

Б. М. БОГДАНОВИЧ,
Л. С. БАЧИЛО

ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Допущено Министерством высшего и среднего
специального образования БССР в качестве
учебного пособия для студентов радиотехниче-
ских специальностей вузов

МИНСК
«ВЫШЭЙШАЯ ШКОЛА»
1985

ББК 32.849я73

Б 73

УДК 621.39.62.001.63(075.8)

Рецензенты: кафедра радиоустройств Севастопольского приборостроительного института; Д. Н. Шапиро, доктор технических наук, профессор кафедры радиоприемных устройств Ленинградского электротехнического института связи

2403000000—081

Б — 39—85
М 304(05)—85

© Издательство
«Высшая школа», 1985.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиоэлектронная аппаратура различного назначения широко использует многокаскадные широкополосные усилительные тракты (УТ) на дискретных и интегральных компонентах. Современная усилительная техника характеризуется тенденцией к усложнению и ужесточению требований. УТ в виде интегральной схемы соответствует сложной структуре, содержащей большое количество активных и пассивных компонентов, различные виды обратных связей, параллельные каналы, цепи компенсации и т. д. При этом улучшение электрических характеристик УТ может достигаться двумя путями: во-первых, традиционным, за счет повышения качества усилительных звеньев (каскадов), во-вторых, за счет улучшения структурных свойств УТ, что обеспечивается оптимизацией способов соединения усилительных и пассивных звеньев между собой. При этом оптимизация должна быть направлена прежде всего на достижение более высоких показателей качества УТ по сравнению с входящими в его состав усилительными звеньями (УЗ).

Синтезируемый тракт удобно рассматривать как систему, состоящую из отдельных образующих ее звеньев. Усложнение УТ позволяет осуществить оправданный размен «сложность — качество РЭА», реализовать принципы, не нашедшие применения в технике, ориентированной ранее на простые и малоэффективные структурные и схемные решения. В связи с этим возникает задача развития методов синтеза УТ высокой сложности на основе системотехнических подходов, которые в последнее время интенсивно развиваются и внедряются в практику проектирования сложной перспективной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА).

Вопросы проектирования УТ на таком уровне содержатся в разнообразной периодической литературе и практически не отражены в учебных изданиях. Цель настоящего пособия — обобщить известные литературные материалы

(отечественные и зарубежные), а также работы авторов в одном руководстве, удобном как для учебного, так и для инженерного проектирования; оказать помощь читателю в освоении методологии проектирования одного из широко распространенных классов РЭА, соответствующей современному состоянию радиотехники. В пособии отражены современные тенденции и подходы к системотехническому проектированию по важнейшим критериям — стабильности, линейности, чувствительности, а также вопросы многофакторного проектирования, позволяющего одновременно учесть несколько определяющих показателей качества УТ; приведены машинные методы проектирования. В основе метода синтеза УТ лежат такие обобщенные современные представления, как функция m -мерной чувствительности, граф усилительной структуры, многомерная комплексная передача тракта в виде функционального ряда Вольтерра—Винера, учитывающего одновременно инерционные, линейные и нелинейные свойства УТ. Приведены различные справочные сведения, необходимые для проектирования, примеры расчетов и соответствующие рекомендации.

Авторы выражают благодарность Е. В. Заеддюрину, с участием которого написаны § 5.1—5.6, а также В. Т. Старченко, с участием которого подготовлены глава 4 и § 5.7.

Авторы признательны рецензентам (кафедре радиоустройств Севастопольского приборостроительного института и доктору технических наук профессору Д. Н. Шапиро) за ценные советы, способствовавшие улучшению пособия.

Все замечания и пожелания просим направлять по адресу: 220048, Минск, проспект Машерова, 11, издательство «Вышэйшая школа».

Авторы

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

АМ — амплитудная модуляция;
АЧХ — амплитудочастотная характеристика;
ДД — динамический диапазон;
НИ — нелинейные искажения;
НЧ — нулевая чувствительность;
ООС — отрицательная обратная связь;
ОУ — операционный усилитель;
ПОС — положительная обратная связь;
УЗ — усилительное звено;
УТ — усилительный тракт;
ФЧХ — фазочастотная характеристика.

1. СИСТЕМНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОКАСКАДНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ТРАКТОВ (УТ) И ИХ КОМПОНЕНТОВ

1.1. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УТ

Усложнение усилительных трактов (УТ) на основе использования большого числа усилительных звеньев (УЗ) и цепей, их соединяющих, позволяет существенно улучшить показатели качества радиоэлектронной аппаратуры. При проектировании УТ наибольшее внимание уделяется следующим основным характеристикам и параметрам: коэффициенту усиления (передачи), его стабильности в условиях действия различных дестабилизирующих факторов, нелинейным характеристикам, уровню собственных шумов или отношению сигнал/шум, динамическому диапазону (ДД).

Соответствующие параметры для типовой структуры УТ приведены на рис. 1.1, где E_c — ЭДС входного сигнала; Z_r — его внутреннее сопротивление; Z_n — сопротивление нагрузки; U_1 , U_2 — соответственно входное и выходное напряжения; I_1 , I_2 — соответственно входной и выходной токи.

Комплексный коэффициент усиления УТ по напряжению — отношение выходного напряжения U_2 ко входному U_1 :

$$K = U_2 / U_1 = K e^{j\varphi}. \quad (1.1)$$

Величина модуля K называется просто коэффициентом усиления УТ, величина φ — фазовым сдвигом, вносимым УТ по напряжению.

Комплексный сквозной коэффициент усиления УТ — отношение выходного напряжения U_2 к ЭДС входного сигнала E_c :

$$K_E = U_2 / E_c = K_E e^{j\varphi_E}. \quad (1.2)$$

Величина модуля K_E называется *просто сквозным коэффициентом усиления УТ*, φ_E — *фазовым сдвигом*, вносимым усилителем по ЭДС.

Величины K_E и K связаны соотношением

$$K_E = K \frac{\dot{Z}_{\text{вх1}}}{\dot{Z}_{\text{вх1}} + Z_A}.$$

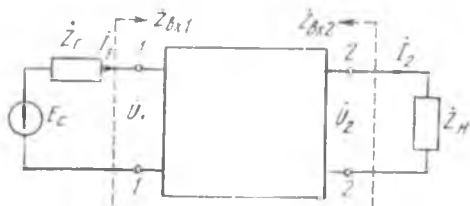


Рис. 1.1

Комплексный коэффициент усиления по току — отношение

$$K_I = I_2 / I_1 = K_I e^{j\varphi_I}. \quad (1.3)$$

Величина модуля $K_I = |I_2 / I_1|$ называется *просто коэффициентом усиления по току* $K_I = K |Z_{\text{вх1}} / Z_2|$.

Коэффициент усиления по мощности — отношение кажущейся мощности в нагрузке усилителя $P_2 = |I_2 U_2|$ к кажущейся мощности, отдаваемой источником сигнала $P_1 = |I_1 U_1|$:

$$K_P = P_2 / P_1 = \left| \frac{U_2 I_2}{U_1 I_1} \right| = K K_I \quad (1.4)$$

или

$$K_P = K^2 \left| \frac{Z_{\text{вх1}}}{Z_2} \right|.$$

Частотная характеристика усилителя определяется как во всем рабочем диапазоне частот, так и в области, относительно хорошо воспроизводимой УТ. Частотные свойства УТ задаются зависимостью коэффициента усиления от частоты — с помощью амплитудочастотной характеристики (АЧХ) — и зависимостью фазы комплексного коэффициента усиления от частоты — с помощью фазочастотной характеристики (ФЧХ).

Область частот, где неравномерность АЧХ Δ не превышает заданного значения, называют *полосой пропускания* УТ (рис. 1.2). Полоса пропускания определяется соответствующими граничными частотами $f_{\min}$ и $f_{\max}$.

В зависимости от назначения УТ используют различные критерии его *нелинейных свойств*: коэффициент гармоник

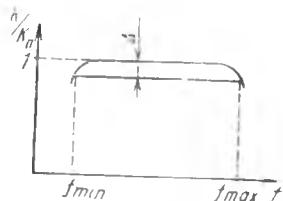


Рис. 1.2

K_g ; коэффициент сжатия (расширения) K_c ; коэффициент перекрестных искажений амплитудно-модулированного (АМ) сигнала $K_{пер}$; коэффициент блокирования $K_{бл}$; коэффициент гармоник огибающей $K_{г(ог)}$; коэффициенты интермодуляции и др.

Коэффициент гармоник (коэффициент гармонических искажений) — отношение среднеквадратического значения суммы гармоник выходного сигнала, отсутствующих в спектре входного сигнала, к среднеквадратическому значению суммы спектральных компонентов выходного сигнала, имеющихся в спектре входного сигнала:

$$K_g = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots}}{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + \dots}} 100 \%, \quad (1.5)$$

где A_i — амплитуда i -й гармоники выходного сигнала. При $K_g < 10 \%$ расчет упрощается:

$$K_g = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots}}{A_1} 100 \%. \quad (1.6)$$

Затухание нелинейности (в дБ)

$$B = 20 \lg (A_1 / \sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots}). \quad (1.7)$$

Иногда используют *коэффициенты гармоник по отдельной гармонике*

$$K_{гн} = (A_n / A_1) 100 \% \quad (1.8)$$

и соответствующие им *затухания нелинейности по отдельным гармоникам*

$$B_n = 20 \lg (A_1 / A_n) = 20 \lg (1 / K_{гн}). \quad (1.9)$$

Коэффициент сжатия (расширения) — отношение изменения амплитуды первой гармоники выходного колеба-

ния $\Delta I_{m\omega}$ при сжатии к амплитуде $I_{m\omega}$ при отсутствии сжатия:

$$K_c = (\Delta I_{m\omega} / I_{m\omega}) 100 \%. \quad (1.10)$$

Зависимость $I_{m\omega}$ от амплитуды входного сигнала называют *амплитудной характеристикой тракта по первой гармонике*. Величина модуля K_c зависит от величины входного уровня и обычно возрастает с его увеличением.

Коэффициент гармоник огибающей $K_{г(ог)}$ определяется аналогично K_r для модулирующего колебания амплитудно-модулированного (АМ) сигнала. Для небольших величин $K_{г(ог)}$ в расчетах обычно достаточно учитывать вторую гармонику огибающей сигнала.

Для сигналов других форм оценка нелинейных искажений (НИ) определяется видом сигнала. Так, для пилообразных сигналов степень нелинейности оценивается как

$$\nu = \frac{\operatorname{tg} \varphi_{\Pi} - \operatorname{tg} \varphi_{\kappa}}{\operatorname{tg} \varphi_{\Pi}} 100 \%,$$

где φ_{Π} , φ_{κ} — соответственно углы наклона выходного сигнала в начале и в конце периода пилы.

Коэффициент блокирования — отношение изменения амплитуды полезного сигнала на выходе УТ ΔI_{mc} при блокировании к амплитуде того же колебания I_{mc} при отсутствии блокирования (при отсутствии помехи):

$$K_{бл} = (\Delta I_{mc} / I_{mc}) 100 \%. \quad (1.11)$$

Тестовый сигнал является бигармоническим, т. е. $u = U_{mc} \cos \omega_c t + U_{мп} \cos \omega_{п} t$, где U_{mc} — амплитуда сигнала; $U_{мп}$ — амплитуда помехи.

Коэффициент перекрестной модуляции (перекрестных искажений) АМ сигнала — отношение приращения амплитуды выходного колебания на частоте полезного сигнала $\Delta I_{п}$, обусловленного перекрестной модуляцией, к амплитуде того же колебания I_c в ее отсутствие:

$$K_{пер} = (\Delta I_{п} / I_c) 100 \%. \quad (1.12)$$

Тестовый сигнал имеет вид $u = U_{mc} \cos \omega_c t + U_{мп} \cos \omega_{п} t$, причем полезный сигнал и помеха модулированы синусоидальными колебаниями с частотами Ω_c и $\Omega_{п}$ соответственно.

Коэффициент интермодуляции — отношение амплитуды интермодуляционного колебания вида $f_1 \pm f_2$, $2f_1 \pm f_2$, $f_1 + f_2 - f_3$, ..., попадающего в тракт по основному или побочному каналу, к нормированной амплитуде сигнала в от-

существование интермодуляционной помехи. Коэффициент, соответствующий колебаниям вида $f_1 \pm f_2$, называется коэффициентом интермодуляции второго порядка:

$$K_{11} = (U_{m11} / U_{mc}) 100 \%. \quad (1.13)$$

Коэффициент, соответствующий колебаниям вида $2f_1 \pm f_2$ и $f_1 + f_2 - f_3$, называется коэффициентом интермодуляции третьего порядка и имеет вид

$$K_{21} = (U_{m21} / U_{mc}) 100 \%. \quad (1.14)$$

Шумовые свойства УТ могут оцениваться: *уровнем собственных шумов* флюктуационного характера, приведенных к выходу $U_{ш\Sigma}^2$ или входу УТ $U_{ш}^2 = U_{ш\Sigma}^2 / K^2$, где K — коэффициент усиления УТ; *отношением сигнал/шум* на выходе УТ.

Обобщенной характеристикой УТ, учитывающей одновременно как его нелинейные, так и шумовые свойства, является ДД. Уровень полезных сигналов, передаваемых трактом с допустимыми искажениями, ограничивается с двух сторон: снизу величиной собственных шумов, маскирующих сигнал, и сверху — допустимым уровнем НИ (рис. 1.3). Вблизи обеих границ нарушается пропорциональность зависимости уровня выходного сигнала от величины входного воздействия. На рис. 1.3 приведена возможная амплитудная характеристика УТ — зависимость выходного сигнала y от входного сигнала x . Под ДД понимают отношение максимального уровня сигнала, при котором НИ не превышают допустимого значения, к его минимальному уровню, при котором отношение сигнал/шум на выходе тракта становится не меньше заданной величины. Различают ДД по мощности D_P , напряжению D_U , току D_I :

$$D_P = P_{сmax} / P_{сmin}; \quad D_U = U_{сmax} / U_{сmin}; \quad D_I = I_{сmax} / I_{сmin}. \quad (1.15)$$

Иногда минимальный уровень сигнала принимается равным пороговой чувствительности тракта, при которой отношение сигнал/шум равно единице. Чем больше ДД, тем выше линейность тракта. Однако следует иметь в виду, что ДД зависит от вида искажений, по которым определяют максимальный уровень сигнала, и в этом смысле носит частный характер. В некоторых случаях величины ДД, со-

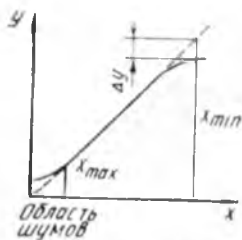


Рис. 1.3

ответствующие различным критериям нелинейных свойств УТ, взаимосвязаны.

Стабильность параметров и характеристик УТ обусловлена следующими причинами: старением элементов схемы; изменением влияния окружающей среды (температуры, влажности, радиации, механическими воздействиями на конструкцию УТ и т. д.); заменой компонентов УТ при ремонте. Для УТ обычно нормируется максимальная допустимая относительная погрешность (нестабильность) отдельных параметров при частных или суммарном (интегральном) воздействии всех учитываемых дестабилизирующих факторов.

Присоединительные параметры УТ необходимы при соединении его с другими радиоэлектронными устройствами. К ним относятся входные и выходные сопротивления $Z_{вх1}$, $Z_{вх2}$ (см. рис. 1.1), уровни входного и выходного сигналов и др.

Выражения (1.1)—(1.15) определяют наиболее распространенные характеристики УТ.

1.2. СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД К ПРОЕКТИРОВАНИЮ УТ

Многокаскадный УТ можно рассматривать как систему, состоящую из отдельных звеньев. Использование системотехнического подхода при анализе и синтезе облегчает проектирование современной РЭА, так как позволяет: распределить наивыгоднейшим образом параметры и характеристики, заданные техническими условиями на весь УТ, между его звеньями; предметно уяснить влияние отдельных звеньев на показатели качества УТ; осуществить целенаправленное исследование с переходом от анализа отдельных звеньев к анализу УТ в целом, от синтеза УТ — к синтезу отдельных его звеньев. В качестве звена УТ как системы в простейшем случае может быть выбран отдельный каскад. Однако иногда звеном системы удобнее считать более крупную часть УТ, например функциональный блок: предварительный усилитель, оконечный усилитель и т. д. В ряде случаев современные сложные интегральные схемы, предназначенные для целей усиления сигналов, при проектировании целесообразно рассматривать как системы.

Системотехнический подход к проектированию УТ на основе готовых устройств, например, функциональных блоков, параметры которых заданы, состоит в том, что разработчик РЭА использует имеющиеся звенья, не интересуясь

их внутренним содержанием, т. е. их схемотехникой, и осуществляет поиск наиболее выгодных соединений звеньев из заданного набора (определяет последовательность соединений, охват звеньев и их сочетаний различными видами обратных связей, выбирает оптимальные межблочные связи и т. д.).

К основным вопросам, возникающим при проектировании УТ как систем, относятся: определение вида моделей, удобных для описания типовых звеньев УТ, а также оценка области их применения; описание системных характеристик УТ и УЗ; установление функциональных связей основных характеристик тракта и образующих его звеньев; синтез структур трактов, удовлетворяющих заданным техническим условиям и их синтез.

Многокаскадный УТ как систему удобно представить соответствующей структурной схемой (структурой). Различают следующие структуры УТ: цепочечные (рис. 1.4, *а*); использующие отрицательные обратные связи (ООС) — местные (рис. 1.4, *б*), общую (рис. 1.4, *в*), перекрещивающиеся (рис. 1.4, *г*) и др.; с параллельными каналами (рис. 1.4, *д*); использующие принцип компенсации (рис. 1.4, *е*); использующие несколько принципов одновременно (рис. 1.4, *ж—и*). На рис. 1.4 *СМ* — суммирующее устройство (сумматор), выходной сигнал которого равен сумме входных сигналов (с учетом их фазы).

Тракты с обратной связью нашли самое широкое применение как в простейших (рис. 1.4, *а—д*), так и в усложненных вариантах (рис. 1.5, *а*).

Принцип компенсации состоит в том, чтобы сравнить входной и выходной сигналы неидеального (искажающего и нестабильного) УЗ, выделить в результате такого сравнения «ошибку» и ввести ее в выходной сигнал тракта в противофазе с содержащимся в нем отклонением от идеально усиленного сигнала. Поясним сказанное на примере простейшей структуры (рис. 1.4, *е*), которую иногда называют структурой «со связью вперед» или *Z*-структурой. Сигнал на выходе УЗ K_1 равен $U_1 = U_0 K_1 + \varepsilon$, где ε — напряжение «ошибки», обусловленное нелинейными и шумовыми свойствами УЗ, а также его нестабильностью. Сигнал на выходе сумматора $СМ1$ равен $U_\beta = U_0 + \beta(U_0 K_1 + \varepsilon)$. Если $K_{\beta 1} = -1$, то $U_\beta = \beta \varepsilon$, где

$$\beta = -1/K_1. \quad (1.16)$$

Взяв коэффициент передачи звена

$$K_2 = K_1, \quad (1.17)$$

получаем $U_2 = U_\beta K_2 = \beta K_2 \varepsilon = -\varepsilon$.

Сигнал на выходе второго сумматора СМ2

$$U_{\Sigma} = U_1 + U_2 = U_0 K_1 + \varepsilon - \varepsilon = U_0 K_1, \quad (1.18)$$

т. е. не содержит «ошибки». Очевидно, что для получения результата (1.18) необходимо выполнить условия (1.16) и (1.17), которые называются *условиями настройки*.

В качестве звена K_2 можно использовать звено, аналогичное звену K_1 , так как в широком интервале входного воздействия сигнал на его входе будет мал (ε) и его нелинейные свойства проявляться практически не будут. При

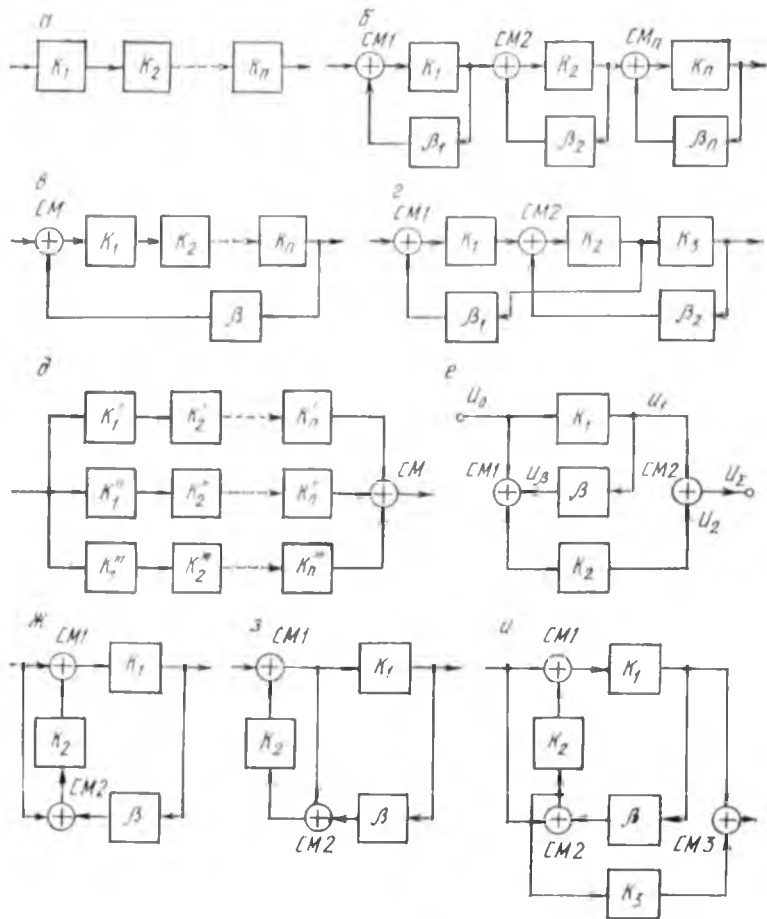
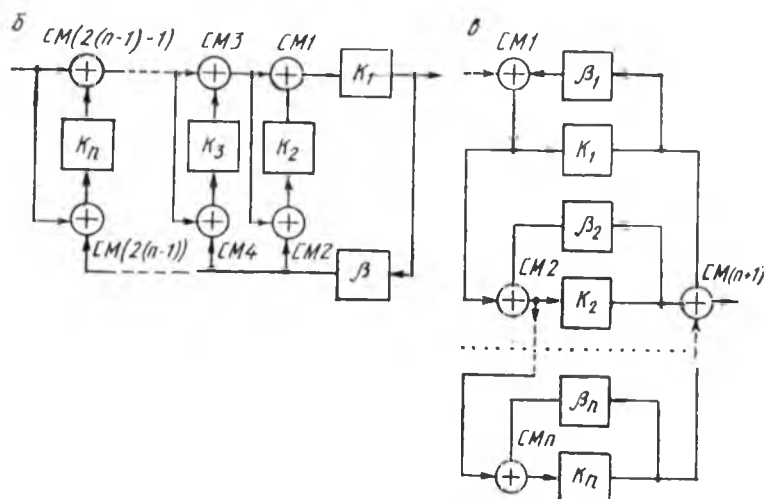
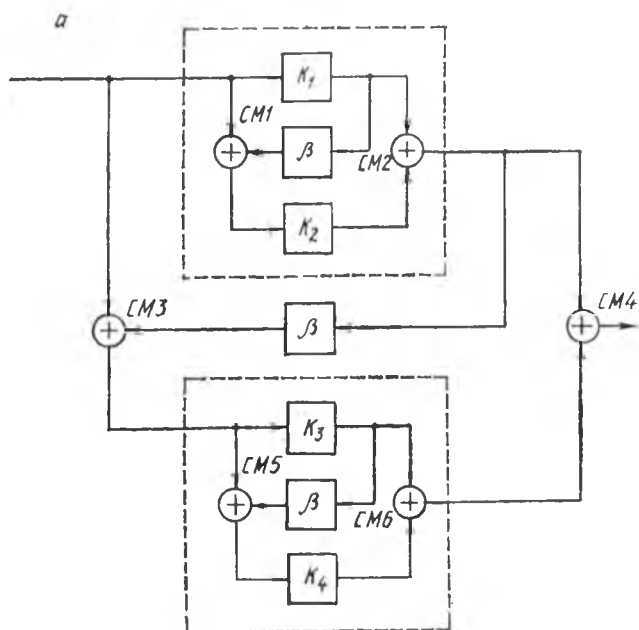


Рис. 1.4



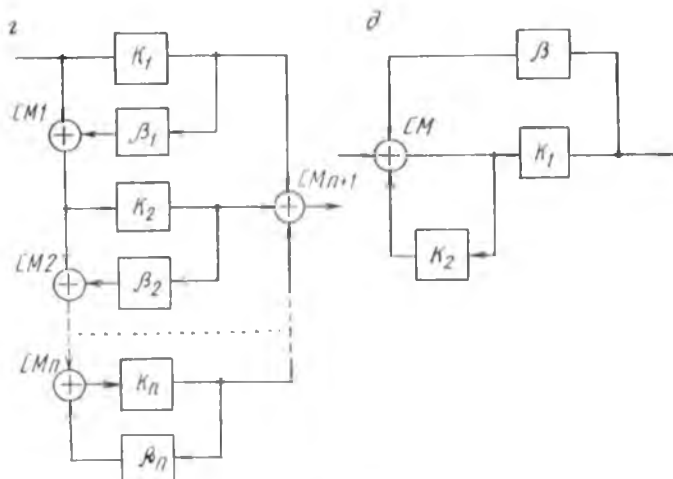


Рис. 1.5

реализации компенсационных структур, аналогичных приведенным на рис. 1.4, *е*, большую роль играет нестабильность передач K_1 , K_2 и β , так как с ее ростом точность выделения «ошибки» и ее компенсации ухудшается.

Выделенная «ошибка» может быть введена в противофазе не только на выход, но и в другие точки тракта (вход УТ, вход УЗ, выход УЗ). Например, введение ее на вход звена K_1 (структура с дифференциальной ООС, см. рис. 1.4, *ж*) вызывает полезное «предыскажение» входного сигнала для K_1 и уменьшает тем самым «ошибку» на выходе УТ в $(1 + K_1\beta K_2)$ раз по сравнению с одиночным звеном K_1 (здесь $K_1\beta K_2$ — петлевая передача дифференциальной ООС). Усиление УТ равно $T = K_1(1 + K_2)/(1 + K_1\beta K_2)$, и при выполнении условий настройки $K_1\beta = -1$ получаем $T = K_1$. Таким образом, дифференциальная ООС ослабляет «ошибку» на выходе УТ в $(1 + K_2)$ раз и не уменьшает усиления; последнее объясняется тем, что при выполнении условий настройки полезный сигнал с помощью СМ2 вычитается из петли ООС.

Если «ошибку» подать на вход УТ (см. рис. 1.4, *з*), то образуется петля ООС $K_1\beta K_2$ и петля положительной обратной связи (ПОС) K_2 , СМ1, СМ2. Усиление такого УТ равно $T = K_1/(1 + K_1\beta K_2 - K_2)$ и при выполнении условий настройки $K_1\beta = 1$ становится равным усилению звена K_1 : $T = K_1$. «Ошибка» на выходе УТ ослабляется в

$(1 + K_1 \beta K_2^3)$ раз, где K_2^3 — передача с выхода СМ2 на вход K_1 с учетом петли ПОС K_2 , СМ1, СМ2; $K_2^3 = K_2 / (1 - K_2)$. Если $K_2 = 1$, то передача K_2' принимает бесконечно большое значение и «ошибка» на выходе УТ становится равной нулю. Таким образом, бесконечно большое уменьшение «ошибки» на выходе УТ можно трактовать как результат присутствия в петле ООС бесконечно большой передачи, реализованной с помощью ПОС. Известно, что тракт устойчив, если петлевая передача ПОС меньше единицы. Как следует из рис. 1.4, з, петлевая передача ПОС с учетом ООС равна $K_2 / (1 + K_1 \beta K_2)$ и при выполнении условий настройки равна 0,5, т. е. УТ устойчив.

В общем случае выделенная «ошибка» может быть введена в несколько точек тракта одновременно. На рис. 1.4, и приведен пример УТ, в котором «ошибка» подается на выход УТ и вход звена K_1 .

Для повышения точности выделения и компенсации «ошибки» необходимо усложнять УТ, например, вводя стабилизирующие обратные связи или используя *итерационный принцип* улучшения характеристик тракта. Сущность итерационного принципа заключается в следующем. Из исходных УЗ строят некоторый УТ. Затем полученный УТ рассматривают как новое УЗ с улучшенными характеристиками и на основе новых УЗ вновь строят УТ по такой же или иной структурной схеме. Многократное выполнение подобной операции (итерирование) позволяет накапливать полезный эффект структурной схемы, однако приводит к усложнению тракта.

Так, рассматривая УТ (см. рис. 1.4, е) как УЗ с улучшенными характеристиками и вновь выполняя с помощью таких УЗ структурную схему, аналогичную показанной на рис. 1.4, е, можно получить УТ (рис. 1.5, а), обладающий более высокой точностью выделения и компенсации «ошибки». Применение итерационного принципа к структуре с дифференциальной ООС (рис. 1.4, ж) приводит к УТ, показанному на рис. 1.5, б. УТ, представленные на рис. 1.5, в, г, также получены с помощью итерационного принципа.

Распространенная классификация известных структурных схем УТ дана на рис. 1.6. В соответствии с ней УТ делятся на два класса — без разделения «ошибки» и полезного сигнала и с разделением. К УТ первого вида относятся тракты с обратной связью (см. рис. 1.4, а—г); многоканальные УТ, каждый канал которых охвачен ООС (см. рис. 1.5, в); тракты без увеличения петлевого усиления

(см. рис. 1.4, з, рис. 1.5, д), в которых в цепь ООС вводится дополнительное компенсирующее воздействие с помощью ПОС. К УТ второго вида относятся тракты с дифференциальной ООС (см. рис. 1.4, ж), а также тракты без обратных связей (см. рис. 1.4, е).

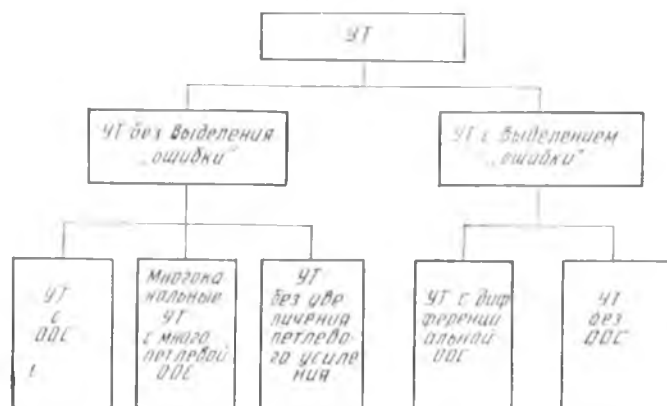


Рис. 1.6

Существующие подходы к синтезу УТ до последнего времени не поддавались формализации, в связи с чем не могли считаться регулярными. В результате известные структуры не являются единственно возможными и, таким образом, не исчерпывают всех возможностей структурного синтеза. В связи с этим не ясно, как вид структуры отражается на нелинейных свойствах УТ, на шумовых характеристиках и характеристиках ДД, можно ли синтезировать структуры сложных УТ, удовлетворяющих нескольким требованиям одновременно, и т. д.

Новый общий метод структурного анализа и синтеза УТ основан на использовании специальных линейных характеристик тракта, называемых коэффициентами переноса, и принципе нулевой чувствительности до m -го порядка к вариациям линейных передач УЗ. Характерными особенностями метода являются: универсальность использования для различных усилительных структур, в том числе произвольной сложности; возможность одновременного учета ряда характеристик УТ; высокая степень формализации рабочих процедур анализа и синтеза, облегчающих разработку регулярных методов проектирования УТ на основе ЭЦВМ; удобство подхода к реализации синтези-

руемых структур с использованием существующей и перспективной компонентной базы.

1.3. СИСТЕМНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЗВЕНЬЕВ УТ

1.3.1. Передаточные характеристики УЗ

Под *системными характеристиками* звеньев УЗ будем понимать такие внешние характеристики, которые описывают их поведение в системе, т. е. в УТ. К системным характеристикам УЗ можно отнести: характеристики передачи (усиления), частотные (АЧХ и ФЧХ), шумовые, критерии НИ стабильности и др.

Сложность процедуры структурного синтеза в значительной степени зависит от выбора способа описания простейшего системного звена—УЗ. В качестве такого описания удобно использовать оператор передачи, связывающий вход (X) с выходом (Y), вне зависимости от сложности звена и происходящих в нем физических явлений: $Y=L[X]$.

Для упрощения предположим, что все УЗ в первом приближении однонаправленные. Использование перечисленных допущений затем потребует учета реальности УЗ при реализации УТ и точном анализе их характеристик.

Различают операторы вида функций и вида функционалов. Для операторов *в и д а ф у н к ц и й*

$$y = f[x(t)] \quad (1.19)$$

каждому значению входного сигнала $x(t)$ в данный момент времени t соответствует определенное значение выходного сигнала $y(t)$ в тот же момент времени. Эти операторы описывают поведение резистивных трактов, именуемых иногда трактами без «памяти».

Для операторов *в и д а ф у н к ц и о н а л а* $y(t)$ определяется значением $x(t)$ не только в момент t , но и в прошлом для всех $\tau \leq t$, т. е.

$$y(t) = L\{x(\tau), t\}_{\tau \leq t}. \quad (1.20)$$

Такой оператор описывает поведение трактов с нелинейностью комплексного характера, именуемых иногда трактами с «памятью». Часто отклик тракта определяется входным воздействием на конечном временном интервале $\tau \leq T$, где T именуется «памятью» системы. В этом случае

поведение тракта не зависит от начальных условий, и такие тракты называют трактами с ограниченной «памятью».

Для структурного анализа и синтеза УТ, инерцией которого в рабочем диапазоне частот можно пренебречь, наиболее удобно описание оператора передачи с помощью полиномиальной или пороговой модели.

Полиномиальная модель использует описание оператора (1.19) в виде соответствующего полинома. Наиболее часто применяют степенной ряд

$$y = y_0 + \sum_{i=1}^n K_i x^i, \quad (1.21)$$

где K_i — коэффициенты ряда (линейный, квадратичный, кубический и т. д.).

На практике часто применяют разновидность разложения (1.21) в виде ряда Тэйлора, для которого $K_1 = f'(x_0)$, $K_2 = f''(x_0)/2!$, $K_3 = f'''(x_0)/3!$, ..., $K_i = f^{(i)}(x_0)/i!$, где x_0 — точка функции (1.21), относительно которой осуществляется разложение; $f^{(i)}(x_0)$ — производная i -го порядка.

Пороговая модель использует описание связи «вход-выход» тракта в виде

$$y = \begin{cases} Kx; & -E_0 \leq x(t) \leq E_0, \\ Y_0; & x(t) > E_0, \\ -Y_0; & -E_0 > x(t), \end{cases} \quad (1.22)$$

где K — постоянный коэффициент; E_0 — так называемый порог мешания (рис. 1.7).

В ряде случаев удобно и допустимо считать, что превышение входным сигналом $x(t)$ порога мешания приводит к необратимому поражению сигнала. Поэтому порог мешания может быть в первом приближении принят за нелинейный параметр звена инвариантно от вида и величины критерия нелинейного поражения, что упрощает анализ.

Для операторов вида функционала может использоваться удобная аппроксимация в виде функционального ряда. Как известно, связь входного воздействия и отклика на него (1.20) для линейного тракта может быть представлена интегралом свертки

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} k(\tau) x(t - \tau) d\tau, \quad (1.23)$$

где $k(\tau)$ — импульсная характеристика.

Выражение (1.23) легко интерпретируется как предельный результат суммирования откликов от элементарных воздействий (импульсов) $x_1, x_2, \dots, x_N$ с длительностью Δt , из которых может быть составлено полное входное воздействие $x(t)$ (рис. 1.8). Величина N выбирается такой, чтобы обеспечить требуемую точность определения отклика $y(t) = \tilde{y}(t) + \Delta y(t)$. Предполагается, что при $t < 0$ величина $x(t) \equiv 0$.

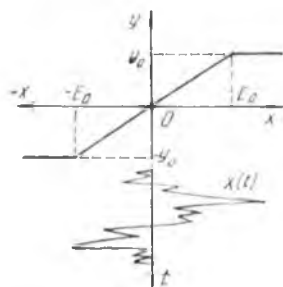


Рис. 1.7

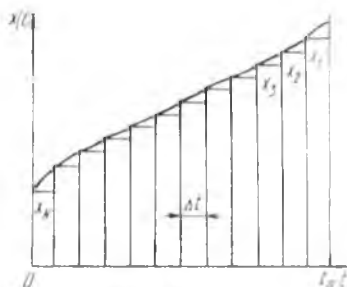


Рис. 1.8

В общем случае нелинейного тракта отклик $y(t)$ является функцией N переменных, т. е. $y = L(x_1, x_2, x_3, \dots, x_N)$. Тогда, используя разложение в ряд Тейлора функции многих переменных, получаем

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= (a_1 x_1 + a_2 x_2 + \dots + a_N x_N) + (a_{11} x_1^2 + a_{12} x_1 x_2 + \dots + \\ &+ \dots + a_{NN} x_N^2) + (a_{111} x_1^3 + a_{123} x_1 x_2 x_3 + \dots + a_{NNN} x_N^3) + \dots = \\ &= \sum_{i=1}^N a_i x_i + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N a_{ij} x_i x_j + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N a_{ijk} x_i x_j x_k + \dots = \\ &= \tilde{y}_1 + \tilde{y}_2 + \tilde{y}_3 + \dots \end{aligned}$$

Данные выражения представляют собой многочлены Колмогорова — Габора.

Пусть $a_i = k_i \Delta t$, где k_i — амплитуда; Δt — ширина элементарного импульса. Тогда $y_1 = \sum_{i=1}^N k_i x_i \Delta t$. При $\Delta t \rightarrow 0$,

$N \rightarrow \infty$ и $N \Delta t \rightarrow t_0$ выражение для y_1 переходит в известное выражение (1.23), где интегрирование осуществляется в пределах $[0 - t_0]$, т. е. $y_1(t) = \int_0^{t_0} k_1(\tau) x(t_0 - \tau) d\tau$. Обозначая

$a_{ij} = k_{ij} \Delta t \Delta t$, $a_{ijk} = k_{ijk} \Delta t \Delta t \Delta t$, получаем аналогично $y_1(t)$:

$$y_2(t) = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} k(\tau_1, \tau_2) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2;$$

$$y_3(t) = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} k(\tau_1, \tau_2, \tau_3) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) x(t - \tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3.$$

Заменив в данных выражениях для y_i пределы интегрирования на $[-\infty, +\infty]$, приходим к представлению оператора передачи тракта (1.20) в виде ряда Вольтерра

$$y = \int_{-\infty}^{+\infty} k(\tau) x(t - \tau) d\tau + \\ + \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} k(\tau_1, \tau_2) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \dots \quad (1.24)$$

Описание электрической цепи с помощью ряда Вольтерра (1.24) было впервые исследовано Н. Винером, поэтому класс цепей этого вида называется классом Вольтерра — Винера. Ряд Вольтерра описывает операторы, удовлетворяющие условиям устойчивости, непрерывности, физической осуществимости, однозначности, которые практически выполняются для многих задач усилительной техники.

К интегралу свертки вида (1.24), как и (1.23), применимо преобразование Лапласа функций многих переменных:

прямое преобразование

$$F(p_1, p_2, \dots, p_h) \leftarrow \rightarrow f(t_1, t_2, \dots, t_h),$$

$$\text{где } F(p_1, p_2, \dots, p_h) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} f(t_1, t_2, \dots, t_h) \prod_{i=1}^h e^{-p_i t_i} dt_i,$$

$$t_1 = t_2 = \dots = t_h;$$

обратное преобразование

$$f(t) = f(t_1, t_2, \dots, t_h) \leftarrow \rightarrow F(p_1, p_2, \dots, p_h),$$

$$\text{где } f(t) = \frac{1}{(2\pi j)^h} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} F(p_1, p_2, \dots, p_h) \prod_{i=1}^h e^{p_i t_i} dp_i.$$

Тогда выражение (1.24) может быть записано в виде

$$Y(p_1, p_2, \dots, p_h) = \sum_{n=1}^h K(p_1, p_2, \dots, p_h) \prod_{i=1}^n X(p_i), \quad (1.25)$$

где $K(p_1, p_2, \dots, p_k)$ — изображение ядра k -го порядка,

$$K(p_1, p_2, \dots, p_k) = \int \int \dots \int_{-\infty}^{+\infty} k(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k) \prod_{l=1}^k e^{-p_l \tau_l} d\tau_l. \quad (1.26)$$

Ядро k -го порядка называется также *нелинейной передающей функцией k -го порядка*.

Выражения (1.25), (1.26) позволяют представить блочное преобразование входного воздействия x_i для каждого УЗ и всего УТ (рис. 1.9), что упрощает задачу

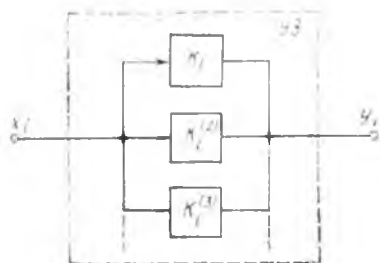


Рис. 1.9

разделения нелинейных продуктов различных порядков. В итоге оказывается возможным изучение отдельных видов нелинейных преобразований вместо исследования процесса в целом.

Ядра невысоких порядков (до третьего) могут быть представлены в удобном графическом виде. Для этого следует $K(p_1, p_2, \dots, p_k)$ преобразовать к мнимой оси, положив $p_l = j\omega_l$. Тогда

$$K(p_1, p_2, \dots, p_k) = K(j\omega_1, j\omega_2, \dots, j\omega_k) = L_1(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k) + jL_2(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k) = L(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k) e^{j\Phi(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k)}.$$

Таким образом, линейное ядро можно отобразить комплексным линейным коэффициентом передачи и его составляющими (АЧХ и ФЧХ); аналогично квадратичное ядро отображается комплексным коэффициентом передачи

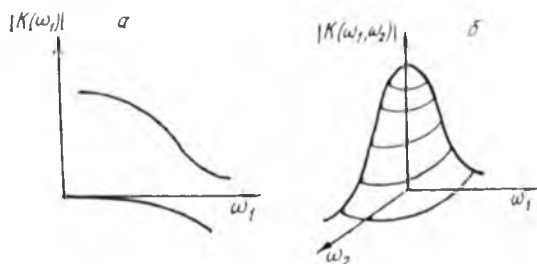


Рис. 1.10

Таблица 1.1

Критерий НИ	Выражение критерия для ряда			
	Вольтерра		степенного	
$K_{Г2}$	$\frac{U_m}{2}$	$\frac{ K(j\omega, j\omega) }{ K(j\omega) }$	$\frac{U_m}{2}$	$\frac{K_2}{K_1}$
$K_{Г3}$	$\frac{U_m}{4}$	$\frac{ K(j\omega, j\omega, j\omega) }{ K(j\omega) }$	$\frac{U_m^2}{4}$	$\frac{K_3}{K_1}$
$K_{Г(ор)}$	$\frac{9}{8} m U_{m0}^2$	$\frac{ K(j\omega, j\omega, -j\omega) }{ K(j\omega) }$	$\frac{9}{8} m U_{m0}^2$	$\frac{K_2}{K_1}$
$K_{пер}$	$3 \frac{U_{mn0}^2}{m_c}$	$\frac{ K(j\omega_c, j\omega_{п}, -j\omega_{п}) }{ K(j\omega_c) }$	$3 \frac{U_{mn0}^2}{m_c}$	$\frac{K_2}{K_1}$
$K_{бл}$	$K_{пер}/2$		$K_{пер}/2$	
K_{21}	$\frac{ K(j\omega_1, j\omega_1, \pm j\omega_2) U_{m1}^2 U_{m2} }{ K(j\omega_c) U_{mc}}$		$\frac{K_3 U_{m1} U_{m2}}{K_1 U_{mc}}$	
K_{11}	$\frac{ K(j\omega_1, \pm j\omega_2) U_{m1} U_{m2} }{ K(j\omega_c) U_{mc}}$		$\frac{K_2 U_{m1} U_{m2}}{K_1 U_{mc}}$	

тракта второго порядка $K(p_1, p_2) = K(\omega_1, \omega_2) e^{j\varphi(\omega_1, \omega_2)}$ и его составляющими (АЧХ₂ — $K(\omega_1, \omega_2)$ и ФЧХ₂ — $\varphi(\omega_1, \omega_2)$); кубическое ядро отображается комплексным коэффициентом передачи тракта третьего порядка $K(p_1, p_2, p_3) = K(\omega_1, \omega_2, \omega_3) e^{j\varphi(\omega_1, \omega_2, \omega_3)}$ и его составляющими (АЧХ₃ — $K(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ и ФЧХ₃ — $\varphi(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$) и т. д. Составляющие комплексных коэффициентов передачи могут быть наглядно представлены с помощью графиков: АЧХ и ФЧХ — плоскими кривыми, являющимися функциями частоты $\omega_1 = \omega$ (рис. 1.10, а); АЧХ₂ и ФЧХ₂ — поверхностями, являющимися функциями двух переменных ω_1 и ω_2 (рис. 1.10, б); АЧХ₃ и ФЧХ₃ — плотностями распределения в пространстве функций трех переменных $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ или в параметрическом виде.

Расчет характеристик и их использование существенно упрощаются, если пренебречь, во-первых, влиянием начальных условий на процессы в тракте и, во-вторых, членами ряда высоких порядков (больше третьего). Так как вес коэффициентов ряда Вольтерра или степенного ряда для радиотрактов, как правило, убывает с возрастанием порядка, то использование «короткого» ряда с числом чле-

нов не более трех будет тем более справедливым, чем меньше область входного воздействия и, следовательно, степень нелинейности тракта. Поэтому применение «коротких» рядов практически допустимо для трактов с малыми НИИ.

При использовании трех членов аппроксимирующего оператор ряда погрешность анализа обычно не превышает 10%, если $K_{\text{бл}} \leq 0,2-0,3$, $K_{\text{пер}} \leq 10\%$, $K_{21} \leq -(30-40)$ дБ, что удовлетворяет многим задачам практики. Так как показатели качества усилительных и других радиотрактов со временем улучшаются, то использование «коротких» рядов и ограниченного набора обобщенных передаточных характеристик оказывается все более допустимым.

В табл. 1.1 приведены выражения для нелинейных критериев при использовании степенного ряда (1.21) или ряда Вольтерра (1.24). В последнем случае в выражение для ядра определенного порядка $K(p_1, p_2, \dots, p_h)$ следует подставить вместо p_i соответственно комплексную частоту, указанную в табл. 1.1, например, для $K_{\text{ГЗ}}$ $p_1 = p_2 = p_3 = j\omega$; для K_{21} $p_1 = j\omega_1$, $p_2 = j\omega_1$, $p_3 = \pm j\omega_2$ и т. д.

1.3.2. Шумовые характеристики УЗ

Описание шумовых свойств УЗ удобно осуществлять с помощью эквивалентного шумового генератора $U_{\text{шг}}^2$, под-

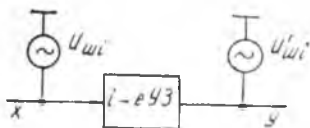


Рис. 1.11

ключенного ко входу или выходу УЗ (рис. 1.11). К этим генераторам можно привести все шумовые источники модели УЗ, описывающие происходящие в нем шумовые процессы (см. гл. 4).

1.4. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СВЯЗИ ХАРАКТЕРИСТИК УТ И ОБРАЗУЮЩИХ ЕГО УЗ

1.4.1. Математическая модель УТ

В общем случае УТ состоит из n УЗ (рис. 1.12, а). Для описания УТ могут быть использованы уравнения двух видов: 1) нелинейные уравнения, характеризующие нелинейные УЗ; 2) линейные уравнения, которые описывают линейные соединительные пассивные элементы, связывающие входы и выходы УЗ и УТ между собой.

Систему, состоящую из уравнений этих двух видов,

можно представить в виде некоторого направленного сигнального графа. Чтобы наглядно отражать структуру УТ, такой граф должен включать следующие узлы и ветви (см. рис. 1.12, б): 1) входной x и выходной y узлы, отображающие соответственно входной и выходной сигналы тракта (токи или напряжения); 2) узлы, отображающие входные x_i и выходные y_i сигналы нелинейных УЗ; 3) n нелинейных ветвей, отображающих нелинейные УЗ; 4) линейные ветви, отображающие линейные связи в УТ с помощью пассивных соединительных элементов. Эти ветви

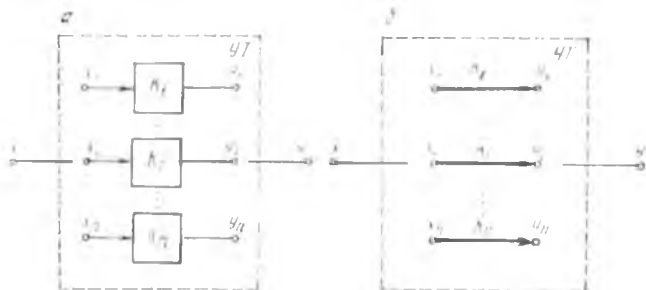


Рис. 1.12

некоторым способом, который и определяет структуру тракта, соединяют указанные узлы. На рис. 1.12 соединительные ветви не показаны.

Такое представление позволяет выделять источники нелинейностей, действующие в тракте, и исследовать влияние структурных свойств УТ на величину создаваемых на выходах УЗ нелинейных искажений и степень их переноса на выход тракта. Процедура перехода от УТ к его графу является стандартной и не вызывает затруднений, и наоборот, каждому графу можно поставить в соответствие по крайней мере один УТ (при использовании идеальных сумматоров).

1.4.2. Функциональные связи между нелинейными передаточными функциями УТ и УЗ

Универсальный алгоритм расчета нелинейных передаточных функций УТ из n нелинейных УЗ в терминах ряда Вольтерра или степенного ряда имеет вид

$$T^{(s)}(p_1, \dots, p_s) = \sum_{i=1}^n K_{ni}(p_1 + \dots + p_s) \varphi_i^{(s)}(p_1, \dots, p_s), \quad (1.27)$$

где $\Phi_i^{(s)}(p_1, \dots, p_s)$ — многомерная функция, определяемая так называемыми коэффициентами переноса УТ и соответствующими нелинейными передаточными функциями УЗ. Так, для нелинейностей второго и третьего порядков выражение (1.27) имеет вид:

$$T^{(2)}(p, p) = \sum_{i=1}^n K_{ui}(p) K_{pi}(p) [K_{ui}(p) K_i^{(2)}(p, p)]; \quad (1.28)$$

$$T^{(3)}(p, p, p) = \sum_{i=1}^n K_{ui}(p) K_{pi}(p) [K_{ui}^2(p) K_i^{(3)}(p, p, p) + 2K_i^{(2)}(p, p) \sum_{j=1}^n K_{uj}^2(p) K_j^{(2)}(p, p) K_{ij}(p)]. \quad (1.29)$$

Для упрощения расчетов используются следующие допущения: 1) операторы передачи тракта и звеньев достаточно точно описываются укороченным рядом из трех членов; 2) интересующие нелинейные преобразования осуществляются в некоторой заданной частотной области $j\omega_{\min} \leq p \leq j\omega_{\max}$, так что $p_s = p$ при $s = 1, 2, \dots$. В результате оказывается возможным использовать оператор $K_i^{(s)}$, $T^{(s)}$ в многомерном пространстве, определяемом (1.27) — (1.29), безотносительно к виду входного воздействия. Для широкополосных УТ это допущение означает, что контролируемые нелинейные преобразования осуществляются в полосе пропускания УТ.

В выражениях (1.27) — (1.29) K_{ui} и K_{pi} — обобщенные линейные коэффициенты передачи (переноса), определяемые следующим образом:

$$K_{ui}(p) = X_i(p) / X(p); \quad (1.30)$$

$$K_{pi}(p) = Y(p) / Y_i(p) \text{ при } X(p) = 0; \quad (1.31)$$

$$K_{ij}(p) = X_j(p) / Y_i(p) \text{ при } X(p) = 0, \quad (1.32)$$

где $K_{ui}(p)$, $K_{pi}(p)$, $K_{ij}(p)$ — обобщенные линейные комплексные коэффициенты передачи (переноса) соответственно со входа УТ на вход i -го УЗ (1.30) (рис. 1.13, а); с выхода i -го УЗ на выход УТ (1.31) (рис. 1.13, б); с выхода i -го УЗ на вход j -го УЗ (1.32) (рис. 1.13, в). При определении K_{pi} , K_{ij} источник сигнала включается на выходе i -го УЗ.

Для частного случая $i = j$ получаем

$$K_{ii}(p) = X_i(p) / Y_i(p) \text{ при } X(p) = 0, \quad (1.33)$$

т. е. $K_{ij}(p)$ является передачей по цепи обратной связи с выхода i -го звена на его вход (рис. 1.13, г).

Использование обобщенных коэффициентов дает возможность: 1) определить функциональные связи между параметрами УЗ и УТ; 2) описать линейные, нелинейные передаточные и шумовые свойства УТ в единых терминах; 3) описать функции чувствительности произвольного порядка в удобном виде; 4) определить структур-

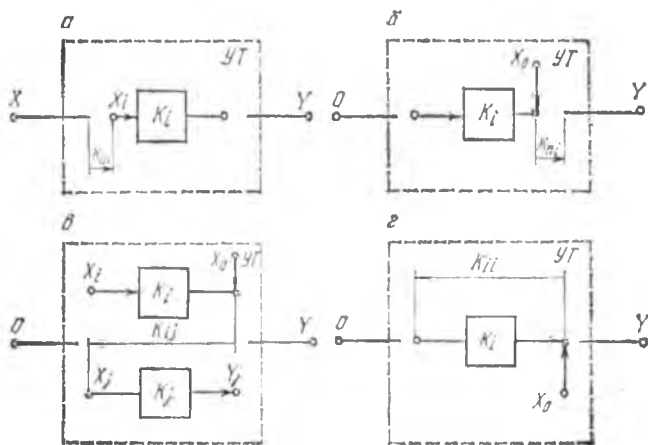


Рис. 1.13

ные свойства тракта с заданными усилением, линейностью и стабильностью.

Процедура анализа нелинейных свойств УТ при использовании универсального алгоритма вида (1.27) оказывается элементарной при сколь угодно сложной структурной схеме и практически сводится к линейному анализу цепи, а именно к вычислению коэффициентов переноса (1.30) — (1.33) и $T^{(s)}$ по известным $K_i^{(s)}$.

Как следует из (1.27) — (1.29), нелинейные передаточные функции $T^{(s)}(s \geq 2)$ тракта зависят, во-первых, от $K_i^{(s)}$ используемых УЗ и, во-вторых, от обобщенных коэффициентов переноса K_{ii} , K_{pi} , K_{ij} , которые определяются способом соединения УЗ, т. е. структурой тракта. При использовании УЗ с заданными $K_i^{(s)}$ повышение линейности УТ возможно только за счет управления коэффициентами переноса, т. е. за счет выбора оптимальных структурных свойств УТ. В дальнейшем в выражениях (1.27) — (1.29) аргумент p для краткости записи опускаем.

Данные выражения обладают следующими свойствами: 1) позволяют получить в операторной форме ядра функциональных зависимостей всех напряжений относительно воздействия; 2) являются линейными алгебраическими уравнениями относительно $K_{ij}^{(2)}$, что позволяет линеаризовать нелинейную задачу. Это упрощает процедуру структурного синтеза. Линеаризация задачи для отдельных ядер не противоречит, однако, общему свойству нелинейной цепи — невыполнению принципа суперпозиции.

Так как в формулы (1.27) — (1.29) входят линейные передаточные функции, то для их определения можно использовать методы анализа линейных цепей, минимизирующие число вычислительных операций (метод графов, составление оптимальных описывающих систем уравнений; достаточно разработанные оперативные способы их решения и т. д.), не требующие в ряде случаев составления, а также решения описывающей системы.

Как следует из структуры (1.27) — (1.29), вклад i -го нелинейного УЗ в НН искомого порядка обусловлен его нелинейными передаточными функциями того же порядка и известными линейными коэффициентами переноса, а для ядер высших ($n - i$) порядков, начиная с третьего, — продуктами нелинейных преобразований низших порядков ($n-1, n-2, \dots$), содержащихся в управляющем напряжении i -го элемента. Последнее связано с взаимодействием в нелинейном УЗ колебаний низших порядков, порождающих колебания высших порядков.

Последний фактор не подлежит учету только в частных случаях. Так, для ядра третьего порядка в соответствии с (1.29) это отвечает условию

$$K_{ul}^3 K_{nl} K_i^{(3)} \gg 2K_i^{(2)} \left(\sum_{j=1}^n K_{ul}^{(2)} K_j^{(2)} K_{lj} \right) K_{ul} K_{nl}, \quad (1.34)$$

что в свою очередь характерно для малых величин параметров второго порядка $K_i^{(2)}$ или малых линейных коэффициентов передачи в (1.34) для исследуемого продукта нелинейного преобразования.

Использование универсального алгоритма (1.27) сводится к следующим процедурам: 1) для каждого нелинейного элемента определяются линейные коэффициенты передачи K_{ui} или K_i и K_{ni} ; 2) для всех n нелинейных элементов определяются φ_{i2} и φ_{i3} ; 3) в соответствии с (1.27) определяется ядро искомого порядка или отклик на частоте воздействия.

Для резистивных цепей K_{ui} и K_{ni} вычисляются аналогично, однако являются вещественными.

1.4.3. Функциональные связи между линейными коэффициентами передачи УТ и УЗ

Требуемые функциональные связи можно получить на основе линейного анализа обобщенного графа УТ с помощью формулы Мэсона.

Выделяя в тракте t ($t \leq n$) УЗ, можно представить граф, показанный на рис. 1.12, б, в обобщенном виде (рис. 1.14, а). Известно, что к такому виду может быть сведен любой УТ с произвольной структурой. Для подобного перехода необходимо найти коэффициенты передачи соединительных ветвей обобщенного графа.

Возможна следующая последовательность их определения: 1) из графа УТ мысленно удаляются t УЗ; 2) передача некоторой рассматриваемой ветви есть передача оставшегося подграфа УТ между точками, которые должны соединяться искомой ветвью.

Например, для определения передачи ветви β_i необходимо удалить t УЗ, включить источник сигнала на выходе i -го УЗ и установить перенос его на выход тракта. По определению $\beta_i \equiv K_{ni}$ при $K_1=0, K_2=0, \dots, K_t=0$. Аналогично для вычисления передачи α_i необходимо удалить из тракта t УЗ и найти коэффициент переноса со входа тракта на вход i -го УЗ: $\alpha_i = K_{ui}$ при $K_1=0, K_2=0, \dots, K_t=0$.

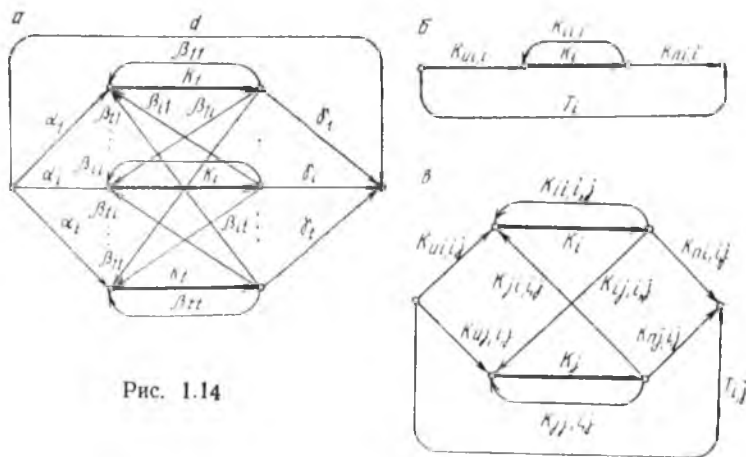


Рис. 1.14

Коэффициенты переноса, определяемые при удаленных r УЗ, назовем *частными коэффициентами переноса* и обозначим следующим образом:

$$K_{ui} |_{\text{при } K_i=0, K_j=0, \dots, K_r=0} \equiv K_{ui, i, j, \dots, r}; \quad (1.35)$$

$$K_{pi} |_{\text{при } K_i=0, K_j=0, \dots, K_r=0} \equiv K_{pi, i, j, \dots, r}. \quad (1.36)$$

Таким образом, ветви обобщенного графа описывают соответствующие коэффициенты переноса, определяемые при удаленных r УЗ. Так, для $t=1$ (рис. 1.14, б):

$$K_{ui} = \frac{K_{ui, i}}{1 - K_i K_{ii, i}}; \quad K_{pi} = \frac{K_{pi, i}}{1 - K_i K_{ii, i}}, \quad (1.37)$$

где $K_{ui, i}$, $K_{pi, i}$, $K_{ii, i}$ представляют собой соответствующие коэффициенты переноса для i -го звена, в которых не участвует линейная передача этого звена K_i . Следует отметить, что участие K_i в переносе сигнала, например, со входа тракта на свой собственный вход может быть вызвано только обратной связью и при ее отсутствии (т. е. при $K_{ii, i}=0$) $K_{ui, i}=K_{ui}$, что подтверждается (1.37).

Определим для $t=1$ искомую связь между T и K_i с помощью формулы Мэсона

$$T = \frac{K_{ui, i} K_i K_{pi, i}}{1 - K_i K_{ii, i}} + T_i. \quad (1.38)$$

Подставляя выражение (1.37) в (1.38), получаем

$$T = K_{ui} K_i K_{pi, i} + T_i = K_{ui, i} K_i K_{pi} + T_i, \quad (1.39)$$

где $T_i \equiv T$ при $K_i=0$ — передача тракта при удаленном i -м УЗ.

Запишем также аналогичные формулы для случая $t=2$ (рис. 1.14, в), которые понадобятся при анализе модели УТ:

$$\begin{aligned} K_{ui, t} &= K_{ui, i, j} + \frac{K_{uj, i, j} K_j K_{ii, i, j}}{1 - K_j K_{jj, i, j}}; \\ K_{pj} &= K_{pj, i, j} + \frac{K_{pi, i, j} K_i K_{ii, i, j}}{1 - K_i K_{ii, i, j}}. \end{aligned} \quad (1.40)$$

Связь между T и K_i , K_j в требуемом виде для $t=2$ записывается как

$$\begin{aligned} T &= K_{ui} K_i K_{pi, i, j} + K_{uj} K_j K_{pj, i, j} + T_{i, j} = \\ &= K_{ui, i, j} K_i K_{pi} + K_{uj, i, j} K_j K_{pj} + T_{i, j}, \end{aligned} \quad (1.41)$$

где $T_{i, j}$ — коэффициент передачи УТ при удаленных i -м и j -м УЗ ($K_i=0$, $K_j=0$).

Последовательно выполняя процедуру выделения $1, \dots, t$ УЗ и применяя на каждом шаге формулу Мэзона, определяем, что для общего случая связь линейных передаточных функций УЗ и УТ в терминах частных и обобщенных коэффициентов переноса аналогична (1.39), (1.40), (1.41) и имеет вид

$$\begin{aligned} T &= \sum_{i=1}^t K_{ui} K_i K_{pi,1,\dots,t} + T_{1,\dots,t} = \\ &= \sum_{i=1}^t K_{ui,1,\dots,t} K_i K_{pi} + T_{1,\dots,t}, \end{aligned} \quad (1.42)$$

где t может принимать любое целое значение от 0 до n (n — число УЗ).

Как будет показано далее, выражение (1.42) позволяет контролировать при синтезе усиление тракта и его стабильность. Необходимо отметить, что обобщенные коэффициенты переноса в том виде, в котором они используются в (1.30)—(1.33), в общем случае зависят от линейных передач УЗ, те же коэффициенты, которые участвуют в (1.42), определяются при удаленных t УЗ и, следовательно, от них не зависят.

1.4.4. Функциональные связи между точностными характеристиками УТ и УЗ

В реальных УТ и УЗ линейная и нелинейные передаточные функции являются нестабильными величинами, вариации которых зависят от воздействия различных дестабилизирующих факторов: производственных, температурных и др. Наличие этих вариаций должно быть учтено при структурном синтезе УТ, так как они определяют точность передачи сигналов и НЧ в тракте, увеличивают погрешность компенсации и тем самым оказывают существенное влияние на эффективность структурной линеаризации УТ.

Точностные свойства УТ и УЗ контролируются в дальнейшем с помощью абсолютной и относительной погрешностей передаточных функций:

$$\left. \begin{aligned} \Delta T &= T - T_0; \quad \delta T = \Delta T / T_0; \\ \Delta K_i &= K_i - K_{0i}; \quad \delta K_i = \Delta K_i / K_{0i}; \\ \Delta T^{(s)} &= T^{(s)} - T_0^{(s)}; \quad \delta T^{(s)} = \Delta T^{(s)} / T_0^{(s)}; \\ \Delta K_i^{(s)} &= K_i^{(s)} - K_{0i}^{(s)}; \quad \delta K_i^{(s)} = \Delta K_i^{(s)} / K_{0i}^{(s)}, \end{aligned} \right\} \quad (1.43)$$

где $\Delta T(\Delta K_i)$, $\delta T(\delta K_i)$ — соответственно абсолютная и относительная погрешности линейной передаточной функции (коэффициента усиления) УТ (i -го УЗ); $\Delta T^{(s)}(\Delta K_i^{(s)})$ и $\delta T^{(s)}(\delta K_i^{(s)})$ — соответственно абсолютная и относительная погрешности нелинейных передаточных функций УТ (i -го УЗ); $T_{0i}(K_{0i})$ и $T_0^{(s)}(K_{0i}^{(s)})$ — соответственно номинальные значения линейной и нелинейной передаточных функций УТ (i -го УЗ).

Таким образом, нестабильность УТ и каждого УЗ в общем случае характеризуется номинальными значениями и относительными (абсолютными) погрешностями (1.43) своих передаточных функций.

Для установления требуемой связи точностных характеристик УЗ и УТ используем разложение линейной передаточной функции УТ в степенной ряд

$$\begin{aligned} T &= T_0(1 + \delta T), \\ \delta T &= \sum_{l=1}^n S_l^T \delta K_l + \frac{1}{2!} \sum_{l=1}^n \sum_{j=1}^n S_{l,j}^T \delta K_l \delta K_j + \\ &+ \frac{1}{3!} \sum_{l=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n S_{l,j,i}^T \delta K_l \delta K_j \delta K_i + \dots, \end{aligned} \quad (1.44)$$

где S_l^T , $S_{l,j}^T$, ... — коэффициенты ряда, которые представляют собой относительные (логарифмические) функции чувствительности соответственно первого, второго и последующих порядков; определяются они как частные логарифмические производные, вычисляемые в номинальной точке

$$\begin{aligned} S_l^T &= \frac{\partial T}{\partial K_l} \frac{K_{0l}}{T_0}; \\ S_{l,j}^T &= \frac{\partial^2 T}{\partial K_l \partial K_j} \frac{K_{0l} K_{0j}}{T_0}. \end{aligned} \quad (1.45)$$

Аналогично записывается степенной ряд для нелинейных передаточных функций $T^{(s)}$ тракта, причем разложение осуществляется как по линейным, так и по нелинейным передаточным функциям УЗ. При $s=2$:

$$\begin{aligned} T^{(2)} &= T_0^{(2)}(1 + \delta T^{(2)}), \\ \delta T^{(2)} &= \sum_{l=1}^n S_l^{T(2)} \delta K_l + \frac{1}{2!} \sum_{l=1}^n \sum_{j=1}^n S_{l,j}^{T(2)} \delta K_l \delta K_j + \dots + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{i=1}^n S_{K_i^{(2)}}^{T^{(2)}} \delta K_i^{(2)} + \frac{1}{2!} \sum_i^n \sum_j^n S_{K_i^{(2)}, K_j^{(2)}}^{T^{(2)}} \delta K_i^{(2)} \delta K_j^{(2)} + \dots + \\
& + \frac{1}{2!} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n S_{K_i^{(s)}, K_j^{(s)}}^{T^{(2)}} \delta K_i^{(s)} \delta K_j^{(s)} + \dots, \quad (1.46)
\end{aligned}$$

где $S^{T^{(2)}}$ — соответствующие относительные чувствительности нелинейной передаточной функции второго порядка:

$$\left. \begin{aligned} S_i^{T^{(2)}} &= \frac{\partial T^{(2)}}{\partial K_i} \frac{K_{0i}}{T_0^{(2)}}; \quad S_{K_i^{(2)}}^{T^{(2)}} = \frac{\partial T^{(2)}}{\partial K_i^{(2)}} \frac{K_{0i}^{(2)}}{T_0^{(2)}}; \\ S_{K_i^{(2)}, K_j^{(2)}}^{T^{(2)}} &= \frac{\partial^2 T^{(2)}}{\partial K_i^{(2)} \partial K_j^{(2)}} \frac{K_{0i}^{(2)} K_{0j}^{(2)}}{T_0^{(2)}}. \end{aligned} \right\} \quad (1.47)$$

Для $s > 2$ степенной ряд $T^{(s)}$ принимает громоздкий вид и не приведен.

При выводе выражений (1.44), (1.46) предполагается, что погрешности передаточных функций δT , $\delta T^{(s)}$ тракта определяются в основном вариациями параметров УЗ, по сравнению с которыми погрешности соединительных пассивных звеньев пренебрежимо малы. Если это предположение не выполняется, то в (1.44), (1.46) необходимо производить разложение также по коэффициентам передачи соединительных звеньев.

1.4.5. Функциональные связи между шумовыми характеристиками УТ и УЗ

Предположим, что в общем случае эквивалентная шумовая схема УТ состоит из n шумящих УЗ и s шумящих соединительных звеньев. Представляя эти звенья эквивалентными шумовыми генераторами $\overline{U_{шi}^2}$ и выделяя граф цепи F , приходим к схеме, приведенной на рис. 1.15.

Величина среднего значения квадрата суммарного напряжения шума на выходе УТ равна

$$\overline{U_{ш\Sigma}^2} = \sum_n \overline{U_{шi}^2} K_{ni}^2 + \sum_s \overline{U_{шi}^2} K_{ni}^2, \quad (1.48)$$

где K_{ni} — обобщенный коэффициент переноса от соответствующего эквивалентного шумового генератора на выход УТ. Напряжение полезного сигнала на выходе УТ

$$U_{вых} = TE_c, \quad (1.49)$$

где T — коэффициент передачи УТ со входа на его выход.

Отношение сигнал/шум в соответствии с (1.48) и (1.49) равно

$$q = E_c / \sqrt{\sum_n \left(\frac{K_{ni}}{T}\right)^2 \overline{U_{\text{ш}i}^2} + \sum_s \left(\frac{K_{si}}{T}\right)^2 \overline{U_{\text{ш}i}^2}}. \quad (1.50)$$

Коэффициенты передачи T и K_{ni} , выраженные в виде дробно-рациональных функций, имеют знаменатели в виде определителей графа, образованного из графа F путем исключения (закорачивания) источника сигнала E_c , а также источников $\overline{U_{\text{ш}i}^2}$. Таким образом, знаменатель выражений для всех передач T и K_{ni} один и тот же, равен $\Delta_i = \Delta$ и может быть определен при закорачивании всех источников шума.

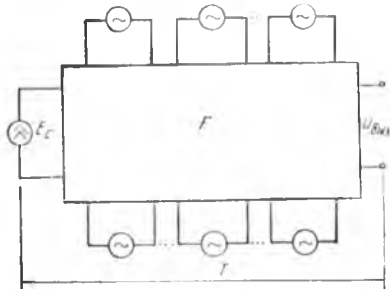


Рис. 1.15

Тогда

$$q = E_c \Delta' / \sqrt{\sum_n (\Delta'_i)^2 \overline{U_{\text{ш}i}^2} + \sum_s (\Delta'_i)^2 \overline{U_{\text{ш}i}^2}}, \quad (1.51)$$

где Δ' , Δ'_i — определители графа.

ДД УТ в соответствии с определением (1.15) находится, например, как отношение максимального входного сигнала $U_{c \text{ max}}$, соответствующего допустимому нелинейному критерию, к уровню шумов, приведенных ко входу УТ.

Величина $\overline{U_{\text{ш}}^2}$ определяется путем трансформации выходного шума тракта $\overline{U_{\text{ш}\Sigma}^2}$ на его вход, т. е. $\overline{U_{\text{ш}}^2} = \overline{U_{\text{ш}\Sigma}^2} / T^2$, где T — коэффициент передачи тракта, или

$$\overline{U_{\text{ш}}^2} = \frac{\sum_n \overline{U_{\text{ш}i}^2} K_{ni}^2 + \sum_s \overline{U_{\text{ш}i}^2} K_{si}^2}{T^2}. \quad (1.52)$$

Выражения (1.48), (1.50), (1.51) описывают в терминах коэффициентов переноса функциональные связи между шумовыми и характеристиками УЗ и УТ.

Пример 1.1. Определим шумовые характеристики цепочечного соединения каскадов в УТ (рис. 1.16):

$$\begin{aligned} \overline{U_{ш\Sigma}^2} = & \overline{U_{ш1}^2} K_1^2 K_2^2 \dots K_n^2 + \overline{U_{ш2}^2} K_2^2 \dots K_n^2 + \\ & + \dots + \overline{U_{шn}^2} K_n^2 = K_0^2 \left[\overline{U_{ш1}^2} + \frac{\overline{U_{ш2}^2}}{K_1^2} + \right. \\ & \left. + \frac{\overline{U_{ш3}^2}}{K_1^2 K_2^2} + \dots + \frac{\overline{U_{шn}^2}}{K_1^2 K_2^2 \dots K_{n-1}^2} \right], \end{aligned} \quad (1.53)$$

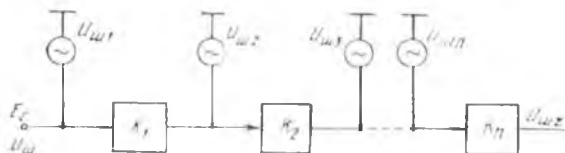


Рис. 1.16

где $K_0 = K_1 K_2 \dots K_n$, $\overline{U_{ш1}^2} = \overline{U_{шг}^2} + \overline{U_{ш01}^2}$; $\overline{U_{шг}^2}$, $\overline{U_{ш01}^2}$ — шумы соответственно источника сигнала для УТ и первого УЗ.

Таким образом, вклад шумов отдельных УЗ определяется линейной передачей тракта от сечения, где включен соответствующий эквивалентный генератор i -го каскада, до выхода УТ.

Трансформируем выходной шум ко входу УТ $\overline{U_{ш}^2} = \overline{U_{ш\Sigma}^2} / K_0^2$, или

$$\overline{U_{ш}^2} = \overline{U_{ш1}^2} + \frac{\overline{U_{ш2}^2}}{K_1^2} + \frac{\overline{U_{ш3}^2}}{K_1^2 K_2^2} + \dots + \frac{\overline{U_{шn}^2}}{K_1^2 K_2^2 \dots K_{n-1}^2}.$$

Расчетные выражения для определения ДД УТ по различным нелинейным критериям приведены в табл. 1.2, где приняты следующие обозначения: D_{11} — ДД для НИ вида интермодуляции второго порядка $\omega_1 \pm \omega_2$; D_{21} — то же третьего порядка $2\omega_1 \pm \omega_2$; D_{111} — то же третьего порядка $\omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ (во всех случаях интермодуляции ее продукт U_{ijk} равен лижней границе ДД E_A); $D_{2,1}$ — ДД для двухсигнального коэффициента НИ (критерий $K_{2,1} = 1\%$); $D_{сж}$ — ДД для НИ вида сжатия амплитуды сигнала (критерий $K_{сж} = 1$ дБ); $D_{пер\ АМ}$, $D_{бл}$ — ДД для НИ вида перекрестных искажений и блокирования с критериями соответственно, $K_{пер} = 10\%$, $m_{п} = m_c$, $K_{бл} = 2$ дБ; D_2 , D_3 — ДД для НИ вида гармонического обогащения спектра входного сигнала соответственно по второй и третьей гармоникам (см. § 1.1); E_A — чувствительность УТ, которую можно принять равной уровню приведенных к его входу шумов $\sqrt{\overline{U_{ш}^2}}$; K_i — коэффициенты степенного ряда аппроксимирующего оператор передачи УТ.

Для нелинейности комплексного характера возможно использование табл. 1.3, в которую вместо K_1 и K_3 необходимо ввести величину

Таблица 1.2

Критерий верхней границы ДД	ДД		
	Аналитическое выражение	Численное значение, дБ, при	
		1 мкВ	100 мкВ
1	2	3	4
Интермодуляция вида $\omega_1 \pm \omega_2$ $U_{11} = E_A$	$D_{11} = \frac{1}{E_A^{1/2}} \sqrt{\frac{K_1}{K_2}}$	$60 + 10 \lg \frac{K_1}{K_2}$	$40 + 10 \lg \frac{K_1}{K_2}$
Интермодуляция вида $2\omega_1 \pm \omega_2$ $U_{21} = E_A$	$D_{21} = \frac{1,1}{E_A^{2/3}} \sqrt[3]{\frac{K_1}{K_3}}$	$80,8 + 6,7 \lg \frac{K_1}{K_3}$	$54,8 + 6,7 \lg \frac{K_1}{K_3}$
Интермодуляция вида $\omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ $U_{111} = E_A$	$D_{111} = \frac{0,874}{E_A^{2/3}} \sqrt[3]{\frac{K_1}{K_3}}$	$80 + 6,7 \lg \frac{K_1}{K_3}$	$55,6 + 6,7 \lg \frac{K_1}{K_3}$
Перекрестные искажения АМ сигнала $K_{\text{пер}} = 0,1$ $m_c = m_{\Pi}$	$D_{\text{пер. АМ}} = \frac{0,577 \sqrt{K_{\text{пер. АМ}} \frac{m_c}{m_{\Pi}}}}{E_A} \sqrt{\frac{K_1}{K_3}} = 105,2 + 10 \lg \frac{K_1}{K_3}$ $= \frac{0,182}{E_A} \sqrt{\frac{K_1}{K_3}} \quad 65,2 + 10 \lg \frac{K_1}{K_3}$		

Блокирование
 $K_{\text{бл}} = 2 \text{ дБ}$

$$D_{\text{бл}} = \frac{0,816 \sqrt{K_{\text{бл}}}}{E_A} \sqrt{\frac{K_1}{K_3}} = \frac{0,415}{E_A} \sqrt{\frac{K_1}{K_3}} \quad 112,2 + 10 \lg \frac{K_1}{K_3} \quad 72,2 + 10 \lg \frac{K_1}{K_3}$$

Сжатие амплитуды сигнала
 $K_{\text{сж}} = 1 \text{ дБ (12,2\%)}$

$$D_{\text{сж}} = \frac{1,155 \sqrt{K_{\text{сж}}}}{E_A} \sqrt{\frac{K_1}{K_3}} = \frac{0,403}{E_A} \sqrt{\frac{K_1}{K_3}} \quad 112,1 + 10 \lg \frac{K_1}{K_3} \quad 72,1 + 10 \lg \frac{K_1}{K_3}$$

Двухсигнальный коэффициент НИ
 $K_{2,1} = 1\%$

$$D_{2,1} = \frac{1,155 \sqrt{K_{2,1}}}{E_A} \sqrt{\frac{K_1}{K_3}} = \frac{0,155}{E_A} \sqrt{\frac{K_1}{K_3}} \quad 101,2 + 10 \lg \frac{K_1}{K_3} \quad 61,2 + 10 \lg \frac{K_1}{K_3}$$

Коэффициент гармоник
 гармонического сигнала
 второго порядка $K_{\Gamma 2}$

$$D_2 = \frac{2 \sqrt{K_{\Gamma 2}} \sqrt{K_1}}{\sqrt{K_3} E_A}$$

Коэффициент гармоник
 гармонического сигнала
 третьего порядка $K_{\Gamma 3}$

$$D_3 = \frac{2 \sqrt{K_{\Gamma 3}} \sqrt{K_1}}{\sqrt{K_3} E_A}$$

Таблица 1.3

Ядро Вольтерра	$D_{сж}$	D_{11}	D_{11}	D_{111}	$D_{бл}$	$D_{пер}$
K_1	$ K(j\omega_c) $	$ K(j\omega_c) $	$ K(j\omega_c) $	$ K(j\omega_c) $	$ K(j\omega_c) $	$ K(j\omega_c) $
K_2	$ K(j\omega_1, \pm j\omega_2) $					
K_3	$ K(j\omega_c, j\omega_c, -j\omega_c) $	$ K(j\omega_1, j\omega_1, \pm j\omega_2) $	$ K(j\omega_1, \pm j\omega_2, -j\omega_3) $	$ K(j\omega_c, j\omega_{11}, -j\omega_{11}) $	$ K(j\omega_c, j\omega_{11}, -j\omega_{11}) $	$ K(j\omega_c, j\omega_{11}, -j\omega_{11}) $

ны, приведенные в табл. 1.2, где $K(p_1)$, $K(p_1, p_2)$, $K(p_1, p_2, p_3)$ — ядра передаточной характеристики усилителя соответственно первого, второго и третьего порядков.

Таким образом, особенностью математической модели УТ и его УЗ на основе полиномиальной аппроксимации (1.21) и аппроксимации функциональным рядом Вольтерра (1.25) является одновременный учет точностных, линейных и нелинейных, шумовых характеристик, а также характеристик сигнал/шум и ДД.

Из § 1.4.2—1.4.5 следует, что функциональные зависимости между линейными и нелинейными, точностными, шумовыми характеристиками УЗ и УТ могут быть выражены в единых терминах обобщенных (1.30)—(1.33) и частных (1.35)—(1.36) линейных коэффициентов передачи (переноса).

1.4.6. Пороговая модель УЗ

Для упрощения структурного анализа часто используют предположение о резистивном характере нелинейности УЗ, при этом учет инерционных свойств УТ часто осуществляется путем добавления к пороговой модели УЗ линейных

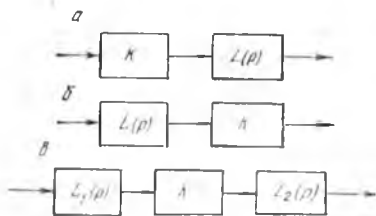


Рис. 1.17

инерционных звеньев, формирующих АЧХ (ФЧХ) компонента тракта с коэффициентом передачи $L_i(p)$ (рис. 1.17). В зависимости от близости модели реального УЗ к упрощенным моделям, показанным на рис. 1.17, возможны различные варианты

соединения нелинейного резистивного и линейного инерционного звеньев (например, рис. 1.17, *а, б, в*).

Так как линейные, шумовые, точностные характеристики УТ на основе пороговых моделей определяются в предположении линейности тракта, для этого случая оказываются справедливыми все алгоритмы расчетов, приведенные в § 1.4.2.

Для определения нелинейных характеристик УТ в случае пороговой модели (1.22) произвольно расположенных УЗ, связанных между собой в структурной схеме линейными коэффициентами передачи, в ряде случаев (см. § 4.3) удобен алгоритм

$$U_{c \max} = \min \left[\frac{E_{0i}}{K_{ui}} \right], \quad i = 1, \dots, n, \quad (1.54)$$

где E_{0i} — линейная область створа характеристики «вход-выход» пороговой модели i -го УЗ (см. рис. 1.7); K_{ui} — обобщенный коэффициент переноса от входа УТ до входа i -го УЗ.

Смысл алгоритма (1.54) состоит в том, что для всех нелинейных звеньев независимо определяются входные для УТ уровни $U_{c \max i}$, которые соответствуют максимальной линейной области характеристики i -го звена, а далее из всех $U_{c \max i}$ выбирается минимальное воздействие, которое приводит к перегрузке УЗ, находящегося в самых неблагоприятных условиях из-за малого порога E_{0i} или большой передачи ко входу тракта до входа i -го звена (перегрузка большим сигналом).

Алгоритм расчета ДД в этом случае имеет вид

$$D = \min \left[\frac{E_{0i}}{K_{ui}} \right] / u_{ш}^2, \quad i = 1, \dots, n \quad (1.55)$$

и предполагается независимым от вида нелинейного критерия, так как переход в нелинейную область характеристики (см. рис. 1.7) означает достижение недопустимых НИ по всем критериям одновременно.

Приведем примеры использования пороговой модели для оптимизации характеристик некоторых УТ.

Пример 1.2. Определение величин коэффициентов усиления УЗ цепочного соединения (см. рис. 1.16), обеспечивающих максимальное значение порога мешающего тракта $E_{от}$ при заданной величине ухудшения отношения сигнал/шум в нем для предпороговой области

$$H = q_{вх} / q_{вых}, \quad (1.56)$$

где $q_{вх}$, $q_{вых}$ — отношения сигнал/шум соответственно на входе и выходе тракта.

Величина

$$q_{\text{вх}} = E_c^2 / \overline{U_{\text{шг}}^2} \quad (1.57)$$

и определяется в соответствии с величинами мощности сигнала и шума источника сигнала для УТ.

Используя (1.53), (1.56), (1.57), получаем

$$H = 1 + \frac{\alpha_1}{K_1^2} + \frac{\alpha_2}{K_1^2 K_2^2} + \dots + \frac{\alpha_{n-1}}{K_1^2 K_2^2 \dots K_{n-1}^2}, \quad (1.58)$$

где $\alpha_i = \overline{U_{\text{ш}(i+1)}^2} / \overline{U_{\text{шг}}^2}$.

Отсутствие перегрузки тракта помехой $U_{\text{п}}$ в любом из сечений требует удовлетворения очевидной системе неравенств вида

$$U_{\text{п}}^2 \leq E_1^2; \quad U_{\text{п}}^2 \leq E_2^2 / K_1^2; \quad U_{\text{п}}^2 \leq \frac{E_3^2}{K_1^2 K_2^2}; \quad \dots; \\ U_{\text{п}}^2 \leq \frac{E_n^2}{K_1^2 K_2^2 \dots K_{n-1}^2}. \quad (1.59)$$

Выражение (1.59) предполагает, что нелинейные эффекты вызваны помехами в полосе пропускания тракта.

Определение оптимальных K_i , соответствующих заданной величине $H = H_0$ при максимальной помехе $U_{\text{п}} = U_{\text{пм}}$, может быть осуществлено методами динамического программирования. Однако если не учитывать возможные на практике ограничения K_i , то задача решается в аналитическом виде: максимум линейной формы (1.59) при условии (1.58) достигается на грани многогранника с координатами вершин

$$\left. \begin{aligned} y_0 = U_{\text{п}}^2 &= (H_0 - 1) / \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\alpha_i}{E_{i+1}^2}; \\ K_1^2 K_2^2 \dots K_i^2 &= \frac{E_{i+1}^2}{y_0}, \quad i = 1, \dots, n-1, \end{aligned} \right\} \quad (1.60)$$

откуда экстремум $U_{\text{пм}}^2 = y_0$, если $y_0 \leq E_1^2$, и $U_{\text{пм}}^2 = E_1^2$, если $y_0 \geq E_1^2$.

В первом случае, представляющем наибольший практический интерес, величины K_i находятся однозначно, т. е. $K_1 = E_2 / U_{\text{пм}}$, ..., $K_i = E_{i+1} / E_i$ при $i \geq 2$.

Во втором случае, соответствующем первоочередной перегрузке первого звена, величина $K_0 = K_1 / U_{\text{пм}}$; выбор остальных K_i неоднозначен. Условия выбора K_i могут быть записаны в виде:

$$1/K_i^2 \geq E_i^2 / E_{i+1}^2, \quad i = 1, \dots, n-1; \quad (1.61)$$

$$H_0 - \gamma = \sum_{i=1}^{n-1} \alpha_i / K_i^2. \quad (1.62)$$

Для $(n - 2)$ любых звеньев расчет K_i производится из условий (1.61), для оставшегося $(n - 1)$ -го звена — из равенства (1.62) с последующей проверкой, удовлетворяющей (1.61). Если неравенства из условия (1.61) выполняются, то получаем набор $K_1, K_2, K_3, \dots, K_{n-1}$, обеспечивающий максимум $U_{\Pi} (U_{\Pi m})$. Если соответствующее неравенство не выполняется, то берем другой набор $(n - 2)$ значений K_i , и процедура расчета повторяется.

На практике величины K_i могут быть ограничены допустимыми значениями $K_i \leq K_{ид}$. Если хотя бы одно $K_i > K_{ид}$, то задачу оптимизации следует решать в численном виде методами динамического программирования. Возможно, однако, упрощенное аналитическое решение методом последовательных приближений: во всех выражениях (1.59) подставляем $K_i = K_{ид}$, если $K_i \geq K_{ид}$; далее определяем H (см. (1.58)) и $U_{\Pi m}$ как минимальную величину из всех U_{Π} в системе неравенств (1.59). Если изменения H и $U_{\Pi m}$ относительно заданных недопустимы, то следует взять $H < H_0$ и повторить расчет.

Таким образом, получили:

1) величина $\beta = \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\alpha_i}{E_{i+1}^2}$, определяющая $U_{\Pi m}$ (см. (1.80)), ха-

рактеризует как нелинейные, так и шумовые свойства совокупности всех i -х звеньев ($i \geq 1$) тракта, показанного на рис. 1.16, и является обобщенным нелинейно-шумовым параметром. Чем меньше шумы звеньев тракта, больше их пороги E и заданная величина H_0 , тем больше $U_{\Pi m}$;

2) максимальная величина $U_{\Pi m}$ соответствует $U_{\Pi m} = E_1$, откуда $\beta_{opt} = (H_0 - \gamma - \alpha_0) E_1^{-2}$ позволит определить условия наилучшего согласования тракта с помехой на входе;

3) улучшение чувствительности тракта, т. е. уменьшение H_0 , может быть осуществлено путем «размена» на величину $U_{\Pi m}$ (рис. 1.18); чем хуже тракт (больше β), тем меньше порог соответствует заданной чувствительности;

4) определим ДД тракта как $D = U_{\Pi m}^2 / (H k T \Delta F)$. С учетом формулы (1.60) получаем

$$D = \frac{U_{\Pi m}^2}{(\gamma + \alpha_0 + \beta U_{\Pi m}^2) k T \Delta F}, \quad (1.63)$$

т. е. с увеличением $U_{\Pi m}$ величина D возрастает, однако при этом увеличивается H (1.58);

5) удельный вес i -го звена в тракте определяется отношением шумового и порогового параметров (1.60):

$$\theta = \frac{\alpha_i}{E_{i+1}^2} = \frac{\frac{e_{ш i+1}^2}{E_{ш}^2}}{E_{i+1}^2} = \left(\frac{e_{ш i+1}}{E_{i+1}} \right)^2,$$

что позволяет осуществить их «размен» для удовлетворения θ , равного заданному.

Пример 1.3. Для цепочечного соединения (см. рис. 1.16) необходимо определить коэффициенты усиления УЗ, обеспечивающие минимальную величину ухудшения сигнал/шум в тракте H для предпороговой области при заданном максимальном сигнале помехи на входе $U_{\Pi} =$

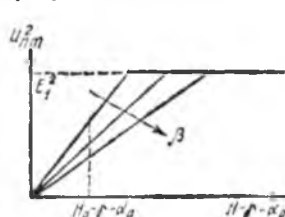
$= U_{\text{н макс}}$. Найдем минимальную величину $U_{\text{н}}$ при удовлетворении неравенств (1.59), где K_i — переменные, причем

$$K_i \leq K_{i\text{д}}, \quad i = 1, \dots, n-1. \quad (1.64)$$

Обозначив $\frac{1}{K_1^2} = x_1$; $\frac{1}{K_1^2 K_2^2} = x_2$; $\dots$; $\frac{1}{K_1^2 K_2^2 \dots K_{n-1}^2} = x_{n-1}$, приходим к задаче об отыскании наименьшего значения функции

$$H = \gamma + \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \dots + \alpha_{n-1} x_{n-1}. \quad (1.65)$$

При условиях, полученных из (1.59),



$$U_{\text{н}}^2 \leq E_1^2; \quad x_1 \geq \frac{U_{\text{н}}^2}{E_2^2}; \quad x_2 \geq \frac{U_{\text{н}}^2}{E_3^2}; \dots; \quad x_{n-1} \geq \frac{U_{\text{н}}^2}{E_n^2}. \quad (1.66)$$

Рис. 1.18

Учитывая, что $K_1^2 = \frac{x_{l-1}}{x_l}$, $l = 2, \dots, n-1$, находим из неравенств (1.59) $x_1 \geq \frac{1}{K_{1\text{д}}^2}$,

$$x_l \geq \frac{x_{l-1}}{K_{l\text{д}}^2}, \quad l = 2, \dots, n-1. \quad (1.67)$$

Поскольку все α_i положительны, то функция H достигает наименьшего значения в точке области, определяемой неравенствами (1.66) и (1.67), координаты которой будут минимальными, поскольку все x_i положительны. Таким образом, точкой области переменных $x_1, x_2, \dots, x_{n-1}$, определяемой неравенствами (1.66) и (1.67), в которой функция (1.65) достигает своего наименьшего значения, является точка, наименее удаленная от начала системы координат.

Рассмотрим конкретное решение подобной задачи для $n=3$, т. е.:

$$H = \gamma + \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2; \quad (1.68)$$

$$U_{\text{н}}^2 = E_1; \quad x_1 \geq U_{\text{н}}^2/E_2^2; \quad x_2 \geq U_{\text{н}}^2/E_3^2; \quad (1.69)$$

$$x_1 \geq 1/K_{1\text{д}}^2; \quad x_2 \geq x_1/K_{2\text{д}}^2. \quad (1.70)$$

Графическое представление решения задачи для $n=3$ дано на рис. 1.19, а, б, где области, определяемые неравенствами (1.69), (1.70), заштрихованы.

Минимальное значение функции H из (1.68) соответствует координатам точки А. Они находятся для обоих случаев из выражений:

$$x_{1\text{мин}} = \max \{U_{\text{н}}^2/E_2^2; 1/K_{1\text{д}}^2\};$$

$$x_{2\text{мин}} = \max \{U_{\text{н}}^2/E_3^2; x_{1\text{мин}}/K_{2\text{д}}^2\}.$$

Соответствующие им значения переменных K_1 и K_2 обозначим K_1^0 и K_2^0 . Для них справедливы формулы:

$$K_1^0 = \min \{E_2/U_{II}; K_{1д}\}; K_2^0 = \min \{E_3/U_{II}K_1^0; K_{2д}\}.$$

Найдем точку, удовлетворяющую неравенствам (1.59), (1.64) и соответствующую наименьшим значениям функции H из (1.68). Очевидно, что это соответствует максимальным значениям K_i , удовлетворяющим одновременно неравенствам (1.59) и (1.64). Заменяя знак неравенства в

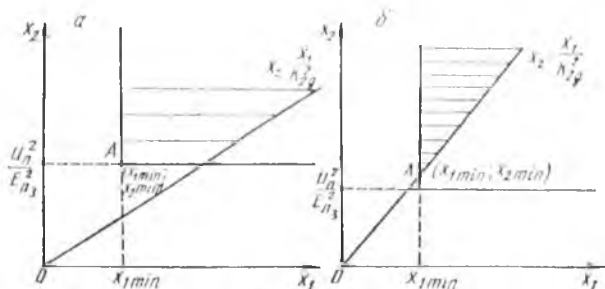


Рис. 1.19

(1.64) на знак равенства и учитывая (1.59), получаем следующие выражения:

$$K_1^0 = \min \left\{ \frac{E_2}{U_{II}}; K_{1д} \right\}; K_2^0 = \min \left\{ \frac{E_3}{U_{II}K_1^0}; K_{2д} \right\};$$

$$K_3^0 = \min \left\{ \frac{E_4}{U_{II}K_1^0K_2^0}; K_{3д} \right\};$$

.....

$$K_{n-1}^0 = \min \left\{ \frac{E_n}{U_{II}K_1^0 \dots K_{n-2}^0}; K_{(n-1)д} \right\}.$$

1.5. ЛИНЕЙНЫЕ И НЕЛИНЕЙНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕКОТОРЫХ ТИПОВЫХ СОЕДИНЕНИЙ УЗ

К типовым соединениям УЗ можно отнести различные варианты цепочечных соединений, а также параллельные соединения. Выполним анализ линейных и нелинейных характеристик этих соединений, предполагая, что УЗ описываются рядом Вольтерра (1.25) или степенным (1.21).

1. Цепочечное соединение линейного $L(p)$ и нелинейного K звеньев (рис. 1.20, а):

$$K_y(p_1) = L(p_1) K(p_1);$$

$$K_y(p_1, p_2) = L(p_1) L(p_2) K(p_1, p_2);$$

$$K_y(p_1, p_2, p_3) = L(p_1) L(p_2) L(p_3) K(p_1, p_2, p_3);$$

$$K_y(p_1, p_2, \dots, p_s) = \prod_s L(p_i) K(p_1, p_2, \dots, p_s),$$

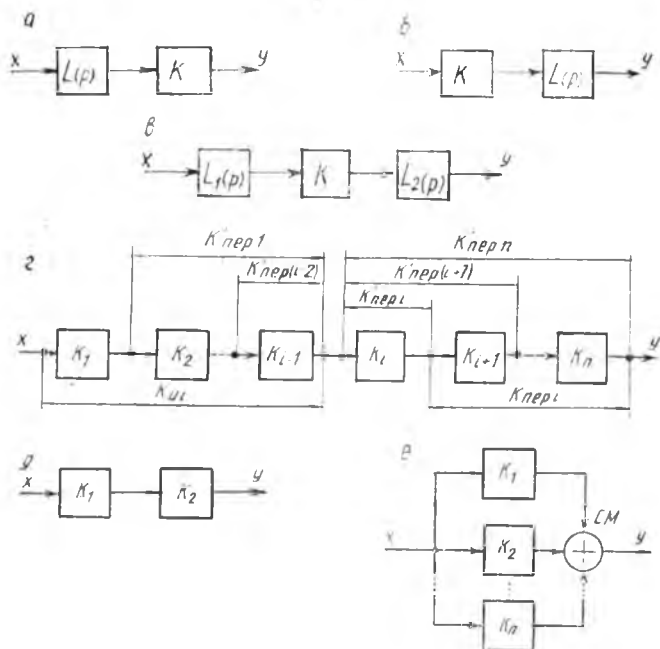


Рис. 1.20

где $K(p_1, p_2, \dots, p_s)$ — ядро s -го порядка нелинейного звена; $L(p)$ — передаточная характеристика линейного звена; $K_y(p_1, p_2, \dots, p_s)$ — ядро s -го порядка всего тракта.

2. Цепочечное соединение нелинейного K и линейного $L(p)$ звеньев (рис. 1.20, б):

$$K_y(p_1) = K(p_1) L(p_1);$$

$$K_y(p_1, p_2) = L(p_1 + p_2) K(p_1, p_2);$$

$$K_y(p_1, p_2, p_3) = L(p_1 + p_2 + p_3) K(p_1, p_2, p_3);$$

$$K_y(p_1, p_2, \dots, p_s) = L\left(\sum_s p_i\right) K(p_1, p_2, \dots, p_s).$$

3. Цепочечное соединение линейного $L_1(p)$, нелинейного K и линейного $L_2(p)$ звеньев (так называемое типовое радиозвено) (рис. 1.20, в):

$$K_y(p_1) = L_1(p_1) K(p_1) L_2(p_1);$$

$$K_y(p_1, p_2) = L_1(p_1) L_1'(p_2) K(p_1, p_2) L_2(p_1 + p_2);$$

$$K_y(p_1, p_2, p_3) = L_1(p_1) L_1(p_2) L_1(p_3) K(p_1, p_2, p_3) L_2(p_1 + p_2 + p_3);$$

.....

$$K_y(p_1, p_2, \dots, p_s) = \prod_s L_1(p_i) K(p_1, p_2, \dots, p_n) L_2\left(\sum_s p_i\right).$$

4. Цепочечное соединение n нелинейных УЗ (рис. 1.20, г). Воспользуемся универсальным алгоритмом расчета передаточной характеристики тракта (1.27). Тогда

$$K_y(p_1, p_2) = \sum_{i=1}^n K_i(p_1, p_2) K_{ui}(p_1) K_{ui}(p_2) K_{ni}(p_1 + p_2); \quad (1.71)$$

$$\begin{aligned} K_y(p_1, p_2, p_3) = & \sum_{i=1}^n [K_i(p_1, p_2, p_3) K_{ui}(p_1) K_{ui}(p_2) \times \\ & \times K_{ui}(p_3) + 2K_i(p_1, p_2 + p_3) K_{ui}(p_1) \sum_{l=1}^n K_l(p_2, p_3) K_{ul} \times \\ & \times (p_2) K_{ul}(p_3) K'_{ul}(p_2 + p_3)] K_{ni}(p_1 + p_2 + p_3), \end{aligned} \quad (1.72)$$

где соответствующие линейные коэффициенты переноса $K_n(p)$, $K'_n(p)$ условно показаны на рис. 1.20, г.

При учете вкладов ядер третьего порядка суммирование в выражениях (1.71), (1.72) ведется по всем нелинейным элементам тракта. Однако, учитывая однонаправленность звеньев анализируемой структуры, величинами $K_n(p)$, определенными для точек, лежащих правее i -й точки тракта, можно пренебречь. На рис. 1.20, г эти передачи условно показаны штриховыми линиями. Тогда выражение (1.72) значительно упрощается:

$$\begin{aligned} K_y(p_1, p_2, p_3) = & \sum_{i=1}^n [K_i(p_1, p_2, p_3) K_{ui}(p_1) K_{ui}(p_2) K_{ui}(p_3) + \\ & + 2K_i(p_1, p_2 + p_3) K_{ui}(p_1) \sum_{l=1}^{i-1} K_l(p_2, p_3) K_{ul}(p_2) K_{ul}(p_3) K_{ul} \times \\ & \times (p_2 + p_3)] K_{ni}(p_1 + p_2 + p_3). \end{aligned} \quad (1.73)$$

Выражения (1.71) и (1.72) позволяют указать следующие основные свойства цепочечной структуры:

1) нелинейная передаточная характеристика структуры определяется нелинейными параметрами УЗ, а также линейными коэффициентами передачи от источника сигнала до входа отдельных УЗ и от последних до выхода тракта;

2) квадратичный член передаточной характеристики определяется только ядрами звеньев второго и первого порядков;

3) кубический член передаточной характеристики определяется как ядрами звеньев третьего и первого порядков, так и ядрами второго порядка. Последнее объясняется тем, что в общем случае продукт нелинейного преобразования в структуре, изображенной на рис. 1.20, г, определяется не только параметрами звеньев третьего порядка, но и взаимодействием продуктов второго и первого порядков. Исключения составляют случаи, когда ядра второго порядка намного меньше ядер других порядков (например, используются элементы с выраженными свойствами нелинейности кубического вида) или когда исключается возможность указанного взаимодействия продуктов различных порядков в результате их подавления. Последнее явление может происходить, например, в избирательном тракте.

Выражения (1.71), (1.73) могут быть упрощены для случая тракта с резистивным характером звеньев. Тогда

$$K_y^{(2)} = \sum_{i=1}^n K_i^{(2)} K_{ui}^2 K_{\pi i};$$

$$K_y^{(3)} = \sum_{i=1}^n \left[K_i^{(3)} K_{ui}^3 + 2K_i^{(2)} K_{ui} \sum_{l=1}^{i-1} K_l^{(2)} K_{ul}^2 K_{\pi l}^* \right] K_{\pi i}.$$

5. Цепочечное соединение двух нелинейных УЗ: K_1 и K_2 (рис. 1.20, д):

$$K_y(p_1) = K_1(p_1) K_2(p_1);$$

$$K_y(p_1, p_2) = K_2(p_1 + p_2) K_1(p_1, p_2)^* + K_2(p_1, p_2) K_1(p_1) K_1(p_2);$$

$$K_y(p_1, p_2, p_3) = K_2(p_1 + p_2 + p_3) K_1(p_1, p_2, p_3)^* + \\ + K_2^*(p_1, p_2, p_3) K_1(p_1) K_1(p_2) K_1(p_3)^* + \\ + 2K_2(p_1, p_2 + p_3) K_1(p_1) K_1(p_2, p_3).$$

6. Параллельное соединение УЗ (рис. 1.20, е):

$$K_y(p_1, p_2, \dots, p_s) = \sum_n K_i(p_1, p_2, \dots, p_s).$$

2. СТРУКТУРНЫЕ СВОЙСТВА ВЫСОКОЛИНЕЙНЫХ СТАБИЛЬНЫХ УТ

2.1. ФУНКЦИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ УТ И ЕЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ

2.1.1. Методы определения функции чувствительности

Понятие функций чувствительности позволяет в удобной форме описать действие различных дестабилизирующих факторов на УТ, поэтому оно широко используется при оценке способности УТ противостоять воздействию этих факторов.

Рассмотрим простой пример. Пусть некоторый показатель качества УТ R является известной функцией от некоторого параметра УТ r :

$$R = f(r). \quad (2.1)$$

Предположим, что R принимает требуемое значение R_0 , если параметр r равен оптимальному значению r_0 , т. е. $R_0 = f(r_0)$. Однако воздействие дестабилизирующих факторов приводит к тому, что параметр r испытывает случайные вариации Δr вблизи своего оптимального значения $r = r_0 + \Delta r$. Это приводит к случайным отклонениям показателя R от требуемого значения R_0 , т. е.

$$R = R_0 + \Delta R. \quad (2.2)$$

Для практически встречающихся видов функций (2.1) связь между ΔR и Δr может быть представлена в виде степенного ряда (Тейлора)

$$\Delta R = V_r^R \Delta r + \frac{1}{2!} V_{r,r}^R (\Delta r)^2 + \dots + \\ + \frac{1}{m!} V_{r,\dots,r}^R (\Delta r)^m + \dots, \quad (2.3)$$

где V_r^R — абсолютная функция чувствительности первого порядка показателя R к параметру r :

$$V_r^R = \frac{dR}{dr}, \quad (2.4)$$

$V_{r,\dots,r}^R$ — абсолютная функция чувствительности m -го порядка показателя R к параметру r :

$$V_{r,\dots,r}^R = \frac{d^m R}{(dr)^m}. \quad (2.5)$$

Таким образом, абсолютная функция чувствительности (параметрической) m -го порядка представляет собой обычную производную m -го порядка (функции (2.1)).

Ряд (2.3) может быть также записан через *относительные вариации (погрешности) параметра* $\delta r = \Delta r / r_0$:

$$\begin{aligned} \Delta R = \bar{S}_r^R \delta r + \frac{1}{2!} \bar{S}_{r,r}^R (\delta r)^2 + \dots + \\ + \frac{1}{m!} \bar{S}_{r,\dots,r}^R (\delta r)^m + \dots, \end{aligned} \quad (2.6)$$

где $\bar{S}^R$ — *полуотносительные функции чувствительности*:

$$\bar{S}_r^R = \frac{dR}{dr} r_0 = V_r^R r_0; \quad (2.7)$$

$$\bar{S}_{r,\dots,r}^R = \frac{d^m R}{(dr)^m} (r_0)^m = V_{r,\dots,r}^R r_0^m. \quad (2.8)$$

Наконец, ряды (2.3), (2.6) могут быть записаны для *относительных вариаций (погрешности) показателя* $\delta R = \Delta R / R_0$:

$$\begin{aligned} \delta R = S_r^R \delta r + \frac{1}{2!} S_{r,r}^R (\delta r)^2 + \dots + \\ + \frac{1}{m!} S_{r,\dots,r}^R (\delta r)^m + \dots, \end{aligned} \quad (2.9)$$

где S^R — *относительные функции чувствительности*:

$$S_r^R = \frac{dR}{dr} \frac{r_0}{R_0} = V_r^R \frac{r_0}{R_0}; \quad (2.10)$$

$$S_{r,\dots,r}^R = \frac{(d^m R)}{(dr)^m} \frac{(r_0)^m}{R_0} = V_{r,\dots,r}^R \frac{r_0^m}{R_0}. \quad (2.11)$$

Полуотносительные и относительные функции чувствительности иногда называют *полулогарифмическими* и *логарифмическими*, так как

$$\bar{S}_r^R = \frac{dR}{d(\ln r)}; \quad S_r^R = \frac{d(\ln R)}{d(\ln r)}.$$

Если R определяется множеством параметров, т. е. $R = f(r_1, r_2, \dots, r_n)$, то ряды (2.3), (2.6), (2.9) вычисляются по всем параметрам, при этом функции чувствительности (2.4), (2.5), (2.7), (2.8), (2.10), (2.11) будут выражаться через соответствующие частные производные.

Таким образом, для контроля вариаций ΔR показателя R из (2.2) необходимо управлять функциями чувствительности. В частности, для уменьшения ΔR надо, как следует из (2.3), последовательно минимизировать значение функций чувствительности 1-го, 2-го, ..., m -го порядков. В предельном случае их значение может быть равно нулю, т. е. показатель качества R может иметь нулевую чувствительность (НЧ) до m -го порядка к параметру r .

Исходными параметрами являются передаточные функции УЗ — K_i , $K_i^{(s)}$, а показателями качества служат передаточные функции УТ — T , $T^{(s)}$. В соответствии с этим можно ввести несколько разновидностей функций чувствительности, а именно: усиления УТ к усилениям УЗ — $V_{K_i}^T$; нелинейных передаточных функций УТ к усилениям УЗ — $V_{K_i}^{T^s}$; нелинейных передаточных функций УТ s -го порядка к нелинейным передаточным функциям УЗ s' -го порядка — $V_{K_i^{(s')}}^{T^{(s)}}$, причем $s \geq s'$. Наибольший интерес представляют функции чувствительности усиления УТ к усилениям УЗ, которые для краткости назовем просто функциями чувствительности.

Следует отметить, что уменьшение функций чувствительности позволяет улучшить не только стабильность (точность) усиления УТ, но и другие свойства тракта, например нелинейные. Дело в том, что нелинейность УЗ может трактоваться как изменение коэффициента передачи УЗ под действием сигнала. Очевидно, что чем меньше влияние этого изменения на выходной эффект, т. е. коэффициент передачи тракта T , тем меньше сказываются нелинейные свойства УЗ на выходе тракта. В общем случае вариации усиления УЗ являются частотно-зависимыми, поэтому минимизация чувствительности приведет также к расширению частотного диапазона широкополосных УТ.

2.1.2. Вычисление функции чувствительности произвольного порядка

Известно множество методов получения функций чувствительности: прямые, аналитические, структурные, топологические и др. Необходимо отметить, что большая часть из

них позволяет получить только чувствительности первого порядка и не всегда распространяема на случаи произвольного порядка чувствительности. Рассмотрим способ получения рекуррентных соотношений для случая произвольных порядков, относящийся к группе прямых методов и являющийся развитием метода прямого дифференцирования.

Как известно, линейная передача УТ может быть представлена в дробно-рациональном виде

$$T = \frac{M}{\Delta} = \frac{a_0 + \sum_{i=1}^n a_i K_i + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_{ij} K_i K_j + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n a_{ijk} K_i K_j K_k + \dots}{b_0 + \sum_{i=1}^n b_i K_i + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n b_{ij} K_i K_j + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n b_{ijk} K_i K_j K_k + \dots}, \quad (2.12)$$

где a_i, b_i — коэффициенты, определяемые соединительными ветвями; Δ — определитель УТ.

Применим к (2.12) формулу Лейбница

$$V_{1,\dots,m}^T = \sum_{l=1}^m C_m^l V_{1,\dots,l}^M V_{l,\dots,m}^{(1/\Delta)}, \quad (2.13)$$

где $C_m^l = \frac{m!}{l!(m-l)!}$ — биномиальный коэффициент.

Переходя к относительной чувствительности (2.11), найдем из (2.13)

$$\begin{aligned} S_{1,\dots,m}^T &= \frac{K_1 K_2 \dots K_m}{T} V_{1,\dots,m}^T = \\ &= \sum_{l=0}^m S_{1,\dots,l}^M C_m^l (K_1 \dots K_m) \Delta V_{l,\dots,m}^{(1/\Delta)}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Последовательно определяя (2.14) для $m = 1, 2, \dots$, получаем:

$$S_1^T = S_1^M - S_1^A;$$

$$S_{1,2}^T = (S_{1,2}^M - S_{1,2}^A) - S_1^A S_2^T - S_2^A S_1^T;$$

$$\begin{aligned} S_{1,2,3}^T &= (S_{1,2,3}^M - S_{1,2,3}^A) - S_1^A S_{2,3}^T - S_2^A S_{1,3}^T - S_3^A S_{1,2}^T - \\ &- S_{1,2}^A S_3^T - S_{1,3}^A S_2^T - S_{2,3}^A S_1^T \end{aligned}$$

или в общем случае

$$\begin{aligned}
 S_{1,2,\dots,(m-1),m}^T &= (S_{1,\dots,m}^M - S_{1,\dots,m}^A) - S_1^A S_{2,\dots,(m-1),m}^T - \\
 &\quad - S_2^A S_{1,\dots,(m-1),m}^T - \dots - S_{m-1}^A S_{1,2,\dots,m}^T - \\
 &\quad - S_m^A S_{1,2,\dots,(m-1)}^T - \dots - S_{1,2}^A S_{1,3,\dots,m}^T - \\
 &\quad - S_{1,3}^A S_{1,2,\dots,m}^T - \dots - S_{1,m}^A S_{1,2,\dots,(m-1)}^T - \dots \quad (2.15)
 \end{aligned}$$

Выражение (2.15) представляет собой рекуррентное соотношение для логарифмической чувствительности m -го порядка и используется для определения условий НЧ.

2.2. УТ С НУЛЕВОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ ДО m -ГО ПОРЯДКА ОТНОСИТЕЛЬНО УЗ

2.2.1. Определение условий НЧ до m -го порядка

Рассмотрим тракт, в котором все УЗ являются нелинейными и нестабильными, а все соединительные звенья — линейными и стабильными. Это ограничение носит практический смысл, так как активные элементы, входящие в состав УЗ, обычно имеют значительно большие вариации параметров, чем пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, трансформаторы), образующие соединительные звенья.

Введем понятие идеального УТ. Это необходимо, так как направления, в которых следует направить усилия для разработки более совершенной технической системы (в данном случае УТ), могут быть найдены с помощью требуемого идеального конечного результата. Под таким результатом понимается совокупность идеальных значений тех показателей качества $P_{1u}, P_{2u}, P_{mu}, \dots$ устройства, которые являются наиболее существенными в данной задаче. В свою очередь идеальное значение данного показателя определяется как наилучшее значение, которое можно обеспечить без нарушения законов природы, но и без учета каких-либо технических ограничений, в том числе на другие показатели качества.

При решении задачи структурной линеаризации УТ в данной главе будем контролировать такие основные показатели качества, как линейная и нелинейная передаточные функции УТ и их погрешности. В соответствии с этим введем понятие идеального тракта, который удовлетворяет заданному усилению с нулевой погрешностью и нулевыми

НИ при применении нестабильных УЗ с отличными от нуля линейными искажениями, т. е.:

$$T_0 = \text{const}; \quad (2.16)$$

$$\delta T = 0 \text{ при } \delta K_i \neq 0; \quad (2.17)$$

$$T_0^{(s)} = 0, \delta T^{(s)} = 0 \text{ при } K_{0i}^{(s)} \neq 0,$$

$$\delta K_i^{(s)} \neq 0, \delta K_i \neq 0, \quad (2.18)$$

$$i = 1, \dots, n, s \geq 2.$$

Данные выражения отражают свойства идеального УТ, а именно: условия (2.16) — сохранения требуемой усиительной способности; (2.17) — идеальной стабильности; (2.18) — идеальной линейности.

Как следует из вида степенного ряда для относительной погрешности линейной передаточной функции тракта (1.44), (2.6), для выполнения условия идеальной стабильности (2.17) требуется обеспечить нулевое значение относительных функций чувствительности всех порядков до бесконечности

$$S_i^T = S_{i,j}^T \dots = 0. \quad (2.19)$$

Но так как передаточная функция УТ является дробно-рациональной, то условие (2.19) приводит к потере усиительной способности УТ, т. е. $T_0=0$. Следовательно, условие сохранения требуемой усиительной способности УТ (2.16) и условие идеальной стабильности (2.17) являются взаимоисключающими, что не позволяет точно реализовать идеальный тракт. Однако к этому тракту можно приблизиться, если порядок НЧ m увеличивать до конечного значения, контролируя при этом усиление T_0 . Повышение порядка НЧ приведет также к улучшению линейности тракта, что следует из выражения для нелинейных передаточных функций (1.27).

Определим условия НЧ до m -го порядка в терминах коэффициентов переноса (см. формулы (1.30)—(1.32)), что необходимо для выявления требуемых структурных свойств УТ.

По определению необходимые и достаточные условия НЧ до m -го порядка соответствуют системе уравнений

$$S_{1,\dots,m}^T = 0,$$

т. е.

$$\left. \begin{aligned} S_i^T = 0, \quad S_{i,j}^T = 0, \dots, S_{i,j,\dots,v}^T = 0, \\ i, j, \dots, v \in (1, n), i \neq j \neq \dots \neq v. \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

В (2.20) чувствительности вычисляются по всем возможным сочетаниям $i, j, \dots, v$.

Используя (1.38) и вводя обозначения $K_{ui,i}K_{ni,i} = M_i$; $1 - K_iK_{ii,i} = \Delta_i$, получаем

$$T = \frac{M_i}{\Delta_i} K_i + T_i. \quad (2.21)$$

Подставляя (2.21) в рекуррентное соотношение (2.15), запишем условия НЧ до m -го порядка в виде

$$\left. \begin{aligned} M_i = 0, \quad S_j^{M_i} = 0, \quad \dots, \quad S_{j,\dots,v}^{M_i} = 0, \\ i, j, \dots, v \in (1, n), \quad i \neq j \neq \dots \neq v. \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

Из (2.22) получаем, что в УТ выполняются условия НЧ до первого порядка, если для каждого звена справедливо одно из следующих уравнений:

$$K_{ni,i} \neq 0, \quad K_{ui,i} = 0, \quad i \in (1, a); \quad (2.23)$$

$$K_{ui,i} \neq 0, \quad K_{ni,i} = 0, \quad i \in (1, b); \quad (2.24)$$

$$K_{ui,i} = 0, \quad K_{ni,i} = 0, \quad i \in (1, c), \quad (2.25)$$

где a, b, c — соответственно количество УЗ, для которых выполняются условия (2.23) — (2.25), $a + b + c = n$.

Если для i -го УЗ справедливо (2.23), то M_i можно записать в виде

$$M_i = K_{ui,i} \frac{1}{(K_{ni,i})^{-1}}. \quad (2.26)$$

Если же выполняется (2.24), то

$$M_i = K_{ni,i} \frac{1}{(K_{ui,i})^{-1}}. \quad (2.27)$$

Применяя к (2.23), (2.24) рекуррентное соотношение (2.15) с учетом (2.25) — (2.27), находим, что (2.22) эквивалентно следующим трем условиям:

$$\left. \begin{aligned} K_{ni,i} \neq 0, \quad K_{ui,i} = 0, \\ S_j^{K_{ui,i}} = 0, \quad \dots, \quad S_{j,\dots,v}^{K_{ui,i}} = 0; \end{aligned} \right\} \quad (2.28)$$

$$K_{ui,i} \neq 0, \quad K_{ni,i} = 0, \quad S_j^{K_{ni,i}} = 0, \quad \dots, \quad S_{j,\dots,v}^{K_{ni,i}} = 0; \quad (2.29)$$

$$K_{ui,i} = 0, \quad K_{ni,i} = 0. \quad (2.30)$$

Из (1.40) (см. рис. 1.14, б), (2.28) и (2.29) следует, что:

$$K_{ui,i} = K_{ui,i,j} + \frac{K_{uj,i,j}K_jK_{ji,i,j}}{1 - K_jK_{jj,i,j}} = 0; \quad (2.31)$$

$$K_{ni,i} = K_{ni,i,j} + \frac{K_{ij,i,j}K_jK_{nj,i,j}}{1 - K_jK_{jj,i,j}} = 0. \quad (2.32)$$

Вычисляя из (2.31), (2.32) $S_i^{K_{ui,i}}$, $S_j^{K_{ni,i}}$ прямым дифференцированием, находим, что эти чувствительности равны нулю при выполнении условий:

$$K_{ui,i,j} = 0, K_{ni,i,j} = 0. \quad (2.33)$$

Подставляя (2.33) в (2.28) — (2.30), получаем условия НЧ в виде:

$$\left. \begin{aligned} K_{ni,i} \neq 0, K_{ui,i} = 0, K_{ui,i,j} = 0, \dots, S_{i,\dots,v}^{K_{ui,i,j}} = 0, \\ i \in (1, a); \end{aligned} \right\} \quad (2.34)$$

$$\left. \begin{aligned} K_{ui,i} \neq 0, K_{ni,i} = 0, K_{ni,i,j} = 0, \dots, S_{i,\dots,v}^{K_{ni,i,j}} = 0, \\ i \in (1, b); \end{aligned} \right\} \quad (2.35)$$

$$\left. \begin{aligned} K_{ui,i} = 0, K_{ni,i} = 0, \\ i \in (1, c). \end{aligned} \right\} \quad (2.36)$$

Последовательное повторение данной процедуры m раз с учетом равенств

$$K_{ui} = K_{ui,i}/(1 - K_iK_{ii,i}), K_{ni} = K_{ni,i}/(1 - K_iK_{ii,i})$$

показывает, что для выполнения условий НЧ до m -го порядка одновременно ко всем звеньям необходимо и достаточно, чтобы для каждого УЗ выполнялось одно из следующих требований:

1) при $K_{ni} \neq 0$, т. е. при наличии передачи с выхода i -го УЗ на выход УТ, соответствующие частные коэффициенты переноса (2.34) K_{ui} должны быть равны нулю при удалении любого количества звеньев до m включительно:

$$\left. \begin{aligned} K_{ni} \neq 0, K_{ni,i} \neq 0; \\ K_{ui} = 0, K_{ui,i} = 0, K_{ui,i,j} = 0, \dots, K_{ui,i,j,\dots,v} = 0; \end{aligned} \right\} \quad (2.37)$$

2) при $K_{ui} \neq 0$, т. е. при наличии передачи со входа УТ на вход i -го УЗ, соответствующие частные коэффициенты переноса (2.35) K_{ni} должны быть равны нулю при удалении любого числа звеньев до m включительно:

$$\left. \begin{aligned} K_{ui} \neq 0, K_{ui,i} \neq 0; \\ K_{ni} = 0, K_{ni,i} = 0, K_{ni,i,j} = 0, \dots, K_{ni,i,j,\dots,v} = 0; \end{aligned} \right\} \quad (2.38)$$

3) в третьем случае должно выполняться условие

$$\left. \begin{aligned} K_{ui} &= 0; & K_{ui,i} &= 0; \\ K_{\pi i} &= 0; & K_{\pi i,i} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.39)$$

В (2.37) — (2.39) справедливо $i, j, \dots, v \in (1, n); i \neq j \neq \dots \neq v$.

Выражения (2.36) — (2.38) представляют необходимые и достаточные условия НЧ до m -го порядка в терминах обобщенных и частных коэффициентов переноса, необходимые для определения предельных возможностей УТ с НЧ, а также для построения процедуры синтеза таких УТ.

2.2.2. Влияние условий НЧ на структурные свойства УТ

Условия НЧ оказывают существенное влияние на усилительную способность тракта и могут в общем случае привести к вырожденным структурам, которые обладают нулевым усилением.

Для иллюстрации принципа работы трактов с НЧ рассмотрим линейную передачу сигнала в УТ из двух УЗ с НЧ первого порядка к обоим звеньям (см. рис. 1.14, в).

Пусть НЧ к первому и второму звеньям обеспечивается выполнением соответственно условий (2.38) и (2.37). Тогда

$$\left. \begin{aligned} K_{u1} &\neq 0, & K_{\pi 1} &= 0; \\ K_{\pi 2} &\neq 0, & K_{u2} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.40)$$

Условия (2.40) означают, что передача со входа тракта на вход второго звена K_2 равна нулю, в результате чего это звено не участвует в линейной передаче сигнала и его можно удалить, не изменив передачу тракта. Кроме того, передача с выхода первого звена K_1 на выход тракта равна нулю (при включении источника сигнала на выход первого звена). Отсюда, однако, не следует, что звено K_1 фактически не участвует в передаче сигнала, так как усиление тракта не равно произведению обобщенных коэффициентов переноса УЗ на его коэффициент передачи, т. е. $T \neq K_{u1}K_{\pi 1}K_1$.

В соответствии с (1.39) и (1.37) усиление тракта определяется частным коэффициентом переноса $K_{\pi 1}$, т. е. $T = K_{u1}K_1K_{\pi 1,1,2} + T_{1,2}$.

Таким образом, в общем случае требование НЧ позволяет сохранить усилительную способность тракта. В то же время НЧ, создаваемые звеньями, отсутствуют на выходе тракта, так как в соответствии с (2.40) передача нелиней-

ных продуктов первого звена на выход тракта равна нулю, а на входе второго звена сигнал отсутствует, и, следовательно, оно не создает НИ. Реально условия НЧ первого порядка (2.40) выполняются приближенно, поэтому на выходе тракта присутствует некоторая часть нелинейных продуктов УЗ, определяемая точностью выполнения соотношений (2.40).

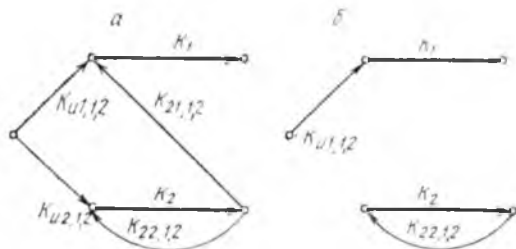


Рис. 2.1

Рассмотрим обеспечение НЧ первого порядка к первому звену K_1 за счет условия (2.34). С учетом (1.37), (1.40) запишем (2.34) в виде

$$K_{u1} = \frac{K_{u1,1,2}(1 - K_2 K_{22,1,2}) + K_{u2,1,2} K_2 K_{21,1,2}}{(1 - K_1 K_{11,1,2})(1 - K_2 K_{22,1,2}) + K_1 K_2 K_{12,1,2} K_{21,1,2}} = 0. \quad (2.41)$$

Из (2.41) следует, что $K_{u1} = 0$ легко выполнить двумя способами. В первом случае (рис. 2.1, а) на вход K_1 сигнал поступает с помощью двух прямых путей, один из которых проходит через УЗ K_2 . Передача первого пути $L_1 = K_{u1,1,2}$; передача второго пути $L_2 = K_{u2,1,2} K_2 K_{21,1,2}$. Во втором случае (рис. 2.1, б) сигнал на вход K_1 поступает с помощью одного прямого пути L_1 , а $L_2 = 0$. Как следует из (2.41),

$$K_{u1} = \frac{K_{u1,1,2}(1 - K_2 K_{22,1,2})}{(1 - K_1 K_{11,1,2})(1 - K_2 K_{22,1,2}) + K_1 K_2 K_{12,1,2} K_{21,1,2}} = 0. \quad (2.42)$$

Из (2.42) находим, что во втором случае для удовлетворения $K_{u1} = 0$ необходимо выполнить условие $1 - K_2 K_{22,1,2} = 0$, т. е. УЗ K_2 должно быть охвачено контуром единичной ПОС. Для обеспечения при этом устойчивой работы всего УТ необходимо, чтобы контур ПОС касался контура ООС, образованного из K_1 и K_2 . Тогда определитель тракта

$$\Delta = (1 - K_2 K_{22,1,2})(1 - K_1 K_{11,1,2}) - K_1 K_2 K_{12,1,2} K_{21,1,2} = -K_1 K_2 K_{22,1,2} K_{21,1,2}. \quad (2.43)$$

Из выражения (2.43) вытекает, что значение определителя численно равно петлевой передаче касающегося контура ООС с противоположным знаком. Поэтому его величина может быть выбрана положительной и больше единицы. Таким образом, УТ сохраняет устойчивость, хотя и содержит петлю ПОС. Подобная комбинация положительной и отрицательной линейных обратных связей известна.

Очевидно, что для удовлетворения условию (2.38), которое по отношению к звену K_2 имеет вид

$$K_{пз} = \frac{K_{пз,1,2}(1 - K_1 K_{11,1,2}) + K_{21,1,2} K_1 K_{п1,1,2}}{(1 - K_1 K_{11,1,2})(1 - K_2 K_{22,1,2}) + K_1 K_2 K_{12,1,2} K_{21,1,2}} = 0, \quad (2.44)$$

структура УТ, как и в предыдущем случае, должна соответствовать одному из двух требований. Согласно первому требованию, должно быть обеспечено наличие двух прямых путей с выхода второго УЗ на вход УТ (рис. 2.2, а), согласно второму — наличие единичной ПОС, охватывающей звено K_1 (рис. 2.2, б).

Таким образом, для обеспечения условий НЧ первого порядка в случае двух УЗ существует только два структурных принципа. Первый основан на применении двух путей в тракте, имеющих одинаковые по величине и противоположные по знаку коэффициенты передачи. Вторым принцип основан на совместном использовании отрицательной и единичной положительной обратных связей, контуры которых касаются.

Для более сложной структуры УТ (т. е. при $n > 2$) оба принципа достижения НЧ сохраняются, так как передаточная характеристика между любыми двумя точками УТ произвольной сложности представляется дробно-рациональной функцией и, таким образом, с помощью соответствующих частных коэффициентов переноса может быть сведена к выражению вида (2.42). Однако в отличие от простейшего

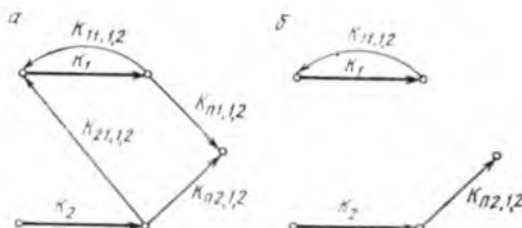


Рис. 2.2

случая $n=2$ при этом возникает значительно большее разнообразие структур, так как эти два принципа могут быть применены независимо друг от друга в любых сочетаниях.

Приведенные подходы к исследованию структурных свойств для трактов с высокой линейностью и стабильностью позволяют объяснить известные структурные методы улучшения показателей качества УТ (см. рис. 1.7) и, что представляет наибольший интерес, синтезировать на основе регулярных процедур новые, ранее неизвестные структуры УТ. В качестве примера рассмотрим с общих позиций принципы функционирования известных способов улучшения показателей качества УТ.

Структура, приведенная на рис. 1.5, а, содержит два УЗ, условия НЧ первого порядка к которым обеспечиваются использованием первого принципа. Его реализация по отношению к звену K_1 достигается с помощью двух путей от его выхода на выход тракта: первый путь образован верхним плечом выходного сумматора, а второй — ветвью β , звеном K_2 и нижним плечом выходного сумматора.

По отношению к звену K_2 выполнение данного принципа обеспечивается наличием двух путей на его вход от входа УТ через входной сумматор и блоки $K_{2\beta}$. В соответствии с (2.42), (2.44) условия НЧ принимают вид:

$$1 + \beta K_1 = 0, \quad \beta = -1/K_1;$$

$$1 + \beta K_2 = 0, \quad \beta = -1/K_2.$$

Структура (рис. 1.5, б) содержит также два УЗ, причем к звену K_1 обеспечивается НЧ за счет второго принципа: петля ПОС образована с помощью звена K_2 и входного сумматора, а касающаяся петля ООС — с помощью звена K_1 и ветви β . Так как по отношению к звену K_2 не выполняется ни один из указанных принципов, чувствительность к нему не равна нулю, а лишь уменьшена с помощью обычной ООС: единственный прямой путь со входа УТ на вход K_2 касается петли ООС $K_1\beta$, в результате чего передача по нему уменьшается в $(1 + K_1\beta)$ раз. Поэтому в УТ должны выполняться следующие условия: $K_2=1$; $\beta K_1=\max$.

Структура, приведенная на рис. 1.5, в, содержит n УЗ, для каждого из которых обеспечивается НЧ до $(n-1)$ -го порядка за счет первого принципа. Так, для звена K_1 условие НЧ до $(n-1)$ -го порядка в соответствии с (2.38) может быть представлено в виде:

$$K_{n+1,1} \neq 0; K_{n1,1} = 0; K_{n1,1,i} = 0, \dots, K_{n1,1,\dots,(n-1)} = 0. \quad (2.45)$$

Для реализации каждого из уравнений (2.45) используется организация соответствующих путей. Например, для последнего уравнения в (2.45) вводятся два пути от выхода звена K_1 . Первый путь образован верхним плечом выходного сумматора, а второй путь — входными сумматорами, звеном K_n и нижним плечом выходного сумматора. Аналогично можно выяснить принцип улучшения характеристик любых других возможных структур.

Таким образом, НЧ произвольного порядка к любому УЗ может быть достигнута только двумя способами: 1) приравниванием нулю обобщенного и соответствующих частных коэффициентов переноса от входа тракта до входа звена; 2) приравниванием нулю обобщенных и соответствующих частных коэффициентов переноса с выхода звена на выход тракта. Возможна также комбинация этих способов. При этом требование НЧ не противоречит в общем случае условию сохранения усилительной способности тракта.

2.3. ПРЕДЕЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ СТРУКТУРНОГО МЕТОДА УЛУЧШЕНИЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА УТ

2.3.1. Методика оценки эффективности структурного подхода

Определим эффективность структурного подхода к синтезу высококачественных УТ. Это позволит, во-первых, найти количественную оценку выигрышей в улучшении характеристик тракта, во-вторых, разработать регулярную процедуру синтеза УТ по заданным техническим условиям.

Рассмотрим структуру, содержащую набор УЗ с заданными параметрами (см. рис. 1.12, а). Определим предельно возможное улучшение параметров тракта за счет использования наивыгоднейшего способа соединения всех УЗ.

В соответствии с рассмотренной моделью (см. гл. 1) оцениваются следующие параметры УЗ и УТ: $T_0(K_{0i})$ — номинальное значение линейной передаточной функции УТ (i -го УЗ), характеризующее усиление тракта и звеньев; $\delta T(\delta K_i)$ — относительная погрешность линейной передаточной функции УТ (i -го УЗ), характеризующая стабильность усиления; $T_0^{(s)}(K_{0i}^{(s)})$, $\Delta T^{(s)}(\Delta K_{0i}^{(s)})$, $s \geq 2$ — соответственно номинальные значения и абсолютные погрешности нелинейных передаточных функций УТ (i -го УЗ), характеризующие степень нелинейности тракта ($T^{(s)} = T_0^{(s)} + \Delta T^{(s)}$; $K_i^{(s)} = K_{0i}^{(s)} + \Delta K_i^{(s)}$).

Методика оценки эффективности структурного подхода к повышению качества УТ включает следующие этапы: 1) УТ представляется в виде обобщенного сигнального графа (см. рис. 1.14, а), процедура перехода к которому является стандартной; 2) функциональные связи между контролируемыми параметрами УТ и УЗ представляются в терминах коэффициентов переноса (см. § 1.4); 3) условия НЧ до m -го порядка также представляются в терминах коэффициентов переноса (см. § 2.2); 4) условия НЧ до m -го порядка подставляются в уравнения функциональных связей между параметрами УЗ и УТ.

Такая процедура позволяет, во-первых, определить максимально допустимый порядок НЧ $m_{\max}$, ограниченный условием сохранения усиления тракта, и, во-вторых, оценить реализуемые при этом линейность и стабильность. Эти оценки количественно описывают наилучшее приближение к условиям идеальности (2.16)—(2.18) и, следовательно, иллюстрируют предельные возможности структурных подходов.

Отличительной особенностью рассматриваемой методики является то, что она позволяет свести исследование эффективности структурных подходов к задаче анализа: необходимо определить номинальные значения и погрешности линейной и нелинейной передаточных характеристик обобщенного графа УТ, если известно, что он удовлетворяет условиям НЧ до m -го порядка, причем порядок m имеет максимально возможное значение.

Далее предполагается выполнение следующих условий: 1) УЗ являются неперестраиваемыми; 2) для соединения УЗ между собой и с выходом и входом тракта используются пассивные соединительные цепи, нелинейность и нестабильность которых пренебрежимо малы, а коэффициент передачи всегда меньше единицы.

Пусть a , b , c — соответственно количество звеньев, для которых выполняются условия (2.37)—(2.39). Значения a , b , c не могут, очевидно, превышать общее число применяемых УЗ:

$$a \leq n; \quad b \leq n; \quad c \leq n, \quad (2.46)$$

а их сумма должна быть равна

$$a + b + c = n, \quad (2.47)$$

где n — количество используемых в тракте УЗ.

2.3.2. Предельное усиление УТ с НЧ m -го порядка

В соответствии с принятой моделью оценка усилительных свойств УТ с НЧ до m -го порядка производится постановкой условий (2.37)—(2.39) в выражение для номинального значения линейной передаточной функции УТ (1.42):

$$\begin{aligned} T_0 &= \sum_{i=1}^t K_{ui} K_{0i} K_{pi,1,\dots,t} + T_{1,\dots,t} = \\ &= \sum_{i=1}^t K_{ui,1,\dots,t} K_{0i} K_{pi} + T_{1,\dots,t} \end{aligned} \quad (2.48)$$

Коэффициенты переноса в (2.48) определяются при номинальном усилении УЗ. Здесь возможны три случая.

1. Выделим в тракте m УЗ с наибольшим усилением. Тогда из (2.48) для $t=m$ получаем

$$T_0 = \sum_{i=1}^m K_{ui} K_{0i} K_{pi,1,\dots,m} + T_{1,\dots,m}$$

Сравнивая это выражение с (2.37)—(2.39), находим, что каждое слагаемое данной суммы содержит нулевой множитель $K_{ui}=0$, если выделенное звено соответствует (2.37), (2.39), или $K_{pi,1,\dots,m}=0$, если выделенное звено соответствует (2.38). Отсюда следует, что

$$T_0 = T_{1,\dots,m}, \quad (2.49)$$

т. е. удаление из тракта m УЗ с наибольшим усилением не влияет на передачу всего УТ. Это означает, что эти УЗ не вносят своего вклада в общую передачу тракта и служат только для обеспечения условий НЧ. Следовательно, усиление УТ определяется с остальными $(n-m)$ УЗ с наименьшим усилением и не превышает произведения их коэффициентов передачи (предполагается, что остающиеся УЗ соединены с помощью цепочечного соединения):

$$|T_0| \leq \prod_{i=1}^{n-m} |K_{0i}|. \quad (2.50)$$

2. Выделим в УТ все звенья, для которых выполняется (2.38) и (2.39) (всего $(a+c)$ звеньев). Тогда из (2.48) для $t=a+c$ имеем

$$T_0 = \sum_{i=1}^a K_{ui,1,\dots,(a+c)} K_i K_{ni} + \\ + \sum_{i=1}^c K_{ui,1,\dots,(a+c)} K_{0j} K_{nj} + T_{1,\dots,(a+c)}.$$

Подставляя в первую группу слагаемых (2.38) и во вторую (2.39), получаем

$$T_0 = T_{1,\dots,(a+c)}, \quad (2.51)$$

т. е. удаление $(a+c)$ УЗ не меняет передачи УТ и аналогично (2.49) общее усиление не сможет превысить произведения передачи оставшихся $n-(a+c)$ УЗ. С учетом (2.47)

$$|T_0| \leq \prod_{i=1}^{n-(a+c)} |K_{0i}| = \prod_{i=1}^b |K_{0i}|. \quad (2.52)$$

3. Выделим в УТ все звенья, для которых справедливы (2.37) и (2.39) (всего $(b+c)$ звеньев). Аналогично для этого случая

$$T_0 = T_{1,\dots,(b+c)} \quad (2.53)$$

и, следовательно,

$$|T_0| \leq \prod_{i=1}^{n-(b+c)} |K_{0i}| = \prod_{i=1}^a |K_{0i}|. \quad (2.54)$$

Если в УТ используются УЗ с одинаковым номинальным усилением $K_{0i} = K_0$, то неравенства (2.50), (2.54) приобретают вид

$$|T_0| \leq |K_0|^{n-m} |T_0| \leq |K_0|^b, \quad |T_0| \leq |K_0|^a. \quad (2.55)$$

Таким образом, верхняя граница усиления УТ из n УЗ с НЧ до m -го порядка определяется уравнениями (2.49), (2.51), (2.53) и наиболее жестким из неравенств (2.50), (2.52), (2.54), (2.55).

Эти соотношения позволяют указать следующие свойства УТ с НЧ.

1. Наибольший порядок НЧ, возможный в УТ из n УЗ при сохранении усилительной способности, как следует из (2.49), определяется количеством УЗ и равен $m_{\max} = n-1$, при этом усиление такого УТ не может превысить передачи наименее усиливающего УЗ. Следовательно, принцип НЧ не реализуется в УТ из одного УЗ.

Если $m = m_{\max}$, то $T_0 = T_1, \dots, (n-1)$, т. е. удаление из УТ любых $(n-1)$ УЗ не отразится на номинальной передаче, которая будет определяться оставшимся звеном. Как следует из рис. 2.3,

$$T_0 = \alpha_i \gamma_i \frac{K_{0i}}{1 - K_{0i} \beta_{ii}} + d, \quad i = 1, \dots, n, \quad (2.56)$$

где $\alpha_i, \gamma_i, \beta_{ii}, d$ представляют собой частные коэффициенты переноса, которые определяются при удалении всех УЗ (т. е. $t = n$) и зависят только от пассивных соединительных цепей, вследствие чего их передача не может быть больше единицы:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_i &= K_{ni,1,\dots,n} \leq 1; \quad \gamma_i = K_{ni,1,\dots,n} \leq 1; \\ \beta_{ii} &= K_{ii,1,\dots,n} \leq 1; \quad d = T_{1,\dots,n} \leq 1. \end{aligned} \right\} \quad (2.57)$$

2. Усиление трактов с НЧ зависит от порядка m и от способа распределения условий (2.37) — (2.39) между звеньями. Как следует из (2.49), (2.51), (2.53), наибольшее усиление может быть реализовано только в случае

$$\left. \begin{aligned} c &= 0, \quad a = n/2, \quad b = n/2, \quad m \leq n/2 \quad \text{при } n \text{ четном;} \\ c &= 0, \quad a = (n-1)/2, \quad b = (n+1)/2, \quad m \leq (n-1)/2 \\ &\text{при } n \text{ нечетном} \end{aligned} \right\} \quad (2.58)$$

и равно

$$|T_0 \max| = \left\{ \begin{aligned} &\leq \prod_{i=1}^{n/2} |K_{0i}| \quad \text{при } n \text{ четном;} \\ &\leq \prod_{i=1}^{(n-1)/2} |K_{0i}| \quad \text{при } n \text{ нечетном.} \end{aligned} \right. \quad (2.59)$$

Если используются УЗ с одинаковым усилением $K_{0i} = K_0$, то соответственно получаем

$$\begin{aligned} |T_0 \max| &\leq \\ &\leq \begin{cases} |K_0|^{n/2} & \text{при } n \text{ четном;} \\ |K_0|^{(n-1)/2} & \text{при } n \text{ нечетном.} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.60)$$

Таким образом, введение НЧ порядка m ($1 \leq m \leq n/2$) приводит к тому, что половина УЗ не вносит своего вклада в

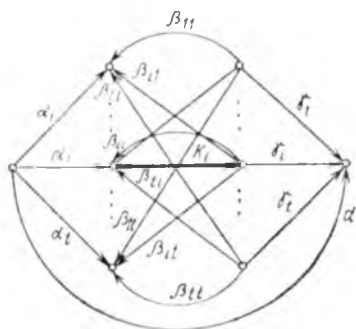


Рис. 2.3

в общем усилении и используется только для обеспечения условий НЧ. При увеличении порядка m до значения $(n-1)$ все большее число УЗ применяется для обеспечения (2.37) — (2.39), соответственно с этим усилительная способность падает и при $m > n-1$ становится равной нулю. Выражения (2.58), (2.59) описывают максимальное усиление, теоретически возможное в УТ, построенных на основе принципа НЧ.

3. Как следует из (2.50), (2.58), (2.59), увеличение порядка НЧ m от 1 до $n/2$ (до $(n-1)/2$ при n нечетном) не приводит к уменьшению максимального усиления. Линейность и стабильность при увеличении m существенно возрастают.

Таким образом, если выполнить $c=0$, $a=b=m \frac{n}{1}$ (при нечетном n соответственно $a=m=(n-1)/2$, $b=(n+1)/2$, то тракт будет иметь наибольший порядок m , возможный при сохранении максимального усиления (см. (2.58), (2.59), (2.60)).

2.3.3. Предельная стабильность УТ с НЧ до m -го порядка

При получении оценки предельной стабильности УТ удобно использовать не относительную, а абсолютную погрешность линейной передаточной функции ΔT , при этом (1.44) принимает вид

$$\Delta T = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \left\{ \left(\sum_{i=1}^n \frac{\partial}{\partial K_i} \Delta K_i \right)^j T \right\}.$$

Коэффициенты этого ряда определяются частными производными (абсолютными функциями чувствительности) соответствующего порядка:

$$\frac{\partial T}{\partial K_i} = V_i^T, \dots, \frac{\partial^m T}{\partial K_i \partial K_j \dots \partial K_v} = V_{i,j,\dots,v}^T.$$

Связь между относительными и абсолютными функциями чувствительности устанавливается соотношением

$$S_i^T = V_i^T \frac{K_{0i}}{T_0}, \dots, S_{i,j,\dots,v}^T = V_{i,j,\dots,v}^T \frac{K_{0i} K_{0j} \dots K_{0v}}{T_0}. \quad (2.61)$$

Из (2.61) следует, что при выполнении условий НЧ до m -го порядка погрешность ΔT представляется степенным

рядом, в котором все слагаемые m -го и меньших порядков малости отсутствуют:

$$\Delta T = \sum_{j=m+1}^{\infty} \frac{1}{j!} \left\{ \left(\sum_{i=1}^n \frac{\partial}{\partial K_i} \Delta K_i \right)^j T \right\}. \quad (2.62)$$

Очевидно, что с ростом m порядок малости ΔT будет уменьшаться, в результате чего абсолютная (а также относительная) погрешность УТ будет все более точно удовлетворять условию идеальной стабильности (2.17).

Если пренебречь в (2.62) слагаемыми $(m+1)$ -го и более высокого порядков, что допустимо при не слишком больших ΔK_i ($\Delta K_i \leq 0,1 K_{0i}$), то

$$\Delta T \approx \frac{1}{(m+1)!} \left\{ \left(\sum_{i=1}^n \frac{\partial}{\partial K_i} \Delta K_i \right)^{(m+1)} T \right\}.$$

Эту величину оценим с помощью последовательного прямого дифференцирования до 1-го, 2-го, ..., m -го порядков, причем в соответствии с предложенной методикой в получаемые на каждом j -м шаге ($1 \leq i \leq m+1$) выражения подставляются условия НЧ до $(i-1)$ -го порядка. Предполагается, что порядок НЧ имеет максимальное значение $(n-1)$. Последовательность перебора переменных K_i не играет роли, так как все производные до m -го порядка заранее равны нулю; в силу этого дифференцирование по K_i производится в порядке возрастания их номеров.

Вычислим чувствительности первого порядка. Выделяя $t=1$ УЗ, представим УТ в виде обобщенного графа (см. рис. 1.14, б). Тогда

$$T_0 = \frac{K_{01,1} K_{01} K_{01,1}}{\Delta_{01}} = T_{01},$$

где $\Delta_{01} = 1 - K_{01} K_{11,1}$ — определитель графа на рис. 1.14, б. Отсюда абсолютная функция чувствительности первого порядка

$$V_1^T = \frac{K_{01,1} K_{01,1}}{\Delta_1^2} = \frac{T_0 - T_{01}}{K_{01} \Delta_{01}}. \quad (2.63)$$

Покажем справедливость общей формулы аналогичного вида. Как следует из обобщенного графа (см. рис. 1.14, а),

$$T_{1, \dots, i} = T_{1, \dots, (i+1)} + (K_{0i, 1, \dots, (i+1)} K_{(i+1)} K_{0i, 1, \dots, (i+1)}) / \Delta_{1, \dots, (i+1)},$$

где $\Delta_{1,\dots,(i+1)} = 1 - K_i K_{i+1,\dots,(i+1)}$. Отсюда

$$V_{(i+1)}^{T_{1,\dots,i}} = (T_{1,\dots,i} - T_{1,\dots,(i+1)}) / K_{(i+1)} \Delta_{1,\dots,(i+1)}. \quad (2.64)$$

Теперь вычислим чувствительность второго порядка. Непосредственно дифференцируя (2.63), находим

$$V_{1,2}^T = V_2^{(V_1^T)} = -\frac{V_2^{T_1}}{\Delta_1 K_1} + \frac{V_2^T}{K_1 \Delta_1} - \frac{V_1^T}{\Delta_1} V_2^{\Delta_1}. \quad (2.65)$$

Второе и третье слагаемые в (2.65) при последующем вычислении функций чувствительности i -го порядка соответственно выразим через производные $(i-1)$ -го и меньших порядков. Следовательно, при выполнении условий НЧ до m -го порядка дальнейшее дифференцирование до $(m+1)$ -го порядка можно производить без учета этих

слагаемых: $V_{1,2}^T = -V_2^{T_1} / \Delta_1 K_1$. Подставляя сюда (2.64) для $i = 1$, получаем

$$V_{1,2}^T = (T_1 - T_{1,2}) / K_1 K_2 \Delta_1 \Delta_{1,2}. \quad (2.66)$$

Продолжая дифференцирование до i -го шага, записываем:

$$V_{1,\dots,i}^T = (-1)^{i-1} (T_{1,\dots,(i-1)} - T_{1,\dots,i}) / \left(\prod_{j=1}^i K_j \Delta_{1,\dots,j} \right), \quad (2.67)$$

где $\Delta_{1,\dots,i} = 1 - K_{i+1,\dots,i}$.

Покажем, что если выполняется (2.67), то для функции чувствительности $(i+1)$ -го порядка справедливо выражение, аналогичное (2.66). Дифференцируя (2.67), получаем

$$\begin{aligned} V_{1,\dots,(i+1)}^T &= (-1)^{i-1} [-V_{i+1}^{T_{1,\dots,i}} + V_{i+1}^{T_{1,\dots,(i-1)}}] \\ &= (T_{1,\dots,(i-1)} - T_{1,\dots,i}) V_{i+1}^{i=1} / \prod_{j=1}^i K_j \Delta_{1,\dots,j}. \end{aligned} \quad (2.68)$$

Подставляя в (2.68) условия НЧ до i -го порядка и (2.64), находим

$$V_{1,\dots,(i+1)}^T = (-1)^i (T_{1,\dots,i} - T_{1,\dots,(i+1)}) / \prod_{j=1}^{i+1} K_j \Delta_{1,\dots,j}.$$

Отсюда для $i = m$ получаем

$$V_{1, \dots, (m+1)}^T = (-1)^m (T_{1, \dots, m} - T_{1, \dots, (m+1)}) / \prod_{j=1}^{m+1} K_j \Delta_{1, \dots, j} \quad (2.69)$$

В результате анализа контурной части обобщенного графа УТ (рис. 2.4), который здесь не приведен в силу его громоздкости, можно показать справедливость следующего выражения для определителя Δ :

$$\Delta = \sum_{j=1}^n \Delta_{1, \dots, j} = (1 - K_1 K_{11,1})(1 - K_2 K_{22,1,2}) \dots \dots (1 - K_n K_{nn,1, \dots, n}). \quad (2.70)$$

Учитывая (2.70), находим из (2.69) окончательное выражение для функции чувствительности $(m+1)$ -го порядка в УТ с НЧ до m -го порядка:

$$V_{1, \dots, (m+1)}^T = (-1)^m (T_0 - T_{1, \dots, n}) / \prod_{i=1}^n K_{0i}. \quad (2.71)$$

Функция чувствительности (2.71) вычисляется в номинальной точке $K_i = K_{0i}$.

Аналогично можно показать, что все производные $(m+1)$ -го порядка, в которых одна переменная встречается два и более раз, равны нулю, так как они всегда выражаются через функции чувствительности m -го и меньших порядков малости. Учитывая это, находим из (2.71) дифференциал $(m+1)$ -го порядка для линейного коэффициента передачи УТ:

$$\left[\left(\sum_{i=1}^{m+1} \frac{\partial}{\partial K_i} \Delta K_i \right)^{(m+1)} T \right] = (m+1)! (-1)^m (T_0 - T_{1, \dots, n}) / \Delta \prod_{i=1}^n K_{0i}.$$

Подставляя это выражение в (2.62), получаем

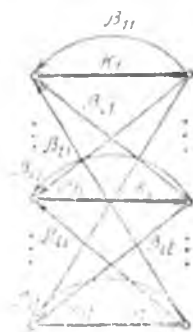


Рис. 2.4

$$\Delta T = (-1)^m \frac{T_0 - T_{1, \dots, n}}{\Lambda} \frac{1}{\prod_{i=1}^n K_{0i}} \prod_{i=1}^n \Delta K_i =$$

$$(-1)^m \frac{T_0 - d}{\Lambda_0} \prod_{i=1}^n \delta K_i. \quad (2.72)$$

Оценка (2.72) для абсолютной погрешности линейной передаточной функции является приближенной, так как она получена из ряда (2.62) посредством отбрасывания членов $(m+1)$ -го и более высоких порядков малости, что допустимо, если ΔK_i достаточно малы. Погрешность приближения легко указать с помощью остаточного члена в форме Лагранжа. При этом равенство (2.72) становится точным, но функции чувствительности вычисляются не в номинальной точке, а при некоторых значениях $K_i = K_{0i} + \theta_i \Delta K_i$, где θ_i — некоторые коэффициенты ($0 < \theta_i < 1$).

Принимая $\theta_i = 1$, $K_i = K_{i \min}$ (наихудший случай) и $\theta_i = 1$, $K_i = K_{i \max}$ (наилучший случай), получаем верхнюю и нижнюю границы для ΔT :

$$-\frac{T-d}{\Lambda} \prod_{i=1}^n \frac{\delta K_i}{1 + \delta K_i} \leq \Delta T \leq \frac{T-d}{\Lambda} \prod_{i=1}^n \frac{\delta K_i}{1 - \delta K_i}. \quad (2.73)$$

Из (2.73) следует, что при малых δK_i обе границы близки друг к другу.

Переходя к более удобным относительным погрешностям, получаем из (2.72), (2.73):

$$|\delta T| \approx \frac{T_0 - d}{T_0} \frac{1}{\Lambda_0} \prod_{i=1}^n \delta K_i; \quad (2.74)$$

$$\frac{T-d}{T} \frac{1}{\Lambda} \prod_{i=1}^n \frac{\delta K_i}{1 + \delta K_i} / \left(1 - \frac{1}{\Lambda} \prod_{i=1}^n \frac{\delta K_i}{1 - \delta K_i} \right) \leq \delta T \leq$$

$$\leq \frac{T-d}{T} \frac{1}{\Lambda} \prod_{i=1}^n \frac{\delta K_i}{1 - \delta K_i} / \left(1 - \frac{1}{\Lambda} \prod_{i=1}^n \frac{\delta K_i}{1 + \delta K_i} \right). \quad (2.75)$$

Выражения (2.74), (2.75) представляют собой искомую оценку относительной погрешности линейной передаточной функции УТ и иллюстрируют эффективность структурных методов повышения точности УТ.

2.3.4. Предельная линейность УТ с НЧ до m -го порядка

Из подстановки условий НЧ до m -го порядка (2.37) — (2.39) в выражения (1.27) — (1.29) следует, что выполнение условия НЧ приводит также к минимизации НИ. Так, уже при $m=1$ номинальные значения нелинейных передаточных функций второго и третьего порядков $T_0^{(2)}, T_0^{(3)}$ строго равны нулю. Однако даже при использовании УЗ с идеальной стабильностью реализация УТ с абсолютной линейностью невозможна, так как при компенсации НИ возникают в свою очередь нелинейные продукты высших порядков. По этой причине, а также вследствие неустойчивости линейных передач УЗ в реальных трактах значения $T^{(s)}$ удовлетворяют условию идеальной линейности с некоторой погрешностью, которую можно уменьшить за счет увеличения порядка НЧ m . Для оценки этой погрешности, как следует из (1.27) — (1.29), необходимо выяснить влияние условий НЧ на обобщенные коэффициенты переноса K_u и K_n .

Поскольку K_u, K_n являются линейными коэффициентами передачи в обобщенном графе (см. рис. 1.14, а), то процедура их анализа аналогична анализу линейной передаточной функции T (см. 2.3.2, 2.3.3), т. е. сначала K_u, K_n представляются степенным рядом, затем его члены вычисляются в соответствии с условиями НЧ.

Покажем, что произведение коэффициентов переноса $K_u K_n$, входящее в состав (1.28), (1.29), представляет собой величину m -го ($m=n-1$) порядка малости для любого УЗ.

Анализ обобщенного графа при одном выделенном звене из (1.37) показывает, что произведение $K_{ui} K_{ni}$ равно

$$K_{ui} K_{ni} = \frac{K_{ui,i}}{1 - K_i K_{ii,i}} \frac{K_{ni,i}}{1 - K_i K_{ii,i}};$$

последнее условие тождественно совпадает с V_1^T . Таким образом, произведение $K_{ui} K_{ni}$ является функцией чувствительности первого порядка, и для него справедливы все соотношения (2.63) — (2.68); в соответствии с (2.72)

$$|K_{ui} K_{ni}| = \frac{T_0 - d}{\Delta_0} \prod_{j=1}^n \delta K_j \quad (j \neq i). \quad (2.76)$$

Подставляя (2.76) в (1.28), (1.29), получаем общее выражение

$$T^{(s)} = \sum_{i=1}^n T_i^{(s)} = \sum_{i=1}^n \frac{T_0 - d}{\Delta_0} \prod_{j=1}^n \delta K_j q_j^{(s)}, \quad (j \neq i), \quad (2.77)$$

где $T_i^{(s)}$ — вклад i -го УЗ в НИ УТ.

Рассмотрим функции $\varphi_i^{(s)}$, которые определяют вклад i -го УЗ в суммарные искажения на выходе УТ; для второго и третьего порядков в соответствии с (1.28), (1.29) $\varphi_i^{(s)}$ имеют вид:

$$\varphi_i^{(2)} = K_{ui}K_i^{(2)}; \quad \varphi_i^{(3)} = K_{ui}^2K_i^{(3)} - 2K_i^{(2)} \sum_{j=1}^n K_{uj}K_j^{(2)}K_{ij}. \quad (2.78)$$

Из сравнения (2.78) с условиями НЧ до m -го порядка следует, что значения функций $\varphi_i^{(2)}$, $\varphi_i^{(3)}$ существенным образом зависят от того, какому условию из (2.37) — (2.39) подчиняется i -е УЗ. Так, наибольшим значением φ_i , а значит, и наибольшим вкладом в НИ УТ обладают УЗ, для которых выполняется (2.38). Это вызвано тем, что на их входы поступает значительный сигнал ($K_{ui} \neq 0$), в результате чего эти УЗ являются основными источниками искажений.

С другой стороны, наименьший вклад в выходные искажения вносят УЗ, удовлетворяющие (2.39), поскольку для таких УЗ равны нулю коэффициенты переноса как на их входы ($K_{ui}=0$), так и от их выходов ($K_{ni}=0$). Для реализации предельной линейности структурно необходимо минимизировать число УЗ, по отношению к которым выполняются (2.37), (2.38), и максимизировать число УЗ, удовлетворяющих (2.39), т. е. $a = \min$, $c = \max$, $b = \min$, где a , b , c определяются из (2.46), (2.47).

Очевидно, что для сохранения усилительной способности количество оставшихся УЗ, влияющих на передачу тракта, не должно быть меньше единицы. Отсюда с учетом (2.47) следует система уравнений, определяющая максимальное значение c и минимальные значения a и b :

$$n - (a + c) = 1, \quad n - (b + c) = 1, \quad n - (a + b + c) = 0, \quad (2.79)$$

т. е. $a = b = 1$, $c = n - 2$. В дальнейшем предполагается, что (2.38) выполняется для первого УЗ, (2.37) — для второго УЗ, (2.39) — для всех остальных ($n - 2$) УЗ.

При таком распределении условий НЧ до m -го порядка нелинейные передаточные функции являются предельно малыми величинами, а номинальное значение линейной передаточной функции всего тракта не превысит усиления одного УЗ (2.56). Для дальнейшего уточнения (2.77) оценим величину коэффициентов переноса K_u для каждого УЗ с помощью степенного ряда

$$K_{ui} = K_{u0i} + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \left\{ \left(\frac{\partial}{\partial K_i} \Delta K_i \right)^j K_{ui} \right\}, \quad (2.80)$$

$$K_{ni} = K_{n0i} + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \left\{ \left(\sum_{l=1}^n \frac{\partial}{\partial K_l} \Delta K_l \right)^j K_{ni} \right\}, \quad (2.81)$$

где K_{n0i} , K_{u0i} — номинальные значения K_{ni} , K_{ui} , определяемые при $K_i = K_{0i}$.

Из анализа обобщенного графа следует, что для рядов (2.89), (2.90) справедливы соотношения, аналогичные (1.42):

$$K_{ui} = \sum_{j=1}^n K_{uj} K_j K_{ji, 1, \dots, n} + K_{ui, 1, \dots, n}; \quad (2.82)$$

$$K_{ni} = \sum_{j=1}^n K_{ij, 1, \dots, n} K_j K_{ni} + K_{ni, 1, \dots, n}. \quad (2.83)$$

Подставляя в (2.82) условия НЧ до m -го порядка с учетом (2.79), определяем номинальное значение K_{u01} первого УЗ:

$$K_{u01} = K_{u01} K_{01} K_{11, 1, \dots, n} - K_{u1, 1, \dots, n},$$

откуда следует, что

$$K_{u01} = \frac{K_{u1, 1, \dots, n}}{1 - K_{01} K_{11, 1, \dots, n}} = \frac{\alpha_1}{1 - K_{01} \beta_{11}}, \quad (2.84)$$

где α_1 , β_{11} находятся из (2.57).

Для второго УЗ посредством подстановки условий НЧ в (2.83) определяем номинальное значение K_{n02} :

$$K_{n02} = K_{n2, 1, \dots, n} / (1 - K_{02} K_{22, 1, \dots, n}) = \gamma_2 / (1 - K_{02} \beta_{22}), \quad (2.85)$$

где γ_2 , β_{22} определяются из (2.57).

Из (2.76) с учетом (2.85) следует, что для второго УЗ K_{u2} является величиной m -го порядка малости по сравнению с K_{u1} :

$$K_{u2} = \frac{T_0 - d}{\Delta_0} \frac{(1 - K_{02} \beta_{22})^{n-1}}{K_{02}} \prod_{i=1}^{n-1} \delta K_i. \quad (2.86)$$

Аналогично для остальных $(n-2)$ УЗ коэффициенты переноса K_{ui} ($i=3, 4, \dots, n$) являются величинами первого и более высоких порядков малости по сравнению с K_{u1} . Это обстоятельство позволяет пренебречь в (2.77) всеми

слагаемыми, кроме первого. В результате с учетом (2.84) — (2.86) приближенная оценка нелинейных передаточных функций УТ принимает вид

$$T^{(s)} \approx K_{u1} K_{u1} q_1^{(s)} \frac{T_0 - T_{1, \dots, n}}{\Lambda_0} \frac{1}{\prod_{j=2}^n K_{0j}} \prod_{i=2}^n \Delta K_i q_i^{(s)}. \quad (2.87)$$

В соответствии с (2.79) для передаточных функций второго и третьего порядков получаем:

$$T^{(2)} = \frac{T_0 - d}{\Lambda_0} \frac{1}{K_{02}} \prod_{j=1}^n \delta K_j \left[\frac{\alpha_2}{1 - K_{02} \beta_{22}} K_2^{(2)} \right], \quad j \neq i; \quad (2.88)$$

$$T^{(3)} = \frac{T_0 - d}{\Lambda_0} \frac{1}{K_{02}} \prod_{j=1}^n \delta K_j \left(\frac{\alpha_2}{1 - K_{02} \beta_{22}} \right)^2 \times \\ \times \left[K_0^{(3)} - 2 (K_0^{(2)})^2 \frac{\beta_{22}}{1 - K_{02} \beta_{22}} \right], \quad j \neq i. \quad (2.89)$$

Выражения (2.87), (2.89) являются приближенными вследствие устранения членов высших порядков малости, однако возникающая при этом ошибка (как и для (2.83)) мала при не слишком больших δK_i ($\delta K_i < 0,1$). Из анализа контурной части обобщенного тракта (здесь не приводится) следует выражение для определителя тракта с НЧ до n -го порядка ($m = n - 1$):

$$\Delta = (1 - K_1 \beta_{11}) \prod_{i=2}^n (1 - K_i \beta_{ii} - K_i \beta_{i+1, i}). \quad (2.90)$$

Подстановка (2.90) в (2.75), (2.87), (2.89) позволяет получить оценку свойств тракта в окончательном виде.

2.3.5. Предельные возможности УТ при использовании одинаковых УЗ

Выражения для линейной (2.56) и нелинейных (2.87) — (2.89) передаточных функций, а также и для относительной погрешности УТ (2.75) с учетом (2.90) представляют собой оценки предельных возможностей структурных методов повышения линейности и стабильности УТ в общем случае. При использовании одинаковых УЗ ($K_{0i} = K_0$, $K_i^{(s)} = K^{(s)}$, $\delta K_i = \delta K$), что характерно для унификации компонентной

базы РЭА, эти соотношения упрощаются и принимают вид:

$$T_0 = \frac{K_0}{1 - K_0\beta}; \quad (2.91)$$

$$\delta T = \frac{(\delta K)^n}{(1 - K_0\beta)(1 - K_0\beta - K_0)^{n-1}}; \quad (2.92)$$

$$T^{(2)} = \frac{(\delta K)^{n-1}}{(1 - K_0\beta)^2(1 - K_0\beta - K_0)^{n-1}} K^{(2)}; \quad (2.93)$$

$$T^{(3)} = \frac{(\delta K)^{n-1}}{(1 - K_0\beta)^3(1 - K_0\beta - K_0)^{n-1}} \left[K^{(3)} + 2(K^{(2)})^2 \frac{\beta}{1 - K_0\beta} \right]. \quad (2.94)$$

Здесь для упрощения принято: $\alpha_i = \gamma_i = \beta_{i+1,i} = 1$, $\beta_{i,i} = \beta$, $d \ll T_0$. Необходимо отметить, что $(1 - K_0\beta)$ является положительной величиной, так как $K_0\beta$ образуют контур ООС.

Найденные оценки (2.91)–(2.94) сведены в табл. 2.1, где для сравнения даны параметры для УТ, состоящего из одиночного УЗ с ООС β , для которого, как известно:

$$T_0 = \frac{K_0}{1 - K_0\beta}; \quad \delta T_{\text{ООС}} = \frac{\delta K}{1 - K_0\beta};$$

$$T_{\text{ООС}}^{(2)} = \frac{K^{(2)}}{(1 - K_0\beta)^2}; \quad T_{\text{ООС}}^{(3)} = \frac{1}{(1 - K_0\beta)^3} \left[K^{(3)} + 2(K^{(2)})^2 \frac{\beta}{1 - K_0\beta} \right],$$

где $\delta T_{\text{ООС}}$, $T_{\text{ООС}}^{(2)}$, $T_{\text{ООС}}^{(3)}$ — соответственно относительная погрешность и нелинейные передаточные функции второго и третьего порядков звена, охваченного ООС.

Как следует из табл. 2.1, стабильность и линейность УТ с НЧ до m -го порядка отличаются от соответствующих параметров одного УЗ с обратной связью множителем

$$A = \delta K^{(n-1)} / (1 - K_0\beta + K_0)^{(n-1)}, \quad (2.95)$$

который является величиной $(n-1)$ -го порядка малости.

Таким образом, структурные методы позволяют улучшить линейность и стабильность УТ за счет только двух факторов: 1) увеличения определителя тракта, что связано с организацией петель обратной связи (максимизация знаменателя (2.95)); 2) повышения точности компенсации (минимизация числителя (2.95)), что при заданных δK_i достигается увеличением количества n используемых УЗ и порядка m .

Таким образом, величина выигрыша в линейности и ста-

Вид УТ	Усиление T_0	Стабильность δT
УЗ	K_0	δK
Идеальный УТ	$T_0 = \text{const}$	$\delta T = 0$
УЗ с ООС	$\frac{K_0}{1 - \beta K_0}$	$\frac{\delta K}{1 - \beta K_0}$
УТ с НЧ до $(n-1)$ -го порядка	$\frac{K_0}{1 - \beta K_0}$	$\frac{\delta K}{(1 - \beta K_0)} \left(\frac{\delta K}{1 - \beta K_0 + K_0} \right)^{n-1}$

бильности УТ по сравнению с одним УЗ, охваченным ООС, как следует из табл. 2.1 и (2.95), равна

$$\delta T_{\text{ООС}} / \delta T = T_{\text{ООС}}^{(2)} / T^{(2)} = T_{\text{ООС}}^{(3)} / T^{(3)} = 1/A.$$

Данное выражение позволяет получить количественную оценку выигрыша в каждом конкретном случае. Так, если $\delta K = 0,1$, $K_0 = 3$, $\beta = 0,5$, что легко реализуется на практике, то выигрыш в линейности и стабильности УТ из n УЗ будет равен (в дБ)

$$1/A = (n - 1) 32. \quad (2.96)$$

В случае использования УЗ с большей ($\delta K = 0,3$) или меньшей ($\delta K = 0,03$) погрешностями, выигрыш (в дБ) составляет соответственно:

$$(1/A) = (n - 1) 22; \quad (1/A) = (n - 1) 42. \quad (2.97)$$

Из выражений (2.96), (2.97), графики которых приведены на рис. 2.5, следует, что в случае УТ из трех УЗ с НЧ второго порядка теоретический выигрыш в линейности и стабильности может достигать 40—80 дБ и существенным образом зависит от относительной погрешности линейного усиления используемых звеньев.

Сформулируем основные свойства УТ с НЧ.

1. Структурные методы являются эффективным средством

Таблица 2.1

Передача	
квадратичная $T^{(2)}$	кубичная $T^{(3)}$
$K^{(2)}$	$K^{(3)}$
$T^{(2)} = 0$	$T^{(3)} = 0$
$\frac{K^{(2)}}{(1 - \beta K_0)^2}$	$\frac{K^{(3)} + 2(K^{(2)})^2 \frac{\beta}{1 - K_0 \beta}}{(1 - K_0 \beta)^2}$
$\frac{K^{(2)}}{(1 - \beta K_0)^2} \left(\frac{\delta K}{1 + \beta K_0 + K_0} \right)^{n-1}$	$\frac{K^{(3)} + 2(K^{(2)})^2 \frac{\beta}{1 - K_0 \beta}}{(1 - K_0 \beta)^2} \left(\frac{\delta K}{1 - \beta K_0 + K_0} \right)^{n-1}$

вом повышения качества УТ и позволяют существенно (табл. 2.1, рис. 2.5) улучшить линейность и стабильность УТ по сравнению с одиночным УЗ с ООС. Величина выигрыша определяется количеством используемых УЗ и их стабильностью.

2. Наибольший порядок m , реализуемый без потери усиления тракта, на единицу меньше используемых УЗ: $m_{\max} = n - 1$; при этом усиление тракта не превышает усиления одного звена.

3. Уровень относительной погрешности и НЧ тракта уменьшается при увеличении порядка НЧ.

4. Усиление тракта зависит от порядка m и от способа распределения условий НЧ между звеньями.

5. Структурные методы делают возможным улучшение линейности и стабильности тракта за счет двух факторов: 1) увеличения определителя тракта Δ_0 , что связано с использованием петель ООС; 2) повышения точности компенсации дефектов УЗ (множитель δK^{n-1} в табл. 2.1), что при заданной нестабильности звеньев обеспечивается наращиванием порядка НЧ m .

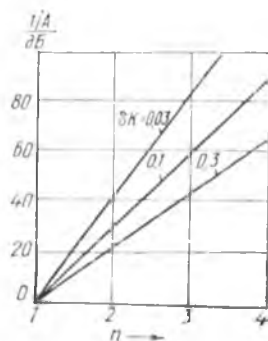


Рис. 2.5

3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РЕАЛИЗАЦИЯ ВЫСОКОЛИНЕЙНЫХ СТАБИЛЬНЫХ УТ

3.1. ОБЩАЯ ПРОЦЕДУРА МНОГОФАКТОРНОГО СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА ВЫСОКОЛИНЕЙНЫХ УТ

Исходными данными при синтезе УТ являются: K_{0i} — номинальное усиление УЗ; δK_i — относительные погрешности усиления; $K_i^{(2)}$, $K_i^{(3)}$ — ядра (передаточные функции) второго и третьего порядков.

Необходимо синтезировать УТ с требуемыми характеристиками передачи: T_0 , δT — номинальное усиление УТ и его относительная погрешность; $T^{(2)}$, $T^{(3)}$ — ядра второго и третьего порядков УТ.

Синтез сводится к последовательному выполнению ряда этапов.

1 этап. Определение необходимой сложности УТ, т. е. количества УЗ n и порядка ПЧ m .

Этот этап содержит следующие позиции:

1) выбор глубины местных обратных связей. Из (2.91) определяем глубину местных обратных связей:

$$\beta_i = 1/T_0 - 1/K_{0i}; \quad (3.1)$$

2) обеспечение требуемой относительной погрешности коэффициента усиления. Из (2.74) или (2.90) и (2.92) находим требуемый порядок ПЧ и коэффициент передачи β_{i+1} . Так как решение этой задачи неоднозначно, то можно рекомендовать следующую последовательность операций: выбираем значение β_{i+1} , позволяющее без специальных мер обеспечить устойчивую работу петель ООС, а затем последовательным увеличением порядка $m = m_1$ добиваемся удовлетворения (2.74).

Следует обратить внимание на то, что полный отказ от обратных связей ($\beta_{i+1} = 0$) требует увеличения порядка ПЧ n , следовательно, усложнения УТ; и наоборот, излишнее увеличение глубины обратных связей, т. е. определителя Δ_0 (2.90), приводит к неустойчивой работе УТ;

3) обеспечение требуемой линейности УТ. Из (2.88) и (2.89) или (2.93) и (2.94) находим наибольшее значение $m = m_2$, обеспечивающее требования к $T^{(2)}$ и $T^{(3)}$ одновременно;

4) выбор необходимого порядка ИЧ m . Окончательно выбираем $m = \max[m_1, m_2]$;

5) выбор необходимого количества УЗ n . Используя соотношение $n \geq m + 1$, определяем n .

Таким образом, в результате первого этапа устанавливаем порядок ИЧ, требуемый для обеспечения заданной точности и линейности, и число УЗ, необходимое для достижения заданного усиления. Очевидно, что при использовании «плохих» УЗ (с большими вариациями и нелинейными искажениями) для получения УТ с заданными свойствами необходимо увеличивать порядок ИЧ и число УЗ, т. е. тракт должен быть более сложным, и наоборот, при использовании УЗ лучшего качества (по точности и линейности) можно получать более простые УТ. Заметим, что m и n определяются приближенно, так как учитываются лишь порядки величин. Окончательный выбор величин m и n производится при выполнении последующих этапов.

II этап. Определение необходимых требований к структуре УТ.

Сначала изображаем n ветвей графа, соответствующих УЗ, далее последовательно изображаем пути, связывающие вход и выход каждого УЗ со входом и выходом УТ и являющиеся графическим отображением уравнений (2.37) — (2.39), задающих условия ИЧ до m -го порядка (значение m определено на этапе I). Это позволяет установить необходимое количество путей графа УТ и их позиции по отношению к УЗ. Как показано в § 3.2—3.4, процедура перехода от системы уравнений (2.37) — (2.39) к соответствующим необходимым структурным требованиям является регулярной и позволяет определить все их варианты.

III этап. Определение конкретных структур УТ.

На данном этапе с помощью эквивалентных преобразований найденных структурных условий последовательно находим УТ, удовлетворяющие требованиям этапов I и II. Задача оказывается неоднозначной, поэтому целесообразно одновременно производить отбор синтезируемых структур УТ по дополнительным критериям: минимальному числу пассивных звеньев, минимальному числу узлов, простоте реализации и т. д. Несмотря на многозначность, данная задача легко формализуется и допускает регулярное решение.

В приложении 3 приведена программа для машинного синтеза структур УТ, не содержащих обратных связей.

IV этап. Определение параметров звеньев синтезируемых структур.

Данный этап включает следующие позиции:

1) запись условий настройки тракта, обеспечивающих НЧ. Для полученных на этапе III структур находятся необходимые передачи K_{ui} , K_{pi} и подставляются в систему уравнений (2.37) — (2.39), каждое из которых может быть представлено в общем виде следующим образом: $F(K_{0i}, R_j) = 0$, где K_{0i} , R_j — линейные передаточные функции соответственно УЗ и пассивных звеньев тракта ($R_j \leq 1$);

2) расчет звеньев структуры УТ. Решая систему (2.37) — (2.39) относительно R_j , определяем величины коэффициентов передач пассивных звеньев. Если число неизвестных больше числа уравнений, то часть K_i можно определить в соответствии с дополнительными требованиями;

3) проверка условий физической реализуемости. Найденные структуры проверяются на условия физической реализуемости ($R_i \leq 1$) и устойчивости на основе известных критериев Рауса—Гурвица, Михайлова и др.). Все структуры, не соответствующие этим условиям, из дальнейшего рассмотрения исключаются.

V этап. Заключительный анализ синтезируемой структуры УТ.

Производится проверка (окончательная) найденных структур на соответствие заданным условиям (2.37) — (2.39). С этой целью известными методами определяются линейные и нелинейные передаточные функции, а также анализируется их стабильность. При невыполнении условия заданного усиления следует повторить процедуру синтеза, начиная с этапа I, увеличив число УЗ n . При невыполнении условия требуемых линейностей (2.88) и точности (2.74) следует увеличить порядок НЧ m . Отметим, что при значительном усложнении УТ и повышении его точности и линейности возрастает роль неустойчивости большого количества пассивных соединительных звеньев тракта, которая не учтена в данном методе синтеза.

Пример 3.1. С помощью данной процедуры выполним синтез УТ с НЧ до второго порядка включительно. Требуется синтезировать структуру УТ, обеспечивающего не менее чем 100-кратное повышение линейности (т. е. уменьшение $T^{(2)}$, $T^{(3)}$) и стабильности при номинальном усилении $T_0 = 3$, причем используются одинаковые УЗ с параметрами $K_{01} = K_0 = 3$, $\delta K_i = \delta K = 0,2$.

I этап. Определение необходимой сложности УТ.

Данный этап состоит из следующих позиций:

- 1) из (3.1) определяем $\beta_i=0$, т. е. при $T_0=K_0$ потери в усилении при введении обратной связи недопустимы;
- 2) обеспечение требуемой относительной погрешности. Задаемся $\beta_{i+1,i}=1$, $m_1=2$ и находим δT из (2.92): $\Delta_0=16$; $\delta T=\frac{1}{400} \delta K_i=0,05\%$, что позволяет удовлетворить заданной стабильности УТ;
- 3) обеспечение требуемой линейности УТ. Задаемся $m_2=2$ и из (2.93), (2.94) определяем $T^{(2)}=K^{(2)}/400$; $T^{(3)}=K^{(3)}/400$, что удовлетворяет требуемой линейности УТ;

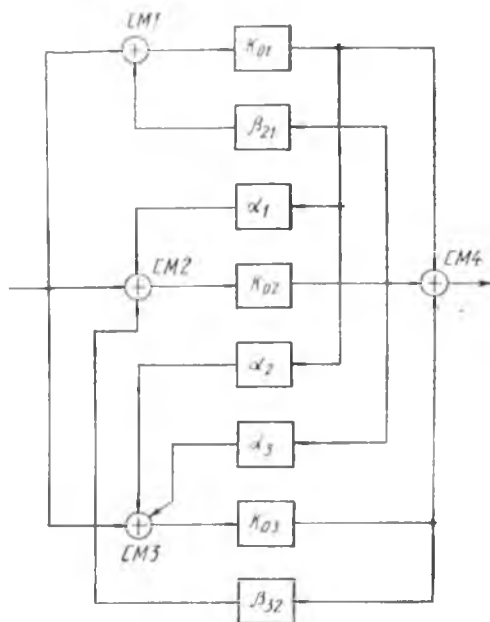


Рис. 3.1

4) выбор порядка НЧ m . Выбираем $m_1=m_2=m=2$;
 5) выбор числа УЗ n . Из условия $m=n-1$ (см. § 2.3.3) определяем $n=m+1=3$.

II этап. Определение необходимых требований к структуре УТ.
 При $n=3$, $m=2$ условия НЧ в соответствии с (2.37)–(2.39) принимают вид:

$$K_{u1,1} \neq 0, K_{u1,1} = 0, K_{u1,1,2} = 0, K_{u1,1,3} = 0; K_{u1,1,2,3} \neq 0; \quad (3.2)$$

$$K_{u2,2} = 0, K_{u2,2} = 0, \quad (3.3)$$

$$K_{u3,3} \neq 0, K_{u3,3} = 0, K_{u3,1,3} = 0, K_{u3,2,3} = 0, K_{u3,1,2,3} \neq 0. \quad (3.4)$$

Используем для выполнения (3.2)–(3.4) второй структурный принцип (см. § 2.2.2) обеспечения условий НЧ, основанный на введении в УТ параллельных каналов, суммарная передача по которым равна нулю.

В соответствии с НМ необходимым структурным условием выполнения (3.4) является наличие в графе УТ трех прямых путей от входа УТ до выхода третьей УЗ; при этом первый путь не включает ни одного УЗ, второй проходит через второе УЗ, третий — через первое УЗ. Аналогично для выполнения (3.2) необходимо наличие хотя бы трех прямых путей с выхода первого УЗ на выход УТ, из которых ни один не должен включать ни одного УЗ, а два других должны проходить соответственно через второе и третье УЗ. Эти требования также автоматически позволяют выполнить (3.3).

Объединяя указанные требования, находим, что необходимым структурным условием НЧ до второго порядка является наличие семи путей от входа до выхода УТ, из которых три пути включают по одному УЗ, три — по два УЗ и один путь — все три УЗ.

В соответствии с позицией 2 данного примера УТ должен содержать две ветви с единичной передачей $\beta_{11} = \beta_{32} = 1$.

III этап. Определение конкретной структуры УТ.

Найденным условиям может удовлетворять множество конкретных структур. В связи с этим целесообразно остановиться на простейшей (рис. 3.1).

IV этап. Определение параметров звеньев синтезируемой структуры.

Условия (3.2) — (3.4) для УТ, приведенного на рис. 3.1, имеют вид

$$\left. \begin{aligned} (1 - K_0^2 \alpha_3) + \alpha_1 K_0 (1 + \alpha_3 K_0) + \alpha_2 K_0 (1 + K_0) &= 0; \quad 1 + \alpha_2 K_0 = 0; \\ 1 + \alpha_1 K_0 &= 0; \\ 1 + \alpha_1 K_0 + K_0 (1 + \alpha_2 K_0) = 0, \quad 1 + \alpha_3 K_0 + K_0 (1 + \alpha_2 K_0) &= 0; \\ (1 - K_0^2 \alpha_1) + K_0 (\alpha_2 + \alpha_1 K_0 \alpha_3) + K_0 (\alpha_3 + K_0 \alpha_2) &= 0; \\ 1 + \alpha_2 K_0 = 0, \quad 1 + \alpha_3 K_0 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

Анализ системы уравнений (3.5) показывает, что она может быть приведена к виду:

$$1 + \alpha_2 K_0 = 0; \quad 1 + \alpha_3 K_0 = 0; \quad 1 + \alpha_1 K_0 = 0$$

или

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = -1/K_0.$$

3.2. СИНТЕЗ УТ, СОДЕРЖАЩИХ ДВА УЗ

Найдем все возможные способы удовлетворения условиям НЧ для трактов из двух УЗ. Ввиду того, что этот класс трактов оказывается относительно несложным, разработанная процедура структурного синтеза позволяет легко установить все возможные структурные конфигурации, удовлетворяющие условиям НЧ для двух УЗ одновременно.

I этап. Определение необходимой сложности УТ.

Так как количество УЗ задано ($n=2$), то в соответствии с условием $m_{\max} = n-1$ (см. § 2.3.2) порядок НЧ может быть выбран только равным единице ($m=1$). Попытки реализовать НЧ больших порядков ($m > m_{\max} = 1$) в

двухзвенных трактах приведут к заведомой потере усиления.

II этап. Определение необходимых требований к структуре УТ.

Из § 2.2.1 следует, что условия ПЧ для случая $m=1$, $n=2$ имеют вид

$$\left. \begin{aligned} K_{11,1} \neq 0, \quad K_{11,1} &= 0; \\ K_{12,2} \neq 0, \quad K_{12,2} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

В соответствии с общей процедурой синтеза далее определяют структурные свойства УТ, необходимые для реализации условий (3.6). Для этого следует найти графическое (структурное) отображение (3.6) в двухзвенных трактах.

Данная задача решается с помощью обобщенного сигнального графа (см. § 1.4) двухзвенного УТ (рис. 3.2). Напомним, что ветви K_1 и K_2 соответствуют активным УЗ. В таком виде может быть изображен любой двухзвенный УТ после эквивалентных преобразований его соединительных звеньев (см. § 1.4). При этом коэффициенты передачи соединительных ветвей обобщенного графа представляют собой соответствующие частные коэффициенты переноса, определенные при всех удаленных УЗ (т. е. при $K_1=K_2=0$):

$$\left. \begin{aligned} a_i &= K_{1i,1,2}, \quad b_{ij} = K_{1i,1,2}, \quad c_i = K_{1i,1,2}, \\ d &= T_{1,2}, \quad i, j \in (1, 2). \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

Структурный смысл данных коэффициентов очевиден: a_i характеризуют связи каждого УЗ со входом УТ; b_{ij} представляют связи всех УЗ друг с другом; c_i описывают связи каждого УЗ с выходом УТ; d характеризует связь между выходом и входом УТ, существующую, помимо УЗ, за счет только пассивных соединительных звеньев. В дальнейшем вклад этой связи в общую передачу тракта считается пренебрежимо малым:

$$d = T_{1,2,3} = 0. \quad (3.8)$$

Набор из восьми соединительных ветвей обобщенного графа двухзвенного УТ исчерпывающим образом описывает структурные свойства данного класса УТ. Например, с помощью этих ветвей можно легко установить количество

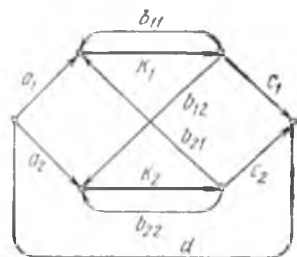


Рис. 3.2

путей и их передачи между двумя любыми точками УТ, а также позиции УЗ по отношению к ним и т. д.

В результате поставленная задача сводится к тому, чтобы условия НЧ (3.6), которые выражены в терминах частных коэффициентов переноса, определяемых при одном удаленном УЗ, выразить в терминах тех же коэффициентов (3.7), определяемых при двух удаленных УЗ. Это позволит получить допустимые значения a_i, b_{ij}, c_i .

Применяя формулу Мэсона к обобщенному графу двухзвенного УТ (см. рис. 3.2), находим обобщенные коэффициенты переноса (передачи) сигнала от входа УТ на входы УЗ (K_{ui}) и от выходов УЗ на выход УТ (K_{ni}):

$$K_{u1} = \frac{1}{\Delta} [a_1 (1 - K_2 b_{22}) + a_2 K_2 b_{21}]; \quad (3.9)$$

$$K_{u2} = \frac{1}{\Delta} [a_2 (1 - K_1 b_{11}) + a_1 K_1 b_{12}]; \quad (3.10)$$

$$K_{n1} = \frac{1}{\Delta} [c_1 (1 - K_2 b_{22}) + b_{12} K_2 c_2]; \quad (3.11)$$

$$K_{n2} = \frac{1}{\Delta} [c_2 (1 - K_1 b_{11}) + b_{21} K_1 c_1], \quad (3.12)$$

где Δ — определитель тракта,

$$\Delta = 1 - K_1 b_{11} - K_2 b_{22} - K_1 b_{12} K_2 b_{21} + K_1 b_{11} K_2 b_{22}. \quad (3.13)$$

Запишем также коэффициент передачи УТ

$$T = \frac{1}{\Delta} [a_1 K_1 c_1 (1 - K_2 b_{22}) + a_2 K_2 c_2 (1 - K_1 b_{11}) + a_1 K_1 b_{12} K_2 c_2 + a_2 K_2 b_{21} K_1 c_1]. \quad (3.14)$$

Исходя из определения частных коэффициентов переноса, приравняем в (3.9) — (3.13) соответствующие K_i нулю, после чего подставим (3.9) — (3.13) в (3.6). В итоге получим условия НЧ (3.6) в виде:

$$c_1 (1 - K_2 b_{22}) + b_{12} K_2 c_2 \neq 0; \quad (3.15)$$

$$a_1 (1 - K_2 b_{22}) + a_2 K_2 b_{21} = 0; \quad (3.16)$$

$$a_2 (1 - K_1 b_{11}) + a_1 K_1 b_{12} \neq 0; \quad (3.17)$$

$$c_2 (1 - K_1 b_{11}) + b_{21} K_1 c_1 = 0. \quad (3.18)$$

Однако, кроме выполнения условий НЧ, необходимо также обеспечить устойчивость и требуемое усиление тракта, для чего следует наложить соответствующие ограничения на коэффициенты a_i, b_{ij}, c_i .

Для оценки устойчивости УТ надо, как известно, тем или иным способом исследовать характеристический многочлен УТ (знаменатель передаточной функции УТ, представленный в виде многочлена относительно переменной $p=j\omega$). Например, коэффициенты этого многочлена должны подчиняться критерию Рауса—Гурвица. Для частного случая безынерционных УТ, т. е. не содержащих частотно-зависимых элементов, характеристический многочлен обращается в действительное число, причем его знак совпадает со знаком определителя тракта. Поэтому условием устойчивости безынерционных УТ является положительность его определителя

$$\Delta > 0. \quad (3.19)$$

Для двухзвенного УТ, подставляя (3.13) в (3.19), получаем

$$1 - K_1 b_{11} - K_2 b_{22} - K_1 b_{12} K_2 b_{21} + K_1 b_{11} K_2 b_{22} > 0. \quad (3.20)$$

Физический смысл этого условия наглядно поясняется простым примером одного УЗ с передачей K_1 , охваченного цепью обратной связи b_{11} . Передача такого тракта равна $T = K_1/\Delta$, где определитель $\Delta = 1 - K_1 b_{11}$. Очевидно, в петле только тогда возникнут незатухающие колебания, когда петлевая передача $K_1 b_{11}$, во-первых, имеет положительный знак и, во-вторых, превышает по величине единицу (т. е. $K_1 b_{11} > 1$); при этом $\Delta < 0$, что противоречит (3.19). Во всех остальных случаях генерация колебаний будет отсутствовать. Если $0 < K_1 b_{11} < 1$, то имеет место ПОС, не нарушающая устойчивости; при этом $0 < \Delta < 1$. Если $b_{11} = 0$, т. е. обратная связь отсутствует, то $\Delta = 1$. Наконец, при $K_1 b_{11} < 0$ (случай ООС) определитель $\Delta > 1$. Для более сложных трактов с большим количеством петель обратной связи невыполнение (3.19) также указывает на наличие в тракте условий генерации колебаний.

При проектировании УТ с учетом инерционных свойств важен строгий анализ устойчивости в каждом конкретном случае; такой анализ выполняется на этапе IV общей процедуры синтеза.

Для оценки усилительной способности УТ необходимо контролировать его коэффициент передачи ($T \neq 0$). Из § 2.3.2 следует, что передача УТ при $n=2, m=1$ может быть представлена в виде $T = K_{u1,1,2} K_1 K_{u1} + T_{1,2} =$

$= K_{u2}K_2K_{п2,1,2} + T_{1,2}$. Используя обозначение (3.7) и условие (3.8), получаем $T = a_1K_1K_{п1} - K_{u2}K_2c_2$. Отсюда следует, что для сохранения усиления необходимо выполнить неравенства $a_1K_{п1} \neq 0$, $c_2K_{u2} \neq 0$.

Так как $K_{п1} \neq 0$, $K_{u2} \neq 0$ (это следует из условий (3.6)), то и $K_{п1,1} \neq 0$, $K_{u2,2} \neq 0$ (см. § 1.4). Отсюда окончательно получаем:

$$a_1 \neq 0; c_2 \neq 0. \quad (3.21)$$

Иными словами, если в двухзвенном УТ с НЧ вход звена K_1 не подключен ко входу тракта, а выход звена K_2 не подключен к выходу тракта (с помощью пассивных соединительных звеньев либо непосредственно), то реализация условий НЧ (3.6) приведет к нулевому усилению.

Таким образом, если коэффициенты a_i , b_{ij} , c_i (см. (3.7)) двухзвенного тракта подчиняются соотношениям (3.15) — (3.18), (3.20), (3.21), то такой тракт обладает усилением, устойчив и удовлетворяет условиям НЧ первого порядка.

Указанные соотношения следует привести к более удобному виду. Разделим обе части (3.15) — (3.18) соответственно на K_2c_2 , K_2a_1 , K_1a_1 , K_1c_2 . В результате получим:

$$\frac{c_1}{c_2} \frac{(1 - K_2b_{12})}{K_2} + b_{12} \neq 0; \quad (3.22)$$

$$\frac{(1 - K_2b_{22})}{K_2} + \frac{a_2}{a_1} b_{21} = 0; \quad (3.23)$$

$$\frac{a_2}{a_1} \frac{(1 - K_1b_{11})}{K_1} + b_{12} \neq 0; \quad (3.24)$$

$$\frac{(1 - K_1b_{11})}{K_1} - \frac{c_1}{c_2} b_{21} = 0. \quad (3.25)$$

Условие (3.20) может быть представлено в виде

$$K_1K_2 \left[\frac{(1 - K_1b_{11})}{K_1} \frac{(1 - K_2b_{22})}{K_2} - b_{12}b_{21} \right] > 0. \quad (3.26)$$

Запишем также коэффициент передачи УТ (3.14), вынося за скобки K_1K_2 :

$$T = K_1K_2 \frac{a_1c_2 \left[\frac{c_1}{c_2} \frac{(1 - K_2b_{22})}{K_2} + \frac{a_2}{a_1} \frac{(1 - K_1b_{11})}{K_1} + b_{12} + \frac{a_2}{a_1} \frac{c_1}{c_2} b_{21} \right]}{\frac{(1 - K_1b_{11})}{K_1} \frac{(1 - K_2b_{22})}{K_2} - b_{12}b_{21}}. \quad (3.27)$$

Подставляя (3.23), (3.25) в (3.22), (3.24), (3.26), (3.27), находим:

$$-\frac{a_2}{a_1} \frac{c_1}{c_2} b_{21} + b_{12} \neq 0; \quad (3.28)$$

$$K_1 K_2 b_{21} \left(\frac{a_2}{a_1} \frac{c_1}{c_2} - b_{12} \right) > 0; \quad (3.29)$$

$$T = -a_1 c_2 / b_{21}. \quad (3.30)$$

Из выражений (3.28) — (3.30) следует, что (3.22) и (3.24) эквивалентны (3.28) и что при выполнении (3.29) неравенство (3.28) также справедливо. Таким образом, условия (3.22), (3.24), (3.26) эквивалентны (3.29); при этом усиление тракта (3.27) определяется тремя соединительными звеньями a_1 , c_2 , b_{21} (см. (3.30)). Определяя b_{21} из (3.30) и подставляя в (3.23), (3.25), (3.29), находим:

$$b_{21} = -a_1 c_2 / T; (1 - K_2 b_{22}) / K_2 = a_2 c_2 / T;$$

$$(1 - K_1 b_{11}) / K_1 = a_1 c_1 / T; K_1 K_2 b_{21} \left(-a_2 c_1 / T - b_{12} \right) > 0.$$

Отсюда получаем окончательные выражения для a_i , b_{ij} , c_i :

$$\left. \begin{aligned} b_{11} &= -a_1 c_1 / T + 1 / K_1; \quad b_{21} = -a_1 c_2 / T; \\ b_{12} &= \begin{cases} > a_2 c_1 / T & (\text{при } K_1 K_2 b_{21} > 0); \\ < a_2 c_1 / T & (\text{при } K_1 K_2 b_{21} < 0); \end{cases} \\ b_{22} &= -a_2 c_2 / T + 1 / K_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.31)$$

Условия НЧ первого порядка и условия сохранения усиленной способности и устойчивости, представленные в виде (3.31), позволяют определить необходимые структурные свойства двухзвенных УТ.

Таблица 3.1

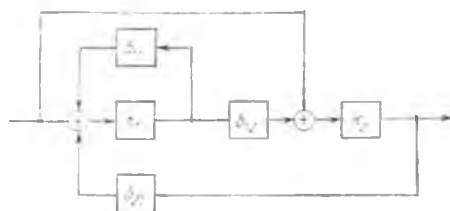
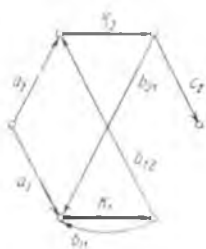
Номер варианта	Значение коэффициента	
	a_2	c_1
1	0	0
2	0	0
3	0	0
4	0	0

Примечание. Символ $\overline{0}$ означает, что значение коэффициента не равно нулю.

Таблица 3.2

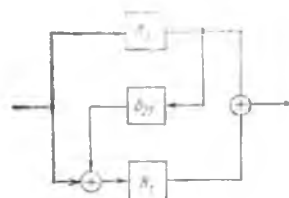
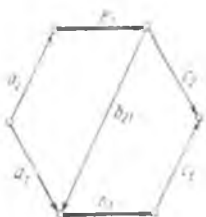
Номер вари- анта	Обобщенный граф	Структурная схема	Структурные свойства		Определитель
			пути	контура	
1	2	3	4	5	6
1			$a_1 K_1 b_{12} K_2 c_2$	$K_1 b_{11}$ $K_2 b_{22}$ $K_1 b_{12} K_2 b_{21}$	$- K_1 b_{12} K_2 b_{21}$
2			$a_1 K_1 c_1$ $a_1 K_1 b_{12} K_2 c_2$	$K_2 b_{22}$ $K_1 b_{12} K_2 b_{21}$	$- K_1 b_{12} K_2 b_{21}$

3



$$\begin{array}{l} a_2 K_2 c_2 \\ a_1 K_1 b_{12} K_2 c_2 \end{array} \quad \begin{array}{l} K_1 b_{11} \\ K_1 b_{12} K_2 b_{21} \end{array} \quad - K_1 b_{12} K_2 b_{21}$$

4



$$\begin{array}{l} a_1 K_1 c_1 \\ a_2 K_2 c_2 \\ a_2 K_2 b_{21} K_1 c_1 \end{array}$$

1

Часть коэффициентов в (3.31) (например, a_i, c_i , входящие в правые части) может быть задана произвольно, что указывает на избыточность условий (3.31). При этом наибольший интерес представляет равенство нулю коэффициентов a_i, c_i либо их отличие от него, так как это отвечает наличию либо отсутствию соответствующих связей в структуре тракта. Из-за ограничений (3.24) ($a_1 \neq 0, c_2 \neq 0$) свободными остаются коэффициенты a_2, c_1 . При этом, очевидно, возможны четыре варианта (табл. 3.1). Рассмотрим каждый из них.

Вариант 1. При $a_2 = c_1 = 0$ условия (3.31) принимают вид

$$\left. \begin{aligned} b_{11} &= 1/K_1; \quad b_{21} = -a_1 c_2 / T; \\ b_{12} &= \begin{cases} > 0 \text{ (при } K_1 K_2 b_{21} > 0); \\ < 0 \text{ (при } K_1 K_2 b_{21} < 0); \end{cases} \\ b_{22} &= 1/K_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.32)$$

В табл. 3.2 (вариант 1) показан полученный из (3.32) вариант обобщенного графа УТ, а также соответствующая ему структурная схема. В данном варианте сигнал на вход звена K_1 поступает по одному пути, состоящему из ветви a_1 , при этом УТ содержит не касающийся его контур ПОС с единичной петлевой передачей $K_2 b_{22} = 1$. Аналогично НП, появляющиеся на выходе звена K_2 , поступают на выход УТ по одному пути, состоящему из ветви c_2 , при этом УТ содержит не касающийся его контур единичной ПОС $K_2 b_{22} = 1$. Таким образом, в первом варианте для обеспечения НЧ как к звену K_1 , так и к звену K_2 использован второй структурный принцип (см. § 2.2.2).

В результате структура УТ должна содержать один прямой путь от входа до выхода, проходящий через оба УЗ, — $a_1 K_1 b_{12} K_2 c_2$, а также три контура — $K_1 b_{11}$; $K_2 b_{22}$; $K_1 b_{12} K_2 b_{21}$, причем два из них образуют ПОС с единичной петлевой передачей. Наличие касающегося их контура ООС ($K_1 b_{12} K_2 b_{21} < 0$) обеспечивает положительный знак определителя ($\Delta = -K_1 b_{21} K_2 b_{12}$) и сохраняет устойчивость УТ.

Вариант 2. При $a_2 = 0$ условие (3.31) принимает вид

$$\left. \begin{aligned} b_{11} &= -a_1 c_1 / T \pm 1/K_1; \quad b_{21} = -a_1 c_2 / T; \\ b_{12} &= \begin{cases} > 0 \text{ (при } K_1 K_2 b_{21} > 0); \\ < 0 \text{ (при } K_1 K_2 b_{21} < 0); \end{cases} \\ b_{22} &= 1/K_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.33)$$

Следует отметить, что коэффициент b_{11} может быть равен нулю при выборе $K_1 = T/a_1c_1$:

$$b_{11} = 0. \quad (3.34)$$

Из (3.33), (3.34) получаем второй вариант обобщенного графа, а также соответствующую ему структурную схему (см. табл. 3.1, вариант 2). Здесь сигнал на вход K_1 , как и в предыдущем варианте, поступает по одному пути a_1 , причем звено K_2 должно быть охвачено петлей единичной ПОС. Нелинейные продукты K_2 поступают на выход УТ по двум путям c_2 и $b_{21}K_1c_1$, причем передачи этих путей, как следует из (3.33), равны по величине и противоположны по знаку. Таким образом, во втором варианте для достижения ПЧ к звену K_1 используется второй структурный принцип, а к звену K_2 — первый структурный принцип (см. § 2.2.2). В результате УТ должен содержать два прямых пути от входа до выхода, проходящие через звено K_1 , — $a_1K_1c_1$ и через оба УЗ — $a_1K_1b_{12}K_2c_2$, а также два контура — K_2b_{22} и $K_1b_{12}K_2b_{21}$. Необходимо отметить, что тракт может иметь контур K_1b_{11} , при этом передача ветви b_{11} выбирается в соответствии с (3.33).

В а р и а н т 3. При $c_1=0$ условия (3.31) принимают вид

$$\left. \begin{aligned} b_{11} &= 1/K_1; \quad b_{21} = -a_1c_2/T; \\ b_{12} &= \begin{cases} > 0 & (\text{при } K_1K_2b_{21} > 0); \\ < 0 & (\text{при } K_1K_2b_{21} < 0); \end{cases} \\ b_{22} &= -a_2c_2/T + 1/K_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.35)$$

Здесь коэффициент b_{22} может быть приравнен нулю за счет соответствующего выбора $K_2 = T/(a_2c_2)$, поэтому наличие петли K_2b_{22} не является обязательным

$$b_{22} = 0. \quad (3.36)$$

Из (3.35), (3.36) получаем третий вариант обобщенного графа, а также соответствующую ему структурную схему (табл. 3.2, вариант 3). В данном случае сигнал на вход K_1 поступает по двум путям — a_1 и $a_2K_2b_{21}$, причем в соответствии с (3.35) передачи этих путей равны по величине и противоположны по знаку:

$$a_1 = -a_2K_2b_{21}. \quad (3.37)$$

ПН, возникающие на выходе звена K_2 , поступают на выход УТ по одному пути c_2 , причем звено K_1 должно быть

охвачено единичной ПОС $K_1 b_{11} = 1$. Таким образом, здесь НЧ к звену K_1 достигается за счет первого структурного принципа, а к звену K_2 — за счет второго структурного принципа (см. § 2.2.2). В результате в структуре УТ должны содержаться два пути: путь, проходящий через второе звено, — $a_2 K_2 c_2$ и путь, проходящий через оба звена, — $a_1 K_1 b_{12} K_2 c_2$, а также два контура — $K_1 b_{11}$, $K_1 b_{12} K_2 b_{21}$. Кроме того, УТ может содержать контур обратной связи $K_2 b_{22}$, при этом передача ветви b_{22} будет соответствовать (3.35), и условие (3.37) принимает вид

$$a_1 = - \frac{a_2 K_2 b_{21}}{1 - K_2 b_{22}}.$$

В а р и а н т 4. В данном случае ветви b_{11} , b_{22} , b_{12} могут отсутствовать в результате соответствующего выбора $K_1 = T/a_1 c_1$, $K_2 = T/a_2 c_2$:

$$b_{11} = b_{22} = b_{12} = 0. \quad (3.38)$$

Из (3.31) с учетом (3.38) вытекает четвертый вариант обобщенного графа и соответствующая ему структурная схема тракта (табл. 3.2, вариант 4). Здесь сигнал на вход K_1 поступает по двум путям — a_1 и $a_2 K_2 b_{21}$, нелинейные же продукты с выхода K_2 на выход УТ поступают также по двум путям — c_2 и $b_{21} K_1 c_1$, причем из (3.3), (3.38) следует, что

$$a_1 = - a_2 K_2 b_{21}, \quad c_2 = - b_{21} K_1 c_1. \quad (3.39)$$

Таким образом, НЧ к обоим УЗ достигается с помощью первого структурного принципа (см. § 2.2.2). В результате УТ должен содержать три прямых пути: соответственно путь, проходящий через первое УЗ, — $a_1 K_1 c_1$, через второе УЗ — $a_2 K_2 c_2$ и через оба УЗ — $a_2 K_2 b_{21} K_1 c_1$. Такой УТ может также содержать петли обратной связи $K_1 b_{11}$, $K_2 b_{22}$, $K_1 b_{12} K_2 b_{21}$, при этом условия (3.39) принимают вид:

$$a_1 = - \frac{a_2 K_2 b_{21}}{1 - K_2 b_{22}}; \quad c_2 = - \frac{b_{21} K_1 c_1}{1 - K_2 b_{22}}.$$

Обобщенный граф и соответствующая ему структурная схема для четвертого варианта при наличии петли ООС $K_1 b_{12} K_2 b_{21}$ показаны соответственно на рис. 3.3, а, б.

И т а п. Определение конкретных структур УТ.

Указанные четыре варианта полностью задают класс УТ вида $n=2$, $m=1$. Тот или иной конкретный тракт данного класса может быть получен с помощью эквивалентных преобразований пассивных соединительных звеньев одного

из этих четырех вариантов обобщенного графа. Примеры конкретных структурных схем (структур) УТ, непосредственно отвечающих соответствующим вариантам обобщенного графа, приведены в табл. 3.2 и на рис. 3.3, б.

Рассмотрим также другие случаи синтеза конкретных структур УТ. Например, взяв в качестве исходного граф второго варианта и выполнив преобразование ветвей b_{22} и b_{21} (рис. 3.4, а), получим новый УТ, граф и структурная схема которого показаны на рис. 3.4, б, в. Выполняя аналогично эквивалентные преобразования обобщенных гра-

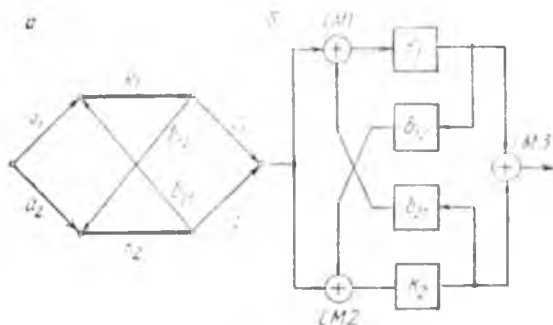


Рис. 3.3

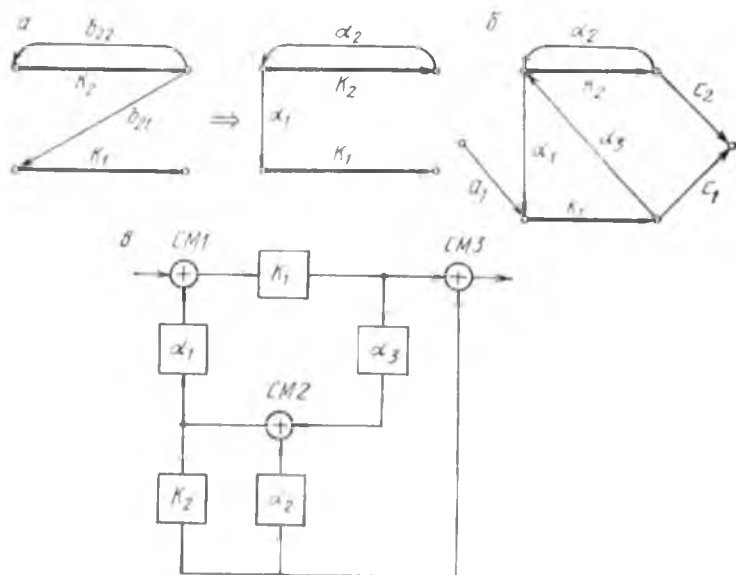


Рис. 3.4

фов второго и третьего вариантов, показанные соответственно на рис. 3.5, а, б, приходим к новым графам (рис. 3.5, в, г) и отвечающим им структурам УТ (рис. 3.5, д, е).

Как отмечалось, задача определения конкретных структур УТ по найденным структурным свойствам является неоднозначной. Так, в приведенных примерах были получены УТ, значительно отличающиеся друг от друга по числу соединительных звеньев, сумматоров, т. е. по слож-

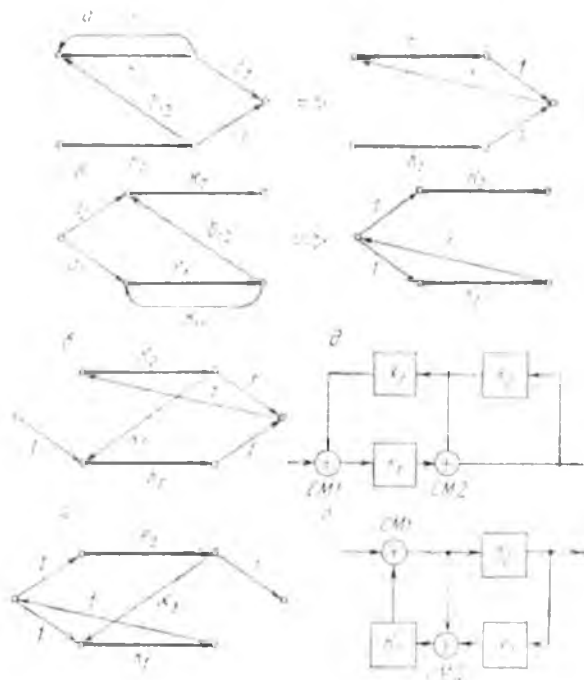


Рис. 3.5

ности реализации. Однако в каждом конкретном случае за счет выбора соответствующего эквивалентного преобразования можно найти наиболее подходящую разновидность структурной схемы. Кроме того, несмотря на свою многозначность, данная задача может быть формализована и решена с помощью ЭВМ.

IV, V этапы. Определение параметров звеньев синтезируемых структур УТ и их заключительный анализ.

Пусть наиболее подходящими являются УТ, показанные на рис. 3.4, в, 3.5, д, е. Определим для них условия настройки.

Для УТ, показанного на рис. 3.4, *в*, частные коэффициенты переноса равны:

$$b_{11} = \alpha_3 \alpha_1, \quad b_{21} = \alpha_2 \alpha_1;$$

$$b_{12} = \alpha_3, \quad b_{22} = \alpha_2.$$

Из соотношений (3.32) определяем условия настройки данного тракта (a_1, c_1, c_2 полагаем равными единице):

$$\alpha_3 \alpha_1 = 1/T + 1/K_1, \quad \alpha_2 \alpha_1 = 1/T; \quad \alpha_2 = 1/K_2;$$

$$\alpha_3 = \begin{cases} > 0 & (\text{при } K_1 K_2 / T < 0); \\ < 0 & (\text{при } K_1 K_2 / T > 0) \end{cases}$$

или в окончательном виде

$$\alpha_2 = \frac{1}{K_2}; \quad \alpha_1 = -\frac{K_2}{T}; \quad \alpha_3 = -\frac{T}{K_2 K_1} + \frac{1}{K_2}. \quad (3.40)$$

Таким образом, коэффициенты передач звеньев тракта должны удовлетворять (3.40). Если для реализации УТ используются УЗ с одинаковой передачей $K_1 = K_2 = K$, то усиление УТ должно быть таким же $T = K$, и условия (3.40) принимают более простой вид: $\alpha_2 = 1/K$; $\alpha_1 = -1$; $\alpha_3 = -1 + 1/K_2$.

Аналогично частные коэффициенты переноса УТ, приведенного на рис. 3.5, *д*, равны:

$$a_1 = c_1 = c_2 = 1;$$

$$b_{11} = 0; \quad b_{21} = \alpha_1;$$

$$b_{12} = 1; \quad b_{22} = 1.$$

Отсюда в соответствии с (3.31) находим: $\alpha_1 = -1/T$; $K_2 = 1$. При этом усиление тракта равно усилению первого УЗ, а определитель является положительной величиной: $T = K_1$; $\Delta = -K_1 \alpha_1 > 0$.

Для УТ, приведенного на рис. 3.5, *е*, частные коэффициенты переноса равны:

$$a_1 = a_2 = c_2 = 1;$$

$$b_{11} = 1; \quad b_{21} = \alpha_1;$$

$$b_{12} = 1; \quad b_{22} = 0.$$

Отсюда в соответствии с (3.33) находим: $\alpha_1 = -1/T$; $K_1 = 1$. При этом усиление тракта равно усилению второго УЗ, а определитель является положительной величиной: $T = K_2$; $\Delta = -K_2 \alpha_1 > 0$.

Таким образом, данные УТ удовлетворяют требованиям сохранения усиления, устойчивости и выполнения условий НЧ первого порядка, предъявляемым к ним.

Отметим, что все УТ, приведенные в табл. 3.2, а также на рис. 3.3, б, 3.4, в, 3.5, д, е, эквивалентны друг другу и обладают одинаковыми параметрами, так как принадлежат к одному и тому же классу двухзвенных УТ вида $n=2$, $m=1$. Однако приведенные тракты отличаются друг от друга по своим структурным свойствам, количеству соединительных звеньев, сумматоров. Следовательно, УТ одного и того же класса различаются по сложности своей практической реализации. Это обстоятельство следует использовать для выбора наиболее подходящей разновидности структурной схемы в каждом конкретном случае синтеза.

3.3. СИНТЕЗ УТ, СОДЕРЖАЩИХ ТРИ УЗ

Более сложным примером практического применения общей процедуры структурного синтеза трактов с НЧ является синтез УТ, содержащих три УЗ. Исследуем все возможные способы удовлетворения НЧ для данного класса трактов.

I этап. Определение необходимой сложности УТ.

Как и в предыдущем разделе, количество УЗ задано ($n=3$), поэтому из условия $m_{\max}=n-1$ следует, что порядок НЧ может быть равен либо единице, либо двум. Очевидно, наибольший интерес представляют УТ с максимальным порядком НЧ ($m=m_{\max}=2$), так как такие тракты обладают предельно высокими характеристиками для заданного числа УЗ ($n=3$) и обеспечивают наилучшее приближение к идеальному УТ.

Далее рассматриваются УТ вида $n=3$, $m=2$.

II этап. Определение необходимых требований к структуре УТ.

В соответствии с § 2.2.1 условия НЧ для $m=2$, $n=3$ имеют вид

$$\left. \begin{aligned} K_{u1,1} &\neq 0, K_{u1,1} = 0, K_{u1,1,2} = 0, K_{u1,1,3} = 0; \\ K_{u2,2} &= 0, K_{u2,2} = 0; \\ K_{u3,3} &\neq 0, K_{u3,3} = 0, K_{u3,3,2} = 0, K_{u3,3,1} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.41)$$

Как следует из общей процедуры синтеза, дальнейшая задача состоит в том, чтобы найти структурные свойства УТ, необходимые для реализации (3.41). Для этого надо

определить графическое (структурное) отображение условий (3.41) в трехзвенных трактах.

Указанная задача решается с помощью обобщенного сигнального графа трехзвенного УТ, показанного на рис. 3.6. В соответствии со свойствами обобщенного графа (см. § 1.4) в данном виде может быть представлен любой трехзвенный УТ после эквивалентных преобразований его соединительных звеньев. При этом коэффициенты передачи соединительных звеньев обобщенного графа (см. рис. 3.6) представляют собой соответствующие частные коэффициенты переноса, определенные при удаленных УЗ (т. е. при $K_1 = K_2 = K_3 = 0$):

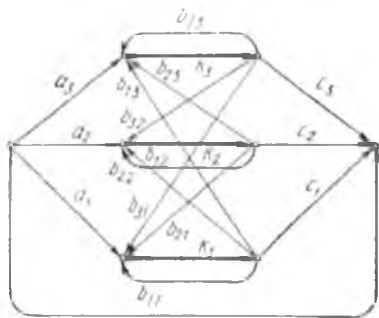


Рис. 3.6

$$\left. \begin{aligned} a_i &= K_{ui,1,2,3}, \quad b_{ij} = K_{ij,1,2,3}, \quad c_i = K_{pi,1,2,3} \\ d &= T_{1,2,3}, \quad i, j \in (1, 2, 3). \end{aligned} \right\} \quad (3.42)$$

Структурный смысл данных коэффициентов пояснен в § 3.2. Необходимо отметить, что в дальнейшем вклад ветви d в общую передачу тракта считается пренебрежимо малым, так как она характеризует связь между входом и выходом УТ за счет только пассивных элементов (см. (3.8)).

Таким образом, для исчерпывающего описания структурных свойств трехзвенных УТ необходимо задать набор из 15 соединительных звеньев обобщенного графа (в случае двухзвенных УТ количество таких звеньев равно 8). С помощью указанных звеньев можно легко определить количество путей и позиции УЗ по отношению к ним между двумя любыми точками тракта, а также количество и положение в тракте необходимых контуров и т. д.

Выразим условия НЧ (см. (3.41)) в терминах коэффициентов a_i, b_{ij}, c_i (см. (3.42)); это позволит найти их допустимые значения. Применяя формулу Мэсона к обобщенному графу трехзвенного УТ (см. рис. 3.6), определяем обобщенные коэффициенты переноса (передачи) сигнала от входа тракта на входы УЗ (K_{ui}) и от выходов УЗ на выход УТ (K_{pi}):

$$K_{ui} = \frac{1}{\Delta} \{ a_i (1 - K_2 b_{22} - K_3 b_{33} - K_2 b_{23} K_3 b_{32} + K_2 b_{22} K_3 b_{33}) +$$

$$+ a_2 K_2 b_{21} (1 - K_3 b_{33}) + a_3 K_3 b_{31} (1 - K_2 b_{22}) + a_2 K_2 b_{23} K_3 b_{31} + \\ + a_3 K_3 b_{32} K_2 b_{21}]; \quad (3.43)$$

$$K_{u2} = \frac{1}{\Delta} [a_2 (1 - K_1 b_{11} - K_3 b_{33} - K_3 b_{31} K_1 b_{13} + K_1 b_{11} K_3 b_{33}) + \\ + a_1 K_1 b_{12} (1 - K_3 b_{33}) + a_3 K_3 b_{32} (1 - K_1 b_{11}) + a_1 K_1 b_{13} K_3 b_{32} + \\ + a_3 K_3 b_{31} K_1 b_{12}]; \quad (3.44)$$

$$K_{u3} = \frac{1}{\Delta} [a_3 (1 - K_1 b_{11} - K_2 b_{22} - K_1 b_{12} K_2 b_{21} + K_1 b_{11} K_2 b_{22}) + \\ + a_1 K_1 b_{13} (1 - K_2 b_{22}) + a_2 K_2 b_{23} (1 - K_1 b_{11}) + a_1 K_1 b_{12} K_2 b_{23} + \\ + a_2 K_2 b_{21} K_1 b_{13}]; \quad (3.45)$$

$$K_{n1} = \frac{1}{\Delta} [c_1 (1 - K_2 b_{22} - K_3 b_{33} - K_2 b_{23} K_3 b_{32} + K_2 b_{22} K_3 b_{33}) + \\ + b_{12} K_2 c_2 (1 - K_3 b_{33}) + b_{13} K_3 c_3 (1 - K_2 b_{22}) + b_{12} K_2 b_{23} K_3 c_3 + \\ + b_{13} K_3 b_{32} K_2 c_2]; \quad (3.46)$$

$$K_{n2} = \frac{1}{\Delta} [c_2 (1 - K_1 b_{11} - K_3 b_{33} - K_1 b_{13} K_3 b_{31} + K_1 b_{11} K_3 b_{33}) + \\ + b_{21} K_1 c_1 (1 - K_3 b_{33}) + b_{23} K_3 c_3 (1 - K_1 b_{11}) + b_{21} K_1 b_{13} K_3 c_3 + \\ + b_{23} K_3 b_{31} K_1 c_1]; \quad (3.47)$$

$$K_{n3} = \frac{1}{\Delta} [c_3 (1 - K_1 b_{11} - K_2 b_{22} - K_1 b_{12} K_2 b_{21} + K_1 b_{11} K_2 b_{22}) + \\ + b_{31} K_1 c_1 (1 - K_2 b_{22}) + b_{32} K_2 c_2 (1 - K_1 b_{11}) + b_{31} K_1 b_{12} K_2 c_2 + \\ + b_{32} K_2 b_{21} K_1 c_1], \quad (3.48)$$

где Δ — определитель тракта,

$$\Delta = 1 - K_1 b_{11} - K_2 b_{22} - K_3 b_{33} - K_1 b_{12} b_{21} K_2 - K_1 b_{13} K_3 b_{31} - \\ - K_2 b_{23} K_3 b_{32} - K_1 b_{12} K_2 b_{23} K_3 b_{31} - K_1 b_{13} K_3 b_{32} K_2 b_{21} + \\ + K_1 b_{11} K_2 b_{22} + K_1 b_{11} K_3 b_{33} + K_1 b_{11} K_2 b_{23} K_3 b_{32} + K_2 b_{22} K_3 b_{33} + \\ + K_2 b_{22} K_3 b_{31} K_1 b_{13} + K_3 b_{33} K_1 b_{12} K_2 b_{21} - K_1 b_{11} K_2 b_{22} K_3 b_{33}. \quad (3.49)$$

Запишем также коэффициент передачи УТ:

$$T = \frac{1}{\Delta} [a_1 K_1 c_1 (1 - K_2 b_{22} - K_3 b_{33} - K_2 b_{23} K_3 b_{32} +$$

$$\begin{aligned}
& + K_2 b_{22} K_3 b_{33} + a_2 K_2 c_2 (1 - K_1 b_{11} - K_3 b_{33} - K_1 b_{13} K_3 b_{31} + \\
& + K_1 b_{11} K_3 b_{33}) + a_3 K_3 c_3 (1 - K_1 b_{11} - K_2 b_{22} - K_1 b_{12} K_2 b_{21} + \\
& + K_1 b_{11} K_2 b_{22}) + a_1 K_1 b_{12} K_2 c_2 (1 - K_3 b_{33}) + \\
& + a_2 K_2 b_{21} K_1 c_1 (1 - K_3 b_{33}) + a_1 K_1 b_{13} K_3 c_3 (1 - K_2 b_{22}) + \\
& + a_3 K_3 b_{31} K_1 c_1 (1 - K_2 b_{22}) + a_2 K_2 b_{23} K_3 c_3 (1 - K_1 b_{11}) + \\
& + a_3 K_3 b_{32} K_2 c_2 (1 - K_1 b_{11}) + a_1 K_1 b_{12} K_3 b_{23} K_3 c_3 + \\
& + a_1 K_1 b_{13} K_3 b_{32} K_2 c_2 + a_2 K_2 b_{21} K_1 b_{13} K_3 c_3 + a_2 K_2 b_{23} K_3 b_{31} K_1 c_1 + \\
& + a_3 K_3 b_{31} K_1 b_{12} K_2 c_2 + a_3 K_3 b_{32} K_2 b_{21} K_1 c_1. \quad (3.50)
\end{aligned}$$

Исходя из определения частных коэффициентов переноса, необходимо приравнять в (3.43) — (3.48) соответствующие K_i нулю, после чего подставить (3.34) — (3.48) в (3.41). В итоге получим условия ПЧ (3.41) в требуемом виде:

$$\begin{aligned}
& c_1 (1 - K_2 b_{22} - K_3 b_{33} - K_2 b_{23} K_3 b_{32} + K_2 b_{22} K_3 b_{33}) + \\
& + b_{12} K_2 c_2 (1 - K_3 b_{33}) + b_{13} K_3 c_3 (1 - K_2 b_{22}) + b_{12} K_2 b_{23} K_3 c_3 + \\
& + b_{13} K_3 b_{32} K_2 c_2 \neq 0; \quad (3.51)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& a_1 (1 - K_2 b_{22} - K_3 b_{33} - K_2 b_{23} K_3 b_{32} + K_2 b_{22} K_3 b_{33}) + \\
& + a_2 K_2 b_{21} (1 - K_3 b_{33}) + a_3 K_3 b_{31} (1 - K_2 b_{22}) + a_2 K_2 b_{23} K_3 b_{31} + \\
& + a_3 K_3 b_{32} K_2 b_{21} = 0; \quad (3.52)
\end{aligned}$$

$$a_1 (1 - K_3 b_{33}) + a_3 K_3 b_{31} = 0; \quad (3.53)$$

$$a_1 (1 - K_2 b_{22}) + a_2 K_2 b_{21} = 0; \quad (3.54)$$

$$\begin{aligned}
& a_2 (1 - K_1 b_{11} - K_3 b_{33} - K_3 b_{31} K_1 b_{13} + K_1 b_{11} K_3 b_{33}) + \\
& + a_1 K_1 b_{12} (1 - K_3 b_{33}) + a_3 K_3 b_{32} (1 - K_1 b_{11}) + \\
& + a_1 K_1 b_{13} K_3 b_{32} + a_3 K_3 b_{31} K_1 b_{12} = 0; \quad (3.55)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& c_2 (1 - K_1 b_{11} - K_3 b_{33} - K_3 b_{31} K_1 b_{13} + K_1 b_{11} K_3 b_{33}) + \\
& + a_{21} K_1 c_1 (1 - K_3 b_{33}) + b_{23} K_3 c_3 (1 - K_1 b_{11}) + \\
& + b_{21} K_1 b_{13} K_3 c_3 + b_{23} K_3 b_{31} K_1 c_1 = 0; \quad (3.56)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& a_3 (1 - K_1 b_{11} - K_2 b_{22} - K_1 b_{12} K_2 b_{21} + K_1 b_{11} K_2 b_{22}) + \\
& + b_{31} K_1 c_1 (1 - K_2 b_{22}) + b_{32} K_2 c_2 (1 - K_1 b_{11}) + \\
& + b_{31} K_1 b_{12} K_2 c_2 + b_{32} K_2 b_{21} K_1 c_1 = 0; \quad (3.57)
\end{aligned}$$

$$c_3(1 - K_1 b_1 - K_2 b_{22} - K_1 b_{12} K_2 b_{21} + K_1 b_{11} K_2 b_{22}) + \\ + b_{31} K_1 c_1 (1 - K_2 b_{22}) + b_{32} K_2 c_2 (1 - K_1 b_{11}) + \\ + b_{31} K_1 b_{12} K_2 c_2 + b_{32} K_2 b_{21} K_1 c_1 = 0; \quad (3.58)$$

$$c_3(1 - K_1 b_{11}) + b_{31} K_1 c_1 = 0; \quad (3.59)$$

$$c_3(1 - K_2 b_{22}) + b_{32} K_2 c_2 = 0. \quad (3.60)$$

Для того чтобы обеспечить устойчивость и требуемое усиление, введем соответствующие ограничения. Условием устойчивости является положительность знака определителя (см. (3.19)). Передача УТ при $n=3$, $m=2$ может быть представлена в виде (см. § 2.3.2)

$$T = K_{u1,1,2,3} K_1 K_{n1} + T_{1,2,3} = K_{u3} K_3 K_{n3,1,2,3} + T_{1,2,3}$$

или с учетом обозначений (3.42) $T = a_1 K_1 K_{n1} = K_{u3} K_3 c_3$. Отсюда следует, что для сохранения усиления необходимо выполнить неравенства $a_1 K_{n1} \neq 0$; $K_{u3} c_3 \neq 0$.

Поскольку $K_{n1} \neq 0$, $K_{u3} \neq 0$ (это следует из условий (3.41)), окончательно получаем:

$$a_1 \neq 0; c_3 \neq 0, \quad (3.61)$$

т. е. если в трехзвенном УТ с НЧ вход звена K_1 не подключен ко входу тракта, а выход звена K_2 не подключен к выходу тракта (с помощью пассивных соединительных звеньев либо непосредственно), то усиление такого УТ заведомо будет равно нулю при реализации (3.4.2).

Таким образом, трехзвенный УТ обладает усилением, устойчив и удовлетворяет НЧ до второго порядка только тогда, когда его коэффициенты a_i , b_{ij} , c_i подчиняются условиям (3.19), (3.51) — (3.61). Данные условия оказались гораздо более громоздкими, чем такие же соотношения (3.9) — (3.12), (3.20), (3.21) для двухзвенных трактов.

С помощью упрощающих эквивалентных преобразований, которые аналогичны преобразованиям, выполненным в § 3.2, и здесь не приведены, соотношения (3.19), (3.51) — (3.61) сводятся к виду

$$\left. \begin{aligned} b_{11} &= \frac{1}{K_1} - \frac{a_1 c_1}{T}; & b_{21} &= -\frac{a_1 c_2}{T}; & b_{31} &= -\frac{a_1 c_3}{T}; \\ b_{12} &\neq -\frac{a_2 c_1}{T}; & b_{22} &= \frac{1}{K_2} - \frac{a_2 c_2}{T}; & b_{32} &= -\frac{a_2 c_3}{T}; \\ b_{23} &\neq -\frac{a_3 c_2}{T}; & b_{33} &= \frac{1}{K_3} - \frac{a_3 c_3}{T}. \end{aligned} \right\} \quad (3.62)$$

Знак коэффициентов b_{12} , b_{23} определяется в соответствии с выражением

$$K_1 K_2 K_3 b_{31} \left(b_{32} \frac{c_1}{c_4} - b_{12} \right) \left(b_{23} - b_{21} \frac{a_3}{a_2} \right) > 0.$$

Коэффициент b_{13} не установлен; это означает, что его значение не влияет на выполнение исходных условий. В дальнейшем принимаем, что $b_{13} = 0$.

Условия НЧ до второго порядка и условия сохранения усилительной способности и устойчивости, представленные в виде (3.62), позволяют определить необходимые структурные свойства трехзвенных УТ.

Часть коэффициентов в (3.62) (например, входящие в правые части a_i , c_i) может быть задана произвольно, что указывает на избыточность условий (3.62). Следовательно, этим условиям могут удовлетворять тракты с различными структурными свойствами. Для выявления всех возможных вариантов таких структурных свойств классифицируем УТ по признаку наличия или отсутствия ветвей a_i , b_i . Так как из-за ограничений (3.61) свободными остаются четыре

Таблица 3.3

Номер варианта	Значение коэффициента			
	a_1	a_2	c_1	c_2
1	0	0	0	0
2	0	0	0	0
3	0	0	0	0
4	0	0	0	0
5	0	0	0	0
6	0	0	0	0
7	0	0	0	0
8	0	0	0	0
9	0	0	0	0
10	0	0	0	0
11	0	0	0	0
12	0	0	0	0
13	0	0	0	0
14	0	0	0	0
15	0	0	0	0
16	0	0	0	0

Примечание. Символ 0 означает, что значение коэффициента не равно нулю.

ветви a_2, a_3, c_1, c_2 , то всего существует 16 вариантов (табл. 3.3). Рассмотрим каждый из них.

В а р и а н т 1. При $a_2 = a_3 = c_1 = c_2 = 0$ условия (3.62) принимают вид

$$\left. \begin{aligned} b_{11} &= \frac{1}{K_1}; & b_{21} &= 0; & b_{31} &= -\frac{a_1 c_3}{T}; \\ b_{12} &\neq 0; & b_{22} &= \frac{1}{K_2}; & b_{32} &= 0; \\ b_{13} &= 0; & b_{23} &\neq 0; & b_{33} &\neq \frac{1}{K_3}. \end{aligned} \right\} \quad (3.63)$$

При этом $\Delta = -K_1 K_2 K_3 b_{31} b_{12} b_{23} > 0$.

Обобщенный граф и структурная схема, соответствующие (3.63), показаны в табл. 3.4 (вариант 1). Сигнал на вход первого УЗ поступает по одному пути, при этом УТ содержит два не касающихся его и друг друга контура ПОС с единичной петлевой передачей $K_2 b_{22}$ и $K_1 b_{11}$. Сигнал на вход второго УЗ также поступает по одному пути $a_1 K_1 b_{12}$, относительно которого существует некасающийся контур единичной ПОС. Аналогично нелинейные продукты с выхода второго УЗ поступают на выход УТ по одному пути $b_{23} K_3 c_3$, причем контур $K_1 b_{11}$ не касается его. Третий выход третьего УЗ поступают на выход УТ по одному пути, причем УТ содержит два не касающихся его контура $K_1 b_{11}$, $K_2 b_{22}$. Таким образом, УТ содержит один прямой путь от входа до выхода — $a_1 K_1 b_{12} K_2 b_{23} K_3 c_3$, три контура единичной ПОС — $K_1 b_{11}$, $K_2 b_{22}$, $K_3 b_{33}$ и один контур ООС — $K_1 b_{12} K_2 b_{23} K_3 b_{31}$.

В а р и а н т 2. При $a_2 = a_3 = c_1 = 0$ условия (3.62) принимают вид

$$\left. \begin{aligned} b_{11} &= \frac{1}{K_1}; & b_{21} &= -\frac{a_1 c_2}{T}; & b_{31} &= -\frac{a_1 c_3}{T}; \\ b_{12} &\neq 0; & b_{22} &= \frac{1}{K_2}; & b_{32} &= 0; \\ b_{13} &= 0; & b_{23} &\neq 0; & b_{33} &= \frac{1}{K_3}. \end{aligned} \right\} \quad (3.64)$$

Обобщенный граф и структурная схема УТ, соответствующие (3.64), показаны в табл. 3.4 (вариант 2). УТ содержит два пути — $a_1 K_1 b_{12} K_2 c_2$ и $a_1 K_1 b_{12} K_2 b_{23} K_3 c_3$, а также пять контуров — $K_1 b_{11}$, $K_2 b_{22}$, $K_3 b_{33}$, $K_1 b_{12} K_2 b_{23} K_3 c_3$, $K_1 b_{12} K_2 b_{21}$.

Аналогично, подставляя значения коэффициентов, при-

веденных в табл. 3.3 в (3.62), можно получить остальные варианты обобщенного графа (см. табл. 3.4, варианты 3—16).

III этап. Определение конкретных структур УТ.

Условия (3.62) и соответствующие ему 16 вариантов обобщенного графа трехзвенных УТ исчерпывающим образом

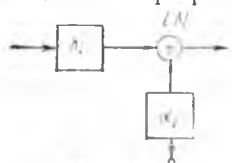


Рис. 3.7.

описывают все возможные структурные свойства трактов, позволяющие реализовать НЧ до второго порядка. Примеры конкретных структурных схем, непосредственно соответствующих вариантам обобщенного графа, показаны в табл. 3.4.

Как отмечалось в § 3.1, 3.2, задача определения конкретных структур УТ по найденным необходимым структурным свойствам является многозначной, т. е. допускает множество решений. Это позволяет в каждом конкретном случае за счет выбора соответствующих эквивалентных преобразований найденных вариантов синтезировать наиболее подходящую разновидность структурной схемы.

Например, для непосредственной реализации структурной схемы варианта 10 (см. табл. 3.4) необходимо иметь двух-, трех- и четырехходовые сумматоры. Вместе с тем при ее практической реализации желательно использовать сумматоры, показанные на рис. 3.7, т. е. имеющие только два входа, причем к одному из входов должен быть подсоединен выход активного УЗ. Для удовлетворения указанным дополнительным ограничениям выполним следующие эквивалентные преобразования исходного графа: ветви a_2 , a_1 , b_{11} , b_{12} преобразуем так, как показано на рис. 3.8, a , ветви c_2 , c_3 , b_{33} , b_{23} — в соответствии с рис. 3.8, b , ветви b_{32} , b_{31} , b_{21} — в соответствии с рис. 3.8, $в$. Результирующий граф и отвечающая ему структурная схема УТ приведены на рис. 3.8, $г$, $д$ соответственно.

IV, V этапы. Определение параметров звеньев синтезируемых структур УТ и их заключительный анализ.

Для УТ, показанного на рис. 3.8, $д$, частные коэффициенты переноса имеют вид:

$$a_1 = a_2 = c_2, \quad c_3 = 1; \quad a_3 = c_1 = 0;$$

$$b_{11} = 1; \quad b_{21} = \alpha_1; \quad b_{31} = \alpha_1;$$

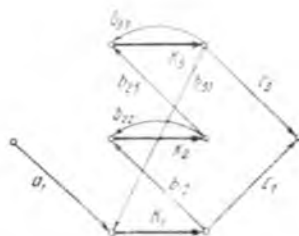
$$b_{12} = 1; \quad b_{22} = 1 + \alpha_1; \quad b_{32} = \alpha_1;$$

$$b_{13} = 0; \quad b_{23} = \alpha_1; \quad b_{33} = 1.$$

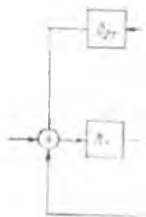
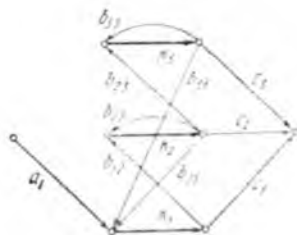
Таблица 3.4

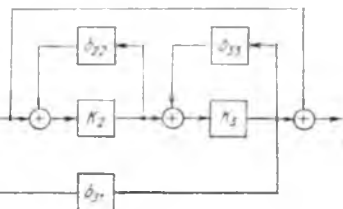
Номер варианта	Обобщенный граф	Структурная схема	Структурные свойства		Определи- тель
			пути	контура	
1	2	3	4	5	6
1			$a_1 K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{23} \times$ $\times K_3 c_3$	$K_1 b_{11}$ $K_2 b_{22}$ $K_3 b_{33}$ $K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{23} \times$ $\times K_3 b_{31}$	$-K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{23} \times$ $\times K_3 b_{31}$
2			$a_1 K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 c_2$ $a_1 K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{23} \times$ $\times K_3 c_3$	$K_1 b_{11}$ $K_2 b_{22}$ $K_3 b_{33}$ $K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{21} \times$ $\times K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{23} \times$ $\times K_3 b_{31}$	$-K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{23} \times$ $\times K_3 b_{31}$

3

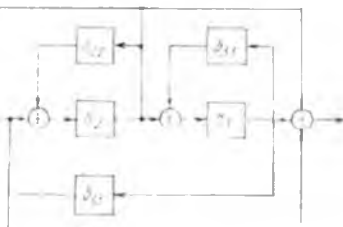


4

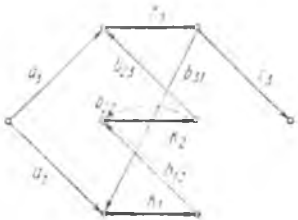
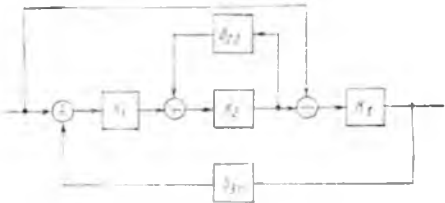


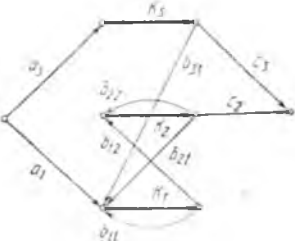
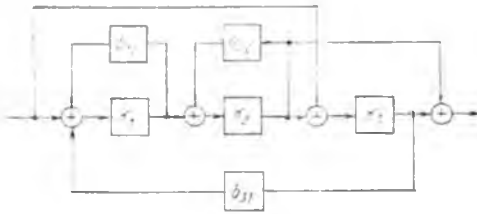


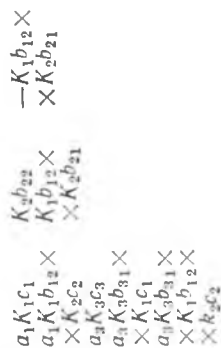
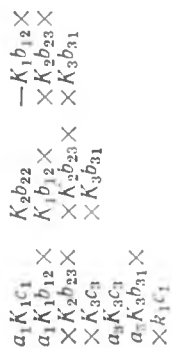
$$\begin{array}{lll}
 a_1 K_1 c_1 & K_2 b_{22} & -K_1 b_{12} \times \\
 a_1 K_1 \times & K_3 b_{33} & \times K_2 b_{23} \times \\
 \times b_{12} K_2 \times & K_1 b_{12} \times & \times K_3 b_{31} \\
 \times b_{23} K_3 \times & \times K_2 b_{23} \times & \\
 \times c_3 & \times K_3 c_{31} &
 \end{array}$$

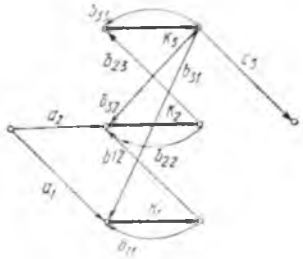
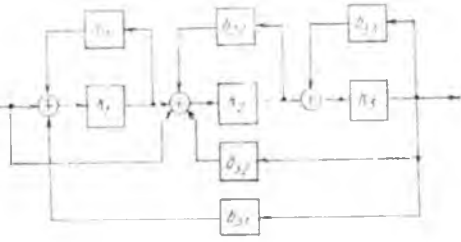
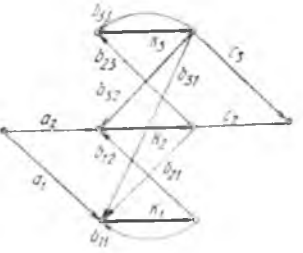
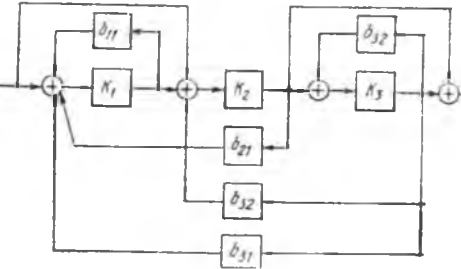


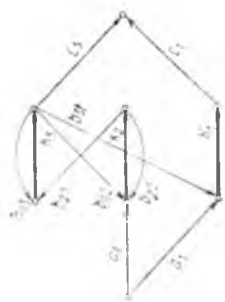
$$\begin{array}{lll}
 a_1 K_1 c_1 & K_2 b_{22} & -K_1 b_{12} \times \\
 a_1 K_1 b_{12} \times & K_3 b_{33} & \times K_2 b_{23} \times \\
 \times K_2 c_2 & K_1 b_{12} \times & \times K_3 b_{31} \\
 a_1 K_1 b_{12} \times & \times K_2 b_{21} & \\
 \times K_2 b_{23} \times & K_1 b_{12} K_2 \times & \\
 \times K_3 c_3 & \times b_{23} K_3 b_{31} &
 \end{array}$$

1	2	3	4	5	6
5			$a_1 K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{23} \times$ $\times K_3 c_3$ $a_3 K_3 c_3$	$K_2 b_{22}$ $K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{23} \times$ $\times K_3 b_{31}$	$-K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{23} \times$ $\times K_3 b_{31}$

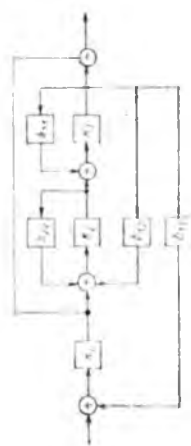
6			$a_1 K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 c_2$ $a_3 K_3 c_3$	$K_2 b_{22}$ $K_1 b_{11}$ $K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{21}$	$-K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{21}$
---	---	--	--	--	---



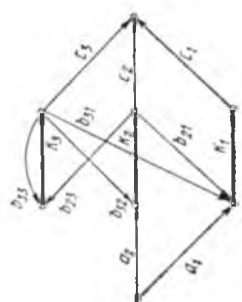
1	2	3	4	5	6
9			$ \begin{aligned} &a_1 K_1 b_{12} \times \\ &\times K_2 b_{23} \times \\ &\times K_3 c_3 \\ &a_2 K_2 b_{23} \times \\ &\times K_3 c_3 \end{aligned} $	$ \begin{aligned} &K_1 b_{11} \\ &K_2 b_{22} \\ &K_3 b_{33} \\ &K_2 b_{21} \times \\ &\times K_3 b_{32} \\ &K_1 b_{12} \times \\ &\times K_2 b_{23} \times \\ &\times K_3 b_{31} \end{aligned} $	$ \begin{aligned} &-K_1 b_{12} \times \\ &\times K_2 b_{23} \times \\ &\times K_3 b_{31} \end{aligned} $
10			$ \begin{aligned} &a_1 K_1 b_{12} \times \\ &\times K_2 c_2 \\ &a_1 K_1 b_{12} \times \\ &\times K_2 b_{23} \times \\ &\times K_3 c_3 \\ &a_2 K_2 c_2 \\ &a_2 K_2 b_{23} \times \\ &\times K_3 c_3 \end{aligned} $	$ \begin{aligned} &K_1 b_{11} \\ &K_3 b_{33} \\ &K_1 b_{12} \times \\ &\times K_2 b_{21} \\ &K_2 b_{23} \times \\ &\times K_3 b_{32} \\ &K_1 b_{12} \times \\ &\times K_2 b_{23} \times \\ &\times K_3 b_{31} \end{aligned} $	



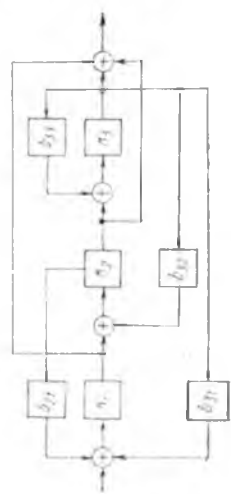
$$\begin{aligned}
 & a_1 K_1 c_1 \times \\
 & a_2 K_2 b_{23} \times \\
 & \times K_3 c_3 \times \\
 & a_2 K_2 b_{23} \times \\
 & \times K_3 b_{31} \times \\
 & \times K_1 c_1 \\
 & K_3 b_{33} \times \\
 & K_2 b_{22} \times \\
 & K_2 b_{23} \times \\
 & \times K_3 b_{32}
 \end{aligned}$$



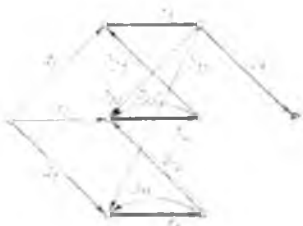
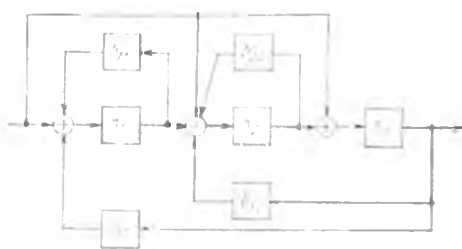
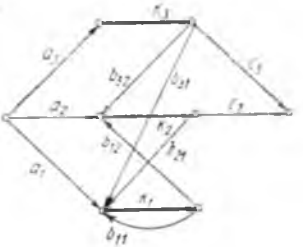
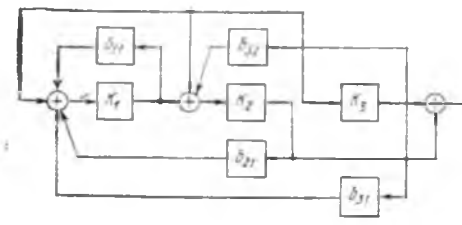
11

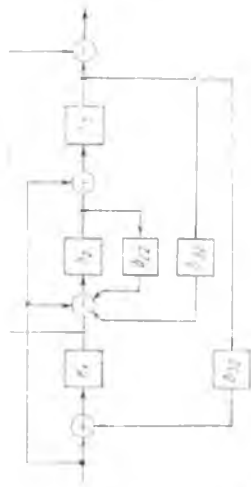
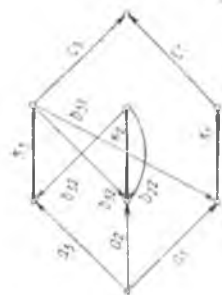


$$\begin{aligned}
 & a_1 K_1 c_1 \times \\
 & a_2 K_2 c_2 \times \\
 & \times K_3 c_3 \times \\
 & a_2 K_2 b_{23} \times \\
 & \times K_3 c_3 \times \\
 & a_2 K_2 b_{23} \times \\
 & \times K_3 b_{31} \times \\
 & \times K_1 c_1 \\
 & K_3 b_{33} \times \\
 & K_2 b_{23} \times \\
 & \times K_3 b_{32}
 \end{aligned}$$



12

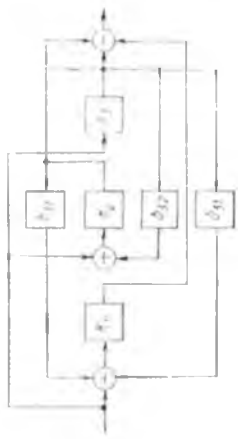
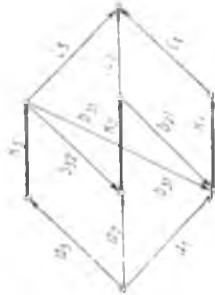
1	2	3	4	5	6
13			$a_3 K_3 c_3$ $a_2 K_2 \times$ $\times b_{23} K_3 c_3$ $a_1 K_1 b_{13} \times$ $\times K_2 b_{23} K_3$	$K_2 b_{22}$ $K_1 b_{33}$ $K_2 b_{23} \times$ $\times K_3 b_{32}$ $K_1 b_{13} \times$ $\times K_2 b_{23} \times$ $\times K_3 b_{31}$	$-K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{23} \times$ $\times K_3 b_{31}$
14			$a_2 K_2 c_2$ $a_3 K_3 c_3$ $a_3 K_3 b_{32} \times$ $\times K_2 c_2$ $a_1 K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 c_2$ $a_3 K_3 b_{31} \times$ $\times K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 c_2$	$K_1 b_{11}$ $K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{21}$	$-K_1 b_{12} \times$ $\times K_2 b_{21}$



$$-K_2 b_{23} X + K_3 b_{32}$$

$$\begin{array}{l} K_{12} \\ K_{23} \\ \times K_{32} \end{array}$$

$$\begin{array}{ccccccc} a_1 & K_{1C_1} & & & & & \\ a_3 & K_{3C_3} & & & & & \\ a_2 & K_2 & b_{23} & \times & & & \\ & \times & K_{3C_3} & & & & \\ a_3 & K_3 & b_{31} & \times & & & \\ & \times & K_{1C_1} & & & & \\ a_2 & K_2 & b_{23} & \times & & & \\ & \times & K_3 & b_{31} & \times & & \\ & & & & & K_{1C_1} & \end{array}$$



$$\begin{array}{l} a_1 K_{1C1} \\ a_2 K_{2C2} \\ a_3 K_{3C3} \\ a_2 K_{2B21} \times \\ \times K_{1C1} \\ a_3 K_{3B31} \times \\ \times K_{1C1} \\ a_4 K_{4B42} \times \\ \times K_{2C2} \\ a_4 K_{4B42} \times \\ \times K_{2B21C1} \end{array}$$

Отсюда с учетом (3.62) получаем условия настройки $K_1 = K_2 = K_3 = 1$, при этом определитель и усиление тракта равны: $\Delta = -\alpha_1$; $T = -1/\alpha_1$.

Отметим, что УТ, приведенные в табл. 3.4, а также на рис. 3.8, д, по своим параметрам эквивалентны друг другу.

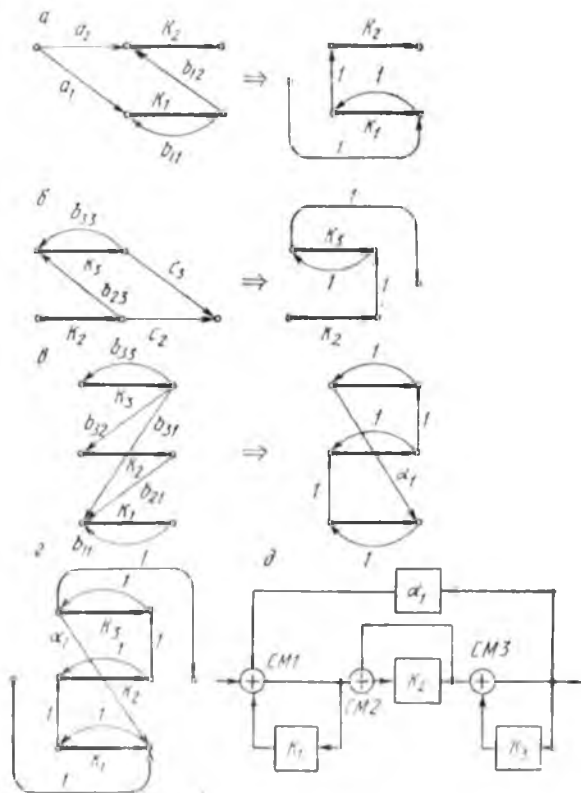


Рис. 3.8

так как принадлежат одному классу трехзвенных УТ с НЧ до второго порядка. Однако они отличаются друг от друга по сложности реализации; это следует использовать для синтеза наиболее подходящей структурной схемы в каждом конкретном случае.

3.4. РЕАЛИЗАЦИЯ УТ, СИНТЕЗИРОВАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СТРУКТУРНЫХ МЕТОДОВ

3.4.1. Особенности реализации УТ

Возможны два подхода к реализации структур УТ, синтезированных на основе условий НЧ: 1) приближение реальных компонентов УТ к идеальным, которые должны обеспечить необходимые соединения в соответствии со структурой синтезированных на этапах 1—5 (см. § 1—3.3) УТ; 2) определение условий НЧ к нелинейным и нестабильным цепям моделей реальных компонентов и синтез УТ на этой основе.

Первый подход облегчает процедуру синтеза, так как основан на использовании простейших моделей УЗ и соединительных звеньев, описываемых оператором «вход-выход». В результате, задавая граф цепи, можно непосредственно указать адекватную ему схему электрического соединения всех звеньев УТ.

К недостаткам данного подхода относятся: 1) трудность приближения реальных компонентов УТ к идеальным; 2) необходимость оценки допускаемой при этом погрешности, так как она в конечном итоге определяет эффективность структурного метода синтеза; 3) сложность реализации направленных пассивных элементов, особенно в широком диапазоне частот.

В итоге может оказаться, что синтезируемая структура будет иметь характеристики, заметно отличающиеся от предполагаемых, причем отличия вызваны использованием при синтезе идеализированных моделей звеньев. Поэтому этот подход требует дополнительного исследования синтезированного тракта, в котором на конечном этапе (анализа) необходимо учесть отличие реальных компонентов от идеализированных.

Второй подход усложняет процедуру синтеза на этапе перехода от графа к принципиальной электрической схеме УТ. Однако его реализация позволяет непосредственно получить результаты, близкие к расчетным.

Отметим, что возможна также комбинация указанных подходов.

3.4.2. Реализация УТ на основе приближения реальных компонентов к идеальным

Реализация УТ (см. § 3.1—3.3) основана на использовании следующих идеальных компонентов: усилительных и соединительных звеньев, сумматоров.

Рассмотрим соответствие идеального УЗ, представляемого графом преобразования напряжения U_2 в U_1 (рис. 3.9, а), и реального УЗ, простейшая модель которого — это модель источника тока, управляемого напряжением и нагруженного на сопротивление R (рис. 3.9, б). Очевидно, для системы уравнений $i = L[U_1]$ и $U_2 = iR$ справедлив граф вида рис. 3.9, в, т. е. модель реального прибора, близкая к рис. 3.9, б, позволяет реализовать

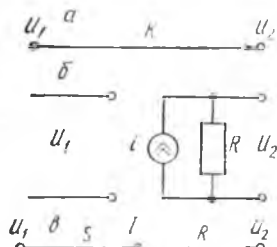


Рис. 3.9

идеальное УЗ, нелинейные свойства которого определяются оператором $i = L[U_1]$. Учтем импедансы тракта, куда включается УЗ: источника сигнала Z_r , нагрузки Z_n , а также входной $Z_{вх}$ для модели рис. 3.9, б. Тогда с целью сохранения передаточных свойств УЗ, инвариантных относительно Z_r , Z_n , $Z_{вх}$ и R , необходимо дополнительно выполнить $Z_r \ll Z_{вх}$, $Z_n \gg R$.

Направленный граф идеального сумматора, представленный на рис. 3.10, а, обеспечивает $U_3 = U_1 + U_2$ и полное отсутствие взаимной передачи между входами U_1 и U_2 , а также с выхода сумматора на его входы. Отличие реального графа от идеального (рис. 3.10, б) приводит к дефектам суммирования.

Возможны разные способы реализации сумматоров на базе реальных компонентов.

При использовании однонаправленных малошумящих, линейных в области входных воздействий звеньев с пренебрежимо малой обратной передачей суммирование достигается путем использования общей нагрузки каналов Z_n (рис. 3.11, а). Широко используется суммирование на дифференциальных усилителях или ОУ, однако во всех

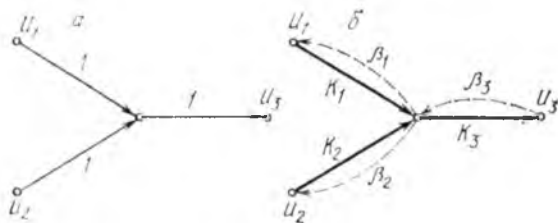


Рис. 3.10

случаях применения этих звеньев в задачах синтеза следует давать оценку их НШ и шумов.

Суммирование на линейных пассивных элементах (резисторах, емкостях, индуктивностях, трансформаторах) может быть выполнено, например, по схеме, представленной на рис. 3.11, б, в. В первом случае необходима оценка влияния шумов сопротивлений R_i , а условие приближения к

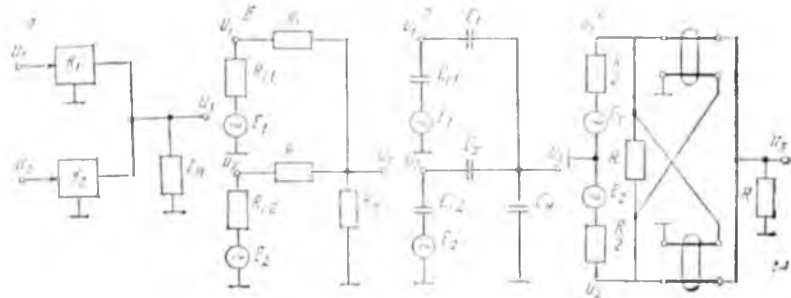


Рис. 3.11

идеальному суммированию имеет вид $R_{11}(R_{12}) \ll R_1(R_2)$, что, однако, приводит к уменьшению передачи напряжений U_1 и U_2 на выход сумматора.

Иногда удобна реализация сумматоров с асимметрией передачи U_1 и U_2 , например, при $R_{11}=R_{12}=1$, $R_1=10$, $R_2=10^2$, $R_{11}=10^2$ (см. рис. 3.11, б). В последнем случае передача U_1 в нагрузку близка к единице, а передача U_2 — значительно меньше, что иногда допустимо. Аналогичными свойствами обладает схема, изображенная на рис. 3.11, в, где условные величины емкостей C_i могут быть, например, равны: $C_{11}=C_{12}=10^2$; $C_1=10$; $C_2=1,0$; $C_{11}=1,0$.

Сумматоры с использованием трансформаторов на основе длинных линий отличаются широкополосностью, хорошей изоляцией плеч, отсутствием заметных потерь в рабочем диапазоне (рис. 3.11, г). Однако они должны быть нагружены на активные относительно низкоомные сопротивления, так как их увеличение усложняет конструкцию трансформатора и затрудняет его реализацию.

Соединительные звенья должны обеспечивать линейность контролируемой передачи, исключать появление дополнительных НШ и шумов. Эти звенья удобно реализуются в сечениях, где в соответствии со структурой УТ используется включение однонаправленных активных элементов.

Таким образом, реализация синтезированного УТ допускает множество решений и требует творческого подхода. В качестве примера рассмотрим синтез известной структуры (см. табл. 3.2, (позиция 4)), содержащей два УЗ. Выполнение суммирующего элемента на выходе тракта представляет собой значительные трудности, так как выполнение его на пассивных цепях приводит к заметной потере в усилении УТ или требует использования транс-

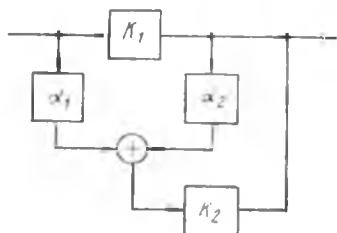


Рис. 3.12

формирующих цепей, реализация которых в широком диапазоне частот затруднена. Использование активного сумматора на выходе УТ нецелесообразно из-за его больших НИ, которые сводят на нет выигрыш в подавлении НИ в собственно структуре УТ.

Поэтому удобно отказаться от удовлетворения строгому условию НЧ к обоим УЗ. Например, потребуем сохранить условия НЧ ко второму УЗ (K_2), а чувствительность к первому УЗ должна быть как можно меньше. Этот случай по аналогии с общей теорией чувствительности назовем случаем ϵ -чувствительности.

Таким образом, по отношению к звену K_2 требуем выполнения условий НЧ, а к звену K_1 — ϵ -чувствительности, где ϵ — достаточно малая величина. Примером подобной структуры является известная структура с дифференциальной ООС (рис. 3.12). НЧ к звену K_2 достигается в соответствии с первым структурным принципом (см. § 3.2) благодаря организации двух прямых путей на вход K_2 , а именно: α_1 и $K_1\alpha_2$.

Реализация ϵ -чувствительности к звену K_2 достигается тем, что единственный прямой путь с выхода K_1 на выход УТ касается контура с ООС $K_2\alpha_2$ с большой петлевой передаточной функцией. В итоге НИ, создаваемые K_1 , ослабляются при передаче на выход УТ по этому пути в $(1 + K_2\alpha_2)$ раз.

Следует заметить, что получившие широкое распространение УТ с линейной ООС также могут быть отнесены к трактам ϵ -чувствительности. Величина ϵ определяется возможностью реализации глубоких обратных связей и, таким образом, ограничивается условиями устойчивости.

Покажем возможность реализации структуры, приведенной на рис. 3.12, с учетом приближения реальных компонентов к идеальным. Например, на рис. 3.13, а изобра-

жена упрощенная структурная схема одного из таких УТ, где в качестве входного суммирующего устройства используется пассивный емкостный делитель c_1, c_2, c_3 , где c_3 — входная емкость звена K_2 . Использование пассивных емкостных цепей для суммирования входного и выходного напряжений позволяет получить усилитель с повышенной линейностью, так как пассивный делитель не вносит собственных НН. На рис. 3.13, б дана полная принципиальная

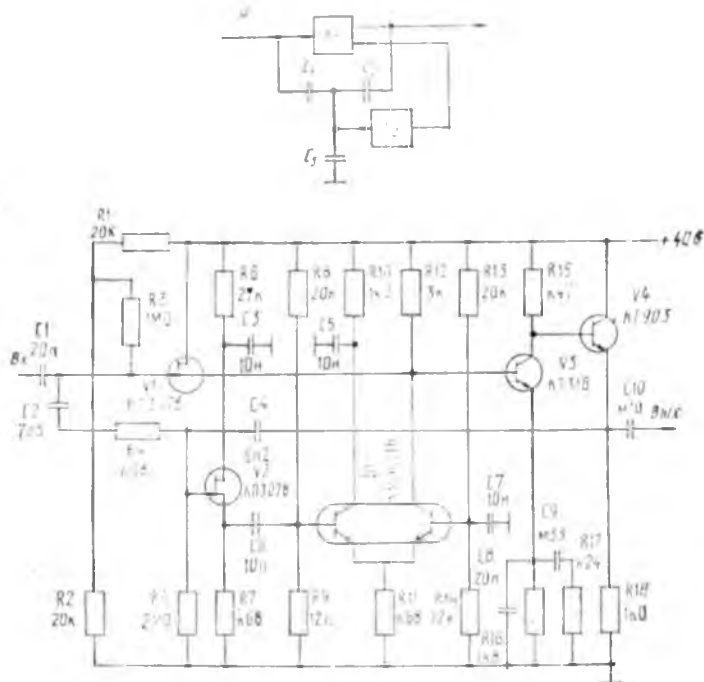


Рис. 3.13

схема. При этом усилитель K_1 реализован с помощью УЗ на трех транзисторах V1, V3, V4. Входной каскад выполнен на полевом транзисторе V1 по схеме с общим стоком, что позволяет получить большой входной импеданс. Второй каскад выполнен на биполярном транзисторе V3 и обеспечивает инвертирование усиливаемого сигнала. Выходной эмиттерный повторитель V4 служит для получения низкого выходного импеданса УТ, что облегчает его согласование с произвольной широкополосной нагрузкой.

Усилитель K_2 (см. рис. 3.13, а) реализован на истоко-

вом повторителе V2 и дифференциальном усилителе D1. Отличительной особенностью данного УТ является включение выхода усилителя K_2 в базовую цепь V3, а не на выход тракта, что позволяет исключить влияние сопротивления нагрузки на условия настройки. Пассивный емкостной делитель собран на C_2, C_4 . Для частотной коррекции передачи сигнала на вход V2 используется R_4 . Условие настройки структуры, приведенной на рис. 3.12, имеет вид

$$\alpha_1 + \alpha_2 K_1 = 0; \quad \varepsilon = \frac{1}{1 + K_2 \alpha_2},$$

где $\varepsilon \leq \varepsilon_0$; ε_0 — допустимая величина ε .

В соответствии с условием настройки выбираем значения емкостей C_2, C_4 в предположении, что активные сопротивления плеч делителя в рабочем диапазоне велики и могут не учитываться:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &\approx \frac{C_2}{C_2 + C_4 + C_{21}}; & C_1 &= C_2; \\ \alpha_2 &\approx \frac{C_4}{C_2 + C_4 + C_{21}}; \\ K_1 &\approx \frac{R_{13}}{R_{17}}; & K_3 &\approx K_D \frac{S_2 R_7}{1 + S_2 R_7}, \end{aligned}$$

где C_{21} — проходная емкость транзистора V2; для КП307В $C_{21} = 2$ пФ; S_2 — крутизна полевого транзистора V2; для КП307В $S_2 = 5$ мА/В; K_D — коэффициент усиления дифференциального каскада, нагрузкой которого является источник V1.

На рис. 3.14 представлена рассчитанная с помощью ЭВМ и подтвержденная экспериментально зависимость уровня интермодуляционных продуктов второго и третьего

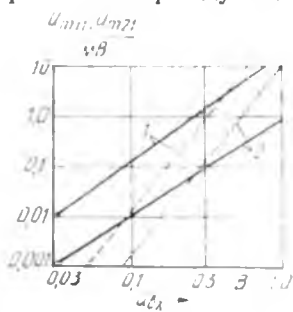


Рис. 3.14

порядков U_{m11} (сплошные линии) и U_{m21} (штриховые) в области средних частот от входного напряжения (прямая 1 относится к одиночному усилителю K_1 , а прямая 2 — ко всему УТ). Как видно, уровень НИ всего УТ на 20 дБ меньше, чем у одиночного каскада K_1 . В результате расчетов и эксперимента получены следующие характеристики УТ (см. рис. 3.13, б): $T_0 = 1,6$; диапазон рабо-

чих частот 0,1—20 МГц; чувствительность $E_A = 15$ мкВ при отношении сигнал/шум, равном 20 дБ; входная емкость УТ 10 пФ; перекрестная помеха — не менее 2,1 В; интермодуляционная помеха — 2×150 мВ (при выходном продукте УТ на уровне реальной чувствительности).

Возможна еще одна реализация УТ, показанного на рис. 3.12, использующая активный сумматор на основе

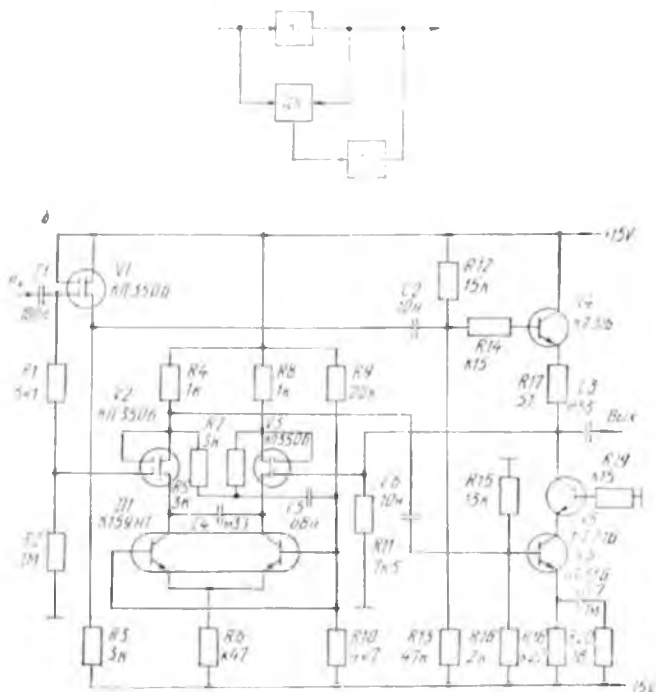


Рис. 3.15

дифференциального каскада. Применение подобного сумматора позволяет значительно уменьшить входную емкость УТ (до 1—2 пФ), что повышает чувствительность УТ при работе его от высокоомного источника, например, штыревой антенны. При этом оказывается возможным снизить коэффициент усиления, что повышает уровень допустимых помех на входе УТ. На рис. 3.15, а показана упрощенная структурная схема такого УТ. Полная принципиальная схема приведена на рис. 3.15, б.

Условия настройки схемы на рис. 3.15, а аналогичны УТ по предыдущей схеме. В отличие от нее звено K_1 в послед-

ней схеме выполнено на двух повторителях сигналов: истоковым V1 и эмиттерном V4, которые не инвертируют фазу. Это необходимо для обеспечения требуемых фазовых соотношений для дифференциального усилителя V2, V3 и D1. Для получения высокоомного импеданса УТ дифференциальный каскад выполнен на полевых транзисторах.

Расчеты с применением ЭВМ и эксперимент показали следующие характеристики УТ, приведенного на рис. 3.15, б: диапазон рабочих частот 0,1—30 МГц; $T_0=1$; чувствительность $E_A=12$ мкВ при отношении сигнал/шум, равном 20 дБ; входная емкость 1 пФ; входное сопротивление 1,0 МОм; перекрестная помеха — не менее 2,4 В. Из эксперимента следует, что по сравнению с одиночным звеном K_1 цепь компенсации уменьшает интермодуляционные искажения 2-го и 3-го порядков на 20—40 дБ в диапазоне до 30 МГц.

3.4.3. Реализация УТ на основе моделей реальных компонентов

Рассмотрим второй подход (см. § 3.4.1) к реализации УТ на примере использования конкретных усилительных приборов.

Пример 2.1. Возьмем структурную схему УТ, приведенную на рис. 3.12.

Ветви α_1 , α_2 выполнены с помощью полевого транзистора. Сигнальный граф последнего в соответствии с его упрощенной моделью для области средних частот как управляемого источника тока (см. рис. 3.16, а) представлен на рис. 3.16, б. Предположим в первом приближении, что основная нелинейность полевого транзистора обусловлена зависимостью тока стока от напряжения между затвором и истоком. Тогда упрощенный сигнальный граф (см. рис. 3.16, б) содержит одну нелинейную ветвь, отображающую усилительные и нелинейные свойства транзистора:

$$I_c = S U_{зи} + S^{(2)} U_{зи}^2 + S^{(3)} U_{зи}^3 + \dots,$$

где S , $S^{(2)}$, $S^{(3)}$ — коэффициенты разложения зависимости $I_c = f(U_{зи})$ в степенной ряд; I_c — ток стока; $U_{зи}$ — напряжение затвор-исток.

С учетом графа транзистора структура, приведенная на рис. 3.12, преобразуется к графу, изображенному на рис. 3.17, а, которому в свою очередь соответствует принципиальная схема, данная на рис. 3.17, б. Таким образом, граф УТ содержит три нелинейные ветви.

Несмотря на появление дополнительных ветвей, передача которых равна сопротивлениям R_b , R_a , возможно выполнение условия НЧ к нелинейным ветвям S_1 , K_3 и условиям е-чувствительности к S_2 .

Проведем упрощенный анализ данного УТ. Условия настройки заключаются в следующем:

$$K_{aS_2} = 0; \quad (1 + S_1 R_c) + S_1 R_{вх} K_3 = 0,$$

где K_{uS_2} — коэффициент переноса от выхода УТ на вход нелинейного УЗ; S_1 — крутизна полевого транзистора $V1$, $S \approx 5 \text{ мА/В}$; R_c — сопротивление стоков $V1$ и $V2$, в данном случае $R_c \approx 8,0 \text{ кОм}$; R_H — сопротивление параллельного соединения R_6 и R_4 , $R_H = 230 \text{ Ом}$; K_3 — усиление каскада с общим эмиттером на $V3$; $R_{вх}$ — входное сопротивление этого каскада, в данном случае $R_{вх} \approx 500 \text{ Ом}$.

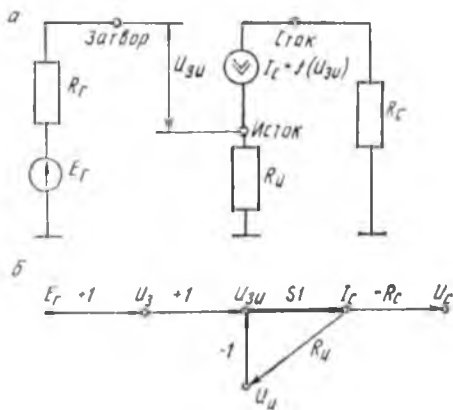


Рис. 3.16

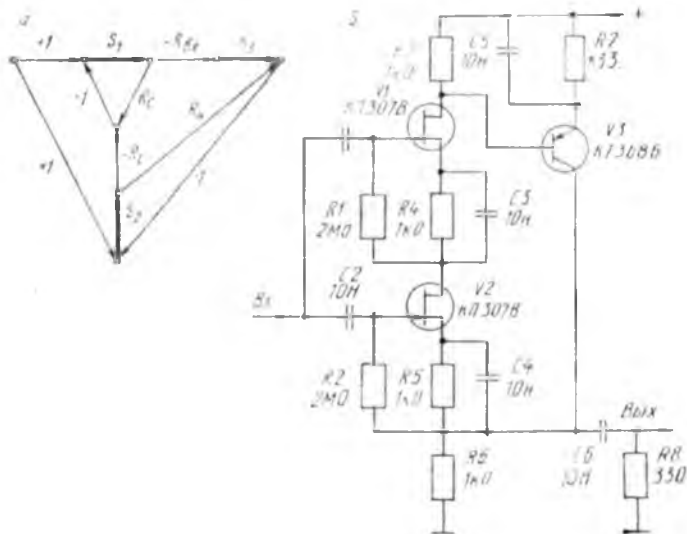


Рис. 3.17

Из условий настройки определяем необходимое значение K_3 :

$$K_3 = - \frac{1 + S_1 R_c}{S_1 R_{вх}} = - \frac{R_c}{R_{вх}} = - \frac{10 \text{ кОм}}{0,5 \text{ кОм}} = -20,$$

при этом затвор и исток V2 становятся эквипотенциальными. Выполнение последнего условия делает нечувствительной структуру УТ не только к нелинейности и вариации параметров переходных характеристик транзисторов, но и входных характеристик. Влияние входной цепи V2 отсутствует вследствие эквипотенциальности его затвора и истока, а НИИ, создаваемые входными цепями V1, V3, компенсируются аналогично их проходным нелинейностям в петле ООС V1, V3, C4, V2, C3.

Степень ослабления НИ оценим в предположении, что можно пренебречь: вкладом ветви S_2 транзистора V2 вследствие условия $K_u S_1 = 0$; вкладом ветви S_1 транзистора V1 из-за глубокой местной ООС, образованной $R_c \gg R_{вх}$. Уровень искажений каскада K_3 ослабляется на величину

$$K_{пK_3} = \frac{1 + S_1 R_c}{(1 + S_1 R_c)(1 + S_2 R_u) + S_1 R_{вх} K_3 S_2 R_S},$$

отсюда

$$K_{пK_3} = \frac{1}{S_2 R_S} = \frac{1}{50},$$

т.е. НИ УТ теоретически должны ослабляться на 34 дБ по сравнению с исходными УЗ. Реально, как показали расчеты с помощью более точных моделей на ЭЦВМ и результаты эксперимента, величина ослабления составляет 28—30 дБ в диапазоне 0,1—3 МГц, что близко к расчетному. На частотах 3—30 МГц величина ослабления уменьшается до

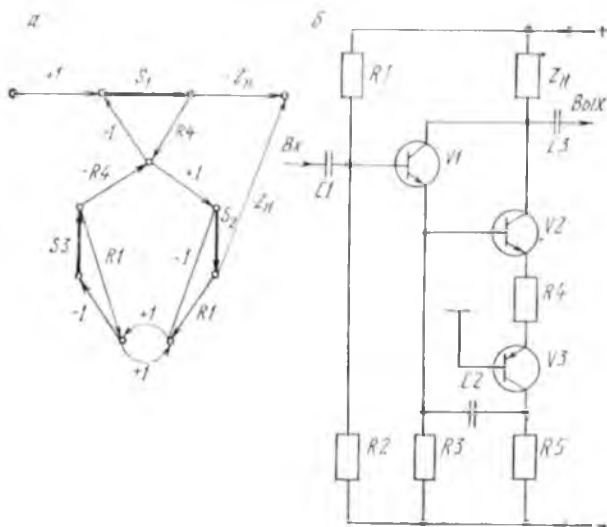


Рис. 3.18

20—26 дБ, что объясняется влиянием неточности настройки УТ из-за появления дополнительных фазовых сдвигов.

Сравнение схем, представленных на рис. 3.17, б, 3.13, б, 3.15, б, показывает, что одна и та же структура (см. рис. 3.12) может быть реализована с помощью более простого схемного решения при сохранении выигрыша в линейности. Это подтверждает отмеченные ранее достоинства второго подхода к реализации структурных методов синтеза УТ.

Пример 3.2. Требуется синтезировать УТ на основе структуры, приведенной на рис. 3.4, а, содержащей петлю ПОС. Данная структура в соответствии с упрощенным графом транзистора (см. рис. 3.16, б) пре-

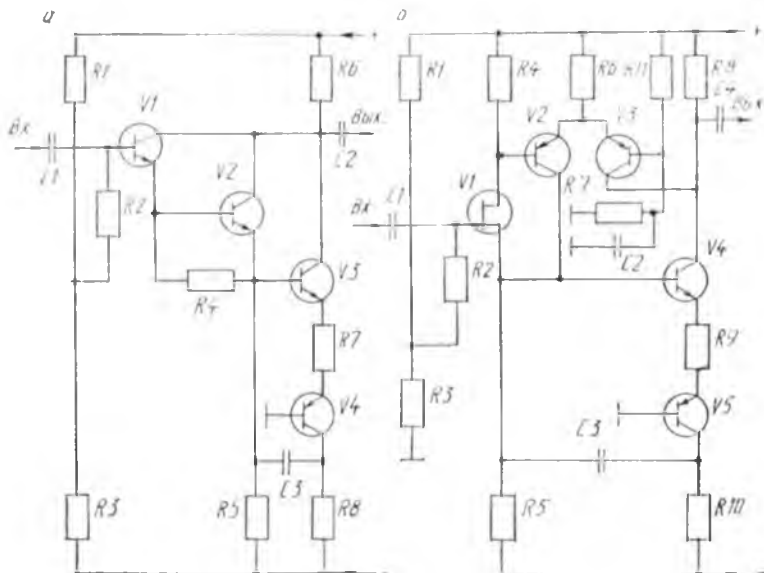


Рис. 3.19

образуется к графу (рис. 3.18, а), которому в свою очередь может быть поставлена в соответствие принципиальная схема, изображенная на рис. 3.18, б. НЧ к нелинейной ветви S_1 достигается в соответствии с первым принципом (см. § 3.2) введением некасающейся петли единичной ПОС $V2, R1, V3, R2, R3$. НЧ к элементам S_2 и S_3 достигается в соответствии со вторым принципом (см. § 3.2), т. е. благодаря передаче сигналов с их выходов на выход УТ по двум каналам.

Условия настройки данной структуры соответствуют системе уравнений, полученной из анализа графа, приведенного на рис. 3.18, а, с помощью формулы Мэзона:

$$K_{nS_1} = 0, (1 + S_2 R_1)(1 + S_3 R_1) - 1 - S_2 R_1 S_3 R_4 = 0;$$

$$K_{nS_2} = 0, -Z_{II}(1 + S_3 R_1 - 1)(1 + S_1 R_1) + R_1 S_3 R_4 S_1 Z_{II} = 0;$$

$$K_{nS_3} = 0, -R_1 S_1 Z_{II}(1 + S_2 R_1 - 1) + R_1 S_2 Z_{II}(1 - 1) + R_1 S_2 Z_{II} = 0,$$

где $R_4 = R_2 R_3 / (R_2 + R_3)$; S_i — крутизна i -го транзистора. Из анализа данных условий с учетом выполняющихся на практике приближений $S_2 R_1 \gg 1$, $S_3 R_1 \gg 1$, $S_1 R_4 \gg 1$ определяем номинальные сопротивления резисторов R_1 , R_2 , R_3 :

$$R_1 = R_2 R_3 / (R_2 + R_3).$$

При этом усиление тракта $T = -Z_{II} / R_1$.

Отличительной особенностью данного УЗ является независимость условий настройки от сопротивлений нагрузки.

Экспериментальные исследования тракта показали, что величина подавления ПИ составляет 40 дБ в диапазоне 0,1—5 МГц и 30 дБ в диапазоне 5—30 МГц.

Пример 3.3. К недостаткам схемы, изображенной на рис. 3.18, б, относится влияние Z_{II} на условие настройки данного УЗ вследствие того, что импеданс генератора посредством низкоомного сопротивления база-эмиттер V_1 связан с петлей ПОС и оказывает влияние на петлевое усиление. Для устранения этого недостатка целесообразно использовать известные методы увеличения входного сопротивления УТ, например, путем присоединения составных биполярных транзисторов (рис. 3.19, а) или полевого транзистора с умножением крутизны (см. рис. 3.19, б).

В результате расчета и эксперимента получены следующие характеристики УТ, приведенного на рис. 3.19, б: диапазон рабочих частот 0,1—30 МГц; усиление $T_0 = 6$ дБ; реальная чувствительность при отношении сигнал/шум 20 дБ — 12 мкВ; входная емкость 2 пФ; входное сопротивление 1 МОм; перекрестная помеха не менее 2,1 В; допустимый уровень двухсигнальной интермодуляционной помехи 2×250 мВ при уровне продукта интермодуляции 10 мкВ.

Реализация УТ, приведенных на рис. 3.13, б, 3.15, б, 3.17, б, 3.18, б, 3.19, а, б, проводилась на основе простых приближенных моделей транзисторов с использованием достаточно грубых допущений, что, однако, позволяет осуществить регулярный аналитический синтез электрической схемы УТ, соответствующей исходному графу. Последующий отказ от введенных пренебрежений (например, учет конечного входного сопротивления транзисторов, внутренних обратных связей, наличие дополнительных источников нелинейностей и т. д.) позволяет целенаправленно изменять исходную структуру (рис. 3.18, б, 3.19, а, б), добиваясь требуемых характеристик. Сложные уточненные модели, рассчитываемые на ЭЦВМ, вводятся на этапе заключительного анализа синтезируемых трактов и, как правило, подтверждают с приемлемой погрешностью (3—10 дБ) величину подавления ПИ.

4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАЛОШУМЯЩИХ УТ

4.1. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СВЯЗЬ МЕЖДУ ШУМОВЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ УЗ И УТ

4.1.1. Общие сведения

Условия НЧ и соответствующие им структурные свойства существенным образом влияют на все показатели качества УТ. В § 2.3.2 — 2.3.4 было показано, что введение этих условий приводит к снижению НИ и возрастанию точности передачи УТ при сохранении усилительной способности.

Проведем оценку влияния условий НЧ на шумовые свойства трактов. Для ее выполнения в соответствии с методикой, описанной в § 2.3.1, необходимо выразить в терминах коэффициентов переноса функциональную связь между шумовыми характеристиками УЗ и УТ; затем в найденные уравнения функциональной связи следует подставить условия НЧ до m -го порядка.

Представим i -е шумящее УЗ в виде нешумящего звена, на выходе которого включен эквивалентный источник шумов (рис. 4.1). Таким образом, сигнал на выходе УЗ равен

$$U_{\text{вых}i} = K_i U_{\text{вх}i} + U_{\text{ш}i}, \quad (4.1)$$

где K_i — коэффициент усиления i -го УЗ; $U_{\text{ш}i}$ — напряжение эквивалентного шумового источника, включенного на выходе i -го УЗ; $U_{\text{вх}i}$, $U_{\text{вых}i}$ — напряжение сигнала на входе и выходе i -го УЗ соответственно.

В результате можно считать, что УТ из n шумящих УЗ состоит из n нешумящих УЗ, причем на выходе каждого звена включен шумовой источник, создающий соответствующее шумовое напряжение (рис. 4.2). Следует отметить, что под $U_{\text{вх}i}$ понимается только полезный входной сигнал i -го УЗ, поступающий со входа УТ, без учета шумов, приходящих на вход i -го УЗ с выходов всех УЗ. Такое представление УЗ позволяет свести анализ шумовых свойств УТ к анализу переносов (передач) выделенных источников в требуемое сечение тракта (на выход или вход). Уровень

шума соединительных звеньев будем предполагать пренебрежимо малым по сравнению с уровнем шумов активных УЗ.

Суммарное напряжение шума, создаваемого на выходе УТ эквивалентными шумовыми источниками всех УЗ, равно

$$U_{ш\Sigma} = \sum_{i=1}^n K_{шi} U_{шi}, \quad (4.2)$$

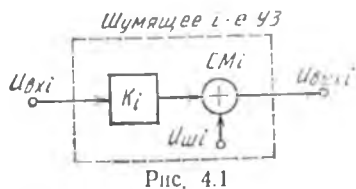


Рис. 4.1

где $U_{ш\Sigma}$ — суммарное напряжение шумов на выходе УТ; $K_{шi}$ — обобщенный коэффициент переноса (передачи) с выхода i -го УЗ на выход УТ; $U_{шi}$ определяется из (4.1); n — количество УЗ.

При этом сигнал на выходе УТ равен

$$U_{вых} = TE_c + U_{ш\Sigma}, \quad (4.3)$$

где T — коэффициент усиления УТ; E_c , $U_{вых}$ — напряжение сигнала на входе и выходе УТ соответственно; $U_{ш\Sigma}$ определяется из (4.2).

Таким образом, любой УТ может быть представлен в виде нешумящего тракта, к выходу которого присоединен суммарный эквивалентный источник шума, сформирован-

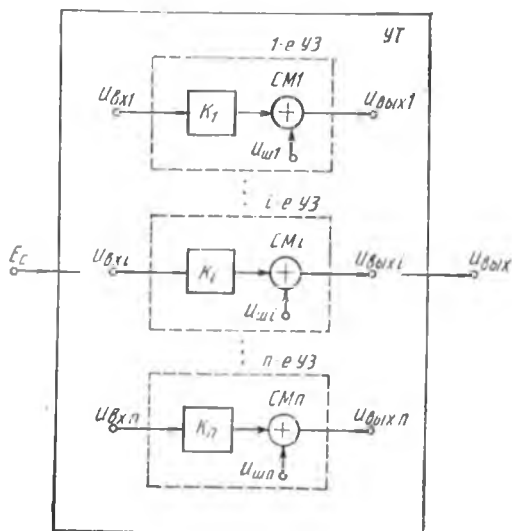


Рис. 4.2

ный в соответствии с (4.2), (4.3) шумовыми источниками всех УЗ (рис. 4.3).

Следует отметить, что в данной главе исследуются только шумовые свойства, поэтому существующие на выходах УЗ и УТ нелинейные продукты не представлены в (4.1), (4.3).

Напряжения шумов $U_{ш i}$, $U_{ш \Sigma}$ являются, очевидно, некоторыми случайными функциями от времени, поэтому далее будем использовать усредненные значения квадратов шумовых напряжений i -го УЗ ($\overline{U_{ш i}^2}$)

и УТ ($\overline{U_{ш \Sigma}^2}$): $\overline{U_{ш i}^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T U_{ш i}^2 \times$

$\times dt$; $\overline{U_{ш \Sigma}^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T U_{ш \Sigma}^2 dt$, где

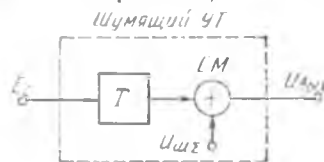


Рис. 4.3

T — интервал времени, в течение которого осуществляется усреднение. Напомним, что усредненное значение квадрата шумового напряжения численно равно мощности, выделяемой при прохождении шума через резистор с единичным сопротивлением; оно характеризует интенсивность шума.

Пересчитывая данные величины на входы соответственно

i -го УЗ и УТ, находим: $\overline{U_{ш i, вх}^2} = \frac{\overline{U_{ш i}^2}}{K_i^2}$; $\overline{U_{ш \Sigma, вх}^2} = \frac{\overline{U_{ш \Sigma}^2}}{T^2}$, где

$\overline{U_{ш i, вх}^2}$ — уровень шумов (среднее значение квадрата напряжения шума $U_{ш i}$) i -го УЗ, приведенный к его входу; $\overline{U_{ш \Sigma, вх}^2}$ — приведенный ко входу УТ уровень его собственных шумов. Отсюда определяем отношение сигнал/шум соответственно i -го УЗ и УТ:

$$q_i = \frac{E_c}{\overline{U_{ш i, вх}^2}} = \frac{E_c}{\overline{U_{ш i}^2}} K_i; \quad (4.4)$$

$$Q = \frac{E_c}{\overline{U_{ш \Sigma, вх}^2}} = \frac{E_c}{\overline{U_{ш \Sigma}^2}} T. \quad (4.5)$$

Здесь q_i и Q определяются при одинаковом входном сигнале E_c , что позволяет сравнивать между собой шумовые свойства УЗ и УТ. Например, если $q_i/Q=2$, то это означает, что использование УТ вместо одиночного i -го УЗ для усиления одного и того же сигнала приведет к ухудшению отношения сигнал / шум в два раза. Итак, величина

$$F = q_i/Q \quad (4.6)$$

показывает, чему равен проигрыш по критерию сигнал/шум при замене одиночного i -го УЗ трактом.

Шумы каждого УЗ предполагаются статистически независимыми, стационарными и эргодическими процессами, что, как правило, выполняется на практике. Тогда усредненное значение квадрата шумового напряжения на выходе УТ равно сумме средних значений квадратов каждого слагаемого в (4.2):

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = \sum_{i=1}^n \overline{(K_{ni} U_{\Sigma i})^2} = \sum_{i=1}^n K_{ni}^2 \overline{U_{\Sigma i}^2}. \quad (4.7)$$

Подставляя (4.7) в (4.5), выражаем отношение сигнал/шум УТ через шумы каждого УЗ в терминах коэффициентов переноса:

$$Q = \frac{E_c}{\sqrt{\sum_{i=1}^n K_{ni}^2 \overline{U_{\Sigma i}^2}}} T.$$

Из (4.4) следует, что

$$\overline{U_{\Sigma i}^2} = E_c^2 K_i^2 / q_i^2.$$

Отсюда выражаем отношение сигнал/шум УТ как функцию от отношений сигнал/шум каждого УЗ:

$$Q = \frac{E_c}{\sqrt{\sum_{i=1}^n K_{ni}^2 E_c^2 K_i^2 / q_i^2}} T$$

или в окончательном виде

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^n K_{ni}^2 K_i^2 / T^2 q_i^2}}. \quad (4.8)$$

Выражения (4.7), (4.8) связывают шумовые характеристики УТ и УЗ через коэффициенты переноса. Таким образом, дальнейшая задача заключается в том, чтобы оценить влияние условий НЧ и соответствующих структурных свойств на уровень шума (4.7) и отношение сигнал/шум УТ.

Прежде чем приступить к исследованию общего случая

УТ из УЗ с НЧ до m -го порядка (см. § 4.2.1), покажем особенности шумовых свойств УТ с НЧ на примерах двух- и трехзвенных УТ.

4.1.2. Пример влияния условий НЧ на шумовые свойства двухзвенного УТ

Рассмотрим структурную схему УТ (табл. 3.2, вариант 4), выделив шумовые источники обоих УЗ (рис. 4.4). Коэффициенты переноса и усиление УТ равны

$$\left. \begin{aligned} K_{u1} &= 1 + K_2\alpha; K_{n1} = 1; \\ K_{u2} &= 1; K_{n2} = 1 + \alpha K_1; \\ T &= K_1 + K_2 + K_2\alpha K_1. \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

Подставляя (4.9) в (4.7) и (4.8), находим, что уровень шумов на выходе УТ равен

$$\overline{U_{ш\Sigma}^2} = \overline{U_{ш1}^2} + (1 + \alpha K_1)^2 \overline{U_{ш2}^2}, \quad (4.10)$$

при этом отношение сигнал/шум УТ

$$Q = \left(\frac{K_1^2}{(K_1 + K_2 + K_2\alpha K_1)^2} \frac{1}{q_1^2} + (1 + \alpha K_1)^2 \frac{K_2^2}{(K_1 + K_2 + K_2\alpha K_1)^2} \frac{1}{q_2^2} \right)^{-1/2}. \quad (4.11)$$

Здесь в соответствии с (4.4):

$$q_1 = E_c K_1 / \sqrt{\overline{U_{ш1}^2}}; \quad q_2 = E_c K_2 / \sqrt{\overline{U_{ш2}^2}}.$$

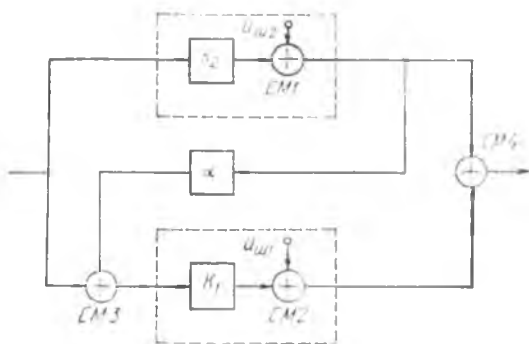


Рис. 4.4

Условия настройки данного тракта заключаются в следующем (см. § 3.2):

$$K_1 = K_2 = K; \quad \alpha = -\frac{1}{K}. \quad (4.12)$$

При выполнении (4.12) реализуется НЧ первого порядка к обоим УЗ. Коэффициенты переноса и усиление УТ (4.9) принимают вид:

$$K_{u1} = 0; \quad K_{n1} = 1; \quad K_{u2} = 1; \quad K_{n2} = 0; \quad T = K. \quad (4.13)$$

Определим сначала шумовые характеристики без учета вариаций коэффициентов передач УЗ, т. е. в предположении, что УЗ являются абсолютно стабильными. Подставляя значения (4.13) в (4.10), (4.11) для коэффициентов передач, находим:

$$\overline{U_{ш\Sigma_0}^2} = \overline{U_{ш1}^2}; \quad Q_0 = q_1. \quad (4.14)$$

Индекс 0 указывает, что $\overline{U_{ш\Sigma_0}^2}$ и Q_0 определены в предположении абсолютной стабильности передач УЗ.

Таким образом, уровень шумов на выходе двухзвенного УТ с НЧ первого порядка определяется шумами только первого УЗ (4.14), шумы же второго УЗ на выходе УТ отсутствуют. Последнее объясняется структурными особенностями тракта (см. § 3.2): выход первого УЗ соединен с выходом УТ двумя путями, передачи которых в соответствии с условиями настройки равны по величине и противоположны по знаку: $1 = -\alpha K_1$. При этом, очевидно, отношение сигнал/шум всего УТ равно отношению сигнал/шум первого УЗ (4.14). Иными словами, замена одиночного УЗ трактом из двух шумящих, но достаточно стабильных УЗ не должна приводить к ухудшению отношения сигнал/шум. Это является характерной особенностью трактов с НЧ. Действительно, для них обобщенные коэффициенты переноса с выходов того или иного количества УЗ (которое определяется способом выполнения условий НЧ, см. § 2.2.1) на выход УТ равны нулю. В результате как НИ, так и шумы с выходов этих УЗ не передаются на выход УТ.

Однако выражения (4.14) справедливы только при точном выполнении условий настройки. В реальных же УТ они выполняются с некоторым приближением в силу того, что K_i случайным образом варьировать вблизи некоторых номинальных значений:

$$K_i = K_{0i} + \Delta K_i = K_{0i}(1 + \delta K_i),$$

где K_{0i} — номинальное значение коэффициента усиления i -го УЗ; ΔK_i , δK_i — соответственно абсолютная и относительная величины вариаций K_i (абсолютная и относительная погрешности K_i , см. § 1.4.4).

Далее предполагается, что вариации передачи пассивных звеньев пренебрежимо малы по сравнению с ΔK_i . В результате случайного характера K_i условия настройки (4.12) имеют смысл только для номинальных значений K_i :

$$K_{01} = K_{02} = K_0, \quad \alpha = -1/K_0, \quad (4.15)$$

что, очевидно, приводит к появлению на выходе УТ шумов не только первого, но и второго УЗ, причем величина последних будет определяться погрешностями передач УЗ.

Для дальнейшей оценки шумовых характеристик необходимо сделать предположения относительно шумов варьироваемого звена. Далее считаем, что случайные увеличения или уменьшения коэффициента усиления i -го УЗ приводят к пропорциональным изменениям уровня шума на его выходе:

$$\bar{U}_{wi}^2/K_i^2 = \text{const.} \quad (4.16)$$

В результате отношение сигнал/шум УЗ (4.4) является некоторой постоянной величиной и не зависит от усиления УЗ и его вариаций. Такое условие приводит к простым и наглядным выкладкам. Следует отметить, что выражения (4.4) — (4.8) позволяют исследовать шумовые свойства УТ при любых других предположениях.

Для иллюстрации влияния вариаций K_i на отношение сигнал/шум анализируемого УТ (рис. 4.4) рассмотрим (4.11). Здесь Q — некоторая функция от случайных величин K_1 , K_2 и, следовательно, отношение сигнал/шум УТ — также случайная величина. Отметим, что первое УЗ не влияет на перенос шумов второго УЗ к выходу тракта, однако вариации K_2 изменяют передачу УТ и, следовательно, влияют на отношение сигнал/шум УТ. Предполагая, что используются УЗ с одинаковыми q :

$$q_1 = q_2 = q, \quad (4.17)$$

получаем из (4.11), что отношение сигнал/шум УТ равно

$$Q = q \frac{K_1 + K_2 - \alpha K_1 K_2}{\sqrt{K_1^2 + (1 + \alpha K_1)^2 K_2^2}}.$$

Учитывая условия настройки (4.15) и переходя к нор-

мированным значениям передач УЗ (K_i/K_0), находим

$$Q = q \frac{(K_1/K_0) + (K_2/K_0) - (K_1/K_0)(K_2/K_0)}{1 - (K_1/K_0)^2 + (1 - K_1/K_0)^2(K_2/K_0)^2}$$

Подставляя данное выражение в (4.6), определяем величину $F = q/Q$, характеризующую изменение величины сигнал/шум тракта по сравнению с УЗ:

$$F = \frac{1 - (K_1/K_0)^2 + (1 - K_1/K_0)^2(K_2/K_0)^2}{(K_1/K_0) + (K_2/K_0) - (K_1/K_0)(K_2/K_0)} \quad (4.18)$$

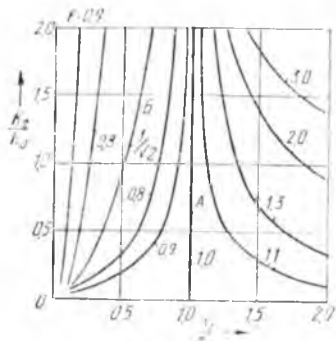


Рис. 4.5

Отсюда можно определить значения передач УЗ, необходимые для обеспечения заданной величины F . На рис. 4.5 приведено семейство кривых $F = \text{const}$; очевидно, что для реализации требуемого значения F коэффициенты усиления УТ должны быть такими, чтобы точки с координатами (K_1/K_0) ; (K_2/K_0) лежали на соответствующей кривой. Например, требование $F=1$ реализуется либо при $K_1/K_0=1$

(прямая А), либо при $K_1/K_0=0$ (ось ординат), причем усиление другого УЗ может быть любым. Это объясняется тем, что в первом случае строго реализуется нулевое значение переноса шума второго УЗ и отношение сигнал/шум тракта совпадает с отношением сигнал/шум первого УЗ; во втором случае звено K_1 отсутствует и тракт эквивалентен второму звену. Если вследствие вариаций коэффициенты усиления УЗ приняли, например, значения $K_1/K_0=1,12$, $K_2/K_0=0,85$, то, как следует из (4.18) и рис. 4.5, получаем $F=1,1$, т. е. отношение сигнал/шум тракта на 10% хуже, чем у звеньев.

Из рис. 4.5 видно, что для области значений $K_1, K_2: 0 < K_1/K_0 < 1; 0 < K_2/K_0$ величина $F < 1$, и для точек на кривой Б $F_{\min} = 1/\sqrt{2}$.

Таким образом, в указанной области отношение сигнал/шум тракта оказывается большим, чем у звеньев, и для точек кривой Б принимает максимально возможное значение

$$Q_{\max} = \frac{1}{F_{\min}} q = \sqrt{2} q. \quad (4.19)$$

Уравнение кривой B , соответствующее (4.19), может быть найдено из (4.18). Оно имеет вид

$$\left(\frac{K_2}{K_0}\right) = \frac{K_1/K_0}{(1 - K_1/K_0)} \quad (4.20)$$

Еще раз подчеркнем, что сказанное справедливо только при использовании звеньев, для которых отношение сигнал/шум является постоянной величиной и не зависит от вариаций K_i (см. (4.16), (4.17)).

Возможность выигрыша в отношении сигнал/шум при сделанных предположениях объясняется следующим. Вариации K_i приводят к тому, что на выходе УТ изменяется как уровень шумов (вследствие изменения шумов на выходах звеньев и коэффициентов переноса), так и уровень сигнала (вследствие изменения коэффициента передачи тракта). При этом возможны случаи, когда, например, из-за уменьшения передачи i -го УЗ уровень его шумов уменьшится и соответственно падает уровень шумов на выходе тракта. Однако передача УТ при этом может уменьшиться незначительно или даже возрасти, в результате чего отношение сигнал/шум тракта также увеличится и окажется большим, чем у звеньев.

Например, если в рассматриваемом УТ значения K_1, K_2 удовлетворяют уравнению кривой B (см. (4.20) и рис. 4.5), то усиление тракта равно

$$T = K_0 \left(\frac{K_1}{K_0} + \frac{K_1/K_0}{1 - K_1/K_0} - \frac{K_1}{K_0} \frac{K_1/K_0}{1 - K_1/K_0} \right) = 2K_1,$$

т. е. вдвое превышает передачу первого УЗ. При этом уровень шума на выходе каждого УЗ:

$$\sqrt{\overline{U_{ш1}^2}} = \left(\frac{K_1}{K_0}\right) \sqrt{\overline{U_{ш0}^2}}; \quad \sqrt{\overline{U_{ш2}^2}} = \frac{K_1/K_0}{1 - K_1/K_0} \sqrt{\overline{U_{ш0}^2}},$$

где $\overline{U_{ш0}^2}$ — усредненный квадрат шумового напряжения УЗ при номинальном усилении.

Соответственно уровень шума на выходе УТ

$$\begin{aligned} \sqrt{\overline{U_{ш\Sigma}^2}} &= \sqrt{\left(\frac{K_1}{K_0}\right)^2 \overline{U_{ш0}^2} + \left(1 - \frac{K_1}{K_0}\right)^2 \frac{(K_1/K_0)^2}{(1 - K_1/K_0)^2} \overline{U_{ш0}^2}} = \\ &= \sqrt{2} \left(\frac{K_1}{K_0}\right) \sqrt{\overline{U_{ш0}^2}} = \sqrt{2} \sqrt{\overline{U_{ш1}^2}}, \end{aligned}$$

т. е. в $\sqrt{2}$ раз превышает уровень шума первого УЗ. Таким образом, при данных значениях K_1, K_2 (4.20) по сравнению

с первым звеном усиление УТ возрастает вдвое, а уровень шума — в $\sqrt{2}$ раз, что и приводит к увеличению отношения сигнал/шум в $\sqrt{2}$ раз.

Для количественной оценки зависимости F от величины погрешностей δK_i подставим $K_i = K_{0i} + \Delta K_i$ в (4.18):

$$F = \frac{q}{Q} = \frac{\sqrt{(1 + \delta K_1)^2 + \delta K_1^2(1 + \delta K_2)^2}}{1 - \delta K_1 \delta K_2}. \quad (4.21)$$

Как уже говорилось, для реализации максимальной величины сигнал/шум УТ значения K_1 , K_2 должны подчиняться (4.20), т. е. относительные погрешности δK_1 , δK_2 должны удовлетворять условию $1 + \delta K_2 = (1 + \delta K_1)/(1 - (1 + \delta K_1))$ или $\delta K_2 = -(1 + 2\delta K_1)/\delta K_1$. При выполнении этого условия точка с координатами $(K_1/K_{01}; K_2/K_{02})$ всегда будет расположена на кривой B (см. рис. 4.5).

Если, например, вариации передач УЗ совпадают друг с другом по величине и знаку, т. е. $\delta K_1 = \delta K_2 = \delta K$, то (4.21) принимает вид

$$F = \frac{q}{Q} = \frac{(1 + \delta K) \sqrt{1 + \delta K}}{1 + \delta K^2}, \quad (4.22)$$

при этом точка $(K_1/K_0; K_2/K_0)$ всегда будет расположена на прямой $K_2/K_0 = K_1/K_0$.

Если же вариации δK_1 , δK_2 равны по величине и противоположны по знаку, т. е. $\delta K_1 = \delta K$, $\delta K_2 = -\delta K$, то (4.21) сведется к виду

$$F = \frac{q}{Q} = \frac{\sqrt{(1 + \delta K)^2 + \delta K^2(1 - \delta K)^2}}{1 + \delta K^2}, \quad (4.23)$$

при этом точка $(K_1/K_0; K_2/K_0)$ расположена на прямой $K_2/K_0 = 2 - K_1/K_0$. Графики, соответствующие уравнениям

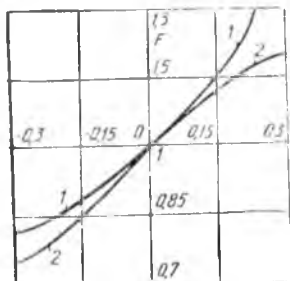


Рис. 4.6

(4.22), (4.23), приведены на рис. 4.6 (соответственно кривые 1 и 2).

Рассмотренный тракт (см. рис. 4.4) не содержит петель обратной связи. Для того чтобы проиллюстрировать влияние контуров УТ на шумовые характеристики, выполним аналогичный анализ двухзвонного тракта с ПЧ первого порядка, который содержит петли обратной связи (табл. 3.2, вари-

ант 1). На рис. 4.7 приведена структурная схема УТ с выделенными эквивалентными шумовыми источниками звеньев K_1 и K_2 .

Для данного УТ обобщенные коэффициенты переноса и усиление равны:

$$K_{n1} = K_2/\Delta; K_{n2} = (1 - K_1\beta_1)/\Delta; T = K_1K_2/\Delta, \quad (4.24)$$

где Δ — определитель УТ,

$$\Delta = (1 - K_1\beta_1)(1 - K_2\beta_2) - K_1K_2\beta. \quad (4.25)$$

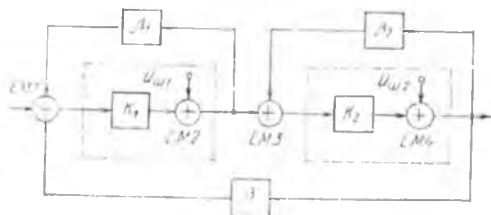


Рис. 4.7

Условия настройки для номинальных значений K_1 , K_2 имеют вид:

$$\beta_1 = 1/K_{01}; \beta_2 = 1/K_{02}. \quad (4.26)$$

При выполнении (4.26) номинальные значения определителя и усиления УТ равны:

$$\Delta_0 = -K_{01}K_{02}\beta; T_0 = -\frac{1}{\beta}. \quad (4.27)$$

Подставляя (4.24), (4.25) в (4.8), находим отношение сигнал/шум УТ

$$Q = \left(\left(\frac{K_2}{\Delta} \right)^2 \left(\frac{K_1\Delta}{K_1K_2} \right)^2 \frac{1}{q_1^2} + \left(\frac{1 - K_1\beta_1}{\Delta} \right)^2 \left(\frac{K_2\Delta}{K_1K_2} \right)^2 \frac{1}{q_2^2} \right)^{-1/2}.$$

Учитывая условия настройки (4.26), (4.27) и переходя к нормированным значениям K_i/K_{0i} , получаем

$$Q = \left(\frac{1}{q_1^2} + \left(\frac{1}{K_1/K_{01}} - 1 \right)^2 \frac{1}{K_{01}^2} \frac{1}{q_2^2} \right)^{-1/2}. \quad (4.28)$$

Подставляя (4.28) в (4.6) и учитывая равенство отношений сигнал/шум УЗ $q_1 = q_2 = q$, определяем величину F :

$$F = \frac{Q}{q} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{K_1/K_{01}} - 1 \right)^2 \frac{1}{K_{01}^2}}. \quad (4.29)$$

Как следует из (4.28), (4.29), для данного УТ отношение сигнал/шум и величина F зависят только от передачи пер-

вого УЗ. Это объясняется тем, что вариации усиления второго УЗ приводят к пропорциональным изменениям коэффициента передачи и уровня выходных шумов УТ. При этом семейство линий постоянного значения $F = \text{const}$ в координатах $(K_1/K_{01}; K_2/K_{02})$ сводится к семейству вертикальных прямых.

Подставив $K_1 = K_{01}(1 + \delta K_1)$ в (4.29), выразим F через погрешность δK_1 :

$$F = \frac{Q}{q} = \sqrt{1 + \left(\frac{\delta K_1}{1 + \delta K_1} \right)^2 \frac{1}{K_{01}^2}} \quad (4.30)$$

На рис. 4.8 представлена зависимость (4.30) при $K_{01} = 1, 3, 10$. В данном УТ по сравнению с УЗ отношение сигнал/шум всегда

хуже, чем у звена, а величина проигрыша F сильно зависит от усиления первого УЗ, а именно: с ростом K_{01} значение F существенно уменьшается и даже для больших значений δK_1 незначительно отличается от единицы.

4.2. ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УТ С НЧ

4.2.1. Анализ шумовых свойств

для общего случая УТ из n УЗ с НЧ до m -го порядка

Напомним, что НЧ до m -го порядка означает, что для a из n звеньев выполняются условия

$$K_{u0l} \neq 0; K_{n0l} = 0; K_{n0l,l} = 0, \dots, K_{n0l,l,j,\dots,v} = 0, \\ i = 1, \dots, a; \quad (4.31)$$

для b из n звеньев выполняются условия (2.41):

$$K_{n0j} \neq 0; K_{u0j} = 0; K_{u0j,j} = 0, \dots, K_{u0j,l,j,\dots,v} = 0, \\ j = 1, \dots, b; \quad (4.32)$$

для c из n звеньев соблюдаются условия (2.42):

$$K_{u0l} = 0; K_{n0l} = 0, l = 1, \dots, c. \quad (4.33)$$

При этом для каждого УЗ в тракте должно выполняться одно из условий (4.31) — (4.33), т. е. $a + b + c = n$. Индекс 0 означает, что (4.31) — (4.33) выполняются для номиналь-

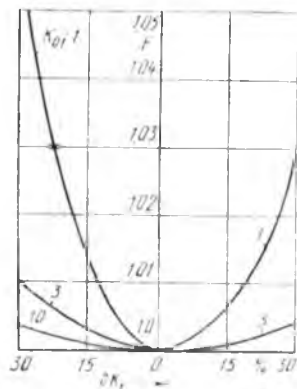


Рис. 4.8

ных значений коэффициентов переноса, т. е. при $K_i = K_{0i}$.

Подставляя (4.31) — (4.33) в (4.7), (4.8), находим, что номинальное значение уровня шумов на выходе УТ

$$\overline{U}_{\Sigma 0}^2 = \sum_{i=1}^b K_{n0i}^2 \overline{U}_{\Sigma 0i}^2, \quad (4.34)$$

а номинальное отношение сигнал/шум УТ

$$Q_0 = \frac{T}{\sqrt{\sum_{i=1}^b \left(K_{1i0i} K_{0i} \frac{1}{q_i} \right)^2}}, \quad (4.35)$$

Как видно, в (4.34), (4.35) количество слагаемых по сравнению с (4.7), (4.8) уменьшилось и равно b вместо n . Иными словами, при введении условий НЧ на выход УТ передаются шумы только от b УЗ, шумы же от остальных $(a+c)$ звеньев на выходе тракта отсутствуют. Это следует из того, что коэффициенты переноса с выходов $(a+c)$ звеньев на выход тракта равны нулю (см. (4.31), (4.32)).

Как и в § 2.3, будем рассматривать только УТ с максимально возможным порядком НЧ: $m = m_{\max} = n - 1$. Для подобных УТ шумовые характеристики приобретают наилучший вид, так как для них $b = 1$ и только одно звено обладает ненулевым переносом на выход УТ (присвоим этому звену первый номер). Тогда:

$$\overline{U}_{\Sigma 0}^2 = K_{101}^2 \overline{U}_{\Sigma 11}^2; \quad (4.36)$$

$$Q = \frac{T_0}{\sqrt{K_{n01}^2 K_{01}^2 \frac{1}{q_1^2}}} = \frac{T_0}{K_{n01} K_{01}} q_1. \quad (4.37)$$

Учитывая, что при $m = m_{\max}$ усиление УТ (см. § 2.3.2) $T = K_{u1,1,\dots,n} K_{01} K_{n01}$, находим из (4.37)

$$Q_0 = K_{u1,1,\dots,n} q_1. \quad (4.38)$$

Здесь $K_{u1,1,\dots,n}$ — передача от входа УТ на вход первого УЗ при всех удаленных УЗ ($K_1 = K_2 = \dots = K_n$), т. е. только за счет пассивных неусиливающих ветвей, поэтому $K_{u1,1,\dots,n} \leq 1$. Соответственно

$$Q_0 \leq q_1. \quad (4.39)$$

Таким образом, из (4.36), (4.38), (4.39) следует, что номинальное значение отношения сигнал/шум УТ не может превысить отношения сигнал/шум первого УЗ. Далее предполагаем (см. § 2.3.2):

$$K_{u1,1,\dots,n} = 1. \quad (4.40)$$

4.2.2. Учет случайных вариаций коэффициентов усиления УТ

Передачу УТ и коэффициенты переноса представим в виде степенных рядов:

$$T = T_0 + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \left\{ \left(\sum_{i=1}^n \frac{\partial}{\partial K_i} \Delta K_i \right)^j T \right\}; \quad (4.41)$$

$$K_{ni} = K_{n0i} + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \left\{ \left(\sum_{r=1}^n \frac{\partial}{\partial K_r} \Delta K_r \right)^j K_{ni} \right\}. \quad (4.42)$$

Коэффициенты этих рядов определяются соответствующими частными производными (абсолютными функциями чувствительности), вычисляемыми в номинальной точке $K_i = K_{0i}$. Например, для ряда (4.42) коэффициентами являются абсолютные функции чувствительности обобщенного коэффициента переноса i -го УЗ:

$$V_1^{K_{ni}} = \frac{\partial K_{ni}}{\partial K_1}; \quad V_{12}^{K_{ni}} = \frac{\partial^2 K_{ni}}{\partial K_1 \partial K_2}, \dots$$

Анализ $V^{K_{ni}}$, который аналогичен выполненному в § 2.3.3 и здесь не приводится, показывает, что при $m = m_{\max}$, в ряде (4.42) для 1-го, 2-го, 3-го, ..., n -го УЗ все члены соответственно до нулевого, 1-го, 2-го, ..., $(n-1)$ -го порядка равны нулю, так что ряд (4.42) для i -го УЗ начинается с члена $(i-1)$ -го порядка:

$$\left. \begin{aligned} K_{n1} &= K_{n01} + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \left\{ \left(\sum_{r=1}^n \frac{\partial}{\partial K_r} \Delta K_r \right)^j K_{n1} \right\}; \\ K_{n2} &= V_1^{K_{n2}} \Delta K_1 + \sum_{j=2}^{\infty} \frac{1}{j!} \left\{ \left(\sum_{r=1}^n \frac{\partial}{\partial K_r} \Delta K_r \right)^j K_{n2} \right\}; \\ K_{n3} &= V_{1,2}^{K_{n3}} \Delta K_1 \Delta K_2 + \sum_{j=3}^{\infty} \frac{1}{j!} \left\{ \left(\sum_{r=1}^n \frac{\partial}{\partial K_r} \Delta K_r \right)^j K_{n3} \right\}; \\ &\dots \dots \dots \\ K_{n(n)} &= V_{1,2,\dots,(n-1)}^{K_{n(n)}} \prod_{i=1}^{n-1} \Delta K_i + \\ &+ \sum_{j=n}^{\infty} \frac{1}{j!} \left\{ \left(\sum_{r=1}^n \frac{\partial}{\partial K_r} \Delta K_r \right)^j K_{n(n)} \right\}. \end{aligned} \right\} \quad (4.43)$$

причем функции чувствительности коэффициентов переноса наименьшего порядка равны

$$\left. \begin{aligned} V_1^{K_{\Pi 2}} &= \frac{1}{\Delta_0 K_{01}}; \\ V_{1,2}^{K_{\Pi 3}} &= -\frac{1}{\Delta_0 K_{01} K_{02}}; \\ &\dots \dots \dots \\ V_{1,2,\dots,(n-1)}^{K_{\Pi n}} &= \frac{(-1)^n}{\Delta_0} \frac{1}{\prod_{i=1}^{n-1} K_{0i}}, \end{aligned} \right\} \quad (4.44)$$

где Δ_0 — номинальное значение определителя тракта (см. § 2.3.5).

Оставляя в рядах (4.41) — (4.43) только члены наименьшего порядка малости и отбрасывая остатки рядов, получаем приближенные выражения для коэффициентов переноса:

$$\left. \begin{aligned} K_{\Pi 1} &\approx K_{01}; \\ K_{\Pi 2} &\approx V_1^{K_{\Pi 2}} \Delta K_1; \\ &\dots \dots \dots \\ K_{\Pi n} &\approx V_{1,2,\dots,(n-1)}^{K_{\Pi n}} \prod_{i=1}^{n-1} \Delta K_i. \end{aligned} \right\}$$

Подставляя данные значения в (4.8), с некоторым приближением определяем отношение сигнал/шум УТ:

$$Q = \left(\left(\frac{K_{\Pi 01}}{T_0} \frac{K_1}{q_1} \right)^2 + \left(\frac{V_1^{K_{\Pi 2}}}{T_0} \frac{K_2}{q_2} \right)^2 (\Delta K_1)^2 + \right. \\ \left. + \dots + \left(\frac{V_{1,2,\dots,(n-1)}^{K_{\Pi n}}}{T_0} \frac{K_n}{q_n} \right)^2 \prod_{i=1}^{n-1} (\Delta K_i)^2 \right)^{-1/2}.$$

Учитывая (4.40), (4.44), находим Q как функцию абсолютных погрешностей ΔK_i :

$$Q \approx \left(\frac{1}{q_1^2} + \frac{1}{q_2^2} \frac{1}{\Delta_0^2} \left(\frac{K_{02}}{T_0} \right)^2 \left(\frac{\Delta K_1}{K_{01}} \right)^2 + \dots + \frac{1}{q_n^2} \frac{1}{\Delta_0^2} \times \right. \\ \left. \times \left(\frac{K_{0n}}{T_0} \right)^2 \prod_{i=1}^{n-1} \left(\frac{\Delta K_i}{K_{0i}} \right)^2 \right)^{-1/2}.$$

Переходя к относительным погрешностям и учитывая, что $m = n - 1$, получаем в окончательном виде оценку отношения сигнал/шум УТ

$$\begin{aligned}
 Q &\approx \left(\frac{(1 + \delta K_1)^2}{q_1^2} + \frac{1}{\Delta_0^2} \left(\frac{K_{02}}{T_0} \right)^2 \frac{1}{\Delta_0^2} (1 + \delta K_2) \delta K_2 + \right. \\
 &+ \dots + \left. \frac{1}{q_n^2} \left(\frac{K_{0n}}{T_0} \frac{1}{\Delta_0^2} (1 + \delta K_n) \prod_{i=1}^n (\delta K_i)^2 \right)^{-1/2} = \right. \\
 &= \left(\frac{(1 + \delta K_1)^2}{q_1^2} + \frac{1}{\Delta_0^2} \sum_{i=1}^m \frac{(1 + \delta K_{i+1})^2}{q_{(i+1)}^2} \left(\frac{K_{0i}}{T_0} \right) \prod_{j=1}^i (\delta K_j)^2 \right)^{-1/2}.
 \end{aligned} \quad (4.45)$$

Выражение (4.45) показывает, как изменяется отношение сигнал/шум УТ с ростом порядка НЧ m , а именно: увеличение m на единицу приводит к появлению нового слагаемого в (4.45), порядок малости которого больше, чем у предыдущего члена (в УТ появляется новое шумящее УЗ, причем коэффициент переноса от него на выход УТ является величиной большего порядка малости, чем для других УЗ). При этом величина слагаемых тем меньше, чем больше определитель тракта.

Следует отметить, что выражение (4.45) является приближенной оценкой отношения сигнал/шум УТ, так как при выводе (4.45) были отброшены остатки рядов (4.42), (4.43), однако ошибка при $\delta K_i < 0,3$ невелика.

Если в УТ используются УЗ с одинаковыми отношениями сигнал/шум, т. е. $q_i = q$, то, как следует из (4.45) и (4.6):

$$\begin{aligned}
 F = \frac{Q}{q} &= \sqrt{ (1 + \delta K_1)^2 + \frac{1}{\Delta_0^2} \sum_{i=1}^m \left(\frac{K_{0(i+1)}}{T_0} \right)^2 \times } \dots \\
 &\rightarrow \dots \times (1 + \delta K_{(i+1)})^2 \prod_{j=1}^i (\delta K_j)^2.
 \end{aligned} \quad (4.46)$$

Таким образом, F определяется порядком НЧ m , номинальными значениями и относительными погрешностями коэффициентов усиления УЗ — K_{0i} , δK_i и УТ — T_0 , а также определителем УТ Δ_0 .

Если УЗ и УТ имеют одинаковые номинальные усиления $K_{0i} = T_0$, причем используются УЗ с одинаковой погрешностью $\delta K_i = \delta K$, то (4.46) упрощается и принимает вид

$$F = \frac{Q}{q} = (1 \pm \delta K) \sqrt{1 + \frac{1}{\Delta_0^2} (\delta K^2 + \delta K^4 + \dots + \delta K^{2m})}. \quad (4.47)$$

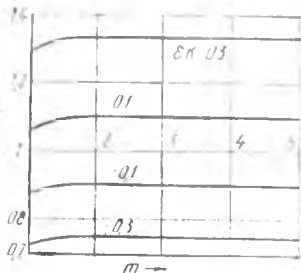


Рис. 4.9

На рис. 4.9 показана зависимость $F(m)$, полученная из (4.47) для различных значений δK в случае $\Delta_0 = 1$. Видно, что при $\delta K < 0,3$ увеличение m , т. е. использование большего числа шумящих УЗ, незначительно ухудшает отношение сигнал/шум УТ по сравнению с одиночным УЗ. Если же опре-

делитель тракта $\Delta_0 > 1$, то кривые располагаются еще ближе к оси абсцисс.

4.2.3. Пример трехзвенного УТ с НЧ до второго порядка

Рассмотрим структурную схему УТ (табл. 3.4, вариант 16), выделив шумовые источники УЗ (рис. 4.10). Коэффициенты переноса и усиления УТ равны

$$\begin{aligned} K_{01} &= 1; \\ K_{02} &= 1 \pm \alpha_2 K_1; \\ K_{03} &= 1 \pm \alpha_1 K_1 \pm \alpha_3 K_2 \pm \alpha_3 K_2 \alpha_2 K_1; \\ T &= K_1 + K_2 + K_3 + K_2 \alpha_2 K_1 + K_3 \alpha_1 K_1 + K_3 \alpha_3 K_2 + \\ &\quad + K_3 \alpha_3 K_2 \alpha_2 K_1. \end{aligned} \quad (4.48)$$

Определитель тракта равен единице.

Условия настройки для номинальных значений K_i имеют вид:

$$K_{01} = K_{02} = K_{03} = K_0; \quad \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = -1/K_0,$$

и при их выполнении усиление УТ $T_0 = K_0$.

Определяем функции чувствительности коэффициентов

переноса с учетом условий настройки:

$$V_1^{K_{п2}} = \alpha_2 = -\frac{1}{K_0}; \quad V_{1,2}^{K_{п3}} = \alpha_2 \alpha_3 = \frac{1}{K_0^2}. \quad (4.49)$$

Подставляя (4.49) в (4.46), находим приближенное значение F :

$$F = \frac{Q}{q} \approx \sqrt{(1 + \delta K_1)^2 + (1 + \delta K_2)^2 \delta K_1^2 + (1 + \delta K_3)^2 \delta K_1^2 \delta K_2^2}. \quad (4.50)$$

При использовании УЗ с одинаковыми $\delta K_i = \delta K$, (4.49) принимает вид

$$F = \frac{Q}{q} \approx (1 + \delta K) \sqrt{1 + \delta K^2 + \delta K^4}. \quad (4.51)$$

Найдем точное значение F для данного УТ. Для этого подставим (4.48) в (4.6):

$$F = \frac{\sqrt{K_1^2 + (1 + \alpha_2 K_1)^2 K_2^2 + (1 + \alpha_1 K_1 + \alpha_3 K_3 + \alpha_3 K_2 \alpha_2 K_1)^2 K_3^2}}{K_1 + K_2 + K_3 + K_2 \alpha_2 K_1 + K_3 \alpha_1 K_1 + K_3 \alpha_3 K_2 + K_3 \alpha_3 K_2 \alpha_2 K_1}.$$

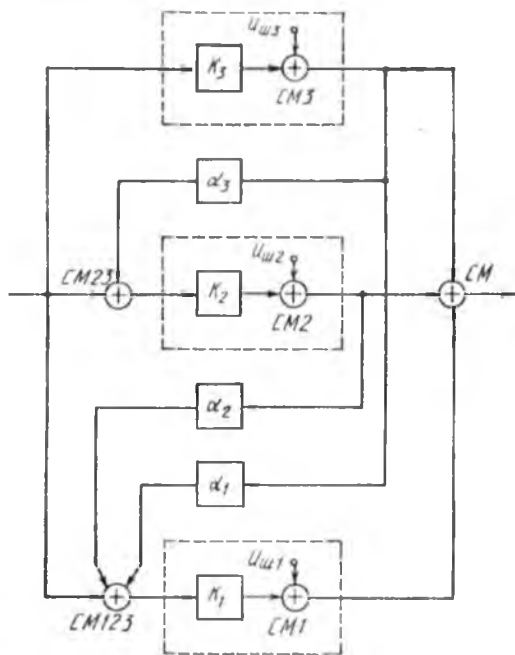


Рис. 4.10

Учитывая условия настройки и то, что $K_i = K_{0i}(1 + \delta K_i)$, получаем

$$F = \frac{\sqrt{(1 + \delta K_1)^2 + \delta K_1^2(1 + \delta K_2)^2 + \delta K_1^2 + (1 + \delta K_3)^2}}{1 + \delta K_1 \delta K_2 \delta K_3}. \quad (4.52)$$

Сравнение точного значения F (см. (4.52)) с приближенным (см. (4.50)) показывает, что (4.50) отличается от (4.52) в $(1 + \delta K_1 \delta K_2 \delta K_3)$ раз, т. е. при $\delta K_i < 0,3$ погрешность не превышает 2,7%.

При $\delta K_i = \delta K$ из выражения (4.52) следует, что

$$F = \frac{(1 + \delta K) \sqrt{1 + \delta K^2 + \delta K^4}}{1 + \delta K^3}. \quad (4.53)$$

Из сравнения выражения (4.53) с аналогичным выражением (4.22) для двухзвенного УТ с НЧ первого порядка (см. рис. 4.4) следует, что увеличение порядка НЧ на единицу приводит при $\delta K \leq 0,3$ к изменению F не более чем на 10%.

4.3. ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН УТ С НЧ

Чтобы оценить ДД для УТ с НЧ, необходимо знать нелинейные передаточные функции (ядра Вольтерра) УТ и уровень шумов на выходе тракта (см. § 2.3.4). Определим уровень выходных шумов УТ.

Подставляя условия НЧ (4.31) — (4.33) в выражение (4.7) для шумов УТ, находим

$$\overline{U_{\Sigma\Sigma}^2} = \sum_{i=1}^b K_{ni}^2 \overline{U_{\Sigma i}^2}. \quad (4.54)$$

Если порядок НЧ равен максимальному $m = m_{\max} = n - 1$, то $b = 1$ и на выход УТ поступают шумы только первого УЗ (см. § 4.2):

$$\overline{U_{\Sigma\Sigma}^2} = K_{n01}^2 \overline{U_{\Sigma 01}^2}. \quad (4.55)$$

Индекс 0 означает, что (4.55) вычисляется при $K_i = K_{0i}$.

При наличии вариаций коэффициенты переноса УЗ становятся отличными от нуля. Тогда при допущениях, сделанных в § 4.2, получаем из (4.43), (4.44), (4.54) следующую оценку для уровня шумов на выходе УТ:

$$\begin{aligned} \overline{U_{\Sigma\Sigma}^2} &\approx (K_{n01})^2 \overline{U_{\Sigma 01}^2} + \left(\frac{\delta K_1}{\Delta_0}\right)^2 \overline{U_{\Sigma 02}^2} + \dots + \frac{1}{\Delta_0^2} \times \\ &\times \prod_{i=1}^m (\delta K_i)^2 \overline{U_{\Sigma(n)}^2}. \end{aligned} \quad (4.56)$$

При этом отношение сигнал/шум на выходе УТ, очевидно, равно

$$Q_{\text{вых}} = TE_c / \sqrt{U_{\text{ш}\Sigma}^2}, \quad (4.57)$$

где $\overline{U_{\text{ш}\Sigma}^2}$ определяется из (4.56).

Таким образом, для оценки ДД по выбранному критерию НИ необходимо:

1) с помощью нелинейных передаточных функций УТ с НЧ, выражения для которых приведены в § 2.3.4, определить максимальный уровень сигнала, при котором НИ равны допустимому значению;

2) с помощью (4.56), (4.57) установить минимальный уровень сигнала, при котором отношение сигнал/шум на выходе УТ равно заданной величине;

3) определить отношение максимального и минимального уровней сигнала.

В качестве примера оценим ДД по второй гармонике и найдем его зависимость от порядка НЧ. Запишем сначала выражение для ДД i -го УЗ. Отношение сигнал/шум на выходе i -го УЗ $q_{i\text{вых}} = K_i / E_c / \sqrt{\overline{U_{\text{ш}i}^2}}$. Отсюда следует минимально допустимое значение сигнала на выходе i -го УЗ:

$$E_{i\text{min}} = q_{i\text{вых}} \sqrt{\overline{U_{\text{ш}i}^2}} / K_i,$$

где $q_{i\text{вых}}$ — требуемое значение отношения сигнал/шум.

Величина второй гармоники на выходе i -го УЗ равна

$$U_{2\omega} = K_i^{(2)} E_c^2,$$

где $K_i^{(2)}$ — нелинейная передаточная функция (ядро Вольтерра) второго порядка i -го УЗ.

Предположим, что уровень второй гармоники не должен превышать уровня выходных шумов, т. е. $U_{2\omega} \leq \sqrt{\overline{U_{\text{ш}i}^2}}$. Тогда максимальное значение входного сигнала равно

$$E_{\text{max}} = \sqrt{\frac{\sqrt{\overline{U_{\text{ш}i}^2}}}{|K_i^{(2)}|}}.$$

Таким образом, если $E_c > E_{\text{max}}$, то величина второй гармоники на выходе тракта превысит уровень шумов. При этом ДД i -го УЗ равен

$$d_{2i} = \frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{min}}} = \sqrt{\frac{\sqrt{\overline{U_{\text{ш}i}^2}}}{|K_i^{(2)}|} \left(q_{i\text{вых}} \frac{\sqrt{\overline{U_{\text{ш}i}^2}}}{K_i} \right)},$$

или в окончательном виде

$$d_{2i} = \frac{K_i}{q_{\text{вых } i}} \frac{1}{\sqrt{|K_i^{(2)}|} \sqrt{U_{\text{ш } i}^2}}. \quad (4.58)$$

Аналогично для УТ при тех же допущениях ДД равен

$$D_2 = \frac{T}{Q_{\text{вых}}} \frac{1}{\sqrt{|T^{(2)}|} \sqrt{U_{\text{ш } \Sigma}^2}}, \quad (4.59)$$

где $T^{(2)}$ — нелинейная передаточная функция второго порядка УТ; $Q_{\text{вых}}$ — требуемое отношение сигнал/шум на выходе УТ.

Будем считать, что $Q_{\text{вых}}$ такое же, как и для i -го УЗ, т. е. $Q_{\text{вых}} = q_{i \text{ вых}}$. Тогда, определив из (4.58) $q_{\text{вых } i}$:

$$q_{\text{вых } i} = \frac{K_i}{d_{2i}} \frac{1}{\sqrt{|K_i^{(2)}|} \sqrt{U_{\text{ш } i}^2}}$$

и подставив данное соотношение в (4.59), получим выражение, устанавливающее связь между ДД УТ и i -го УЗ:

$$D_2 = d_{2i} \left(\frac{T}{K_i} \right) \sqrt{\left| \frac{K_i^{(2)}}{T^{(2)}} \right| \sqrt{\frac{U_{\text{ш } i}^2}{U_{\text{ш } \Sigma}^2}}}. \quad (4.60)$$

Здесь $U_{\text{ш } \Sigma}^2$ определяется из (4.56); значения $T^{(2)}$ приведены в § 2.3.4. Для наглядности предположим, что используются однотипные УЗ:

$$K_{0i} = K_0; \quad K_i^{(2)} = K^{(2)}; \quad d_{2i} = d_2; \quad U_{\text{ш } i}^2 = U_{\text{ш}}^2. \quad (4.61)$$

При этом (4.60) примет вид

$$D_2 = d_2 \left(\frac{T}{K} \right) \sqrt{\left| \frac{K^{(2)}}{T^{(2)}} \right| \sqrt{\frac{U_{\text{ш}}^2}{U_{\text{ш } \Sigma}^2}}}. \quad (4.62)$$

В соответствии с § 2.3.4 предполагаем, что основной вклад в ПИ вносит УЗ, для которого обобщенный коэффициент переноса от входа УТ не равен нулю, т. е. выполняется условие ПЧ (4.31):

$$T^{(2)} \approx K_{un}^2 K_{nn} K^{(2)}.$$

Вклады остальных УЗ представляют собой величины большего порядка малости и не учитываются. Здесь K_{un} ,

K_{nn} можно представить в виде степенных рядов; отбрасывая и в них члены высших порядков малости (4.44), получаем:

$$K_{nn} = V_{1, \dots, m}^{K_{un}} \prod_{i=1}^m (\Delta K_i) = \frac{1}{\Delta_n} \frac{(-1)^m}{\prod_{i=1}^m \delta K_i};$$

$$K_{un} \approx K_{u0n},$$

где K_{u0n} — номинальное значение обобщенного коэффициента переноса от входа УТ на вход i -го УЗ; из п. 2 известно, что $T_0 = K_{u0n} K_0$; отсюда $K_{u0n} = T_0 / K_0$.

Таким образом,

$$T^{(2)} \approx \frac{T_0}{K_0} K^{(2)} \frac{(-1)^m}{\Delta_0} \prod_{i=1}^m (\delta K_i). \quad (4.63)$$

Из (4.56) с учетом (4.61) находим уровень шумов на выходе УТ:

$$\begin{aligned} \overline{U_{ш\Sigma}^2} &\approx \overline{U_{ш}^2} \left[\left(\frac{T_0}{K_0} \right)^2 + \frac{1}{\Delta_0^2} (\delta K_1)^2 + \dots + \frac{1}{\Delta_0^2} \prod_{i=1}^m (\delta K_i)^2 \right] = \\ &= \overline{U_{ш}^2} \left[\left(\frac{T_0}{K_0} \right)^2 + \frac{1}{\Delta_0^2} \sum_{i=1}^m \prod_{j=1}^i \delta K_j \right]. \end{aligned} \quad (4.64)$$

Подставляя (4.63), (4.64) в (4.62), определяем ДД УТ:

$$\begin{aligned} D_2 &\approx d_2 \left(\frac{T_0}{K_0} \right) \frac{1}{(1 + \delta K_1)} \times \\ &\times \sqrt{\left| \frac{K^{(2)}}{\left(\frac{T_0}{K_0} \right) K^{(2)} \frac{(-1)^m}{\Delta_0} \prod_{i=1}^m (\delta K_i)} \right|} \dots \rightarrow \\ &\rightarrow \dots \frac{\overline{U_{ш}^2}}{\overline{U_{ш}^2} \left[\left(\frac{T_0}{K_0} \right)^2 + \frac{1}{\Delta_0^2} \sum_{i=1}^m \prod_{j=1}^i (\delta K_j)^2 \right]} \end{aligned}$$

или в окончательном виде

$$\begin{aligned} D_2 &\approx d_2 \left(\frac{T_0}{K_0} \right) \frac{1}{(1 + \delta K_1)} \times \\ &\times \sqrt{\left| \left(\frac{K_0}{T_0} \right) \frac{\Delta_0}{\prod_{i=1}^m (\delta K_i)} \right| \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{T_0}{K_0} \right)^2 + \frac{1}{\Delta_0^2} \sum_{i=1}^m \prod_{j=1}^i (\delta K_j)^2}}} \end{aligned} \quad (4.65)$$

Если погрешность используемых УЗ одинакова ($\delta K_1 = \delta K$) и номинальные усиления УТ и УЗ равны ($T_0 = K_0$), то (4.65) упрощается и принимает вид

$$D_2 \approx d_2 \frac{1}{(1 + \delta K_1)} \frac{\Delta_0}{|\delta K|^{m/2} \sqrt[4]{\Delta_0^2 + \delta K^2 + \dots + \delta K^{2m}}}$$

Таким образом, замена УЗ трактом с НЧ до m -го порядка позволяет получить выигрыш по ДД, равный

$$\frac{D_2}{d_2} \approx \frac{\Delta_0}{(1 + \delta K_1) |\delta K|^{m/2} \sqrt[4]{\Delta_0^2 + \delta K^2 + \dots + \delta K^{2m}}} \quad (4.66)$$

На рис. 4.11 приведена зависимость D_2/d_2 от порядка НЧ при различных значениях (δK) для случая $\Delta_0 = 1$. Как видно, при $\delta K = 0,1$ увеличение порядка НЧ на единицу приводит к выигрышу по ДД, равному 10 дБ.

Следует подчеркнуть, что (4.66) является приближенным выражением, причем погрешность приближения не слишком велика при $\delta K < 0,3$. Для иллюстрации этого определим точное значение ДД для двухзвенного УТ (см. рис. 4.4). Нелинейная передаточная функция второго порядка равна

$$T^{(2)} = K_{u1}^2 K_1^{(2)} K_{n1} + K_{u2}^2 K_2^{(2)} K_{n2}$$

Подставляя в данное выражение (4.61), находим

$$T^{(2)} = [(1 + K_2 \alpha)^2 + (1 + \alpha K_1)] K^{(2)}.$$

Уровень шума на выходе УТ равен

$$\overline{U_{ш\Sigma}^2} = \overline{U_{ш}^2} [1 + (1 + \alpha K_1)^2].$$

Подставляя $T^{(2)}$, $\overline{U_{ш\Sigma}^2}$ в (4.60), получаем

$$\frac{D_2}{d} = \frac{K_1 + K_2 + \alpha K_1 K_2}{K_1} \times \\ \times \sqrt{\frac{K^{(2)}}{[(1 + K_2 \alpha)^2 + (1 + \alpha K_1)] K^{(2)}}} \sqrt{\frac{\overline{U_{ш}^2}}{(1 + (1 + \alpha K_1)^2) \overline{U_{ш}^2}}}$$

Учитывая условия настройки и переходя к нормирован-

ным значениям K_i/K_0 , находим

$$\frac{D_2}{d_2} = \frac{\left[1 + \frac{K_2}{K_0} \frac{K_0}{K_1} - \frac{K_2}{K_0} \right]}{\sqrt{\left(1 - \frac{K_2}{K_0} \right) + \left(1 - \frac{K_1}{K_0} \right)^4} \sqrt{1 + \left(1 - \frac{K_1}{K_0} \right)^2}}.$$

На рис. 4.12 показаны линии постоянных значений $D_2/d_2 = \text{const}$ в координатах $(K_2/K_0; K_1/K_0)$. Видно, что мак-

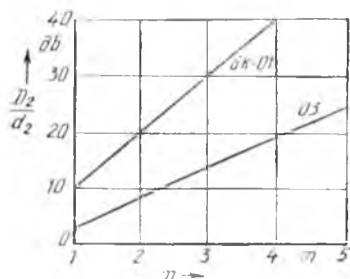


Рис. 4.11

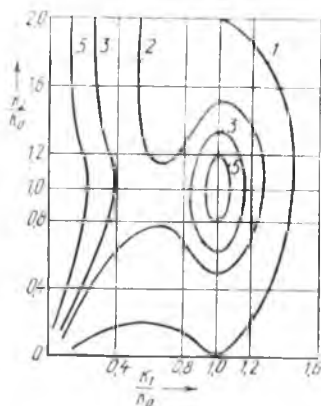


Рис. 4.12

симальное значение D_2/d обеспечивается, если точка $(K_2/K_0; K_1/K_0)$ находится на пересечении прямых $K_2/K_0 = K_1/K_0 = 1$. При этом максимальное значение D_2/d_2 равно $(D_2/d_2)_{\text{max}} = \infty$, так как $T^{(2)} = 0$.

Сравнивая рис. 4.12 с рис. 4.5, находим, что минимальное отношение сигнал/шум УТ и максимальный выигрыш по ДД реализуются, если $0,2 < K_1/K_0 < 1,0$; $0,8 < K_2/K_0 < 1,2$.

Переходя к относительным погрешностям и полагая $\delta K_1 = \delta K_2 = \delta K$, получаем

$$\frac{D_2}{d_2} = \frac{1 - \delta K^2}{1 + \delta K} \frac{1}{\sqrt{|\delta K^2 \delta K|} \sqrt{1 + \delta K^2}}. \quad (4.67)$$

Выражение (4.67) является точным для УТ, приведенного на рис. 4.4; из (4.66) следует приближенное выражение

$$\frac{D_2}{d_2} \approx \frac{1}{\sqrt{|\delta K|} \sqrt{1 + \delta K^2}}. \quad (4.68)$$

Видно, что при $\delta K = 0,3$ погрешность (4.68) равна 10%; при $\delta K = 0,1$ она уменьшается до 3%, т. е. (4.68) удовлетворительно приближает (4.67) в некоторой окрестности номинальной точки.

Оценим ДД тракта с НЧ до m -го порядка по критерию глубокого поражения тракта. В соответствии с (1.22) при описании i -го УЗ пороговой моделью уровень максимально допустимого входного сигнала равен порогу мешания E_{0i} (см. рис. 1.7).

Следовательно, ДД i -го УЗ по критерию превышения порога мешания равен

$$d_{\text{пор}i} = \frac{E_{0i}}{\sqrt{U_{\text{ш}i}^2}} \frac{K_i}{q_{i\text{вых}}},$$

а для УТ:

$$D_{\text{пор}} = \frac{E_{0\Sigma} T}{\sqrt{U_{\text{ш}\Sigma}^2} Q_{\text{вых}}},$$

Если $Q_{\text{вых}} = q_{i\text{вых}}$, то

$$D_{\text{пор}} = \frac{E_{0\Sigma} T}{\sqrt{U_{\text{ш}\Sigma}^2} \left(\frac{E_{0i} K_i}{\sqrt{U_{\text{ш}i}^2} d_{\text{пор}i}} \right)}$$

или в окончательном виде

$$D_{\text{пор}} = d_{\text{пор}i} \sqrt{\frac{U_{\text{ш}i}^2}{U_{\text{ш}\Sigma}^2} \left(\frac{E_{0\Sigma}}{E_{0i}} \right)^2 \frac{T}{K_i}}. \quad (4.69)$$

Рассмотрим двухзвенный УТ с НЧ первого порядка (см. рис. 4.4), предполагая, что УЗ описывается пороговой моделью. Пусть входной сигнал возрастает. При $|E_c| < E_{02}$ ни одно из УЗ не работает в режиме перегрузки; сигнал на входе первого УЗ $U_{\text{вх}1} = (1 - K_2 \alpha) E_c \neq 0$, сигнал на выходе УТ $U_{\text{вых}} = (K_1 + K_2 + K_2 \alpha K_1) E_c = K E_c$, на выход УТ передаются шумы только первого УЗ: $U_{\text{ш}\Sigma}^2 = U_{\text{ш}1}^2$.

При $E_{02} < |E_c|$ второе УЗ перегружается, сигнал на его выходе перестает зависеть от E_c и становится равным $U_{\text{вых}2} = K_2 E_{02}$. В результате на вход первого УЗ поступает некоторый сигнал, т. е. условие $K_{u1} = 0$ нарушается; $U_{\text{вх}1} = E_c + \alpha K_1 E_{02} = E_c - E_{02}$. Зависимость $U_{\text{вх}1}$ от E_c показана на рис. 4.13. При этом выходной сигнал УТ $U_{\text{вых}} = K_2 E_{02} + K_1 (E_c + \alpha K_1 E_{02}) = E_c K$, а также уровень шумов на выходе УТ не изменяется (условие $K_{n2} = 0$ выполняется).

Наконец, если $|U_{вх1}| > E_{01}$; $|E_c - E_{02}| > E_{01}$, т. е. $|E_c| > E_{02} + E_{01}$, то оба УЗ оказываются в режиме перегрузки, при этом выходной сигнал УТ перестает зависеть от входного и равен

$$U_{вых} = K_1 E_{01} + K_2 E_{02} = K(E_{01} + E_{02}).$$

Таким образом, для данного УТ порог мешания $E_{0\Sigma} = E_{01} + E_{02}$ и уровень выходного шума при $|E_c| < E_0 + E_{02}$ равен уровню шума первого УЗ, т. е. $\overline{U_{ш\Sigma}^2} = \overline{U_{ш1}^2}$.

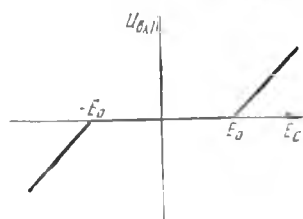


Рис. 4.13

Анализируя общий случай УТ из n УЗ, можно показать, что при увеличении входного сигнала звенья тракта, начиная с n -го, последовательно перегружаются, причем перегрузка всего УТ наступает только тогда, когда превышен порог мешания всех без исключения УЗ, т. е.

$$E_{0\Sigma} = \Delta_0 \sum_{i=1}^n E_{0i}, \quad (4.70)$$

причем уровень шумов на выходе УТ соответствует (4.56) и, следовательно,

$$\overline{U_{ш\Sigma}^2} = \overline{U_{ш1}^2}. \quad (4.71)$$

Подставляя (4.70) и (4.71) в (4.69), определяем, что выигрыш в ДД тракта сравнительно с УЗ по критерию порога мешания превышает

$$\frac{D_{пор}}{d_{пор}} = \sqrt{\frac{\overline{U_{ш1}^2}}{\overline{U_{ш2}^2}}} \Delta \left(\frac{\sum_{i=1}^n E_{0i}}{E_{0i}} \right) \left(\frac{T}{K_i} \right). \quad (4.72)$$

Если используются однотипные УЗ $\overline{U_{ш1}^2} = \overline{U_{ш2}^2}$; $E_{0i} = E_0$; $T = K_i = K$, то (4.72) упрощается и принимает вид

$$D_{пор}/d_{пор} = \Delta(m+1). \quad (4.73)$$

Таким образом, выигрыш по ДД по критерию порога мешания УТ в сравнении с УЗ зависит только от определителя тракта и порядка НЧ. Следует отметить, что (4.70) — (4.73) получены без учета вариаций K_i , и поэтому (4.73) представляют собой предельно достижимое значение выигрыша по ДД.

4.4. СИНТЕЗ МАЛОШУМЯЩИХ УТ С БОЛЬШИМ ДД

Синтез УТ с НЧ осуществляется, как следует из общей процедуры структурного синтеза (см. § 3.1), на основании двух величин: порядка НЧ — m ; количества используемых УЗ — n . При этом значения m и n выбираются на первом этапе процедуры синтеза, исходя из требований, предъявляемых к УТ.

Таким образом, для синтеза УТ с учетом шумовых характеристик и ДД необходимо ввести в первый этап процедуры следующие изменения: 1) исходные данные при синтезе УТ следует дополнить значениями уровня выходных шумов УЗ $\overline{U_{шi}^2}$, а также значениями порога мешания УЗ E_{0i} ; 2) необходимо, кроме приведенных в § 4.1 характеристик УТ, указать требуемые значения шумовых характеристик УТ, а также соответствующих ДД; 3) при выборе порядка НЧ следует исходить не только из условий обеспечения требуемых точности, линейности и усиления, но также из условий обеспечения требуемых шумовых характеристик (для отношения сигнал/шум (4.47), для уровня шумов на выходе УТ (4.64) и соответствующих ДД (см. (4.66), (4.73))).

В результате на первом этапе будут определены величины m и n , которые позволят обеспечить как требуемые значения усиления, точности и линейности, так и шумовых характеристик и ДД.

Последующие этапы выполняются без изменений (кроме этапа 5, на котором в заключительный анализ синтезируемой структуры следует включить расчет введенных характеристик).

5. МАШИННЫЙ АНАЛИЗ И СИНТЕЗ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

5.1. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Автоматизация проектирования является одним из наиболее перспективных способов повышения производительности и качества инженерного труда в области радиоэлектроники. В настоящее время в ряде приложений радиоэлектроники не существует единого процесса автоматизированного проектирования от задания технических требований до получения готовой технической документации на проектируемое изделие. Обычно процесс проектирования разбивается на отдельные уровни различного функционального содержания: структурный, функционально-логический, схемотехнический, конструкторский и т. д. Для этих уровней разрабатываются соответствующие математические, программные, информационные, лингвистические и технические средства автоматизации проектирования. Вместе с тем для каждого из указанных уровней в настоящее время имеются детально разработанные алгоритмы анализа и реализованные на их основе машинные программы.

Рассмотрим алгоритмы и программы автоматизированного схемотехнического проектирования (см. прил. 1, 2), в частности машинного анализа высоколинейных малошумящих усилительных схем. При синтезе УТ этап анализа необходим для окончательного определения характеристик проектируемых структур. На этом этапе синтеза решается задача оценки эффективности структуры УТ и определения соответствия ее характеристик техническому заданию.

Процесс анализа схемы состоит из следующих этапов: 1) выбор исходной схемы. На этом этапе инженер определяет структуру схемы, исходя из требуемых характеристик (см. гл. 1—4). Здесь же устанавливаются ориентировочные величины номинальных значений элементов схемы; 2) подготовка схемы к виду, требуемому для ввода в ЭВМ; 3) расчет (анализ) полученной схемы с помощью ЭВМ по

заданным критериям. Для рассматриваемого класса схем наиболее важными являются характеристики: линейных передач в требуемой полосе частот; частных нелинейных критериев; шумовые; ДД; 4) сопоставление полученных в результате анализа величин с требуемыми. Изменение величин элементов схемы или исходной структуры схемы; 5) возвращение к этапу 2 или, при изменении структуры исходной схемы, к этапу 1.

Таким образом, описанный процесс представляет собой циклическую процедуру многовариантного расчета. При проведении таких многовариантных расчетов целесообразно использование ЭВМ и эффективных быстродействующих вычислительных процедур. Проектирование схемы с помощью программ анализа на ЭВМ имеет ряд преимуществ по сравнению с традиционным способом проектирования «вручную» с последующей доводкой на макете. Инженер-проектировщик располагает здесь рядом дополнительных возможностей. Во-первых, с помощью ЭВМ обычно легче моделировать эффект варьирования параметров схемы. Во-вторых, можно анализировать критические режимы работы схемы без физического разрушения ее компонентов. В-третьих, машинные программы позволяют оценить работу схемы при наихудшем (или любом требуемом) сочетании параметров, что трудно и не всегда возможно осуществить экспериментально. В-четвертых, программы дают возможность получить такие характеристики моделей устройств, которые трудно измерить экспериментально в лаборатории. В-пятых, в исследуемую схему наряду с моделями реально существующих приборов можно включать модели гипотетических приборов, имеющие заданные свойства.

Остановимся подробнее на основных этапах проектирования. На первом этапе проектировщик выбирает структуру схемы. Здесь же определяются исходные значения элементов схемы, типы активных приборов, допуски компонентов, проводится ориентировочный расчет схемы.

На втором этапе схема подготавливается к проведению машинного анализа. Для компонентов схемы составляются математические модели из набора допустимых моделей данной программы. Составление эквивалентной схемы, которая получается из принципиальной путем замены компонентов схемы их моделями, может производиться или вручную, или программно, в зависимости от варианта построения применяемой программы машинного анализа. В первом случае проектировщик в результате замены компонентов схемы их математическими моделями получает

эквивалентную схему, которая вводится затем в ЭВМ для расчета. Во втором случае в ЭВМ вводится информация о принципиальной электрической схеме с указанием способа соединения компонентов и их типов. Программа, используя библиотеку моделей компонентов, в которой каталогизированы компоненты различных типов, производит замену компонента его моделью. В результате снова получается эквивалентная схема, которая и подлежит дальнейшему расчету.

На третьем этапе производится расчет схемы по требуемым критериям.

В результате выполнения четвертого и пятого этапов происходит замыкание циклической процедуры расчета. Такая процедура повторяется многократно, до достижения приемлемого результата, т. е. до выполнения искомых технических требований.

Одним из важнейших разделов в схемотехническом проектировании является выбор моделей компонентов схемы. В общем случае эффективность машинной программы зависит от того, какие математические модели транзисторов, диодов, резисторов и других элементов используются в качестве исходных данных. Степень разработанности моделей в значительной мере определяет достоверность и точность расчета, а также затраты машинного времени.

5.2. БАНК МОДЕЛЕЙ КОМПОНЕНТОВ

5.2.1. Общие сведения

Под *математической моделью* понимается система уравнений (или математическое описание другого вида), позволяющая определить с требуемой точностью необходимые характеристики компонентов в различных условиях работы. Существуют две наиболее общие разновидности моделей — физические и формальные.

Физическая модель в той или иной мере отражает процессы, происходящие в моделируемом приборе. Основным признаком классификации моделей компонентов является характеристика набора исходных параметров. В соответствии с этим физические модели делятся на электрические, физико-топологические и технологические. Наиболее полно в настоящее время разработаны электрические модели. Для таких моделей исходными являются электрические параметры компонентов, определяемые на основе внешних электрических измерений компонентов. В настоящем пособии в основном используются электрические модели.

Формальные модели не отражают физику работы ком-

понентов и используются для аппроксимации характеристик компонентов в тех случаях, когда физические основы их работы излишне сложны для «точного» моделирования или известны недостаточно полно. Таким образом часто строят макромоделли интегральных схем, например операционных усилителей (ОУ).

Рассмотрим те математические модели полупроводниковых приборов, которые используются при машинном проектировании усилительных схем. В самом общем случае модель полупроводникового прибора является нелинейной, поскольку уравнения, описывающие связь токов и напряжений на выводах прибора, являются нелинейными. Обычно такие модели называют *моделями для большого сигнала* в отличие от так называемых *малосигнальных моделей*, которые используются для проведения линейного анализа. Если усилительные приборы работают в активной области, т. е. в квазилинейном режиме вблизи рабочей точки, определяемой смещением (статическим режимом), то применяют малосигнальные модели, получаемые линеаризацией исходных моделей для большого сигнала. В тех случаях, когда проводят анализ по нелинейным критериям для цепей с малой нелинейностью (или, что то же самое, для несоколлинейных цепей), то необходимо использовать такую модель, которая справедлива для квазилинейного режима и при этом несет информацию о нелинейных свойствах прибора. Такую модель можно получить из модели для большого сигнала, используя разложение нелинейной зависимости между током и напряжением в приборе в ряд Тейлора в окрестности точки, заданной статическим режимом, и ограничиваясь заданным числом членов. Первый член (линейный) несет информацию о линейных свойствах прибора.

Модель, описываемая только одним первым членом ряда, является *линейной малосигнальной моделью*. Учет в анализе последующих членов ряда Тейлора позволяет описать нелинейные свойства прибора и определяет порядок модели. Например, оставив три члена ряда, получаем модель третьего порядка и т. д. Такую модель будем называть *малосигнальной нелинейной моделью*. Нелинейная малосигнальная модель, как и линейная малосигнальная модель, справедлива только для квазилинейного режима (для «малого» сигнала). В усилительной технике модель для большого сигнала используется при расчете статического режима, переходных процессов и т. д. Она является исходной для разработки малосигнальных моделей.

Будем придерживаться такой последовательности изложения: сначала рассмотрим модели для большого сигнала, затем на их основе получим нелинейные малосигнальные модели для анализа по частным нелинейным критериям и линейные малосигнальные модели для расчета линейных характеристик, а также шумовых параметров схем.

5.2.2. Модель полупроводникового диода

Электрическая модель полупроводникового диода, смещенного в прямом направлении, справедливая для умеренно высоких частот, показана на рис. 5.1. Модель состоит из идеального диода V , барьерной емкости C_b , диффузионной емкости C_d , объемного сопротивления полупроводника r'_b и сопротивления утечки R_y . Модель диода описывается следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} I_V &= I_{V0} (e^{u_{\Pi}/m\varphi_T} - 1); \\ C_b &= C_{b0} \left(\frac{\varphi_0}{\varphi_0 - u_{\Pi}} \right)^n; \\ C_d &= \tau_p \frac{I_V + I_{V0}}{m\varphi_T}; \\ I &= I_V + C(I_V, u_{\Pi}) \frac{du_{\Pi}}{dt} + \frac{u_{\Pi}}{R_y}, \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

где I_V — ток через p — n -переход; I_{V0} — обратный тепловой ток p — n -перехода; $\varphi_T = kT/e$ — температурный потенциал перехода (k — постоянная Больцмана); e — заряд электрона, $\varphi_T = 25,3$ мВ при 20°C ; u_{Π} — напряжение на переходе; m — поправочный коэффициент, зависящий от концентрации примесей в полупроводнике и уровня инжекции; R_y — сопротивление утечки; C_b — барьерная емкость p — n -перехода; C_{b0} — барьерная емкость при $u_{\Pi} = 0$; C_d — диффузи-

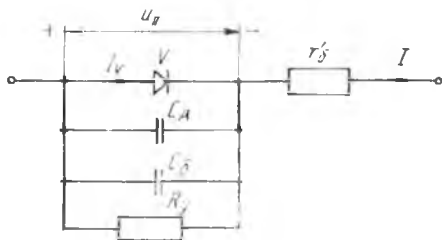


Рис. 5.1

Таблица 5.1

Тип	I_{V0} , А	m	r'_0 , Ом	R_y , МОм	C_{60} , пФ	φ_0 , В	n	τ_p , нс
Д901	$5,05 \cdot 10^{-8}$	2,6	16	4,8	7,4	0,8	0,37	30
Д910	$2,17 \cdot 10^{-8}$	2,38	7	2,2	6,1	0,8	0,41	17
Д202	$23 \cdot 10^{-9}$	1,82	9	$15 \cdot 10^2$	5,8	0,8	0,3	870
Д509	$26 \cdot 10^{-12}$	1,6	6	$33 \cdot 10^2$	2,5	0,8	0,3	4,5
Д220	$11 \cdot 10^{-10}$	1,32	4,3	6,4	8,0	0,8	0,35	130
Д18	$1,7 \cdot 10^{-7}$	1,7	32	$5 \cdot 10^2$	1,1	0,4	0,4	4,4
Д2Б	$0,46 \cdot 10^{-3}$	3,3	32	1,2	8,0	0,4	0,3	8
Д312	$7,8 \cdot 10^{-7}$	1,4	27	$7 \cdot 10^2$	2,3	0,4	0,4	190

онная емкость перехода; n — параметр, зависящий от типа перехода; τ_p — среднее время жизни дырок.

Данная модель справедлива для выпрямительных, импульсных и высокочастотных диодов и определяется следующими параметрами: I_{V0} , m , r'_0 , R_y , C_{60} , φ_0 , n , τ_p . Усредненные значения этих параметров для некоторых типов полупроводниковых диодов приведены в табл. 5.1.

Приведенная модель диода для большого сигнала связывает мгновенные значения тока и напряжения на электродах прибора (на аноде и катоде диода в данном случае). Перейдем к построению нелинейной малосигнальной модели диода.

Прежде всего примем некоторые упрощения. Поскольку величина сопротивления утечки R_y велика (порядка нескольких мегаомов), его можно исключить из рассмотрения. Так как диод включен в прямом направлении, можно считать, что $C_6 \ll C_d$, и, следовательно, можно не учитывать и барьерную емкость C_6 .

Полагаем, что мгновенные значения напряжения на идеальном диоде и ток через него задаются следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} u_D &= U_D + u_d \\ I_V &= I_D + i_d \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

где U_D , I_D — напряжение и ток рабочей точки диода (постоянные составляющие полных напряжения и тока), определяемые статическим режимом; u_d , i_d — переменные составляющие указанных напряжений.

Подставляя (5.2) в первое из уравнений (5.1), описывающее идеальный диод, получаем

$$I_D + i_d = I_{V0} \left(\frac{eU_D}{e^{mkT}} \frac{eu_d}{e^{mkT}} - 1 \right). \quad (5.3)$$

Поскольку обычно $eu_d/mkT < 1$, то экспоненту можно разложить в ряд Тейлора и ограничиться малым числом членов ряда

$$e^{\frac{eu_d}{mkT}} = 1 + \frac{eu_d}{mkT} + \frac{1}{2!} \left(\frac{eu_d}{mkT} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left(\frac{eu_d}{mkT} \right)^3 + \dots \quad (5.4)$$

Подставляя (5.4) в (5.3), находим

$$I_D + i_d = I_{V0} \left(e^{\frac{eU_D}{mkT}} - 1 \right) + I_{V0} e^{\frac{eU_D}{mkT}} \times \\ \times \left[\frac{eu_d}{mkT} + \frac{1}{2!} \left(\frac{eu_d}{mkT} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left(\frac{eu_d}{mkT} \right)^3 + \dots \right]. \quad (5.5)$$

Постоянная составляющая тока диода I_D задается следующим образом:

$$I_D = I_{V0} \left(e^{\frac{eU_D}{mkT}} - 1 \right) \approx I_{V0} e^{\frac{eU_D}{mkT}}.$$

Следовательно, (5.5) преобразуется к виду

$$i_d = I_D \left(\frac{e}{mkT} \right) u_d + \frac{1}{2!} I_D \left(\frac{e}{mkT} \right)^2 u_d^2 + \\ + \frac{1}{3!} I_D \left(\frac{e}{mkT} \right)^3 u_d^3 + \dots \quad (5.6)$$

Уравнение (5.6) является математической моделью идеального диода. Если диод моделировать линейным резистором, то достаточно в выражении (5.6) ограничиться только первым членом разложения. Величина такого резистора равна $r_D = mkT/eI_D$. Таким образом достигается линеаризация модели, в результате которой получена обычная линейная малосигнальная модель диода. Ограничиваясь тремя первыми членами разложения (5.6), находим

$$i_d = I_D \left(\frac{e}{mkT} \right) u_d + \frac{1}{2!} I_D \left(\frac{e}{mkT} \right)^2 u_d^2 + \frac{1}{3!} I_D \left(\frac{e}{mkT} \right)^3 u_d^3. \quad (5.7)$$

В диоде, смещенном в прямом направлении, доминирующей нелинейностью является экспоненциальная нелинейность p — n -перехода. В этом случае емкость перехода в первом приближении может быть отображена постоянным конденсатором. Нелинейная малосигнальная модель диода показана на рис. 5.2. Модель содержит три элемента —

линейный резистор r'_b , линейную емкость C_d и нелинейную проводимость G , которая имеет экспоненциальную характеристику и описывается выражением (5.6). Отметим одно существенное обстоятельство: линейные элементы r'_b и C_d описываются каждый одним численным коэффициентом, в то время как нелинейная проводимость G — несколькими (в данном случае тремя). Записав (5.7) в виде

$$i_d = Gu_d + G'u_d^2 + G''u_d^3,$$

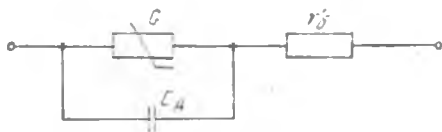


Рис. 5.2

получаем:

$$G = I_D \frac{e}{mkT}; \quad G' = \frac{1}{2!} I_D \left(\frac{e}{mkT} \right)^2; \\ G'' = \frac{1}{3!} I_D \left(\frac{e}{mkT} \right)^3. \quad (5.8)$$

В тех случаях, когда диод работает при обратном смещении, приведенная модель не справедлива. Доминирующей нелинейностью в этом случае становится барьерная емкость p — n -перехода. Соответственно этому получается нелинейная малосигнальная модель диода, работающего при обратном смещении.

5.2.3. Модель биполярного транзистора

Одной из наиболее распространенных моделей биполярного транзистора для большого сигнала является модель Эберса—Молла, построенная по принципу наложения нормальных и инверсных токов. Одна из модификаций такой модели, справедливая для постоянного тока и умеренно высоких частот, показана на рис. 5.3, а. Эта модель содержит два идеальных диода, два зависимых генератора тока $\alpha_N I_1$ и $\alpha_I I_2$, емкости коллекторного и эмиттерного переходов $C_{кд}$, $C_{кб}$, $C_{эд}$, $C_{эб}$, объемные сопротивления тел базы r'_b , коллектора r'_k , эмиттера $r'_э$, сопротивления утечки эмиттерного $R_{yэ}$ и коллекторного R_{yk} переходов.

Модель транзистора описывается следующими уравнениями:

$$I_1 = \frac{I_{\text{э0}}}{1 - \alpha_N \alpha_I} (e^{\frac{u_1}{m_{\text{э}} \Phi_T}} - 1); \quad (5.9)$$

$$I_2 = \frac{I_{\text{к0}}}{1 - \alpha_N \alpha_I} (e^{\frac{u_2}{m_{\text{к}} \Phi_T}} - 1); \quad (5.10)$$

$$C_{\text{эд}} = \frac{I_1 \tau_N}{m_{\text{э}} \Phi_T}; \quad (5.11)$$

$$C_{\text{кд}} = \frac{I_2 \tau_I}{m_{\text{к}} \Phi_T}; \quad (5.12)$$

$$C_{\text{эб}} = C_{\text{эб0}} \left(\frac{\Phi_{\text{эб}}}{\Phi_{\text{эб}} - u_1} \right)^{n_{\text{э}}}; \quad (5.13)$$

$$C_{\text{кб}} = C_{\text{кб0}} \left(\frac{\Phi_{\text{кб}}}{\Phi_{\text{кб}} - u_2} \right)^{n_{\text{к}}}, \quad (5.14)$$

где $I_{\text{к0}}$ — тепловой ток коллекторного перехода; $I_{\text{э0}}$ — тепловой ток эмиттерного перехода; u_1 — напряжение на эмиттерном переходе; u_2 — напряжение на коллекторном переходе; α_N , α_I — коэффициенты передачи тока в схеме с ОБ при нормальном и инверсном включении; $m_{\text{э}}$, $m_{\text{к}}$ — поправочные коэффициенты, характеризующие свойства

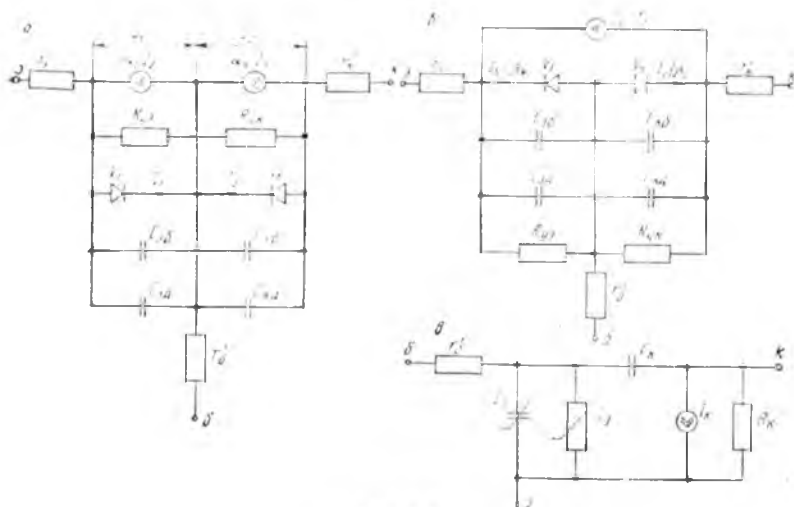


Рис. 5.3

p — n -переходов транзистора; τ_N, τ_I — среднее время пролета носителей через базу в нормальном и инверсном включении. Остальные параметры аналогичны соответствующим параметрам для полупроводникового диода. Сопротивление r'_s мало (0,1 — 1 Ом), и им обычно пренебрегают. Таким образом, модель биполярного транзистора (5.9)—(5.14) характеризуется 16 параметрами: $I_{K0}, I_{A0}, \alpha_N, \alpha_I, m_a, m_k, r_b, r'_k, C_{сб0}, C_{кб0}, \tau_N, \tau_I, n_a, n_k, \varphi_{0a}, \varphi_{0k}$. Численные значения параметров такой модели для ряда транзисторов приведены в табл. 5.2.

В модели, показанной на рис. 5.3, а, основными токами являются токи диодов, моделирующих p — n -переход. Эти токи являются экспоненциальными функциями напряжений на переходах (5.9), (5.10). Через них выражаются все другие токи прибора. Если в качестве таких основных токов выбрать не токи, инжектируемые через переходы, а токи, протекающие поперек базовой области, то получим так называемую *модель переноса*, или передаточную разновидность модели Эберса—Молла. В модели переноса, которая дает более реальное физическое представление о работе транзистора, управляющими величинами являются токи, задаваемые генераторами тока (эти генераторы тока учитывают принцип действия транзистора). Эквивалентная схема модели приведена на рис. 5.3, б. Генераторы токов I_N и I_I объединены в один генератор тока, подключенный к выводам эмиттера и коллектора внутреннего транзистора. Назначение остальных элементов схемы аналогично назначению элементов схемы, приведенной на рис. 5.3, а.

Для того чтобы перейти к нелинейной малосигнальной модели биполярного транзистора, сделаем сначала несколько допущений. Объемное сопротивление коллектора r'_k оказывает заметное влияние только в режиме насыщения, когда переход база—коллектор открыт и r'_k соизмеримо с сопротивлением коллекторного перехода, что имеет место при анализе переключающих схем. Поскольку модель будет использоваться для анализа нормального активного режима, сопротивлением r'_k можно пренебречь. Для такого режима эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный — в обратном. Поэтому без ущерба для точности можно положить $I_I = 0$ и считать, что емкость эмиттера состоит только из диффузионной емкости, а емкость коллектора — из барьерной. Кроме того, в модель желательно ввести выходное сопротивление коллектора, поскольку это сопротивление играет значительную роль в

Тип	$I_{\text{Э0}}, \text{мкА}$	$m_{\text{Э}}$	$I_{\text{К0}}, \text{мкА}$	$m_{\text{К}}$	α_N	α_I	$r_{\text{К}}^*, \text{Ом}$
КТ315	$4,7 \cdot 10^{-6}$	1,0	$6 \cdot 10^{-6}$	1,0	0,987	0,718	4
2Т316	$8,4 \cdot 10^{-5}$	1,39	$17 \cdot 10^{-5}$	1,47	0,977	0,243	6
2Т324	$1,7 \cdot 10^{-6}$	1,15	$7,6 \cdot 10^{-6}$	1,27	0,980	0,400	5
2Т354	$1,5 \cdot 10^{-6}$	1,10	$4,7 \cdot 10^{-6}$	1,18	0,991	0,200	5
2Т360	$1,5 \cdot 10^{-7}$	1,33	$4,6 \cdot 10^{-7}$	1,10	0,980	0,310	7
2Т368	$2,7 \cdot 10^{-6}$	1,36	$5 \cdot 10^{-6}$	1,45	0,989	0,270	4
МП115	$7,8 \cdot 10^{-4}$	1,05	$22 \cdot 10^{-4}$	1,0	0,970	0,560	40
КТ602	$3,5 \cdot 10^{-6}$	1,10	$5 \cdot 10^{-6}$	1,2	0,985	0,640	60
ГТ308	$1,6 \cdot 10^{-2}$	1,20	$3,1 \cdot 10^{-2}$	1,46	0,980	0,300	30
ГТ108	$3 \cdot 10^{-3}$	1,40	$5 \cdot 10^{-3}$	1,30	0,982	0,700	35
КТ319	$3,7 \cdot 10^{-6}$	1,0	$6,7 \cdot 10^{-6}$	1,36	0,980	0,800	4,2
ГТ305	$6 \cdot 10^{-3}$	1,30	$15 \cdot 10^{-3}$	1,75	0,980	0,400	25
КТ325	$2,8 \cdot 10^{-6}$	1,10	$5 \cdot 10^{-6}$	1,05	0,987	0,440	3,8
2Т308	$1,1 \cdot 10^{-5}$	1,20	$3,7 \cdot 10^{-5}$	1,08	0,980	0,470	5,8
МП36	$3,3 \cdot 10^{-2}$	1,60	$8,2 \cdot 10^{-2}$	1,80	0,972	0,860	167
МП140	$3,7 \cdot 10^{-2}$	1,70	$7,7 \cdot 10^{-2}$	1,90	0,960	0,840	250

слаботочных высокоомных схемах. Введение такого сопротивления дает возможность использовать линеаризованный вариант модели для анализа по переменному току на низкой частоте.

Модель, преобразованная с учетом сделанных допущений, показана на рис. 5.3, в. Она содержит шесть элементов. Линейными элементами являются: объемное сопротивление базы r'_b , выходное сопротивление коллектора R_K , емкость обратной связи C_K , которая представляет собой барьерную емкость коллекторного перехода. Емкость C_K нелинейно зависит от напряжения на коллекторном переходе, однако здесь для простоты будем считать ее линейной. К нелинейным элементам относятся: диффузионная емкость эмиттера, эквивалентный источник тока коллектора, проводимость эмиттера. Рассмотрим подробнее нелинейные элементы.

Зависимость тока эквивалентного источника I_K от напряжения на переходе база—эмиттер является экспоненциальной и описывается выражением, аналогичным (5.1):

$$I_K = I_{K0} \left(e^{\frac{u_{\text{Э}} e}{m_{\text{Э}} k T}} - 1 \right). \quad (5.15)$$

Считая, что ток коллектора представляет собой сумму постоянной и переменной составляющих I_0 и i_K , проделаем

$r_G', \text{ Ом}$	$C_{\text{об0}}, \text{ пФ}$	$\varphi_{\text{об}}, \text{ В}$	n_D	$C_{\text{К60}}, \text{ пФ}$	$\varphi_{\text{0К}}, \text{ В}$	n_K	$\tau_N, \text{ нс}$	$\tau_I, \text{ нс}$
16	2,3	0,8	0,4	3,0	0,75	0,31	0,13	9
38	1,4	0,8	0,4	2,9	0,8	0,3	0,6	5
5	2,1	0,85	0,35	2,4	0,75	0,46	0,28	2
45	1,0	0,75	0,37	1,2	0,75	0,4	0,2	2,8
52	5,1	0,8	0,3	2,4	0,8	0,33	0,25	4,7
34	2,8	0,8	0,3	1,5	0,85	0,35	0,2	3
69	4,3	0,85	0,33	6,1	0,75	0,4	40	260
128	21	0,8	0,4	15	0,8	0,3	8	56
120	12	0,4	0,38	7	0,45	0,3	780	$2,6 \cdot 10^4$
80	10	0,4	0,37	30	0,4	0,3	17	$3,4 \cdot 10^4$
37	20	0,8	0,4	13	0,8	0,45	0,67	37
70	28	0,4	0,36	19	0,4	0,35	10^3	$4 \cdot 10^3$
28	1,4	0,8	0,4	1,9	0,75	0,33	0,3	73
27	3,2	0,8	0,37	6,5	0,85	0,48	0,95	7,2
270	15	0,4	0,5	53	0,4	0,5	$3 \cdot 10^3$	$7 \cdot 10^3$
320	40	0,4	0,45	89	0,4	0,5	870	1870

те же операции, что и в случае полупроводникового диода. Тогда получим соотношение, аналогичное (5.7):

$$i_K = I_0 \left(\frac{e}{m_0 k T} \right) u_e + \frac{1}{2!} I_0 \left(\frac{e}{m_0 k T} \right)^2 u_e^2 + \frac{1}{3!} I_0 \left(\frac{e}{m_0 k T} \right)^3 u_e^3, \quad (5.16)$$

где u_e — переменная составляющая напряжения на переходе база—эмиттер. Отсюда определяются коэффициенты, характеризующие нелинейность эквивалентного источника тока коллектора:

$$S = I_0 \frac{e}{m_0 k T}; \quad S' = \frac{1}{2!} I_0 \left(\frac{e}{m_0 k T} \right)^2; \quad S'' = \frac{1}{3!} I_0 \left(\frac{e}{m_0 k T} \right)^3. \quad (5.17)$$

Как следует из описания моделей, приведенных на рис. 5.3, б, в, ток через нелинейную проводимость (ток p — n -перехода база—эмиттер) задается соотношением

$$I_0 = I_K / \beta. \quad (5.18)$$

Из (5.15) и (5.16) с учетом (5.18) следует

$$i_0 = I_0 \frac{1}{\beta} \left(\frac{e}{m_0 k T} \right) u_e + \frac{1}{2!} I_0 \frac{1}{\beta} \left(\frac{e}{m_0 k T} \right)^2 u_e^2 + \frac{1}{3!} I_0 \frac{1}{\beta} \left(\frac{e}{m_0 k T} \right)^3 u_e^3,$$

откуда определяются коэффициенты, описывающие нелинейную проводимость G_3 :

$$G = I_0 \frac{e}{m_3 k T} - \frac{1}{\beta}; \quad G' = \frac{1}{2!} I_0 \left(\frac{e}{m_3 k T} \right)^2 \frac{1}{\beta};$$

$$G'' = \frac{1}{3!} I_0 \left(\frac{e}{m_3 k T} \right)^3 \frac{1}{\beta}. \quad (5.19)$$

Рассмотрим нелинейную диффузионную емкость эмиттера. Величина этой емкости зависит от тока эмиттера и задается соотношением

$$C_3 = \frac{\tau_N (I_K + I_{K0}) e}{m_3 k T}, \quad (5.20)$$

где τ_N — диффузионная постоянная времени при нормальном включении. С учетом (5.15) из (5.20) следует, что

$$C_3 = \frac{\tau_N I_{K0} e \frac{U_3 e}{m_3 k T} e}{m_3 k T}. \quad (5.21)$$

Разлагая (5.21) в ряд Тейлора вблизи рабочей точки, определяемой статическим режимом, и ограничиваясь тремя членами ряда, получаем

$$C_3 = \frac{\tau_N e}{m_3 k T} I_0 \left(1 + \frac{e}{m_3 k T} u_e + \frac{1}{2!} \left(\frac{e}{m_3 k T} \right)^2 u_e^2 \right) =$$

$$= \tau_N I_0 \frac{e}{m_3 k T} + \tau_N I_0 \left(\frac{e}{m_3 k T} \right)^2 u_e + \tau_N I_0 \frac{1}{2!} \left(\frac{e}{m_3 k T} \right)^3 u_e^2.$$

Отсюда получаем коэффициенты, характеризующие нелинейность емкости эмиттера:

$$\xi_0 = \tau_N I_0 \frac{e}{m_3 k T}; \quad \xi_1 = \tau_N I_0 \left(\frac{e}{m_3 k T} \right)^2; \quad \xi_2 = \tau_N I_0 \frac{1}{2!} \left(\frac{e}{m_3 k T} \right)^3. \quad (5.22)$$

Таким образом, нелинейная малосигнальная модель биполярного транзистора состоит из трех линейных элементов (r'_b , C_K , R_K), которые описываются одним коэффициентом, и трех нелинейных элементов (C_3 , G_3 , I_K), которые описываются тремя коэффициентами каждый (см. (5.22), (5.19), (5.17)). Эти шесть элементов образуют *нелинейную модель третьего порядка*, которая позволяет рассчитать критерии нелинейности до третьего порядка включительно.

Если в описании модели оставить только первые (линейные) коэффициенты в разложении характеристик нелинейных элементов, то получим линейную малосигнальную модель транзистора. Данная модель, таким образом, включает в себя малосигнальную линейную модель как частный случай.

Следует отметить, что фактически в биполярном транзисторе имеется ряд других источников нелинейности, которые не учтены в приведенной модели. Так, существует нелинейная зависимость емкости C_k от напряжения на переходе база—коллектор, нелинейная зависимость коэффициента усиления по току β от тока эмиттера и т. д. Учет этих и других источников нелинейности позволяет уточнить модель, но в то же время усложняет ее и увеличивает машинное время, требуемое для расчета.

5.2.4. Модель полевого транзистора

Существует большое разнообразие математических моделей полевых транзисторов. Одна из таких моделей полевого транзистора с управляющим p — n -переходом и каналом n -типа представлена на рис. 5.4. Поскольку p — n -переходы «затвор—сток» и «затвор—исток» смещены в обратном направлении, то в модели они учитываются лишь барьерными емкостями:

$$C_{\text{зи}} = \frac{C_{\text{зп0}}}{\left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{\varphi_0}\right)^\mu}; \quad C_{\text{зс}} = \frac{C_{\text{зс0}}}{\left(1 - \frac{U_{\text{с}}}{\varphi_0}\right)^\mu}, \quad (5.23)$$

где $U_{\text{зи}}$, $U_{\text{с}}$ — напряжения на электродах затвор — исток и затвор — сток соответственно; $C_{\text{зп0}}$, $C_{\text{зс0}}$, φ_0 , μ — параметры (для полевых транзисторов можно принять $\mu = 1/2$).

Управляемый источник тока I_c отражает зависимость тока стока от напряжения на затворе:

$$\left. \begin{aligned} I_c &= 0; \quad U_{\text{зи}} - U_{\text{з}} < 0; \\ I_c &= \beta (U_{\text{зи}} - U_{\text{з}})^2 (1 + \lambda U_{\text{си}}); \quad 0 < U_{\text{зи}} - U_{\text{з}} < U_{\text{си}}; \\ I_c &= \beta U_{\text{си}} [2 (U_{\text{зи}} - U_{\text{з}}) - U_{\text{си}}] (1 + \lambda U_{\text{си}}); \\ 0 &< U_{\text{си}} < U_{\text{зи}} - U_{\text{з}}, \end{aligned} \right\} \quad (5.24)$$

где $U_{\text{з}}$ — напряжение отсечки; $U_{\text{си}}$ — напряжение на выводах сток — исток; λ , β — параметры.

Параметр λ отражает эффект модуляции длины кана-

ла. Он определяется из выходной характеристики. Параметр β определяется в предположении $\lambda=0$ из выражения

$$\beta = \frac{S_{\max}}{2|U_3|},$$

где $S_{\max}$ — максимальная крутизна при напряжении $U_{зи}=0$. В некоторых случаях в модели целесообразно до-

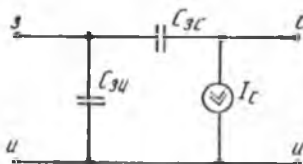


Рис. 5.4

полнительно учитывать омическое сопротивление истока, проводимости между выводами затвор—исток, затвор—сток, сток—исток.

Таким образом, в данной модели полевой транзистор описывается шестью параметрами: U_3 , β , λ , $C_{зз0}$, $C_{зс0}$, φ_0 . В табл. 5.3 приведены параметры некоторых полевых транзисторов и определенные на их основе ориентировочные значения параметров математической модели.

Перейдем теперь от полной модели к нелинейной мало-сигнальной модели, которая требуется для проведения нелинейного анализа. Для этого разложим нелинейные зависимости (5.23), (5.24) в ряды Тейлора вблизи соответствующих рабочих точек, определяемых статическим режимом. Заряд, накапливаемый в конденсаторе, равен

$$Q(U) = \int_0^U C(V) dV,$$

где U является полным напряжением на конденсаторе, т. е. представляет собой сумму постоянной и переменной

Таблица 5.3

Тип	S , мА/В	$I_{с0}$, мА	I_3 , нА	$C_{зз0}$, пФ	$C_{зс0}$, пФ	U_3 , В	β , мА/В ²	λ , В ⁻¹	φ_0 , В
2П103А	1,4	1,0	20	17	8,0	1,4	0,5	-40	-0,7
2П103Б	1,7	1,7	20	17	8,0	2,0	0,42	-50	-0,7
2П303А	2,2	2,0	1	6	1,8	-1,8	0,62	110	0,7
2П303В	3,5	3,5	1	6	2,0	-2,0	0,87	150	0,7
2П303Д	5,4	8,0	1	6	2,0	-3,0	0,9	300	0,7
КП307А	7,2	6,5	1	5	1,5	-1,8	2,0	250	0,7
КП307Б	7,4	14	1	5	1,5	-3,7	1,0	230	0,7
КП308А	2,5	0,6	1	6	2,0	-0,5	2,5	60	0,7
КП308Б	2,5	1,2	1	6	2,0	-1,0	1,2	100	0,7

составляющих. Тогда для емкости, описываемой (5.23), имеем

$$Q(U) = \int_0^U \frac{C_0}{\left(1 - \frac{V}{\varphi_0}\right)^\mu} dV = \frac{\varphi_0}{\mu - 1} \frac{C_0}{\left(1 - \frac{U}{\varphi_0}\right)^{\mu-1}}.$$

Разложим полученное соотношение в ряд Тейлора в окрестности рабочей точки U_C (считая, что $U = U_C + u$, где u — переменная составляющая):

$$Q(U_C + u) = C(U_C) \left[\frac{(\varphi - U_C)}{(\mu - 1)} + u + \frac{\mu}{2! (\varphi - U_C)} u^2 + \right. \\ \left. + \frac{\mu(\mu + 1)}{3! (\varphi - U_C)^2} u^3 + \dots \right] \quad (5.25)$$

Переменная составляющая тока i_C определяется как производная от полного заряда по времени. Поскольку U_C является постоянной, переменная составляющая тока задается дифференцированием по t величины u в уравнении (5.25):

$$i_C = C(U_C) \frac{du}{dt} + \frac{\mu C(U_C)}{2! (\varphi_0 - U_C)} \frac{du^2}{dt} + \\ + \frac{\mu(\mu + 1) C(U_C)}{3! (\varphi_0 - U_C)^2} \frac{du^3}{dt} + \dots \quad (5.26)$$

Уравнение (5.26) — математическая модель для нелинейного конденсатора. Первый член является известной линейной составляющей емкости $C(U_C)$, а остальные члены — нелинейности высших порядков. Если записать (5.26) в виде

$$i_C = C(U_C) \frac{du}{dt} + \alpha_2 \frac{d^2 u}{dt^2} + \alpha_3 \frac{d^3 u}{dt^3} + \dots,$$

то можно представить простую графическую интерпретацию такой системы (рис. 5.5). Так как

$$C(U_C) = \frac{i_C}{du/dt} = \frac{i_C}{du/dt},$$

то с учетом (5.26) находим

$$C(U) = C(U_C) + \frac{\mu C(U_C)}{\varphi_0 - U_C} u + \frac{\mu(\mu + 1) C(U_C)}{2! (\varphi_0 - U_C)^2} u^2 + \dots$$

(последнее соотношение можно было бы получить также простым разложением в ряд Тейлора (5.23)). Отсюда, ограничиваясь, как и ранее, тремя членами ряда, получаем

коэффициенты, характеризующие нелинейную емкость:

$$\xi_0 = C(U_C); \quad \xi_1 = \frac{\mu C(U_C)}{\varphi_0 - U_C}; \quad \xi_2 = \frac{\mu(\mu+1)C(U_C)}{2!(\varphi_0 - U_C)^2}, \quad (5.27)$$

где $C(U_C) = \frac{C_0}{\left(1 - \frac{\varphi_0}{U_C}\right)^\mu}$.

Соотношения (5.27) описывают емкости $C_{зп}$, $C_{зс}$.

Обратимся теперь к третьему элементу модели полевого

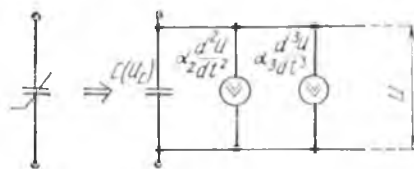


Рис. 5.5

транзистора — управляемому источнику тока I_c . Прежде всего отметим одно существенное обстоятельство: в отличие от рассмотренных нелинейных элементов (нелинейной проводимости, нели-

нейного управляемого источника в модели биполярного транзистора, нелинейных диффузионной и барьерной емкостей $p-n$ -перехода), в которых искомая величина является функцией одной переменной, в управляемом источнике ток зависит от двух переменных одновременно — напряжения затвор—исток $U_{зи}$ и напряжения сток—исток $U_{си}$. Ранее мы раскладывали нелинейную зависимость в ряд Тейлора вида

$$i = \frac{\partial i}{\partial U} U + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 i}{\partial U^2} U^2 + \frac{1}{3!} \frac{\partial^3 i}{\partial U^3} U^3 + \dots \quad (5.28)$$

Здесь производные вычисляются в рабочей точке, определяемой статическим режимом, а i и U представляют собой переменные составляющие тока элемента и напряжения на нем (или управляющего напряжения для зависимости источника). Если ток является функцией двух переменных, т. е.

$$i = f(U_1, U_2), \quad (5.29)$$

то зависимость (5.29) можно разложить в ряд Тейлора по двум переменным:

$$\begin{aligned} i = & \frac{\partial i}{\partial U_1} U_1 + \frac{\partial i}{\partial U_2} U_2 + \frac{1}{2!} \left[\frac{\partial^2 i}{\partial U_1^2} U_1^2 + 2 \left(\frac{\partial^2 i}{\partial U_1 \partial U_2} \right) U_1 U_2 + \right. \\ & \left. + \frac{\partial^2 i}{\partial U_2^2} U_2^2 \right] + \frac{1}{3!} \left[\frac{\partial^3 i}{\partial U_1^3} U_1^3 + 3 \left(\frac{\partial^3 i}{\partial U_1^2 \partial U_2} \right) U_1^2 U_2 + \right. \\ & \left. + 3 \left(\frac{\partial^3 i}{\partial U_1 \partial U_2^2} \right) U_1 U_2^2 + \frac{\partial^3 i}{\partial U_2^3} U_2^3 \right] + \dots \end{aligned} \quad (5.30)$$

Здесь так же, как и в (5.28), производные вычисляются в

рабочей точке, определяемой статическим режимом; i — переменная составляющая тока через элемент; U_1, U_2 — переменные составляющие управляющих напряжений.

Разложим зависимость тока I_c от напряжений на электродах полевого транзистора (см. второе уравнение из (5.24)) в ряд вида (5.30). Будем считать, что напряжения $U_{зи}, U_{си}$ представляют собой сумму постоянной и переменной составляющих:

$$U_{зи} = V_{зи} + u_{зи}, \quad U_{си} = V_{си} + u_{си}.$$

Рабочая точка будет определяться напряжениями $V_{зи}, V_{си}$. Вычислим производные, входящие в (5.30):

$$\left. \begin{aligned} S_{10} &= \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}} = 2\beta (V_{зи} - U_a) (1 + \lambda V_{си}); \\ S_{01} &= \frac{\partial I_c}{\partial U_{си}} = \beta \lambda (V_{зи} - U_a)^2; \\ S'_{20} &= \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 I_c}{\partial U_{зи}^2} = \beta (1 + \lambda V_{си}); \\ S'_{11} &= \frac{\partial^2 I_c}{\partial U_{зи} \partial U_{си}} = 2\beta (V_{зи} - U_a); \\ S'_{02} &= \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 I_c}{\partial U_{си}^2} = 0; \\ S'_{30} &= \frac{1}{3!} \frac{\partial^3 I_c}{\partial U_{зи}^3} = 0; \\ S''_{21} &= \frac{1}{2!} \frac{\partial^3 I_c}{\partial U_{зи} \partial U_{си}^2} = \beta; \\ S''_{12} &= \frac{1}{2!} \frac{\partial^3 I_c}{\partial U_{зи} \partial U_{си}^2} = 0; \\ S''_{03} &= \frac{1}{3!} \frac{\partial^3 I_c}{\partial U_{си}^3} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (5.31)$$

Подставляя (5.31) в (5.30), находим зависимость переменной составляющей тока стока от напряжений затвор — исток, сток — исток:

$$\begin{aligned} i_c &= S_{10} u_{зи} + S_{01} u_{си} + S'_{20} u_{зи}^2 + S'_{11} u_{зи} u_{си} + S'_{02} u_{си}^2 + \\ &+ S''_{30} u_{зи}^3 + S''_{21} u_{зи} u_{си} + S''_{12} u_{зи} u_{си}^2 + S''_{03} u_{си}^3. \end{aligned} \quad (5.32)$$

Для описания линейного элемента достаточно одного (линейного) коэффициента, представляющего собой просто

номинальное значение параметра (сопротивление, емкость и т. д.). Для описания нелинейного элемента требуется несколько коэффициентов, которые получаются при разложении зависимости искомого параметра от управляющей величины (тока, напряжения) в ряд. Даже при использова-

нии «короткого» ряда из трех коэффициентов описание элемента усложняется по сравнению с линейным по крайней мере в три раза. Это в конечном итоге ведет к увеличению затрат машинного времени.

Если в модели активного прибора имеется нелинейный элемент,

параметр которого является функцией двух переменных, и при этом используется ряд по двум переменным, то, ограничиваясь порядком до третьего включительно, получаем девять коэффициентов (см. (5.31), (5.32)). Следовательно, время расчетов на ЭВМ при использовании моделей с такими элементами увеличивается. Конечно, можно использовать модели с минимальным числом нелинейных элементов (что соответствует игнорированию определенных нелинейных эффектов, имеющих место в реальных устройствах) или считать, что ток источника I_c зависит только от одного напряжения на затворе. Это уменьшает время счета, упрощает алгоритм анализа, однако может привести к неточности, а часто и к недостоверным результатам. Таким образом, для данного вида расчетов следует всегда выбирать модель достаточно точную, т. е. такую, которая отражает все основные эффекты, происходящие в моделируемом приборе, и в то же время по возможности простую. Ясно, что разработка такой модели — задача весьма сложная, требующая использования компромиссных подходов.

Модель полевого транзистора с изолированным затвором, учитывающая влияние подложки на пороговое напряжение (напряжение отсечки) и эффект модуляции длины канала, приведена на рис. 5.6. Значение тока стока определяется, как и для полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом, уравнениями (5.23), (5.24), в которых вместо U_a вводится напряжение

$$U_{\tau} = U_a + \gamma(\overline{I\psi} - U_{\text{ин}} - I\overline{\psi}), \quad (5.33)$$

где U_a — пороговое напряжение; $U_{\text{пи}}$ — напряжение подложка — исток; $\psi=0,5-0,8$ В — потенциал инверсии; $\gamma=0,1-1$ В^{1/2} — коэффициент, отражающий концентрацию примесей в подложке.

Высокочастотные свойства транзистора отражены в модели пятью емкостями, из которых $C_{\text{сп}}$, $C_{\text{ип}}$ — емкости обратносмещенных переходов, зависящие от напряжений на них; остальные считаются постоянными. Если перейти от приведенной полной модели полевого транзистора с изолированным затвором к малосигнальной нелинейной модели, то аналогично предыдущим моделям необходимо разложить зависимость тока I_c от напряжений на электродах в ряд Тейлора по трем переменным, поскольку, как следует из (5.23), (5.24), (5.33), ток I_c зависит от напряжений $U_{\text{зи}}$, $U_{\text{си}}$, $U_{\text{пи}}$. При этом, как обычно, ограничиваясь порядком разложения до третьего включительно, получаем количество коэффициентов, равное 19. Применение точной модели в данном случае чрезвычайно усложняет задачу.

5.2.5. Модель ОУ

Точную модель ОУ можно получить, если заменить каждый диод и транзистор в ОУ их моделями. Поскольку ОУ обычно включает десятки диодов и транзисторов, то эта модель будет содержать десятки и сотни двухполюсных элементов, что существенно усложнит расчеты. Кроме того, разработчика усилительных устройств, включающих, помимо прочих элементов, и ОУ, не интересуют ОУ «изнутри». Для него важны только внешние токи и напряжения прибора. Иными словами, ОУ уподобляется в данном случае «черному ящику». В таком случае целесообразно применить формальную модель прибора. Одна из таких моделей, называемая иногда макромоделью, показана на рис. 5.7. В ней моделируются: конечные входные и выходные сопротивления; комплексный коэффициент передачи $K(j\omega)$; режим ограничения скорости нарастания выходного напряжения.

Для построения модели необходимо знать: входное сопротивление для дифференциального сигнала $R_{\text{вх}}$; входное сопротивление для синфазного сигнала R_c ; коэффициент усиления на постоянном токе при разомкнутой цепи ОС K_0 ; частоты доминантного и всех остальных полюсов ω_1 , ω_2 , ..., ω_n ; максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых м}}$; максимальная скорость изменения выходного напряжения S_m .

Приведенная модель имеет блочную структуру. Первый

блок имитирует линейные входные сопротивления $R_{вх}$, R_c , второй блок — заданную скорость изменения выходного напряжения $S_m = I_{1m}/C_1$, где I_{1m} — максимальный ток нелинейного управляемого источника. Кроме того, элементы C_1 , R_1 имитируют доминантный полюс $\omega_1 = 1/R_1 C_1$. Третий блок является линейным четырехполюсником, имитирую-

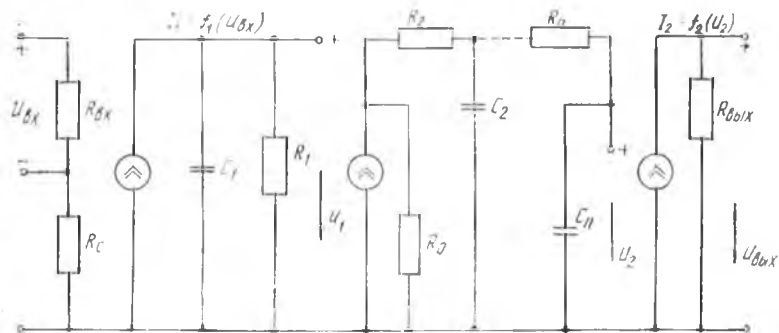


Рис. 5.7

щим выше полюсы частотной характеристики ОУ. Последний блок моделирует выходное сопротивление $R_{вых}$, а нелинейный управляемый источник I_2 — режим ограничения выходного напряжения.

5.3. АЛГОРИТМЫ АНАЛИЗА ЛИНЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УТ

5.3.1. Определения АЧХ и ФЧХ УТ

Известны различные методы анализа цепей, на основании которых строятся алгоритмы для программ машинного проектирования. Остановимся на методе узловых напряжений, который особенно удобен для анализа выбранного класса схем по приведенным критериям.

Задача сводится к следующему: имеется список элементов (компонентов) цепи из числа рассмотренных двухполюсников и известен закон соединения их между собой. Кроме того, задается входное воздействие. Требуется определить искомый критерий. При линейном анализе таким критерием, в частности, является АЧХ или ФЧХ усилителя.

Известно, что уравнения произвольной схемы, составленные по методу узловых потенциалов, имеют вид

$$YU = I, \quad (5.34)$$

где Y — матрица проводимости узлов эквивалентной схемы замещения размеров $n \times n$; U — матрица-строка (вектор) узловых потенциалов размеров n ; I — матрица-столбец (вектор) источника тока размеров n ; n — количество узлов схемы (без базового узла).

Вектор решения системы (5.34) U описывает реакцию цепи на воздействие I . Зависимость напряжения в k -м узле цепи $U_k(j\omega)$ от тока $I_l(j\omega)$, входящего в l -й узел цепи, отображается передаточной функцией вида

$$K(j\omega) = \frac{U_k(j\omega)}{I_l(j\omega)}. \quad (5.35)$$

При этом все остальные компоненты вектора I полагаются равными нулю, т. е. $I = \{0, 0, \dots, I_l(j\omega), \dots, 0\}$. Если считать, что отличная от нуля компонента вектора I равна единице, т. е. задано единичное входное воздействие, то из (5.35) следует: напряжение в узле схемы численно равно коэффициенту передачи.

Таким образом, чтобы найти АЧХ УТ, необходимо выполнить следующие действия: 1) зафиксировать начальное значение частоты; 2) сформировать матрицу проводимости узлов Y и вектор возбуждения I ; 3) решить полученную систему линейных уравнений. Компонента вектора решения U , соответствующая выходу схемы, будет представлять собой искомый коэффициент передачи УТ в заданной частотной точке; 4) вычислить новое значение частоты и вернуться к п. 2. Такая процедура повторяется столько раз, сколько задано точек в диапазоне частот. Зная зависимость коэффициента передачи цепи $K(j\omega)$ для заданного ряда дискретных значений частоты, можно легко найти зависимость его модуля или фазы от частоты, т. е. искомые АЧХ или ФЧХ УТ.

Формирование матрицы проводимостей узлов Y можно осуществить методом «прямого» формирования. В соответствии с этим методом сначала матрица Y приравнивается нулю, а затем по мере получения информации о каждой ветви (о каждом элементе цепи) в нее вносится соответствующая добавка. Значение такой добавки (проводимости элемента) зависит от типа и величины элемента, а адрес загрузки в матрицу — от его местоположения в цепи (от узлов включения). Когда таким образом будут обработаны все ветви цепи, полученный результат и составит матрицу Y . Алгоритм формирования матрицы Y приведен на

рис. 5.8. Формирование матрицы I сводится к загрузке единичной компоненты по адресу, соответствующему узлу включения источника входного сигнала.

Следующий шаг — решение полученной системы линейных уравнений. Наиболее известным, но самым неэффективным методом решения системы (5.34) является использование правила Крамера, согласно которому требуется приблизительно $N=2(n+1)!$ умножений для решения системы размерности n .

Весьма эффективным методом решения системы линейных уравнений считается алгоритм исключения Гаусса, основанный на идее исключения переменных по одной до тех пор, пока не останется только одно уравнение с одной переменной в левой части. Затем уравнение решается относительно этой единственной переменной, а далее вычисленное значение подставляется в предыдущие уравнения для получения оставшихся решений. Можно показать, что алгоритм исключения Гаусса требует примерно $n^3/3$ операций умножения. Существуют различные модификации метода исключения Гаусса, связанные, в частности, с повышением точности решения. К та-

ким модификациям относится, например, метод исключения Гаусса с поиском главного члена (стратегия полного центрирования).

Особенностью матрицы Y является то, что она разреженная, т. е. число ненулевых элементов матрицы относительно общего числа элементов мало. Поэтому при больших размерностях матрицы Y нет смысла проделявать требуемые алгоритмом элементарные операции сложения и умножения над всеми элементами, а можно оперировать только с ненулевыми элементами матрицы. При таком подходе матрица Y находится в памяти ЭВМ в списочном виде, т. е. хранится информация об адресах ненулевых элементов в матрице и их значениях. Алгоритмы решения системы уравнений подобного вида также хорошо разработаны. Структура таких алгоритмов существенно усложняется, однако их применение дает выигрыш, во-первых,

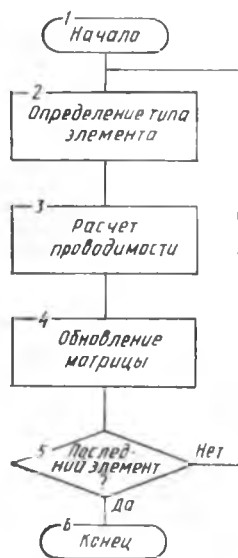


Рис. 5.8

вследствие экономии памяти ЭВМ, требуемой для размещения матрицы; во-вторых, в результате уменьшения количества операций, проводимых с элементами матрицы.

После определения вектора решения системы (5.34), т. е. после нахождения значения комплексного коэффициента передачи УТ $K(j\omega)$, задается новое значение частоты и все операции по формированию и решению системы описывающих уравнений повторяются. Обычно во входной информации к программе машинного расчета пользователь указывает закон изменения частоты в выбранном диапазоне частот (линейный или логарифмический). Поэтому в программе предусматривается специальный блок, в котором генерируются значения частот в соответствии с указанным законом. Зная зависимость коэффициента передачи $K(j\omega)$ в диапазоне частот, можно легко определить искомые линейные параметры схемы — АЧХ и ФЧХ.

5.3.2. Расчет чувствительности

При проектировании УТ появляется необходимость оценивать влияние, которое оказывает на характеристики тракта (АЧХ, ФЧХ, входной и выходной импедансы) изменение параметров его компонентов. Параметры компонентов меняются за счет статистического разброса в пределах допусков, изменения напряжения питания, температуры и других условий эксплуатации. Для линейных, инвариантных во времени схем, содержащих сосредоточенные элементы, мерой такого влияния является функция чувствительности. Кроме того, функция чувствительности необходима для проведения некоторых видов анализа, например анализа шумовых характеристик УТ.

Наиболее универсальным способом расчета чувствительности является метод приращений, в соответствии с которым частные производные заменяются конечными разностями вида

$$\frac{\partial T}{\partial x_i} = \frac{T(x_1, \dots, x_i + \Delta x_i, \dots, x_m) - T(x_1, \dots, x_i, \dots, x_m)}{\Delta x_i} \quad (5.36)$$

Из выражения (5.36) следует, что алгоритм расчета чувствительности методом возмущений включает: 1) анализ исходной схемы и определение схемной функции $T(x_1, \dots, x_m)$; 2) анализ «возмущенной» схемы, т. е. схемы, полученной из исходной изменением величины i -го компонента, и определение схемной функции «возмущенной» схемы

Таблица 5.4

Вид элемента	Схема	
	исходная	присоединенная
Выходной сигнал—напряжение		
Выходной сигнал—ток		
Источник ЭДС		
Источник тока		
Пассивная ветвь Z R, G, L, C		
Источник тока, управляемый напряжением		

$T(x_1, \dots, x_i + \Delta x_i, \dots, x_m)$; 3) расчет искоемых функций чувствительности в соответствии с (5.36).

К достоинству метода возмущений относится простота алгоритма и возможность определения функций чувствительности характеристик схемы, вычисление которых достаточно сложно. Кроме того, метод возмущений позволяет одновременно определить функции чувствительности нескольких схемных характеристик к изменению парамет-

ров схемы. Основной его недостаток связан с большими затратами машинного времени, так как для вычисления функций чувствительности относительно m параметров необходимо рассчитать исходную схему $m+1$ раз.

В настоящее время широкое применение в программах машинного проектирования получил метод расчета чувствительностей, названный методом «присоединенной схемы». Он основан на известной теореме Теледжена. В соответствии с этим методом расчет линейной схемы необходимо провести два раза: один раз для исходной схемы и один раз для так называемой «присоединенной» схемы. Присоединенная схема обладает той же топологией, что и исходная, а элементы схемы определяются в соответствии с табл. 5.4. Имея два вектора решения U , $\hat{U}$, можно найти чувствительности схемной функции (передаточной функции) усилителя $K(j\omega)$ по элементам схемы:

$$S_C^K = \frac{U_C \hat{U}_C}{i_0 Z_C U_0}; \quad S_L^K = \frac{U_L \hat{U}_L}{i_0 Z_L U_0};$$

$$S_R^K = \frac{U_R \hat{U}_R}{i_0 R U_0}; \quad S_S^K = \frac{S U_y \hat{U}_{ny}}{i_0 U_0},$$

где S_C^K , S_L^K , S_R^K , S_S^K — чувствительности передаточной функции усилителя $K(j\omega)$ по элементам C , L , R и крутизне управляемого источника S ; U_C , U_L , U_R и $\hat{U}_C$, $\hat{U}_L$, $\hat{U}_R$ — напряжения в исходной и присоединенной схемах на элементах C , L , R ; $\hat{U}_{ny}$, U_y — напряжения между узлами, в которые включен управляемый источник тока или управляющее напряжение соответственно; U_0 — напряжение между выходными узлами; i_0 — ток задающего генератора на выходе (поскольку цепь линейная, можно положить $i_0 = 1$).

Таким образом, по сравнению с методом возмущений метод присоединенной схемы требует в $(m+1)/2$ раз меньше вычислений. Применение его оправдано тогда, когда определяется чувствительность малого числа выходных параметров по большому количеству элементов. Этот метод широко используется для анализа АЧХ и ФЧХ в программах, основанных на методе узловых напряжений в сочетании с алгоритмами, в которых используются разреженные матрицы.

5.4. АЛГОРИТМЫ АНАЛИЗА ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УТ

При анализе шумовых характеристик УТ за искомые величины принимаются спектральная плотность шума на выходе схемы и коэффициент шума. Источниками внутреннего шума УТ являются все резисторы и полупроводниковые приборы. Основные этапы процедуры анализа следующие: 1) составление линейной (линеаризованной) схемы УТ; 2) дополнение полученной схемы источниками шумов; 3) пересчет шумов, создаваемых всеми источниками к выходу (или входу) схемы, и определение искомых характеристик.

Остановимся на основных источниках шума в УТ. Источником собственных шумов резистора является случайное тепловое движение электронов. Шум резистора обычно аппроксимируют белым шумом. Спектральная плотность генератора теплового тока, моделирующего шум резистора, равна $G_T(f) = 4kT/R$, где R — сопротивление резистора. В шумовой модели резистора этот генератор (независимый источник) подключается параллельно резистору (рис. 5.9, а). Кроме шумов резисторов, существуют шумы конденсаторов и катушек индуктивности. Эти шумы обуславливаются тем, что реальные конденсаторы и катушки обладают комплексным сопротивлением (проводимостью). Индуктивности и емкости их всегда выступают в

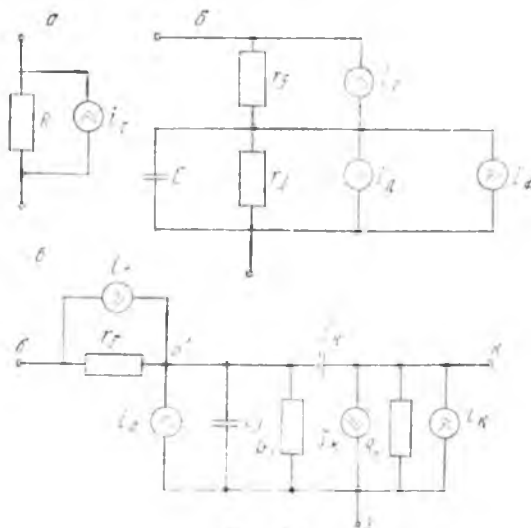


Рис. 5.9

соединении с активными составляющими, обусловленными, в частности, потерями. Последние преимущественно и являются источниками шума, интенсивность которых зависит от добротности, определяемой сопротивлением потерь катушки или проводимостью конденсатора.

Собственные шумы полупроводникового диода обусловлены главным образом тепловыми шумами распределенного сопротивления базовой области r_b , дробовыми шумами и фликкер-шумом. Дробовые шумы обусловлены флуктуацией токов, протекающих через p — n -переход и связанных с дискретной природой электрических зарядов. Дробовые шумы, как и тепловые, аппроксимируются белым шумом. Фликкер-шум в отличие от теплового и дробового имеет специфическую частотную зависимость вида $1/f$. Возникновение его обычно связывают с медленными флуктуациями сопротивлений. При протекании постоянного тока через полупроводник изменяется его проводимость, возникают модуляционные процессы, явления утечки и случайные колебания плотностей носителей тока, которые приводят к появлению фликкер-шума. Шумовая модель получается путем прибавления к линейной модели диода (модель, представленная на рис. 5.2, в которой проводимость линеаризована) источников теплового тока i_T , дробовых токов i_d и токов фликкер-шумов (рис. 5.9, б). Спектральные плотности этих токов равны:

$$G_T(f) = \frac{4kT}{r_b}; G_d(f) = 2eI_d; G_{\phi}(f) = 2eI_d \frac{f_0}{f}, \quad (5.37)$$

где f_0 — граничная частота фликкер-шумов.

Шумовая модель дискретного биполярного транзистора получается из линейной модели (модель, приведенная на рис. 5.3, а, в которой линеаризованы элементы C_a , G_a , I_K) путем добавления источников тока i_T , i_b , i_K (рис. 5.9, в). Источник тока i_T отображает тепловые шумы распределенного сопротивления базы. Его спектральная плотность описывается первым из соотношений (5.37). Флуктуации базового шума отображаются генератором шумового тока i_b , включающего дробовой и фликкер-шум:

$$G_b(f) = 2e \frac{I_b}{\beta} \left(1 + \frac{f_{0b}}{f} \right),$$

где f_{0b} — граничная частота фликкер-шумов, обусловленных флуктуацией скорости рекомбинации в приповерхностных областях эмиттерного перехода.

Эквивалентный генератор тока i_K описывает дробовой

шум той части тока коллектора, которая обусловлена инжекцией из эмиттера, и фликкер-шумы, обусловленные флуктуацией поверхностной утечки по периметру коллекторного перехода:

$$G_K(f) = 2e I_0 \left(1 + \frac{f_{\text{фк}}}{f} \right),$$

где $f_{\text{фк}}$ — граничная частота фликкер-шумов коллекторного перехода, определяемая обычно экспериментально.

Для получения шумовых моделей полевого транзистора и ОУ необходимо добавить источники шума в линеаризованные модели этих элементов.

Расчет искомых шумовых характеристик можно осуществить двумя способами: непосредственным расчетом и расчетом с использованием функций чувствительности. В первом случае в результате m -кратного решения системы уравнений (5.34) определяют коэффициенты передачи $K_i(j\omega)$ и находят энергетический спектр выходного напряжения, обусловленного действием источников шумового тока, включенных в i -й узел:

$$G_{i \text{ вых}}(\omega) = |K_i(j\omega)|^2 G_i(\omega),$$

где $G_i(\omega)$ — сумма спектров всех генераторов шумовых токов, включенных в i -й узел.

Суммарный энергетический спектр выходного напряжения

$$G_{\text{вых}}(\omega) = \sum_{i=1}^m G_{i \text{ вых}}(\omega), \quad (5.38)$$

где m — количество узлов, к которым подключены шумовые генераторы.

Дифференциальный коэффициент шума определяется следующим образом:

$$F(\omega) = \frac{G(\omega)}{G_{\text{нд}}(\omega)},$$

где $G(\omega)$ определяется по (5.38); $G_{\text{нд}}(\omega)$ определяется также из (5.38), но при этом учитывается лишь шум выходного сопротивления источника сигнала.

Во втором случае источники внутренних шумов ветви E интерпретируются как изменение импеданса ветви $\Delta Z = E/I$. Имея рассчитанные функции чувствительности выходного напряжения по импедансу $S_Z^{U_0}$, можно определить вклад ветви в общее выходное шумовое напряжение:

$$\Delta U_0 = \frac{U_0}{U_Z} S_Z^{U_0} E.$$

Если рассматривать E как источник шума с распределением спектральной плотности шума $G_E(j)$, то можно найти распределение спектральной плотности шума на выходе цепи, обусловленной этим источником:

$$G_{E_{\text{вых}}}(j) = \left| \frac{U_0}{U_Z} S_Z^{U_0} \right|^2 G_{E_i}(j).$$

Суммируя шум, вызванный всеми источниками, получаем

$$G_{\text{вых}}(f) = \sum_{i=1}^m \left| \frac{U_0}{U_Z} \right|^2 \left| S_Z^{U_0} \right|^2 G_{E_i}(f), \quad (5.39)$$

где $G_{\text{вых}}(f)$ — спектральная плотность выходного шума, обусловленного всеми источниками; m — количество ветвей, в которые включены источники шума.

Таким образом, во втором случае анализ шумов эффективнее, чем в первом, так как для нахождения функций чувствительности, входящих в (5.39), достаточно решить системы вида (5.34) для исходной и присоединенной схем. Первым же способом необходимо решить систему m раз, т. е. столько раз, сколько имеется в схеме узлов, к которым подключены генераторы шума.

Ранее мы предполагали, что все источники шумов являются некоррелированными; это не всегда имеет место. Например, в шумовой модели биполярных транзисторов корреляция генераторов шума обусловлена тем, что они содержат отдельные составляющие, определяемые одними и теми же источниками шума; кроме того, вход и выход схемы связаны между собой через элементы обратной связи. Учет корреляции источников шумов существенно усложняет процедуру машинного расчета, однако в ряде случаев, например при расчете шумов в интегрированном УТ, такой учет необходим.

5.5. АЛГОРИТМЫ АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УТ

При анализе нелинейных характеристик УТ искомыми величинами являются нелинейные критерии, определенные ранее (см. гл. 1). Как было показано, эти нелинейные характеристики весьма просто выражаются через ядра Вольтерра, причем при анализе УТ с высокой степенью линейности достаточно определить только несколько первых ядер. Для нелинейных продуктов до третьего порядка включительно достаточно рассчитать ядра первого, второго и третьего порядков. Таким образом, задача нелинейного ана-

лиза в данном случае (для данного класса цепей) сводится к расчету ядер Вольтерра низших порядков.

Опишем метод расчета ядер Вольтерра, который позволяет использовать хорошо разработанные алгоритмы анализа линейных цепей (ЛЦ). Представим исходную цепь в виде линейного блока и нелинейных элементов, включенных в соответствующие сечения (рис. 5.10). Элементы $A_1, A_2, \dots, A_n$ представляют собой нелинейные двухполюсники,

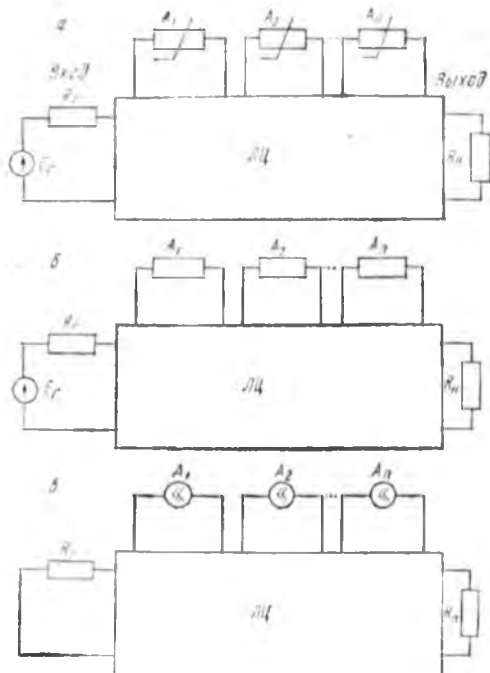


Рис. 5.10

например, нелинейные проводимости, конденсаторы и др. Характеристики этих элементов описываются коэффициентами (5.8), (5.17) и т. д. Количество таких элементов, а также места их включения могут быть произвольные. Обычно в УТ число нелинейных двухполюсников соизмеримо с общим количеством элементов. Например, в модели биполярного транзистора (см. рис. 5.3, а) из шести двухполюсников три нелинейные. Вся остальная цепь представлена линейной частью, которая включает линейные элементы. Алгоритм анализа такой цепи разбивается на два этапа: нахождение ядер Вольтерра первого порядка (линейных

ядер) и нахождение ядер высшего порядка (обычно второго и третьего).

На первом этапе линеаризуем схему, т. е. будем считать, что все нелинейные элементы в первом приближении описываются только одним, линейным коэффициентом, представляющим собой параметр элемента (емкость, крутизну и т. д.). В таком случае имеем известную линейную цепь, которая получается заменой полупроводниковых приборов (рис. 5.10, а) их линейными малосигнальными моделями (рис. 5.10, б). Если положить $E_T=1$, то вектор решения системы описывающих уравнений вида (5.34) будет представлять собой комплексные коэффициенты передачи со входа во все узлы цепи, т. е. ядра Вольтерра первого порядка. Таким образом, после первого шага получаем вектор линейных ядер: $K_1^1(j\omega)$, $K_1^2(j\omega)$, ..., $K_1^n(j\omega)$, где n — количество узлов схемы; ω — частота, на которой производился расчет. В большинстве случаев для определения ядер высших порядков следует предварительно находить низшие ядра на ряде частот. Количество этих частот и их значения зависят от искомых нелинейных критериев. Поэтому этап линейного анализа повторяется для $\omega=\omega_1, \omega_2, \dots$

На втором этапе считаем, что источник входного сигнала отключен, а линейная цепь возбуждается током нелинейных источников (рис. 5.10, в). В этом случае также решается система вида (5.34), которая в данном случае выглядит следующим образом:

$$Y_m \sum_{i=1}^m K_{m(j\omega_1, \dots, j\omega_m)} = I_{(j\omega_1, \dots, j\omega_m)}, \quad (5.40)$$

где $Y_m \sum_{i=1}^m j\omega_i$ — матрица проводимостей узлов, вычисленная на частоте $(j\omega_1 + \dots + j\omega_m)$; $K_{m(j\omega_1, \dots, j\omega_m)}$ — вектор решения — ядра Вольтерра порядка m ; $I_{(j\omega_1, \dots, j\omega_m)}$ — вектор токов возбуждения.

На этом этапе вектор токов возбуждения I формируется из вкладов, вносимых нелинейными источниками, которые отображают нелинейные свойства двухполусников $A_1, A_2, \dots, A_n$. Вектор I формируется по следующим правилам: если к i -му узлу цепи не подключены нелинейные элементы, то i -я компонента вектора равна нулю, если к i -му узлу подключен один или более нелинейных элементов, то

$$I_i = \sum_{j=1}^l \delta_j, \quad (5.41)$$

Номер п.п	Вид замечности	Порядок ранга	Вид исправл. части
1	Незначительная пропорциональность	2	$\delta = G' K_1(f\omega_1) K_1(f\omega_2);$
		3	$\delta = G' K_1(f\omega_1) K_1(f\omega_2) K_1(f\omega_3) +$ $+ 2G' K_1(f\omega_1) K_2(f\omega_2, f\omega_3)$
			$i = f(U)$
2	Незначительный конденсатор	2	$\delta = f\omega_1^2 K_1(f\omega_1) K_1(f\omega_2);$
		3	$\delta = f\omega_1^2 K_2(f\omega_1) K_1(f\omega_2) K_1(f\omega_3) +$ $+ 2f\omega_1^2 K_1(f\omega_1) K_2(f\omega_2, f\omega_3);$
			$f\omega_1' = \frac{f\omega_1 + f\omega_2}{2}; f\omega_1'' = \frac{f\omega_1 + f\omega_2 + f\omega_3}{3};$ $f\omega_1''' = \frac{f\omega_1 + f\omega_2 + f\omega_3}{2}$
3	Незначительный ис- точник	2	$\delta = S' K_1(f\omega_1) K_1(f\omega_2);$
		3	$\delta = S' K_1(f\omega_1) K_2(f\omega_2) K_1(f\omega_3) +$ $+ 2S' K_1(f\omega_1) K_2(f\omega_2, f\omega_3)$
			$i = f(U)$
4	Незначительный ис- точник	2	$\delta = S_{20}' K_1(f\omega_1) K_1(f\omega_2) +$
		3	$S_{11}' K_1(f\omega_1) T_1(f\omega_2) + S_{20}' T_1(f\omega_1) T_1(f\omega_2);$ $\delta = 2S_{20}' K_1(f\omega_1) K_2(f\omega_2, f\omega_3) +$ $+ 2S_{20}' T_1(f\omega_1) T_2(f\omega_2, f\omega_3) +$ $+ S_{11}' [K_1(f\omega_1) T_2(f\omega_2, f\omega_3) +$ $+ K_2(f\omega_1, f\omega_2) T_1(f\omega_3)] + S_{30}' K_1(f\omega_1) \times$ $\times K_1(f\omega_2) K_1(f\omega_3) + S_{03}' T_1(f\omega_1) \times$ $\times T_1(f\omega_2) T_1(f\omega_3) + S_{21}' K_1(f\omega_1) K_1(f\omega_2) \times$ $\times T_1(f\omega_3) + S_{12}' K_1(f\omega_1) T_1(f\omega_2) T_2(f\omega_3)$

где I_i — i -я компонента вектора I ; δ_j — ток возбуждения от j -го элемента, подключенного к i -му узлу; l — количество нелинейных элементов, подключенных к i -му узлу.

Формулы, по которым вычисляются величины δ для разных типов элементов и разных порядков n , приведены в табл. 5.5. Например, при $n=2$ система (5.34) выглядит следующим образом:

$$Y_{j\omega_1+j\omega_2} K_2(j\omega_1, j\omega_2) = I_{(j\omega_1, j\omega_2)}. \quad (5.42)$$

Вектор решения системы $K_2^1(j\omega_1, j\omega_2), \dots, K_2^n(j\omega_1, j\omega_2)$ описывает ядра Вольтерра второго порядка. В зависимости от соотношения частот ω_1, ω_2 эти ядра могут характеризовать возникающие колебания с удвоенной (при односигнальном входном воздействии) или с суммарно-разностной частотой (при двухсигнальном воздействии). На основании рассчитанных ядер и величины амплитуд входных сигналов можно определить в первом случае коэффициент искажений по второй гармонике, во втором — коэффициент интермодуляции второго порядка.

Формирование матрицы проводимостей узлов может производиться описанным ранее методом (см. § 5.3.1). Формирование вектора возбуждающих токов сильно усложняется по сравнению с линейной цепью. Структура алгоритма показана на рис. 5.11. Вначале все элементы вектора зануляются, затем по мере поступления информации о нелинейных элементах в вектор вносятся «добавки», соответствующие токам нелинейных генераторов. При вычислении этих токов используются коэффициенты разложения нелиней-

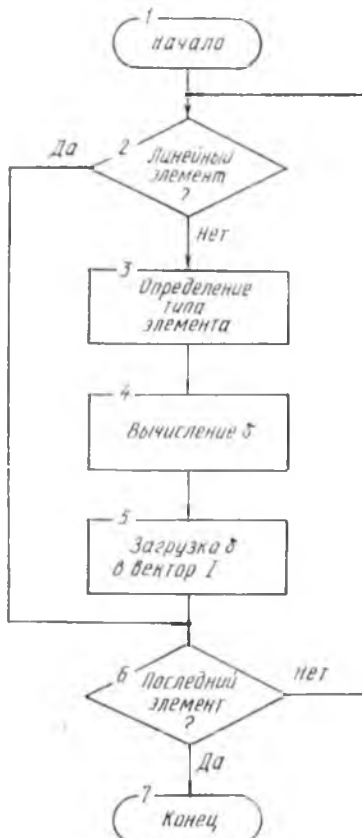


Рис. 5.11

ных характеристик элементов и ядра Вольтерра предыдущих (нижних) порядков, полученных ранее.

Структура программы, построенной на описанных алгоритмах, приведена на рис. 5.12, на котором: 1 — формирование матрицы проводимостей; 2 — решение системы линейных уравнений; 3 — формирование вектора возбуждения для ядер второго порядка; 4 — формирование вектора возбуждения для ядер третьего порядка; 5 — вычисление АЧХ, ФЧХ и нелинейных критериев; 6 — вывод результатов.

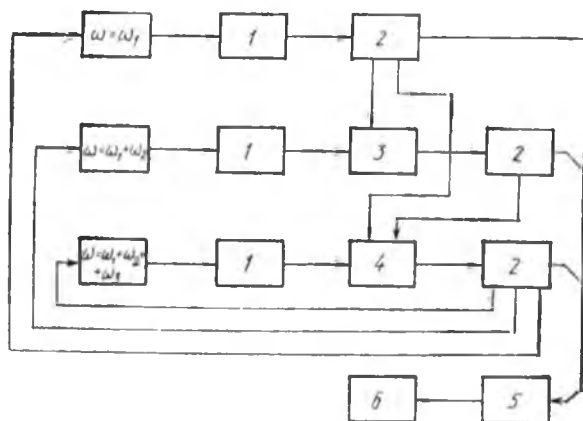


Рис. 5.12

Вычисление ядер первого порядка является обычным линейным анализом цепи. Вычисление ядер второго и третьего порядков сводится к решению систем линейных уравнений. При этом используются те же подпрограммы формирования матрицы левой части и решения системы линейных уравнений, что и при линейном анализе. Таким образом, данный вариант построения программы позволяет реализовать хорошо разработанные алгоритмы анализа линейных цепей.

5.6. ОРГАНИЗАЦИЯ РАБОТЫ ИНЖЕНЕРА-РАЗРАБОТЧИКА УТ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПРОГРАММ МАШИННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

5.6.1. Режим анализа линейных и нелинейных характеристик УТ

В настоящее время различают два основных режима работы пользователя с ЭВМ — пакетный и интерактивный (диалоговый). В пакетном режиме непосредственному рас-

чету на ЭВМ предшествует относительно длительный процесс подготовки исходных данных, формирование пакета перфокарт (или перфолент). Поскольку до недавнего времени большинство ЭВМ эксплуатировалось в пакетном режиме, то большинство программ автоматизированного проектирования, в том числе и рассматриваемого класса устройств, были ориентированы на использование в пакетном режиме.

Примером программы, разработанной для использования в пакетном режиме на машинах семейства ЕС ЭВМ, может служить МАНРЦ-6. Это высокоэффективная программа, позволяющая рассчитывать нелинейные искажения в сложных УТ с высокой степенью линейности. Она предназначена для использования на ЭВМ типа ЕС-1020 с объемом оперативной памяти 128 Кбайт. В основу программы положены алгоритмы, описанные в § 5.3, 5.5. МАНРЦ-6 позволяет рассчитывать коэффициенты: искажений по второй гармонике; искажений по третьей гармонике; перекрестной модуляции; интермодуляционных искажений на суммарной или разностной частоте второго и третьего порядков.

В МАНРЦ-6 имеется встроенная библиотека моделей активных компонентов (биполярных и полевых транзисторов). Такая библиотека представляет собой определенным образом организованные файлы данных на магнитном диске. В библиотеке хранятся параметры математических моделей для различных типов компонентов. Библиотека открыта для пополнения, и пользователь имеет возможность в любой момент просмотреть ее содержание, ввести новые данные, стереть ненужную информацию. Наличие библиотеки компонентов упрощает использование программы, так как во входной информации не надо описывать каждый активный компонент, а достаточно указать тип компонента и режимы его использования.

Анализируемый с помощью программы УТ может содержать следующие компоненты: линейные и нелинейные резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, управляемые источники тока, полупроводниковые диоды, биполярные и полевые транзисторы. Программа позволяет получить по желанию пользователя значения коэффициента передачи по напряжению и нелинейных критериев в заданном диапазоне частот.

В МАНРЦ-6 имеются подпрограммы, позволяющие организовать варьирование параметров компонентов, а также режимов по постоянному току и параметров математических моделей. Эти подпрограммы значительно расширяют

возможности МАНРЦ-6 и помогают реализовать активный машинный эксперимент.

МАНРЦ-6 представляет собой набор (пакет) программ, каждая из которых состоит из трех фаз, вызываемых последовательно одна за другой так, что последующая фаза полностью перекрывает предыдущую.

Первая фаза предназначена для осуществления ввода, контроля и преобразования исходной информации и состоит из следующих подпрограмм: 1) контроля за правильностью описания отдельных компонентов принципиальной схемы формирования массива описания топологии схемы; 2) преобразования массива параметров компонентов с целью нормирования и приведения к соответствующим размерностям, принятым в программе.

Вторая фаза осуществляет ввод, контроль и преобразование информации о вариациях параметров и режимов компонентов и полностью формирует массив описания схемы замещения. Фаза содержит следующие подпрограммы: 1) упорядочения системы линейных уравнений, которая осуществляет перенумерацию узлов схемы и формирование массивов, необходимых для работы процедуры исключения Гаусса, оперирующей только с ненулевыми коэффициентами; 2) вычисления нелинейных параметров и заполнения ими массива описания схемы замещения путем обращения к математическим моделям соответствующих компонентов.

Третья фаза осуществляет формирование математической модели схемы замещения и расчет критериев, заданных пользователем. В ее состав входят следующие подпрограммы: 1) формирования матрицы узловых проводимостей и вектора возбуждения, которые на основании информации, содержащейся в массивах описания топологии и параметров компонентов схемы замещения, осуществляют заполнение указанных матриц и вектора; 2) решения системы линейных уравнений методом исключения Гаусса, оперирующим только с ненулевыми коэффициентами матрицы узловых проводимостей (эти подпрограммы используют массивы, сформированные второй фазой); 3) расчета критериев, заданных пользователем; 4) вариации параметров и режимов компонентов.

Многофазность программ обеспечивает экономию машинного времени и оперативной памяти при постановке активного машинного эксперимента, дает возможность подключения к программе любых моделей компонентов, составленных пользователем. Ограничения программы следующие: эквивалентная схема анализируемого УТ может содержать

до 70 узлов и до 30 транзисторов и полупроводниковых диодов.

Другой программой, предназначенной для машин ЕС ЭВМ, является программа расчета шумовых параметров (см. прил. 1). Исследуемая цепь может содержать следующие компоненты: резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, управляемые источники тока, независимые источники тока. Все компоненты полагаются линейными. Программа построена на описанном алгоритме непосредственного расчета спектральной плотности шума.

Перед использованием описанных программ необходимо провести определенную предварительную работу по подготовке исходных данных. Согласно инструкциям для пользователя надо обработать схему УТ (пронумеровать узлы, ввести соответствующие схемы замещения) и перенести исходную информацию на перфокарты (или перфоленгу). При обнаружении формальных или смысловых ошибок в исходных данных пользователю необходимо заменить соответствующие носители информации. Изменение исходной схемы УТ или режима анализа также вызывает повторное комплектование пакета, и цикл расчета на ЭВМ в пакетном режиме растягивается. Кроме того, в таком режиме пользователь лишен возможности давать ЭВМ какие-либо команды в процессе непосредственного выполнения задания.

Таким образом, использование пакетного режима целесообразно главным образом для проведения сложных машинных расчетов, необходимых для окончательного определения характеристик УТ (например, на заключительном этапе процедуры синтеза). Проведение многовариантного циклического расчета и оптимизации УТ по результатам такого расчета затруднительно.

5.6.2. Режим синтеза УТ

В отличие от пакетного режима диалоговый режим взаимодействия пользователя и ЭВМ осуществляется в реальном масштабе времени. В этом случае подготовка данных и получение результатов совмещены во времени и пользователь имеет возможность оказывать влияние на ход выполнения расчетов непосредственно во время проведения анализа. Эффективность циклической процедуры многовариантного анализа возрастает, и инженер-проектировщик может проводить «синтез через анализ».

Примером программы, разработанной для использования в диалоговом режиме, является программа DISTORTION,

текст которой приведен в прил. 2. Эта программа предназначена для анализа высоколинейных УТ по критериям нелинейности. Она написана на диалоговом языке БЭИСНК-3 для микроЭВМ «Электроника ДЗ-28», укомплектованной дисплеем. Работа инженера-проектировщика при использовании этой программы производится в интерактивном режиме, т. е. в режиме непосредственного диалога с машиной.

Программа DISTORTION позволяет: 1) рассчитывать линейные коэффициенты передачи (ядра Вольтерра первого порядка), коэффициенты гармонических искажений по второй и третьей гармоникам, коэффициенты интермодуляции второго и третьего порядков при двухсигнальном воздействии, коэффициенты интермодуляции третьего порядка при трехсигнальном воздействии; 2) осуществлять частичную проверку корректности вводимых данных с целью поиска ошибок и более эффективного выполнения задания; 3) производить корректировку параметров элементов схемы в процессе ввода исходных данных и в процессе выполнения задания; 4) многократно изменять критерии анализа в процессе выполнения задания; 5) многократно изменять частоты анализа в процессе выполнения задания.

С помощью программы DISTORTION можно производить расчет схем максимальной сложности (15 узлов, 50 элементов). Программа оперирует со следующими двухполюсными компонентами: источник сигнала (ЭДС), линейный резистор, линейный конденсатор, линейная индуктивность, линейный управляемый источник тока, нелинейная проводимость, нелинейный конденсатор, нелинейный управляемый источник тока.

Текст программы записан на кассете с магнитной лентой. При работе программы с магнитной ленты считывается соответствующий программный файл. Ввод всей информации, а также различных директив инженер-разработчик УТ производит с клавиатуры дисплея. Результаты расчета, а также запросы программы высвечиваются на экране.

При работе с программами типа DISTORTION пользователю предоставляется возможность эффективно воздействовать на ход выполнения задания. Он может изменять величины элементов, заменять элементы одного типа элементами другого, исключать их или вводить новые, изменять структуру схемы и т. д. Эффективность такой оптимизации схемы УТ во многом зависит от разработки сервисного обеспечения программы, а также от быстродействия ЭВМ и эффективности алгоритмов построения программы.

В настоящее время ЭВМ, позволяющие осуществлять

работу в диалоговом режиме, нашли широкое применение. Дальнейшее развитие автоматизированного проектирования будет, видимо, в значительной степени ориентироваться на использование диалогового режима, поскольку это приближает ЭВМ к пользователю и превращает ее для инженера-разработчика УТ в непосредственный инструмент проектирования.

5.7. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭВМ ДЛЯ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА УТ

5.7.1. Общие сведения

Синтез УТ с заданными параметрами является сложным, трудоемким процессом, требующим значительных затрат времени, учета большого количества необходимых условий. Как отмечалось в § 3.2, 3.3, задача определения конкретных структур УТ (этап III общей процедуры синтеза) по найденным структурным свойствам является неоднозначной. Это затрудняет поиск оптимальных структур УТ с высокой стабильностью и линейностью и ставит задачу автоматизации процедуры их синтеза.

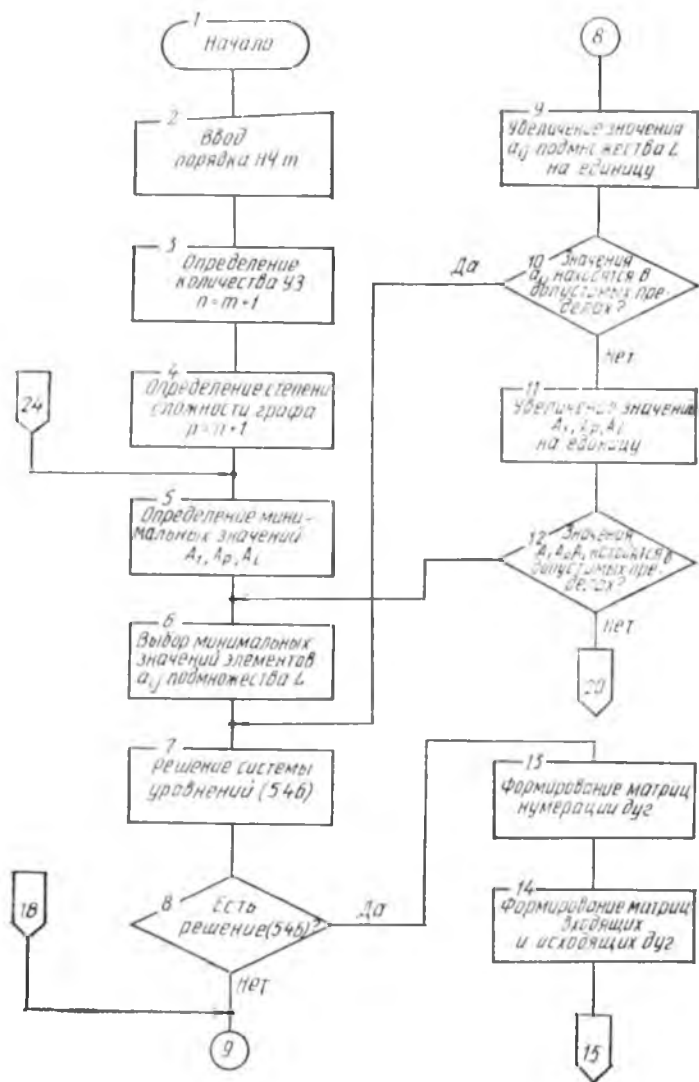
Рассмотрим задачу синтеза на ЭВМ конкретных УТ с НЧ, обеспечивающих заданное усиление при контролируемых величинах их стабильности и линейности характеристик передач.

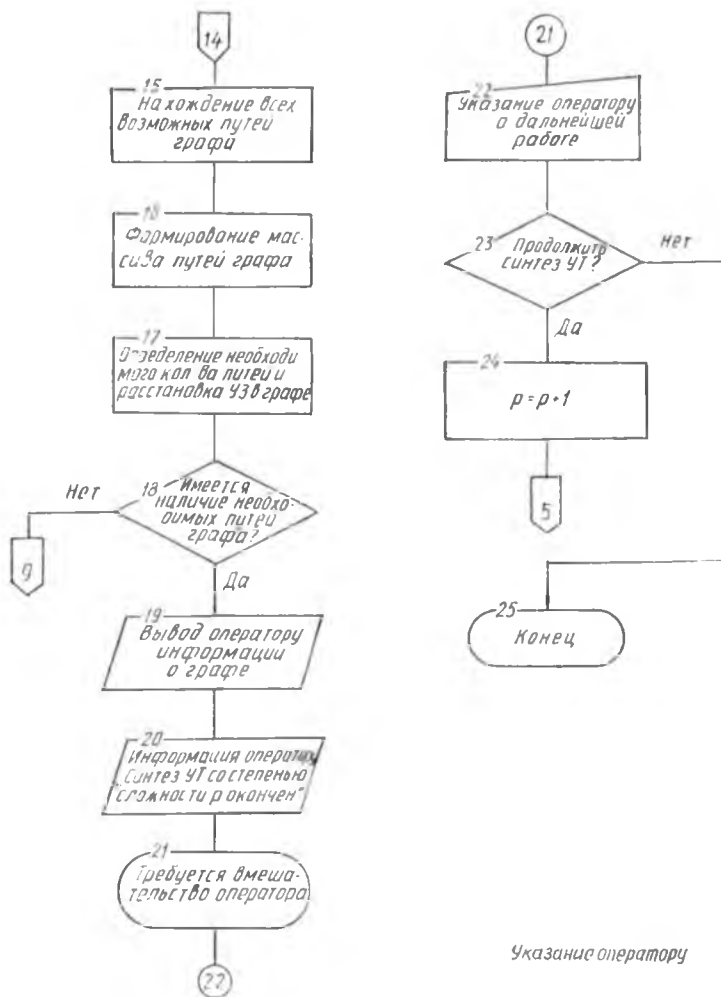
В § 3.2 и 3.3 были определены структурные условия, необходимые для достижения НЧ максимального порядка для двух- и трехзвенных УТ. Так, один из вариантов достижения НЧ первого порядка в двухзвенном УТ заключается в том, что тракт должен содержать три пути со входа на выход УТ (см. табл. 3.2, вариант 4), причем один путь должен проходить через первое УЗ, второй путь — через второе УЗ, третий путь — через оба УЗ. При этом УТ может не содержать ни одной петли обратной связи. Для трехзвенных УТ (см. табл. 3.4, вариант 16) один из способов обеспечения НЧ до второго порядка заключается в необходимости иметь в УТ семь путей со входа на выход, один из которых проходит через первое УЗ, второй путь — через второе УЗ, третий путь — через третье УЗ, четвертый путь — через первое и второе УЗ, пятый путь — через первое и третье УЗ, шестой путь — через второе и третье УЗ, седьмой путь — через первое, второе и третье УЗ.

С помощью итерационного принципа можно показать, что для удовлетворения условия НЧ до m -го порядка в УТ, содержащем n УЗ, где $m = n - 1$, УТ должен иметь следую-

щие пути со входа на выход: через 1-е, 2-е, 3-е, ..., n -е УЗ;
через 1-е и 2-е УЗ; через 1-е и 3-е УЗ; ...; через 1-е и n -е УЗ;
через 2-е и 3-е УЗ; через 2-е, 4-е УЗ; ..., через 2-е и n -е УЗ; ...

Приведем алгоритм синтеза на ЭВМ УТ, позволяющий реализовать указанные структурные свойства. Синтез УТ, удовлетворяющих другим вариантам структурных требова-





Указание оператору

Рис. 5.13

ний, приведенных в § 3.2, 3.3, может быть выполнен аналогичным образом.

Алгоритм синтеза на ЭВМ УТ включает следующие шаги.

Шаг 1. Последовательная направленная генерация сигнальных графов (рис. 5.13, символы 1—12).

Шаг 2. Нахождение всех возможных путей графа (рис. 5.13, символы 13—15).

Шаг 3. Определение путей графа, необходимых для выполнения условий НЧ заданного порядка, и расстановка УЗ в графе (рис. 5.13, символы 16—25).

5.7.2. Формализация описания структурных свойств УТ, удобная для применения ЭВМ

При автоматизации решения задач на ЭВМ очень важен процесс представления исходной информации. Поэтому описание алгоритма синтеза УТ начнем именно с представления топологии графа.

Сформулируем используемые здесь понятия и определения.

Графом называется схема, состоящая из нескольких точек и соединяющих их линий (рис. 5.14). Точки $V_1, V_2, \dots$ называются *вершинами графа*. Множество всех вершин обозначим через V . Линии $U_{12}, U_{13}, \dots$, соединяющие вершины графа, называются *ребрами*. Они отражают определенные отношения, связи в множестве V , представленном вершинами графа. Ребра могут иметь определенную ориентацию; ориентированные ребра называют дугами.

Будем рассматривать только графы, вершины которых соединены дугами, т. е. ориентированные (сигнальные) графы. Множество дуг графа обозначим через U , а сами дуги — через U_{ij} ($i, j = 1, 2, \dots, n$), где индекс i — номер вершины V_i графа, из которой выходит дуга; индекс j — номер вершины V_j графа, в которую эта дуга входит.

Граф будем обозначать символом $G(V, U)$. Граф с p вершинами и q дугами называется (p, q) -графом.

Если вершины V_i и V_j графа $G(V, U)$ соединены дугой U_{ij} , то говорят, что вершины V_i и V_j смежные; вершина V_i и дуга U_{ij} инцидентны так же, как V_j и U_{ij} . Условимся считать, что вершина V_i смежна к V_j , а вершина V_j смежна к V_i .

Степенью A_i вершины V_i в графе G называется число ребер, инцидентных V_i . *Полустепенью исхода* W вершины V_i называется число вершин, смежных из V_i , т. е. число дуг, выходящих из V_i , а *полустепенью захода* Q — число вершин, смежных к V_i , т. е. число дуг, входящих в V_i .

Путем в графе $G(V, U)$ называется такая последовательность дуг $(U_1, U_2, \dots)$, когда конец каждой предыдущей дуги совпадает с началом последующей. Например, после-

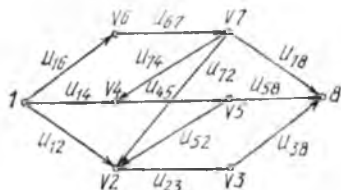


Рис. 5.14

довательность дуг $\{U_{12}, U_{23}, U_{38}\}$ является путем (см. рис. 5.14). Путь, в котором никакая вершина не встречается дважды, называется *элементарным*. В дальнейшем будем рассматривать только элементарные пути, которые для краткости назовем просто *путями*.

Путь длины 1, образованный дугой V_{ii} , называется *петлей*. Граф $G(V, U)$, у которого хотя бы одна пара вершин V_i и V_j соединяется более чем одной дугой или который, помимо упомянутых кратных дуг, содержит петли, называется *мультиграфом*.

Хотя ориентированный граф $G(V, U)$ полностью описывается соединениями и направлениями ветвей и даст весьма наглядное представление о структуре УТ в графическом изображении, эта форма выражения неудобна для записи в памяти ЭВМ. Для записи в цифровом виде целесообразнее его представление в виде матриц.

Содержащаяся в ориентированном графе $G(V, U)$ информация может быть полностью представлена матрицей, называемой матрицей смежностей графа.

Матрицей смежностей $A(G)$ графа $G(p, q)$ является матрица из элементов a_{ij} , у которой $a_{ij}=1$ при наличии дуги U_{ij} и $a_{ij}=0$ при отсутствии дуги, соединяющей вершины V_i и V_j . Если вершины V_i и V_j соединяются более чем одной дугой (например, двумя, тремя и т. д.), то соответственно элемент a_{ij} матрицы $A(G)$ принимает значения $a_{ij}=2$, $a_{ij}=3$ и т. д. Размерность матрицы равна $(p \times p)$.

Для графа, представленного на рис. 5.14, матрица смежностей $A(G)$ имеет вид

$$A(G) = \begin{array}{cccccccc|c|c} & V_1 & V_2 & V_3 & V_4 & V_5 & V_6 & V_7 & V_8 & \text{сумма} \\ & & & & & & & & & \text{по строке} \\ \begin{array}{l} -0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \\ V_7 \\ V_8 \end{array} & \begin{array}{l} 3 \\ 1 \\ 1 \\ 1; \\ 2 \\ 1 \\ 3 \\ 0 \end{array} \end{array} \quad (5.43)$$

$$\begin{array}{c} \text{сумма} \\ \text{по столбцу} \end{array} \quad \begin{array}{cccccccc} 0 & 2 & 1 & 2 & 1 & 1 & 1 & 3 \end{array}$$

Легко проверить, что суммы элементов по строкам матрицы (5.43) равны полустепеням исхода W вершин графа G , а суммы элементов по столбцам — полустепеням захода Q . Сумма элементов i -й строки равна полустепени исхода W_i вершины V_i , а сумма элементов j -го столбца — полустепени захода Q_j вершины V_j .

Заметим, что для графа без петель главная диагональ матрицы смежности (от левого верхнего угла к правому

Таблица 5.6

p	M_p
1	1
2	3
3	16
4	218
5	9 608
6	1 540 944
7	882 033 440
8	1 793 359 192 848

нижнему) всегда представлена нулями, т. е. $a_{ii}=0$. Очевидно также, что если вершина V_i является истоком, т. е. содержит только исходящие дуги, то все элементы i -го столбца равны нулю. Если вершина V_i является стоком, т. е. содержит только входящие дуги, то все элементы i -й строки равны нулю.

Процедура генерации графов в общем случае состоит в последовательном изменении значений элементов a_{ij} матрицы смежностей $A(G)$ путем полного перебора, т. е. получении всех возможных графов с заданным количеством вершин p от нуля-графа G_0 до полного графа.

В табл. 5.6 приведена зависимость числа ориентированных графов от количества p вершин графов. Так как количество возможных графов даже с небольшим числом вершин p весьма велико, следует ввести некоторые ограничения, которые резко сократили бы число рассматриваемых графов, не исключив при этом из поля зрения графы с НЧ.

К ограничениям такого рода следует отнести следующие.

1. Граф G должен содержать одну вершину только с исходящими дугами (V_1 — сток) и одну только с входящими дугами (V_p — сток). Отсюда следует, что минимальное количество вершин графа больше или равно двум ($p \geq 2$), что

сумма элементов первого столбца матрицы смежностей $A(G)$ равна нулю ($\sum_{j=1}^p a_{j1}=0$) и что сумма элементов последней строки матрицы смежностей $A(G)$ также равна нулю ($\sum_{j=1}^p a_{pj}=0$).

2. В общем случае рассматриваемый граф $G(p, q)$ может быть мультиграфом, т. е. содержать петли и кратные дуги. Но так как алгоритм синтеза УТ основан на определении необходимого количества путей со входа на выход УТ и петли графа не могут войти в путь (см. определение «путь»), будем рассматривать только графы, не содержащие петель.

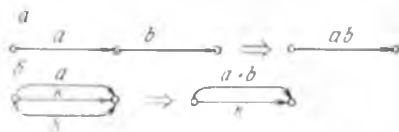


Рис. 5.15

Таким образом, в рассматриваемом множестве S элементы матрицы смежностей графов, составляющие главную диагональ $A(G)$, равны нулю, т. е. $a_{ii}=0$.

3. Чтобы избежать структур, состоящих из последовательно соединенных дуг, преобразование которых не приводит к образованию новых путей или изменению путей в графе (рис. 5.15, а), необходимо следующее. Степень всякой вершины графа $G(p, q)$ (кроме стока и истока) должна быть больше трех или равна трем: $A_i \geq 3$, где $2 \leq i \leq p-1$.

Аналогично для графов (рис. 5.15, б), состоящих из параллельно соединенных дуг (которые также можно тождественно преобразовать, если есть кратные дуги), одна дуга должна быть обязательно УЗ, а вторая — пассивная цепь. Отсюда допустимая степень кратности дуг равна двум: $a_{ij} \leq 2$ или $a_{ij}=0, 1, 2$.

Сформулируем следствия из ограничения 3:

1) количество пар кратных дуг в предельном случае не должно превышать числа УЗ n ;

2) из истока графа должно выходить не менее двух дуг ($W_1 \geq 2$);

3) сток графа должен содержать не менее двух входящих дуг ($Q_p \geq 2$);

4) УЗ не может проходить «насквозь» со входа тракта на его выход, так как в этом случае через него имеется только один путь.

Пассивная цепь, соединяющая вход УТ с выходом, также не участвует в формировании новых путей для обеспечения условия ПЧ ($a_{1,p}=0$).

Таким образом, достаточным условием для описания любого графа, удовлетворяющего условию НЧ, является матрица смежностей вида

$$A(G) = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} & a_{13} & \dots & a_{1(p-1)} & 0 \\ 0 & 0 & a_{23} & \dots & a_{2(p-1)} & a_{2p} \\ 0 & a_{32} & 0 & \dots & a_{3(p-1)} & a_{3p} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & a_{(p-1)2} & a_{(p-1)3} & \dots & a_{(p-1)(p-1)} & a_{(p-1)p} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.44)$$

где $0 \leq a_{ij} \leq 2$.

Заметим, что для обеспечения пути со входа на выход УТ через n УЗ из истока не может выходить более одного УЗ. Аналогично из всех дуг, входящих в сток, только одна может являться УЗ.

Рассматривая матрицу $A(G)$ (см. соотношение (5.44)), запишем условия для степеней вершин графа с учетом указанных ограничений. Для нахождения степени A_i вершины V_i следует произвести сложение всех элементов i -го столбца (т. е. определить полустепень захода Q_i вершины V_i), всех элементов i -й строки (т. е. определить полустепень исхода W_i вершины V_i) и полученные результаты сложить. Действительно, степень вершины равна сумме полустепеней исхода и захода, т. е. $A_i = Q_i + W_i$.

Степень A_1 вершины V_1 (истока графа) должна иметь значение не менее двух (следствие 2 ограничения 3). Верхнюю границу значения A_1 можно записать, как это вытекает из формулы (5.44), следующим образом: $A_1 \leq p-1$.

Итак, для степени A_1 вершины V_1 существует условие $2 \leq A_1 \leq p-1$. Поясним процедуру определения верхнего предела значения A_1 . По определению A_1 является суммой элементов a_{ij} первого столбца и первой строки. В формуле (5.44) все элементы первого столбца равны нулю. В первой строке два элемента (первый и p -й) равны нулю.

В предельном случае значения всех элементов a_{ij} (без учета возможности графа иметь кратные дуги) равны 1. Тогда сумма элементов первой строки равна $p-2$. Необходимо учесть, что только одна дуга, выходящая из истока, может быть УЗ, как и только одна дуга, входящая в сток, может быть УЗ. В этом случае существует возможность

иметь кратные дуги, т. е. пассивную цепь, параллельную УЗ. Таким образом, минимальное значение одного элемента a_{ij} может быть равно не единице, а двум. Отсюда для верхней границы значения A_1 получим $A_1 \leq p-1$

Аналогично рассуждая, запишем условия степеней вершины V_p (стока графа) и остальных вершин графа V_i для $2 \leq i \leq p-1$:

$$2 \leq A_p \leq p-1; \quad 3 \leq A_i \leq 2(p-2) + n,$$

где $2 \leq i \leq p-1$. Здесь p — количество вершин графа; n — количество УЗ.

Количество дуг M графа G равно половине суммы степеней вершин A_i :

$$M = \frac{\sum_{i=1}^p A_i}{2}.$$

Отсюда количество дуг рассматриваемых графов с числом вершин p и количеством УЗ n может изменяться в пределах

$$\frac{4 + 3(p-2)}{2} \leq M \leq \frac{2(p-1) + 2(p-2)^2 + n}{2}.$$

5.7.3. Принципы автоматизации структурного синтеза УТ, удовлетворяющих условию НЧ

Рассмотрим алгоритм машинного синтеза УТ, удовлетворяющих условиям НЧ (см. § 5.7.1, рис. 5.13).

Шаг 1. Последовательная направленная генерация сигнальных графов.

Процедура выполнения первого шага алгоритма состоит из следующих пунктов.

Пункт 1. Исходя из требуемого порядка НЧ m , определяется количество УЗ n . Согласно § 3.1, $n = m + 1$.

Пункт 2. Определяется степень сложности графа, т. е. выбирается количество вершин p . Очевидно, что $p \geq n + 1$.

Пункт 3. Для заданных p и n принимаются минимальные значения A_1, A_p, A_i , где $2 \leq i \leq p-1$.

Пункт 4. Определяются значения элементов a_{ij} матрицы смежностей $A(G)$ графа. Для этого необходимо решить систему уравнений

Пункт 6. Аналогично значение одного из элементов A_i увеличивается на единицу в установленных пределах, после чего вновь выполняется пункт 4. При достижении всеми A_i максимальных значений выполнение пункта 6 становится невозможным и осуществляется переход ко второму шагу алгоритма.

Таким образом, пункты 5, 6 позволяют осуществить последовательный перебор всех возможных значений a_{ij} и A_i .

Пример 5.1. Рассмотрим процедуру составления системы уравнений отыскания неизвестных для графов с количеством вершин $p=4$. На основании формулы (5.44) составляем матрицу смежностей графов $G(4, q)$:

$$A(G) = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} & a_{13} & 0 \\ 0 & 0 & a_{23} & a_{24} \\ 0 & a_{32} & 0 & a_{34} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Отсюда система (5.46) примет вид

$$a_{12} + a_{13} = A_1;$$

$$a_{12} + a_{32} + a_{23} + a_{24} = A_2;$$

$$a_{13} + a_{23} + a_{32} + a_{34} = A_3;$$

$$a_{24} + a_{34} = A_4,$$

т.е. имеет четыре уравнения и шесть неизвестных. Для решения указанной системы выберем подмножество $L=2$ неизвестных, которым в дальнейшем будем присваивать определенные значения 0, 1 или 2, и выразим через эти неизвестные остальные неизвестные уравнений.

Пусть в подмножество L входят неизвестные a_{12} и a_{23} . Тогда, производя элементарные арифметические операции, методом подстановки неизвестных получаем:

$$a_{13} = A_1 - a_{12}; \quad (5.47)$$

$$a_{34} = (A_3 + A_1 + 2a_{12} - A_1 - A_2)/2; \quad (5.48)$$

$$a_{32} = (A_2 + A_3 - 2a_{23} - A_1 - A_1)/2; \quad (5.49)$$

$$a_{24} = (A_4 + A_1 + A_2 - A_3 - 2a_{12})/2. \quad (5.50)$$

Далее решение в соответствии с пунктами 4, 5, 6 заключается в следующем:

1) степеням вершин A_1, A_2, A_3, A_4 присваиваем минимально допустимые значения: $A_1=2; A_2=3; A_3=3; A_4=2$;

2) согласно определению, сумма всех степеней вершин A_i графа равна удвоенному значению числа дуг q графа (p, q) . Вследствие этого

$\sum_{i=1}^p A_i$ всегда должна быть четным числом. Проверяем условие суммы

степеней на четность. В нашем случае $\sum_{i=1}^p A_i = 2 + 3 + 3 + 2 = 10$,

т. е. при данных значениях степеней вершин можно построить графы $G(p, q)$;

3) неизвестным a_{12} и a_{13} присваиваем минимальные значения, т. е. $a_{12}=0$, $a_{13}=0$. Решая (5.47)–(5.50), получаем значения остальных неизвестных a_{14} , a_{34} , a_{32} , a_{24} . По определению и с учетом указанных ограничений, элементы матрицы $A(G)$ должны быть целыми неотрицательными числами и принимать значения только 0, 1 или 2, причем количество элементов, равное двум, не превышает количества n УЗ.

В нашем примере это условие выполняется и найденная матрица смежности имеет вид

$$A(G) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

4) увеличиваем значение a_{12} (или a_{23}) на единицу и вновь решаем систему уравнений (5.47)–(5.50);

5) далее осуществляется последовательное изменение на единицу значений A_1, A_2, A_3, A_4 в установленных пределах и решается система уравнений (5.47)–(5.50) для каждого случая. В нашем примере значения степеней вершин графа могут находиться в пределах $2 \leq A_1 \leq 3$, $3 \leq A_2 \leq (4+n)$, $3 \leq A_3 \leq (4+n)$, $2 \leq A_4 \leq 3$, где n — количество УЗ ($2 \leq n \leq 3$).

В результате получаем матрицы всех возможных графов с количеством вершин $p=4$, которые входят в множество S графов, способных удовлетворять условию НЧ.

Для графов с количеством вершин $p=5$ матрица смежностей и выражения для нахождения ее элементов имеют вид

$$A(G) = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} & a_{13} & a_{14} & 0 \\ 0 & 0 & a_{23} & a_{24} & a_{25} \\ 0 & a_{32} & 0 & a_{34} & a_{35} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & 0 & a_{45} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

Для решения в данном случае элементам a_{14} , a_{24} , a_{34} , a_{42} , a_{43} , a_{25} , a_{23} последовательно присваиваются значения 0, 1 или 2:

$$a_{45} = A_4 - a_{25} - a_{24} - a_{34} - a_{42} - a_{43};$$

$$a_{34} = A_3 - a_{25} - A_4 + a_{14} + a_{24} + a_{34} + a_{42} + a_{43};$$

$$a_{13} = \frac{A_3 - A_2 + A_1 - A_5 - A_4}{2} - a_{25} - a_{43} - a_{14} - a_{34};$$

$$a_{12} = \frac{A_1 - A_3 + A_2 + A_5 - A_4}{2} - a_{25} + a_{43} + a_{34};$$

$$a_{32} = \frac{A_2 - A_1 + A_3 + A_4 - A_5}{2} - a_{23} - a_{24} - a_{34} - a_{42} - a_{43}.$$

Таким образом, в результате выполнения первого шага алгоритма мы обладаем информацией о топологии графа, представленной в виде матрицы смежностей $A(G)$.

Шаг 2. Нахождение всех возможных путей графа.

Этот шаг алгоритма включает следующие пункты.

Пункт 1. Нумеруются дуги графа, для чего составляются матрицы дуг B и C графа G в соответствии с матрицей смежностей $A(G)$ по правилу: в зависимости от значений элементов $a(i, j)$ присваиваются элементам $b(i, j)$ матрицы дуг B и элементам $c(i, j)$ матрицы дуг C в порядке возрастания нумерации от 1 до M (M — количество дуг графа). Если $a(i, j) = 0$, то $b(i, j) = 0$, $c(i, j) = 0$. Если $a(i, j) = 1$, то $b(i, j)$ присваивается очередной порядковый номер, а $c(i, j) = 0$. Если $a(i, j) = 2$, то $b(i, j)$ присваивается очередной порядковый номер, а $c(i, j)$ — порядковый номер, следующий за $b(i, j)$.

Пункт 2. Составляются матрицы входящих и исходящих дуг E и F . Матрица исходящих дуг F представляет собой прямоугольную матрицу с количеством столбцов, равным числу вершин графа p , и количеством строк, равным максимальному количеству дуг, выходящих из одной вершины, причем необходимое количество строк формируется ЭВМ автоматически.

Формирование матриц исходящих и входящих дуг F и E осуществляется следующим образом. Рассматривая матрицу дуг B , видим, что элементы b_{ij} в i -й строке указывают на номера дуг, исходящих из i -го узла. Аналогично элементы j -го столбца показывают, какие дуги входят в этот узел. Номера столбцов в матрице исходящих дуг соответствуют номерам вершин, из которых дуги исходят, а в матрице входящих дуг — номерам вершин, в которые они входят. Элементы матриц F и E соответствуют номерам дуг, принятым в матрице дуг B .

Пункт 3. Дается определение пути, начиная с первого узла графа. В матрице исходящих дуг F находится номер одной из дуг, исходящих из узла V_1 , информацию о номере которой получают на пересечении первого столбца и первой строки F . Номер дуги заносят в память ЭВМ. Далее в матрице входящих дуг E находится дуга с этим номером и определяется номер столбца, в котором она записана, т. е.

номер узла, в который данная дуга входит. Затем вновь обращаются к матрице F . Находят в первой строке столбца с номером узла, определенного в E , номер исходящей из него дуги. Эту дугу вновь заносят в память ЭВМ. Далее опять в E отыскивают дугу с номером i т. д. Процесс поиска первого пути заканчивается, когда в память ЭВМ будет

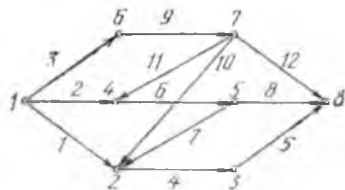


Рис. 5.16

занесен номер дуги, которая находится в последнем столбце E , т. е. входит в сток графа.

Пункт 4. Определим другие пути. Последовательно проверяем каждую дугу найденного первого пути на наличие разветвлений. Пусть за некоторой дугой i следует две дуги или

больше, чему соответствует в матрице F две или более строк в одном столбце, значения элементов которых отличны от нуля. Тогда путь до i -й дуги включительно остается без изменения, а дальнейшее продолжение пути определяется по пункту 3, начиная с дуги в F , номер которой стоит во второй строке i -го столбца. Продолжая этот процесс до тех пор, пока это будет возможно, получим все пути от истока до стока графа.

Следует отметить, что при нахождении всех последующих путей в память ЭВМ необходимо записывать информацию о номере узла, через который проходит путь или его часть. Если топология графа содержит циклы, то это позволит исключить прохождение пути через одну и ту же вершину более одного раза.

Пример 5.2. Выполним пункты 1—4 шага 2 алгоритма для графа, представленного на рис. 5.16. Его матрица смежности аналогична формуле (5.43). Поскольку элементы $a(i, j)$ матрицы (5.43) имеют значения только 0 и 1, то, очевидно, элементы $c(i, j)$ матрицы C будут равны только нулю.

Матрица дуг B представляется следующим образом:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 2 & 0 & 3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 9 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 11 & 0 & 0 & 0 & 12 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

На рис. 5.16 дуги графа пронумерованы в соответствии с матрицей B . Покажем соответствие нумерации дуг графа передачам его ветвей (см. табл. 3.4, вариант 16):

Номер	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Передача	a_1	a_2	a_3	K_1	C_1	K_2	b_{21}	C_2	K_3	b_{31}	b_{32}	C_3

В соответствии с пунктом 2 матрицы исходящих и входящих дуг для (5.51) имеют вид:

$$F = \begin{matrix} & V_1 & V_2 & V_3 & V_4 & V_5 & V_6 & V_7 & V_8 \\ \begin{matrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 4 & 5 & 6 & 7 & 9 & 10 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 0 & 8 & 0 & 11 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 12 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix};$$

$$E = \begin{matrix} & V_1 & V_2 & V_3 & V_4 & V_5 & V_6 & V_7 & V_8 \\ \begin{matrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 1 & 4 & 2 & 6 & 3 & 9 & 5 \\ 0 & 7 & 0 & 11 & 0 & 0 & 0 & 8 \\ 0 & 10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 12 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

В соответствии с пунктом 3 определяем, что первый путь данного графа проходит через дуги 1, 4, 5. Так как разветвление первого пути не происходит, то второй путь начинается с новой дуги (дуга 2 в E) в первом узле V_1 .

В результате получаем следующую систему путей для рассматриваемого графа: 1 путь—дуги 1, 4, 5; 2 путь—дуги 2, 6, 7, 4, 5; 3 путь—дуги 2, 6, 8; 4 путь—дуги 3, 9, 10, 4, 5; 5 путь—дуги 3, 9, 11, 6, 7, 4, 5; 6 путь—дуги 3, 9, 11, 6, 8; 7 путь—дуги 3, 9, 12.

При выполнении пункта 4 шага 2 алгоритма необходимо учесть, что рассматриваются все разветвления после i -й дуги предыдущего пути. Например, проследим определение путей 5, 6. Возьмем разветвление пути 4, существующее после дуги 9, т. е. в матрице исходящих дуг F в столбце, в котором находится номер дуги 10, следующей в пути 4 за дугой 9, в более нижних строках элементы F имеют значения, отличные от нуля. Таким образом, получаем путь 5, состоящий из дуг 3, 9, 11, 6, 7, 4, 5.

Разветвляя путь 5 после дуги 6, находим путь 6, включающий дуги 3, 9, 11, 6, 8.

Шаг 3. Определение путей графа, необходимых для выполнения условий НЧ заданного порядка.

Выполнение третьего шага алгоритма рассмотрим на примере графа, приведенного на рис. 5.16.

Пример 5.3. Пункт 1. Формируем массив путей графа. Этот массив представляется в виде таблицы, номера строк которой соответствуют номерам путей графа, а номера столбцов — номерам дуг, из которых состоит граф. Условимся составлять таблицу следующим образом: если в рассматриваемый i -й путь входит j -я дуга, то на пересечении i -й строки и j -го столбца записывается единица. Так, для рассматриваемого примера таблица путей графа примет вид табл. 5.7.

Таблица 5.7

Номер пути	Номер дуги											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	1			1	1							
2		1		1	1	1	1					
3		1				1		1				
4			1	1	1				1	1		
5			1	1	1	1	1		1		1	
6			1			1		1	1		1	
7			1					1				1

Пункт 2. Определяем необходимое количество путей и расставляем УЗ в графе. Для этого из составленного массива путей формируем таблицы, количество столбцов в которых соответствует количеству УЗ рассматриваемого графа. В нашем примере число УЗ в графе (см. рис. 5.16) равно 3. Таким образом, путем последовательного перебора рассматриваем все возможные сочетания по 3 из 12 дуг графа, причем таблица для каждого варианта будет содержать 3 столбца и 7 строк (табл. 5.8—5.11).

Таблицы анализируются на наличие необходимых путей по дугам, номера которых соответствуют номерам столбцов. В данном примере граф должен иметь 7 путей, проходящих через 1-е, 2-е, 3-е УЗ; через 1-е и 2-е УЗ; через 1-е и 3-е УЗ; через 2-е и 3-е УЗ; через 1-е, 2-е и 3-е УЗ. Очевидно, что это условие для приведенных таблиц не выполняется. Не составляя всех возможных таблиц, рассмотрим таблицу с номерами столбцов 4, 6, 9 (табл. 5.11). Как видно, для этих дуг выполняется условие наличия необходимых путей. Таким образом, рассматриваемый граф (см. рис. 5.16) удовлетворяет условию НЧ до второго порядка и в качестве УЗ в нем должны быть дуги с номерами 4, 6, 9.

Выполнение шагов 2, 3 алгоритма синтеза УТ для всех графов, полученных в результате выполнения шага 1 алгоритма, позволит найти все возможные структуры УТ с НЧ заданного порядка.

Увеличение степени сложности графа, т. е. увеличение количества его вершин p , дает возможность рассмотреть большое количество новых структур УТ.

В прил. 3 приведена программа синтеза УТ на ЭВМ. Для практической работы с ЭВМ оператору необходимо

Таблица 5.8

Номер пути	Номер узла		
	1	2	3
1	1		
2		1	
3		1	
4			1
5			1
6			1
7			1

Таблица 5.9

Номер пути	Номер узла		
	1	2	4
1	1		1
2		1	1
3		1	
4			1
5			1
6			
7			

Таблица 5.10

Номер пути	Номер дуги		
	1	2	5
1	1		1
2		1	1
3		1	
4			1
5			1
6			
7			

Таблица 5.11

Номер пути	Номер дуги		
	4	6	9
1	1		
2	1	1	
3		1	
4	1		1
5	1	1	1
6		1	1
7			1

ввести только количество вершин графа p и количество УЗ n . После ввода исходных данных производится генерация графов. Для этого задаются минимальные значения степеней вершин графа A_i , выбираются минимальные значения задаваемых элементов матрицы сложностей $a(i, j)$ и путем решения уравнений вычисляются остальные элементы $a(i, j)$. При этом проверяется, чтобы $a(i, j)$ принимали только значения 0, 1 или 2 и количество элементов $a(i, j)$ не превышало числа УЗ n . Если полученные решения не удовлетворяют указанным требованиям, величина одного из задаваемых элементов $a(i, j)$ возрастает на единицу и процесс повторяется. После формирования матрицы смежностей графа, т. е. решения системы уравнений с учетом указанных требований, формируются матрицы дуг B , матрицы исходящих F и входящих дуг E .

Далее определяются все возможные пути со входа на выход УТ, т. е. от узла, имеющего минимальный порядковый номер, к узлу, имеющему максимальный порядковый номер. После того как все пути для указанного графа определены, проверяется, удовлетворяет ли граф условию НЧ, т. е. существует ли необходимое количество путей, включающих определенные дуги. Если такие пути существуют, то оператору выдается информация о графе, т. е. сообщаются матрица сложностей и номера дуг, которые могут быть УЗ. Далее вновь производится увеличение задаваемого элемента $a(i, j)$, и процедура генерации графов продолжается.

После того как задаваемые элементы $a(i, j)$ примут свои максимальные значения, последовательно увеличиваются значения степеней вершин A_i графа. При этом проверяется, является ли сумма степеней вершин числом четным, т. е. возможно ли построение графа. При выполнении указанного требования процесс синтеза повторяется.

Когда величины A_i имеют максимальные значения и произведено решение уравнений при всех возможных значениях задаваемых элементов $a(i, j)$, синтез графов заданной сложности и порядка НЧ заканчивается, о чем выдается сообщение оператору.

ЛИТЕРАТУРА

Богданович Б. М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах.— М.: Связь, 1980.— 280 с.

Волгин Л. И. Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем.— М.: Сов. радио, 1971.— 336.

Волгин Л. И. Методы топологического преобразования электрических цепей.— Саратов: Изд-во СГУ, 1982.— 107 с.

Мамонкин И. Г. Усилительные устройства.— М.: Связь, 1977.— 359 с.

Мурадян А. Г., Разумихин В. П., Тверецкий В. С. Усилительные устройства.— М.: Связь, 1976.— 280 с.

Разевиг В. Д., Раков В. К., Капустян В. И. Машинный анализ и оптимизация электронных схем.— М.: МЭИ, 1981.— 92 с.

Суходоев И. В. Шумы электрических цепей.— М.: Связь, 1975.— 352 с.

Цой С., Цхай С. Прикладная теория графов.— Алма-Ата: Наука, 1971.— 500 с.

```

1 GOTO 71
2 LET E=1.E-30:LET I1=1:LET I2=1
3 LET P1=A1(I1,I2):LETP2=A2(I1,I2)
4 LET B=P1-2+P2-2:FOR K=I2 TO N1:LET D=(A1(I1,K)*P1+A2(I1,K)*P2)/B
5 LET A2(I1,K)=(A2(I1,K)*P1-A1(I1,K)*P2)/B:LET A1(I1,K)=D:NEXT K:IF I1=N GOTO 10
6 LET I3=I1+1:FOR I4=I3 TO N:LET B=A1(I4,I2):LET D=A2(I4,I2):IF SQR(B-2+D-2)<=E GOTO 9
7 FOR K=I2 TO N1:LETA1(I4,K)=A1(I4,K)-(A1(I1,K)*B-A2(I1,K)*D)
8 LET A2(I4,K)=A2(I4,K)-(A1(I1,K)*D+A2(I1,K)*B):NEXT K
9 NEXT I4:LET I1=I1+1:LET I2=I2+1:GOTO 3
10 LET M1=N-1:FOR K=1 TO M1:LET M2=N-K:FOR J=1 TO K:LET M3=N+1-J
11 LET A1(M2,N1)=A1(M2,N1)-(A1(M2,M3)*A1(M3,N1)-A2(M2,M3)*A2(M3,N1))
12 LET A2(M2,N1)=A2(M2,N1)-(A1(M2,M3)*A2(M3,N1)+A2(M2,M3)*A1(M3,N1)):NEXT J:NEXT K:RETURN
13 FOR I=1 TO N:FOR J=1 TO N:LETA1(I,J)=0:NEXT J:NEXT I:FOR I=1 TO L
14 IF T(I)=1 THEN LET Y=1/V1(I):LETC1=I:GOTO 28
15 IF T(I)=2 THEN LET Y=1/V1(I):LETC1=I:GOTO 28
16 IF T(I)=5 THEN LET Y=V1(I):LET C1=C(I):GOTO 28
17 IF T(I)=6 THEN LET Y=V1(I):LET C1=I:GOTO 28
18 IF T(I)=8 THEN LET Y=V1(I):LET C1=C(I):GOTO 28
19 GOTO 33
20 LET J1=K1(I):LET J2=K2(I):LET J3=K1(C1):LET J4=K2(C1)
21 IF J1<>0 THEN IF J3<>0 THEN LET A1(J1,J3)=A1(J1,J3)+Y
22 IF J1<>0 THEN IF J4<>0 THEN LET A1(J1,J4)=A1(J1,J4)-Y
23 IF J2<>0 THEN IF J3<>0 THEN LET A1(J2,J3)=A1(J2,J3)-Y
24 IF J2<>0 THEN IF J4<>0 THEN LET A1(J2,J4)=A1(J2,J4)+Y

```

```

33 NEXT I:FOR I=1 TO N:FOR J=1 TO N:LETR(I,J)=A1(I,J):NEXT J:NEXT I:RETURN
41 FOR I=1 TO N:FOR J=1 TO N:LETA2(I,J)=0:NEXT J:NEXT I:FOR I=1 TO L
42 IF T(I)=3 THEN LETY=W*V1(I): GOTO 46
43 IF T(I)=4 THEN LETY=-1/(W*V1(I)): GOTO 46
44 IF T(I)=7 THEN LETY=W*V1(I): GOTO 46
45 GOTO 50
46 LET J1=K1(I):LET J2=K2(I)
47 IF J1<>0 THEN LETA2(J1,J1)=A2(J1,J1)+Y
48 IF J1<>0 THEN IF J2<>0 THEN LETA2(J1,J2)=A2(J1,J2)-Y:LETA2(J2,J1)=A2(J2,J1)-Y
49 IF J2<>0 THEN LETA2(J2,J2)=A2(J2,J2)+Y
50 NEXT I:RETURN
61 IF J1=0 THEN LET A1(J2,N1)=A1(J2,N1)+Y1:LET A2(J2,N1)=A2(J2,N1)+Y2:GOTO 65
62 IF J2=0 THEN LET A1(J1,N1)=A1(J1,N1)-Y1:LET A2(J1,N1)=A2(J1,N1)-Y2:GOTO 65
63 LET A1(J1,N1)=A1(J1,N1)-Y1:LET A2(J1,N1)=A2(J1,N1)-Y2
64 LET A1(J2,N1)=A1(J2,N1)+Y1:LET A2(J2,N1)=A2(J2,N1)+Y2
65 RETURN
71 DEF FNA(Z)=H1*G1-H2*G2
72 DEF FNB(Z)=H1*G2+H2*G1
73 DEF FNC(Z)=H1*(H1~2-3*H2~2)
74 DEF FND(Z)=H2*(3*H1~2-H2~2)
75 DEF FNE(Z)=H1~2-H2~2
76 DEF FNF(Z)=2*H1*H2
77 DEF FNG(Z)=G1*(H1~2-H2~2)-2*H1*H2*G2
78 DEF FNH(Z)=G2*(H1~2-H2~2)+2*G1*H1*H2

```

```

79 DEF FNI(Z)=H1*L1-H2*L2+G1*K1-G2*K2
80 DEF FNJ(Z)=H2*L1+L2*H1+G2*K1+G1*K2
81 DEF FNK(Z)=(H1*G1-H2*G2)*K1-(H1*G2+H2*G1)*K2
82 DEF FNL(Z)=(H1*G1-H2*G2)*K2+(H1*G2+H2*G1)*K1
83 DEF FNM(Z)=H1*S1+G1*T1+K1*L1-H2*S2-G2*T2-K2*L2
84 DEF FNN(Z)=H1*S2+H2*S1+G1*T2+T1*G2+K1*L2+L1*K2
91 DIM A1(15,16),A2(15,16),K1(50),K2(50),T(50),V1(50),V2(50),V3(50),C(50),R(15,15),X1(15,7),X2(15,7)
,F(4)
92 INPUT 'ВВЕДИТЕ КОЛИЧЕСТВО ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ ' L
93 PRINT 'ВВЕДИТЕ ИНФОРМАЦИЮ О СХЕМЕ В СЛЕДУЮЩЕМ ПОРЯДКЕ - '
94 PRINT 'N1,N2 - УЗЛЫ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕМЕНТА,'
95 PRINT 'T - ТИП ЭЛЕМЕНТА (1-ИСТОЧНИК СИГНАЛА,2-РЕЗИСТОР,3-КОНДЕНСАТОР,'
96 PRINT '4-ИНДУКТИВНОСТЬ,5-УПРАВЛЯЕМЫЙ ИСТОЧНИК ТОКА,6-НЕЛИНЕЙНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ,'
97 PRINT '7-НЕЛИНЕЙНЫЙ КОНДЕНСАТОР,8-НЕЛИНЕЙНЫЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ ИСТОЧНИК ТОКА),'
99 PRINT 'V1,V2,V3 - ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕМЕНТА,'
100 PRINT 'C - НОМЕР ВЕТВИ, НАПРЯЖЕНИЕМ КОТОРОЙ УПРАВЛЯЕТСЯ ИСТОЧНИК.'
101 LETN=0:LETF2=0:LETF5=0
102 FOR I=1 TO L
103 PRINT:2.0!'ЭЛЕМЕНТ N ' I
104 INPUT ' N1,N2,T,V1,V2,V3,C ' K1(I),K2(I),T(I),V1(I),V2(I),V3(I),C(I)
105 IF K1(I)=K2(I) THEN PRINT 'СОВПАДАЮТ УЗЛЫ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕМЕНТА. ПОВТОРИТЕ ВВОД':GOTO 103
106 IF C(I)>L THEN PRINT 'НЕВЕРЕН НОМЕР УПРАВЛЯЮЩЕЙ ВЕТВИ. ПОВТОРИТЕ ВВОД':GOTO 103
107 IF T(I)>8 THEN PRINT 'НЕВЕРЕН ТИП ЭЛЕМЕНТА. ПОВТОРИТЕ ВВОД': GOTO 103
108 IF K1(I)>N THEN LET N=K1(I)
109 IF K2(I)>N THEN LET N=K2(I)
110 NEXT I

```

14

```

111 PRINT ' ***** ОПИСАНИЕ СХЕМЫ ***** '
112 PRINT 'ЭЛ-Т N    УЗЛЫ 1-2    ТИП        КОЭФ.1        КОЭФ.2        КОЭФ.3    УПР.ВЕТВЬ'
113 FOR I=1 TO L
114 PRINT ' '
115 PRINT!2.0!ITAB8K1(I)TAB12K2(I)TAB23!1.0!T(I)TAB32!F1.2!V1(I)TAB47V2(I)TAB62V3(I)TAB7412.0!C(I)
116 IF I=L GOTO 118
117 LET F2=F2+1:IF F2<7 GOTO 126
118 LET F2=0
119 INPUT 'КОРРЕКЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ? ДА - НОМЕР ЭЛЕМЕНТА,НЕТ - 0 ' F3
120 IF F3=0 GOTO 124
121 PRINT 'КОРРЕКЦИЯ ЭЛЕМЕНТА НОМЕР ' F3
122 INPUT 'N1,N2,T,V1,V2,V3,C ' K1(F3),K2(F3),T(F3),V1(F3),V2(F3),V3(F3),C(F3)
123 GOTO 118
124 IF I=L GOTO 126
125 PRINT 'ЭЛ-Т N    УЗЛЫ 1-2    ТИП        КОЭФ.1        КОЭФ.2        КОЭФ.3    УПР.ВЕТВЬ'
126 NEXT I:PRINT ' ***** КОНЕЦ ОПИСАНИЯ СХЕМЫ ***** '
127 INPUT ' ПОВТОР ОПИСАНИЯ - ? ДА - 1, НЕТ - 0 ' F4
128 IF F4=1 GOTO 111
129 PRINT 'КОЛИЧЕСТВО УЗЛОВ СХЕМЫ = ' N
130 LETN1=N+1:IF F5<>0 THEN INPUT ' КРИТЕРИЙ ТОТ ЖЕ ? ДА - 1,НЕТ - 0 ' Q3:IF Q3=1 GOTO 201
131 INPUT ' ВЫБЕРИТЕ НУЖНЫЙ КРИТЕРИЙ - КУ,КГ2,КГ3 - 1, K11 - 2, K21 - 3, K111 - 4 ' F5
132 IF F5=1 GOTO 137
133 IF F5=2 GOTO 139
134 IF F5=3 GOTO 141
135 IF F5=4 GOTO 143
136 PRINT ' ВЫ НЕВЕРНО ВЫБРАЛИ КРИТЕРИЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ ':GOTO 131

```

211

```

137 REWIND:LOAD 'DIST.1'200,600
138 GOTO 201
139 REWIND:LOAD 'DIST.2'200,600
140 GOTO 301
141 REWIND:LOAD 'DIST.3'200,600
142 GOTO 401
143 REWIND:LOAD 'DIST.4'200,600
144 GOTO 501
201 INPUT 'ВВЕДИТЕ ЧАСТОТУ СИГНАЛА F(ГЦ), АМПЛИТУДУ НАПРЯЖЕНИЯ СИГНАЛА U(В)'P,U
202 LETW=2*PI*F
203 GOSUB 21: GOSUB 41
204 FOR I=1 TO L:IF T(I)=1 THEN LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I):LETY=1/V1(I):GOTO208
206 NEXT I:PRINT' В СХЕМЕ ОТСУТСТВУЕТ ИСТ.СИГНАЛА. ИСПРАВЬТЕ СХЕМУ':GOTO 111
208 IF J1<>0 THEN LET A1(J1,N1)=A1(J1,N1)-Y
209 IF J2<>0 THEN LET A1(J2,N1)=A1(J2,N1)+Y
210 GOSUB 2
211 PRINT' ***** ЛИНЕЙНЫЕ ЯДРА ***** '
212 FOR I=1 TO N:LET X1(I,1)=A1(I,N1):LET X2(I,1)=A2(I,N1):LET A1(I,N1)=0:LET A2(I,N1)=0
214 PRINT!2.0!'УЗЕЛ N 'I' ЯДРО...!PI.3!X1(I,1)' 'X2(I,1)'J KU...!SQR(X1(I,1)-2+X2(I,1)-2)
215 FOR J=1 TO N:LET A1(I,J)=R(I,J):NEXT J:NEXT I
216 INPUT ' СЧЕТ ЯДЕР 2-ГО ПОРЯДКА ? ДА - 1,НЕТ - 0 'F9:IF F9<>1 GOTO 201
217 LET W=4*PI*F:GOSUB 41
218 FOR I=1 TO L
219 IF T(I)=6 GOTO 223
220 IF T(I)=7 GOTO 228

```

```

221 IF T(I)=8 GOTO 233
222 GOTO 239
223 LET J1=K1(I):LET J2=K2(I)
224 IF J1=0 THEN LETH1=-X1(J2,1):LETH2=-X2(J2,1):GOTO 227
225 IF J2=0 THEN LET H1=X1(J1,1):LET H2=X2(J1,1):GOTO 227
226 LET H1=X1(J1,1)-X1(J2,1):LET H2=X2(J1,1)-X2(J2,1)
227 LETY1=V2(I)*FNE(1):LETY2=V2(I)*FNF(1):GOSUB 61:GOTO 239
228 LET J1=K1(I):LET J2=K2(I)
229 IF J1=0 THEN LETH1=-X1(J2,1):LETH2=-X2(J2,1):GOTO 232
230 IF J2=0 THEN LETH1=X1(J1,1):LETH2=X2(J1,1):GOTO 232
231 LET H1=X1(J1,1)-X1(J2,1):LET H2=X2(J1,1)-X2(J2,1)
232 LETY1=-W*V2(I)*FNF(1)/2:LETY2=W*V2(I)*FNE(1)/2:GOSUB 61:GOTO 239
233 LETC1=C(I):LET J1=K1(I):LET J2=K2(I):LETJ3=K1(C1):LETJ4=K2(C1)
234 IF J3=0 THEN LETH1=-X1(J4,1):LETH2=-X2(J4,1):GOTO 237
235 IF J4=0 THEN LETH1=X1(J3,1):LETH2=X2(J3,1):GOTO 237
236 LETH1=X1(J3,1)-X1(J4,1):LETH2=X2(J3,1)-X2(J4,1)
237 LETY1=V2(I)*FNE(1):LETY2=V2(I)*FNF(1):GOSUB 61
239 NEXT I
240 GOSUB 2
241 INPUT ' ПЕЧАТЬ ЯДЕР 2-ГО ПОРЯДКА ? ' F6
242 PRINT' ***** ЯДРА 2-ГО ПОРЯДКА *****'
243 FOR I=1 TO N:LETX1(I,2)=A1(I,N1):LETX2(I,2)=A2(I,N1):LETA1(I,N1)=0:LETA2(I,N1)=0
244 LETB=50*U*SQR((X1(I,2)-2*X2(I,2)-2)/(X1(I,1)-2+X2(I,1)-2))
245 PRINT!2.0!'УЗЕЛ НОМЕР ' I'ЯДРО.....'!F1.3!X1(I,2)' 'X2(I,2)'J KГ2.....'B' %'
246 FOR J=1 TO N:LET A1(I,J)=R(I,J):NEXT J:NEXT I

```

```

214 247 INPUT '          СЧЕТ ЯДЕР 3-ГО ПОРЯДКА ? ДА - 1, НЕТ - 0 'Q1: IF Q1<>1 GOTO 201
248 LET W=6*PI*F:GOSUB 41
249 FOR I=1 TO L
250 IF T(I)=6 GOTO 254
251 IF T(I)=7 GOTO 261
252 IF T(I)=8 GOTO 269
253 GOTO 274
254 LET J1=K1(I):LET J2=K2(I)
255 IF J1=0 THEN LETH1=-X1(J2,1):LETH2=-X2(J2,1):LETG1=-X1(J2,2):LETG2=-X2(J2,2):GOTO 258
256 IF J2=0 THEN LETH1=X1(J1,1):LETH2=X2(J1,1):LETG1=X1(J1,2):LETG2=X2(J1,2):GOTO 258
257 LETH1=X1(J1,1)-X1(J2,1):LETH2=X2(J1,1)-X2(J2,1):LETG1=X1(J1,2)-X1(J2,2):LETG2=X2(J1,2)-X2(J2,2)
258 LETY1=V3(I)*FNC(1)+2*V2(I)*FNA(1):LETY2=V3(I)*FND(1)+2*V2(I)*FNB(1):GOSUB 61:GOTO 277
261 LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I)
262 IF J1=0 THEN LETH1=-X1(J2,1):LETH2=-X2(J2,1):LETG1=-X1(J2,2):LETG2=-X2(J2,2):GOTO 265
263 IF J2=0 THEN LETH1=X1(J1,1):LETH2=X2(J1,1):LETG1=X1(J1,2):LETG2=X2(J1,2):GOTO 265
264 LETH1=X1(J1,1)-X1(J2,1):LETH2=X2(J1,1)-X2(J2,1):LETG1=X1(J1,2)-X1(J2,2):LETG2=X2(J1,2)-X2(J2,2)
265 LETY1=-W*(V3(I)*FND(1)/3+V2(I)*FNB(1)):LETY2=W*(V3(I)*FNC(1)/3+V2(I)*FNA(1)):GOSUB 61:GOTO 277
269 LET C1=C(I):LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I):LETJ3=K1(C1):LETJ4=K2(C1)
270 IF J3=0 THEN LETH1=-X1(J4,1):LETH2=-X2(J4,1):LETG1=-X1(J4,2):LETG2=-X2(J4,2):GOTO 273
271 IF J4=0 THEN LETH1=X1(J3,1):LETH2=X2(J3,1):LETG1=X1(J3,2):LETG2=X2(J3,2):GOTO 273
272 LETH1=X1(J3,1)-X1(J4,1):LETH2=X2(J3,1)-X2(J4,1):LETG1=X1(J3,2)-X1(J4,2):LETG2=X2(J3,2)-X2(J4,2)
273 LETY1=V3(I)*FNC(1)+2*V2(I)*FNA(1):LETY2=V3(I)*FND(1)+2*V2(I)*FNB(1):GOSUB 61
277 NEXT I:GOSUB 2
278 INPUT '          ПЕЧАТЬ ЯДЕР 3-ГО ПОРЯДКА ?          'F7
280 PRINT '          ***** ЯДРА 3-ГО ПОРЯДКА *****'

```

```

280 PRINT '                ***** ЯДРА 3-ГО ПОРЯДКА *****'
281 FOR I=1 TO N: LET B=25*SQR((A1(I,N1)-2+A2(I,N1)-2)/(X1(I,1)-2+X2(I,1)-2))*U-2
282 PRINT:2.0!'УЗЕЛ НОМЕР 'I'ЯДРО.....':F1.3!A1(I,N1)' 'A2(I,N1)'J КГЗ.....'B' *
283 LET A1(I,N1)=0: LET A2(I,N1)=0: NEXT I
284 INPUT ' ПОВТОР СЧЕТА ? ДА - 1, НЕТ - 0 ' F8
285 IF F8=1 GOTO 201
601 INPUT ' ПОВТОР АНАЛИЗА ? ДА - 1, НЕТ - 0 ' F9
602 IF F9=1 GOTO 111
603 END
302 INPUT ' ВВЕДИТЕ ЧАСТОТЫ ПОМЕХ F1, F2 (Гц) ' F(1), F(2)
303 INPUT ' ВВЕДИТЕ АМПЛИТУДЫ НАПРЯЖЕНИЙ ПОМЕХ И СИГНАЛА - UП1, UП2, UС ' U1, U2, U3
304 LET F(3)=F(1)+F(2): GOSUB 21
305 FOR Q=1 TO 3
306 LET W=2*PI*F(Q)
307 GOSUB 41
308 FOR I=1 TO N: IF T(I)=1 THEN LET J1=K1(I): LET J2=K2(I): LET Y=1/V1(I): GOTO 311
309 NEXT I: PRINT ' В СХЕМЕ ОТСУТСТВУЕТ ИСТ. СИГНАЛА. ИСПРАВЬТЕ СХЕМУ': GOTO 111
311 IF J1<>0 THEN LET A1(I,N1)=A1(I,N1)-Y
312 IF J2<>0 THEN LET A1(I,N1)=A1(I,N1)+Y
313 GOSUB 2
314 FOR I=1 TO N: LET X1(I,Q)=A1(I,N1): LET X2(I,Q)=A2(I,N1): LET A1(I,N1)=0: LET A2(I,N1)=0
315 FOR J=1 TO N: LET A1(I,J)=R(I,J): NEXT J: NEXT I
316 NEXT Q
317 LET W=2*PI*F(3): GOSUB 41
318 FOR I=1 TO L

```

```

319 IF T(I)=6 GOTO 323
320 IF T(I)=7 GOTO 331
321 IF T(I)=8 GOTO 339
322 GOTO 347
323 LET J1=K1(I):LET J2=K2(I)
324 IF J1=0 THEN LET H1=-X1(J2,1):LETH2=-X2(J2,2):LETC2=-X2(J2,2):GOTO 327
325 IF J2=0 THEN LET H1=X1(J1,1):LETH2=X2(J1,2):LETC2=X2(J1,2):GOTO 327
326 LET H1=X1(J1,1)-X1(J2,1):LETH2=X2(J1,1)-X2(J2,2):LETC1=X1(J1,2)-X1(J2,2):LETC2=X2(J1,2)-X2(J2,2)
327 LET V1=V2(I)*FNA(1):FNB(1):GOSUB 61:GOTO 347
331 LET J1=K1(I):LET J2=K2(I)
332 IF J1=0 THEN LET H1=-X1(J2,1):LETH2=-X2(J2,2):LETC1=-X1(J2,2):LETC2=-X2(J2,2):GOTO 335
333 IF J2=0 THEN LET H1=X1(J1,1):LETH2=X2(J1,2):LETC1=X1(J1,2):LETC2=X2(J1,2):GOTO 335
334 LET H1=X1(J1,1)-X1(J2,1):LETH2=X2(J1,1)-X2(J2,2):LETC1=X1(J1,2)-X1(J2,2):LETC2=X2(J1,2)-X2(J2,2)
335 LET V1=-W*FNB(1)*V2(I)/2:LET V2=W*FNA(1)*V2(I)/2:GOSUB 61:GOTO 347
339 LET C1=C(I):LET J1=K1(I):LET J2=K2(I):LET J3=K1(C1):LET J4=K2(C1)
340 IF J3=0 THEN LET H1=-X1(J4,1):LETH2=-X2(J4,2):LETC1=-X1(J4,2):LETC2=-X2(J4,2):GOTO 343
341 IF J4=0 THEN LET H1=X1(J3,1):LETH2=X2(J3,2):LETC1=X1(J3,2):LETC2=X2(J3,2):GOTO 343
342 LET H1=X1(J3,1)-X1(J4,1):LETH2=X2(J3,1)-X2(J4,2):LETC1=X1(J3,2)-X1(J4,2):LETC2=X2(J3,2)-X2(J4,2)
343 LET V1=V2(I)*FNA(1):LET V2=V2(I)*FNB(1):GOSUB 61
347 NEXT I:GOSUB 2
348 PRINT
349 PRINT ***** ЯДРА 2-ГО ПОРЯДКА И КОЭФ. ИНТЕРМОДУЛИЦИИ *****
***** НА ЧАСТОТЕ F=F1+F2=:F1,3:F(3)*
350 FOR I=1 TO N:LET B=100*U1*U2*SQR((A1(I,N1)-2+A2(I,N1)-2)/(X1(I,3)-2+X2(I,3)-2))/U3
351 PRINT:2.01*УЗЕЛ HOMER 'I ЯДРО.....'F1,3:A1(I,N1)'A2(I,N1)'J K11.....'B'%'
352 LET A1(I,N1)=0:LET A2(I,N1)=0:NEXT I

```

```

353 INPUT '      ПОВТОР СЧЕТА ? ДА - 1, НЕТ - 0 ' F6
354 IF F6=1 GOTO 301
601 INPUT '      ПОВТОР АНАЛИЗА ? ДА - 1, НЕТ - 0' F8
602 IF F8=1 GOTO 111
603 END
402 INPUT'      ВВЕДИТЕ ЧАСТОТЫ ПОМЕХ F1,F2 (Гц) ' F(1),F(2)
403 INPUT'      ВВЕДИТЕ АМПЛИТУДЫ НАПРЯЖЕНИЙ ПОМЕХ И СИГНАЛА - UП1,UП2,US ' U1,U2,U3
404 LET F(3)=2*F(1)+F(2):GOSUB 21
405 FOR Q=1 TO 3
406 LETW=2*PI*F(Q)
407 GOSUB 41
408 FOR I=1 TO L:IF T(I)=1 THEN LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I):LETY=1/V1(I):GOTO411
409 NEXT I:PRINT' В СХЕМЕ ОТСУТСТВУЕТ ИСТ.СИГНАЛА. ИСПРАВЬТЕ СХЕМУ':GOTO 111
411 IF J1<>0 THEN LETA1(J1,N1)=A1(J1,N1)-Y
412 IF J2<>0 THEN LETA1(J2,N1)=A1(J2,N1)+Y
413 GOSUB 2
414 FOR I=1 TO N:LETX1(I,Q)=A1(I,N1):LETX2(I,Q)=A2(I,N1):LETA1(I,N1)=0:LETA2(I,N1)=0
415 FOR J=1 TO N:LETA1(I,J)=R(I,J):NEXT J:NEXT I
416 NEXT Q
419 FOR Q=1 TO 2
420 LETW=2*(F(1)+F(Q))*PI:GOSUB41
421 FOR I=1 TO L
422 IF T(I)=6 GOTO 426
423 IF T(I)=7 GOTO 434
424 IF T(I)=8 GOTO 442

```

2 425 GOTO 450

426 LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I)

427 IF J1=0 THEN LETH1=-X1(J2,1):LETH2=-X2(J2,1):LETG1=-X1(J2,Q):LETG2=-X2(J2,Q):GOTO430

428 IF J2=0 THEN LETH1=X1(J1,1):LETH2=X2(J1,1):LETG1=X1(J1,Q):LETG2=X2(J1,Q):GOTO430

429 LETH1=X1(J1,1)-X1(J2,1):LETH2=X2(J1,1)-X2(J2,1):LETG1=X1(J1,Q)-X1(J2,Q):LETG2=X2(J1,Q)-X2(J2,Q)

430 LETY1=V2(I)*FNA(I):LETY2=V2(I)*FNB(I):GOSUB 61:GOTO450

434 LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I)

435 IF J1=0 THEN LETH1=-X1(J2,1):LETH2=-X2(J2,1):LETG1=-X1(J2,Q):LETG2=-X2(J2,Q):GOTO438

436 IF J2=0 THEN LETH1=X1(J1,1):LETH2=X2(J1,1):LETG1=X1(J1,Q):LETG2=X2(J1,Q):GOTO438

437 LETH1=X1(J1,1)-X1(J2,1):LETH2=X2(J1,1)-X2(J2,1):LETG1=X1(J1,Q)-X1(J2,Q):LETG2=X2(J1,Q)-X2(J2,Q)

438 LETY1=-W*FNB(1)*V2(I)/2:LETY2=W*FNA(1)*V2(I)/2:GOSUB 61:GOTO450

442 LETC=C(I):LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I):LETJ3=K1(C1):LETJ4=K2(C1)

443 IF J3=0 THEN LETH1=-X1(J4,1):LETH2=-X2(J4,1):LETG1=-X1(J4,Q):LETG2=-X2(J4,Q):GOTO446

444 IF J4=0 THEN LETH1=X1(J3,1):LETH2=X2(J3,1):LETG1=X1(J3,Q):LETG2=X2(J3,Q):GOTO446

445 LETH1=X1(J3,1)-X1(J4,1):LETH2=X2(J3,1)-X2(J4,1):LETG1=X1(J3,Q)-X1(J4,Q):LETG2=X2(J3,Q)-X2(J4,Q)

446 LETY1=V2(I)*FNA(1):LETY2=V2(I)*FNB(1):GOSUB 61

450 NEXT I:GOSUB 2

451 FOR I=1 TO N:LETM=3-Q:LETX1(I,M)=A1(I,N1):LETX2(I,M)=A2(I,N1):LETA1(I,N1)=0:LETA2(I,N1)=0

452 FOR J=1 TO N:LETA1(I,J)=R(I,J):NEXT J:NEXT I

453 NEXT Q

455 LET W=2*F(3)*PI:GOSUB 41

456 FOR I=1 TO L

457 IF T(I)=6 GOTO 461

458 IF T(I)=7 GOTO 473

459 IF T(I)=8 GOTO 483

```

460 GOTO 493
461 LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I)
462 IF J1=0 GOTO 466
463 IF J2=0 GOTO 468
464 LETH1=X1(J1,1)-X1(J2,1):LETH2=X2(J1,1)-X2(J2,1):LETG1=X1(J1,2)-X1(J2,2):LETG2=X2(J1,2)-X2(J2,2)
465 LETK1=X1(J1,4)-X1(J2,4):LETK2=X2(J1,4)-X2(J2,4):LETL1=X1(J1,5)-X1(J2,5):LETL2=X2(J1,5)-X2(J2,5):
GOTO 470
466 LETH1=-X1(J2,1):LETH2=-X2(J2,1):LETG1=-X1(J2,2):LETG2=-X2(J2,2)
467 LETK1=-X1(J2,4):LETK2=-X2(J2,4):LETL1=-X1(J2,5):LETL2=-X2(J2,5):GOTO 470
468 LETH1=X1(J1,1):LETH2=X2(J1,1):LETG1=X1(J1,2):LETG2=X2(J1,2)
469 LETK1=X1(J1,4):LETK2=X2(J1,4):LETL1=X1(J1,5):LETL2=X2(J1,5)
470 LETY1=V3(I)*FNG(1)+V2(I)*FNI(1):LETY2=V3(I)*FNH(1)+V2(I)*FNJ(1):GOSUB 61:GOTO493
473 LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I)
474 IF J1=0 GOTO 478
475 IF J2=0 GOTO 480
476 LETH1=X1(J1,1)-X1(J2,1):LETH2=X2(J1,1)-X2(J2,1):LETG1=X1(J1,2)-X1(J2,2):LETG2=X2(J1,2)-X2(J2,2)
477 LETK1=X1(J1,4)-X1(J2,4):LETK2=X2(J1,4)-X2(J2,4):LETL1=X1(J1,5)-X1(J2,5):LETL2=X2(J1,5)-X2(J2,5):
GOTO 482
478 LETH1=-X1(J2,1):LETH2=-X2(J2,1):LETG1=-X1(J2,2):LETG2=-X2(J2,2)
479 LETK1=-X1(J2,4):LETK2=-X2(J2,4):LETL1=-X1(J2,5):LETL2=-X2(J2,5):GOTO 482
480 LETH1=X1(J1,1):LETH2=X2(J1,1):LETG1=X1(J1,2):LETG2=X2(J1,2)
481 LETK1=X1(J1,4):LETK2=X2(J1,4):LETL1=X1(J1,5):LETL2=X2(J1,5)
482 LETY1=-W*(V3(I)*FNH(1)/3+V2(I)*FNJ(1)/2):LETY2=W*(V3(I)*FNG(1)/3+V2(I)*FNI(1)/2):GOSUB61:GOTO493
483 LETC1=C(I):LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I):LETJ3=K1(C1):LETJ4=K2(C1)
484 IF J3=0 GOTO 488

```

```

485 IF J4=0 GOTO 490
486 LETH1=X1(J3,1)-X1(J4,1):LETH2=X2(J3,1)-X2(J4,1):LETG1=X1(J3,2)-X1(J4,2):LETG2=X2(J3,2)-X2(J4,2)
487 LETK1=X1(J3,4)-X1(J4,4):LETK2=X2(J3,4)-X2(J4,4):LETL1=X1(J3,5)-X1(J4,5):LETL2=X2(J3,5)-X2(J4,5):
GOTO 492
488 LETH1=-X1(J4,1):LETH2=-X2(J4,1):LETG1=-X1(J4,2):LETG2=-X2(J4,2)
489 LETK1=-X1(J4,4):LETK2=-X2(J4,4):LETL1=-X1(J4,5):LETL2=-X2(J4,5):GOTO 492
490 LETH1=X1(J3,1):LETH2=X2(J3,1):LETG1=X1(J3,2):LETG2=X2(J3,2)
491 LETK1=X1(J3,4):LETK2=X2(J3,4):LETL1=X1(J3,5):LETL2=X2(J3,5)
492 LETY1=V3(I)*FNG(1)+V2(I)*FNI(1):LETY2=V3(I)*FNH(1)+V2(I)*FNJ(1):GOSUB 61
493 NEXT I:GOSUB 2
494 PRINT'
495 PRINT'          ***** ЯДРА 3-ГО ПОРЯДКА И КОЭФФ.ИНТЕРМОДУЛЯЦИИ *****
496 PRINT'          ***** НА ЧАСТОТЕ F=2*F1+F2='!F1.3!F(3)' ГЦ *****
497 FOR I=1 TO N:LETB=75*U1*U2*SQR((A1(I,N1)-2+A2(I,N1)-2)/(X1(I,3)-2+X2(I,3)-2))/U3
498 PRINT!2.0!'УЗЕЛ НОМЕР 'I'ЯДРО.....'!F1.3!A1(I,N1)' 'A2(I,N1)'J' K21.....'B' %'
499 LETA1(I,N1)=0:LETA2(I,N1)=0:NEXT I:INPUT ' ПОВТОР СЧЕТА ? ДА - 1,НЕТ - 0'F6:IF F6=1 GOTO401
601 INPUT' ПОВТОР АНАЛИЗА ? ДА - 1,НЕТ - 0 'Q2
602 IF Q2=1 GOTO111
603 END
502 INPUT'          ВВЕДИТЕ ЧАСТОТЫ ПОМЕХ F1,F2,F3 (ГЦ) 'F(1),F(2),F(3)
503 INPUT'          ВВЕДИТЕ АМПЛИТУДЫ НАПРЯЖЕНИЙ ПОМЕХ И СИГНАЛА - UП1,UP2,UP3,US (В) 'U1,U2,U3,U4
504 LET F(4)=F(1)+F(2)+F(3):GOSUB 21
505 FOR Q=1 TO 4
506 LETW=2*PI*F(Q)
507 GOSUB 41

```

```

508 FOR I=1 TO L: IF T(I)=1 THEN LETC1=I:LETY=1/V1(I):GOTO 510
509 NEXT I:PRINT' B CXEME OTCYTCTBYET ICT.CИГНАЛА.ИСПРАВЬТЕ CXEMУ ':GOTO 111
510 LET J1=K1(C1):LET J2=K2(C1)
511 IF J1<=>0 THEN LET A1(J1,N1)=A1(J1,N1)-Y
512 IF J2<=>0 THEN LET A1(J2,N1)=A1(J2,N1)+Y
513 GOSUB 2
514 FOR I=1 TO N:LETX1(I,Q)=A1(I,N1):LETX2(I,Q)=A2(I,N1):LETA1(I,N1)=0:LETA2(I,N1)=0
515 FOR J=1 TO N:LET A1(I,J)=R(I,J):NEXT J:NEXT I
516 NEXT Q:LETM=4
517 FOR Q=1 TO 3:FOR P=1 TO 3
518 IFQ>=P GOTO543
519 LETW=2*(F(Q)+F(P))*PI:GOSUB41
520 FOR I=1 TO L
521 IF T(I)=6 GOTO 525
522 IF T(I)=7 GOTO 530
523 IF T(I)=8 GOTO 535
524 GOTO 540
525 LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I)
526 IF J1=0 THEN LETH1=-X1(J2,Q):LETH2=-X2(J2,Q):LETG1=-X1(J2,P):LETG2=-X2(J2,P):GOTO529
527 IF J2=0 THEN LETH1=X1(J1,Q):LETH2=X2(J1,Q):LETG1=X1(J1,P):LETG2=X2(J1,P):GOTO529
528 LETH1=X1(J1,Q)-X1(J2,Q):LETH2=X2(J1,Q)-X2(J2,Q):LETG1=X1(J1,P)-X1(J2,P):LETG2=X2(J1,P)-X2(J2,P)
529 LETY1=V2(I)*FNA(1):LETY2=V2(I)*FNB(1):GOSUB61:GOTO540
530 LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I)
531 IF J1=0 THEN LETH1=-X1(J2,Q):LETH2=-X2(J2,Q):LETG1=-X1(J2,P):LETG2=-X2(J2,P):GOTO534
532 IF J2=0 THEN LETH1=X1(J1,Q):LETH2=X2(J1,Q):LETG1=X1(J1,P):LETG2=X2(J1,P):GOTO534

```

```

533 LETH1=X1(J1,Q)-X1(J2,Q):LETH2=X2(J1,Q)-X2(J2,Q):LETG1=X1(J1,P)-X1(J2,P):LETG2=X2(J1,P)-X2(J2,P)
534 LETY1=-W*FNB(1)*V2(I)/2:LETY2=W*FNA(1)*V2(I)/2:GOSUB61:GOTO540
535 LETC1=C(I):LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I):LETJ3=K1(C1):LETJ4=K2(C1)
536 IF J3=0 THEN LETH1=-X1(J4,Q):LETH2=-X2(J4,Q):LETG1=-X1(J4,P):LETG2=-X2(J4,P):GOTO539
537 IF J4=0 THEN LETH1=X1(J3,Q):LETH2=X2(J3,Q):LETG1=X1(J3,P):LETG2=X2(J3,P):GOTO539
538 LETH1=X1(J3,Q)-X1(J4,Q):LETH2=X2(J3,Q)-X2(J4,Q):LETG1=X1(J3,P)-X1(J4,P):LETG2=X2(J3,P)-X2(J4,P)
539 LETY1=V2(I)*FNA(1):LETY2=V2(I)*FNB(1):GOSUB61
540 NEXT I:GOSUB 2: LET M=M+1
541 FOR I=1 TO N:LETX1(I,M)=A1(I,N1):LETX2(I,M)=A2(I,N1):LETA1(I,N1)=0:LETA2(I,N1)=0
542 FOR J=1 TO N:LETA1(I,J)=R(I,J):NEXT J:NEXT I
543 NEXT P:NEXT Q
544 LETW=2*F(4)*#PI:GOSUB41
545 FOR I=1 TO L
546 IF T(I)=6 GOTO 550
547 IF T(I)=7 GOTO 563
548 IF T(I)=8 GOTO 576
549 GOTO 589
550 LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I)
551 IF J1=0 GOTO 556
552 IF J2=C GOTO 559
553 LETH1=X1(J1,1)-X1(J2,1):LETH2=X2(J1,1)-X2(J2,1):LETG1=X1(J1,2)-X1(J2,2):LETG2=X2(J1,2)-X2(J2,2)
554 LETK1=X1(J1,3)-X1(J2,3):LETK2=X2(J1,3)-X2(J2,3):LETL1=X1(J1,5)-X1(J2,5):LETL2=X2(J1,5)-X2(J2,5)
555 LETS1=X1(J1,6)-X1(J2,6):LETS2=X2(J1,6)-X2(J2,6):LETT1=X1(J1,7)-X1(J2,7):LETT2=X2(J1,7)-X2(J2,7):
GOTO 562

```

```

556 LETH1=-X1(J2,1):LETH2=-X2(J2,1):LETG1=-X1(J2,2):LETG2=-X2(J2,2)
557 LETK1=-X1(J2,3):LETK2=-X2(J2,3):LETL1=-X1(J2,5):LETL2=-X2(J2,5)
558 LETS1=-X1(J2,6):LETS2=-X2(J2,6):LETT1=-X1(J2,7):LETT2=-X2(J2,7):GOTO 562
559 LETH1=X1(J1,1):LETH2=X2(J1,1):LETG1=X1(J1,2):LETG2=X2(J1,2)
560 LETK1=X1(J1,3):LETK2=X2(J1,3):LETL1=X1(J1,5):LETL2=X2(J1,5)
561 LETS1=X1(J1,6):LETS2=X2(J1,6):LETT1=X1(J1,7):LETT2=X2(J1,7)
562 LETY1=V3(I)*FNK(1)+2*V2(I)*FNM(1)/3:LETY2=V3(I)*FNL(1)+2*V2(I)*FNN(1)/3:GOSUB61:GOTO589
563 LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I)
564 IF J1=0 GOTO 569
565 IF J2=0 GOTO 572
566 LETH1=X1(J1,1)-X1(J2,1):LETH2=X2(J1,1)-X2(J2,1):LETG1=X1(J1,2)-X1(J2,2):LETG2=X2(J1,2)-X2(J2,2)
567 LETK1=X1(J1,3)-X1(J2,3):LETK2=X2(J1,3)-X2(J2,3):LETL1=X1(J1,5)-X1(J2,5):LETL2=X2(J1,5)-X2(J2,5)
568 LETS1=X1(J1,6)-X1(J2,6):LETS2=X2(J1,6)-X2(J2,6):LETT1=X1(J1,7)-X1(J2,7):LETT2=X2(J1,7)-X2(J2,7):
GOTO 575
569 LETH1=-X1(J2,1):LETH2=-X2(J2,1):LETG1=-X1(J2,2):LETG2=-X2(J2,2)
570 LETK1=-X1(J2,3):LETK2=-X2(J2,3):LETL1=-X1(J2,5):LETL2=-X2(J2,5)
571 LETS1=-X1(J2,6):LETS2=-X2(J2,6):LETT1=-X1(J2,7):LETT2=-X2(J2,7):GOTO 575
572 LETH1=X1(J1,1):LETH2=X2(J1,1):LETG1=X1(J1,2):LETG2=X2(J1,2)
573 LETK1=X1(J1,3):LETK2=X2(J1,3):LETL1=X1(J1,5):LETL2=X2(J1,5)
574 LETS1=X1(J1,6):LETS2=X2(J1,6):LETT1=X1(J1,7):LETT2=X2(J1,7)
575 LETY1=-W*(V3(I)*FNL(1)+V2(I)*FNN(1))/3:LETY2=W*(V3(I)*FNK(1)+V2(I)*FNM(1))/3:GOSUB61:GOTO589
576 LETC1=C(I):LETJ1=K1(I):LETJ2=K2(I):LETJ3=K1(C1):LETJ4=K2(C1)
577 IF J3=0 GOTO 582
578 IF J4=0 GOTO 585
579 LETH1=X1(J3,1)-X1(J4,1):LETH2=X2(J3,1)-X2(J4,1):LETG1=X1(J3,2)-X1(J4,2):LETG2=X2(J3,2)-X2(J4,2)

```

```

580 LETK1=X1(J3,3)-X1(J4,3):LETK2=X2(J3,3)-X2(J4,3):LETL1=X1(J3,5)-X1(J4,5):LETL2=X2(J3,5)-X2(J4,5)
581 LETS1=X1(J3,6)-X1(J4,6):LETS2=X2(J3,6)-X2(J4,6):LETT1=X1(J3,7)-X1(J4,7):LETT2=X2(J3,7)-X2(J4,7):
GOTO 588
582 LETH1=-X1(J4,1):LETH2=-X2(J4,1):LETG1=-X1(J4,2):LETG2=-X2(J4,2)
583 LETK1=-X1(J4,3):LETK2=-X2(J4,3):LETL1=-X1(J4,5):LETL2=-X2(J4,5)
584 LETS1=-X1(J4,6):LETS2=-X2(J4,6):LETT1=-X1(J4,7):LETT2=-X2(J4,7):GOTO 588
585 LETH1=X1(J3,1):LETH2=X2(J3,1):LETG1=X1(J3,2):LETG2=X2(J3,2)
586 LETK1=X1(J3,3):LETK2=X2(J3,3):LETL1=X1(J3,5):LETL2=X2(J3,5)
587 LETS1=X1(J3,6):LETS2=X2(J3,6):LETT1=X1(J3,7):LETT2=X2(J3,7)
588 LETY1=V3(I)*FNK(1)+2*V2(I)*FNM(1)/3:LETY2=V3(I)*FNL(1)+2*V2(I)*FNN(1)/3:GOSUB61
589 NEXT I:GOSUB2
590 PRINT'
591 PRINT'          ***** ЯДРА 3-ГО ПОРЯДКА И КОЭФ.ИНТЕРМОДУЛЯЦИИ *****
592 PRINT'          ***** НА ЧАСТОТЕ F=F1+F2+F3='F1.3!F(4)' ПЦ *****
593 FOR I=1 TO N:LETB=150*U1*U2*U3*SQR((A1(I,N1)-2+A2(I,N1)-2)/(X1(I,4)-2+X2(I,4)-2))/U4
594 PRINTI2.0!'УЗЕЛ НОМЕР 'I'ЯДРО.....'F1.3!A1(I,N1)' 'A2(I,N1)'J K111.....'B'%'
595 LET A1(I,N1)=0:LET A2(I,N1)=0:NEXT I
596 INPUT'          ПОВТОР СЧЕТА ? ДА - 1,НЕТ - 0 'F6
597 IF F6=1 GOTO 501
601 INPUT'          ПОВТОР АНАЛИЗА ? ДА - 1,НЕТ - 0 'Q2
602 IF Q2=1 GOTO111
603 END

```

```

DIMENSION IX(62),IY(6),IOW(20),X(18),Y(2),OW(8),
*EW(4),VW(4),G(9,9),R(9,9),A(9,18),B(4,18),H(10)
N=9
T=300.
KZI=4
KC=4
KE=2
KI=0
KQ=4
KH=10
KWI=4
DO 333 I=1,10
333 H(I)=2+I
READ(1,100)(IX(I),I=1,62)
WRITE(3,100)(IX(I),I=1,62)
READ(1,110)(X(I),I=1,18)
WRITE(3,110)(X(I),I=1,18)
READ(1,100)(IY(I),I=1,6)
WRITE(3,100)(IY(I),I=1,6)
READ(1,110)(Y(I),I=1,2)
WRITE(3,110)(Y(I),I=1,2)
READ(1,100)(IOW(I),I=1,20)
WRITE(3,100)(IOW(I),I=1,20)
READ(1,110)(OW(I),I=1,8)
WRITE(3,110)(OW(I),I=1,8)
100 FORMAT(36I2)
110 FORMAT(6E12.3)
PI=3.14159
DO1 I=1,N
DO1 J=1,N
1 G(I,J)=0.
IB=3
M=3*KC+5*KZI
DO2 I=1,M,IB
L1=IX(I)
L2=IX(I+1)
J=(I-1)/3+1
Z3=X(J)
IF(I-3*KC)3,3,4

```

```

3 IF(L2.LE.0) GOTO5
  G(L1,L2)=G(L1,L2)-1./Z3
  G(L2,L2)=G(L2,L2)+1./Z3
  G(L2,L1)=G(L1,L2)
5 G(L1,L1)=G(L1,L1)+1./Z3
  GO TO 2
4 IB=5
  L3=IX(I+2)
  L4=IX(I+3)
  J1=1+KC+(I-3*KC-1)/5
  Z5=X(J1)
  IF(L2.GT.0)G(L2,L3)=G(L2,L3)+Z5
  IF(L3.GT.0)G(L1,L3)=G(L1,L3)-Z5
  IF(L4.GT.0)G(L1,L4)=G(L1,L4)+Z5
  IF(L2+L4.GT.0)G(L2,L4)=G(L2,L4)-Z5
2 CONTINUE
  J2=5*KWI
  DO6 I=1,J2,5
    J=2*(I-1)/5+1
    IF(IOW(I+2).EQ.1)OW(J)=SQRT(55.2*T/OW(J))*0.00000001
    IF(IOW(I+2).EQ.2)OW(J)=SQRT(.32*OW(J))*0.0000001
6 IF(IOW(I+2).EQ.3)OW(J)=SQRT(18.4*T*OW(J))*0.00000001
  II=1
  F=H(II)
  J3=2*N
  DO 8 I=1,KQ
    DO 8 J=1,J3
8 B(I,J)=0.
  IJ=1
  DO 9 I=1,J2,5
    J=2*(I-1)/5+1
    IF(IOW(I+2)-1) 10,11,10
10 WW=OW(J)*SQRT(1+OW(J+1)/F)
  GOTO12
11 WW=OW(J)
12 J4=2*IOW(I)-1
  J5=2*IOW(I+1)-1
72 IF(IOW(I).GT.0)B(IJ,J4)=WW
  IF(IOW(I+1).GT.0)B(IJ,J5)=-WW

```

```

      B(J,2*I-1)=B(J,2*I-1)-GR*B(J,2*K-1)*GI*B(J,2*K)
      EW(IJ)=WW
9    IJ=IJ+1
      W=2.*PI*F
      DO 13 I=1,N
      DO 13 J=1,N
13   R(I,J)=0.
      J6=3*(KE+KI)
      DO 14 I=1,J6,3
      L1=IY(I)
      L2=IY(I+1)
      J7=(I-1)/3+1
      Z3=Y(J7)
      IF(I-3*KE)15,15,16
15   AA=W*Z3
      GOTO17
16   AA=1./(W*Z3)
17   R(L1,L1)=R(L1,L1)+AA
      IF(L2.LE.0)GOTO 14
      R(L2,L2)=R(L2,L2)+AA
      R(L1,L2)=R(L1,L2)-AA
      R(L2,L1)=R(L2,L1)-AA
14   CONTINUE
      DO 20 I=1,N
      DO 20 J=1,N
      A(I,2*J-1)=G(I,J)
20   A(I,2*J)=R(I,J)
      JB=N-1
      DO 21 K=1,JB
      ZZ=A(K,2*K-1)**2+A(K,2*K)**2
      J9=K+1
      DO 21 I=J9,N
      GR=(A(I,2*K-1)*A(K,2*K-1)+A(I,2*K)*A(K,2*K))/ZZ
      GI=(A(I,2*K)*A(K,2*K-1)-A(I,2*K-1)*A(K,2*K))/ZZ
      DO 23 J=J9,N
      PR=GR*A(K,2*J-1)-GI*A(K,2*J)
      PPI=GR*A(K,2*J)+GI*A(K,2*J-1)
      A(I,2*J-1)=A(I,2*J-1)-PR
23   A(I,2*J)=A(I,2*J)-PPI
      DO 21 J=1,KQ

```

```

      B(J,2*I-1)=B(J,2*I-1)-GR*B(J,2*K-1)+GI*B(J,2*K)
21  B(J,2*I)=B(J,2*I)-GR*B(J,2*K)-GI*B(J,2*K-1)
      DO 25 J=1,KQ
        V=A(N,2*N-1)**2+A(N,2*N)**2
        VR=(B(J,2*N-1)*A(N,2*N-1)+B(J,2*N)*A(N,2*N))/V
        VI=(B(J,2*N)*A(N,2*N-1)-B(J,2*N-1)*A(N,2*N))/V
25  VW(J)=SQRT((VR*1000000. )**2+(VI*1000000. )**2)/1000000.
      S=0.
      DO 26 J=2,KQ
26  S=S+(VW(J)*1000000. )**2
      UWC=SQRT(S)/1000000.
      UWOUT=SQRT(UWC*1000000. )**2+(VW(1)*1000000. )**2)/1000000.
      FW=UWOUT/VW(1)
      WRITE(3,30)F,UWOUT,UWC,FW
30  FORMAT(4E14.5)
      WRITE(3,31)(EW(I),I=1,4)
      WRITE(3,31)(VW(I),I=1,4)
31  FORMAT(4E14.5)
      IF(II-KH)27,28,28
27  II=II+1
      GOTO7
28  STOP
      END

```

```

4 PRINT #1
5 PRINT ' ПОИСК ГРАФОВ С КОЛИЧЕСТВОМ ВЕРШИН K=4': LET K=4
6 INPUT 'БУДЕТЕ ВВОДИТЬ ДАННЫЕ САМИ? (ДА-1, НЕТ-0)' C3
7 IF C3=0 GOTO 2000
10 PRINT 'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЯ ПОЛЮСОВ ВЕРШИН ГРАФА'
15 PRINT ' A0 - ВХОД, 2<=A0<=4'
16 PRINT ' A1 -ПОЛЮС ВЕРШИНЫ 1, 3<=A1<=6'
25 PRINT ' A2 - ПОЛЮС ВЕРШИНЫ 2, 3<=A2<=6'
26 PRINT ' A3 - ВЫХОД, 2<=A3<=4'
35 INPUT 'A0='A0
40 INPUT 'A1='A1
45 INPUT 'A2='A2
50 INPUT 'A3='A3
51 FOR I=5 TO 9
52 IF 2*I=A0+A1+A2+A3 GOTO 55
53 NEXT I
54 GOTO 2005
55 DIM A(K-1,K-1),B(K-1,K-1),C(K-1,K-1)
56 PRINT !F1.0!
57 PRINT 'A0='A0; 'A1='A1; 'A2='A2; 'A3='A3
60 LET A(0,0)=0: LET A(1,0)=0: LET A(2,0)=0: LET A(3,0)=0
65 LET A(3,1)=0: LET A(3,2)=0: LET A(3,3)=0
66 LET A(1,1)=0: LET A(2,2)=0
70 LET A(0,2)=0
75 LET A(1,2)=0
80 LET A(2,1)=0
85 LET A(2,3)=A2-A(0,2)-A(1,2)-A(2,1)
90 IF A(2,3)>2 GOTO 105
95 IF A(2,3)<0 GOTO 105
100 GOTO 133
105 IF A(2,1)+1>2 GOTO 115
110 LET A(2,1)=A(2,1)+1: GOTO 85
115 IF A(1,2)+1>2 GOTO 125
120 LET A(1,2)=A(1,2)+1: GOTO 80
125 IF A(0,2)+1>2 GOTO 2500
130 LET A(0,2)=A(0,2)+1: GOTO 75
135 LET A(0,1)=(A0+A1+A(2,3)-A3-A(0,2)-A(2,1)-A(1,2))/2
140 IF A(0,1)=0 GOTO 160
145 IF A(0,1)=1 GOTO 160
150 IF A(0,1)=2 GOTO 160
155 GOTO 105

```

```

160 LET A(0,3)=(A0+A3+A(2,1)+A(1,2)-A1-A(2,3)-A(0,2))/2
165 IF A(0,3)=0 GOTO 185
170 IF A(0,3)=1 GOTO 185
175 IF A(0,3)=2 GOTO 185
180 GOTO 105
185 LET A(1,3)=(A1+A3+A(0,2)-A0-A(2,1)-A(1,2)-A(2,3))/2
190 IF A(1,3)=0 GOTO 203
195 IF A(1,3)=1 GOTO 203
200 IF A(1,3)=2 GOTO 203
202 GOTO 105
208 LETQ 1=0: LETQ 2=0: LETQ 3=0: LETQ 4=0
209 LETQ 5=0: LETQ 6=0: LETQ 7=0
210 IF A(0,2)=2 THEN LET Q1=1
215 IF A(1,2)=2 THEN LET Q2=1
220 IF A(2,1)=2 THEN LET Q3=1
225 IF A(2,3)=2 THEN LET Q4=1
230 IF A(0,1)=2 THEN LET Q5=1
235 IF A(0,3)=2 THEN LET Q6=1
240 IF A(1,3)=2 THEN LET Q7=1
245 IF (Q1+Q2+Q3+Q4+Q5+Q6+Q7)>2 GOTO 105
246 GOTO 2985
250 LET X=0
255 FOR I=0 TO K-1
260 FOR J=0 TO K-1
265 LET X=X+A(I,J)
270 NEXT J
272 NEXT I
275 PRINT 'КОЛИЧЕСТВО ДУГ ДАННОГО ГРАФА ='X
276 CLEAR C
280 COM G(1.5*X,X)
285 COM D(1.5*X,X)
290 COM G9(1.5*X,X)
295 LET N=0
305 FOR I=0 TO K-1
310 FOR J=0 TO K-1
315 IF A(I,J)>0 THEN LET N=N+1:LET B(I,J)=N
320 IF A(I,J)=2 THEN LET N=N+1: LET C(I,J)=N
325 NEXT J
330 NEXT I
331 GOTO 2035
335 COM F(X,X)

```

```

340 FOR I=0 TO K-1
345 FOR J=0 TO K-1
350 LET M=0
355 IF B(I,J)=0 GOTO 390
360 IF F(M,I)=0 THEN LET F(M,I)=B(I,J)
365 IF F(M,I)=B(I,J) THEN IF C(I,J)=0 GOTO 390
370 IFF(M,I)=B(I,J) THEN IFC(I,J)>0 THEN LET F(M+1,I)=C(I,J)
375 IF F(M+1,I)=C(I,J) THEN IF F(M+1,I)>0 GOTO 390
380 LET M=M+1
385 GOTO 355
390 NEXT J
395 NEXT I
400 COM E(X,X)
405 FOR J=0 TO K-1
410 FOR I=0 TO K-1
415 LET M=0
420 IF B(I,J)=0 GOTO 455
425 IF E(M,J)=0 THEN LET E(M,J)=B(I,J)
430 IF E(M,J)=B(I,J) THEN IF C(I,J)=0 GOTO 455
435 IFE(M,J)=B(I,J) THEN IFC(I,J)>0 THEN LET E(M+1,J)=C(I,J)
440 IF E(M+1,J)=C(I,J) THEN IF E(M+1,J)>0 GOTO 455
445 LET M=M+1
450 GOTO 420
455 NEXT I
460 NEXT J
465 LET F(K-1)=X+1
470 LET I=0: LET N=0: LET U=0: LET Y=1
475 IF F(U,I)=0 GOTO 675
480 FOR M=0 TO X
485 FOR J=0 TO K-1
490 IF E(M,J)=F(U,I) GOTO 505
495 NEXT J
500 NEXT M
505 IF J=I GOTO 560
510 FOR S=0 TO N
515 IF J=D(Y,S) GOTO 560
520 NEXT S
525 LET N=N+1
530 LET D(Y,N)=J
535 LET G(Y,N)=F(U,I)
540 LET I=J

```

```

545 LET U=0
550 IF J=K-1 GOTO 575
555 GOTO 480
560 LET U=U+1
565 IF F(U,I)=0 GOTO 690
570 GOTO 475
575 PRINT Y'-Й ПУТЬ ГРАФА -';
580 FOR Z=1 TO X
585 IF G(Y,Z)>0 THEN PRINT G(Y,Z);
590 LET G(Y,Z)=G(Y,Z)
595 NEXT Z
596 PRINT
600 LET Y=Y+1
605 LET N=N-1
610 IF N<=-1 GOTO 680
615 FOR U=0 TO X
620 FOR I=0 TO K-1
625 IF F(U,I)=G(Y-1,N+1) GOTO 640
630 NEXT I
635 NEXT U
640 IF F(U+1,I)=0 GOTO 605
645 LET D(Y-1,N+1)=0: LET G(Y-1,N+1)=0
650 FOR L=0 TO N
655 LET G(Y,L)= G(Y-1,L)
660 LET D(Y,L)=D(Y-1,L)
665 NEXT L
670 GOTO 560
675 PRINT 'ГРАФ ЗАДАН НЕКОРРЕКТНО'
680 PRINT 'ПУТЕЙ БОЛЬШЕ НЕТ'
681 IF Y=1 GOTO 105
685 GOTO 735
690 LET N=N-1
695 IF N<=-1 GOTO 680
700 FOR U=0 TO X
705 FOR I=0 TO K-1
710 IF F(U,I)=G(Y,N+1) GOTO 725
715 NEXT I
720 NEXT U
725 IF F(U+1,I)=0 GOTO 690
730 GOTO 560
735 COM G1(Y,X)

```

```

736 FOR I=1 TO X
737 LET G1(0,I)=I
738 LET X3=0
739 NEXT I
745 FOR J=1 TO Y-1
746 FOR I=1 TO X
747 FOR Z=1 TO X
750 IF G9(J,Z)=G1(0,I) THEN LET G1(J,I)=1
751 NEXT Z
752 NEXT I
753 NEXT J
770 COM G2(Y,1)
774 LET I5=1
775 LET J=1:LET J2=1
780 FOR I=I5 TO X
785 IF G1(J,I)=1 GOTO 835
790 NEXT I
795 GOTO 825
800 LET I1=I
805 FOR I=I+1 TO X
810 IF G1(J,I)=1 GOTO 835
815 NEXT I
820 LET I1=0
825 LET J=J+1:LET J2=J:IF J=Y GOTO 1000
830 GOTO 780
835 LET I2=I
840 FOR J=1 TO Y-1
841 LET G2(J,0)=0
845 LET G2(J,0)=G1(J,I1)
846 LET G2(J,1)=0
850 LET G2(J,1)=G1(J,I2)
855 NEXT J
865 FOR J=1 TO Y-1
870 IF G2(J,0)+G2(J,1)=2 THEN LET J1=J: GOTO 880
875 NEXT J
880 FOR J=J+1 TO Y-1
885 IF G2(J,0)+G2(J,1)=2 THEN LET G2(J,0)=0: LET G2(J,1)=0
890 NEXT J
895 LET G3=0: LET G4=0
900 FOR J=1 TO Y-1
905 LET G3=G3+G2(J,0)

```

```

910 LET G4=G4+G2(J,1)
915 NEXT J
920 IF G3>1 THEN IF 4>1 GOTO 946
925 LET I 12: LET J=J2
930 GOTO 805
935 LET I5=I1+1: IF I5>X GOTO 945
940 GOTO 775
945 IF X3=0 GOTO 985
946 LET X3=X3+1
947 IF X3>1 GOTO 960
950 PRINT 'ГРАФ УДОВЛЕТВОРЯЕТ УСЛОВИЮ НЧ'
955 PRINT
956 PRINT 'УСИЛИТЕЛЬНЫМИ ЗВЕНЬЯМИ МОГУТ БЫТЬ РЕБРА
960 PRINT '          'G1(0,I1);G1(0,I2)
965 GOTO 925
970 PRINT
971 PRINT 'ПРИ ДРУГИХ УСЛОВИЯХ ГРАФ НЕ БУДЕТ'
975 PRINT 'УДОВЛЕТВОРЯТЬ УСЛОВИЮ НЧ'
980 GOTO 105
985 PRINT
986 PRINT 'ГРАФ НЕ УДОВЛЕТВОРЯЕТ УСЛОВИЮ НЧ'
995 GOTO 980
1000 IF X3=0 GOTO 965
1005 GOTO 970
2000 LET A0=2:LETA1=3:LETA2=3:LETA3=2:GOTO 51
2005 IF A0+1<=4 THEN LET A0=A0+1: GOTO 51
2010 IF A1+1<=6 THEN LET A1=A1+1: GOTO 51
2015 IF A2+1<=6 THEN LET A2=A2+1: GOTO 51
2020 IF A3+1<=4 THEN LET A3=A3+1: GOTO 51
2025 PRINT 'ПОИСК ГРАФОВ С КОЛИЧЕСТВОМ ВЕРШИН'
2030 PRINT 'K=4 ОКОНЧЕН': GOTO 7999
2035 PRINT 'МАТРИЦЫ НУМЕРАЦИИ ДУГ'
2040 PRINT B(0,0); B(0,1); B(0,2); B(0,3)
2045 PRINT B(1,0); B(1,1); B(1,2); B(1,3)
2050 PRINT B(2,0); B(2,1); B(2,2); B(2,3)
2055 PRINT B(3,0); B(3,1); B(3,2); B(3,3)
2060 PRINT
2065 PRINT C(0,0); C(0,1); C(0,2); C(0,3)
2070 PRINT C(1,0); C(1,1); C(1,2); C(1,3)
2075 PRINT C(2,0); C(2,1); C(2,2); C(2,3)
2080 PRINT C(3,0); C(3,1); C(3,2); C(3,3)

```

```
2085 GOTO 332
2500 STOP
2985 PRINT
2990 PRINT
2995 PRINT 'МАТРИЦА СМЕЖНОСТЕЙ ГРАФА'
3000 PRINT A(0,0);A(0,1);A(0,2);A(0,3)
3005 PRINT A(1,0);A(1,1);A(1,2);A(1,3)
3010 PRINT A(2,0);A(2,1);A(2,2);A(2,3)
3015 PRINT A(3,0);A(3,1);A(3,2);A(3,3)
3020 FOR I=0 TO K-1
3025 FOR J=0 TO K-1
3030 LET B(I,J)=0
3035 LET C(I,J)=0
3040 NEXT J
3045 NEXT I
3050 GOTO 250
7999 END
```

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
Условные обозначения	5
1. Системные характеристики многокаскадных широкополосных усилительных трактов (УТ) и их компонентов	6
1.1. Основные параметры и характеристики УТ	6
1.2. Системный подход к проектированию УТ	11
1.3. Системные характеристики усилительных звеньев УТ	18
1.4. Функциональные связи характеристик УТ и образующих его УЗ	24
1.5. Линейные и нелинейные характеристики некоторых типовых соединений УЗ	43
2. Структурные свойства высоколинейных стабильных УТ	47
2.1. Функция чувствительности УТ и ее определение	47
2.2. УТ с нулевой чувствительностью до m -го порядка относительно УЗ	51
2.3. Предельные возможности структурного метода улучшения показателей качества УТ	59
3. Проектирование и реализация высоколинейных стабильных УТ	76
3.1. Общая процедура многофакторного структурного синтеза высоколинейных УТ	76
3.2. Синтез УТ, содержащих два УЗ	80
3.3. Синтез УТ, содержащих три УЗ	94
3.4. Реализация УТ, синтезированных с использованием структурных методов	111
4. Проектирование мал шумящих УТ	123
4.1. Функциональная связь между шумовыми характеристиками УЗ и УТ	123
4.2. Шумовые характеристики УТ с НЧ	134
4.3. Динамический диапазон УТ с НЧ	141
4.4. Синтез мал шумящих УТ с большим ДД	149
5. Машинный анализ и синтез усилительных устройств	150
5.1. Основные положения	150
5.2. Банк моделей компонентов	152
5.3. Алгоритмы анализа линейных характеристик УТ	170

5.4. Алгоритмы анализа шумовых характеристик УТ . .	176
5.5. Алгоритмы анализа нелинейных характеристик УТ .	179
5.6. Организация работы инженера-разработчика УТ при использовании программ машинного проектирования .	184
5.7. Использование ЭВМ для структурного синтеза УТ .	189
Литература	207
Приложения	208

**Борис Михайлович Богданович,
Леонид Сергеевич Бачило**

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ
УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ**

**Зав. редакцией Л. Д. Духвалов
Редактор Н. М. Латышева
Мл. редактор В. М. Кушилевич
Обложка и худож. редактирование
Ю. С. Сергачева
Техн. редактор И. П. Тихонова
Корректор Н. С. Нипикина**