - \omega_{-н}) \operatorname{sign} \Omega$$

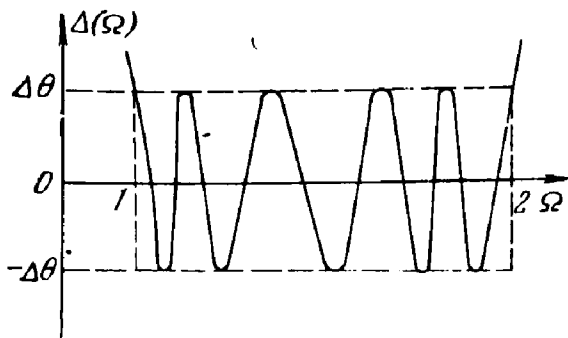


Рис. 3.22. Погрешности аппроксимации фазо-частотной характеристики ДЛЗ

в случае построения ДЛЗ с линейно возрастающей функцией группового времени задержки.

Эти преобразования частоты изменяют значения нулей табулированных полиномов Гурвица, сохраняя неизменным их порядок. Величина коэффициента дисперсии также остается неизменной, так как при расширении рабочей полосы частот пропорционально умень-

шается перепад группового времени задержки.

Новые значения нулей  $p_k = -\sigma_k \pm i\omega_k$  денормированных полиномов Гурвица можно рассчитать по формулам:

$$p_k = - \sum_k (\omega_{н} - \omega_{-н}) \pm i [\Omega_k (\omega_{н} - \omega_{-н}) + 2\omega_{-н} - \omega_{н}] \quad (3.4)$$

или

$$p_k = - \sum_k (\omega_{н} - \omega_{-н}) \pm i [\Omega_k (\omega_{н} - \omega_{-н}) - 2\omega_{н} + \omega_{-н}]. \quad (3.5)$$

Возникающую при преобразованиях частоты дополнительную погрешность аппроксимации требуемой параболической фазо-частотной характеристики можно не учитывать, если относительная ширина рабочей полосы частот  $2(f_{н} - f_{-н})(f_{н} + f_{-н})^{-1}$  не превышает величины  $0,8 \div 1,0$ . В случае более широкополосной ДЛЗ табулированные полиномы можно рассматривать как хорошее начальное приближение, которое затем следует уточнить, используя вычислительную процедуру, описанную в работе [5].

### Порядок расчета дисперсионных линий задержки

Обычно заданными параметрами ДЛЗ являются:

- нижняя  $f_{-н}$  и верхняя  $f_{н}$  границы рабочей полосы частот;
- $\Delta t_r$  — перепад линейно изменяющегося группового времени задержки в рабочей полосе частот;

— убывающий или возрастающий характер линейного изменения группового времени задержки;

— максимально допустимое отклонение фазо-частотной характеристики ДЛЗ от идеальной  $\Delta\theta_{\text{макс}}$  или максимально допустимое отклонение группового времени задержки ДЛЗ от линейной функции  $\Delta t_{\text{г макс}}$ .

Расчет ДЛЗ с использованием табулированных полиномов, приведенных в табл. 3.11 и 3.12, можно разделить на два этапа. На первом этапе выбирается тип и число секций для образования ДЛЗ с требуемыми значениями коэффициента дисперсии и величины погрешности аппроксимации. На втором этапе выполняется электрический расчет секции ДЛЗ с учетом предполагаемого способа реализации по методике, изложенной во второй главе.

Поскольку в табл. 3.11 и 3.12 приведены коэффициенты дисперсии различных секций ДЛЗ, то, в первую очередь, необходимо подобрать такое число секций, чтобы удовлетворить заданным требованиям к величине коэффициента дисперсии. Следует стремиться к тому, чтобы результирующая погрешность аппроксимации фазо-частотной характеристики или функции группового времени задержки проектируемой ДЛЗ не превышала заданного значения. Так как при этом может оказаться, что существует несколько вариантов реализации заданных требований, то для выбора окончательного решения каждый вариант должен быть оценен по числу элементов реализуемой ДЛЗ (общему порядку ее передаточной функции). После этого необходимо пересчитать нули выбранного полинома в соответствии с рабочей полосой частот и характером наклона функции группового времени задержки.

Для уяснения существа изложенной методики рассмотрим конкретный пример расчета ДЛЗ.

*Пример 3.8.* Рассчитать дисперсионную линию задержки по следующим требованиям: рабочая полоса частот  $45 \div 55$  кГц; коэффициент дисперсии  $D=20$ ; погрешность воспроизведения параболической фазо-частотной характеристики не более 0,07 рад; в рабочей полосе частот функция группового времени задержки должна убывать по линейному закону.

**Первый этап.** В табл. 3.12 нет секции ДЛЗ с требуемым коэффициентом дисперсии  $D=20$ . Поэтому следует подобрать необходимое число секций, суммарный коэффициент дисперсии которых  $D_{\Sigma}$  был бы не ниже требуемого и результирующая погрешность аппроксимации  $\Delta\theta_{\Sigma}$  не превосходила бы заданной.

Как уже указывалось, эта задача имеет несколько вариантов решения, например, можно взять:

- шесть секций 8-го порядка с  $D=3,359$ ;  $D_{\Sigma}=20,16$  и  $\Delta\theta_{\Sigma}=0,024$ ;
- четыре секции 10-го порядка с  $D=5,262$ ;  $D_{\Sigma}=21$  и  $\Delta\theta_{\Sigma}=0,028$ ;
- две секции 8-го порядка с  $D=3,359$  и две секции 12-го порядка с  $D=7,809$ ;  $D_{\Sigma}=22,34$  и  $\Delta\theta_{\Sigma}=0,064$ .

Все дисперсионные линии задержки, составленные из указанных секций, удовлетворяют заданным требованиям к коэффициенту дисперсии и погрешности аппроксимации. Однако они имеют разное число элементов, определяемое общим числом фазовых контуров в составе дисперсионной линии задержки. Действительно, первая ДЛЗ содержит 24 фазовых контура второго порядка, вторая — 20 контуров и третья — тоже 20 контуров. Следовательно, вторая и третья ДЛЗ имеют меньшее число элементов по сравнению с первой. Так как вторая ДЛЗ состоит из четырех одинаковых секций, что упрощает последующий расчет и повышает технологичность изготовления

ДЛЗ, окончательно останавливаемся на втором варианте. Передаточная функция секции 10-го порядка определяется полиномом Гурвица десятого порядка, нули которого приведены в соответствующей строке табл. 4.2:

$$\Lambda_{1,2} = -0,084508 \pm i 1,015344;$$

$$\Lambda_{3,4} = -0,122628 \pm i 1,141393;$$

$$\Lambda_{5,6} = -0,152862 \pm i 1,295097;$$

$$\Lambda_{7,8} = -0,190003 \pm i 1,481863;$$

$$\Lambda_{9,10} = -0,246815 \pm i 1,719059.$$

Для образования секции с линейно убывающей функцией группового времени задержки пересчитаем записанные выше нули по ф-ле (3.4), имея в виду, что  $\omega_{-x} = 0,282743 \cdot 10^6$ ,  $\omega_x = 0,345575 \cdot 10^6$  и  $\Delta\omega = 0,628318 \cdot 10^6$ :

$$p_{1,2} = -0,530985 \cdot 10^4 \pm i 0,283707 \cdot 10^6;$$

$$p_{3,4} = -0,770506 \cdot 10^4 \pm i 0,291627 \cdot 10^6;$$

$$p_{5,6} = -0,960447 \cdot 10^4 \pm i 0,301285 \cdot 10^6;$$

$$p_{7,8} = -0,113800 \cdot 10^4 \pm i 0,313019 \cdot 10^6;$$

$$p_{9,10} = -0,155075 \cdot 10^5 \pm i 0,327923 \cdot 10^6.$$

Второй этап. Используя полученные значения нулей, можно рассчитать секцию дисперсионной линии задержки (фазовый контур десятого порядка) по методике, изложенной во 2-й главе.

## ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ФАЗОРАЗНОСТНЫЕ ЦЕПИ

### 4.1. Частотные характеристики фазоразностных цепей

В ряде задач антенной техники, при построении помехоустойчивых систем радиосвязи и локации, устройств для анализа частотных характеристик цепей (систем), а также устройств, моделирующих аналитические функции или предназначенных для формирования однополосного сигнала фазокомпенсационным методом, при реализации относительной амплитудно-фазовой модуляции (ОАФМ), при построении схем специальных измерений и т. д. возникает необходимость в линейном преобразовании («расщеплении») исходного сигнала с целью получения нескольких сигналов с определенными амплитудными и фазовыми соотношениями в широкой полосе частот. Для этого удобнее всего использовать пассивные шестиполусные цепи.

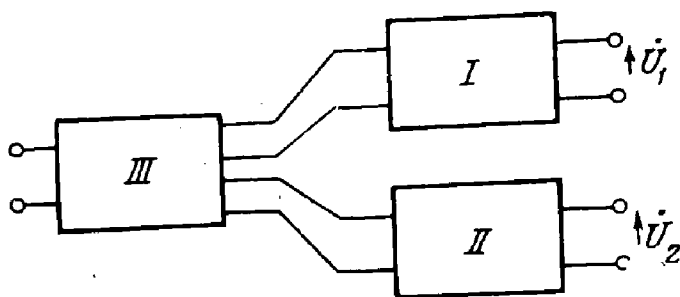


Рис. 4.1. Структурная схема широкополосной фазоразностной цепи

Шестиполусная электрическая цепь с одной парой входных и двумя парами выходных зажимов (рис. 4.1) называется разностной, если между комплексами напряжений на ее выходах в заданной полосе частот поддерживаются определенные амплитудные и фазовые соотношения.

Амплитудные и фазовые соотношения разностных цепей оцениваются соответственно амплитудно- и фазоразностной характеристиками. Последние определяются следующим образом.

Пусть  $\dot{U}_1 = U_1 e^{i\varphi_1}$  и  $\dot{U}_2 = U_2 e^{i\varphi_2}$  — комплексные амплитуды напряжений на выходных зажимах и  $H(i\omega) = \dot{U}_1 / \dot{U}_2$  или

$$H(i\omega) = T_I(i\omega) / T_{II}(i\omega), \quad (4.1)$$

где  $T_I(i\omega)$  и  $T_{II}(i\omega)$  — передаточные функции четырехполусников I и II.

Фазоразностной характеристикой цепи называется функция

$$\Phi(\omega) = \arg H(i\omega) = \varphi_1 - \varphi_2.$$

Амплитудно-разностной характеристикой цепи называется функция

$$A(\omega) = |H(i\omega)| = \left| \frac{T_I(i\omega)}{T_{II}(i\omega)} \right|.$$

Наибольшее практическое применение находят широкополосные фазовращающие цепи (ШФЦ). Широкополосной фазовращающей цепью, или просто широкополосным фазовращателем, называется разностная цепь, характеристики которой в пределах заданной полосы частот  $0 < \omega_{-x} \leq \omega \leq \omega_x < \infty$  удовлетворяют соотношениям:

$$\begin{aligned} \Phi_0(\omega) - \Delta\Phi_0 &\leq \Phi(\omega) \leq \Phi_0 + \Delta\Phi_0; \\ |T_I(i\omega)| &= |T_{II}(i\omega)| = \text{const}, \end{aligned} \quad (4.1)$$

где  $\Phi_0(\omega)$  — заданная фазоразностная характеристика;  $\Delta\Phi_0$  — допустимая погрешность ее воспроизведения. В большинстве случаев  $\Phi_0(\omega) = \Phi_0 = \text{const}$ .

В работе [3] доказывается, что четырехполюсники *I* и *II*, образующие ШФЦ, должны быть фазовыми контурами. Если входные сопротивления четырехполюсников *I* и *II* не зависят от частоты, то четырехполюсник *III* вырождается в пару проводов. В случае частотной зависимости этот четырехполюсник используется в качестве развязывающего.

Величина  $\Phi_0$  может быть любым числом, взятым из интервала  $[0, \pi]$ . Чаще других применяются фазовращатели с разностью фаз между выходными напряжениями (с заданной точностью в требуемой полосе частот)  $\Phi_0 = \pi/2$ .

## 4.2. Расчет передаточных функций фазовых контуров фазовращателей

Расчет фазовращателя проводится в два этапа:

1. Определение передаточных функций четырехполюсников *I* и *II* (задача аппроксимации).
2. Расчет значений элементов цепи (задача реализации).

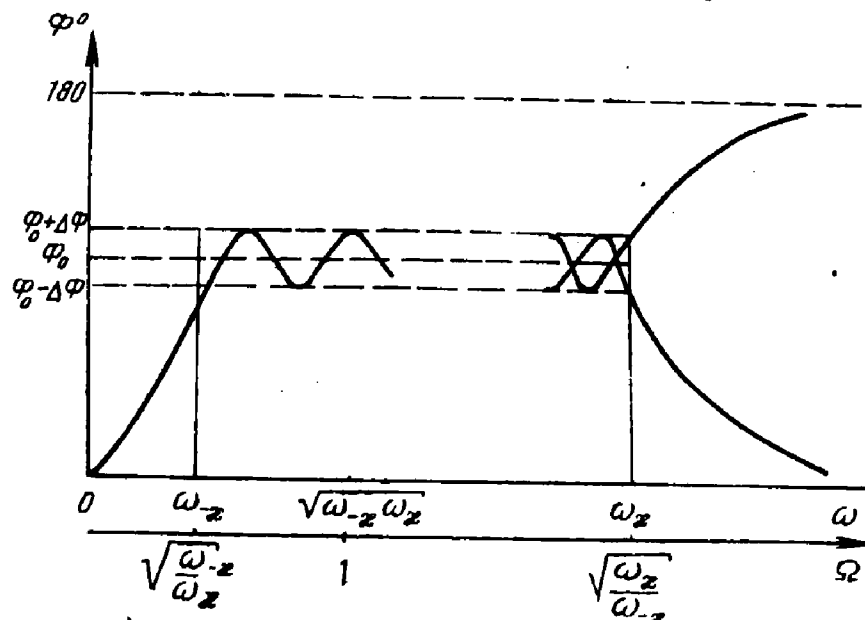


Рис. 4.2. Возможные частотные зависимости фазоразностных характеристик

При определении передаточных функций основными параметрами являются коэффициент перекрытия диапазона частот  $\kappa = \frac{\omega_{\text{н}}}{\omega_{\text{н}}}$  =

$= \frac{f_{\text{н}}}{f_{\text{н}}}$  и порядок аппроксимирующей функции  $n$ . Последний параметр характеризует сложность ШФЦ.

Все расчеты ведутся для нормированной шкалы частот. Нормировка выбирается, как показано на рис. 4.2. Этот же рисунок наглядно иллюстрирует характер частотной зависимости фазоразностной характеристики. Нормированная переменная  $\Lambda = i\omega / \sqrt{\omega_{\text{н}} \omega_{\text{н}}}$ .

На первом шаге расчета по заданным значениям  $\Phi_0$ ,  $\Delta\Phi_0$  и  $\kappa$  на основании кривых рис. 4.3 определяется значение  $n$ , которое округляется до ближайшего большего целого.

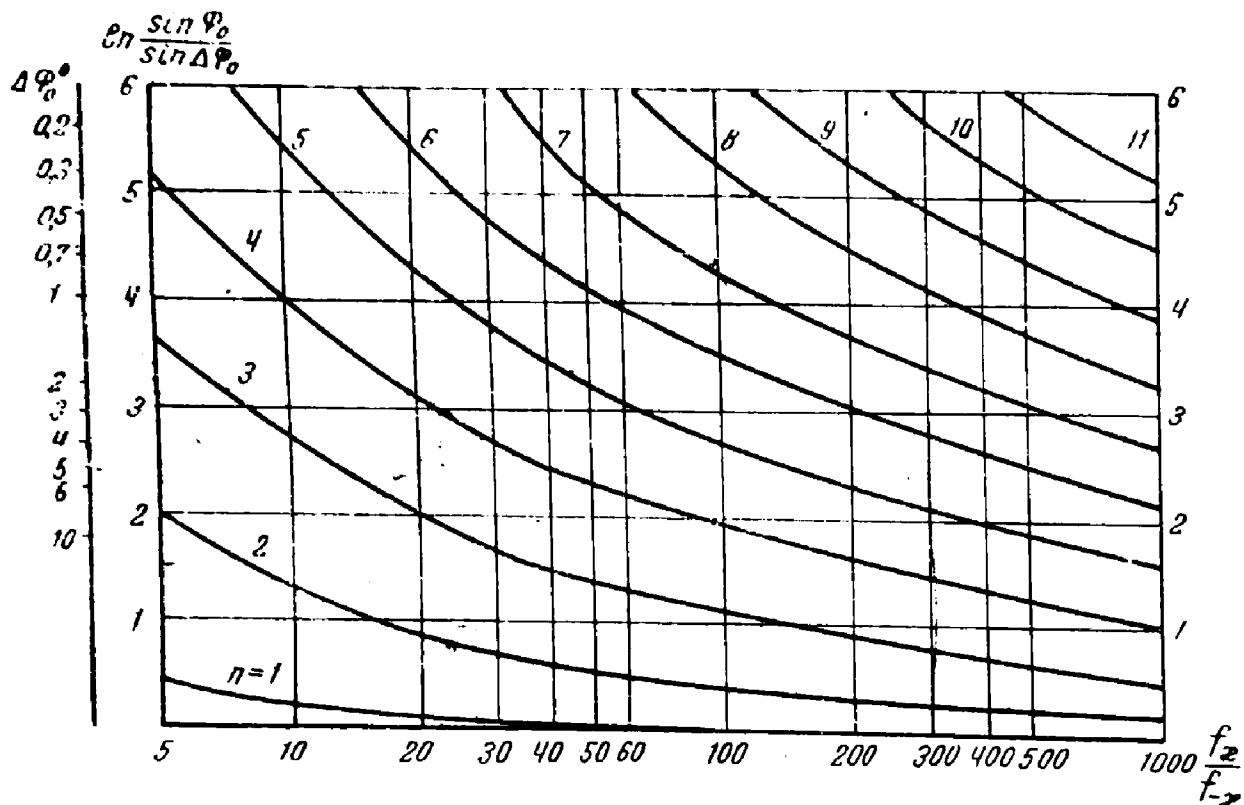


Рис. 4.3. Кривые для оценки сложности широкополосного фазовращателя

На втором шаге вычисляются нули (полюсы) функции  $H(\Lambda)$ , а следовательно, нули (полюсы) передаточных функций  $T_I(\Lambda)$ ,  $T_{II}(\Lambda)$ .

При  $\Phi_0 = 90^\circ$  вычисления ведутся по формуле

$$\Lambda_i = \frac{\cos \beta_i + q^2 \cos^3 \beta_i + q^6 \cos 5\beta_i + \dots}{\sin \beta_i - q^2 \sin 3\beta_i + q^6 \sin 5\beta_i - \dots}, \quad (4.3)$$

где  $\beta_i = (-1)^i (2i + 1) \frac{\pi}{4n}$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, n - 1$ );

$$q = e + 2e^5 + 15e^9 + 150e^{13} + \dots;$$

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{f-x}{f_x}} \right] / \left[ 1 + \sqrt{\frac{f-x}{f_x}} \right].$$

Формула (4.3), как и последующая ф-ла (4.4), получена из условия  $\max |\Phi_0 - \Phi(\omega)| = \min$  для всех  $\omega_{-x} \leq \omega \leq \omega_x$  при заданном порядке  $n$ .

Таким образом, предлагаемый метод расчета приводит к схеме фазовращателя, оптимальной в упомянутом выше смысле, т. е. обеспечивающей при заданном числе элементов максимальную в чебышев-

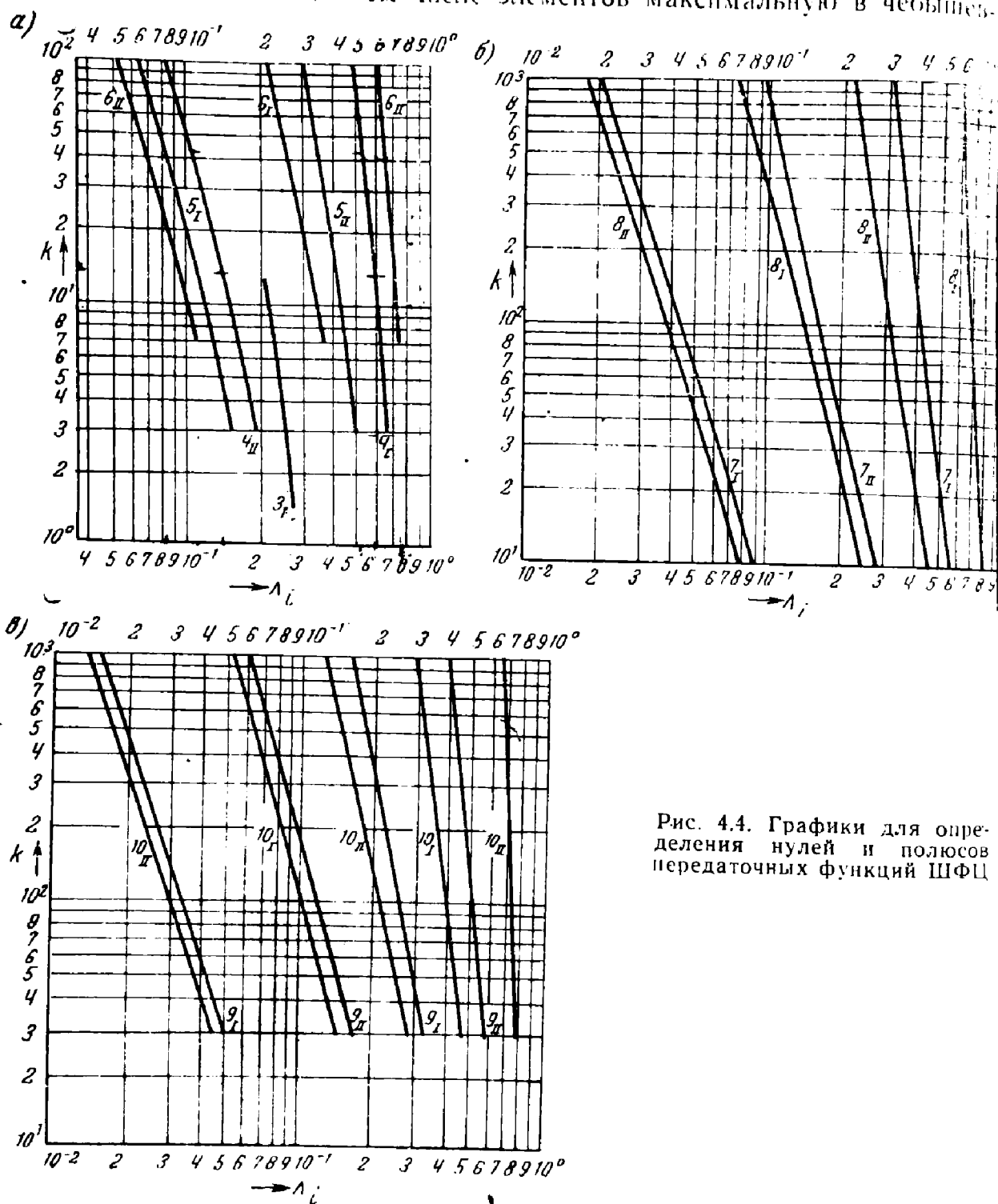


Рис. 4.4. Графики для определения нулей и полюсов передаточных функций ШФЦ

ском смысле точность воспроизведения желаемой разности фаз. Поскольку четырехполюсники  $I$  и  $II$  — фазовые контуры, для образования их передаточных функций достаточно знать лишь абсолютные значения вещественных и мнимых частей нулей либо полюсов и принадлежность соответствующего нуля к первой либо второй передаточным функциям.

При синтезе широкополосных фазовращателей, в том числе и для случая  $\Phi_0 \neq 90^\circ$ , искомые нули передаточных функций всегда получаются вещественными и положительными. При вычислении же по ф-ле (4.3) мы получаем как положительные, так и отрицательные числа из-за того, что формула построена для расчета нулей функции  $H(\Lambda)$ , а не непосредственно передаточных функций. Имея это в виду, знак «+» или «—» перед числом при расчетах по ф-ле (4.3) будем оценивать как признак принадлежности нуля к первой передаточной функции (+) либо второй передаточной функции (—). Во всех остальных случаях принадлежность к той или иной передаточной функции будет отмечаться индексами.

При  $\Phi_0 = 90^\circ$  расчет удобно производить графоаналитическим методом.

Графоаналитический метод расчета основан на использовании расширенных табл. 4.1 значений  $\Lambda_i$ , вычисленных для различных  $n$  и  $k$  [2, 4]. Соответствующие этим таблицам графики приведены на рис. 4.4а, б, в. Цифры возле кривых указывают, для какого значения  $n$  данная кривая построена, а индексы указывают номер четырехполюсника, к которому эта кривая относится. При построении таблиц и графиков использовались следующие свойства нулей функций  $T_I(\Lambda)$  и  $T_{II}(\Lambda)$  [3]:

— если  $n$  — четное число, то нули функций  $T_I(\Lambda)$  и  $T_{II}(\Lambda)$  связаны зависимостью  $\Lambda_{IIi} = 1/\Lambda_{Iik}$ ;

— если  $n$  — нечетное число, то эти связи имеют вид  $\Lambda_{IIi} = 1/\Lambda_{Ik}$ ,  $\Lambda_{III} = 1/\Lambda_{IIk}$ , причем один нуль  $\Lambda_{n-1} = 1$  и принадлежит

в зависимости от  $n$  либо функции  $T_I(\Lambda)$ , либо  $T_{II}(\Lambda)$ . Следует заметить, что указанные свойства справедливы только для случая  $\Phi_0 = 90^\circ$ .

Проследим порядок расчета на примере.

1. Пусть  $n=4$  (четное число). Общее число нулей  $H(\Lambda)$  должно быть равно 4. Два нуля определяем по графику рис. 4.4, как показано на рис. 4.5. Ноль  $\Lambda_{I2}$  относится к функции  $T_I(\Lambda)$ , нуль  $\Lambda_{II3}$  — к функции  $T_{II}(\Lambda)$ . Оставшиеся нули определяются по формулам:  $\Lambda_{I0} = 1/\Lambda_{II3}$ ,  $\Lambda_{III} = 1/\Lambda_{I2}$ . Индексы  $I$  и  $II$  показывают, к какой передаточной функции относится соответствующий нуль.

Таким образом,

$$T_I(\Lambda) = \frac{(\Lambda - \Lambda_{I0})(\Lambda - \Lambda_{I2})}{(\Lambda + \Lambda_{I0})(\Lambda + \Lambda_{I2})}; \quad T_{II}(\Lambda) = \frac{(\Lambda - \Lambda_{III})(\Lambda - \Lambda_{II3})}{(\Lambda + \Lambda_{III})(\Lambda + \Lambda_{II3})}.$$

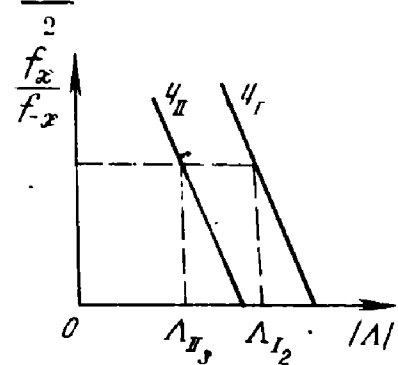


Рис. 4.5. Диаграмма для пояснения методики определения нулей передаточной функции



ТАБЛИЦА 4.1<sup>1)</sup>Нули и полюсы функций  $H(\Lambda)$  90°-х фазовращателей

$\frac{\omega_{\times}}{\omega_{-\times}} = 1145,98$			$\frac{\omega_{\times}}{\omega_{-\times}} = 572,96$			$\frac{\omega_{\times}}{\omega_{-\times}} = 331,87$		
$n$	$\Lambda_i$	$-\ln  \Lambda_i $	$n$	$\Lambda_i$	$-\ln  \Lambda_i $	$n$	$\Lambda_i$	$-\ln  \Lambda_i $
4	0,34678 -0,03791	1,0591 3,2725	4	0,37840 -0,04739	0,9718 3,0493	4	0,39947 -0,05454	0,9176 2,9088
5	-0,18375 0,02858	1,6941 3,5550	5	-0,21056 0,03599	1,5580 3,3245	5	-0,22921 0,04163	1,4731 3,1789
6	-0,49348 0,11998 -0,02305	0,7062 2,1204 3,7701	6	-0,52327 0,14163 -0,02914	0,6477 1,9545 3,5357	6	-0,54266 0,15710 -0,03380	0,6112 1,8501 3,3873
7	0,29815 -0,08802 0,01936	1,2101 2,4301 3,9445	7	0,32926 -0,10592 0,02455	1,1108 2,2450 3,7070	7	0,35021 -0,11895 0,02852	1,0492 2,1290 3,5571
8	0,58873 -0,20430 0,06937 -0,01673	0,5297 1,5881 2,6683 4,0905	8	0,61526 -0,23228 0,08457 -0,02124	0,4857 1,4598 2,4701 3,8519	8	0,63232 -0,25160 0,09577 -0,02470	0,4584 1,3798 2,3458 4,7009
9	-0,39004 0,15213 -0,05728 0,01474	0,9415 1,8830 2,8598 4,2172	9	-0,42160 0,17671 -0,07048 0,01873	0,8647 1,7332 2,6525 3,9775	9	-0,44246 0,19401 -0,08029 0,02180	0,8155 1,6398 2,5219 3,8259
10	-0,65451 0,28065 -0,11998 0,04886 -0,01318	0,4232 1,2707 2,1204 3,0188 4,3289	10	-0,67804 0,31141 -0,14163 0,06052 -0,01676	0,3886 1,1666 1,9545 2,8048 4,0889	10	-0,69305 0,33222 -0,15710 0,06925 -0,01952	0,3668 1,1019 1,8501 2,6700 3,9363
12	0,70241 -0,34678 0,17120 -0,08354 0,03791 -0,01089	0,3533 1,0591 1,7649 2,4824 3,2725 4,5199						

Примечание. При использовании табл. 4.1 знак — перед числами  $\Lambda_i$  следует помещать знак минус. Транзитности нуля ко второй передаточной функции  $T_{II}(\Lambda)$ .

Продолжение табл. 4.1

$\frac{\omega_{\kappa}}{\omega_{-\kappa}} = 286,48$			$\frac{\omega_{\kappa}}{\omega_{-\kappa}} = 190,99$			$\frac{\omega_{\kappa}}{\omega_{-\kappa}} = 143,24$		
$n$	$\Delta_i$	$-\ln  \Delta_i $	$n$	$\Delta_i$	$-\ln  \Delta_i $	$n$	$\Delta_i$	$-\ln  \Delta_i $
4	0,41223 -0,05919	0,8861 2,8270	4	0,43305 -0,06729	0,8369 2,6987	4	0,44828 -0,07360	0,8023 2,6090
5	-0,24079 0,04531	1,4233 3,0942	5	-0,26011 0,05175	1,3465 2,9613	5	-0,27457 0,05677	1,2926 2,8688
6	-0,55423 0,16685 -0,03685	0,5902 1,7907 3,3009	6	-0,57287 0,18337 -0,04219	0,5571 1,6967 3,1655	8	0,67019 -0,29823 0,12480 -0,03409	0,4003 1,2099 2,0810 3,3787
7	0,36297 -0,12724 0,03112	1,0134 2,0616 3,4699	7	0,38392 -0,14141 0,03569	0,9577 1,9560 3,3331	9	-0,49033 0,23668 -0,10598 0,03014	0,7127 1,4410 2,2445 3,5019
8	0,64243 -0,26355 0,10295 -0,02698	0,4425 1,3335 2,2735 3,6127	8	0,65861 -0,28343 0,11530 -0,03096	0,4176 1,2607 2,1601 3,4750	10	-0,72610 0,38120 -0,19589 0,09227 -0,02702	0,3200 0,9646 1,6302 2,3830 3,6108
9	-0,45503 0,20483 -0,08661 0,02382	0,7873 1,5855 2,4464 3,7372	12				0,76591 -0,44828 0,25976 -0,14581 0,07360 -0,02240	0,2665 0,8023 1,3480 1,9254 2,6090 3,7987
10	-0,70191 -0,34492 -0,16695 -0,07490 -0,02134	0,3539 1,0645 1,7907 2,5916 3,8471						

Продолжение табл. 4.1

$\frac{\omega_{\kappa}}{\omega_{-\kappa}} = 114,59$			$\frac{\omega_{\kappa}}{\omega_{-\kappa}} = 81,85$			$\frac{\omega_{\kappa}}{\omega_{-\kappa}} = 57,30$		
$n$	$\Delta_i$	$-\ln  \Delta_i $	$n$	$\Delta_i$	$-\ln  \Delta_i $	$n$	$\Delta_i$	$-\ln  \Delta_i $
4	0,46032 -0,07881	0,7758 2,5406	4	0,47885 -0,08722	0,7361 2,4393	4	0,49889 -0,09683	0,6951 2,3348
5	-0,28619 0,06094	1,2511 2,7978	5	-0,30439 0,06768	1,1895 2,6930	5	-0,32447 0,07540	1,1255 2,5849
6	-0,59685 0,20606 -0,04985	0,5161 1,5795 2,9988	6	-0,61289 0,22214 -0,05547	0,4895 1,5047 2,8920	6	-0,63002 0,24011 -0,06191	0,4620 1,4264 2,7820
7	0,41155 -0,16112 0,04224	0,8878 1,8256 3,1643	7	0,43045 -0,17522 0,04706	0,8429 1,7417 3,0563	7	0,45099 -0,19110 0,05259	0,7962 1,6549 2,9451
8	0,67923 -0,31012 0,13261 -0,03669	0,3868 1,1708 2,0204 3,9052	8	0,69291 -0,32866 0,14508 -0,04091	0,3669 1,1126 1,9304 3,1964	8	0,70743 -0,34906 0,15919 -0,04575	0,3461 1,0525 1,8376 3,0845
9	-0,50206 0,24773 -0,11293 0,03245	0,6890 1,3955 2,1810 3,4280	9	-0,52004 0,26511 -0,12408 0,03620	0,6538 1,3277 2,0868 3,3186	9	-0,53940 0,28440 -0,13674 0,04051	0,6173 1,2573 1,9897 3,2059
10	-0,73393 0,39345 -0,20606 0,09853 -0,02910	0,3093 0,9328 1,5795 2,3073 3,5370	10	-0,74575 0,41241 -0,22214 0,10859 -0,03247	0,2933 0,8858 1,5044 2,2201 3,4271	10	-0,75824 0,43305 -0,24011 0,12005 -0,03635	0,2768 0,8369 1,4266 2,1198 3,3115

14.2  
 8.16  
 Продолжение табл. 4.1

$x_i$  —  $e_n | \Delta_i |$

4	0,53867 — 0,11771	0,6187 2,1395	3	0,20180	1,6005	3	0,22202	1,5050
5	— 0,36537 0,09197	1,0063 2,3862	4	0,59045 — 0,14696	0,5269 1,9176	4	0,61508 — 0,16275	0,4860 1,8155
6	— 0,66327 0,27732 — 0,07578	0,4105 1,2826 2,5799	5	— 0,42048 0,11593	0,9664 2,1547	5	— 0,44846 0,12882	0,8019 2,0493
7	0,49189 — 0,22434 0,06450	0,7095 1,4945 2,7426	6	— 0,70521 0,32867 — 0,09589	0,3492 1,1127 2,3445	6	— 0,72543 0,35570 — 0,10674	0,3210 1,0337 2,2374
8	0,73535 — 0,39041 — 0,18895 — 0,05619	0,3076 0,9405 1,6662 2,8790	7	0,54536 — 0,27089 0,09192	0,6065 2,3060 2,5032	$\frac{\omega x}{\omega - x} = 3,00$		
9	— 0,57746 — 0,32399 — 0,16356 — 0,04980	0,5491 1,1270 1,8107 2,9996	8	0,77010 — 0,44579 — 0,23102 — 0,07138	0,2613 0,8079 1,4652 2,6398	n	$\Delta_i$	$-\ln  \Delta_i $
						2	— 0,39330	0,9332
						3	— 0,25148	1,3804
						4	0,64984 — 0,18590	0,4310 0,6825
10	— 0,78212 — 0,47428 — 0,27732 — 0,14442 — 0,04472	0,2457 0,7460 1,2825 1,9350 3,1072				5	— 0,48806 0,14778	0,7173 1,9120
						$\frac{\omega x}{\omega - x} = 1,40$		
						n	$\Delta_i$	$-\ln  \Delta_i $
						2	— 0,41215	0,8864
						3	0,26631	1,3229

В общем случае при четном  $n$  каждому нулю  $\Lambda_i$  функции  $T_I(\Lambda)$  соответствует нуль  $\Lambda_{II}$  функции  $T_{II}(\Lambda)$ . Формула соответствия имеет вид:  $\Lambda_i \Lambda_{II} = 1$ .

2. Пусть  $n=5$  (нечетное число). Общее число нулей  $N(\Lambda)$  должно быть равно 5. Два нуля  $\Lambda_{I4}$  и  $\Lambda_{II3}$  определяются по графику рис. 4.4 способом, описанным выше. Два нуля находятся по формулам  $\Lambda_{I0} = 1/\Lambda_{I4}$ ;  $\Lambda_{II1} = 1/\Lambda_{II3}$ . Кроме того, при нечетном  $n$  всегда имеется нуль  $\Lambda_{\frac{n-1}{2}} = 1$ , который относится к функции  $T_I(\Lambda)$ , если

$n=5, 9, 13, \dots$ , и к функции  $T_{II}(\Lambda)$ , если  $n=3, 7, 11, \dots$ . В нашем примере  $\Lambda_{\frac{n-1}{2}} = \Lambda_{I2} = 1$ .

Таким образом,

$$T_I(\Lambda) = \frac{(\Lambda - \Lambda_{I0})(\Lambda - \Lambda_{I2})(\Lambda - \Lambda_{I4})}{(\Lambda + \Lambda_{I0})(\Lambda + \Lambda_{I2})(\Lambda + \Lambda_{I4})};$$

$$T_{II}(\Lambda) = \frac{(\Lambda - \Lambda_{II1})(\Lambda - \Lambda_{II3})}{(\Lambda + \Lambda_{II1})(\Lambda + \Lambda_{II3})}.$$

В общем случае при нечетном  $n$  каждому нулю  $\Lambda_{Ii}$  функции  $T_I(\Lambda)$  соответствует нуль  $\Lambda_{Ij}$  этой же функции. Формула соответствия имеет вид

$$\Lambda_{Ii} \Lambda_{Ij} = 1.$$

То же самое справедливо и для функции  $T_{II}(\Lambda)$ . Нуль  $\Lambda_{\frac{n-1}{2}} = 1$

относится к  $T_I(\Lambda)$  или  $T_{II}(\Lambda)$  в зависимости от значения  $n$ .

Если точность решений, полученных при помощи графиков, оказывается недостаточной, то необходимо воспользоваться табл. 4.1, применяя следующую методику.

Кривые, изображенные на рис. 4.4, весьма близки к прямым. Учитывая, что графики на этом рисунке выполнены в логарифмическом масштабе, уравнение прямой можно представить в виде

$$\ln \frac{f_{\kappa}}{f_{-\kappa}} = a \ln \Lambda_i + b.$$

Коэффициенты  $a$  и  $b$  определяются по формулам:

$$a = \frac{\ln \frac{f_{\kappa 2}}{f_{-\kappa 2}} - \ln \frac{f_{\kappa 1}}{f_{-\kappa 1}}}{\ln \Lambda_2 - \ln \Lambda_1}; \quad b = \frac{\ln \frac{f_{\kappa 1}}{f_{-\kappa 1}} \ln \Lambda_2 - \ln \frac{f_{\kappa 2}}{f_{-\kappa 2}} \ln \Lambda_1}{\ln \Lambda_2 - \ln \Lambda_1},$$

где  $\left\{ \frac{f_{\kappa 1}}{f_{-\kappa 1}}, \Lambda_1 \right\}$  и  $\left\{ \frac{f_{\kappa 2}}{f_{-\kappa 2}}, \Lambda_2 \right\}$  — координаты точек, взятых из таблицы.

Полагая, что  $\kappa = f_{\kappa} / f_{-\kappa}$  задано, искомое значение нуля передаточной функции находим по формуле

$$\Lambda_i = \exp \left[ \frac{1}{a} \left( \ln \frac{f_{\kappa}}{f_{-\kappa}} - b \right) \right].$$

Аналогично определяются остальные нули.

**Пример 4.1.** Определить передаточные функции  $T_I(\Lambda)$  и  $T_{II}(\Lambda)$  четырехполосников ШФЦ, при условии, что  $\Phi_0 = 90^\circ$ ;  $\Delta\Phi_0 = 42'$ ;  $\omega_{-\kappa} = 2\pi \cdot 100$  1/с;  $\omega_{\kappa} = 2\pi \cdot 10\,000$  1/с.

1. Для данной ШФЦ  $\kappa = 100$ . Из графика рис. 4.3 определяем, что при заданном  $\kappa$  требуемая величина  $\Delta\Phi_0$  обеспечивается при  $n=7$ .

Для определения нулей передаточных функций воспользуемся табл. 4.1 для  $f_{\kappa 1}/f_{-\kappa 1} = 114,59$  и  $f_{\kappa 2}/f_{-\kappa 2} = 81,85$ .

Значение  $\kappa = 100$  находится между выбранными опорными значениями.

2. Определяем минимальный по абсолютному значению нуль  $\Lambda_{I6}^{(1)}$ . Значения логарифмов соответствующих величин указаны в табл. 4.1:

$$\ln \frac{f_{\kappa 1}}{f_{-\kappa 1}} = 4,7414; \quad \ln |\Lambda_I| = -3,1643;$$

$$\ln \frac{f_{\kappa 2}}{f_{-\kappa 2}} = 4,4043; \quad \ln |\Lambda_2| = -3,0563.$$

По формулам для коэффициентов  $a$  и  $b$  находим:  $a = -3,1213$ ;  $b = -5,1352$ . Подставляя  $a$  и  $b$  в формулу для  $\Lambda$ , получаем  $\Lambda_{I6} = 0,04413$ .

Так как  $n=7$  ( $n$  — нечетное число), то еще один нуль функции  $T_I(\Lambda)$  можно определить по формуле  $\Lambda_{I0} = 1/\Lambda_{I6} = 22,661$ .

Аналогично находим:

$$\Lambda_{II5} = 0,16671; \quad \Lambda_{II1} = 1/\Lambda_{II5} = 5,9984; \quad \Lambda_{I4} = 0,41507;$$

$$\Lambda_{I2} = 1/\Lambda_{I4} = 2,3862.$$

Нуль, значение которого равно 1, относится к функции  $T_{II}(\Lambda)$ , т. е.  $\Lambda_{II3} = 1$ .

Передаточные функции четырехполосников ШФЦ в нормированной шкале частот имеют вид <sup>2)</sup>:

$$T_I(\Lambda) = h \frac{(\Lambda - 0,04413)(\Lambda - 0,41907)(\Lambda - 2,3862)(\Lambda - 22,661)}{(\Lambda + 0,04413)(\Lambda + 0,41907)(\Lambda + 2,3862)(\Lambda + 22,661)};$$

$$T_{II}(\Lambda) = h \frac{(\Lambda - 0,16671)(\Lambda - 1)(\Lambda - 5,9984)}{(\Lambda + 0,16671)(\Lambda + 1)(\Lambda + 5,9984)},$$

где  $h$  — постоянный множитель. В частных случаях этот множитель может быть равным единице.

<sup>1)</sup> Нумерация нулей осуществляется таким образом, что минимальному по модулю нулю соответствует старший номер  $(n-1)$ , а максимальному по модулю нулю — младший (0).

<sup>2)</sup> Для перехода от передаточных функций, определенных в нормированной шкале частот, к передаточным функциям, определенным в реальной шкале, необходимо произвести замену переменной:

$$\rho = \Lambda \sqrt{\omega_{-\kappa} / \omega_{\kappa}}.$$

Полученный результат проверяется построением частотной зависимости функции  $\Phi(\Omega)$  по формуле

$$\Phi(\Omega) = 2 \left[ \sum_i \arctg \frac{\Omega}{\Lambda_{Ii}} - \sum_j \arctg \frac{\Omega}{\Lambda_{IIj}} \right]$$

в полосе частот  $[\Omega_{-x}, \Omega_x]$ .

В тех случаях, когда  $\Phi_0 \neq \frac{\pi}{2}$ , расчет проводится следующим образом

1. По графику рис. 4.3 определяется значение  $n$ .  
Для пользования этим графиком предварительно необходимо вычислить величину  $\ln \left| \frac{\sin \Phi_0}{\sin \Delta \Phi_0} \right|$ .
2. Вычисляется вспомогательный параметр  $x$  по формуле:

$$x = \frac{4}{\pi} \arctg \left[ \frac{1 - \cos \Phi_0}{1 + \cos \Phi_0} \right]^{\frac{1}{2}}.$$

3. Определяются нормированные значения нулей:

$$\Lambda_i = \frac{\sin \frac{\pi}{4n} (x + 4i) - q^2 \sin \frac{3\pi}{4n} (x + 4i) + q^4 \sin \frac{5\pi}{4n} (x + 4i) + \dots}{\cos \frac{\pi}{4n} (x + 4i) + q^2 \cos \frac{3\pi}{4n} (x + 4i) + q^4 \cos \frac{5\pi}{4n} (x + 4i) + \dots} \quad (4.4)$$

Здесь, как и ранее,  $q = e + 2e^3 + 15e^5 + 150e^{13}$ ;

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{f-x}{f_x}} \right] / \left[ 1 + \sqrt{\frac{f-x}{f_x}} \right].$$

Отрицательные значения  $\Lambda_i$  относятся к нулям передаточной функции  $T_{II}(\Lambda)$ , положительные — к нулям функции  $T_I(\Lambda)$ .

**Пример 4.2.** Определить передаточные функции четырехполосников  $I$  и  $II$  ШФЦ при  $\Phi = 120^\circ$ ,  $\Delta \Phi_0 = 2^\circ$ ;  $\omega_{-x} = 2\pi \cdot 300$  1/с;  $\omega_x = 2\pi \cdot 3000$  1/с.

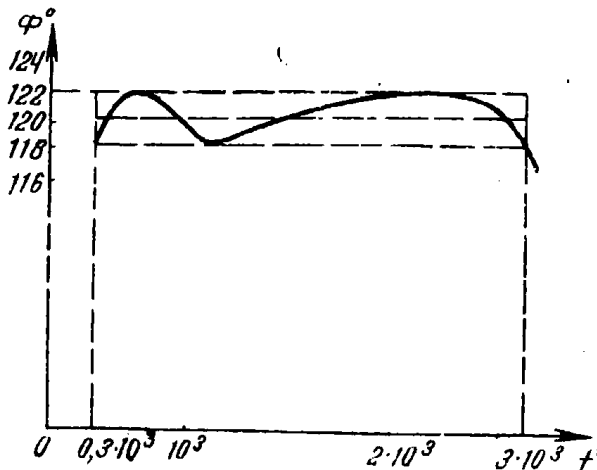


Рис. 4.6 Фазоразностная характеристика к примеру 4.2

1. Определяем величину  $\ln \left| \frac{\sin \Phi_0}{\sin \Delta \Phi_0} \right| = 3,211$  и по графику рис. 4.3 находим  $n=4$ .
2. Вычисляем параметр  $x$ :

$$x = \frac{4}{\pi} \arctg \left( \frac{1 + 0,5}{1 - 0,5} \right)^{\frac{1}{2}} = 1,273 \arctg 1,732 = 0,666.$$

3. Вычисляем нормированные значения нулей передаточных функций. В нашем примере

$$\varepsilon = 0,2598; \quad q = 0,2612; \quad q^2 = 0,0682; \quad \omega_{-к} \omega_{к} = 2\pi 948,7.$$

Тогда  $\Lambda_{I_0} = 0,1008$ ;  $\Lambda_{II_0} = 0,7255$ ;  $\Lambda_{I_1} = 1,3781$ ;  $\Lambda_{II_0} = 9,921$ .

Передаточные функции  $T_I(\Lambda)$  и  $T_{II}$  определяются выражениями:

$$T_I(\Lambda) = \frac{(\Lambda - 0,1008)(\Lambda - 1,3781)}{(\Lambda + 0,1008)(\Lambda + 1,3781)};$$

$$T_{II}(\Lambda) = \frac{(\Lambda - 0,7255)(\Lambda - 9,921)}{(\Lambda + 0,7255)(\Lambda + 9,921)}.$$

Фазоразностная характеристика фазовращателя представлена на рис. 4.6.

### 4.3. Реализация фазовращателей на фазовых контурах LC и RLC

Для реализации фазовращателей на фазовых контурах LC и RLC необходимо рассчитать элементы двух фазовых контуров, передаточные функции которых найдены по способу, описанному в предыдущем параграфе. Если входные сопротивления фазовых контуров постоянны, то их параллельное соединение по входу осуществляется непосредственно. Если же входные сопротивления частотно-зависимы, как, например, в схеме Дарлингтона, то фазовые контуры по входу должны быть развязаны и при этом должен быть подключен генератор с заданным внутренним сопротивлением. Расчет фазовых контуров проводится по методикам, изложенным в главе 2.

**Пример 4.3.** Рассчитать значения элементов ШФЦ при

$$\Phi_0 = 90^\circ; \quad \Delta\Phi_0 = 42'; \quad \omega_{-к} = 2\pi \cdot 100 \text{ л/с}; \quad \omega_{к} = 2\pi \cdot 10\,000 \text{ л/с}.$$

Сопротивление нагрузок четырехполюсников I и II:  $R_{HI} = R_{HII} = 600 \text{ Ом}$ .

Воспользовавшись результатами примера 4.1, по формулам параграфа 2.2,  $L_i = R_H / \omega_0 \Lambda_i$ ,  $C_i = 1 / R_H \omega_0 \Lambda_i$ , находим значения элементов фазовых контуров:

$L_{I1} = 2163,7 \text{ мГ}$	$C_{I1} = 6,01 \text{ мкФ}$
$L_{I2} = 272,8 \text{ »}$	$C_{I2} = 0,6328 \text{ »}$
$L_{I3} = 40,02 \text{ »}$	$C_{I3} = 0,1112 \text{ »}$
$L_{I4} = 4,21 \text{ »}$	$C_{I4} = 0,0117 \text{ »}$
$L_{II1} = 572,7 \text{ »}$	$C_{II1} = 1,5908 \text{ »}$
$L_{II2} = 95,49 \text{ »}$	$C_{II2} = 0,2652 \text{ »}$
$L_{II3} = 15,92 \text{ »}$	$C_{II3} = 0,0442 \text{ »}$

Схема ШФЦ показана на рис. 4.7.

**Пример 4.4.** В результате решения задачи аппроксимации для случая  $\Phi_0 = 90^\circ$ ;  $\Delta\Phi_0 = 1^\circ 20'$ ;  $\omega_{-к} = 2\pi \cdot 300 \text{ л/с}$ ;  $\omega_{к} = 2\pi \cdot 3400 \text{ л/с}$  получены передаточные функции:

$$T_I(p) = \frac{p^2 - 11,681 \cdot 10^3 p + 10,054 \cdot 10^6}{p^2 + 11,681 \cdot 10^3 p + 10,054 \cdot 10^6};$$

$$T_{II}(p) = \frac{p^2 - 46,787 \cdot 10^3 p + 161,31 \cdot 10^6}{p^2 + 46,787 \cdot 10^3 p + 161,31 \cdot 10^6}.$$



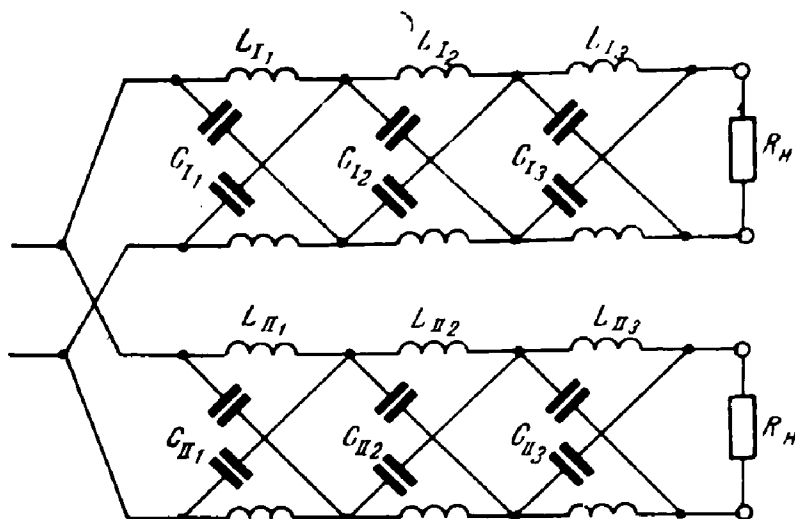


Рис. 4.7. Схема ШФЦ к примеру 4.3

Определим значения элементов первого фазового контура при условии, что  $R_H = 600$  Ом:

$$Z_{1a} = \frac{11,681 \cdot 10^3 p}{p^2 + 10,054 \cdot 10^6} \cdot 600 = \frac{1}{0,14268 \cdot 10^6 p + \frac{1}{0,69710 p}}$$

$$Z_{1b} = \frac{p^2 + 10,054 \cdot 10^6}{11,681 \cdot 10^3 p} \cdot 600 = 0,05136 p + \frac{10^6}{1,9364 p}$$

Аналогично рассчитываются элементы второго фазового контура. Схема ШФЦ показана на рис. 4.8.

Рассмотренные схемы фазовых контуров можно реализовать при помощи цепей с общим («земляным») проводом. Переход от мостовых фазовых контуров к заземленным рассмотрен в главе 2.

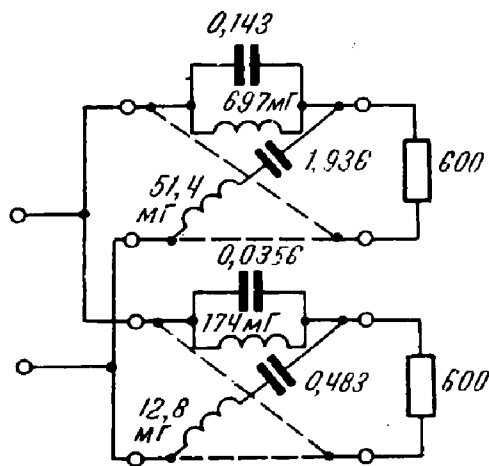


Рис. 4.8. Схема ШФЦ к примеру 4.4

**Реализация ШФЦ при произвольно заданной нагрузке.** В случае частотнозависимой нагрузки  $Z_H$ <sup>1)</sup> ШФЦ должна выполняться по схеме, представленной на рис. 4.9. Четырехполюсники I и II являются фазовыми контурами LC и рассчитываются изложенными выше способами (см. параграф § 2) для заданной величины  $R_0$ .

Устройство, развязывающее входы четырехполюсников I и II, представляют собой удлинитель. Степень развязки характеризуется затуханием удлинителя от входа четырехполюсника I ко входу четырехполюсника II и должна составлять 1,5÷3 Нп.

Корректирующий четырехполюсник рассчитывается по передаточной функции  $T_k(p) = (R_0 + Z_H)/Z_H$  как контур постоянного входного сопротивления [1].

<sup>1)</sup>  $Z_H$  — двухполюсник, имеющий потери.

В ряде случаев, например при использовании ШФЦ в антенных устройствах, корректирующий контур может быть исключен. При

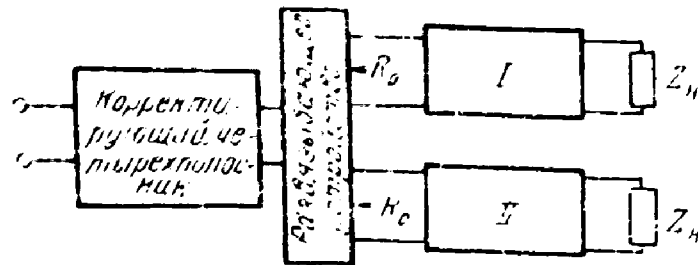


Рис. 4.9. Структурная схема ШФЦ с частотонезависимыми нагрузками

этом разность фаз между напряжениями на нагрузках и равенство амплитуд напряжений не нарушаются. Амплитуды напряжений на нагрузках будут зависеть от частоты.

#### 4.4. Реализация фазовращателей типа $RC$

Широкополосные фазовращающие цепи типа  $RC$  (ШФЦ— $RC$ ) отличаются рядом выгодных особенностей, к которым относятся: отсутствие элементов индуктивности (в связи с чем обеспечивается высокая точность реализации даже на очень низких частотах), малые масса и габариты, возможность реализации заземленных схем без трансформатора, возможность микроминиатюризации и т. д.

В силу указанных свойств ШФЦ— $RC$  часто являются предпочтительными, а иногда и единственно приемлемыми.

Реализация ШФЦ— $RC$  связана с построением фазовых контуров  $RC$ . Далее рассматривается реализация 1-го контура.

Задача формулируется следующим образом.

По заданной передаточной функции  $T_I(p)$  требуется рассчитать фазовый контур ШФЦ, у которого:

- число элементов минимально возможное,
- уровень плоского усиления  $h$  максимален,
- нагрузка  $Z_H = \infty$ .

Порядок решения задачи.

1. Строятся графики зависимостей  $\frac{1}{h} T_I(p)$  и  $\frac{1}{h} T_{II}(p)$

для отрицательных значений  $p$ , расположенных в интервалах между полюсами функций передачи, после чего определяется оптимальное значение  $h$ . Пусть, к примеру, графики имеют вид, показанный на рис. 4.10. Рассмотрим абсолютные значения ординат точек, обозначенных звездочками, и выберем наибольшую из них ( $A^*$ ). Величина, обратная этой ординате, равна  $h$ . Отметим, что при определении  $h$  используются обе передаточные функции.

2. Выбирается вспомогательный полином  $f_1(p)$ . Для этого (рис. 4.11) проводятся прямые, параллельные оси  $p$ , с ординатами  $\frac{1}{h}$  и  $-\frac{1}{h}$ , между каждой парой полюсов выбирается абсцисса одной

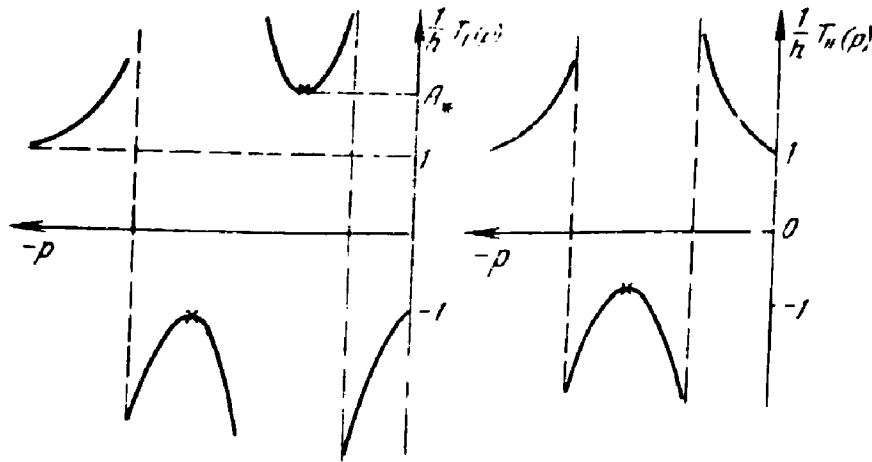


Рис. 4.10. Графики зависимостей  $\frac{1}{h} T_I(p)$  и  $\frac{1}{h} T_{II}(p)$

точки пересечения прямых с кривой  $\frac{1}{h} T_I(p)$ . В нашем примере точек пересечения — три:  $\beta_1$ ,  $\beta_2$ ,  $\beta_3$ . Поэтому вспомогательный полином  $f_1(p)$  может иметь вид

$$f_1(p) = (p + \beta_1)(p + \beta_2)$$

$$\text{или } f_1(p) = (p + \beta_1)(p + \beta_3).$$

В зависимости от выбора  $\beta$  получаются различные соотношения между значениями элементов.

3. Определяются вспомогательные параметры  $q_i$  и  $\xi_i$ .

Формулы для расчета  $q_i$  и  $\xi_i$  приведены в общем виде в предположении, что

Рис. 4.11. Иллюстрация к выбору вспомогательного полинома  $f_1(p)$

$$T_I(p) = \frac{(p - \sigma_1) \dots (p - \sigma_n)}{(p + \sigma_1) \dots (p + \sigma_n)} h;$$

$$f_1(p) = (p + \beta_1)(p + \beta_2) \dots (p + \beta_{n-1}).$$

(Степень полинома  $f_1(p)$  на единицу меньше порядка функции  $T_I(p)$ ). Тогда

$$q_{n+1} = (-1)^n \frac{\sigma_1 \sigma_2 \dots \sigma_n}{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_{n-1}}; \quad q_n = 1;$$

$$q_i = (-1)^n \frac{(\beta_i + \sigma_1)(\beta_i + \sigma_2) \dots (\beta_i + \sigma_n)}{(-\beta_i)(-\beta_i + \beta_1) \dots (-\beta_i + \beta_{i-1})(-\beta_i + \beta_{i+1}) \dots (-\beta_i + \beta_{n-1})}$$

$$(i = 1, 2, \dots, n-1)$$

$$\xi_{n+1} = \frac{\sigma_1 \sigma_2 \dots \sigma_n}{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_{n-1}}; \quad \xi_n = 1;$$

$$\xi_i = \frac{(-\beta_i + \sigma_1)(-\beta_i + \sigma_2) \dots (-\beta_i + \sigma_n)}{(-\beta_i)(-\beta_i + \beta_1) \dots (-\beta_i + \beta_{i-1})(-\beta_i + \beta_{i+1}) \dots (-\beta_i + \beta_{n-1})}$$

$$(i = 1, 2, \dots, n-1).$$

4. Определяются вспомогательные параметры  $l_i^{(a)}$  и  $l_i^{(b)}$ :

$$2l_i^{(a)} = \xi_i + hq_i; \quad 2l_i^{(b)} = \xi_i - hq_i.$$

5. Вычисляются значения элементов по формулам:

$$G_{n+1}^{(a)} = \mu l_{n+1}^{(a)}; \quad C_n^{(a)} = \mu l_n^{(a)}; \quad G_n^{(a)} = 0; \quad C_{n+1}^{(a)} = 0;$$

$$G_i^{(a)} = \mu l_i^{(a)}; \quad G_i^{(a)} = \mu l_i^{(a)} / \beta_i;$$

$$G_{n+1}^{(b)} = \mu l_{n+1}^{(b)}; \quad C_n^{(b)} = \mu l_n^{(b)}; \quad G_n^{(b)} = 0; \quad C_{n+1}^{(b)} = 0;$$

$$G_i^{(b)} = \mu l_i^{(b)}; \quad C_i^{(b)} = \mu l_i^{(b)} / \beta_i;$$

$$(i = 1, 2, \dots, n-1).$$

В приведенных формулах  $\mu$  — положительный множитель, выбираемый произвольно. Он позволяет изменять уровень входного сопротивления.

Следует заметить, что примерно половина значений элементов  $G_i$  и  $C_i$  обращается в нуль, если точно определены нули полинома  $f_1(p) - (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{n-1})$ . Например, при  $n=4$  равны нулю  $G_i^{(a)}$  и  $C_i^{(a)}$  с индексами  $i=1, 3$  и  $G_i^{(b)}$  и  $C_i^{(b)}$  с индексом  $i=2$ .

6. Как правило, режим  $Z_H = \infty$  практически невыполним. В этой

связи представляет интерес случай, когда нагрузка задана в виде параллельного соединения  $G_H$  и  $C_H$ . Обычно  $C_H$  — паразитный параметр. С учетом  $G_H$  и  $C_H$  окончательная схема фазового контура будет иметь вид, показанный на рис. 4.12.

Значения элементов оп-

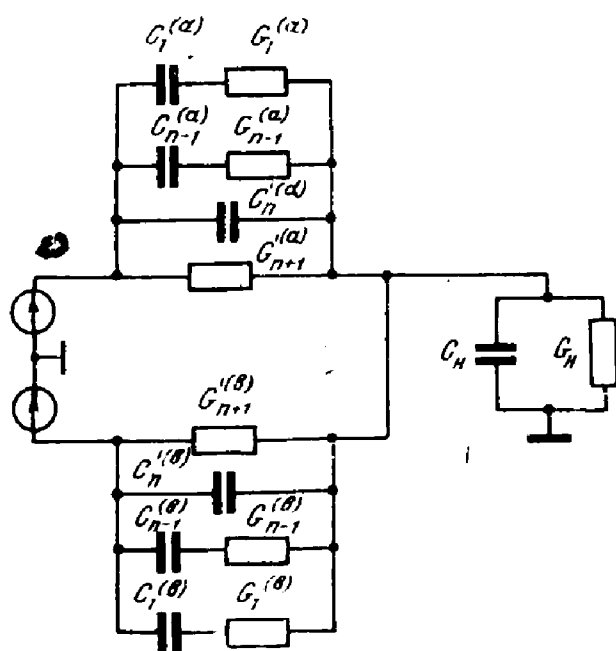


Рис. 4.12. Схема пассивного RC-фазового контура

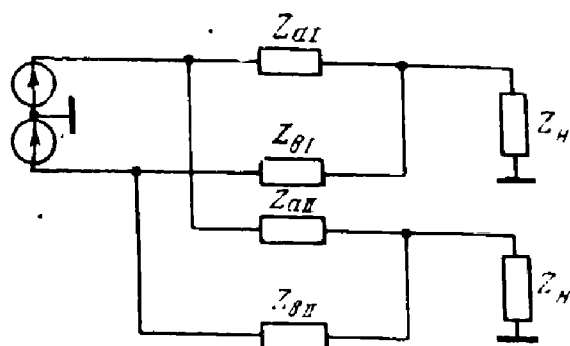


Рис. 4.13. Схема соединения фазовых контуров для образования фазовращателя

ределяются по приведенным выше формулам, а также по формулам:

$$G'_{n+1} = G_{n+1}^{(a)} - G_n/2; \quad C'_n = C_n^{(a)} - C_n/2;$$

$$G'_{n+1} = G_{n+1}^{(b)} - C_n/2; \quad C'_n = C_n^{(b)} - C_n/2.$$

Методика реализации второго фазового контура аналогична.

7. После расчета значений элементов фазовых контуров последние соединяются по схеме рис. 4.13. Важно, чтобы внутреннее сопротивление источников питания было по абсолютной величине много меньше модулей входных сопротивлений фазовых контуров, т. е.

$$|Z_{гн}| \ll |Z_{вхI}|; \quad |Z_{гн}| \ll |Z_{вхII}|.$$

Это требование легко выполнить при помощи фазоинверторов, катодных или эмиттерных повторителей и т. п.

*Пример 4.5.* Требуется реализовать ШФН типа  $RC$  при  $\Phi_0 = 90^\circ$ ;  $\Delta\Phi_0 = 46'$ ;  $f_{+}/f_{-} = 250$ ;  $f_{-} = 0,1$  Гц;  $f_{+} = 25$  Гц.

Передаточные функции  $T_I(p)$  и  $T_{II}(p)$ , определенные в результате решения задачи аппроксимации, равны:

$$T_I(p) = h \frac{(p - 0,2804)(p - 2,685)(p - 15,327)(p - 93,078)}{(p + 0,2804)(p + 2,685)(p + 15,327)(p + 93,078)};$$

$$T_{II}(p) = h \frac{(p - 1,060)(p - 6,437)(p - 36,733)(p - 351,8)}{(p + 1,060)(p + 6,437)(p + 36,733)(p + 351,8)}.$$

Фазовые контуры, образующие схему фазовращателя, должны быть рассчитаны таким образом, чтобы:

- коэффициент  $h$  был максимально возможным,
- контуры содержали минимальное число элементов,
- сопротивление нагрузки состояло из параллельно соединенных  $G_n$  и  $C_n$ , равных:  $G_n = 1,645 \cdot 10^{-3}$  См $^{-1}$ ;  $C_n = 0,866 \cdot 10^{-8}$  Ф.

1. Строим графики зависимостей  $T_I(p)$  и  $T_{II}(p)$  для отрицательных значений  $p$ , расположенных в интервалах между полюсами функций передачи (рис. 4.14), после чего определяем значение коэффициента  $h$ :  $h = 0,134$ .

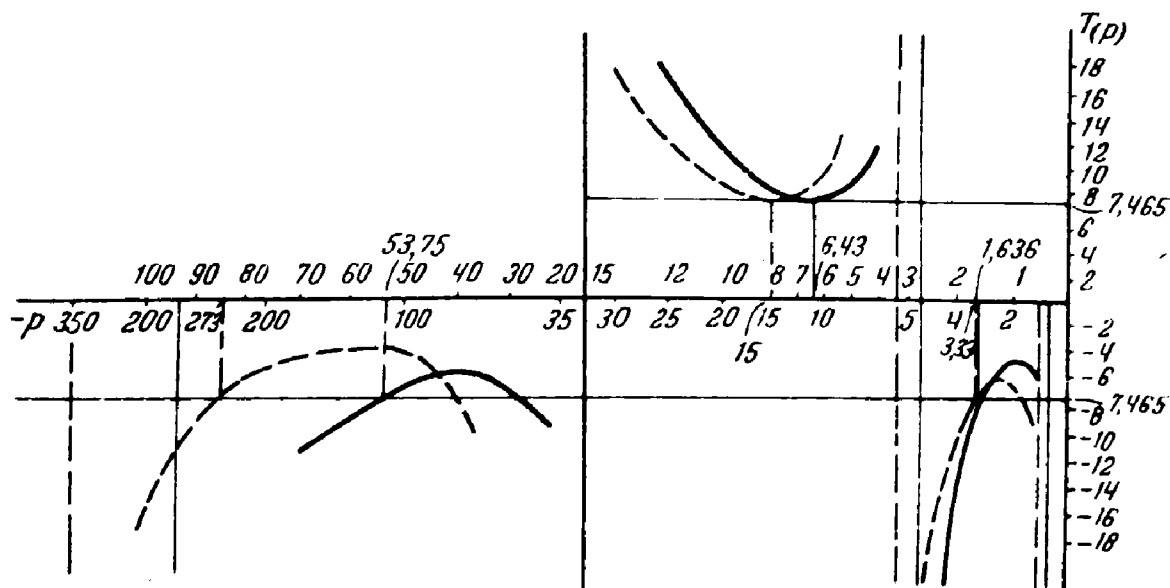


Рис. 4.14. Иллюстрация к примеру 4.5. Сплошные линии относятся к функции  $T_I(p)$ , пунктирные — к функции  $T_{II}(p)$

2. На этом же графике проводим две прямые, параллельные оси абсцисс, с ординатами 7,465 и -7,465 для ориентировочного определения значений нулей полиномов  $f_I(p)$  и  $f_{II}(p)$ .

Нули полинома  $f_I(p)$  определяем следующим образом. Между каждой парой полюсов получилось по два значения, из которых можно выбрать нули вспомогательной функции. Выбираем из каждой пары по одному значению с большим модулем. Путем проверочных расчетов уточняем значения нулей, определенные из графика, после чего образуем вспомогательный полином.

Полиномы  $f_I(p)$  и  $f_{II}(p)$  равны:

$$f_I(p) = (p + 1,636)(p + 6,43)(p + 53,75);$$

$$f_{II}(p) = (p + 3,33)(p + 15)(p + 237).$$

3. Для первого фазового контура определяем значения  $q_i$  и  $\xi_i$ :

$$q_1 = -32,514; \quad q_2 = -90,789; \quad q_3 = -233,39; \quad q_4 = 1; \quad q_5 = 1,899.$$

$$\xi_1 = 4,355; \quad \xi_2 = 12,162; \quad \xi_3 = 31,266; \quad \xi_4 = 1; \quad \xi_5 = 1,899;$$

4. Определяем значения элементов первого фазового контура (выбираем  $\mu$  равным  $10^{-8}$ ):

$$\begin{aligned} G_1^{(a)} &= 0; & G_2^{(a)} &= 12,162 \cdot 10^{-8} \text{ См}; & G_3^{(a)} &= 0; & G_4^{(a)} &= 0; \\ G_5^{(a)} &= 0,254 \cdot 10^{-8} \text{ См}; \\ C_1^{(a)} &= 0; & C_2^{(a)} &= 1,892 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}; & C_3^{(a)} &= 0; & C_4^{(a)} &= 0,134 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}; \\ C_5^{(a)} &= 0; \end{aligned}$$

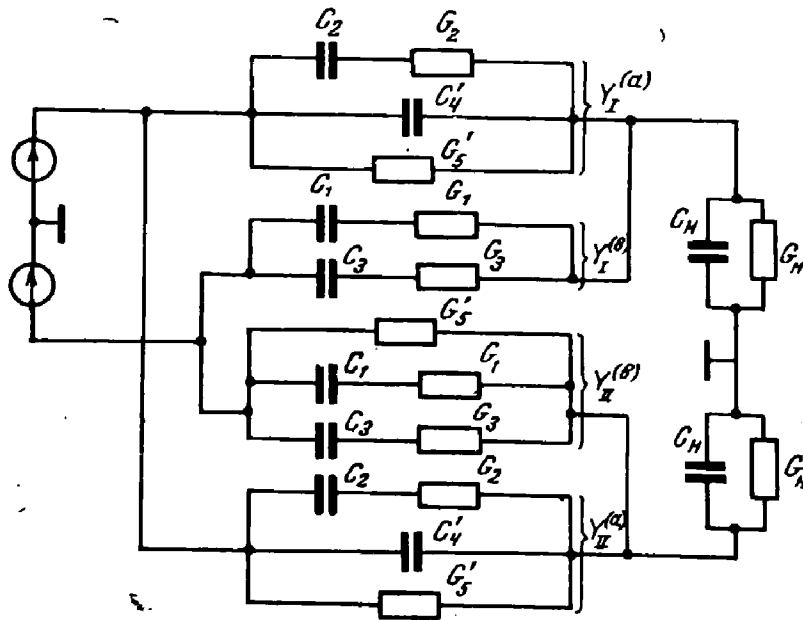


Рис. 4.15. Схема фазовращателя к примеру 4.5

$$\begin{aligned} G_1^{(b)} &= 4,355 \cdot 10^{-8} \text{ См}; & G_2^{(b)} &= 0; & G_3^{(b)} &= 31,266 \cdot 10^{-8} \text{ См}; \\ G_4^{(b)} &= 0; & G_5^{(b)} &= 0; \\ C_1^{(b)} &= 2,662 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}; & C_2^{(b)} &= 0; & C_3^{(b)} &= 0,582 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}; & C_4^{(b)} &= 0; \\ C_5^{(b)} &= 0. \end{aligned}$$

Второй фазовый контур рассчитывается аналогичным образом.

ТАБЛИЦА 4.2

Значения элементов фазовращателя

$Y$	$G_2, \text{См}$	$C_2, \text{Ф}$	$C'_4, \text{Ф}$	$G'_5, \text{См}$
$Y_I^{(a)}$	$12,162 \cdot 10^{-8}$	$1,892 \cdot 10^{-8}$	$0,134 \cdot 10^{-8}$	$0,254 \cdot 10^{-8}$
$Y_{II}^{(a)}$	$22,526 \cdot 10^{-8}$	$1,502 \cdot 10^{-8}$	$0,134 \cdot 10^{-8}$	$3,4 \cdot 10^{-8}$

Продолжение

$Y$	$G_1, \text{См}$	$C_1, \text{Ф}$	$G_3, \text{См}$	$C_3, \text{Ф}$	$G'_5, \text{См}$
$Y_I^{(b)}$	$4,355 \cdot 10^{-8}$	$2,662 \cdot 10^{-8}$	$31,266 \cdot 10^{-8}$	$0,582 \cdot 10^{-8}$	—
$Y_{II}^{(b)}$	$9 \cdot 10^{-8}$	$2,703 \cdot 10^{-8}$	$100,7 \cdot 10^{-8}$	$0,425 \cdot 10^{-8}$	$2,402 \cdot 10^{-8}$

Значения элементов фазовращателя представлены в табл. 4.2, а схема — на рис. 4.15.

#### 4.5. Типовые схемы фазовращателей<sup>1)</sup>

На основании метода синтеза, изложенного в §§ 4.2 и 4.4, оказывается целесообразным выполнить предварительный расчет RC-фазовращателей для усредненных типовых требований. Подобные фа-

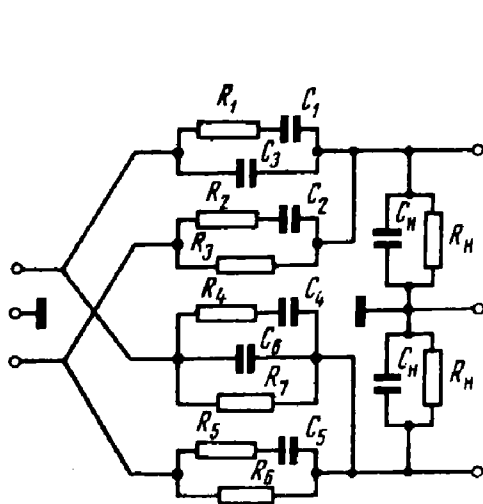


Рис. 4.16. Схема фазовращателя ( $n=6$ )

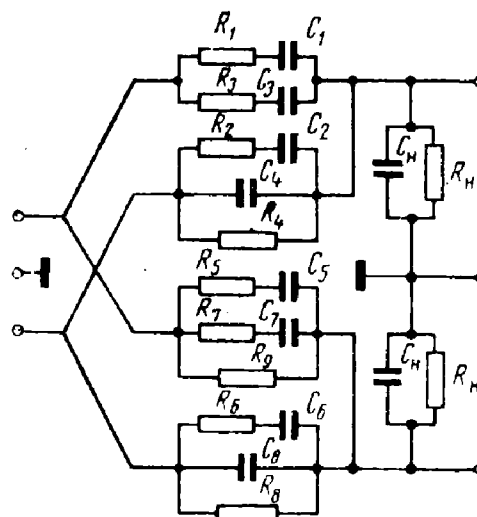


Рис. 4.17. Схема фазовращателя ( $n=8$ )

1) Параграф 4.5 написан А. М. Меньшиковым.

зовращатели могут быть использованы практически во всех случаях предварительной отработки схемы, когда не требуется оптимальность решения и допустимо использовать устройства с повышенной точностью заданной разности фаз, более широким рабочим частотным диапазоном и т. д. Ниже приводятся результаты решения подобной задачи для схем вида рис. 4.12 при следующих условиях:

1. В процессе реализации схем вспомогательный полином  $f(p)$  выбираем, исходя из необходимости получения максимального пло-

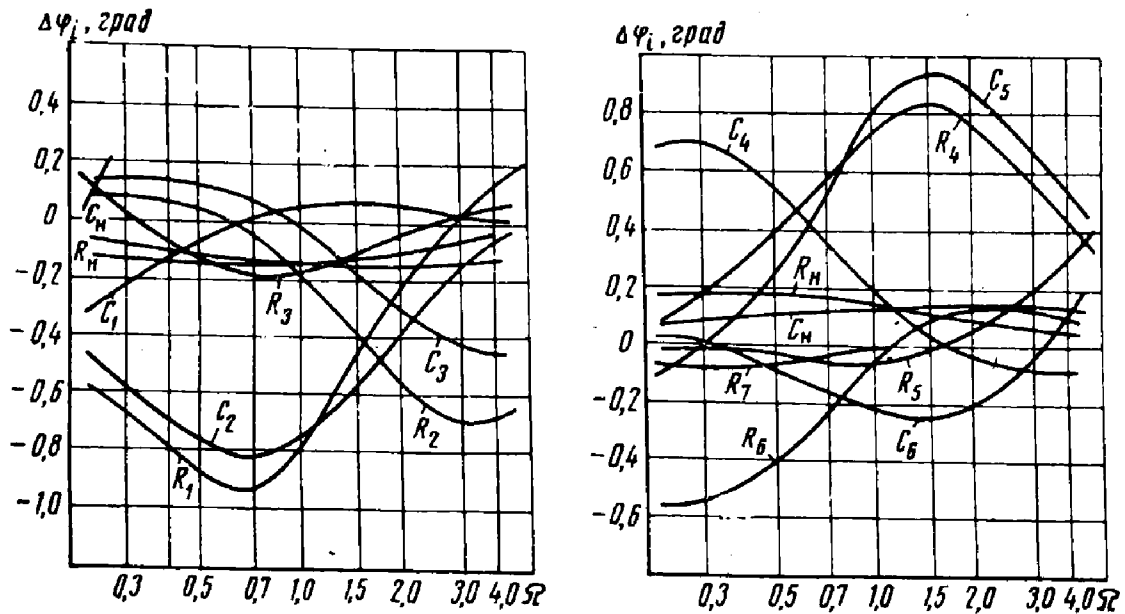


Рис. 4.18. Функции фазовых погрешностей фазовращателя ( $n=6$ ,  $k=20$ )

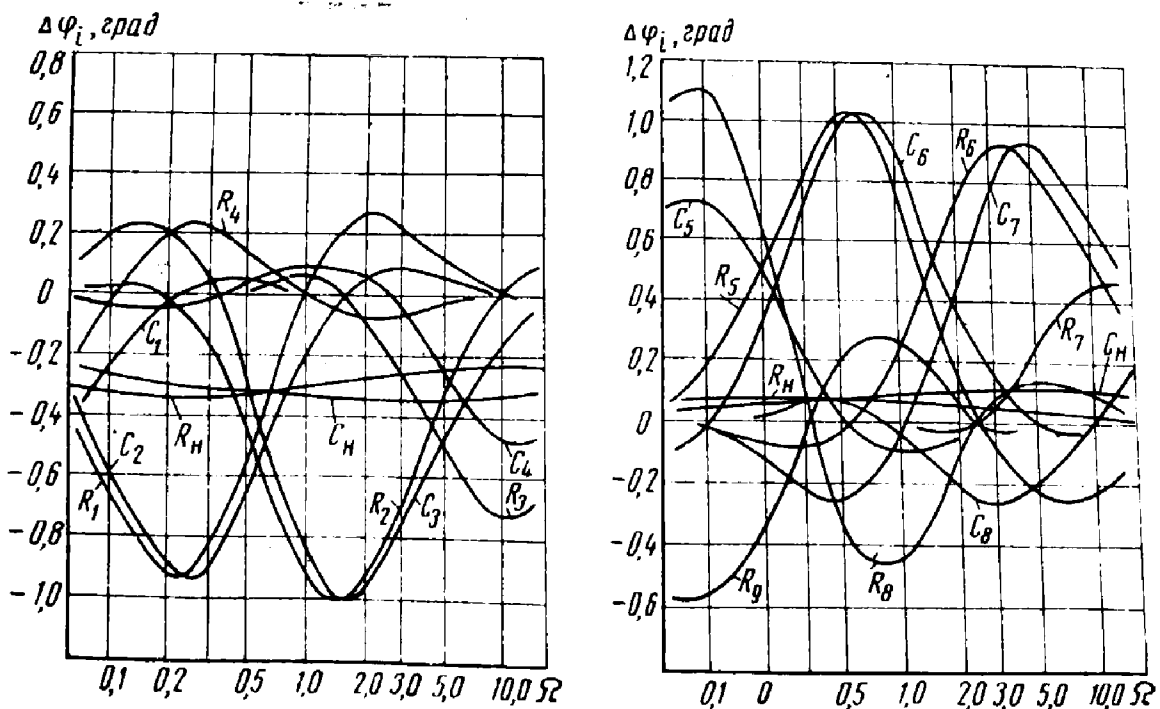


Рис. 4.19. Функции фазовых погрешностей фазовращателя ( $n=8$ ,  $k=255$ )



ТАБЛИЦА 4.3

Нормированные значения элементов фазовращателя ( $n=6$ )

$k$	$\Delta \Phi$ , град	$\hat{R}_1$	$\hat{R}_2$	$\hat{R}_3$	$\hat{R}_4$	$\hat{R}_5$	$\hat{R}_6$	$\hat{R}_7$	$\hat{R}_H$	$\hat{C}_H$	$\hat{C}_1$	$\hat{C}_2$	$\hat{C}_3=\hat{C}_6$	$\hat{C}_4$	$\hat{C}_5$
20	0,266	2,01	0,809	6,74	1,22	0,246	5,36	33,9	1	1,03	3,95	0,793	0,152	1,27	0,509
50	0,857	1,38	0,503	4,80	0,765	0,139	2,97	11,0	1	1,09	6,60	1,20	0,226	2,16	0,784
100	1,636	1,04	0,347	3,76	0,527	0,089	2,00	6,56	1	1,14	9,86	1,66	0,304	3,29	1,10
200	2,732	0,786	0,238	2,98	0,360	0,056	1,39	4,38	1	1,21	14,7	2,30	0,404	5,05	1,53

ТАБЛИЦА 4.4

Нормированные значения элементов фазовращателя ( $n=8$ )

$k$	$\Delta \Phi$ , град	$\hat{R}_1$	$\hat{R}_2$	$\hat{R}_3$	$\hat{R}_4$	$\hat{R}_5$	$\hat{R}_6$	$\hat{R}_7$	$\hat{R}_8$	$\hat{R}_9$	$\hat{R}_H$	$\hat{C}_H$	$\hat{C}_1$	$\hat{C}_2$	$\hat{C}_3$	$\hat{C}_4 = \hat{C}_5$	$\hat{C}_6$	$\hat{C}_7$	
20	0,028	5,98	2,14	0,950	18,7	2,97	1,32	0,374	3,80	5,28	1	1,17	2,28	0,643	0,293	0,063	1,24	0,547	0,196
50	0,133	3,97	1,42	0,557	12,3	1,93	0,811	0,198	2,83	4,27	1	1,21	4,17	1,02	0,428	0,098	2,18	0,855	0,304
100	0,315	2,94	1,03	0,370	9,19	1,38	0,553	0,122	2,25	3,62	1	1,25	6,56	1,45	0,579	0,136	3,46	1,21	0,424
200	0,624	2,21	0,751	0,247	7,01	0,997	0,376	0,076	1,78	3,07	1	1,28	10,3	2,07	0,780	0,184	5,20	1,71	0,582
250	0,755	2,02	0,678	0,217	6,45	0,898	0,332	0,065	1,65	2,92	1	1,30	11,8	2,32	0,856	0,212	5,98	1,91	0,642
500	1,272	1,54	0,495	0,146	5,06	0,650	0,225	0,041	1,32	2,49	1	1,34	18,2	3,31	1,15	0,265	9,17	2,71	0,872
1000	1,963	1,19	0,363	0,099	4,05	0,479	0,153	0,026	1,06	2,13	1	1,39	27,9	4,69	1,52	0,344	14,1	3,83	1,17

ского усиления при минимальной среднеквадратичной поэлементной чувствительности.

2. При реализации использовались нормированные передаточные функции с нормирующей частотой  $\omega_0 = \sqrt{\omega_x \omega_{\kappa}}$ , в результате чего получены нормированные величины элементов  $\hat{R}$  и  $\hat{C}$ ; для перехода к реальным значениям  $R$  и  $C$  необходимо воспользоваться

формулами  $R = \hat{R}/\mu$ ,  $C = \hat{C}\mu/\omega_0$ , где  $\mu$  — положительная постоянная, выбираемая обычно так, чтобы входное сопротивление фазового контура по абсолютной величине было много больше внутреннего сопротивления генератора.

Схемы фазовращателей показаны на рис. 4.16, 4.17, а нормированные значения элементов для различных коэффициентов перекрытия диапазона  $k$  приведены в табл. 4.3, 4.4.

В процессе настройки и эксплуатации фазовращателей важное значение имеет вопрос о чувствительности характеристик, обсуждаемых схем. На рис. 4.18, 4.19 представлены семейства функций фазовой погрешности при однопроцентном изменении элементов схем.

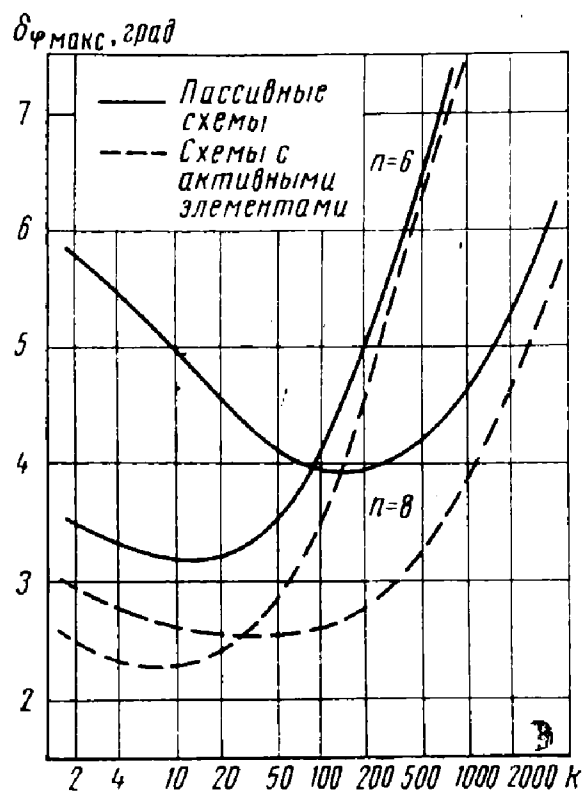


Рис. 4.20. Характеристики точности

На рис. 4.20 приведены характеристики точности фазовращателей, представляющие собой предельные значения наиболее вероят-

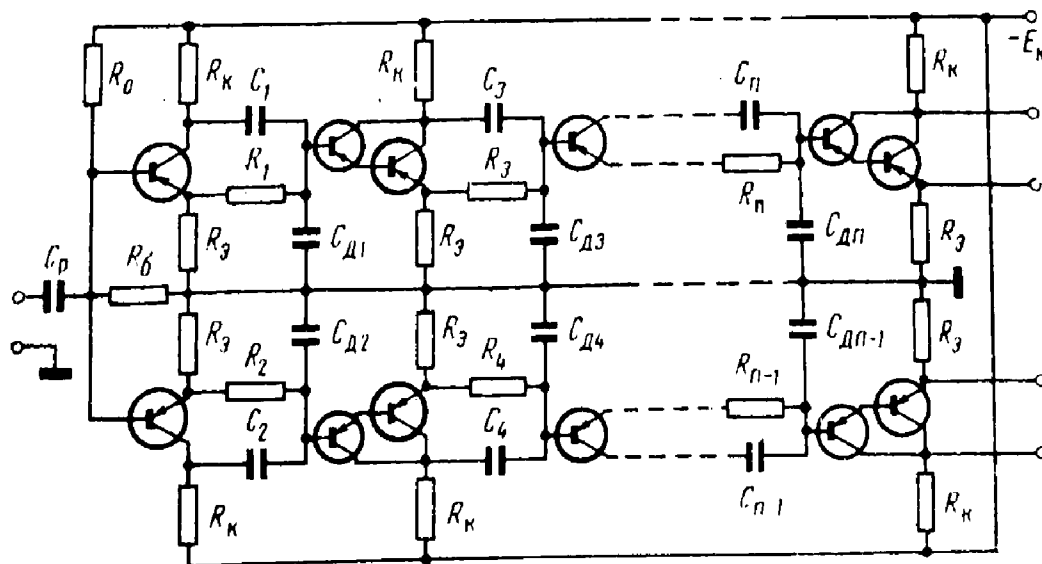


Рис. 4.21. Схема фазовращателя с активными элементами

ных (с вероятностью 0,997) отклонений фазоразностной характеристики от  $90^\circ$  в зависимости от коэффициента диапазона. Характеристики построены в предположении равномерного закона распределения значений элементов в пределах однопроцентного допуска. При нормальном законе распределения точность воспроизведения характеристик фазовращателя повышается.

Не следует считать, что предложенные схемы исчерпывают возможности реализации  $RC$ -фазовращателей. Существует несколько вариантов реализации, среди которых хотелось бы отметить схему рис. 4.21, состоящую из элементарных фазовых контуров, включенных через развязывающие транзисторные каскады. Влияние конечных величин входного и выходного сопротивлений транзисторов исключается соответствующим выбором элементов. Исходными данными для расчета элементов каждого фазового контура являются:  $\omega_0$  — средняя частота диапазона;  $\sigma_i$  — полюс, реализуемый  $i$ -м фазовым контуром;  $R_0$ ,  $C_0$ ,  $R_v$  — параметры активного элемента, представляющие собой соответственно входное сопротивление и емкость, и выходное сопротивление. Значения  $R_i$ ,  $C_i$ ,  $C_{di}$  рассчитываются по формулам  $R_i = aR_0$ ,  $C_i = R_i(C_0 + C_{di})/R_v(n-2)$ ,  $C_{di} = C_0(\sigma_0/\sigma'_0 - 1)$ ,  $\sigma'_0 = n\sigma_i/(n-2)$ ,  $n = a^2R_0/R_v$ ,  $a \leq 0,05$ ,  $\sigma_0 = 1/\omega_0 R_0 C_0$ . Параметры активных элементов выбираются таким образом, чтобы для любого фазового контура выполнялось условие  $\sigma_0 \geq \sigma'_0$ .

Схема не только позволяет контролировать величину каждого полюса в отдельности, что весьма важно при настройке фазовращателя, но и обладает чувствительностью к изменению пассивных элементов, меньшей, чем схемы рис. 4.16, 4.17. Для иллюстрации этого на рис. 4.20 пунктиром показаны характеристики точности таких схем, полученные так же, как и для рассмотренных пассивных схем.

## Список литературы

1. Белецкий А. Ф. Основы теории линейных электрических цепей. М., «Связь», 1967.
2. Bedrosian S. D. Normalized Design of  $90^\circ$  Phase Difference Networks. — «Trans. of IRE, CT», 1960, No. 2.
3. Ланнэ А. А. Синтез некоторых классов линейных электрических цепей с заданными амплитудно-разностными и фазоразностными характеристиками. Диссертация. ЛЭИС, 1963.
4. Справочник по расчету линейных радиотехнических цепей. Под редакцией Б. Ф. Емелина. Л., ВКАС, 1966.
5. Трифонов И. И. Синтез реактивных цепей с заданными фазовыми характеристиками. М., «Связь», 1969.
6. Abele T. A. Übertragungsfaktoren mit Tschebyscheffscher Approximation konstanter Gruppenlaufzeit. — «AEÜ», Band 16, 1962, H. 1.
7. Ulbrich E., Piloty H. Über den Entwurf von Allpässen und Bandpässen mit einer Tschebyscheffschen Sinne Approx. konst. Gruppenlaufzeit. — «AEÜ», Band 14, 1960, H. 10.
8. Авраменко В. Л., Ланнэ А. А. Линейные радиотехнические устройства и современные методы их расчета. Электрические линии задержки и фазовращатели. Л., ВАС, 1969.
9. Holt A., Gray I. Active allpass sections. — «Proceedings of IEE», 1967, No. 2.
10. Natarajan S., Murty V. Realization of transfer function using one amplifier. — «Electronic Letters», 1969, No. 19.
11. Venkataramani K., Murty V. Transfer function synthesis using an operational amplifier. — «International Journal of Electronics», 1967, No. 4.
12. Deliyannis T. RC active allpass sections. — «Electronic Letters», 1969, No. 3.
13. Robinson A., Methiwalla A. Method of generating low-sensitivity RC active circuits. — «Electronic Letters», 1970, No. 4.
14. Fjallbrant T. Canonical active RC filters with a low transfer function sensitivity. — «Ericsson Technik», v. 23, 1967, No. 2.
15. O'Meara T. R. Linear-slope delay filter for compression. — «Proc. of the IRE», November 1960.
16. Калахан Д. Методы машинного расчета электронных схем. М., «Мир», 1970.
17. Голубничий А. Ф. Синтез RC-активных фазовых контуров. Информационный сборник № 18, ВАС, 1970.
18. Гаврилов-Жуков В. Н., Голубничий А. Ф. Оптимизация расчета элементов фазовых контуров, реализованных на активных RC схемах. — «Труды Академии», ВАС, 1970, № 130.
19. Ловеринг В. Ф. Аналоговое моделирование передаточных функций. «ТИИЭР», т. 53, 1965, № 3.
20. Wunsch G. Laufzeitentzerrer und Verzögerungsschaltungen. Berlin, 1960.

**Виктор Леонидович Авраменко,  
Юрий Петрович Галямичев,  
Артур Абрамович Ланнэ**

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ  
ЛИНИИ  
ЗАДЕРЖКИ  
И ФАЗОВРАЩАТЕЛИ**

Редактор *С. Т. Симонова*  
Техн. редактор *Е. Р. Ротермель*  
Корректор *В. В. Суркова*  
Художник *А. В. Львов*

---

Сдано в набор 18/IX 1972 г.  
Подписано в печ. 30/I 1973 г.  
Форм. бум. 84×108/32 3,5 печ. л.  
5,88 усл.-п. л. 7,09 уч.-изд. л.  
Т-00429. Тираж 12 000 экз.  
Зак. изд. 15801 Бумага типограф. № 2.  
Цена 35 коп.  
Издательство «Связь», Москва-центр,  
Чистопрудный бульвар, 2

---

Типография издательства «Связь»  
Государственного Комитета по делам  
издательств, полиграфии и книжной  
торговли.  
Москва-центр, ул. Кирова, 40.  
Зак. тип. 374