

В. Г. БОНДАРЕНКО



RC-

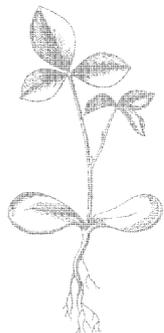
**ГЕНЕРАТОРЫ
СИНУСОИДАЛЬНЫХ
КОЛЕБАНИЙ**

В. Г. БОНДАРЕНКО

РС
ГЕНЕРАТОРЫ
СИНУСОИДАЛЬНЫХ
КОЛЕБАНИЙ



Издательство «Связь»
Москва 1976



Scan AAW

6Ф2
Б81
УДК 621.373

Бондаренко В. Г.
Б81 *RC-генераторы синусоидальных колебаний.* М.,
«Связь», 1976.

208 с. с ил.

Излагаются принципы построения, вопросы анализа, синтеза и проектирования *RC*-генераторов синусоидальных колебаний на основе активных элементов различных типов (операционных усилителей, преобразователей напряжения в напряжение, тока в ток, напряжения в ток, тока в напряжение и др.). Исследуются вопросы стабильности частоты и амплитуды таких генераторов в стационарном режиме. Рекомендуются практические схемы.

Предназначена инженерно-техническим работникам, разрабатывающим радиоэлектронную аппаратуру, будет полезна аспирантам и студентам вузов связи.

Б 30401—098 16—76
045(01)—76

6Ф2

Василий Григорьевич Бондаренко
RC-генераторы синусоидальных колебаний

Редактор В. Л. Черняк
Художник И. А. Дутов
Технические редакторы К. Г. Маркоч, Г. И. Колосова
Корректор Т. А. Васильева

Сдано в набор 28/IV 1976 г. Подп. к печ. 24/VI 1976 г.
Г-12746 Формат 60×90^{1/16} Бумага кн.-журн. 13,0 усл.-печ. л. 14,0 уч.-изд. л.
Тираж 18 000 экз. Изд. № 15497 Зак. № 125 Цена 70 коп.
Издательство «Связь». Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

Типография издательства «Связь» Госкомиздата СССР
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

ПРЕДИСЛОВИЕ



Широкое внедрение сложных радиоэлектронных устройств в различные отрасли народного хозяйства ставит перед разработчиками радиоаппаратуры две важнейшие задачи: повышение ее надежности и уменьшение массы и габаритов. Надежность аппаратуры в настоящее время повышается за счет применения соответствующей элементной базы и специальных методов построения систем, а основным направлением миниатюризации избирательных и автоколебательных низкочастотных систем, ввиду отсутствия реальных путей миниатюризации катушек индуктивности, является внедрение активных избирательных RC -цепей (активных RC -фильтров и RC -генераторов).

Транзисторные RC -генераторы синусоидальных колебаний применяются в измерительной и радиоаппаратуре, аппаратуре связи и телесигнализации, в ЭВМ и др. Их распространению способствуют простота изготовления, существующие высокостабильные конденсаторы и сопротивления, стабильные операционные и интегральные усилители, а также технологическая перспективность, если учесть прогресс технологии микромодулей и цепей на основе твердого тела.

Теория RC -генераторов подробно разработана советскими учеными В. И. Сифоровым, К. Ф. Теодорчиком, В. П. Асеевым, Э. О. Сааковым, В. Г. Криксуновым и др.

Переход к транзисторам, возросшие требования к радиоэлектронной аппаратуре способствовали появлению ряда новых работ [5, 8, 12—22, 32, 33, 35, 42, 57, 58, 77, 78, 83, 85—87 и др.].

Настоящая книга посвящена разработке, развитию и обобщению методов анализа, синтеза и проектирования RC -генераторов на активных элементах ($AЭ$), в качестве которых могут быть использованы схемы на транзисторах, $OУ$ и др. В ней разработаны и изложены принципы построения RC -генераторов на основе идеальных преобразователей с различными типами фазирующих RC -цепей ($ФЦ$), выполнены исследования $ФЦ$ на основе их передаточных функций в виде рациональной дроби. Рассмотрены свойства изолированной автоколебательной системы и способы получения $ФЦ$ с коэффициентом передачи по напряжению или току более 1. Изложены принципы построения и электронного моделирования RC -генераторов на операционных усилителях ($OУ$) и исследованы особенности построения генераторов на распределенных RC -

структурах. Выполнен анализ активных элементов RC -генераторов на основе теории идеальных элементов, приведены практические схемы. Изложены способы составления характеристических уравнений, исследован характер колебаний в избирательных RC -системах, условия самовозбуждения, а также стационарный режим работы генератора. Уделено значительное внимание вопросам неустойчивости частоты и амплитуды колебаний. Приведен алгоритм для исследования неустойчивостей частоты и амплитуды колебаний RC -генераторов на ЭЦВМ «Минск-22».

В книге разрабатываются вопросы синтеза RC -генераторов.

Сформулированы задачи и этапы синтеза, даны примеры реализации схем с одним и двумя активными элементами на ОУ. Рассмотрена задача оптимизации RC -генераторов в пространстве элементов, изложены графо-аналитический и аналитический методы оптимизации по коэффициенту передачи АЭ автоколебательной системы. Разработаны и протабулированы основные схемы и расчетные соотношения RC -генераторов на идеальных и неидеальных АЭ. Приведены рекомендации по выбору схем генераторов и элементов R и C ФЦ.

Методы, рассмотренные в книге, иллюстрируются примерами, которые в большинстве случаев заканчиваются конкретными рекомендациями и схемами.

Автор выражает глубокую признательность канд. техн. наук В. А. Бирюкову за ценные замечания, позволившие улучшить книгу.

Автор искренне благодарен всем, чьи советы, помощь и дружеская поддержка способствовали выполнению работы.

Предложения и отзывы следует направлять в издательство «Связь»: 101000, Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2.

Автор

В В Е Д Е Н И Е



Будем называть автономный источник, работающий в режиме самовозбуждения, RC -генератором синусоидальных колебаний. Он является преобразователем энергии постоянного тока (источника питания) в энергию колебаний переменного тока требуемой частоты. К RC -генераторам (так же, как и к генератором LC , кварцевым и др.) предъявляют определенные требования в отношении стабильности частоты и амплитуды, искажений формы колебаний при заданных изменениях температуры, влажности, напряжения питания и т. д.

Обычно RC -генератор представляет собой замкнутую систему с положительной обратной связью (ПОС), которая содержит: источник питания ($ИП$), фазирующую избирательную RC -цепь ($ФЦ$), состоящую из конденсаторов и резисторов и определяющую частоту колебаний, активный элемент ($АЭ$) в виде усилителя, служащий для компенсации потерь в $ФЦ$, нелинейный элемент ($НЭ$), ограничивающий амплитуду колебаний. Необходимые для RC -генераторов $АЭ$ могут быть обычными транзисторными усилителями, либо специальными устройствами, например зависимыми источниками (преобразователями), гираторами, конверторами отрицательного сопротивления и др. [15, 43, 44, 79]. В качестве $НЭ$ в RC -генераторе обычно используют нелинейность собственно $АЭ$ или внешний инерционный $НЭ$ (термистор, лампочка накаливания, АРУ с задержкой).

Рассмотрим рис. В.1. В генераторе энергия с выхода $АЭ$ через $НЭ$ и $ФЦ$ подводится ко входу $АЭ$ так, что $АЭ$ можно рассматривать как источник энергии, а $ФЦ$ — как колебательную систему, восполнение потерь в которой осуществляется за счет $ИП$ при помощи $АЭ$. При этом мощность, передаваемая с выхода $АЭ$ (усилителя) через $НЭ$ и $ФЦ$ на вход усилителя, на различных частотах различна и максимальна на частоте генерации. При определенных условиях мощность сигнала $P_{\text{вых}}$ на выходе $АЭ$ становится достаточной, чтобы скомпенсировать потери в $ФЦ$ и обеспечить на входе $АЭ$ такую величину мощности $P_{\text{вх}}$, которая позволит получить на его выходе исходную мощность $P_{\text{вх}}$. При этом в системе устанавливается стационарный автоколебательный режим.

Из-за незначительной избирательности $ФЦ$ качество синусоидальных колебаний RC -генератора обеспечивается за счет выбора режима его работы близким к режиму работы на границе воз-

никновения колебаний. Поэтому при анализе и синтезе схем RC -генераторов будем пользоваться линейной теорией, которая позволит определить условия самовозбуждения и в первом приближении

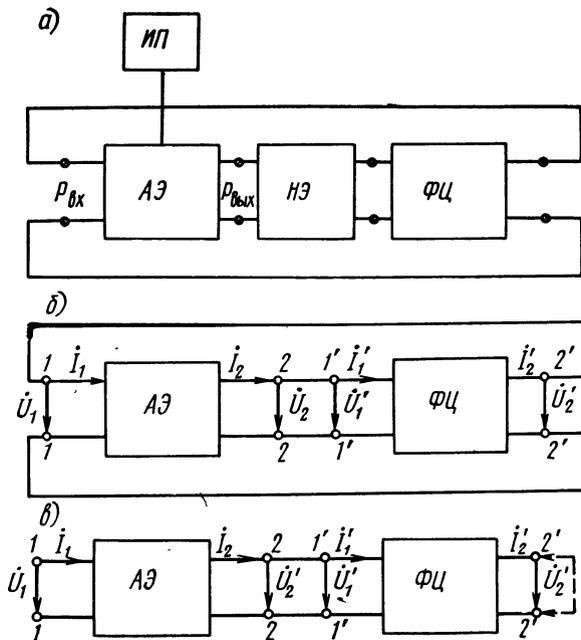


Рис. В.1. Структурные схемы RC -генераторов: а) обобщенная; б) эквивалентная кольцевая; в) эквивалентная при разрыве петли ПОС

стационарную частоту автоколебаний. Амплитуду колебаний и уточненную величину частоты определим при помощи квазилинейного метода.

Чтобы обеспечить в RC -генераторе стационарный режим автоколебаний, необходимо выполнить ряд условий: а) самовозбуждения, б) устойчивости частоты колебаний, в) устойчивости амплитуды колебаний.

Два последних условия часто называют условиями стационарности. Эти условия могут быть выражены аналитически, графоаналитически или рассматриваться как перемещения корней характеристического полинома в комплексной p -плоскости.

При исследовании схемы RC -генератора в любом представлении можно воспользоваться характеристическим уравнением вида

$$F(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0, \quad (B.1)$$

где $a_0, a_1, a_2, \dots, a_{n-1}, a_n$ — коэффициенты, определяемые параметрами элементов автогенератора.

Характеристическое уравнение можно исследовать любыми известными методами (при помощи алгебраических или графо-аналитических критериев устойчивости и др.). Аналитические условия самовозбуждения и стационарности для генераторов с характеристическим уравнением вида (В.1) запишем как

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Im} F(p) &= 0, \\ \operatorname{Re} F(p) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (\text{В.2})$$

Из ур-ний (В.2) можно определить частоту генерируемых колебаний и значение необходимого коэффициента усиления АЭ. Для определения условий устойчивости частоты и амплитуды колебаний воспользуемся приближенными графо-аналитическими методами.

Основываясь на линейных методах анализа RC-генераторов, рассмотрим эквивалентную схему рис. В.1б. Мощность на входе и выходе АЭ можно выразить через токи или напряжения и соответствующие сопротивления. Следовательно, сигналы как на входе, так и на выходе АЭ также можно выразить через токи или напряжения.

Предположим, что в точках 1—1 (рис. В.1б) АЭ имеет бесконечно большое (или бесконечно малое) сопротивление. Тогда в этих точках можно соответствующим образом разорвать петлю, а схему генератора рис. В.1б представить в виде каскадно соединенных АЭ и ФЦ (рис. В.1в). В этом случае АЭ будет характеризоваться одной из передаточных функций, которые будем считать вещественными:

- коэффициент передачи АЭ по напряжению $K_u = \dot{U}_2 / \dot{U}_1$;
- коэффициент передачи АЭ по току $K_i = \dot{I}_2 / \dot{I}_1$;
- передаточное сопротивление $R_a = \dot{U}_2 / \dot{I}_1$;
- передаточная проводимость $G_a = \dot{I}_2 / \dot{U}_1$.

Передаточные функции ФЦ, которые будут соответствовать АЭ с передаточными функциями, приведенными выше, для схемы рис. В.1в и других подобных (с разрывом петли ПОС) можно записать как:

- коэффициент передачи ФЦ по напряжению $K_u(p) = \dot{U}_2' / \dot{U}_1'$;
- коэффициент передачи ФЦ по току $K_i(p) = \dot{I}_2' / \dot{I}_1'$;
- передаточное сопротивление $Z(p) = \dot{U}_2' / \dot{I}_2'$;
- передаточную проводимость $Y(p) = \dot{I}_2' / \dot{U}_1'$.

Здесь $\dot{U}_2, \dot{I}_2, \dot{U}_2', \dot{I}_2'$ — напряжения и токи на выходе АЭ и ФЦ соответственно; $\dot{U}_1, \dot{I}_1, \dot{U}_1', \dot{I}_1'$ — напряжения и токи на входе АЭ и ФЦ соответственно.

Обозначим передаточные функции АЭ через $W_{АЭ}$, а соответствующую функцию ФЦ — через $W_{ФЦ}(p)$. Тогда условия компенсации потерь в ФЦ или условия возникновения колебаний запишем в виде

$$W_{АЭ} W_{ФЦ}(p) \geq 1, \quad (\text{В.3})$$

где $p = \sigma + i\omega$ — текущая комплексная частота.

Для выполнения условий возникновения генерации достаточно, чтобы неравенство (В.3) имело решение в виде пары комплексно сопряженных корней, лежащих в правой полуплоскости p . Нарастание синусоидальных колебаний будет ограничиваться нелинейностью $AЭ$ и эквивалентно движению корней $p_{1,2} = \sigma \pm i\omega_0$ к мнимой оси. При установлении частоты и амплитуды колебаний корни становятся мнимыми ($p_{1,2} = \pm i\omega_0$), и тогда выражение (В.3) можно записать как

$$W_{AЭ} W_{ФЦ}(p) \Big|_{p=i\omega_0} = 1. \quad (В.4)$$

В исследуемом диапазоне частот передаточную функцию $AЭ$ $W_{AЭ}$ можно считать вещественной и независимой от p .

Передаточная функция $W_{ФЦ}(p)$ на частоте ω_0 также должна быть вещественной, чтобы выполнялось равенство (В.4).

Очевидно, возможны два пути реализации схем RC -генераторов.

В первом случае может быть задана схема $ФЦ$ с известной передаточной функцией $W_{ФЦ}(p)$. Необходимо определить схему $AЭ$ и ее передаточную функцию $W_{AЭ}$. Совместно передаточные функции $W_{ФЦ}(p)$ и $W_{AЭ}$ на заданной частоте ω_0 должны удовлетворять ур-нию (В.4). Так как при этом $W_{ФЦ}(p)$ должна быть вещественной положительной или отрицательной величиной, то передаточная функция $W_{AЭ}$ может быть положительной или отрицательной и определяться из следующего выражения:

$$W_{AЭ} = \frac{1}{|W_{ФЦ}(p)|_{p=i\omega_0}} e^{i n \pi}, \quad (В.5)$$

где $n_1 = 0, 1, 2, 3, \dots$ — любое целое число.

Из выражения (В.5) следует, что для построения RC -генераторов могут быть использованы $AЭ$ без инвертирования и с инвертированием фазы сигнала. Генераторы с такими $AЭ$ будем называть генераторами с нулевым сдвигом фазы сигнала и генераторами с поворотом фазы сигнала соответственно.

Во втором случае может быть задана схема $AЭ$ с известной передаточной функцией $W_{AЭ}$. Необходимо определить схему $ФЦ$ и ее передаточную функцию $W_{ФЦ}(p)$. Как и в предыдущем случае, передаточные функции $W_{AЭ}$ и $W_{ФЦ}(p)$ совместно должны на заданной частоте ω_0 удовлетворять ур-нию (В.4), для чего необходимо, чтобы

$$W_{ФЦ}(p)_{p=i\omega_0} = |W_{ФЦ}(p)| e^{i \varphi} = \left| \pm \frac{1}{W_{AЭ}} \right|, \quad (В.6)$$

где ω_0 — частота колебаний RC -генератора при его линейном рассмотрении.

ПОСТРОЕНИЕ СХЕМ RC -ГЕНЕРАТОРОВ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ

1.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ

С момента появления транзисторов проводились работы по созданию автогенераторов синусоидальных колебаний с их применением, в том числе и RC -автогенераторов. Все первоначальные попытки разработки таких автогенераторов сводились к получению аналогов ламповых схем [5, 12, 15, 30, 58 и др.] Однако уже в 1956 г. в [86] были приведены схемы RC -генераторов, которые принципиально отличались от известных ламповых. В них использовался новый тип RC -цепей, фазирующих ток, а не напряжение.

Представим RC -генератор в виде схемы рис. В.1б. С помощью такого представления рассмотрим возможные способы построения схем. При этом передаточные функции $AЭ$ в исследуемом диапазоне частот будем считать вещественными. С помощью известных передаточных функций в этом случае можно построить четыре типа RC -генераторов.

К первому отнесем известные схемы генераторов на основе цепей, характеризуемых коэффициентами передачи по напряжению. В этом случае генераторы будут состоять из цепей с фазированием напряжения ($\PhiЦ_u$), коэффициент передачи которых $K_u = k_U(\omega)e^{i\varphi_u}$, и $AЭ$ в виде усилителей напряжения с коэффициентом передачи K_u .

На основе коэффициентов передачи по току получим второй тип известных генераторов. Они состоят из цепей, фазирующих ток ($\PhiЦ_i$), коэффициент передачи которых $K_i = k_i(\omega)e^{i\varphi_i}$, и $AЭ$ в виде усилителей тока с коэффициентом передачи K_i .

Воспользовавшись цепями с передаточными сопротивлениями, фазирующими выходное напряжение относительно входного тока ($\PhiЦ_{ui}$), которые запишем в виде $Z = z(\omega)e^{i\varphi_{ui}}$, и $AЭ$ в виде преобразователей напряжения в ток с передаточной проводимостью G_a , получим третий тип генераторов.

Для построения четвертого типа генераторов воспользуемся цепями с фазированием выходного тока относительно входного напряжения ($\PhiЦ_{iu}$), передаточную проводимость которых можно записать как $Y = y(\omega)e^{i\varphi_{iu}}$, и $AЭ$ в виде преобразователей тока в напряжение с сопротивлением передачи R_a .

Следовательно, основой для построения RC -генераторов являются $\PhiЦ_u$, $\PhiЦ_i$, $\PhiЦ_{ui}$, $\PhiЦ_{iu}$, фазирующие напряжение, ток, выходное напряжение относительно входного тока, выходной ток от-

Таблица 1.1

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ФЦ И АЭ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ РС-ГЕНЕРАТОРОВ

Передающие функции ФЦ $W_{ФЦ}(p) _{p=i\omega}$	$K_u(p) = K_u e^{i\varphi_u}$		$K_t(p) = k_t e^{i\varphi_t}$		$Z(p) = z e^{i\varphi_z}$		$Y(p) = y e^{i\varphi_y}$	
	$\varphi_u = 2\pi n$	$\varphi_u = (2n + 1)\pi$	$\varphi_t = 2\pi n$	$\varphi_t = (2n + 1)\pi$	$\varphi_z = 2\pi n$	$\varphi_z = (2n + 1)\pi$	$\varphi_y = 2\pi n$	$\varphi_y = (2n + 1)\pi$
Характеристика и порядок n ФЦ	ПФ $n \gg \varepsilon$	ВЧ $n \gg \varepsilon$	ПФ $n \gg \varepsilon$	ВЧ $n \gg \varepsilon$	ПФ $n \gg \varepsilon$	ВЧ $n \gg \varepsilon$	ПФ $n \gg \varepsilon$	ВЧ $n \gg \varepsilon$
	ВЧ $n \gg \varepsilon$	ПФ $n \gg \varepsilon$	ВЧ $n \gg \varepsilon$	ПФ $n \gg \varepsilon$	ВЧ $n \gg \varepsilon$	ПФ $n \gg \varepsilon$	ВЧ $n \gg \varepsilon$	ПФ $n \gg \varepsilon$
Особенности $W_{ФЦ}(\omega_0)$	$k_u(\omega_0) > 0$	$k_u(\omega_0) < 0$	$k_t(\omega_0) > 0$	$k_t(\omega_0) < 0$	$z(\omega_0) > 0$	$z(\omega_0) < 0$	$y(\omega_0) > 0$	$y(\omega_0) < 0$
Тип АЭ, особенности $W_{АЭ}$	ЛНН $K_u > 0$	ЛНН $K_u < 0$	ПТТ $K_t > 0$	ПТТ $K_t < 0$	ПНТ $G_a > 0$	ПНТ $G_a < 0$	ПТН $R_a > 0$	ПТН $R_a < 0$
	0	π	0	π	0	π	0	π
Условия генерации	$K_u k_u(\omega_0) \geq 1$		$K_t k_t(\omega_0) \geq 1$		$G_a z(\omega_0) \geq 1$		$R_a y(\omega_0) \geq 1$	

носителем входного напряжения, и $AЭ$ в виде усилителей напряжения, усилителей тока, преобразователей напряжения в ток, преобразователей тока в напряжение соответственно.

Построение схем генераторов на основе изложенных принципов с применением фазирующих цепей четырех типов с полосовыми, режекторными, высокочастотными и низкочастотными передаточными функциями ($ПФ$, $РФ$, $ВЧ$, $НЧ$) и $AЭ$ (преобразователей напряжения в напряжение, тока в ток, напряжения в ток и тока в напряжение — $ПНН$, $ПТТ$, $ПНТ$, $ПТН$) наглядно иллюстрируется в табл. 1.1.

Изложенные принципы построения RC -генераторов являются достаточно общими и могут быть применены для других видов автогенераторов.

1.2. ГЕНЕРАТОРЫ НА ПРОСТЕЙШИХ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Под простейшими $AЭ$ будем понимать: $ПНН$ — преобразователь напряжения в напряжение; $ПТТ$ — преобразователь тока в ток; $ПНТ$ — преобразователь напряжения в ток; $ПТН$ — преобразователь тока в напряжение.

Такие $AЭ$ известны [78] также под названием простейших зависимых источников¹⁾.

Простейшие $AЭ$ обладают конечными значениями входных и выходных сопротивлений, которые не зависят от сопротивления нагрузки и сопротивления источника сигнала, подключаемых к ним. Поэтому такие $AЭ$ называют однонаправленными преобразователями. Их эквивалентные схемы можно представить в виде идеальных $AЭ$ и вынесенных из них входных и выходных сопротивлений $R_{вх}$ и $R_{вых}$. На рис. 1.1 идеальные активные элементы ($ИАЭ$) $ПНН$, $ПТТ$, $ПНТ$, $ПТН$ выделены пунктирными линиями, а сопротивления $R_{вх}$ и $R_{вых}$ отнесены к внешним цепям. Такие $ИАЭ$, как видно из рис. 1.1, обладают нулевыми или бесконечными входными и выходными сопротивлениями. На основании известных уравнений четырехполюсника:

$$\dot{U}_1 = A_{11}\dot{U}_2 + A_{12}\dot{I}_2, \quad \dot{I}_1 = A_{21}\dot{U}_2 + A_{22}\dot{I}_2 —$$

матрицы $ПНН$, $ПТТ$, $ПНТ$, $ПТН$ запишем в виде:

$$\left. \begin{aligned} [A]_{ПНН} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{K_u} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; & [A]_{ПТТ} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{K_t} \end{bmatrix}, \\ [A]_{ПНТ} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{G_a} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; & [A]_{ПТН} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_a} & 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

¹⁾ При этом $ПНН$ соответствует источнику напряжения, управляемому напряжением; $ПТТ$ — источнику тока, управляемому током; $ПНТ$ — источнику тока, управляемому напряжением, а $ПТН$ — источнику напряжения, управляемому током.

где K_u, K_i — коэффициенты передачи по напряжению и току ПНН и ПТТ; G_a, R_a — проводимость и сопротивление передачи ПНТ и ПТН соответственно.

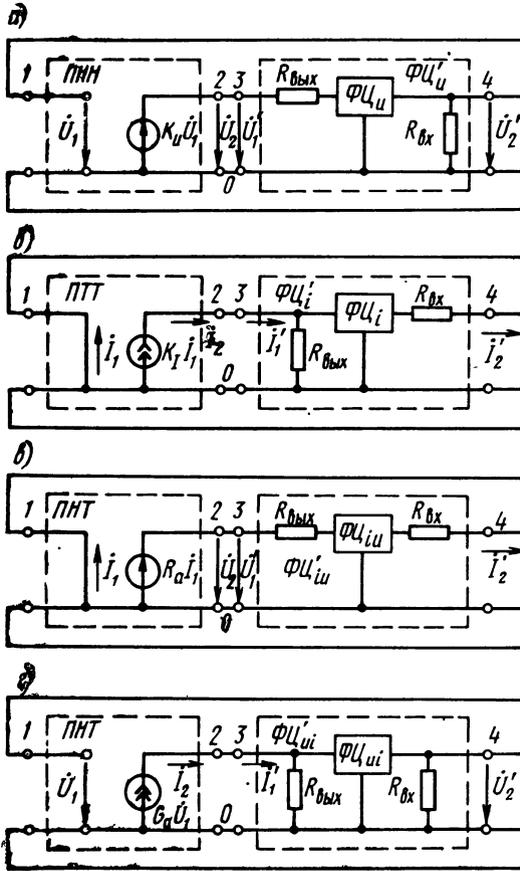


Рис. 1.1. Схемы RC-генераторов на основе различных АЭ:
а) ПНН; б) ПТТ; в) ПТН; г) ПНТ

С помощью четырех типов идеальных преобразователей и четырех типов ФЦ при их соответствующем сочетании можно построить схемы RC-генераторов. С учетом вынесенных входных и выходных сопротивлений АЭ (ФЦ', рис. 1.1) ФЦ необходимо выбирать так, чтобы они обеспечивали требуемую передаточную функцию цепи.

На основе изложенного и с учетом табл. 1.1 построим четыре кольцевые обобщенные эквивалентные схемы RC-генераторов, показанные на рис. 1.1.

Учитывая идеальность преобразователей (зависимых источников, обведенных пунктиром на рис. 1.1), можно разорвать петлю ПОС в местах прерывности импеданса и определить передаточные функции между зажимами 1—4 для схем с ПНН и ПНТ в режиме холостого хода, а для схем с ПТТ и ПТН — в режиме короткого замыкания. При этом:

$$\left. \begin{aligned} K_{14}(\text{ПНН}) &= (\dot{U}_2/\dot{U}_1) (\dot{U}'_2/\dot{U}'_1) = K_u K_u(p), \\ K_{14}(\text{ПТТ}) &= (\dot{I}_2/\dot{I}_1) (\dot{I}'_2/\dot{I}'_1) = K_i K_i(p), \\ K_{14}(\text{ПНТ}) &= (\dot{I}_2/\dot{U}_1) (\dot{U}'_2/\dot{I}'_1) = G_a Z(p), \\ K_{14}(\text{ПТН}) &= (\dot{U}_2/\dot{I}_1) (\dot{I}'_2/\dot{U}'_1) = R_a Y(p), \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

где $K_u(p)$, $K_i(p)$ — коэффициенты передачи фазирующих цепей по напряжению и току ($\Phi\Pi'_{iu}$ и $\Phi\Pi'_{i}$); $Z(p)$, $Y(p)$ — сопротивление передачи $\Phi\Pi'_{iu}$ и $\Phi\Pi'_{ui}$ соответственно. Согласно рис. 1.1 можно записать очевидные равенства: $\dot{U}_1 = \dot{U}'_2$, $\dot{I}_1 = \dot{I}'_2$, $\dot{U}_2 = \dot{U}'_1$, $\dot{I}_2 = \dot{I}'_1$. Тогда на основании (1.2) получим четыре характеристических уравнения:

$$\begin{aligned} K_u^*(p)|_{p=i\omega_0} &\leq 1/K_u; & K_i(p)|_{p=i\omega_0} &\leq 1/K_i; & Z(p)|_{p=i\omega_0} &\leq 1/G_a; \\ Y(p)|_{p=i\omega_0} &\leq 1/R_a \end{aligned} \quad (1.3)$$

которые в обобщенном виде могут быть представлены (В.6).

Из (1.3) следует, что для возникновения колебаний на частоте ω_0 величина передаточной функции пассивной цепи для этой частоты должна быть действительной и не большей, чем обратная величина передаточной функции АЭ. Уравнения (1.3) могут выполняться при $K_u > 1$, $K_i > 1$, $K_u < 1$, $K_i < 1$. Варианты построения схем генераторов на основе АЭ с коэффициентом передачи больше 1 известны. Для построения схем генераторов на основе АЭ с коэффициентом передачи меньше 1 необходимы пассивные RC-цепи с коэффициентом передачи больше 1, которые пока мало изучены, а принципы построения их разработаны недостаточно [14, 15, 82]. В приложении 1 изложены общие принципы получения пассивных RC-цепей, модуль коэффициента передачи которых может быть больше 1. Схем RC-генераторов, в которых применены ФЦ с коэффициентом передачи более и менее 1, приведены в табл. 5.4—5.7.

В общем случае передаточную функцию любой пассивной ФЦ можно записать в виде рациональной дроби переменного p :

$$W_n(p) = \frac{N(p)}{D(p)} = \alpha \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0}, \quad (1.4)$$

где $N(p)$, $D(p)$ — полиномы; $a_0, a_{n-1}, b_0, \dots, b_{m-1}, b_m$ — вещественные коэффициенты; α — нормирующий множитель.

Числитель выражения (1.4) $N(p)$ является полиномом m -го порядка с произвольно расположенными корнями в плоскости p , а

знаменатель $D(p)$ является характеристическим полиномом, корни которого для пассивных RC -цепей расположены на действительной отрицательной оси.

Функцию общего вида (1.4) называют также передаточной функцией частотно-избирательной цепи. В зависимости от значений коэффициентов полинома числителя $N(p)$ (1.4) могут быть получены низкочастотные, высокочастотные, полосовые и режекторные передаточные функции, которые соответствуют фильтрам НЧ, ВЧ, полосовым и режекторным.

С помощью элементов R и C можно реализовать передаточные функции $\Phi_{Ц}$ с различным числом полюсов, лежащих на действительной отрицательной оси комплексной плоскости, и нулей, которые могут быть расположены как в левой, так и в правой полуплоскостях [36]. Из выражения 1.4 видно, что в зависимости от значений коэффициентов $b_0 \dots b_m$ при $n \geq 2$ могут быть получены следующие виды передаточных функций $\Phi_{Ц}$:

— полиномиальные НЧ передаточные функции (W_{1n}) n -го порядка с действительными отрицательными полюсами;

— полиномиальные ВЧ передаточные функции (W_{2n}) n -го порядка с действительными отрицательными полюсами и дополнительными кратными нулями в начале координат;

— дробно-рациональные передаточные функции (W_{3n}) n -го порядка с действительными отрицательными n -полюсами и m -нулями при $m < n$ ($P\Phi$);

— дробно-рациональные передаточные функции (W_{4n}) n -го порядка с действительными отрицательными полюсами и комплексно-сопряженными и действительными нулями; при этом между числом полюсов n и числом нулей m выполняется условие $m \leq n$; такие цепи позволяют получить $P\Phi$ и $R\Phi$.

Исходя из общей нормированной передаточной функции (1.4) и возможных ее разложений на множители, можно записать аналитические выражения для каждой из четырех групп цепей:

$$W_{1n}(p) = \alpha \frac{b_0}{p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_0} = \alpha \frac{\prod_{i=1}^n p_i}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)} \quad (1.4a)$$

для НЧ функций;

$$W_{2n}(p) = \alpha \frac{p^n}{p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_0} = \alpha \frac{p^n}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)} \quad (1.4б)$$

для ВЧ функций;

$$W_{3n}(p) = \alpha \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0} = \alpha \frac{\prod_{i=1}^m (p + z_i)}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)} \quad (1.4в)$$

для полосовых функций;

$$W_{4n}(p) = \alpha \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0} =$$

$$= \alpha \frac{\prod_{j=1}^k (p^2 + b_{1j} + b_{0j}) \prod_{i=2k+1}^m (p + z_i)}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)} \quad (1.4г)$$

для полосовых и режекторных функций, где p_i, z_i — значения действительных отрицательных полюсов и нулей; $(p^2 + b_{1j} + b_{0j})$ — множители, реализующие пары комплексно-сопряженных нулей коэффициента передачи; k — число комплексно-сопряженных пар нулей.

Величины коэффициентов полиномов числителя и знаменателя a_0, a_1, \dots, a_{n-1} и b_0, b_1, \dots, b_m зависят от конфигурации конкретной $\PhiЦ$ и величин ее элементов.

Цепи с передаточными функциями $W_{1n}(p)$ и $W_{2n}(p)$ реализуются при помощи лестничных схем.

На рис. 1.2 приведены варианты лестничных цепей n -го порядка, которые могут применяться для построения схем RC -генераторов согласно рис. 1.1.

В зависимости от того, какими элементами (R или C) будут реализованы $Z_1, Z_2, Z_3, \dots, Z_n$ в схемах рис. 1.2, получим НЧ или ВЧ передаточные функции. Например, если принять для рис. 1.2а $Z_1 = Z_3 = \dots = Z_{n-1} = R$, а $Z_2 = Z_4 = \dots = Z_n = 1/pC$, то получим НЧ функцию; если принять $Z_1 = Z_3 = \dots = Z_{n-1} = 1/pC$, а $Z_2 = Z_4 = \dots = Z_n = R$, то получим ВЧ функцию. Аналогично можно реализовать НЧ или ВЧ функцию с помощью схем рис. 1.2 б—г. При продольных $Z = R$ и поперечных $Z = 1/pC$, получим НЧ функцию, при продольных $Z = 1/pC$ и поперечных $Z = R$ — ВЧ функции.

Схемы $ИАЭ$ и $\PhiЦ$ должны быть согласованы между собой с учетом входных и выходных сопротивлений. К бесконечным входным и выходным сопротивлениям $ИАЭ$ следует подключать RC -звенья с параллельно включенными сопротивлениями, а к нулевым — RC -звенья с последовательно включенными сопротивлениями на выходе или входе $\PhiЦ$. При других включениях входные или выходные звенья $\PhiЦ$ будут исключены бесконечным или нулевым сопротивлением $ИАЭ$. Эти соображения справедливы для всех четырех групп $\PhiЦ$, реализующих передаточные НЧ, ВЧ, полосовые и режекторные функции

Рассмотрим возможность построения генераторов на основе ФЦ второго порядка первой и второй группы (полиномиальные RC-цепи второго порядка).

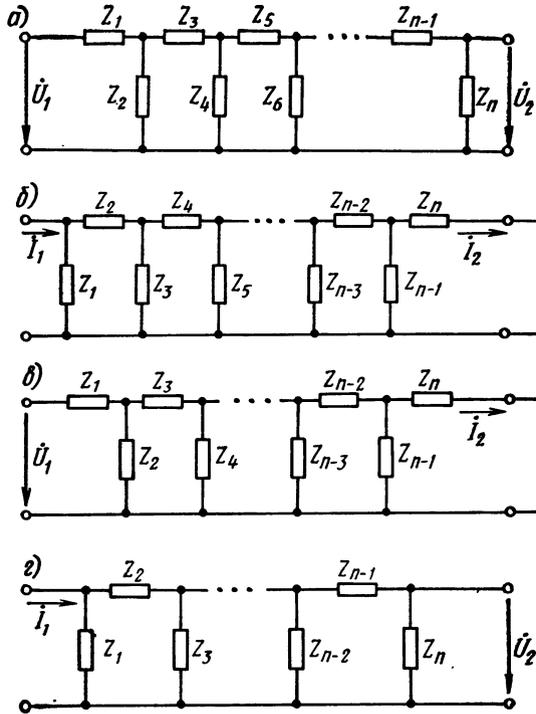


Рис. 1.2. Схемы ФЦ лестничного типа n -го порядка:
 а) ФЦ_и; б) ФЦ_и; в) ФЦ_и; г) ФЦ_и

Передаточную функцию цепей первой группы, воспользовавшись (1.4а) и положив $ab_0 = B_0$, запишем в виде

$$W_{12}(p) = \frac{B_0}{p^2 + a_1 p + a_0} = \frac{p_1 p_2}{(p + p_1)(p + p_2)} \quad (1.5)$$

Получим характеристическое уравнение предполагаемых генераторов, построенных согласно рис. 1.1 на основе рассматриваемых ФЦ, воспользовавшись (В.6) и (1.5): $p^2 + a_1 p + a_0 (1 - W_{\Lambda\Xi}) = 0$. Определим корни этого уравнения:

$$p_{1,2} = -a_1/2 \pm \sqrt{a_1^2/4 - a_0(1 - W_{\Lambda\Xi})}$$

Так как у полинома $D(p)$ пассивных цепей $a_1 > 0$, то корни $p_{1,2}$ находятся в левой полуплоскости p и ни в одной из рассматриваемых схем рис. 1.1 с ФЦ полиномиального вида второго порядка генерацию получить невозможно. К аналогичному результату придем при попытках построения генератора на основе ФЦ с переда-

точной ВЧ функцией второго порядка, которую можно записать, воспользовавшись (1.46). Следовательно, построить генераторы согласно схемам рис. 1.1 на основе ФЦ второго порядка первой и второй групп цепей невозможно.

Более сложные ФЦ третьего порядка и выше полиномиального вида позволяют построить схемы генераторов с рассмотренными типами АЭ.

На рис. 1.3 приведены лестничные схемы, реализующие передаточные НЧ функции. Из них описанным выше способом можно получить четыре ФЦ, реализующие ВЧ функции.

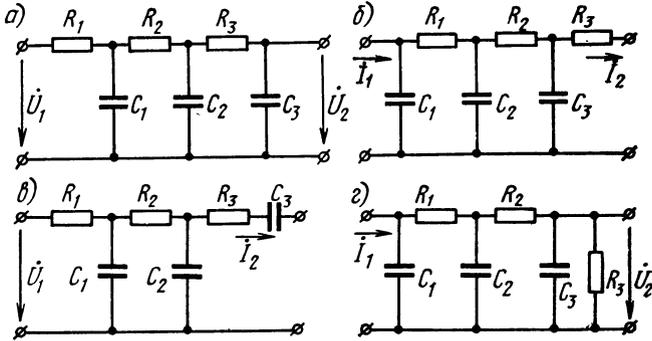


Рис. 1.3. Схемы ФЦ лестничного типа третьего порядка:
а) ФЦ_u; б) ФЦ_i; в) ФЦ_{iu}; г) ФЦ_{ui}

Коэффициент передачи полиномиальной цепи третьего порядка первой группы в общем случае можно записать в виде

$$W_{13}(p) = \frac{B_0}{p^3 + A_2 p^2 + A_1 p + A_0} = \frac{p_1 p_2 p_3}{(p + p_1)(p + p_2)(p + p_3)} = \frac{B_0}{E(p)}, \quad (1.6)$$

где p_1, p_2, p_3 — действительные отрицательные корни уравнения $F(p) = 0$, $B_0 = ab_0$, A_0, A_1, A_2, A_3 — положительные вещественные коэффициенты, определяемые конфигурацией схемы ФЦ и значениями ее элементов.

При помощи (В.6) и (1.6) можно получить характеристическое уравнение схем генераторов рис. 1.1, которое запишем следующим образом:

$$p^3 + A_2 p^2 + A_1 p + A_0(1 - W_{AЭ}) = 0. \quad (1.7)$$

Чтобы решение уравнения имело два сопряженных мнимых корня, достаточно обеспечить равенство произведений (это следует также из алгебраических критериев устойчивости Вышнеградского и Рауса-Гурвица [64]): $A_3 A_0(1 - W_{AЭ}) = A_1 A_2$, откуда получим значение передаточной функции АЭ, необходимое для генерации:

$$W_{AЭ} = -(A_1 A_2 - A_3 A_0) / A_0 A_3. \quad (1.8)$$

Подставив в (1.8) $p = i\omega$ и приравняв действительную и мнимую части уравнения, определим частоту колебаний

$$\omega_0 = \sqrt{A_1/A_3}. \quad (1.9)$$

Для характеристических уравнений, коэффициент A_3 которых равен 1, (1.8) и (1.9) можно упростить. Знак «—» перед выражением (1.8) показывает, что АЭ должен обеспечить поворот фазы сигнала на выходе по отношению ко входу.

Рассмотрим пример построения схемы генератора рис. 1.1а с $\Phi\Pi_u$, схема которой приведена на рис. 1.3а. При $R_1=R_2=R_3=R$ и $C_1=C_2=C_3=C$ передаточная функция $\Phi\Pi_u$

$$K_u(p) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{1}{p^3 R^3 C^3 + 5 p^2 R^2 C^2 + 6 p RC + 1}.$$

Положив $RC=\tau$, согласно выражению (1.8) определим необходимые для генерации параметры АЭ:

$$K_u = -\frac{A_1 A_2 - A_3 A_0}{A_0 A_3} = -\frac{6 \cdot 5 - 1 \cdot 1}{1 \cdot 1} = -29.$$

Следовательно, необходим ПНН с коэффициентом усиления по напряжению, равным 29, и фазовым сдвигом выходного напряжения относительно входного, равным π .

Согласно (1.9) получим частоту колебаний

$$\omega_0 = \sqrt{A_1/A_3} = \sqrt{6/RC}.$$

В рассматриваемом случае схема генератора рис. 1.1а реализуется известной схемой рис. 1.4, предложенной В. И. Сифоровым в 1936 г. [72]. Также можно показать, что коэффициент усиления по току ПТТ для схемы генератора рис. 1.1б с $\Phi\Pi_i$ (см. рис. 1.3б) $K_i = -29$. Схемы генераторов рис. 1.1в и г можно получить с помощью $\Phi\Pi_{iu}$ и $\Phi\Pi_{ui}$ (см. рис. 1.3в и г). Параметры АЭ и частоту генерации можно определить при помощи выражений (1.8) и (1.9). Аналогично схемы генераторов согласно рис. 1.1 можно получить для второй группы $\Phi\Pi$, реализующих передаточные ВЧ функции.

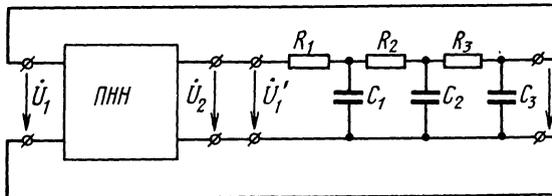


Рис. 1.4. Схемы генератора с $\Phi\Pi_u$ лестничного типа третьего порядка на выходе $\Phi\Pi$ напряжение \dot{U}'_2

Примеры принципиальных схем генераторов даны в табл. 5.4—5.7. Следовательно, на основе $\Phi\Pi$ третьего порядка и выше, реализующих передаточные НЧ и ВЧ функции, могут быть получены схемы цепочечных RC-генераторов.

Рассмотрим построение генераторов на основе $\Phi\Pi$ третьей группы, которые реализуют полосовые функции вида (1.4в). Уч-

тывая, что существенный практический интерес для построения генераторов представляют такие цепи второго порядка (они достаточно просты и содержат минимальное количество емкостей), рассмотрим построение генераторов на их основе. Передаточную функцию Φ_{Σ} второго порядка согласно (1.4б) запишем в виде (с точностью до постоянного множителя)

$$W_{32}(p) = (b_1 p + b_0)/(p^2 + a_1 p + a_0). \quad (1.10)$$

Воспользовавшись (В.6) и (1.10), получим характеристическое уравнение для исследуемых генераторов $p^2 + p(a_1 - b_1 W_{AЭ}) + (a_0 - b_0 W_{AЭ}) = 0$, корни которого будут

$$p_{1,2} = -\frac{a_1 - b_1 W_{AЭ}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{a_1 - b_1 W_{AЭ}}{2}\right)^2 - (a_0 - b_0 W_{AЭ})}.$$

Чтобы получить мнимые нули передаточной функции $W_{32}(p)$, необходимо выполнить условие $a_1 - b_1 W_{AЭ} = 0$. При этом частота генерации определится как

$$\omega_0 = \sqrt{a_0 - b_0 W_{AЭ}}, \quad (1.11)$$

а значение передаточной функции $AЭ$, необходимое для возникновения генерации,

$$W_{AЭ} \geq a_1/b_1. \quad (1.12)$$

Учитывая (1.12), выражение для частоты генерации (1.11) можно записать через коэффициенты характеристического уравнения:

$$\omega_0 = \sqrt{a_0 - b_0(a_1/b_1)}. \quad (1.13)$$

Из анализа выражения (1.13) видно, что на основе исследуемых Φ_{Σ} второго порядка можно получить колебания при условии

$$a_0 > b_0(a_1/b_1) \quad \text{или} \quad b_0 < a_0(b_1/a_1).$$

Этому соответствует расположение полюсов передаточной функции $W_{32}(p)$ левее от нуля, т. е. $p_1 > z$, где z — нуль передаточной функции (рис. 1.5). Такое ограничение накладываем на (1.10), чтобы ω_0 , получаемая из (1.13), была действительной величиной, не равной 0.

Как видно из (1.11), частота генерации таких автоколебательных систем существенно зависит от параметра $W_{AЭ}$ активного элемента. Если желательно избавиться от влияния $AЭ$ на частоту колебаний, то следует положить в выражении (1.10) $b_0 = 0$. Тогда получим возможность построить генераторы на основе Φ_{Σ} , коэффициент передачи $W'_{32}(p)$ которых описывается дробно-рациональным выражением:

$$W'_{32}(p) = b_1 p/(p^2 + a_1 p + a_0). \quad (1.14)$$

Частота колебаний генераторов с такими Φ_{Σ} $\omega_0 = \sqrt{a_0}$, величина передаточной функции $AЭ$ будет определяться выражением (1.12).

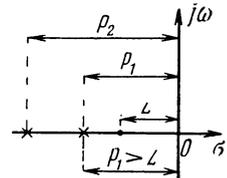


Рис. 1.5. Карта нулей и полюсов Φ_{Σ} генератора второго порядка

Рассмотрим примеры построения схем генераторов согласно рис. 1.1 на основе Φ_{Π_u} , Φ_{Π_i} , $\Phi_{\Pi_{iu}}$, $\Phi_{\Pi_{ui}}$, реализующих передаточную функцию второго порядка вида (1.14).

Схему генератора согласно рис. 1.1а можно получить на основе Φ_{Π_u} , приведенной в табл. 1.2 (схема 1). Запишем коэффициент передачи для Φ_{Π_u}

$$K_u(\rho) = \frac{\dot{U}'_2}{\dot{U}'_1} = \frac{\rho C_1 R_2}{\rho^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + \rho(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1) + 1}. \quad (1.15)$$

Из сравнения (1.14) и (1.15) получим значения коэффициентов:

$$b_1 = \frac{1}{R_1 C_2}; \quad a_1 = \frac{R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1}{R_1 R_2 C_1 C_2};$$

$$a_2 = 1; \quad a_0 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}.$$

Согласно (1.11) и (1.12) определим коэффициент усиления ПНН $K_u \geq a_1/b_1 \geq 1 + R_1/R_2 + C_2/C_1$ и частоту генерации

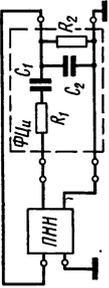
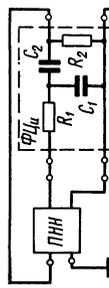
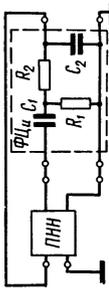
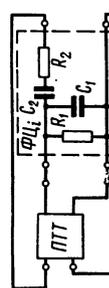
$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}. \quad (1.16)$$

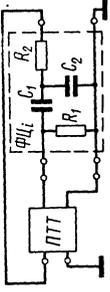
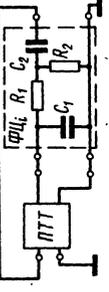
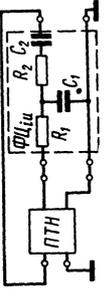
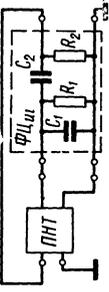
Возможны и другие варианты генераторов с RC -цепями второго порядка, схемы и соотношения для которых приведены в табл. 1.2. Они получены аналогично рассмотренному выше примеру. Схемы генераторов с Φ_{Π_u} (1—3) построены согласно рис. 1.1а. Схема 1 известна под названием генератора с Γ -образным четырехполюсником, а схемы 2 и 3 — как генераторы с двойными Γ -образными четырехполюсниками [54]. Схемы 4—6 получены согласно рис. 1.1б. В качестве Φ_{Π_i} использованы RC -цепи, дуальные Φ_{Π_u} , примененным в схемах 1—3 соответственно. Схемы 7 и 8 получены согласно рис. 1.1в и г. В них применены $\Phi_{\Pi_{iu}}$ и $\Phi_{\Pi_{ui}}$, которые ранее не находили применения для построения RC -генераторов. Передаточные функции $W'_{32}(\rho)$ для Φ_{Π} , нашедших применение при построении генераторов, приведены в табл. 1.2. Там же даны формулы для определения коэффициентов передачи, передаточных проводимости и сопротивления АЭ, необходимых для обеспечения генерации. Частота генерации для рассмотренных восьми схем определяется согласно выражению (1.16). Фазовый сдвиг выходного сигнала Φ_{Π} по отношению к входному сигналу при максимальном значении передаточной функции равен 0.

Из анализа выражений для передаточных функций АЭ (табл. 1.2) можно сделать следующие выводы. Коэффициент усиления АЭ генераторов с такими Φ_{Π} всегда больше единицы. При $C_1 = C_2 = C$ и $R_1 = R_2 = R$ в схемах генераторов табл. 1.2 необходимый коэффициент передачи АЭ для возникновения колебаний равен трем. При других соотношениях между элементами, $1 < W_{\text{АЭ}} < \infty$. Сдвиг фазы, вносимый при передаче сигнала АЭ, равен 0. Следовательно, для построения генераторов можно применять простейшие Φ_{Π} второго порядка третьей группы, АЧХ которых являются полосовыми функциями.

Таблица 1.2

ГЕНЕРАТОРЫ НА ПРОСТЕЙШИХ АЭ С ФЦ ВТОРОГО ПОРЯДКА И ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ НИХ

№	Схемы генераторов (согласно рис. 1.1)	Передаточная функция ФЦ $\mathcal{W}'_{32}(p)$	Передаточная функция АЭ \mathcal{W} АЭ
1		$K_u(p) = \frac{pR_2C_1}{p^2R_1R_2C_1C_2 + p(R_1C_1 + R_2C_2 + R_2C_1) + 1}$	$K_u \geq 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$
2		$K_u(p) = \frac{pR_2C_2}{p^2R_1R_2C_1C_2 + p(R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2) + 1}$	$K_u \geq 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} \frac{C_1}{C_2}$
3		$K_u(p) = \frac{pR_1C_1}{p^2R_1R_2C_1C_2 + p(R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2) + 1}$	$K_u \geq 1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_2}{R_1} \frac{C_2}{C_1}$
4		$K_l(p) = \frac{pR_1C_2}{p^2R_1R_2C_1C_2 + p(R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2) + 1}$	$K_l \geq 1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1}$

№	Схемы генераторов (согласно рис. 1.1)	Передаточная функция ФЦ $W'_{32}(p)$	Передаточная функция АЭ $W_{\text{АЭ}}$
5		$K_i(p) = \frac{pR_1C_1}{p^2R_1R_2C_1C_2 + p(R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2) + 1}$	$K_i \geq 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \frac{C_2}{C_1}$
6		$K_i(p) = \frac{pR_2C_2}{p^2R_1R_2C_1C_2 + p(R_1C_1 + R_2C_2 + R_2C_1) + 1}$	$K_i \geq 1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_1}{R_2} \frac{C_1}{C_2}$
7		$Y(p) = \frac{pC_2}{p^2R_1R_2C_1C_2 + p(R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2) + 1}$	$R_1 \geq R_1 + R_2 + R_1 \frac{C_1}{C_2}$
8		$Z(p) = \frac{pR_1R_2C_2}{p^2R_1R_2C_1C_2 + p(R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2) + 1}$	$G_a \geq \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_2} \frac{C_1}{C_2}$

Примечание. Частота генерации $\omega_0 = 1/\sqrt{R_1R_2C_1C_2}$; характеристическое уравнение в обобщенном виде $W'_{32}(p)W_{\text{АЭ}} = 1$.

Цени RC четвертой группы, W_{in} которых описываются выражением (1.4г), для построения генераторов применяются в основном при их реализации на основе $2T$ -мостовых схем. Передаточная функция этих схем в общем случае реализует три действительных отрицательных полюса, один действительный отрицательный нуль, два комплексно-сопряженных нуля и является функцией третьего порядка. При определенных значениях элементов $\Phi\mathcal{C}$ передаточная функция такой цепи приводится ко второму порядку [43, 71] и реализует пару отрицательных действительных полюсов и пару комплексно-сопряженных нулей. Исследованию $2T$ -мостовых схем посвящено значительное число работ [6, 15, 23, 43, 68, 71 и др.].

Ниже приведены примеры построения таких схем генераторов на одном транзисторе. Результаты исследований $2T$ -мостовой схемы в общем виде приведены в приложении 1. Примеры основных принципиальных схем с такими $\Phi\mathcal{C}$ приведены в табл. 5.4—5.7.

1.3. ГЕНЕРАТОРЫ НА ОДНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Транзистор является трехполюсником (рис. 1.6а), который может быть описан неопределенной матрицей проводимостей вида [75, 76]

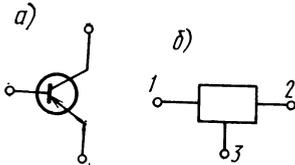


Рис. 1.6. Трехполюсники для построения схем генераторов:

а) транзистор; б) обобщенная $\Phi\mathcal{C}$
 1 — база, 2 — коллектор, 3 — эмиттер

	б	к	э	
б	$Y_{б.б}$	$Y_{б.к}$	$Y_{б.э}$	(1.17)
к	$Y_{к.б}$	$Y_{к.к}$	$Y_{к.э}$	
э	$Y_{э.б}$	$Y_{э.к}$	$Y_{э.э}$	

Для построения схем RC -генераторов на транзисторе воспользуемся представлением избирательной RC -цепи в виде обобщенного трехполюсника (рис. 1.6б), неопределенную матрицу проводимостей которого можно записать следующим образом:

	1	2	3	
1	$Y_{11}(p)$	$Y_{12}(p)$	$Y_{13}(p)$	(1.18)
2	$Y_{21}(p)$	$Y_{22}(p)$	$Y_{23}(p)$	
3	$Y_{31}(p)$	$Y_{32}(p)$	$Y_{33}(p)$	

Воспользуемся обобщенным методом узловых напряжений, понятиями и свойствами неопределенной и укороченной матриц про-

проводимостей, которые изложены в приложении 2. Учитывая свойства неопределенных матриц, матрицу проводимостей RC -генератора можно записать как сумму матриц составляющих трехполупников или составить непосредственно по схеме генератора (рис. 1.7) и записать в виде

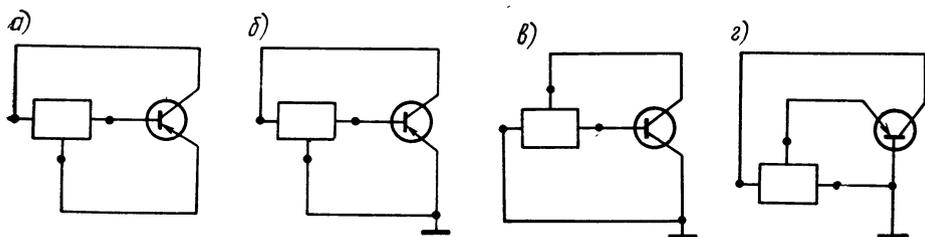


Рис. 1.7. Однотранзисторные эквивалентные схемы генератора с обобщенной $\PhiЦ$: а) изолированная автоколебательная система; б) схема с ОЭ; в) схема с ОК; г) схема с ОБ

	1	2	3	
1	$Y_{11}(\rho) + y_{б.б}$	$Y_{12}(\rho) + y_{б.к}$	$Y_{13}(\rho) + y_{б.э}$	(1.19)
2	$Y_{21}(\rho) + y_{к.б}$	$Y_{22}(\rho) + y_{к.к}$	$Y_{23}(\rho) + y_{к.э}$	
3	$Y_{31}(\rho) + y_{э.б}$	$Y_{32}(\rho) + y_{э.к}$	$Y_{33}(\rho) + y_{э.э}$	

Заземляя поочередно третий, второй и первый узлы схемы генератора, вычеркивая соответствующие строку и столбец матрицы (1.19), можем записать три определителя укороченных матриц для различных включений транзистора в схеме генератора: $\Delta_{ОЭ}$ — с общим эмиттером (ОЭ); $\Delta_{ОК}$ — с общим коллектором (ОК); $\Delta_{ОБ}$ — с общей базой:

$$\Delta_{ОЭ} = \begin{vmatrix} Y_{11}(\rho) + y_{б.б} & Y_{12}(\rho) + y_{б.к} \\ Y_{21}(\rho) + y_{к.б} & Y_{22}(\rho) + y_{к.к} \end{vmatrix},$$

$$\Delta_{ОК} = \begin{vmatrix} Y_{11}(\rho) + y_{б.б} & Y_{13}(\rho) + y_{б.э} \\ Y_{31}(\rho) + y_{э.б} & Y_{33}(\rho) + y_{э.э} \end{vmatrix},$$

$$\Delta_{ОБ} = \begin{vmatrix} Y_{22}(\rho) + y_{к.к} & Y_{23}(\rho) + y_{к.э} \\ Y_{32}(\rho) + y_{э.к} & Y_{33}(\rho) + y_{э.э} \end{vmatrix}.$$

Приравняв определители укороченных матриц проводимостей нулю, получим характеристические уравнения системы [15]. Из свойств неопределенной матрицы следует их тождественное равенство: $\Delta_{ОЭ} = \Delta_{ОК} = \Delta_{ОБ} = 0$. Каждый из них может быть приведен к характеристическому уравнению вида (В.1).

Укорачивание матрицы по определенным строке и столбцу соответствует заземлению этого узла и является операцией приведения составляющих трехполюсников к (2×2) -полюсникам, включенным между собой каскадно. Следовательно, определители укороченных матриц проводимостей $\Delta_{\text{оз}}$, $\Delta_{\text{ок}}$, $\Delta_{\text{об}}$ соответствуют включенным между собой каскадно избирательной пассивной RC -цепи и транзистору по схемам рис. 1.7 б, в, г. Из рис. 1.7 видно, что для получения работоспособных схем генераторов избирательные RC -цепи должны обладать определенными свойствами. В схемах таких генераторов необходимы:

- RC -цепь с поворотом фазы напряжения или тока (рис. 1.7б);
- RC -цепь с нулевым сдвигом фазы тока на выходе по отношению ко входу, с коэффициентом передачи по току $K_i > 1$ (рис. 1.7в);

- RC -цепь с нулевым сдвигом фазы напряжения на выходе по отношению ко входу, с коэффициентом передачи по напряжению $K_u > 1$ (рис. 1.7г).

Порядок характеристического уравнения обусловлен порядком применяемой $\PhiЦ$.

Условия самовозбуждения и частоту колебаний можно определить при помощи критериев устойчивости [15, 64, 71] или системы уравнений (В.2) после подстановки $p = i\omega$.

При реализации схем генераторов согласно рис. 1.7 обобщенный RC -трехполюсник должен быть заменен конкретной RC -цепью, принадлежащей к одной из четырех групп, рассмотренных ранее. Исследования характеристического уравнения полученной структурной схемы генератора при помощи критериев устойчивости или системы уравнений вида (В.2) позволят сделать выводы о пригодности схемы для получения генерации.

Рассмотрим примеры построения схем RC -генераторов.

Пример 1. Рассмотрим схему рис. 1.8а, построенную согласно рис. 1.7а, в которую входит RC -цепь третьего порядка, относящаяся к первой группе.

Запишем неопределенную матрицу эквивалентных проводимостей для такой схемы в соответствии с нумерацией узлов рис. 1.8а:

	1	2	3	4
1	$g_1 + pC_1 + y_{к.к}$	$-g_1$	$y_{к.б}$	$-pC_1 - y_{к.э}$
2	$-g_1$	$g_1 + g_2 + g_3 + pC_2$	$-g_3$	$-g_2 - pC_2$
3	$-y_{б.к}$	$-g_3$	$g_3 + pC_3 + y_{б.б}$	$-pC_3 - y_{б.э}$
4	$-pC_1 - y_{э.к}$	$-g_2 - pC_2$	$-pC_3 - y_{э.б}$	$pC_1 + g_2 + pC_2 + pC_3 + y_{э.э}$

(1.20)

Неопределенная матрица (1.20) соответствует изолированной автоколебательной системе (рис. 1.8а), которая не имеет заземленных узлов.

Вычерчивая строку 4 и столбец 4 матрицы (1.20), что будет соответствовать заземлению узла 4, получим схему, состоящую из каскадного соединения RC-цепи и усилительного элемента по схеме ОЭ (рис. 1.8б).

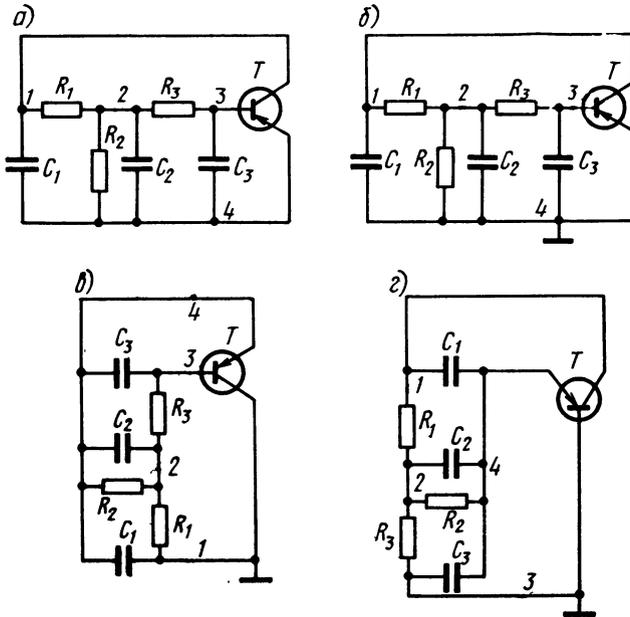


Рис. 1.8. Эквивалентные схемы генератора с ФЦ цепочечного типа:

а) изолированная автоколебательная система; б) схема с ОЭ; в) схема с ОК; г) схема с ОБ

Ее укороченная матрица примет вид

$$[Y_{\text{ОЭ}}] = \begin{bmatrix} g_1 + pC_1 + y_{\text{к.к}} & -g_1 & y_{\text{к.б}} \\ -g_1 & g_1 + g_2 + g_3 + pC_2 & -g_3 \\ -y_{\text{б.к}} & -g_3 & g_3 + pC_3 + y_{\text{б.б}} \end{bmatrix}.$$

Приравняв ее определитель нулю и выполнив соответствующие преобразования, получим характеристическое уравнение в виде $|Y_{\text{ОЭ}}| = \Delta_{\text{ОЭ}} = 0$, или

$$a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0, \quad (1.21)$$

где

$$a_0 = g_1 g_2 g_3 + g_1 g_2 y_{\text{б.б}} + g_2 g_3 y_{\text{к.к}} + g_1 g_3 (y_{\text{з.к}} + y_{\text{б.б}} + y_{\text{к.б}}) + (g_1 + g_2 + g_3) \times (y_{\text{к.к}} y_{\text{б.б}} + y_{\text{к.б}} y_{\text{б.к}}),$$

$$a_1 = (g_1 g_3 + g_1 y_{\text{б.б}} + g_2 g_3 + g_2 y_{\text{б.б}} + g_3 y_{\text{б.б}}) C_1 + (g_1 g_3 + g_1 y_{\text{б.б}} + g_3 y_{\text{к.к}} + y_{\text{б.б}} y_{\text{к.к}} + y_{\text{к.б}} y_{\text{б.к}}) C_2 + (g_1 g_2 + g_1 g_3 + g_1 y_{\text{к.к}} + g_2 y_{\text{к.к}} + g_3 y_{\text{к.к}}) C_3,$$

$$a_2 = (g_1 + y_{\text{к.к}}) C_2 C_3 + (g_1 + g_2 + g_3) C_1 C_3 + (g_3 + y_{\text{б.б}}) C_1 C_2,$$

$$a_3 = C_1 C_2 C_3.$$

Положив в (1.21) $p = i\omega$ и приравняв действительную и мнимую части нулю, определим условия самовозбуждения и частоту генерации [15, 64]:

$$a_1 a_2 - a_0 a_3 = 0, \quad (1.22)$$

$$\omega_0^2 = a_1 / a_3, \quad (1.23)$$

откуда

$$\omega_0 = (C_1 C_2 C_3)^{-1/2} [(g_1 g_3 + g_1 y_{6.6} + g_2 g_3 + g_1 y_{6.6} + g_3 y_{6.6}) C_1 + (g_1 g_3 + g_1 y_{6.6} + g_2 y_{k.k} + y_{6.6} y_{k.k} + y_{k.6} y_{6.k}) C_2 + (g_1 g_2 + g_1 g_3 + g_1 y_{k.k} + g_2 y_{k.k} + g_3 y_{k.k}) C_3]^{1/2}.$$

Требования к параметрам транзистора можно определить из условия (1.22), подставив значения коэффициентов из (1.21).

При заземлении первого узла получим схему, состоящую из каскадного соединения RC -цепи с $K_u(\omega) < 1$ и транзистора, включенного по схеме рис. 1.8в, а при заземлении третьего узла — схему, состоящую из каскадного соединения RC -цепи с $K_i(\omega) > 1$ и транзистора, включенного по схеме рис. 1.8г.

Аналогично предыдущему, вычеркивая строку 1 и столбец 1 матрицы (1.20), нетрудно записать определитель укороченной матрицы для схемы рис. 1.8в $\Delta_{ок} = 0$, а вычеркивая строку 3 и столбец 3, — определитель укороченной матрицы для схемы рис. 1.8г $\Delta_{об} = 0$, приравняв которые нулю, получим в каждом случае характеристическое уравнение, тождественное (1.21) (см. приложение 2).

Пример 2. Рассмотрим однокаскадную схему RC -генератора с двойным T -образным мостом (четвертая группа RC -цепей).

Эквивалентная схема автогенератора приведена на рис. 1.9а. Согласно нумерации узлов, показанной на нем, составим неопределенную матрицу проводимостей, которая будет соответствовать представлению схемы автогенератора как изолированной системы:

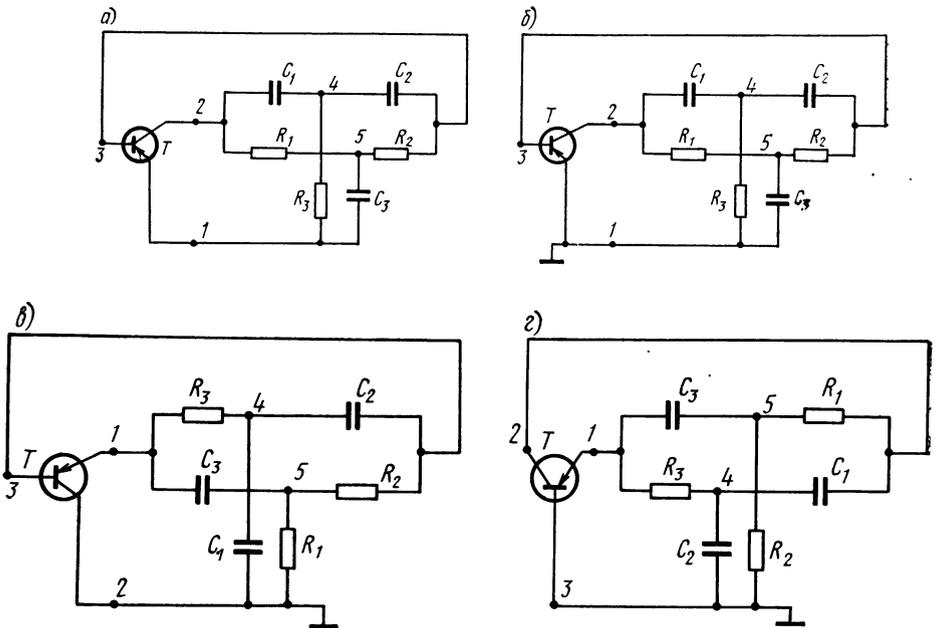


Рис. 1.9. Однотранзисторные эквивалентные схемы генератора с $2T$ -мостом: а) изолированная автоколебательная система; б) схема с ОЭ; в) схема с ОК; г) схема с ОБ

	1	2	3	4	5
1	$y_{э. э} + g_3 + pC_3$	$y_{э. к}$	$y_{э. б}$	$-g_3$	$-pC_3$
2	$y_{к. э}$	$g_1 + pC_1 + y_{к. к}$	$y_{к. б}$	$-pC_1$	$-g_1$
3	$y_{б. э}$	$-y_{б. к}$	$y_{б. б} + pC_2 + g_2$	$-pC_2$	$-g_2$
4	$-g_3$	$-pC_1$	$-pC_2$	$g_3 + pC_1 + pC_2$	0
5	$-pC_3$	$-g_1$	$-g_2$	0	$g_1 + g_2 + pC_3$

Приняв за базисный узел эмиттер 1, получим схему генератора рис. 1.9б, представляющую собой каскадное соединение усилительного элемента по схеме с общим эмиттером и обычного двойного Т-образного моста с режекторной функцией передачи. Ее характеристическое уравнение получим, вычеркивая строку 1 и столбец 1 и приравнявая определитель укороченной матрицы нулю:

$$\Delta_{OЭ} = \begin{vmatrix} g_1 + pC_1 + y_{к. к} & y_{к. б} & -pC_1 & -g_1 \\ -y_{б. к} & y_{б. б} + g_2 + pC_2 & -pC_2 & -g_2 \\ -pC_1 & -pC_2 & g_3 + pC_1 + pC_2 & 0 \\ -g_1 & -g_2 & 0 & g_1 + g_2 + pC_3 \end{vmatrix} = 0.$$

Приняв за базисный узел 2, получим схему генератора рис. 1.9в, представляющую собой каскадное соединение усилительного элемента по схеме с общим коллектором и двойного Т-образного моста с полосовой функцией коэффициента передачи по напряжению более 1. Ее характеристическим уравнением будет $\Delta_{Oк} = 0$.

Приняв за базисный узел 3, получим схему автогенератора рис. 1.9г в виде каскадно соединенных усилительного элемента по схеме с общей базой и двойного Т-образного моста с полосовой функцией коэффициента передачи по току более 1. Характеристическое уравнение генератора можно записать в виде $\Delta_{OБ} = 0$.

Согласно свойству 3 неопределенной Y-матрицы (см. приложение 2), можем записать $\Delta_{OЭ} = \Delta_{Oк} = \Delta_{OБ}$. Следовательно, характеристические уравнения, соответствующие схемам рис. 1.9б, в, г, будут тождественно равны.

Рассмотрим свойства изолированной автоколебательной системы. Из тождественного равенства характеристических уравнений при поочередном заземлении в схемах рис. 1.7, рис. 1.8 или рис. 1.9 узлов эмиттера, коллектора и базы транзистора следует, что ни частота, ни условия самовозбуждения не изменяются при этом, так как они определяются параметрами компонентов генератора (R , C , $y_{к.б}$ и т. д.), которые не зависят от узла заземления генератора.

Заземляя один из узлов (э, к, б) в схемах рис. 1.7а, рис. 1.8а или рис. 1.9а, приводим их эквивалентные схемы, представленные в виде изолированных многополюсников, к трем эквивалентным кольцевым схемам генераторов (рис. 1.7б, в, г, рис. 1.8б, в, г или 1.9б, в, г), которые можно представить как каскадно соединенные

между собой соответствующие $\Phi Ц$ и транзистор по схеме с ОЭ, ОК или ОБ.

Воспользовавшись свойствами неопределенной матрицы проводимости, всегда можно восстановить неопределенную матрицу проводимости, соответствующую представлению генератора-многополюсника как изолированной системы.

Из изложенного следует:

— свойства изолированной автоколебательной системы не зависят от схемы включения транзистора в ней, а определяются только параметрами ее компонентов;

— при построении схемы генератора можно исходить из любой схемы включения транзистора в генераторе, необходимо только применять соответствующие им $\Phi Ц$;

— следует отдавать преимущества той или иной схеме включения транзистора при построении и практической реализации схемы генератора из соображений относительной простоты установления режима работы по постоянному току и стабилизации рабочей точки, возможностей включения генератора в аппаратуру с общими источниками питания, особенностей подключения нагрузки;

— воспользовавшись известной схемой RC -генератора (например, с $2T$ -мостом, см. рис. 1.9а), на основании свойств изолированной автоколебательной системы и неопределенной матрицы можно получить новые RC -цепи (например, $2T$ -мост в схемах рис. 1.9в и с коэффициентом передачи соответственно по напряжению и току более 1), которые не были известны и представляют самостоятельный интерес для теории и практики избирательных RC -систем.

Цепи RC с коэффициентом передачи по напряжению или току более 1 стали применяться для построения схем генераторов сравнительно недавно [14, 15, 85]. Ранее построение однокаскадных RC -генераторов при применении схемы включения транзистора с ОК и ОБ считалось затруднительным.

Одной из первых $\Phi Ц$, которая стала применяться для построения генераторов с транзистором, включенным по схеме с ОК или ОБ, был $2T$ -мост [15, 83], который входит соответственно в схемы рис. 1.9в.

Исследуем схему $2T$ -моста ($\Phi Ц_u$), взятую из схемы генератора рис. 1.9 в, которая согласно изложенным принципам построения должна обеспечивать коэффициент передачи по напряжению более 1.

Рассмотрим ее отдельно от остальной части схемы (рис. 1.10а). Ко входу $\Phi Ц_u$ подключим генератор напряжения (вместо эмиттерной цепи), а выход нагрузим на бесконечно большое сопротивление (\sim входное сопротивление эмиттерного повторителя). Амплитудные и фазовые соотношения в $\Phi Ц_u$ исследуем при помощи коэффициента A_{11} A -матрицы, выразив его через y -параметры (рис. 1.10 б): $A_{11} = -y_{22}/y_{21}$.

Так как имеем два T -образных четырехполюсника, соединенных параллельно, то коэффициент A_{11} , относящийся к обоим четырехполюсникам, обозначим через $A_{11 0}$, а y -параметры — соответственно через $y_{22 0}$ и $y_{21 0}$. Тогда $y_{22 0} = y'_{22} + y''_{22}$, $y_{21 0} = y'_{21} + y''_{21}$.

Коэффициенты со штрихом относятся к верхнему четырехполюснику, коэффициенты с двумя штрихами — к нижнему (см. рис. 1.10б). Согласно [6] получим:

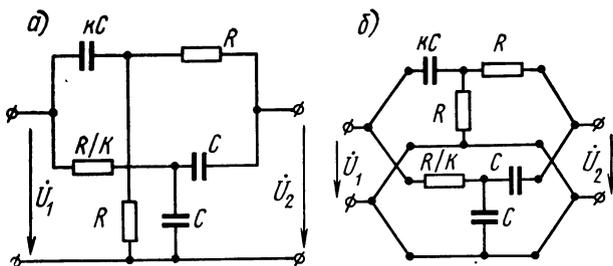


Рис. 1.10. Схема 2Т-моста с $K_u > 1$:
а) общая; б) в виде параллельного соединения Т-схем

$$y_{22} = - \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2^2 + 2Z_1Z_2}, \quad y_{21} = \frac{Z_2}{Z_1^2 + 2Z_1Z_2}.$$

Для верхнего четырехполюсника, применяя операторную форму записи, можно написать:

$$Z_1 = 1/kpC, \quad Z_2 = R, \\ y'_{22} = - \frac{1 + kRpC}{kR^2pC + 2R}, \quad y'_{21} = \frac{kpC}{2 + kRpC}.$$

Для нижнего четырехполюсника:

$$Z_1 = R/k, \quad Z_2 = 1/pC, \quad y''_{22} = - \frac{(k + RpC)pC}{k + 2RpC}, \quad y''_{21} = \frac{kpC}{2RpC + k}.$$

После несложных преобразований, обозначив $RpC = a$, получим

$$A_{110}(a) = \frac{k^2 + k + 2}{k(k + 2)} \left[1 + \frac{k}{k^2 + k + 2} \left(a + \frac{1}{a} \right) \right]. \quad (1.24)$$

Выражение (1.24) описывает ФЧХ и АЧХ исследуемого четырехполюсника (ФЦ).

Если $p = i\omega_0$, а частота квазирезонанса RC-цепи равна: $\omega_0 = 1/RC$, то для этой частоты $a = i$ и коэффициент затухания равен:

$$A_{110} = (2 + k + k^2) / [k(k + 2)]. \quad (1.25)$$

Из выражения (1.25) видно, что сигналы на входе и выходе четырехполюсника совпадают по фазе. Исследуем на минимум коэффициент A_{110} . Получим

$$k^2 - 4k - 4 = 0, \quad k = 2(1 + \sqrt{2}) = 4,8.$$

Тогда:

$$A_{110} = \frac{2 + 4,8 + 4,8^2}{4,8^2 + 2 \cdot 4,8} = 0,915,$$

$$K_{u \text{ ФЦ}} = \frac{1}{A_{110}} = 1,093.$$

Здесь $K_{u \text{ ФЦ}}$ — коэффициент передачи по напряжению фазирующей цепи. Для выполнения баланса амплитуд необходимо, чтобы

$$K_{u \text{ ФЦ}} \cdot K_u = 1,093K_u > 1,$$

$$K_u \geq 1/1,093 = 0,915. \quad (1.26)$$

Выделив 2Т-мост из схемы генератора рис. 1.9г, аналогично можно убедиться, что коэффициент передачи по току такой ФЦ_и больше 1. Однако можно вос-

пользоваться свойством дуальности пассивных цепей для тока и напряжения при перемене направления передачи через них и записать при помощи (1.26) выражение для коэффициента передачи $\Phi_{Ц}$ $K_i \Phi_{Ц} = 1/A_{220} = 1,093$, а АЧХ и ФЧХ будут описываться выражениями (1.24), (1.25), которые справедливы и для коэффициента A_{220} .

Для выполнения баланса амплитуд в генераторе должны выполняться соотношения:

$$K_i \Phi_{Ц} K_i = 1,093 K_i \geq 1, K_i \geq 1/1,093 = 0,915 = A_{220}, \quad (1.27)$$

где K_i — коэффициент усиления каскада с ОБ по току.

Применив эмиттерный повторитель или каскад усиления с ОБ с достаточной величиной K_u или K_i , которые можно определить из (1.26) или (1.27) соответственно, на основе рассмотренных 2Т-мостовых схем $\Phi_{Ц_u}$ и $\Phi_{Ц_i}$ можно реализовать практические схемы генераторов (рис. 1.11).

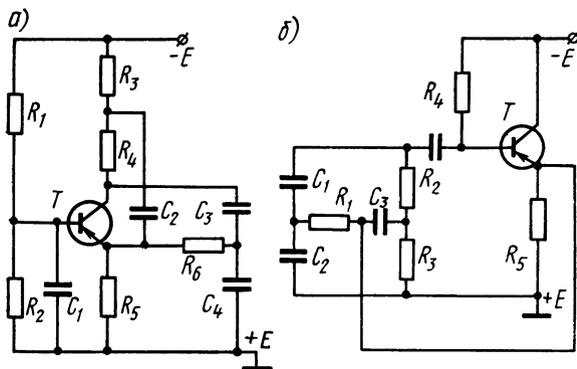


Рис. 1.11. Принципиальные одностранзисторные схемы генераторов с $\Phi_{Ц}$ в виде 2Т-мостов:
а) с ОБ и $K_i \Phi_{Ц}$; б) с ОК и $K_u \Phi_{Ц} > 1$

Можно построить схемы одностранзисторных генераторов и с другими $\Phi_{Ц}$. Так, для построения схем согласно рис. 1.7б можно воспользоваться различными схемами $\Phi_{Ц_i}$, которые могут быть получены из известных $\Phi_{Ц_u}$ [35], для чего достаточно поменять направление передачи через $\Phi_{Ц_u}$, а полюса, к которым подключался генератор, закортить. При этом коэффициенты передачи и фазовые характеристики исходной $\Phi_{Ц_u}$ и полученной $\Phi_{Ц_i}$ будут одинаковыми.

Для построения схем генераторов согласно рис. 1.7 в, г необходимы $\Phi_{Ц_u}$ и $\Phi_{Ц_i}$ с коэффициентами передачи, большими 1. Их можно получать различными способами. Общие принципы построения таких цепей изложены в приложении 1.

В отдельных случаях можно воспользоваться методикой, при помощи которой выше исследована схема 2Т-моста (рис. 1.10).

Практически удобнее воспользоваться следующим способом. Любую $\Phi_{Ц}$ можно представить в виде обобщенного трехполюсника (рис. 1.6б). Как видно из рис. 1.7б, в, г, различным схемам включения транзистора в схеме генератора соответствует поворот трехполюсника, при котором меняется направление передачи сигнала в соответствии со схемой рассматриваемого усилительного

Таблица 1.3

А-МАТРИЦЫ ТРЕХПОЛЮСНИКА ПРИ РАЗЛИЧНЫХ НАПРАВЛЕНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

№	Схема включения	Обозначение А-матрицы	А-матрица
1		$[A]_{123}$	$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$
2		$[A]_{231}$	$\frac{1}{\Delta A} \begin{bmatrix} A_{22} & -A_{12} \\ -A_{21} & A_{11} \end{bmatrix}$
3		$[A]_{123}$	$\frac{1}{A_{22} - 1} \begin{bmatrix} A_{11} + A_{22} - 1 - \Delta A & -A_{12} \\ -A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$
4		$[A]_{321}$	$\frac{1}{A_{22} - \Delta A} \begin{bmatrix} A_{22} & A_{12} \\ A_{21} & A_{11} + A_{22} - 1 - \Delta A \end{bmatrix}$
5		$[A]_{312}$	$\frac{1}{A_{11} - 1} \begin{bmatrix} A_{11} & -A_{12} \\ -A_{21} & A_{11} + A_{22} - 1 - \Delta A \end{bmatrix}$
6		$[A]_{213}$	$\frac{1}{A_{11} - \Delta A} \begin{bmatrix} A_{11} + A_{22} - 1 - \Delta A & A_{12} \\ A_{21} & A_{11} \end{bmatrix}$

Примечание. $\Delta A = A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21}$.

элемента. Так, в схеме рис. 1.7б передача сигнала в трехполюснике осуществляется в направлении 231, в схеме рис. 1.7в — 321, а в схеме рис. 1.7г — 213. Цифры 132, 123, 312 характеризуют направление передачи через трехполюсник. Средняя цифра показывает, какой зажим при этом принят общим. Первой и третьей цифрой обозначены входной и выходной зажимы трехполюсника. Часто коэффициент передачи $\PhiЦ$ в одном из направлений бывает известен.

Для определения передаточной функции в любом другом направлении передачи можно воспользоваться табл. 1.3, в которой приведены \mathbf{A} -матрицы для различных направлений передачи через трехполюсник. Они получены при помощи формул связи линейного четырехполюсника (см. табл. 2.2) из соответствующих \mathbf{Y} -матриц, которые для различных направлений передачи получены из неопределенной матрицы проводимостей трехполюсника (1.18) с учетом ее свойств.

Таблицей 1.3 можно воспользоваться для определения передаточных функций трехполюсника в различных направлениях передачи для любых линейных трехполюсников.

Индексы у матриц \mathbf{A} в тексте и табл. 1.3 (132, 231, 123, 321, 312, 213) характеризуют направление передачи через трехполюсник.

Рассмотрим пример применения табл. 1.3 с целью определения коэффициентов передачи $\PhiЦ_u$ и $\PhiЦ_i$ с коэффициентом передачи $K_u\PhiЦ > 1$ и $K_i\PhiЦ > 1$ для схем генераторов 1.7в, г соответственно.

В качестве исходных цепей возьмем цепочечные схемы (рис. 1.12) с числом звеньев n от трех до восьми включительно, коэффициенты передачи которых

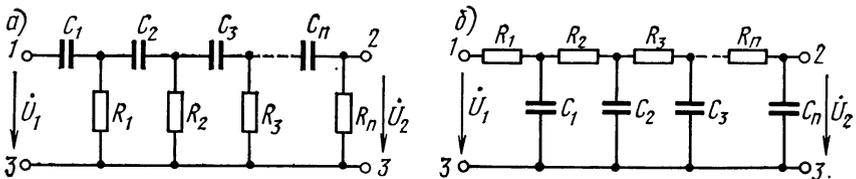


Рис. 1.12. Соединения $\PhiЦ$ лестничного типа n -го порядка:

а) R -параллель; б) S -параллель

по напряжению известны [6, 54, 68] и приведены в табл. 1.4. Их \mathbf{A} -матрицы соответствуют схеме 1 табл. 1.3. Необходимые функции передачи можно получить при помощи формул схем 5 и 6 табл. 1.3.

В соответствии со схемой 5 табл. 1.3 коэффициент $A_{11(312)}$, характеризующий передачу сигнала по напряжению от зажимов 3—1 к зажимам 2—1, определится из выражения

$$A_{11(312)} = \frac{A_{11}}{A_{11} - 1} = \frac{1}{K_u(312)} = \frac{1}{1 - K_u},$$

откуда коэффициент передачи напряжения

$$K_u(312) = 1 - 1/A_{11} = 1 - K_u, \quad (1.28)$$

Таблица 1.4

РАСЧЕТНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ, БОЛЬШИХ ЕДИНИЦЫ,
ПО ТОКУ И НАПРЯЖЕНИЮ ДЛЯ ЦЕПОЧЕЧНЫХ СХЕМ R-ПАРАЛЛЕЛЬ
И С-ПАРАЛЛЕЛЬ

№	Число звеньев <i>n</i>	Значение параметра A_{11} для исходных схем	Величина коэффициента передачи (по напряжению или току) $K_{u(312)} = K_{i(213)} =$ $= 1 - 1/A_{11}$
1	3	—29,0	1,035
2	4	—18,4	1,054
3	5	—14,3	1,070
4	6	—13,7	1,073
5	7	—13,2	1,076
6	8	—12,8	1,078

где A_{11} — коэффициент матрицы $\{A\}_{132}$, характеризующий передачу сигнала по напряжению от зажимов 1—3 к зажимам 2—3 исходной цепи.

При помощи схемы 6 табл. 1.3 аналогично можно определить коэффициент передачи по току между зажимами 2—1 и 3—1: $A_{22(213)} = A/(A_{11} - \Delta A)$, так как для пассивных ФЦ справедливо соотношение $\Delta A = A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21} = 1$, то коэффициент передачи по току

$$K_{i(213)} = 1 - 1/A_{11}. \quad (1.29)$$

и, как видно из (1.28), равен $K_{u(312)}$.

Вычисленные значения коэффициентов передачи $K_{u(312)}$ и $K_{i(213)}$ согласно (1.28) и (1.29) приведены в табл. 1.4.

Чтобы получить схемы генераторов согласно рис. 1.7 *в* и *г*, необходимо включить в них, соблюдая нумерацию зажимов, ФЦ (рис. 1.12*а* или *б*) вместо обобщенного трехполюсника с направлениями передачи 3|1,2 и 2|1,3 соответственно.

1.4. ГЕНЕРАТОРЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

В настоящее время для создания функциональных устройств аппаратуры связи успешно развивается направление, основанное на применении операционных усилителей (ОУ). В частности, для построения RC-генераторов на основе ОУ можно наметить два пути:

- известными методами на АЭ, которые получены на основе ОУ;
- с помощью метода электронного моделирования.

Операционным усилителем согласно установившейся в интегральной схемотехнике терминологии, является источник напряжения, управляемый напряжением (ПНН), который характеризуется высоким входным сопротивлением, низким выходным сопротивлением, широкой полосой пропускания и весьма высоким коэффициентом усиления. Качественный ОУ может иметь входное сопротивление более 500 кОм, выходное сопротивление — менее 200 Ом, а коэффициент усиления по напряжению — более 10^5 .

Идеализированный дифференциальный ОУ представляет собой четырехполюсник (рис. 1.13*а*, *б*), входные зажимы которого уравновешены относительно земли.

Напряжение на выходе дифференциального ОУ (рис. 1.13б) связано с напряжением на его входных зажимах зависимостью

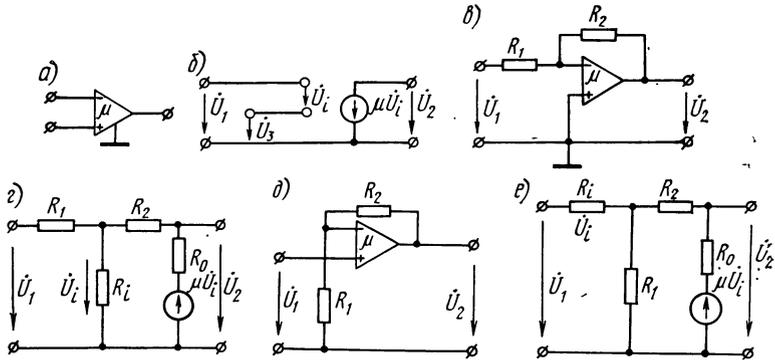


Рис. 1.13. Операционный усилитель:

а) условное обозначение; б) схема замещения идеального ОУ; в) схема инвертирующего усилителя; г) схема неинвертирующего усилителя; д), е) схемы замещения реальных инвертирующего и неинвертирующего усилителей

$$\dot{U}_2 = \mu (\dot{U}_3 - \dot{U}_1) = \mu \dot{U}_i, \quad (1.30)$$

где μ — коэффициент усиления напряжения; $\dot{U}_i = \dot{U}_3 - \dot{U}_1$ — дифференциальное напряжение между входными зажимами. У идеального ОУ $\mu \rightarrow \infty$, входное сопротивление $R_1 = \infty$, выходное сопротивление $R_0 = 0$; при $U_i \rightarrow 0$ напряжение на выходе ОУ $\dot{U}_2 \rightarrow 0$. Полярность выходного напряжения у ОУ противоположна полярности напряжения на одном входном зажиме (инвертирующем) и совпадает с полярностью напряжения на другом входном зажиме (неинвертирующем). Схема замещения идеального ОУ представлена на рис. 1.13б.

Обычно ОУ применяются в схемах с глубокой ООС, которая обеспечивает высокие линейность и стабильность его характеристик и параметров. На рис. 1.13в приведена схема инвертирующего усилителя с идеальным ОУ, а на рис. 1.13г — схема замещения усилителя с неидеальным ОУ, у которого R_i , R_0 и μ имеют конечные значения. Из этой схемы можно определить коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления, а также дифференциальное входное напряжение схемы соответственно:

$$K_u = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = - \frac{R_2}{R_1 (1 + 1/A\beta)}, \quad (1.31)$$

$$Z_{вх} = R_1 + \frac{R_2 R_i}{(R_2 + R_i) (1 + A\beta)}, \quad (1.32)$$

$$Z_{вых} = \frac{R_2 R_0}{(R_2 + R_0) (1 + A\beta)}, \quad (1.33)$$

$$\dot{U}_i = - \frac{1}{A_{ОУ}} \dot{U}_2 = - \frac{R_2}{R_1} \frac{\beta}{(1 + A_{ОУ} \beta)} \dot{U}_1. \quad (1.34)$$

Здесь

$$A_{OY} = -\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\mu R_2 - R_0}{R_2 + R_0} \approx \mu,$$

где μ — коэффициент усиления дифференциального ОУ с ОС,

$$\beta = \frac{R_1 R_i}{(R_1 + R_2) R_i + R_1 R_2} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

β — коэффициент обратной связи; $A_{OY} \beta$ — усиление по петле.

Для идеального ОУ с учетом 1,85 (схема рис. 1.13в) получим:

$$K_u = -\dot{U}_2/\dot{U}_1 = -R_2/R_1, \quad Z_{вх} = R_1, \quad Z_{вых} = 0, \quad \dot{U}_i = 0.$$

Как видно из последних выражений, схема рис. 1.13в с идеальным ОУ эквивалентна инвертирующему усилителю напряжения с $Z_{вх} = R_1$, $Z_{вых} = 0$ и $K_u = -R_2/R_1$.

Схема неинвертирующего усилителя приведена на рис. 1.13д, а его схема замещения с неидеальным ОУ — на рис. 1.13е. На практике обычно $R_0 \rightarrow 0$ и $(R_1 + R_2) R_i \gg R_1 R_2$, поэтому коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления и коэффициент обратной связи этой схемы равны:

$$K_u = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1}{(1 + 1/\mu \beta)}, \quad (1.35)$$

$$Z_{вх} \approx R_i (1 + \mu \beta), \quad (1.36)$$

$$Z_{вых} \approx \frac{R_0}{1 + \mu \beta}, \quad (1.37)$$

где

$$\beta = \frac{R_1 R_i}{(R_1 + R_2) R_i + R_1 R_2} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Таким образом, схема рис. 1.13д с идеальным ОУ эквивалентна неинвертирующему усилителю напряжения с

$$Z_{вх} = \infty, \quad Z_{вых} = 0, \quad K_u = (R_1 + R_2)/R_1.$$

Качество ОУ обычно оценивают величиной усиления по петле $A_{OY} \beta$ или $\mu \beta$. Так как $A_{OY} \beta$ и $\mu \beta$ зависят от частоты, то приемлемая идеализация параметров ОУ ограничена частотами, при которых $A_{OY} \beta \gg 1$ или $\mu \beta \gg 1$.

При построении автогенераторов целесообразно использовать типовые схемы ОУ в модульном исполнении на дискретных элементах или типовые схемы ОУ, выполненные в виде гибридных или интегральных микросхем. Интегральные схемы в настоящее время выпускаются отечественной промышленностью (например, К1УТ401, К1УТ402 и др.).

Схемы RC-генераторов могут быть реализованы на основе ОУ несколькими способами. В основе первого способа лежит непо-

средственное использование OU как $AЭ$ схемы RC -генератора. При достаточно больших величинах μ все функции цепи, содержащей OU , определяются элементами чисто пассивной части цепи. Следовательно, чувствительность цепи, стабильность частоты генератора и другие параметры качества будут определяться только пассивными элементами цепи.

Пример схемы такого генератора с мостом Вина приведен на рис. 1.14. Реализованный генератор выполнен на OU типа 1УТ402А (или Б), потребляет небольшую мощность, работает на низкоомную нагрузку емкостного характера, обеспечивая при этом малые нелинейные искажения. В диапазоне частот 1 Гц — 100 кГц нелинейные искажения не превышают 0,5% при амплитуде напряжения на нагрузке — 4 В.

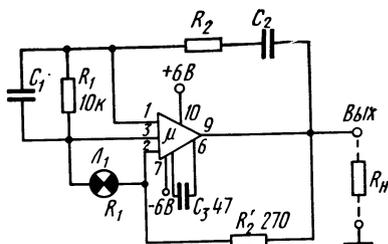


Рис. 1.14. Принципиальная схема RC -генератора на OU

Автоматическая регулировка выходного уровня осуществляется лампой L_1 , сопротивление которой R зависит от амплитуды выходного напряжения. Емкости C_1 и C_2 выбираются равными. Сопротивление резистора R_1 выбирается равным входному сопротивлению усилителя, а сопротивление резистора R_2 — в два раза меньшим, чем R_1 . Сопротивления R_2 , $R_1 \parallel R_{вх}$ и емкости C_1 , C_2 определяют частоту колебаний. При $R_2 = R_1 \parallel R_{вх} = R$ и $C_1 = C_2 = C$ частота колебаний автогенератора $f = 1/2\pi RC$.

Конденсатор C_3 включен для устранения высокочастотных паразитных колебаний.

При выбранных значениях резисторов в схеме рис. 1.14 частота автоколебаний определяется значениями емкостей $C_1 = C_2 = C$, которые можно рассчитать, пользуясь формулой

$$C_{[\text{мкФ}]} = 33/f_{[\text{Гц}]} \quad (1.38)$$

Второй способ построения схем RC -генераторов на основе OU несколько отличен от первого. Здесь сначала с помощью OU предполагается реализация в общем случае неидеальных $ПНН$, $ПТТ$, $ПНТ$, $ПТН$ с требуемыми коэффициентами преобразования, а затем на основании изложенной в § 1.2 методики построения — реализация схемы генератора.

Схемы, реализующие инвертирующий и неинвертирующий $ПНН$, рассмотрены выше и приведены на рис. 1.13а, д, а схемы, реализующие $ПТТ$, $ПНТ$, $ПТН$, представлены на рис. 1.15а, б, в. Расчетные формулы для различных $AЭ$ на OU приведены в табл. 2.10—2.13. В табл. 1.2 приведены схемы генераторов, реализованные с использованием указанных выше элементов.

Следующим способом построения генераторов на основе OU может служить метод электронного моделирования [8]. Моделирующие устройства, используемые в качестве автогенераторов, обычно строятся по принципу последовательного понижения по-

рядка решаемого дифференциального уравнения. Решающие элементы соединяются в таком порядке, как это требуется для моделируемого уравнения.

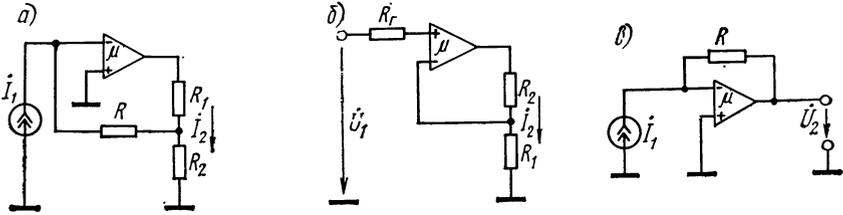


Рис. 1.15. Примеры схем на ОУ:
а) ПТТ; б) ПНТ; в) ПТН

В качестве примера моделирования рассмотрим колебательную систему второго порядка, которая описывается дифференциальным уравнением вида

$$\frac{d^2 U}{dt^2} + (b_1 - b_2) \frac{dU}{dt} + b_0 U = 0 \quad (1.39)$$

или

$$U'' + (b_1 - b_2) U' + b_0 U = 0. \quad (1.40)$$

В уравнениях (1.39) и (1.40) коэффициенты при первой производной и самой функции $U=U(t)$ характеризуют: b_1 — интенсивность затухания колебаний в генераторе без ОС; b_2 — величину положительной ОС; b_0 — частоту генерируемых колебаний $\omega_0 = \sqrt{b_0}$.

Множитель перед первой производной $(b_1 - b_2)$, определяющий результирующее затухание, уменьшается при увеличении положительной ОС.

При условии $b_1 - b_2 \leq 0$ в рассматриваемой системе возникнут автоколебания. Модель в этом случае сама превращается в электронный генератор, в котором происходят электрические процессы, описываемые уравнением (1.39). Если $\omega_0 = \sqrt{b_0}$ — малая величина, то моделирующее устройство можно использовать в качестве генератора инфранизкочастотных колебаний.

Основными элементами электронных моделей автогенераторов являются ОУ. На их основе реализуются инвертирующие и неинвертирующие усилители (см. рис. 1.13в, д), интеграторы и диф-

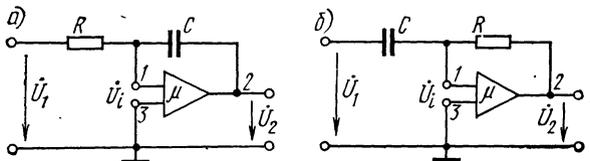


Рис. 1.16. Схемы решающих усилителей на ОУ:
а) интегратор; б) дифференциатор

ференциаторы. Чтобы усилитель интегрировал входное напряжение, достаточно вместо резистора ООС R_2 (см. рис. 1.13в) включить конденсатор C (рис. 1.16а). Чтобы получить дифференцирование входного сигнала, в схеме интегрирующего усилителя достаточно поменять местами элементы C и R (рис. 1.16б). Если подставить в выражение для коэффициента передачи инвертирующего усилителя (1.86) вместо $R_1 \rightarrow R$, а вместо $R_2 \rightarrow 1/pC$ и воспользоваться обратным преобразованием Лапласа, то можно показать (при идеальном ОУ), что для схемы рис. 1.16а справедливо соотношение

$$U_2(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_1 dt + U_2(0),$$

где $U_2(0)$ — значение выходного напряжения при $t=0$.

Для схемы рис. 1.16б при идеальном ОУ получим $U_2 = -RC \frac{dU_1}{dt}$.

Рассмотрим модель рис. 1.17. Она имеет два электронных интегратора $\mathcal{E}И_1$ и $\mathcal{E}И_2$, включенных последовательно. Если на вход $\mathcal{E}И_1$ подать сигнал второй производной U'' от некоторой функции времени, то на выходе $\mathcal{E}И_1$ получим первую производную U' с обратным знаком, а выходе интегратора $\mathcal{E}И_2$ — саму функцию U .

Чтобы тождественно удовлетворить уравнению (1.40), с помощью усилителей с соответствующими коэффициентами усиления осуществляется умножение величины U' на коэффициент b_1 ; U' — на коэффициент $-b_2$; U — на коэффициент $-b_0$, а затем все три полученных произведения с помощью схемы суммирования складываются на входе $\mathcal{E}И_1$, образуя сигнал второй производной. Коэффициенты передачи $\mathcal{E}И_1$ и $\mathcal{E}И_2$ при наличии в схеме усилителей с коэффициентами b_1 , $-b_2$, $-b_0$ должны быть равны единице (т. е. $RC=1$ с). Реализация таких усилителей на основе ОУ осуществляется описанным выше способом.

При выполнении условий $b_1 - b_2 \leq 0$, $\mu \rightarrow \infty$ и отсутствии потерь в конденсаторах рассматриваемая модель является моделью авто-

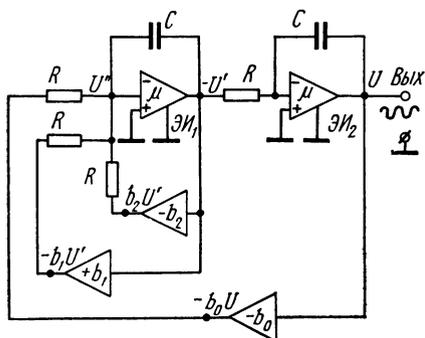


Рис. 1.17. Схема электронной модели генератора для решения дифференциального уравнения (1.40)

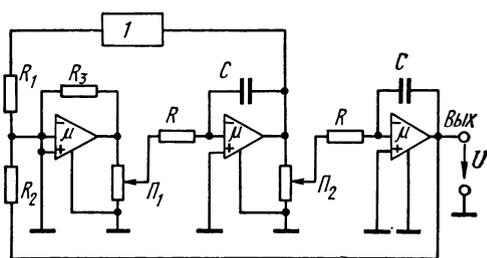


Рис. 1.18. Функциональная схема автогенератора инфранизкой частоты:
1 — ограничитель

колебательной системы и может быть использована для получения синусоидальных колебаний. Синусоидальное напряжение снимается с зажимов «выход» (см. рис. 1.17). Частота колебаний зависит от усиления и может быть определена как $\omega_0 = \sqrt{b_0}$. Это позволяет получить RC -генераторы, у которых при постоянных величинах элементов R и C можно перестраивать частоту колебаний изменением усиления. При реализации RC -генераторов, построенных по принципу электронной модели, необходимо учитывать неидеальность OY и потери в конденсаторах. Поэтому практические схемы отличаются от схемы рис. 1.17. Так как в электронной модели, применяемой как автогенератор, имеются собственные потери, то в моделируемое дифференциальное уравнение нет смысла вводить член с коэффициентом b_1 , характеризующим затухание в исходной системе.

На рис. 1.18 представлена упрощенная функциональная схема автогенератора, которая состоит из двух последовательно включенных интеграторов, одного инвертирующего усилителя и ограничителя. В отличие от схемы рис. 1.17, здесь нет цепи моделирования потерь в генераторе b_1 , в качестве усилителя b_0 используется обычный инвертирующий усилитель, а роль устройства, компенсирующего собственные потери, выполняет усилитель-ограничитель.

На вход инвертирующего усилителя подается напряжение положительной ОС (через ограничитель) с выхода первого интегратора, а с выхода второго интегратора — напряжение, пропорциональное самой функции $U(t)$. При достаточной величине положительной ОС колебания в системе будут незатухающими. Размах амплитуды колебаний в цепях генератора, в том числе и амплитуда выходных колебаний, определяется уровнем ограничения сигнала в цепи ОС.

Частота автоколебаний в подобных генераторах равна корню квадратному из общего коэффициента передачи разомкнутой цепи генератора (см. рис. 1.18):

$$\omega_0 = \sqrt{K_{\text{общ}}} = \sqrt{K_I K_1 K_{II} K_2 K_{III}}, \quad (1.41)$$

где $K_I = -R_3(1/R_1 + 1/R_2)$; $K_{II} = K_{III} = -1/RC$ — коэффициенты передачи соответствующих каскадов на OY ; K_1, K_2 — коэффициенты передачи соответственно P_1 и P_2 .

Тогда (1.41) можно записать в виде

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_I K_1 K_2}{R^2 C^2}} = \frac{1}{RC} \sqrt{K_I K_1 K_2}. \quad (1.42)$$

Изменяя величину любого из сомножителей правой части последнего выражения, можно перестраивать частоту генератора. Плавная перестройка диапазонов генераторов такого типа в пределах поддиапазона может осуществляться изменением коэффициента передачи межкаскадных цепей (изменением положения движков P_1 и P_2), а поддиапазоны переключаются коммутацией элементов интеграторов C и R .

В качестве примера исследуем несколько измененную схему автогенератора (рис. 1.19).

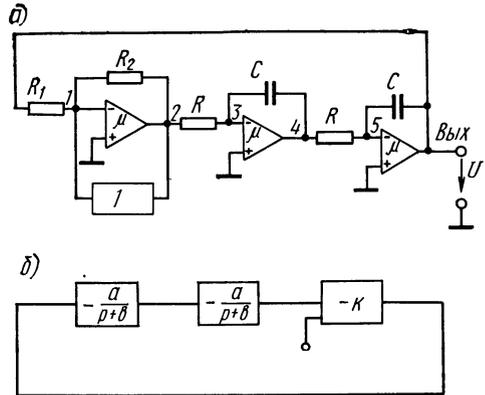


Рис. 1.19. Схемы электронной модели генератора с нелинейной управляющей цепью:

- а) принципиальная;
 б) эквивалентная
 $y = A_1 \sin gt + A_3 \sin 3gt + \dots$
 1 — нелинейная управляющая цепь

Вначале предположим, что нелинейной управляющей цепи нет. Тогда характеристическое уравнение рассматриваемой системы можно записать в виде

$$K_u K_1 K_2 \geq 1, \quad (1.43)$$

где согласно выражению (1.31). $K_u = -R_2/R_1(1+1/A\beta) = -K$ — коэффициент передачи инвертирующего усилителя;

$$K_1 = K_2 = -\frac{1}{pRC(1+1/A'\beta')} \quad (1.44)$$

— коэффициент передачи интегратора. Выражение (1.44) получено из (1.31) подстановкой $R_1=R$, а вместо $R_2=1/pC$. Аналогично вычисляются и выражения для A'_{OU} и β' , исходя из ф-л (1.34):

$$A' = \frac{\mu - pR_0C}{1 + pR_0C},$$

$$\beta' = \frac{pRCR_i}{(1 + pRC)R_i + R}.$$

Полагая, что коэффициент усиления OU достаточно большой, т. е. $A'=\mu$, и не учитывая потери в конденсаторе, получим

$$K_1 = K_2 = -a/(p+b), \quad (1.45)$$

где $a=1/RC$; $b=(1/\mu C)(1/R+1/R_i)$.

Коэффициент передачи по напряжению каждого интегратора с учетом потерь в OU равен $a/(p+b)$; коэффициент передачи инвертирующего усилителя равен K . Тогда характеристическое ур-ние (1.43) примет вид

$$p^2 + 2bp + b^2 + Ka^2 = 0. \quad (1.46)$$

Дифференциальное уравнение, соответствующее ур-нию (1.46), представим в виде

$$\frac{d^2U}{dt^2} + 2b \frac{dU}{dt} + [b^2 + Ka^2]U = 0. \quad (1.47)$$

Его решением является

$$U = \lambda e^{-bt} \sin(gt + d),$$

где $g^2 = b^2 + a^2K$; d — фаза колебания.

С учетом начальных условий можно записать $U|_{t=0} = 0$, а $U = U_0 e^{-bt} \sin gt$. Следовательно, в отсутствие нелинейной управляющей цепи в модели выходное

напряжение генератора представляет собой синусоидальное колебание, затухание которого определяется экспонентой e^{-bt} . Пусть это затухающее колебание управляет нелинейной импульсной цепью, выходное напряжение которой можно записать при помощи ряда Фурье в виде

$$y(t) = A_1 \sin gt + A_3 \sin 3gt + A_5 \sin 5gt + \dots$$

Под воздействием импульсной последовательности, поданной на вход инвертора (рис. 1.19б), характер работы генератора изменится. Новое состояние системы рис. 1.19б можно описать следующим образом:

$$\frac{-a}{p+b} \frac{-a}{p+b} (-K) [U(p) + y(p)] = U(p) \quad (1.48)$$

или

$$(p^2 + 2bp + b^2) U(p) = -Ka^2 [U(p) + y(p)],$$

обозначив $Ka^2 + b^2 = g^2$, запишем

$$[p^2 + 2bp + g^2] U(p) = -Ka^2 y(p),$$

откуда получим дифференциальное уравнение в виде

$$\frac{d^2U}{dt^2} + 2b \frac{dU}{dt} + g_1^2 U = -a^2 K y(p) = a^2 K (A_1 \sin gt + A_3 \sin 3gt + \dots). \quad (1.49)$$

Так как модель содержит два последовательно включенных интегратора, то амплитуды колебаний высших составляющих $3gt$, $5gt$ и т. д. будут малы.

Если пренебречь влиянием высших гармонических составляющих, то полное решение неоднородного дифференциального уравнения (1.49) представляет собой сумму решений однородного уравнения (1.47) и частного решения уравнения (1.49), которое запишем следующим образом: $U_{\text{част}} = B \cos gt$, где $B = a^2 K A_1 / 2bg$ находится из тождества, получаемого при подстановке частного решения в уравнение (1.49).

Таким образом, напряжение на выходе системы (см. 1.19) с учетом воздействия нелинейной цепи определяется как $U_{\text{вых}} = U_0 e^{-bt} \sin gt + B \cos gt$.

Переходный процесс, определяемый первой составляющей со временем затухает, и установившееся выходное напряжение будет определяться второй составляющей. Амплитуда генерируемых колебаний B пропорциональна амплитуде A_1 основной частоты выходных колебаний импульсной цепи и, следовательно, зависит от отношения «сигнал/пауза» импульсного напряжения постоянной амплитуды. Это свойство следует использовать для стабилизации амплитуды автоколебаний. Действительно, если по какой-либо причине амплитуда

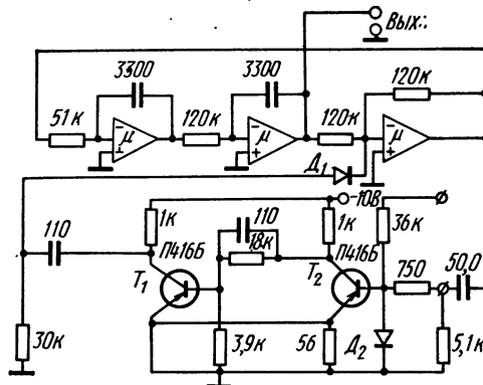


Рис. 1.20. Принципиальная схема электронной модели генератора

генерируемых колебаний изменилась, то соответствующим образом построенная импульсная цепь должна так изменить отношение «сигнал/пауза», чтобы вызвать противоположную реакцию на изменение амплитуды.

На рис. 1.20 приведена схема модели автогенератора, которая была реализована на ОУ, выполненных на дискретных элементах (рис. 1.21), взамен которых могут использоваться ОУ типа 1УТ401, 1УТ402.

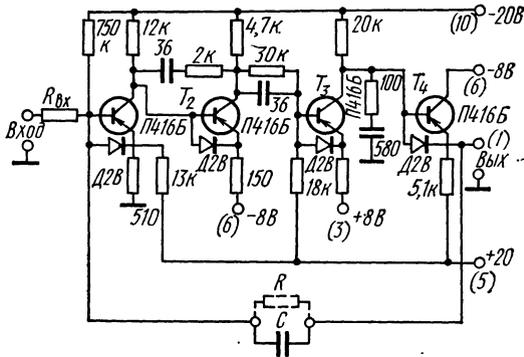


Рис. 1.21. Принципиальная схема ОУ на транзисторах

Были получены и исследованы экспериментально автогенераторы с частотой колебаний 2 Гц и 10 кГц. Такие генераторы позволяют получить в диапазоне температур от 20 до 60°C нестабильность частоты около 1%.

Можно дать следующие рекомендации, которые необходимо учесть при построении таких автогенераторов.

1. В качестве ОУ могут быть использованы либо транзисторные схемы на дискретных элементах, либо интегральные схемы.
2. В интеграторах могут быть использованы обычные бумажные конденсаторы с допуском $\pm 10\%$ и углом потерь $\delta \approx 0,01$ рад, а также обычные сопротивления (типа ВСА, ОМЛТ и др.) с допуском $\pm 10\%$.

При таких элементах генератор обеспечивает хорошую долговременную амплитудную и частотную стабильность для частот порядка 2 Гц и ниже.

Схема рис. 1.20 может применяться для проектирования автогенераторов на частоты колебаний до 0,01 Гц. Однако для таких автогенераторов следует иметь в виду следующее: а) входное сопротивление и усиление ОУ должны быть, как можно больше; б) целесообразно введение компенсации для сведения дрейфа нуля к возможно меньшей величине; в) необходимо выбрать стабильные сопротивления высокого класса (не более 1%) точности (БЛП, УЛИ и др.) со значительным запасом по мощности; г) конденсаторы в интеграторах должны быть с малыми потерями (полистирольные или подобные им с высоким классом точности 1%).

1.5. ОСОБЕННОСТИ ГЕНЕРАТОРОВ НА РАСПРЕДЕЛЕННЫХ RC-СТРУКТУРАХ

Рассмотренные выше способы построения генераторов на сосредоточенных элементах R и C пригодны для построения генераторов, содержащих $\PhiЦ$, выполненную в виде распределенной RC -структуры или в виде гибридной цепи (сочетания распределенной RC -структуры с сосредоточенными элементами R и C).

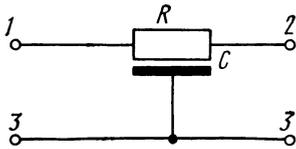


Рис. 1.22. Схематическое изображение трехполюсной распределенной RC -структуры

Распределенные RC -структуры обладают определенными технологическими и конструктивными преимуществами, позволяют получать новые качества по сравнению с многозвенными и мостовыми RC -схемами на сосредоточенных элементах. Например, применение распределенной RC -структуры (рис. 1.22) для построения генератора позволяет вместо шести компонентов R и C , необходимых для трехзвенной $\PhiЦ$, применить один компонент с распределенной RC -структурой.

При этом требуемое усиление $AЭ$ уменьшается с 27 до 11,56.

В генераторах на распределенной RC -структуре имеется также возможность управления генерируемой частотой с помощью напряжения, приложенного к p - n -переходу структуры.

Основное отличие схем с распределенными RC -структурами от схем на сосредоточенных R и C заключается в том, что они описываются трансцендентными функциями, аргумент которых является иррациональной функцией. Это ограничивает возможность непосредственного применения к схемам с распределенными параметрами теории анализа и синтеза схем с сосредоточенными элементами.

Под распределенной RC -структурой понимают тонкопленочную структуру на пассивной или полупроводниковой подложке, состоящую из определенной комбинации резистивных, диэлектрических и проводящих слоев, электрические и магнитные поля которых имеют полную или частичную взаимосвязь.

В общем случае распределенная RC -структура представляет собой n -полюсник. Количество выводов n определяется числом слоев и соотношением резистивных и проводящих слоев. Количество выводов обычно удовлетворяет условию [31]: $x-1 \leq n \leq x+1$, где x — количество слоев. Каждый слой может иметь не более двух выводов.

В схемах с сосредоточенными постоянными и в интегральных схемах распределенные RC -структуры используются чаще всего в четырехполюсном, трехполюсном и двухполюсном включениях. При этом некоторые выводы n -полюсных структур могут оставаться свободными или подключаться к какому-либо из выводов. Используя различные комбинации соединения последних, можно по-

лучить на основе многослойных распределенных RC -структур большое число четырехполюсников, трехполюсников и двухполюсников с разнообразными схемными функциями. В настоящее время наиболее исследованы и находят практическое применение трехслойные и четырехслойные однородные RC -структуры, которые обозначаются $R-C-NR$ и $C-R-NC$.

Рассмотрим однородную распределенную трехслойную структуру $R-C-NR$. На рис. 1.23 приведены такая распределенная

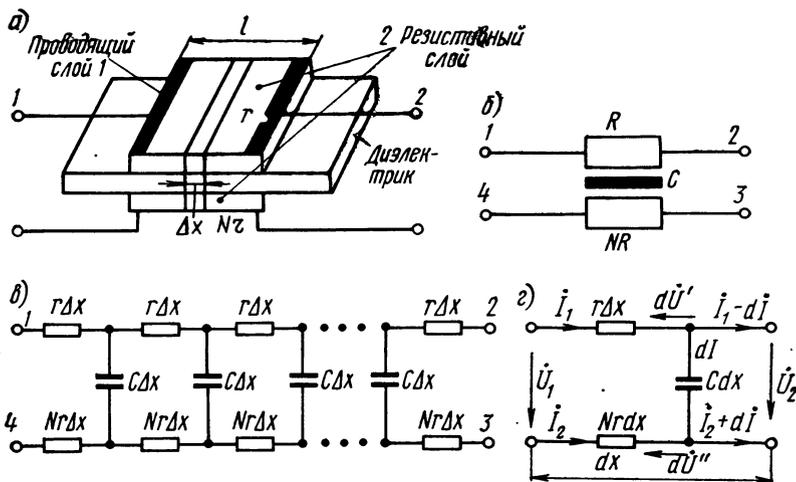


Рис. 1.23. Однородная распределенная трехслойная структура $R-C-NR$:

а), б) схематическое изображение; в) эквивалентная схема; г) эквивалентная схема дифференциального элемента
1 — проводящий слой; 2 — резистивный слой; 3 — диэлектрик

структура, ее схематическое изображение и эквивалентная схема. Параметры r и c представляют собой удельное сопротивление и емкость на единицу длины. По характеру физических процессов и по математическому описанию распределенная RC -структура аналогична длинной линии с потерями. С достаточной точностью физические процессы отражает рис. 1.23г.

Конечной целью анализа эквивалентной схемы распределенной RC -структуры является получение уравнений, связывающих токи и напряжения на ее полюсах. Существует несколько способов определения эквивалентных параметров. В [54] A -параметры простейшей трехслойной распределенной RC -цепи находились умножением a -параметров элементарных звеньев при их числе $n \rightarrow \infty$.

Решения дифференциального уравнения распределенной RC -структуры аналогично телеграфному уравнению приведены в [1, 49, 52] и представляют собой матричные уравнения вида

$$\dot{i} = [Y][\dot{U}], \quad \dot{U} = [Z][\dot{i}].$$

Воспользуемся готовым решением в виде уравнения токов с неопределенной матрицей эквивалентных проводимостей, которое приведено в [49, 52]:

\dot{I}_1	$= \frac{1}{(N+1)R}$	$\frac{\theta}{\text{th } \theta} + N$	$1 - \frac{\theta}{\text{th } \theta}$	$\frac{\theta}{\text{sh } \theta} - 1$	$-\frac{\theta}{\text{sh } \theta} - N$	\dot{U}_1
\dot{I}_2		$1 - \frac{\theta}{\text{th } \theta}$	$\frac{\theta}{\text{th } \theta} + \frac{1}{N}$	$-\frac{\theta}{\text{th } \theta} - \frac{1}{N}$	$\frac{\theta}{\text{sh } \theta} - 1$	\dot{U}_2
\dot{I}_3		$\frac{\theta}{\text{sh } \theta} - 1$	$-\frac{\theta}{\text{sh } \theta} - \frac{1}{N}$	$\frac{\theta}{\text{sh } \theta} + \frac{1}{N}$	$1 - \frac{\theta}{\text{th } \theta}$	\dot{U}_3
\dot{I}_4		$-\frac{\theta}{\text{sh } \theta} - N$	$\frac{\theta}{\text{sh } \theta} - 1$	$1 - \frac{\theta}{\text{th } \theta}$	$\frac{\theta}{\text{th } \theta} + N$	\dot{U}_4

(1.50)

В уравнении приняты следующие обозначения: $\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_3, \dot{I}_4, \dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{U}_3, \dot{U}_4$ — токи и напряжения соответствующих узлов схемы распределенной RC -структуры (рис. 1.24);

$$\theta = \lambda l = \sqrt{i \omega (N+1) RC}; \quad \lambda = \sqrt{i \omega (1+N) r C}.$$

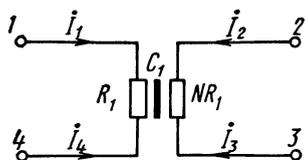


Рис. 1.24. Схематическое изображение четырехполюсной распределенной RC -структуры

По своему физическому смыслу аргумент θ (или λ) эквивалентен коэффициенту распространения в теории длинных линий; $R = rl$; $C = cl$; l — полная длина распределенной RC -структуры; N — число, которое может изменяться от нуля до бесконечности.

При $N=0$ для простейшей трехполюсной RC -структуры выражение для постоянной распространения имеет вид

$$\theta = \sqrt{i \omega RC} = \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} + i \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} = \alpha + i \alpha. \quad (1.51)$$

Получим неуравновешенную распределенную RC -структуру (см. рис. 1.24)¹⁾ и ее неопределенную матрицу проводимости, которые в дальнейшем будут нами использованы при построении схем генераторов, для чего (при $N=0$) закоротим в схеме рис.

¹⁾ Для удобства изложения последующего материала зажимы 1, 2—3, 4 рис. 1.24 переименованы: зажимы 2—3 рис. 1.24 соответствуют зажиму 3 рис. 1.22, а зажимы 1—4 — зажимам 1—2 соответственно.

1.24 узлы 2 и 3, а в матрице (1.50) сложим между собой строки 2 и 3 и столбцы 2 и 3. Неопределенная матрица полученной распределенной RC -структуры (см. рис. 1.22) будет иметь вид

	1	2	3	
$\frac{\theta}{R}$	$\frac{1}{\text{th } \theta}$	$\frac{1}{\text{sh } \theta} - \frac{1}{\text{th } \theta}$	$-\frac{1}{\text{sh } \theta}$	1
	$\frac{1}{\text{sh } \theta} - \frac{1}{\text{th } \theta}$	$2\left(\frac{1}{\text{th } \theta} - \frac{1}{\text{sh } \theta}\right)$	$\frac{1}{\text{sh } \theta} - \frac{1}{\text{th } \theta}$	2
	$-\frac{1}{\text{sh } \theta}$	$\frac{1}{\text{sh } \theta} - \frac{1}{\text{th } \theta}$	$\frac{1}{\text{th } \theta}$	3

(1.52)

Схему RC -генератора (рис. 1.25а) с такой $\Phi Ц$ на одном транзисторе можно получить, соединив узлы 1, 2, 3 трехполюсника соответственно с базой, коллектором и эмиттером транзистора. Не-

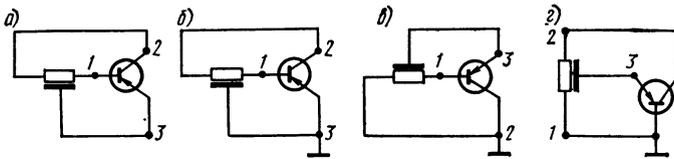


Рис. 1.25. Эквивалентные схемы одностранзисторных генераторов с трехполюсной распределенной RC -структурой: а) изолированная автоколебательная система; б) схема с ОЭ; в) схема с ОК; г) схема с ОБ

определенную матрицу генератора запишем как сумму неопределенных матриц составляющих подсхем — распределенной RC -структуры (1.52) и транзистора:

	1	2	3	
1	$y_{б.б} + \frac{\theta g}{\text{th } \theta}$	$y_{б.к} + \frac{\theta g}{\text{sh } \theta}$	$y_{б.э} - \frac{\theta g}{\text{sh } \theta}$, (1.53)
2	$y_{к.б} + \frac{\theta g}{\text{sh } \theta} - \frac{\theta g}{\text{th } \theta}$	$y_{к.к} + \frac{2\theta g}{\text{th } \theta} - \frac{2\theta g}{\text{sh } \theta}$	$y_{к.э} + \frac{\theta g}{\text{sh } \theta} - \frac{\theta g}{\text{th } \theta}$	
3	$y_{э.б} - \frac{\theta g}{\text{sh } \theta}$	$y_{э.к} + \frac{\theta g}{\text{sh } \theta} - \frac{\theta g}{\text{th } \theta}$	$y_{э.э} + \frac{\theta}{\text{th } \theta}$	

где $g = 1/R$.

Принимая в схеме рис. 1.25а за общий узел поочередно узлы 3, 2, 1, можем представить три эквивалентные схемы генератора, состоящие из каскадного соединения транзисторов с ОЭ, ОК, ОБ и (2×2)-полюсников, производных из трехполюсной распределенной RC-структуры (рис. 1.25 б, в, г).

Вычеркивая соответствующие заземленному узлу строку и столбец неопределенной матрицы (1.53), получим укороченные матрицы схем с тождественно равными определителями. Приравняв их нулю, получим три тождественных характеристических уравнения, исследовав одно из которых, можно определить условия самовозбуждения и частоту колебаний генератора аналогично тому, как это было показано выше для схем с сосредоточенными элементами R и C.

Рассмотрим построение схем генераторов с трехполюсной распределенной RC-структурой (см. рис. 1.22) на простейших АЭ (ПНН, ПТТ, ПНТ, ПТН).

Из рис. 1.22, поочередно принимая за общий каждый из узлов 3, 2, 1, можно получить три схемы включения трехполюсной структуры как (2×2)-полюсника, которые нашли применение в схемах генераторов 1,25б, в, г. Вычеркивая строку и столбец матрицы (1.52), соответствующие узлу, принятому за общий, получим Y-матрицы для трех схем включения трехполюсной распределенной

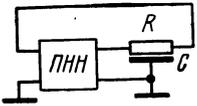
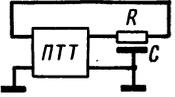
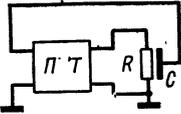
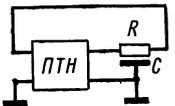
Таблица 1.5

ТРЕХПОЛЮСНАЯ РАСПРЕДЕЛЕННАЯ RC-СТРУКТУРА.
СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ А-МАТРИЦЫ В ВИДЕ (2×2)-ПОЛЮСНИКОВ

№	Схема включения	А-матрица
1		$\begin{bmatrix} \text{ch } \theta & \frac{R}{\theta} \text{ sh } \theta \\ \frac{\theta}{R} \text{ sh } \theta & \text{ch } \theta \end{bmatrix}$
2		$\begin{bmatrix} \frac{\text{ch } \theta}{\text{ch } \theta - 1} & \frac{R}{\theta} \frac{\text{ch } \theta + 1}{\text{sh } \theta} \\ \frac{\theta}{R} \frac{\text{sh } \theta}{\text{ch } \theta - 1} & 2 \end{bmatrix}$
3		$\begin{bmatrix} 2 & \frac{R}{\theta} \frac{\text{ch } \theta + 1}{\text{sh } \theta} \\ \frac{\theta}{R} \frac{\text{sh } \theta}{\text{ch } \theta - 1} & \frac{\text{ch } \theta}{\text{ch } \theta - 1} \end{bmatrix}$

RC-структуры. Параметры этих схем в виде **A**-матриц получим при помощи известных формул перехода от **Y**-матриц четырехполюсника к **A**-матрицам (см. табл. 2.2). Три схемы включения трехполюсной распределенной структуры как (2×2)-полюсника и их параметры в виде **A**-матриц приведены в табл. 1.5. Меняя направление передачи через каждую схему табл. 1.5 на обратное, можем получить еще три схемы **ФЦ**, которые будут дуальны исходным. Следовательно, для построения генераторов на простейших **АЭ** можно воспользоваться шестью схемами включения распределенной трехполюсной **RC**-структуры (схема № 1 табл. 1.5 симметрична). Десять схем генераторов, полученных при различных сочетаниях **ПНН**, **ПТТ**, **ПНТ**, **ПТН** с шестью схемами фазизирующих цепей, приведены в табл. 1.6. Там же приведены их характеристические уравнения и условия самовозбуждения, которые получены при помощи **A**-матриц простейших **АЭ** (1.1) и **A**-матриц фазизирующих цепей, приведенных в табл. 1.5.

Таблица 1.6
ГЕНЕРАТОРЫ С ТРЕХПОЛЮСНОЙ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ **RC**-СТРУКТУРОЙ
НА ПРОСТЕЙШИХ **АЭ**

№	Схема	Характеристическое уравнение	Условия самовозбуждения
1		$A_{11} \operatorname{ch} \theta = 1$	$\operatorname{sh} \alpha \sin \alpha = 0$ $A_{11} = \frac{1}{\operatorname{ch} \alpha \cos \alpha}$
2		$A_{22} \operatorname{ch} \theta = 1$	$\operatorname{sh} \alpha \sin \alpha = 0$ $A_{22} = \frac{1}{\operatorname{ch} \alpha \cos \alpha}$
3		$A_{12} \frac{\theta}{R} \operatorname{sh} \theta = 1$ блок ПНТ	$\operatorname{sh} \alpha \cos \alpha + \operatorname{ch} \alpha \sin \alpha = 0$ $A_{12} = \frac{R}{\alpha (\operatorname{sh} \alpha \cos \alpha - \operatorname{ch} \alpha \sin \alpha)}$
4		$A_{21} \frac{R}{\theta} \operatorname{sh} \theta = 1$	$\operatorname{sh} \alpha \cos \alpha - \operatorname{ch} \alpha \sin \alpha = 0$ $A_{21} = \frac{\alpha}{R \operatorname{sh} \alpha \cos \alpha}$

№	Схема	Характеристическое уравнение	Условия самовозбуждения
5		$A_{11} \frac{\text{ch } \theta}{\text{ch } \theta - 1} = 1$	$\text{sh } \alpha \sin \alpha = 0$ $A_{11} = 1 + \frac{1}{\text{ch } \alpha \cos \alpha}$
6		$A_{12} \frac{\theta}{R} \frac{\text{sh } \theta}{\text{ch } \theta - 1} = 1$	$\frac{A_{12} \alpha}{R} (\text{ctg } \alpha + \text{cth } \alpha) = 1$ $\frac{A_{12} \alpha}{R} (\text{sh } \alpha \cos \alpha - \text{ch } \alpha \sin \alpha) = \text{ch } \alpha \cos \alpha - 1$
7		$A_{21} \frac{R}{\theta} \frac{\text{ch } \theta + 1}{\text{sh } \theta} = 1$	$\frac{\alpha}{A_{21} R} (\text{ctg } \alpha + \text{cth } \alpha) = 1$ $\frac{\alpha}{A_{21} R} (\text{sh } \alpha \cos \alpha - \text{ch } \alpha \sin \alpha) = \text{ch } \alpha \cos \alpha + 1$
8		$A_{22} \frac{\text{ch } \theta}{\text{ch } \theta - 1} = 1$	$\text{sh } \alpha \sin \alpha = 0$ $A_{22} = 1 + \frac{1}{\text{ch } \alpha \cos \alpha}$
9		$A_{12} \frac{\theta}{R} \frac{\text{sh } \theta}{\text{ch } \theta - 1} = 1$	$\frac{A_{12} \alpha}{R} (\text{ctg } \alpha + \text{cth } \alpha) = 1$ $\frac{A_{12} \alpha}{R} (\text{sh } \alpha \cos \alpha - \text{ch } \alpha \sin \alpha) = \text{ch } \alpha \cos \alpha - 1$
10		$A_{21} \frac{R}{\theta} \frac{\text{ch } \theta + 1}{\text{sh } \theta} = 1$	$\frac{\alpha}{A_{21} R} (\text{ctg } \alpha + \text{cth } \alpha) = 1$ $\frac{\alpha}{A_{21} R} (\text{sh } \alpha \cos \alpha - \text{ch } \alpha \sin \alpha) = \text{ch } \alpha \cos \alpha + 1$

Примечание. $\theta = \sqrt{i \omega RC} = \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} + i \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} = \alpha + i \alpha$.

Покажем на примере схемы генератора на идеальном ПНН (схема № 1 табл. 1.6) метод получения характеристических уравнений и условий самовозбуждения для схем табл. 1.6.

Запишем А-матрицы исходных схем:

$$[A]_{\text{ПНН}} = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad [A]_{\text{ФЦ}} = \begin{bmatrix} \text{ch } \theta & \frac{R}{\theta} \text{ sh } \theta \\ \frac{\theta}{R} \text{ sh } \theta & \text{ch } \theta \end{bmatrix},$$

где $[A]_{\text{ПНН}}$ — матрица идеального ПНН (1.1); $[A]_{\text{ФЦ}}$ — матрица фазирющей пассивной цепи в виде распределенной RC -структуры (схема включения 1 табл. 1.5).

Характеристическим уравнением схемы 1 генератора по аналогии с (1.3) будет $A_{11} \text{ch } \theta \leq 1$. Подставив значение θ из (1.51), получим характеристическое уравнение в виде

$$A_{11} (\text{ch } \alpha + i \alpha) = A_{11} (\text{ch } \alpha \text{ ch } i \alpha + \text{sh } \alpha \text{ sh } i \alpha) = 1.$$

Учитывая, что $\text{ch } i \alpha = \cos \alpha$ и $-i \text{sh } i \alpha = \sin \alpha$, приравняв действительную и мнимую части нулю, получим: $A_{11} - \frac{1}{\text{ch } \alpha \cos \alpha} = 0$ —

уравнение для определения коэффициента усиления ($K_u = 1/A_{11}$) ПНН; $\text{sh } \alpha \sin \alpha = 0$ — уравнение для определения частоты колебаний генератора.

Характеристические уравнения и условия самовозбуждения, полученные аналогично для других схем, приведены в табл. 1.6.

Определим частоты самовозбуждения и значения коэффициентов передачи АЭ, которые необходимы для возникновения колебаний в генераторах табл. 1.6. Для схем 1, 2, 5, 8 частоты колебаний можно определить согласно выражению $\text{sh } \alpha \sin \alpha = 0$. Это уравнение может выполняться только при $\sin \alpha = 0$, так как $\text{sh } \alpha > 0$. Следовательно, $\alpha = \pi n$ ($n = 1, 2, 3, \dots$).

Так как при $n = 1$ передаточная функция будет иметь максимальную по сравнению с другими значениями для $n = 2, 3, \dots$ величину, то частоту генерации определяем при условии $n = 1$. Тогда, воспользовавшись выражением (1.51), запишем $\alpha = \pi = \sqrt{\omega RC/2}$, откуда, учитывая, что $\omega = 2\pi f$, найдем частоту самовозбуждения генераторов на позициях 1, 2, 5, 8 табл. 1.6.

$$f = \pi/RC. \quad (1.54)$$

Необходимое значение усиления по напряжению ПНН K_u для схемы 1 или по току K_I ПТТ схемы 2 равно:

$$K_u = 1/A_{11} = \text{ch } \alpha \cos \alpha = \text{ch } \pi \cos \pi \approx -e^\pi/2 = -11,56, \quad (1.55)$$

$$K_I = -1/A_{22} = \text{ch } \alpha \cos \alpha = -11,56. \quad (1.56)$$

Следовательно, для выполнения условий самовозбуждения в схемах 1 и 2 необходимы соответственно ПНН и ПТТ, которые обеспечивают поворот фазы выходного сигнала по отношению к входному и имеют коэффициент передачи $K \geq 11,56$.

Для схемы 5, учитывая (1.55), получим

$$A_{11} = 1 - 1/\text{ch } \alpha \cos \alpha = 1 + 1/11,56 = 1,085.$$

Необходимый для самовозбуждения схемы коэффициент преобразования ПНН $K_u = 1/A_{11} = 1/1,085 = 0,92$. Так как величина K_u

положительна и меньше единицы, то $\Phi_{Ц}$ должна иметь нулевой сдвиг фазы между входным и выходным напряжениями и коэффициент передачи более 1. Для схемы 8 табл. 1.6, учитывая ее дуальность схеме 5, запишем: $A_{22}=1,085$; $K_I=0,92$.

Коэффициент усиления по току $ПТТ$ K_I положителен и менее 1, следовательно, $\Phi_{Ц}$ должна обеспечить нулевой сдвиг между входным и выходным токами и коэффициент передачи более 1.

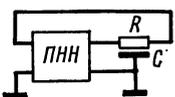
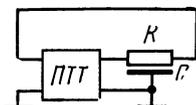
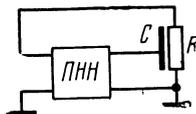
Аналогично из условий самовозбуждения можно получить выражения для определения частоты колебаний и требуемых коэффициентов передачи и для остальных схем табл. 1.6.

Для некоторых схем (например, 3, 4) уравнения самовозбуждения могут быть решены лишь приближенно.

По схемам 1, 2, 5, 8 для генераторов с трехполюсной распределенной RC -структурой были рассчитаны и собраны четыре схемы генераторов. В этих схемах использованы $ПНН$ и $ПТТ$, реализованные на операционных усилителях 1УТ401.

Расчетные значения параметров RC -структуры и частоты колебаний RC -генераторов для каждой схемы приведены в табл. 1.7. В схемах RC -генераторов рассчитанные значения частоты отличаются от измеренных не более чем на 3%, что можно считать

Таблица 1.7
ПАРАМЕТРЫ ГЕНЕРАТОРОВ НА ТРЕХПОЛЮСНОЙ RC -СТРУКТУРЕ

№	Схема	Параметры RC -структуры		Расчетная частота, Гц
		R , Ом	C , пФ	
1		32 000	7 000	14 000
		12 150	9 350	27 500
3		32 000	7 000	14 000
4	см. схему 4 табл. 1.6	12 150	9 350	27 500

приемлемым. Экспериментальные исследования этих схем показывают, что нестабильность частоты, обусловленная изменением напряжения питания генераторов на 20%, находится в пределах погрешности 0,1—0,2%.

1.6. КЛАССИФИКАЦИЯ СХЕМ

Для достаточно полного и общего представления о возможных видах RC -генераторов синусоидальных колебаний, принципах их построения, а также для выяснения их основных свойств целесообразно разработать соответствующую классификацию схем RC -генераторов. Такую классификацию можно получить с учетом двух возможных путей их построения. В первом случае исходят из заданной схемы $\PhiЦ$ с известной функцией передачи $W_{\PhiЦ}(p)$. Необходимо определить схему $AЭ$ и ее передаточную функцию $W_{AЭ}$. Совместно передаточные функции $W_{\PhiЦ}(p)$ и $W_{AЭ}$ должны удовлетворять условию (B.5).

Во втором случае исходят из заданной схемы $AЭ$ с известной передаточной функцией $W_{AЭ}$. Необходимо определить схему $\PhiЦ$ и ее передаточную функцию $W_{\PhiЦ}(p)$. Совместно передаточные функции $W_{AЭ}$ и $W_{\PhiЦ}(p)$ должны удовлетворять условию (B.6). В основу первой классификации должны быть положены различные типы и свойства $\PhiЦ$. Такая классификация известна [15] и в настоящее время должна быть дополнена в связи с применением для построения генераторов смешанных $\PhiЦ$ ($\PhiЦ_{ui}$ и $\PhiЦ_{iu}$). На рис. 1.26 представлена классификация схем RC -генераторов на основе $\PhiЦ$. Как и в [15], RC -генераторы разделены на две большие группы — с $\PhiЦ$, фазирующими напряжение (на их входе

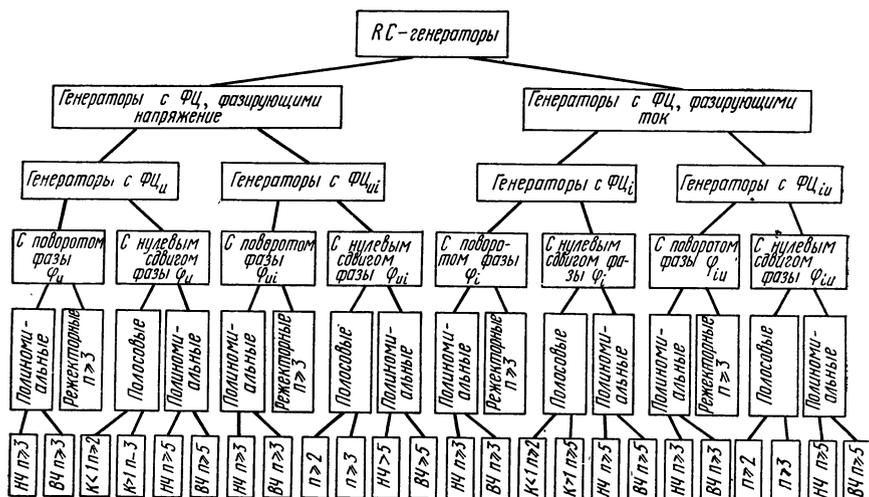


Рис. 1.26. Классификация RC -генераторов на основе $\PhiЦ$

может быть напряжение или ток), и с $\PhiЦ$, фазирующими ток (на их входе может быть ток или напряжение).

Каждая из групп состоит из генераторов с $\PhiЦ$, которые фазируют одноименные величины (за входную и выходную величины принимается напряжение или ток), и генераторов с $\PhiЦ$, которые фазируют разноименные величины (за входную величину принимается напряжение или ток, а за выходную — соответственно ток или напряжение). Каждая из подгрупп (см. рис. 1.26) состоит из генераторов: а) с $\PhiЦ$, поворачивающими фазу; б) с $\PhiЦ$ с нулевым сдвигом.

В состав генераторов на основе $\PhiЦ$ с поворотом фазы сигнала входят:

- генераторы с $\PhiЦ$ на основе полиномиальных цепей с передаточными НЧ и ВЧ функциями с $n \geq 3$ (цепочечные схемы);
- генераторы с $\PhiЦ$ на основе режекторных цепей с $n \geq 3$ ($2T$ -мостовые схемы).

В состав генераторов на основе $\PhiЦ$ с нулевым сдвигом фазы сигнала входят:

- генераторы с $\PhiЦ$ на основе цепей с полосовыми функциями передачи с $n \geq 2$ (Γ -образные и двойные Γ -образные схемы);
- генераторы с $\PhiЦ$ на основе цепей с полосовыми функциями передачи с $n \geq 3$ (цепи, полученные из $2T$ -мостовых и цепочечных схем с $K > 1$);
- генераторы с $\PhiЦ$ на основе полиномиальных цепей с передаточными НЧ и ВЧ функциями с $n \geq 5$ (цепочечные схемы).

В основу второй классификации должны быть положены различные типы и свойства $AЭ$. Такая классификация вполне приемлема. Так, при построении схем генераторов исходим из обобщенных классов $AЭ$ ($ПНН$, $ПТТ$, $ПНТ$, $ПТН$ и др.), которые могут быть реализованы на любых усилительных элементах (электронных лампах, транзисторах и др.).

На рис. 1.27 представлена классификация схем RC -генераторов на основе $AЭ$. Схемы генераторов разделяются на две группы — с

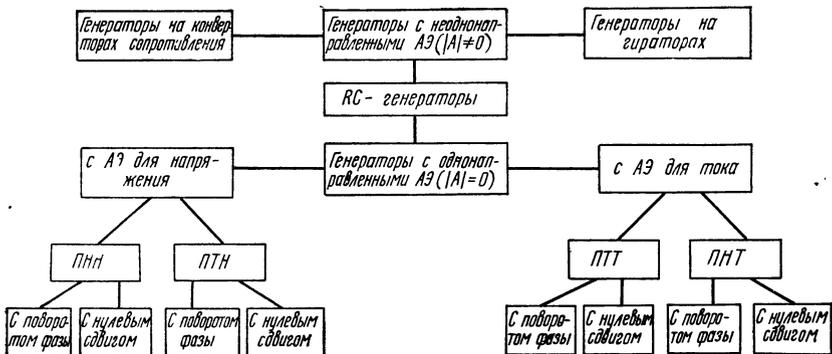


Рис. 1.27. Классификация RC -генераторов на основе $AЭ$

однонаправленными АЭ ($|A|=0$) и с неоднаправленными АЭ ($|A|\neq 0$).

Группа генераторов с однонаправленными АЭ состоит из:

— генераторов с АЭ для усиления напряжения или преобразования тока в напряжение (ПНН и ПТН), которые для согласования с соответствующими ФЦ могут быть с поворотом фазы передаваемого сигнала ($\varphi_u=\varphi_{ui}=\pi$) и с нулевым сдвигом ($\varphi_u=\varphi_{ui}=0$);

— генераторов с АЭ для усиления тока или преобразования напряжения в ток (ПТТ и ПНТ), которые для согласования с соответствующими ФЦ могут быть с поворотом фазы передаваемого сигнала ($\varphi_i=\varphi_{iu}=\pi$) и с нулевым сдвигом ($\varphi_i=\varphi_{iu}=0$).

Группа генераторов с неоднороднонаправленными АЭ содержит генераторы на гираторах и конверторах сопротивления. Обе классификации охватывают возможные варианты схем генераторов. Для их построения рекомендуется использовать табл. 1.1, где показано согласование групп ФЦ и АЭ для различных типов генераторов.

АКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ RC-ГЕНЕРАТОРОВ



2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Выше было показано, что для построения схем RC-генераторов необходимы АЭ, в качестве которых могут применяться различные усилители и преобразователи напряжения и тока. Они могут быть реализованы на одном и двух транзисторных каскадах в виде многокаскадных и операционных усилителей на дискретных элементах и аналогичных устройствах в интегральном исполнении.

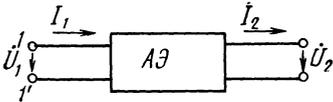


Рис. 2.1. Схема АЭ с виде четырехполюсника

При построении схем RC-генераторов в качестве основных параметров АЭ целесообразно принять их входные и выходные сопротивления и параметр, характеризующий функцию передачи.

Будем рассматривать АЭ, параметры которых можно считать вещественными (например, для транзистора до 0,01 предельной частоты усиления f_{α}) и определять, в соответствии с обозначениями рис. 2.1, следующим образом:

$$\begin{aligned}
 K_{\dot{u}} &= \dot{U}_2 / \dot{U}_1 |_{I_2=0}, & K_i &= \dot{I}_2 / \dot{I}_1 |_{U_2=0}, \\
 R_a &= \dot{U}_2 / \dot{I}_1 |_{I_2=0}, & G_a &= \dot{I}_2 / \dot{U}_1 |_{U_2=0}, \\
 R_{\text{вх}} &= \dot{U}_1 / \dot{I}_1 |_{I_2=0}, & R_{\text{вых}} &= \dot{U}_{2 \text{ к.з}} / \dot{I}_{2 \text{ к.з}} |_{R_i=0},
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

где R_i — внутреннее сопротивление внешнего генератора; \dot{U}_1 , \dot{U}_2 и \dot{I}_1 , \dot{I}_2 — напряжения и токи на входе и выходе АЭ; $U_{2 \text{ к.з}}$ — выходное напряжение АЭ на холостом ходу; $I_{2 \text{ к.з}}$ — выходной ток АЭ при коротком замыкании на выходе.

Сдвиг фазы между входными и выходными сигналами АЭ должен быть равен 0 или π .

Генераторы RC могут быть получены также с АЭ в виде конверторов сопротивления, гираторов и др.

Для анализа схем АЭ и их расчета в дальнейшем воспользуемся методом эквивалентного четырехполюсника, сущность которого заключается в том, что исследуемый АЭ замещают проходным четырехполюсником и записывают его матрицу, по которой можно определить интересующие нас параметры цепи [28, 75].

2.2. ПОСТРОЕНИЕ СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ АЭ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ АКТИВНОГО ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКА

Под схемой замещения АЭ понимаем такую схему, которая состоит из идеальных элементов, включенных определенным образом, и описывается той же системой уравнений, что и активный четырехполюсник. Под идеальными элементами будем понимать резисторы, емкости, индуктивности, зависимые (управляемые) источники и т. д.

Для любого физически реализуемого четырехполюсника система уравнений через ее А-параметры записывается в виде [1, 10, 41 и др.]:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= A_{11}\dot{U}_2 + A_{12}\dot{I}_2, \\ \dot{I}_1 &= A_{21}\dot{U}_2 + A_{22}\dot{I}_2,\end{aligned}$$

или в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}.$$

Схему АЭ (см. рис. 2.1) можно расчленить на идеальные элементы и параллельно проследить разложение ее матрицы эквивалентных А-параметров на составляющие множители [28]. При этом получим ряд схем замещения АЭ, приведенного на рис. 2.1. Наиболее наглядной будет схема замещения реального АЭ, состоящая из двух пассивных двухполюсных сопротивлений и одного идеального активного элемента (ИАЭ), соединенных определенным образом. В зависимости от способа их соединения получим четыре основных типа схем замещений, которым будут соответствовать определенные разложения А-матрицы (табл. 2.1). В п. 1 табл. 2.1 приведена схема замещения реального АЭ, состоящая из ИАЭ и последовательно соединенных со стороны входа сопротивления $R_1 = A_{11}/A_{21}$, а со стороны выхода сопротивления $R_2 = A_{22}/A_{21}$. В п. 2 табл. 2.1 приведена схема замещения реального АЭ, состоящая из ИАЭ и параллельно соединенных с ним со стороны входа сопротивления $R = A_{12}/A_{22}$, а со стороны выхода $R_2 = A_{12}/A_{11}$. В п. 3 табл. 2.1 дана схема замещения реального АЭ, состоящая из ИАЭ и последовательно соединенного с ним со стороны входа сопротивления $R_1 = A_{12}/A_{22}$ и параллельно соединенного со стороны выхода сопротивления $R_2 = A_{22}/A_{21}$. В п. 4 табл. 2.1 приведена схема замещения реального АЭ, которая состоит из ИАЭ и параллельно соединенного с ним со стороны входа сопротивления $R_1 = A_{11}/A_{21}$, а со стороны выхода последовательно соединенного сопротивления $R_2 = A_{12}/A_{11}$.

В каждой из рассмотренных четырех схем замещения АЭ представлен в виде каскадного соединения трех четырехполюсников, а матрица [А] — в виде произведений матриц составляющих четырехполюсников. Следовательно, любой АЭ может быть представлен, по крайней мере, одной из четырех схем замещения табл. 2.1.

Таблица 2.1
СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ НЕИДЕАЛЬНОГО АЭ

№	Схема замещения	Матрица эквивалентных А-параметров
1		$\begin{bmatrix} 1 & \frac{A_{11}}{A_{21}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{ A }{A_{21}} \\ A_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{A_{22}}{A_{21}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
2		$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{A_{22}}{A_{12}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & A_{12} \\ -\frac{ A }{A_{12}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{A_{11}}{A_{12}} & 1 \end{bmatrix}$
3		$\begin{bmatrix} 1 & \frac{A_{12}}{A_{22}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{ A }{A_{22}} & 0 \\ 0 & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{A_{21}}{A_{22}} & 1 \end{bmatrix}$
4		$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{A_{21}}{A_{11}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{11} & 1 \\ 0 & \frac{ A }{A_{11}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{A_{12}}{A_{11}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

Схемы замещения АЭ могут быть получены также на основе Z, Y, H, G уравнений цепи [28, 74 и др.], которые в матричной форме имеют вид:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} = [Z] [\dot{i}], \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = [Y] [\dot{U}], \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = [H] \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} = [G] \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

а обозначения токов и напряжений соответствуют рис. 2.1.

Элементы и определитель матрицы системы уравнений четырехполюсника одного вида могут быть выражены через элементы и определитель матрицы любой другой системы уравнений. Формулы связи линейного четырехполюсника для таких преобразований приведены в табл. 2.2.

Каждая из матриц $[Z]$, $[Y]$, $[H]$, $[G]$ может быть представлена в виде суммы двух матриц составляющих четырехполюсников, например $[Z]=[Z_a]+[Z_n]$; $[Y]=[Y_a]+[Y_n]$ и т. д., которые соответственно соединены между собой последовательно, параллельно, последовательно-параллельно, параллельно-последовательно.

Каскадному соединению четырехполюсников соответствует $[A]$ -матрица, которая равна произведению $[A]$ -матриц составляющих четырехполюсников.

В табл. 2.3 приведены структурные схемы сложных четырехполюсников и их матричные уравнения.

При определении матриц сложных схем с помощью суммирования параметров матриц четырехполюсников (Z -, Y -, H -, G -матриц) следует помнить о том, что соединение составляющих четырехполюсников *должно быть регулярно*.

Для суждения о регулярности соединений существует ряд теорем и критериев [41, 71]. Однако в подавляющем большинстве случаев практического применения метода четырехполюсника действительны следующие почти очевидные правила:

— каскадное соединение любого числа четырехполюсников всегда регулярно независимо от их внутренней структуры;

— для регулярности остальных соединений обычно необходимо, чтобы вход и выход четырехполюсников имели хотя бы один общий зажим. Такой четырехполюсник называют четырехполюсником с коротко-замкнутой стороной.

Обратимся к рис. 2.2. При последовательном соединении (рис. 2.2а) один из четырехполюсников «перевернут», иначе вход и выход его оказались бы замкнутыми. Направления всех токов и напряжений меняются на противоположные. Параметры четырехполюсников не меняют знаки. При параллельном соединении (рис. 2.2б) короткозамкнутые стороны четырехполюсников должны быть соединены между собой. При последовательно-параллельном (рис. 2.2в) и параллельно-последовательном (рис. 2.2г) соединениях один из четырехполюсников входит в соединение со скрещенным входом или выходом. Некоторые элементы матриц меняют знак.

В общем же случае регулярным будет соединение четырехполюсников, если для любой общей нагрузки токи, проходящие через оба входных и оба выходных зажима, равны по величине и противоположны по направлению (для каждого четырехполюсника).

В качестве примера нерегулярного соединения рассмотрим рис. 2.3. При равенстве сопротивлений Z_1 и Z_3 при разомкнутых зажимах c и d ток I_1 распределится так, как показано на рис. 2.3. Как видим, ни в цепи первого, ни в цепи второго четырехполюсников условие регулярности не выполняется.

Таблица 2.2
ФОРМУЛЫ СВЯЗИ ЛИНЕЙНОГО ЧЕТЫРЕХПОЛУСНИКА

1. Между эквивалентными параметрами					
B	из				
	Z	Y	H	G	A
[Z]	$Z_{11} \quad Z_{12}$ $Z_{21} \quad Z_{22}$	$\frac{Y_{22}}{ Y } \quad \frac{Y_{12}}{ Y }$ $-\frac{Y_{21}}{ Y } \quad \frac{Y_{11}}{ Y }$	$\frac{ H }{H_{22}} \quad \frac{H_{12}}{H_{22}}$ $-\frac{H_{21}}{H_{22}} \quad 1$	$1 \quad -\frac{G_{12}}{G_{11}}$ $\frac{G_{21}}{G_{11}} \quad \frac{G_{22}}{G_{11}}$	$\frac{ A }{A_{21}} \quad \frac{ A }{A_{21}}$ $1 \quad \frac{A_{22}}{A_{21}}$
[Y]	$\frac{Z_{22}}{ Z } \quad -\frac{Z_{12}}{ Z }$ $\frac{Z_{21}}{ Z } \quad \frac{Z_{11}}{ Z }$	$Y_{11} \quad Y_{12}$ $Y_{21} \quad Y_{22}$	$\frac{1}{H_{11}} \quad -\frac{H_{12}}{H_{11}}$ $\frac{H_{21}}{H_{11}} \quad \frac{ H }{H_{11}}$	$\frac{ G }{G_{22}} \quad \frac{G_{12}}{G_{22}}$ $\frac{G_{22}}{G_{21}} \quad 1$	$\frac{A_{22}}{ A } \quad -\frac{A_{12}}{A_{12}}$ $1 \quad \frac{A_{11}}{A_{12}}$
[H]	$\frac{ Z }{Z_{22}} \quad \frac{Z_{12}}{Z_{22}}$ $\frac{Z_{21}}{Z_{22}} \quad 1$	$\frac{1}{Y_{11}} \quad \frac{Y_{12}}{Y_{11}}$ $\frac{Y_{21}}{Y_{11}} \quad \frac{Y_{11}}{Y_{11}}$	$H_{11} \quad H_{12}$ $H_{21} \quad H_{22}$	$\frac{G_{22}}{ G } \quad -\frac{G_{12}}{ G }$ $\frac{G_{21}}{ G } \quad \frac{G_{11}}{ G }$	$\frac{ A }{A_{22}} \quad \frac{ A }{A_{22}}$ $1 \quad -\frac{A_{21}}{A_{22}}$
[G]	$1 \quad -\frac{Z_{12}}{Z_{11}}$ $\frac{Z_{21}}{Z_{11}} \quad -\frac{Z_{11}}{Z_{11}}$	$\frac{ Y }{Y_{22}} \quad \frac{Y_{12}}{Y_{22}}$ $\frac{Y_{21}}{Y_{22}} \quad 1$	$\frac{H_{22}}{ H } \quad -\frac{H_{12}}{ H }$ $-\frac{H_{21}}{ H } \quad \frac{H_{11}}{ H }$	$G_{11} \quad G_{12}$ $G_{21} \quad G_{22}$	$\frac{ A }{A_{21}} \quad \frac{ A }{A_{11}}$ $1 \quad -\frac{A_{12}}{A_{11}}$
[A]	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}} \quad -\frac{ Z }{Z_{21}}$ $1 \quad -\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$\frac{Y_{22}}{Y_{21}} \quad \frac{Y_{12}}{Y_{21}}$ $\frac{ Y }{Y_{21}} \quad \frac{Y_{11}}{Y_{21}}$	$\frac{ H }{H_{21}} \quad \frac{H_{11}}{H_{21}}$ $-\frac{H_{22}}{H_{21}} \quad \frac{H_{21}}{H_{21}}$	$1 \quad -\frac{G_{22}}{G_{21}}$ $\frac{G_{11}}{G_{21}} \quad \frac{ G }{G_{21}}$	$\frac{A_{11}}{A_{21}} \quad A_{13}$ $A_{21} \quad A_{22}$

2. Между определителями матриц эквивалентных параметров

$ Z $	$ Z $	$\frac{1}{ Y }$	$\frac{H_{11}}{H_{22}}$	$\frac{G_{22}}{G_{11}}$	$-\frac{A_{12}}{A_{22}}$
$ Y $	$\frac{1}{ Z }$	$ Y $	$\frac{H_{22}}{H_{11}}$	$\frac{G_{11}}{G_{22}}$	$-\frac{A_{21}}{A_{12}}$
$ H $	$\frac{Z_{11}}{Z_{22}}$	$\frac{Y_{22}}{Y_{11}}$	$ H $	$\frac{1}{ G }$	$-\frac{A_{11}}{A_{22}}$
$ G $	$\frac{Z_{22}}{Z_{11}}$	$\frac{Y_{11}}{Y_{22}}$	$\frac{1}{ H }$	$ G $	$-\frac{A_{22}}{A_{11}}$
$ A $	$-\frac{Z_{12}}{Z_{21}}$	$-\frac{Y_{12}}{Y_{21}}$	$\frac{H_{12}}{H_{21}}$	$\frac{G_{22}}{G_{21}}$	$ A $

Таблица 2.3
СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ СЛОЖНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ
И ИХ МАТРИЧНЫЕ УРАВНЕНИЯ

№	Вид соединения	Структурная схема соединений	Матричное уравнение
1	Последовательное		$[Z] = [Z_a] + [Z_b]$
2	Параллельное		$[Y] = [Y_a] + [Y_b]$
3	Последовательно-параллельное		$[H] = [H_a] + [H_b]$
4	Параллельно-последовательное		$[G] = [G_a] + [G_b]$
5	Каскадное		$[A] = [A_a] + [A_b]$

Рассмотрим построение схем замещения АЭ согласно ур-ниям (2.2) — (2.5).

Если для АЭ известна одна из матриц $[Z]$, $[Y]$, $[H]$ или $[G]$, то каждая из них может быть представлена в виде матриц ИАЭ и соответствующего пассивного четырехполюсника, соединенного с ним определенным образом.

При этом для АЭ (см. рис. 2.1) можно получить четыре схемы замещения реального АЭ (табл. 2.4), подобные схемам, приведенным в табл. 2.1, а матрицы $[Z]$, $[Y]$, $[H]$, $[G]$ разложить на суммы двух матриц с диагональными членами. Первые слагаемые матриц разложения табл. 2.4 представляют собой матрицы пассивных элементов, которые характеризуют входные и выходные импедансы АЭ, а вторые слагаемые представляют собой матрицы ИАЭ. Так, в схеме 1 табл. 2.4 сопротивления Z_{11} и Z_{22} включены после-

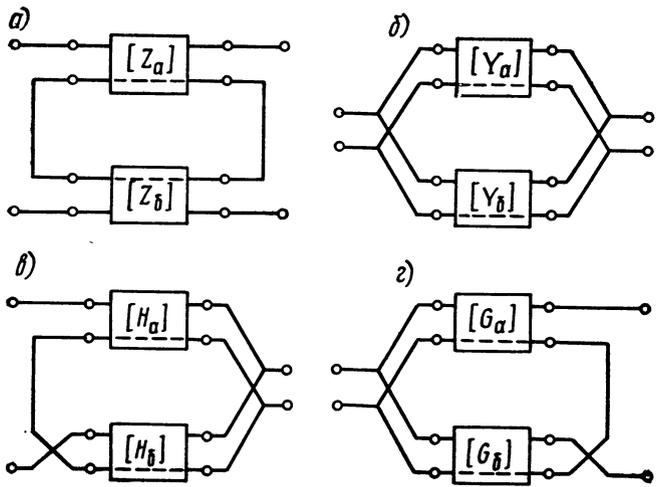


Рис. 2.2. Регулярные соединения четырехполюсников: а) последовательное; б) параллельное; в) последовательно-параллельное; г) параллельно-последовательное

довательно со входом и выходом ИАЭ; в схеме 2 проводимости Y_{11} и Y_{22} включены параллельно входу и выходу ИАЭ; в схеме 3 табл. 2.4 сопротивление H_{11} включено последовательно со входом, а проводимость H_{22} — параллельно выходу ИАЭ; проводимость G_{11} и сопротивление G_{22} включены соответственно параллельно входу и последовательно с выходом ИАЭ (схема 4 табл. 2.4).

Рассмотрим пример построения схемы замещения АЭ на основе его уравнений Z-типа, которые запишем в виде:

$$\dot{U}_1 = Z_{11} \dot{I}_1 + Z_{12} \dot{I}_2 = \dot{U}'_1 + \dot{U}''_1, \quad (2.6a)$$

$$\dot{U}_2 = Z_{21} \dot{I}_1 + Z_{22} \dot{I}_2 = \dot{U}''_2 + \dot{U}'_2, \quad (2.6б)$$

где \dot{U}'_1 — падение напряжения во входной цепи АЭ; \dot{U}''_1 — падение напряжения во входной цепи АЭ, которое определяется током выходной цепи \dot{I}_2 и взаимным сопротивлением между входной и выходной цепями Z_{12} . Поэтому \dot{U}'_1 можно отразить на схеме замещения зависимым источником напряжения, управляемым током или преобразователем тока в напряжение (ПТН). На рис. 2.4а показана схема замещения АЭ, левая часть которой удовлетворяет ур-нию (2.6а), а правая — (2.6б). \dot{U}'_2 — падение напряжения в выходной цепи на сопротивлении Z_{22} , определяемое током \dot{I}_2 ;

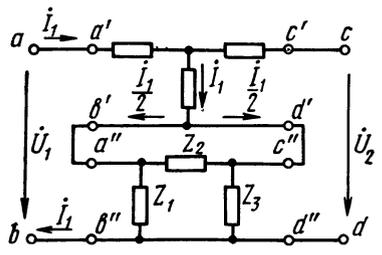
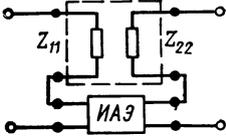
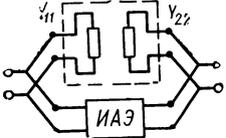
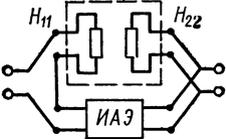
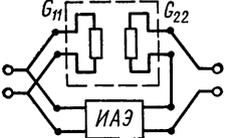


Рис. 2.3. Нерегулярное последовательное соединение четырехполюсников

Таблица 2.4
СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ НЕИДЕАЛЬНОГО АЭ

№	Параметры	Схема замещения	Матрицы эквивалентных параметров
1	Z		$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & 0 \\ 0 & Z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & Z_{12} \\ Z_{21} & 0 \end{bmatrix}$
2	Y		$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & 0 \\ 0 & Y_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & Y_{12} \\ Y_{21} & 0 \end{bmatrix}$
3	H		$\begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & 0 \\ 0 & H_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & H_{12} \\ H_{21} & 0 \end{bmatrix}$
4	G		$\begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & 0 \\ 0 & G_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & G_{12} \\ G_{21} & 0 \end{bmatrix}$

\dot{U}''_2 — падение напряжения в выходной цепи, обусловленное током входной цепи \dot{I}_1 и взаимным сопротивлением между выходной и входной цепями Z_{21} . Поэтому \dot{U}''_2 можно отразить на схеме замещения АЭ зависимым источником напряжения, который управляется током \dot{I}_1 (ПТН).

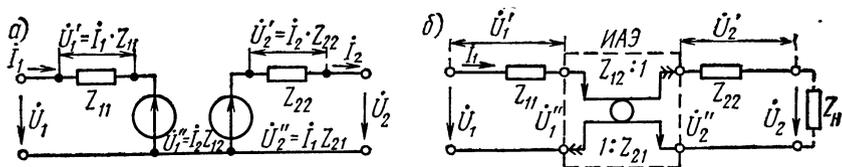


Рис. 2.4. Схемы замещения АЭ:
а) с зависимыми источниками; б) с идеальными АЭ

При анализе цепей можно пользоваться изображением зависимых источников, которое может оказаться более компактным и удобным. Для рассматриваемого случая оно показано на рис. 2.4б, где приняты следующие обозначения [26]:

— одиночной стрелкой обозначены напряжения \dot{U}''_1 во входной цепи и \dot{U}''_2 в выходной цепи;

— двойной стрелкой обозначены ток \dot{I}_2 в выходной цепи и ток \dot{I}_1 во входной цепи. С целью отображения взаимосвязи между током \dot{I}_2 и напряжением \dot{U}''_1 , а также током \dot{I}_2 и напряжением \dot{U}_2 на схеме (см. рис. 2.4б) обозначены отношения $Z_{12}:1$ и $1:Z_{21}$, которые соответствуют отношениям величин напряжений к токам: $\dot{U}''_1:\dot{I}_2=Z_{12}:1$ и $\dot{U}''_2:\dot{I}_1=Z_{21}:1$, т. е. между током в выходной цепи и напряжением \dot{U}''_1 , а также между током во входной цепи и напряжением \dot{U}''_2 АЭ имеются однозначные зависимости.

Рассмотрим работу схемы АЭ (см. рис. 2.4б) при подключении к ее входу источника тока \dot{I}_1 и при произвольных значениях Z_H .

Ток \dot{I}_1 во входной цепи обусловит появление напряжения $\dot{U}''_2 = \dot{I}_1 Z_{21}$ на выходных зажимах ИАЭ. Под воздействием напряжения \dot{U}''_2 в выходной цепи ИАЭ появится ток $\dot{I}_2 = \dot{U}''_2 / (Z_{22} + Z_H) = \dot{I}_1 Z_{21} / (Z_{22} + Z_H)$. Выходное напряжение $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_H = \dot{I}_1 Z_H Z_{21} / (Z_{22} + Z_H)$. Под воздействием тока \dot{I}_2 во входной цепи появится напряжение $\dot{U}''_1 = \dot{I}_2 Z_{12} = \dot{I}_1 Z_{12} Z_{21} / (Z_{22} + Z_H)$. Тогда входное напряжение АЭ $-\dot{U}_1 = \dot{U}'_1 + \dot{U}''_1 = \dot{I}_1 [Z_{11} + Z_{12} Z_{21} / (Z_{22} + Z_H)]$, а входное сопротивление

$$Z_{вх} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1 = Z_{11} + Z_{12} Z_{21} / (Z_{22} + Z_H).$$

В табл. 2.5 приведены схемы замещения неидеальных АЭ и формулы для расчета их параметров. Если в схемах замещения АЭ, приведенных в табл. 2.5, принять соответственно $Z_{12} = 0$; $Y_{12} = 0$; $H_{12} = 0$; $G_{12} = 0$, то они будут соответствовать однонаправленным преобразователям ПТН, ПНТ, ПТТ, ПНН, которые имеют конечные значения входных и выходных сопротивлений. Передаточные функции и значения входных и выходных сопротивлений таких преобразователей определяются согласно формулам, приведенным в табл. 2.6. Входное сопротивление однонаправленного АЭ (ОАЭ), как видно из табл. 2.6, не зависит от нагрузки на его выходе. Такое свойство ОАЭ при анализе и синтезе схем с ОС (в том числе и RC-генераторов) является весьма существенным, так как позволяет выполнить разрыв петли ОС и нагрузить разомкнутый четырехполюсник на входное сопротивление ОАЭ, которое может быть рассчитано или определено экспериментально.

В табл. 2.7 приведены эквивалентные схемы, передаточные функции и А-матрицы ОАЭ. Параметры А-матрицы можно получить из опытов ХХ и КЗ. Из А-матриц, приведенных в табл. 2.7, видно, что для ОАЭ характерным является равенство определителя [А] нулю. Следовательно, степень приближения ОАЭ к ПТН,

СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ И ФОРМУЛЫ

№	Схема замещения АЭ	Система параметров активного 4-полюсника	Формулы для расчета передаточных функций,	
			$K_u = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$	$K_i = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}$
1		Z	$\frac{Z_{21}Z_H}{Z_{11}(Z_{22}+Z_H)+Z_{12}Z_{21}}$	$\frac{Z_{21}}{Z_{22}+Z_H}$
		A	$\frac{Z_H}{A_{11}Z_H + A_{12}}$	$\frac{1}{A_{21}Z_H + A_{22}}$
2		Y	$\frac{Y_{21}}{Y_{21}+Y_H}$	$\frac{Y_{21}Y_H}{Y_{11}(Y_{22}+Y_H)+Y_{12}Y_{21}}$
		A	$\frac{1}{A_H + A_{12}Y_H}$	$\frac{Y_H}{A_{21} + A_{22}Y_H}$
3		H	$\frac{H_{21}}{H_{11}(H_{22}+Y_H)+H_{12}H_{21}}$	$\frac{H_{21}Y_H}{H_{22} + Y_H}$
		A	$\frac{1}{A_{11} + A_{12}Y_H}$	$\frac{Y_H}{A_{21} + A_{22}Y_H}$
4		G	$\frac{G_{21}Z_H}{G_{22} + Z_H}$	$\frac{G_{21}}{G_{11}(G_{22} + Z_H) + G_{12}G_{21}}$
		A	$\frac{Z_H}{A_{11}Z_H + A_{12}}$	$\frac{1}{A_{21}Z_H + A_{22}}$

Таблица 2.5

ДЛЯ РАСЧЕТА НЕИДЕАЛЬНОГО АЭ

входного и выходного сопротивлений АЭ			
$G_a = \frac{I_2'}{U_1}$	$R_a = \frac{U_2'}{I_1}$	$Z_{вх} = \frac{U_1}{I_1}$	$Z_{вых} = \frac{U_2}{I_2}$
$\frac{Z_{21}}{Z_{11}(Z_{22}+Z_H)+Z_{12}Z_{21}}$	$\frac{Z_{11}+Z_{21}}{Z_{22}+Z_H}$	$Z_{11} + \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}+Z_H}$	$Z_{22} + \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{11}+Z_\Gamma}$
$\frac{1}{A_{11}Z_H + A_{12}}$	$\frac{Z_H}{A_{21}Z_H + A_{22}}$	$\frac{A_{11}Z_H + A_{12}}{A_{21}Z_H + A_{22}}$	$\frac{A_{12} + A_{22}Z_\Gamma}{A_{11} + A_{21}Z_\Gamma}$
$\frac{Y_{21}Y_H}{Y_{22} + Y_H}$	$\frac{Y_{21}}{Y_{11}(Y_{22}+Y_{11})+Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{1}{Y_{11} + \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22}+Y_{11}}}$	$\frac{1}{Y_{22} + \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11}+Y_\Gamma}}$
$\frac{Y_H}{A_{11} + A_{12}Y_H}$	$\frac{1}{A_{21} + A_{22}Y_H}$	$\frac{A_H + A_{12}Y_H}{A_{21} + A_{22}Y_H}$	$\frac{A_{12}Y_\Gamma + A_{21}}{A_{12}Y_\Gamma + A_{22}}$
$\frac{H_{21}Y_H}{H_{11}(H_{22}+Y_H)+H_{21}H_{12}}$	$\frac{H_{21}}{H_{22} + Y_H}$	$H_{11} + \frac{H_{21}H_{12}}{H_{22} + Y_H}$	$\frac{1}{H_{22} + \frac{H_{12}H_{21}}{H_{11} + H_\Gamma}}$
$\frac{Y_H}{A_{11} + A_{12}Y_H}$	$\frac{1}{A_{21} + A_{22}Y_H}$	$\frac{A_{11} + A_{12}Y_H}{A_{21} + A_{22}Y_H}$	$\frac{A_{12}Y_\Gamma + A_{21}}{A_{12}Y_\Gamma + A_{22}}$
$\frac{G_{21}}{G_{22} + Z_H}$	$\frac{Z_H G_{21}}{G_H(G_{22} + Z_H) + G_{21}G_{12}}$	$G_{11} + \frac{G_{21}G_{12}}{G_{22} + Z_H}$	$G_{22} + \frac{G_{21}G_{12}}{G_{11} + G_\Gamma}$
$\frac{1}{A_{11}Z_H + A_{12}}$	$\frac{Z_H}{A_{21}Z_H + A_{22}}$	$\frac{A_{11}Z_H + A_{12}}{A_{21}Z_H + A_{22}}$	$\frac{A_{12} + A_{22}Z_\Gamma}{A_{11} + A_{21}Z_\Gamma}$

Таблица 2.6
СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ И ФОРМУЛЫ ДЛЯ РАСЧЕТА НЕИДЕАЛЬНОГО ОДНОНАПРАВЛЕННОГО АЭ

Схема замещения реального АЭ	Система параметров активного элемента	Формулы для расчета передаточных функций, входного и выходного сопротивления АЭ						Тип АЭ
<p>Схема замещения реального АЭ</p>	Z	$K_u = \frac{U_2}{U_1}$	$K_i = \frac{I_2}{I_1}$	$G_d = \frac{I_2}{U_1}$	$R_d = \frac{U_2}{I_1}$	$Z_{вх} = \frac{U_1}{I_1}$	$Z_{вых} = \frac{U_2}{I_2}$	ПТН
	Z	$\frac{Z_{21} Z_H}{Z_{11} (Z_{22} + Z_H)}$	$\frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_H}$	$\frac{Z_{21}}{Z_H (Z_{22} + Z_H)}$	$\frac{Z_{21} Z_H}{Z_{22} + Z_H}$	Z_{11}	Z_{22}	ПТН
	Y	$\frac{Y_{21} Y_H}{Y_{11} + Y_H}$	$\frac{Y_{21} Y_H}{Y_{11} (Y_{22} + Y_H)}$	$\frac{Y_{21} Y_H}{Y_{22} + Y_H}$	$\frac{Y_{21} Y_H}{Y_{11} (Y_{22} + Y_H)}$	$\frac{1}{Y_{11}}$	$\frac{1}{Y_{22}}$	ПНТ
	A	$\frac{1}{A_H Z_H + A_{11}}$	$\frac{1}{A_{21} Z_H + A_{22}}$	$\frac{Z_H}{A_H Z_H + A_{11}}$	$\frac{1}{A_{21} Z_H + A_{22}}$	$\frac{A_{11}}{A_{21}}$	$\frac{A_{22}}{A_{21}}$	ПНТ

	H	$\frac{H_{21}}{H_{11}(H_{22}+Y_H)}$	$\frac{H_{21}Y_H}{H_{22}+Y_H}$	$\frac{H_{21}Y_H}{H_{11}(H_{22}+Y_H)}$	$\frac{H_{21}}{H_{22}+Y_H}$	H_{11}	$\frac{1}{H_{22}}$	ПТТ
	A	$\frac{1}{A_{11}+A_{12}Y_H}$	Y_H	$\frac{Y_H}{A_{11}+A_{12}Y_H}$	$\frac{1}{A_{21}+A_{22}Y_H}$	$\frac{A_{12}}{H_{22}}$	$\frac{A_{22}}{A_{21}}$	

3

	G	$\frac{G_{21}Z_H}{G_{22}+Z_H}$	$\frac{G_{21}}{G_{22}+Z_H}$	$\frac{G_{21}Z_H}{G_{11}(G_{22}+Z_H)}$	$\frac{G_{21}Z_H}{G_{11}(G_{22}+Z_H)}$	$\frac{1}{G_{11}}$	G_{22}	ПНН
	A	$\frac{Z_H}{A_{11}Z_H+A_{12}}$	$\frac{1}{A_{21}Z_H+A_{22}}$	$\frac{1}{A_{11}Z_H+A_{12}}$	$\frac{Z_H}{A_{21}Z_H+A_{22}}$	$\frac{A_{12}}{A_{21}}$	$\frac{A_{22}}{A_{21}}$	

4

ПНТ, ПНН, ПТТ может быть оценена по значению величины модуля его определителя. При значении модуля $|A|$, близком к нулю, *АЭ* можно считать однонаправленным и он может быть представлен в виде одной из четырех эквивалентных схем, приведенных в табл. 2.7.

Таблица 2.7
ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ОДНОНАПРАВЛЕННЫХ АЭ
С ВЕЩЕСТВЕННЫМИ ФУНКЦИЯМИ ПЕРЕДАЧИ

№	Тип АЭ	Схема замещения	Функция передачи	Матрица эквивалентных А-параметров
1	<i>ПТН</i>		$r_a = \frac{U'_2}{I_1}$	$\frac{1}{r} \begin{bmatrix} R_{вх} & R_{вх}R_{вых} \\ 1 & R_{вых} \end{bmatrix}$
2	<i>ПНТ</i>		$g_a = \frac{I'_2}{U_1}$	$\frac{1}{g} \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{вых}} & 1 \\ \frac{1}{R_{вх}R_{вых}} & \frac{1}{R_{вх}} \end{bmatrix}$
3	<i>ПТТ</i>		$k_i = \frac{I'_2}{I_1}$	$\frac{1}{k_i} \begin{bmatrix} \frac{R_{вх}}{R_{вых}} & R_{вх} \\ \frac{1}{R_{вых}} & 1 \end{bmatrix}$
4	<i>ПНН</i>		$k_u = \frac{U'_2}{U_1}$	$\frac{1}{k_u} \begin{bmatrix} 1 & R_{вых} \\ \frac{1}{R_{вх}} & \frac{R_{вых}}{R_{вх}} \end{bmatrix}$

Для выбора схемы замещения *ОАЭ* по известной *A*-матрице необходимо сначала определить значения входного и выходного сопротивлений, а затем выбрать одну из наиболее подходящих схем табл. 2.7. При этом целесообразно учитывать следующее:

если $R_{вх} \gg R_{вых}$, то *ОАЭ* целесообразно представить в виде *ПНН*;

— при $R_{вх} \ll R_{вых}$ — в виде *ПТТ*;

— если $R_{вх}$ незначительно отличается от $R_{вых}$, то при больших значениях их величин по сравнению с резисторами $\PhiЦ$ схему замещения $АЭ$ целесообразно представить в виде $ПНТ$, а при малых значениях $R_{вх}$ и $R_{вых}$ — в виде $ПТН$.

2.3. ИДЕАЛЬНЫЕ АКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Как видно из схем замещения неидеальных $АЭ$ (см. табл. 2.1, 2.4—2.6), в них входят $ИАЭ$ и определенным образом соединенные с ними входные и выходные сопротивления. Свойства $ИАЭ$ как проходного четырехполюсника удобно исследовать при помощи его A -параметров, так как они обычно всегда существуют для физически реализуемых схем: Z -, Y -, H -, G -параметры могут быть выражены через A -параметры при помощи табл. 2.2.

Из табл. 2.1 и 2.5 видно, что A -матрицы $ИАЭ$ содержат два отличных от нуля диагональных элемента — A_{11} , A_{22} или A_{12} , A_{21} , которые определяют связь между входным воздействием и выходной реакцией. Если коэффициенты $ИАЭ$ A -матрицы $A_{12}=A_{21}=0$, его называют *регулятором*, и *трансактором*, если $A_{11}=A_{22}=0$ [25, 26].

У регуляторов при входном воздействии в виде напряжения или тока на выходе соответственно возникает напряжение или ток, т. е. существует жесткая связь между одноименными входными и выходными величинами, которую можно записать в виде:

$$\dot{U}_1 = A_{11} \dot{U}_2 \quad \text{или} \quad \dot{U}_1 : \dot{U}_2 = A_{11} : 1,$$

$$\dot{I}_1 = A_{22} \dot{I}_2 \quad \text{или} \quad \dot{I}_1 : \dot{I}_2 = A_{22} : 1.$$

Идеальные регуляторы ($ИР$) представляют собой проходные четырехполюсники ($ИАЭ$), матрица A которых имеет вид

$$\begin{bmatrix} A_{11} & 0 \\ 0 & A_{22} \end{bmatrix}.$$

Идеальный регулятор (рис. 2.5а) преобразует комплексную мощность независимо от нагрузки $\dot{U}_1 \dot{I}_1 / \dot{U}_2 \dot{I}_2 = A_{11} A_{22}$. Сопротивле-

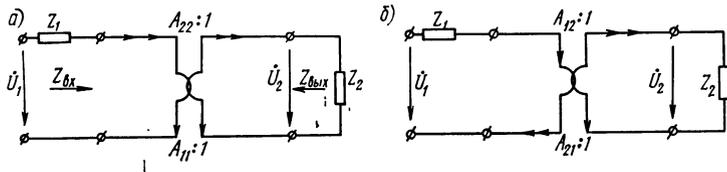


Рис. 2.5. Схема замещения включенного между источником сигнала и нагрузкой идеального:

а) регулятора; б) трансактора

ние (Z_2), подключенное к выходу $ИР$, пересчитывается на вход: $Z_{вх} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1 = (A_{11} / A_{22}) Z_2$, а сопротивление (Z_1), подключенное ко входу $ИР$, пересчитывается на выход: $Z_{вых} = \dot{U}_2 / \dot{I}_2 = (A_{22} / A_{11}) Z_1$.

Наиболее известным представителем *ИР* является идеальный трансформатор (*ИТ*). Между входным и выходным напряжениями и входным и выходным токами *ИТ* существует однозначная связь: $n_0 = \dot{U}_1/\dot{U}_2 = \dot{I}_2/\dot{I}_1 = 1/A_{11} = A_{22}$. Идеальный трансформатор передает мощность из первичной во вторичную цепь без потерь ($A_{11}A_{22} = 1$), входное сопротивление $Z_{вх} = n_0^2 Z_2$, выходное сопротивление $Z_{вых} = Z_1/n_0^2$ (Z_1, Z_2 — сопротивления, подключенные к первичной или вторичной цепи *ИТ*). Схема замещения и основные параметры *ИТ* приведены в табл. 2.8 п. 2.

Для активных избирательных *РС*-систем представляет практический интерес ряд частных случаев *ИР*. Так, при $A_{11} = -1/A_{22}$ получим матрицу конвертора отрицательного сопротивления (*КОС*); при $A_{11} = A_{22}$ — идеального преобразователя мощности (*ИПМ*); при $A_{11} \neq 0$ и $A_{22} = 0$ — матрицу идеального преобразователя напряжения в напряжение (*ИПНН*), а при $A_{11} = 0$ и $A_{22} \neq 0$ — матрицу идеального преобразователя тока в ток (*ИПТТ*). Элементы *ИПНН* и *ИПТТ* называют также идеальными полурегуляторами [25, 26] (см. табл. 2.8).

Элемент *КОС* представляет собой *ИАЭ*, преобразующий сопротивление нагрузки, подключенное к одной паре зажимов, в сопротивление с противоположным знаком на другой паре зажимов. Отрицательное входное сопротивление можно получить, если входному напряжению \dot{U}_1 будет соответствовать выходное напряжение U_1/k , а выходному току \dot{I}_2 — входной ток I_2/k . Такой *КОС* называют конвертором отрицательного сопротивления по напряжению (*КОСН*) [43, 79].

Известен еще один вариант реализации *КОС* — с синфазным напряжением в выходной цепи по отношению к напряжению во входной [79], т. е. $\dot{U}_2 = \dot{U}_1/k$, а направление тока в первичной цепи \dot{I}_1 противоположно току \dot{I}_2 ($\dot{I}_2 = -k\dot{I}_1$). Такие *КОС* называют конверторами отрицательного сопротивления по току (*КОСТ*).

Входные и выходные сопротивления *КОС* определяются как $Z_{вх} = -k^2 Z_2$; $Z_{вых} = -Z_1/k^2$, где k — коэффициент преобразования *КОС*. В табл. 2.8 п. 3 приведены схемы замещения *КОС*, матрицы и расчетные соотношения для его основных параметров.

Элемент *ИПМ* является *ИАЭ*, преобразующим входные напряжение и ток в одинаковое число m раз [39]: $\dot{I}_1/\dot{I}_2 = \dot{U}_1/\dot{U}_2 = m$, где m — коэффициент преобразования.

Мощность в первичной цепи $\dot{U}_1\dot{I}_1$ связана с мощностью во вторичной цепи через m^2 . При этом если $m > 1$, то *ИПМ* — ослабитель мощности, при $m < 1$ — усилитель. Входные и выходные сопротивления *ИПМ* не преобразуются, а полностью повторяются, т. е. $Z_{вх} = Z_2$; $Z_{вых} = Z_1$ (см. рис. 2.5а и табл. 2.8 п. 4).

Идеальные полурегуляторы (ИПНН и ИПТТ) имеют однозначную связь между одними из одноименных величин — между входным и выходным напряжениями (*ИПНН*) или между входным и выходным токами (*ИПТТ*). Их важными свойствами являются од-

Таблица 2.8

СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ИДЕАЛЬНЫХ АЭ (РЕГУЛЯТОРЫ)

№	Тип	Схема замещения	[Z]	[Y]	[H]	[G]	[A]	Z _{ВХ}	K _l	K _u
1	Регулятор		—	—	$\begin{bmatrix} 0 & H_{12} \\ H_{21} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & G_{12} \\ G_{21} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} A_{11} & 0 \\ 0 & A_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{A_{22}Z_1}{A_{11}}$	$\frac{1}{A_{22}}$	$\frac{1}{A_{11}}$
2	Трансформатор		—	—	$\begin{bmatrix} 0 & n_0 \\ n_0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{n_0} \\ \frac{1}{n_0} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} n_0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{n_0} \end{bmatrix}$	$\frac{Z_1}{n_0^2}$	n_0	$\frac{1}{n_0}$
3	Конвертор		—	—	$\begin{bmatrix} 0 & \pm k \\ \pm k & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{k} \\ \pm \frac{1}{k} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \pm k & 0 \\ 0 & \pm \frac{1}{k} \end{bmatrix}$	$-\frac{Z_1}{k^2}$	$\pm k$	$\frac{1}{\pm k}$
4	ИПМ		—	—	$\begin{bmatrix} 0 & m \\ \frac{1}{m} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & m \\ \frac{1}{m} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix}$	Z ₁	$\frac{1}{m}$	$\frac{1}{m}$
5	ИПНН		—	—	—	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ G_{21} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{G_{21}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	∞	—	G ₂₁
6	Полу-регуляторы		—	—	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & H_{21} \end{bmatrix}$	—	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{H_{21}} \end{bmatrix}$	0	H ₂₁	—

нонаправленность передачи сигнала и отсутствие влияния нагрузки на входное сопротивление и сопротивления источника сигнала на выходное сопротивление.

Опишем *ИПНН* *A*-матрицей вида

$$\begin{bmatrix} A_{11} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{K_u} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Такой *ИАЭ* характеризуется жесткой связью между входным и выходным напряжениями $A_{11} = 1/K_u = \dot{U}_1/\dot{U}_2$.

Как следует из уравнения четырехполюсника ($\dot{I}_1 = A_{21}\dot{U}_2 + A_{22}\dot{I}_2$), входной ток равен нулю и не зависит от напряжения \dot{U}_2 и тока \dot{I}_2 . Под воздействием напряжения \dot{U}_1 на выходе *ИПНН* появляется напряжение $\dot{U}_2 = K_u\dot{U}_1$. Ток, возникающий в выходной цепи, $\dot{I}_2 = \dot{U}_2/Z_2$, не влияет на входной ток. В первичной цепи *ИПНН* мощность отсутствует ($\dot{U}_1\dot{I}_1 = 0$), а во вторичной — равна U_2^2/Z_2 . Схема замещения и основные параметры *ИПНН* приведены в табл. 2.8 п. 5.

Опишем *ИПТТ* матрицей вида

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{K_i} \end{bmatrix}.$$

Такой *ИАЭ* характеризуется жесткой связью между входным и выходным токами $A_{22} = 1/K_i = \dot{I}_1/\dot{I}_2$. Входное напряжение *ИПТТ* $\dot{U}_1 = 0$, так как его вход является короткозамкнутым. Вторичный ток определяется первичным, а выходное напряжение определяется сопротивлением нагрузки Z_2 , т. е. $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_2$. Как и в *ИПНН*, в *ИПТТ* мощность во входной цепи отсутствует, а в выходной цепи $p_2 = \dot{I}_2^2 Z_2$. Схема замещения и основные параметры *ИПТТ* приведены в табл. 2.8 п. 6.

При построении схем *RC*-генераторов с *ИР*, кроме *A*-матриц, можно воспользоваться *H*- и *G*-матрицами, которые могут быть получены из *A*-матриц при помощи формул, приведенных в табл. 2.2. В табл. 2.8 приведены схемы замещения *ИР*, их матрицы для тех систем параметров, в которых они существуют, а также расчетные соотношения для основных параметров *ИАЭ*, которые необходимы при построении схем *RC*-генераторов и избирательных *RC*-систем.

У трансакторов при входном воздействии сигнала в виде напряжения на выходе возникает ток, а при входном воздействии тока — напряжение, т. е. существует жесткая однозначная связь между разноименными величинами, которую можно записать в виде:

$$\dot{U}_1 = A_{12}\dot{I}_2 \text{ или } \dot{U}_1 : \dot{I}_2 = A_{12} : 1,$$

$$\dot{I}_1 = A_{21} \dot{U}_2 \text{ или } \dot{I}_1 : \dot{U}_2 = A_{21} : 1.$$

Идеальные трансакторы (*ИТР*) представляют собой проходные четырехполюсники (*ИАЭ*), матрица $[A]$ которых имеет вид (рис. 2.5б)

$$\begin{bmatrix} 0 & A_{12} \\ A_{21} & 0 \end{bmatrix}.$$

Комплексную мощность *ИТР* преобразуем как

$$\dot{U}_1 \dot{I}_1 / \dot{U}_2 \dot{I}_2 = A_{12} A_{21}.$$

Сопротивление Z_2 , подключенное к выходу, пересчитывается на вход:

$$Z_{\text{вх}} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1 = (A_{12} / A_{21}) (1 / Z_2),$$

а сопротивление Z_1 , подключенное ко входу, пересчитывается на выход:

$$Z_{\text{вых}} = \dot{U}_2 / \dot{I}_2 = (A_{12} / A_{21}) (1 / Z_1).$$

В настоящее время широко известным представителем *ИТР* является идеальный гиратор (*ИГ*), связь между входным напряжением и выходным током, а также между выходным напряжением и входным током которого определяется так называемым сопротивлением гирации, равным:

$$Z_{\text{иг}} = \dot{U}_1 / \dot{I}_2 = \dot{U}_2 / \dot{I}_1 = 1 / A_{21} = A_{12}.$$

Передача мощности через *ИГ* из входной цепи в выходную происходит без изменений ($A_{12} A_{21} = 1$), его входное сопротивление обратно пропорционально сопротивлению нагрузки: $Z_{\text{вх}} = Z^2_{\text{иг}} / Z_2$, а выходное сопротивление *ИГ* обратно пропорционально сопротивлению, подключенному со стороны входных зажимов: $Z_{\text{вых}} = Z^2_{\text{иг}} / Z_1$.

Свойства *ИГ* преобразовывать сопротивления на практике используются для получения индуктивности при помощи подключения емкости. Например, если к выходу *ИГ* подключить емкость с сопротивлением $x_c = 1 / i\omega C$, то $Z_{\text{вх}} = i\omega C Z^2_{\text{иг}} = i\omega L_э$, где $L_э = C Z^2_{\text{иг}}$ — эквивалентная индуктивность; $L_э$ можно использовать для построения безындуктивных фильтров и генераторов при помощи параллельных и последовательных колебательных контуров, которые можно получить, подключив параллельно к входным зажимам *ИГ* емкость.

Определитель матрицы A *ИГ* равен 1. Следовательно, *ИГ* является *АЭ* и может быть реализован при помощи зависимых источников. Схема замещения и основные параметры *ИГ* приведены в табл. 2.9 п. 3.

В качестве еще одной разновидности *ИТР* можно привести идеальный дуалатор (*ИД*) [25, 26], в котором связь между вход-

Таблица 2.9

СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ИДЕАЛЬНЫХ АЭ (ТРАНСАКТОРЫ)

№	Тип	Схема замещения	[Z]	[Y]	[G]	[H]	[A]	Z _{вх}	Z _{вых}	K _I	K _U
1	Трансактор		$\begin{bmatrix} 0 & Z_{12} \\ Z_{21} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & Y_{21} \\ Y_{21} & 0 \end{bmatrix}$	—	—	$\begin{bmatrix} 0 & A_{12} \\ A_{21} & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{A_{12}}{A_{21}Z_2}$	$\frac{A_{12}}{A_{21}Z_1}$	$\frac{1}{A_{21}Z_2}$	$\frac{Z_2}{A_{12}}$
2	Дуэлятор		$\begin{bmatrix} 0 & Z_D \\ -Z_D & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{Z_D} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Z_D} \end{bmatrix}$	—	—	$\begin{bmatrix} 0 & Z_D \\ -\frac{1}{Z_D} & 0 \end{bmatrix}$	$-\frac{Z_D^2}{Z_2}$	$-\frac{Z_D^2}{Z_1}$	$-\frac{Z_D}{Z_2}$	$\frac{Z_2}{Z_D}$
3	Гиратор		$\begin{bmatrix} 0 & Z_{нг} \\ Z_{нг} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & Z_{нг} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Z_{нг}} \end{bmatrix}$	—	—	$\begin{bmatrix} 0 & Z_{нг} \\ \frac{1}{Z_{нг}} & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{Z_{нг}^2}{Z_2}$	$\frac{Z_{нг}^2}{Z_1}$	$\frac{Z_{нг}}{Z_2}$	$\frac{Z_2}{Z_{нг}}$
4	Полугрансакторы	ПНГ	—	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ Y_{21} & 0 \end{bmatrix}$	—	—	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & Y_{21} \end{bmatrix}$	∞	∞	—	$Y_{21}Z_2$
5		ПТН	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ Z_{21} & 0 \end{bmatrix}$	—	—	—	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & \frac{1}{Z_{21}} \end{bmatrix}$	0	0	$\frac{Z_{21}}{Z_2}$	—

ным напряжением и выходным током, входным током и выходным напряжением определяется при помощи коэффициента дуальности:

$$Z_D = \dot{U}_1 \dot{I}_2 = -\dot{U}_2 \dot{I}_1 = -1/A_{21} = A_{12}.$$

Матрица $[A]$ ИД имеет вид

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & A_{12} \\ A_{21} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & Z_D \\ -\frac{1}{Z_D} & 0 \end{bmatrix}.$$

ИД представляет пока лишь теоретический интерес и не нашел практического применения. Схема замещения и основные параметры ИД приведены в табл. 2.9 п. 2.

При $A_{12} \neq 0$, $A_{21} = 0$ в матрице $[A]$ трансактора получим матрицу идеального преобразователя напряжения в ток (ИПНТ), а при $A_{21} \neq 0$, $A_{12} = 0$ — идеального преобразователя тока в напряжение (ИПТН), которые называют также идеальными полутрансакторами [26]. Они представляют существенный интерес для анализа и синтеза RC-генераторов.

Идеальные полутрансакторы (ИПНТ и ИПТН) являются ОАЭ, особенность которых — наличие однозначной связи между входной и выходной разноименной величинами (напряжением и током или током и напряжением).

Для ИПНТ существует связь между входным напряжением \dot{U}_1 и выходным током \dot{I}_2 , который не зависит от сопротивления нагрузки. Вместе с тем под воздействием напряжения \dot{U}_2 , определяемого сопротивлением нагрузки Z_2 , не возникает тока во входной цепи, т. е. отсутствует связь между выходным напряжением и входным током, который для ИПНТ равен нулю.

Опишем ИПНТ матрицей $[A]$:

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & A_{12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{Y_{21}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Анализ уравнений четырехполюсника, записанных в А-параметрах, показывает, что входное и выходное сопротивления ИПНТ равны бесконечно большим величинам. Подключение со стороны входа сопротивления источника сигнала Z_1 , а со стороны выхода — сопротивления нагрузки Z_2 не изменяет входные и выходные сопротивления. Поэтому ИПНТ и относят к ОАЭ. Реально к ИПНТ по своим свойствам приближаются усилители с высокими входным и выходным сопротивлениями.

Для ИПТН существует связь между входным током \dot{I}_1 и выходным напряжением \dot{U}_2 , которое не зависит от сопротивления нагрузки. Вместе с тем под воздействием тока $\dot{I}_2 = \dot{U}_2/Z_2$, определяемого сопротивлением нагрузки Z_2 , не возникает напряжения во входной цепи, т. е. отсутствует связь между выходным током и входным напряжением, которое для ИПТН равно нулю.

Опишем *ИПТН* матрицей $[A]$:

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ A_{21} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{Z_{21}} & 0 \end{bmatrix}.$$

Анализ уравнений четырехполюсника, записанных в A -параметрах, показывает, что входное и выходное сопротивления *ИПТН* равны нулю и не зависят от сопротивления источника сигнала Z_1 и сопротивления нагрузки Z_2 , *ИПТН* также является *ОАЭ*.

Реально к *ИПТН* по своим свойствам приближаются усилители с низкими входным и выходным сопротивлениями.

Так же, как и *ИПНН* и *ИПТТ*, *ИПНТ* и *ИПТН* не потребляют мощности во входных цепях.

В выходных цепях мощность определяется значением сопротивления нагрузки Z_2 . Для *ИПНТ* она равна $I_2^2 Z_2$, для *ИПТН* — U_2^2 / Z_2 . В табл. 2.9 приведены схемы замещения различных идеальных трансакторов, их матрицы для систем параметров, в которых они существуют, а также расчетные соотношения, которыми целесообразно пользоваться при построении схем *РС*-генераторов.

На рис. 2.6 классифицированы *ИАЭ*.

2.4. СХЕМНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЭ

Активные элементы в виде однонаправленных преобразователей, которые рекомендуются для построения *РС*-генераторов, должны иметь определенные значения входных и выходных сопротивлений и передаточных функций. Значения передаточных функций определяются при расчете *РС*-генераторов и зависят от выбранных *ФЦ*. Входные и выходные сопротивления *ОАЭ* определяют, с одной стороны, выбор номиналов *ФЦ*, а с другой стороны, тип *АЭ* и позволяют производить его относительную оценку.

На основании анализа табл. 2.7 для сравнительной оценки *АЭ* целесообразно принять отношение их входных и выходных сопротивлений

$$\xi_{АЭ} = R_{вх} / R_{вых}, \quad (2.7)$$

которое назовем относительным импедансным критерием, и среднегеометрическое значение их входных и выходных сопротивлений

$$R_{АЭ} = \sqrt{R_{вх} R_{вых}}, \quad (2.8)$$

которое назовем абсолютным импедансным критерием.

Принятые критерии $\xi_{АЭ}$ и $R_{АЭ}$ позволяют определить, к какому типу преобразователей целесообразно отнести данный реализованный *АЭ*, и выполнить его относительную оценку.

Для идеального *ПНН* величина $\xi_{АЭ} \rightarrow \infty$, а для идеального *ПТТ* $\xi_{АЭ} \rightarrow 0$. Значение величины $\xi_{АЭ}$ может характеризовать степень приближения реализованного *АЭ* к идеальному.

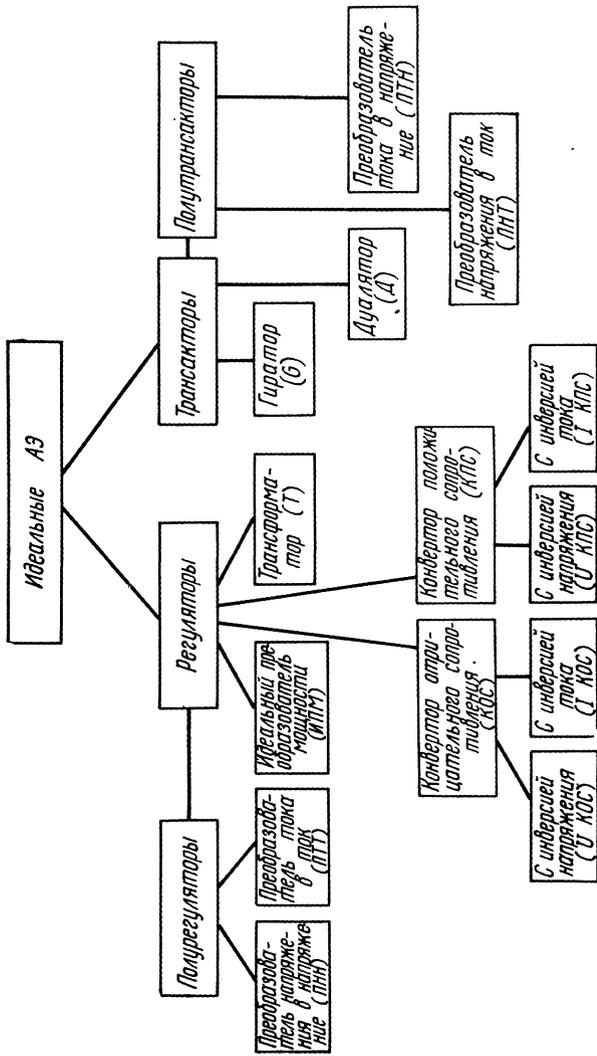
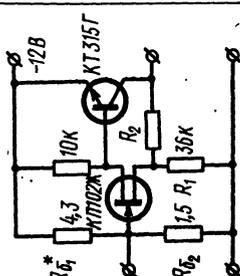
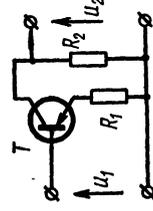
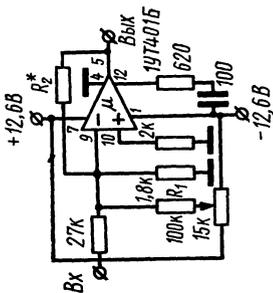
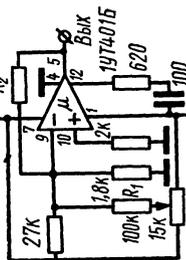
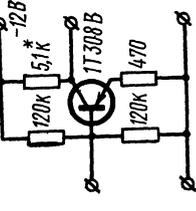
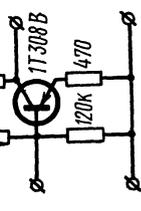


Рис. 2.6. Классификация АЭ

Таблица 2.10
СХЕМЫ И ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ПНИ

№	Эквивалентная схема ПНИ	Коэффициент передачи, K_u	Входное сопротивление, $R_{вх}$	Выходное сопротивление, $R_{вых}$	Рекомендуемые практические схемы	Параметры практических схем
1		$\frac{1}{1 + \frac{r_3 + (1 + \alpha)r_6}{R}}$	$r_6 + \frac{R + r_3}{1 - \alpha}$	$[r_3 + (1 - \alpha) \times \frac{1}{\beta} \times r_6] K_u$		$0,98 \leq K_u < 1$ $R_{вх} \geq 50 \text{ кОм}$ $R_{вых} < 100 \text{ Ом}$
2		$1 + \frac{R_2}{R_1}$	$R_1 \frac{1}{1 + \frac{r_{э2}}{(1 - \alpha_2)R_3}} \times \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1} \frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2}$	$[(1 - \alpha_1)r_{61} + r_{э1} + R_2] \times \frac{1 - \alpha_2}{\alpha_1 \alpha_2} \approx \frac{1 - \alpha_2}{\alpha_1 \alpha_2} R_3$		
3		$1 + \frac{R_2}{R_1}$	$\rightarrow \infty$	$\frac{1 - \alpha_2}{\alpha_1 \alpha_2} R_3$		$K_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ $R_2 = 36(K - 1) \text{ кОм}$ $R_{вх} \geq 1 \text{ МОм}$ $R_{вых} = f(K_u)$

<p>4</p> 	$1 + \frac{R_2}{R_1}$	$\frac{\mu R_1 R'}{R_1 + R_2 + R''} \rightarrow \infty$	$R'' \rightarrow 0$		$K_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ $R_{вх} > 300 \text{ кОм}$ $R_{вых} < 1 \text{ кОм}$
<p>5</p> 	$-\frac{R_2}{R_1}$	R_1	$\frac{(R' + R_2)R''}{\mu R R'} \rightarrow 0$		$K_u = -\frac{R_2}{R_1} = -1,8$ $R_2^* = K_u 1,8 \text{ кОм}$ $R_{вх} = 27 \text{ кОм}$ $R_{вых} < 1 \text{ кОм}$
<p>6</p> 	$-\frac{R_2}{R_1}$	$r_0 + R_1(1 + \beta)$	R_2		$K \approx -10$ $R_{вх} > 30 \text{ кОм}$ $R_{вых} \approx 5 \text{ кОм}$

Для ПНТ и ПТН $\xi_{AЭ} \rightarrow \infty$, и для того чтобы определить принадлежность АЭ к ПНТ или ПТН, необходимо сравнить значения величины $R_{AЭ}$ со среднегеометрическим значением входного и выходного сопротивлений ФЦ ($Z_{ФЦ} = \sqrt{Z_{вх}Z_{вых}}$).

Если $R_{AЭ} \gg Z_{ФЦ}$, то АЭ целесообразно отнести к преобразователям типа ПНТ; если $R_{AЭ} \ll Z_{ФЦ}$, то АЭ целесообразно отнести к ПТН. При $R_{AЭ} \approx Z_{ФЦ}$ АЭ можно рассматривать либо как ПТН, либо как ПНТ.

Введенные импедансные критерии полезны также при выборе ФЦ для данного типа АЭ. С их помощью можно выбрать ФЦ так, чтобы входное и выходное сопротивления АЭ незначительно влияли на параметры генератора.

Преобразователи напряжения в напряжение (ПНН). В табл. 2.10 приведены эквивалентные схемы ПНН и их параметры, а также принципиальные электрические схемы, которые рекомендуются для практического применения. Параметры этих схем измерены экспериментально, а расчетные формулы получены на основании [71].

Схема АЭ п. 1 табл. 2.10 представляет собой эмиттерный повторитель, который, строго говоря, нельзя отнести к ОАЭ, так как подключение нагрузки на выходе повторителя изменяет входное сопротивление схемы. Однако если сопротивление R_H выбрать большим, чем сопротивление R_3 в цепи эмиттера, то его влияние не будет заметно сказываться на величине $R_{вх}$, которая в практической схеме будет определяться резисторами, задающими смещение на базу транзистора ($R_{61} \parallel R_{62} = 60$ кОм).

Поэтому если на выходе АЭ будет включена цепь с $Z_{вх} > R_3$, то эмиттерный повторитель можно рассматривать как ОАЭ с входным сопротивлением:

$$R_{вх} = \frac{R_{61} R_{62} R_3}{R_{61} R_{62} (1 - \alpha) + R_3 (R_{61} + R_{62})}.$$

Если $R_3 / (1 - \alpha) \ll R_{61} \parallel R_{62}$, то $R_{вх}$ будет определяться только режимными сопротивлениями: $R_{вх} = R_{61} R_{62} / (R_{61} + R_{62})$.

В схемах 2 и 3 табл. 2.10 АЭ можно считать однонаправленными, так как их входное сопротивление практически не зависит от подключаемых к выходу сопротивлений.

Для определения выходного сопротивления этих схем целесообразно пользоваться графиками, представленными на рис. 2.7.

Выбор соотношений между резисторами R_{61} и R_{62} , при которых обеспечивается оптимальное смещение на базе транзистора АЭ при условии получения максимального неискаженного сигнала, целесообразно производить по экспериментальным графикам: $R_{61}/R_{62} = = f(K)$, где K — требуемый коэффициент усиления (рис. 2.7в).

Схемы АЭ пп. 4 и 5 табл. 2.10 представляют собой ПНН, полученные на основе ОУ, причем в п. 4 приведена схема ПНН с ограниченным коэффициентом усиления без инвертирования сигнала, а в п. 5 — схема с инвертированием сигнала. Так как при по-

строении RC -генераторов с инвертирующими цепями требуется большее усиление, чем для случаев неинвертированных сигналов, то схема п. 5 предназначена для усиления сигналов в 20 и более раз.

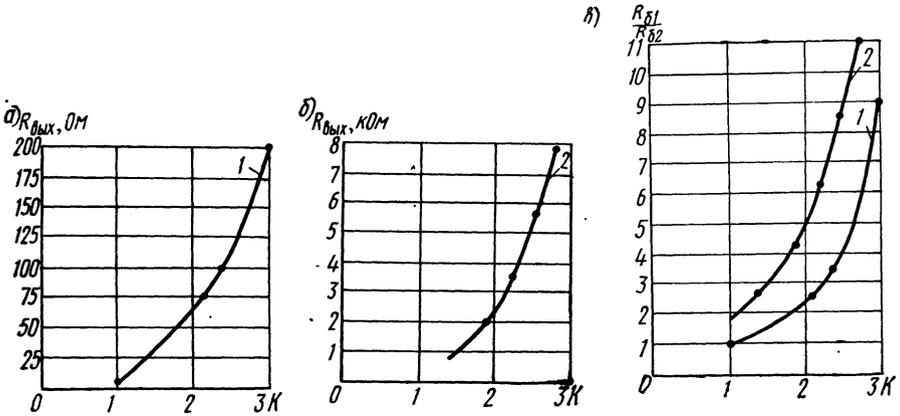


Рис. 2.7. Графики для определения $R_{\text{вых}}$ схем ПНН табл. 2.10 в зависимости от требуемого K_u :

а) для схемы п. 2; б) для схемы п. 3:
1 — с обычным транзистором; 2 — с полевым;

в) графики для определения соотношения режимных резисторов R_{B1} и R_{B2} схем ПНН табл. 2.10 в зависимости от требуемого K_u :

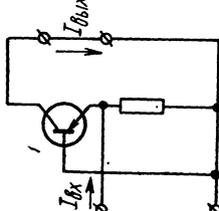
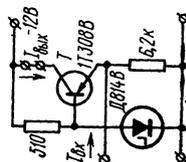
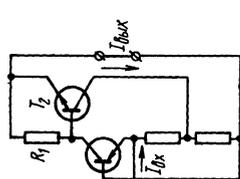
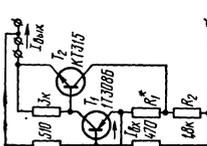
1 — для схемы п. 2; 2 — для схемы п. 3

В п. 6 табл. 2.10 приведены эквивалентная и принципиальная схемы инвертирующего ПНН на транзисторе с расчетными формулами и параметрами, ПНН представляет собой усилительный каскад, охваченный отрицательной ОС с помощью резистора R_1 , включенного в цепь эмиттера.

Преобразователи тока в ток (ПТТ). Основные эквивалентные и практические схемы ПТТ, а также их параметры приведены в табл. 2.11. Параметры этих схем измерены практически, а расчетные формулы получены на основании [71, 75].

Сравнение схем 1 и 2 табл. 2.11 показывает, что входные сопротивления их примерно одинаковы. Выходные же сопротивления схем различны, при этом схема 2 имеет более высокое выходное сопротивление, что больше приближает эту схему к идеальному АЭ (ПТТ). При помощи схемы 1 можно получить усиление по току около 1, в то же время схема 2 предназначена для усиления тока до трех раз. Поэтому схема АЭ п. 1 может быть использована для RC -генератора лишь при условии применения в них пассивных RC -цепей, в которых обеспечивает коэффициент передачи току более 1. К таким цепям, как показано в гл. 1, могут быть отнесены цепи третьего порядка или 2Т-мосты, содержащие три емкости. Поэтому АЭ п. 1 пригоден лишь для сравнительно сложных пассивных RC -цепей.

Таблица 2.11
СХЕМЫ И ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ПТТ

№	Эквивалентная схема ПТТ	Коэффициент передачи, K_i	Входное сопротивление $R_{вх}$	Выходное сопротивление $R_{вых}$	Рекомендуемые практические схемы	Параметры практических схем
1		$\frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \alpha$	$r_3 + (1 - \alpha) r_6$	r_k		$K_i \geq 0,98$ $R_{\text{вх}} \approx 10 \div 15 \text{ Ом}$ $R_{\text{вых}} \geq 10 \text{ КОМ}$
2		$1 + \frac{R_2}{R_3}$	$(1 - \alpha_1) r_{61} + r_{31} \frac{K_i}{\alpha_1}$	$\frac{R_3}{r_{k2} r_{61}}$		$K_i = 1 + \frac{R_1 (\text{КОМ})}{1,8}$ $R_1 (K_i) = (K_i - 1) 1,8$ $R_{\text{вх}} \approx 10 \div 15 \text{ Ом}$ $R_{\text{вых}} = 40 \div 60 \text{ КОМ}$

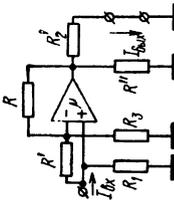
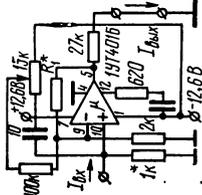
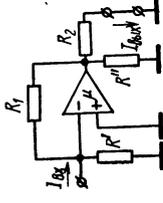
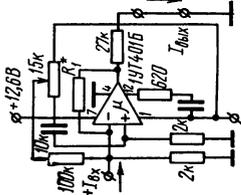
 <p style="text-align: center;">3</p>	$\frac{R_1}{R_2}$	R_1	R_2		$K_i = \frac{R_1}{27 \text{ кОм}}$ $R_{\text{вх}} < 1 \text{ кОм}$ $R_{\text{вых}} = 27 \text{ кОм}$
 <p style="text-align: center;">4</p>	$-\frac{R_1}{R_2}$	$\frac{R_1 + R''}{\mu} \rightarrow 0$	R_2		$K_i = -\frac{R_1}{27 \text{ кОм}}$ $R_{\text{вх}} < 1 \text{ кОм}$ $R_{\text{вых}} = 27 \text{ кОм}$

Схема АЭ п. 2, содержащая два транзистора, может обеспечить $K_i > 1$, что позволяет использовать ее с простейшими цепями второго порядка, содержащими меньшее число конденсаторов.

Таким образом, применение одностранзисторной схемы упрощает схему RC -генератора в части минимального числа транзисторов и с точки зрения потребления питания. В то же время применение такой схемы для низкочастотных генераторов может вызвать увеличение габаритов за счет применения большего числа конденсаторов. Поэтому вопрос применения одной из схем п. 1 или п. 2 табл. 2.11 зависит от требуемого диапазона частот, заданной стабильности частоты, требования к экономичности по питанию и может быть окончательно решен разработчиком после просчета нескольких вариантов RC -генераторов.

Для построения RC -генераторов могут быть использованы $ПТТ$, полученные при помощи $ОУ$. При этом для RC -генераторов могут потребоваться как инвертирующие, так и неинвертирующие усилители тока. Схемы таких усилителей приведены в табл. 2.11.

Преобразователи тока в напряжение (ПТН). Такого вида преобразователи рассчитаны на подключение к генератору тока и содержат на выходе источник напряжения, поэтому входное и выходное сопротивления $ПТН$ должны быть малыми.

Для получения схемы $ПТН$ на транзисторах применим следующий способ. Входную часть $ПТН$ получим, используя схему $ПТТ$ табл. 2.11 (п. 1), между зажимами 1—2 которой включим сопротивление R_n , рассматривая ее как $ПТН$ с выходным сопротивлением R_n .

Так как ток $I_{\text{вых}} \approx I_{\text{вх}} (\alpha \approx 1)$, то передаточное сопротивление $ПТН$ $R_{\text{пер}} = U_2 / I_{\text{вх}} = I_{\text{вых}} R_n / I_{\text{вх}} \approx R_n$.

На практике величина $R_{\text{пер}}$ должна быть значительной, а выходное сопротивление схемы малым, так как на выходе $ПТН$ считаем включенным источник напряжения. Для получения низкого выходного сопротивления к выходу полученного АЭ нужно подключить $ПНН$, выполненный по схеме п. 1 табл. 2.10. Общая схема $ПТН$ при этом будет иметь вид п. 1 табл. 2.12.

В табл. 2.12 приведены практические схемы $ПТН$, рекомендованные для применения в RC -генераторах, и их основные параметры.

В RC -генераторах могут применяться $ПТН$, выполненные на $ОУ$. Схемы таких $ПТН$ с инверсией и без инверсии выходных сигналов относительно входного сигнала приведены в табл. 2.12 п. 2 и 3 соответственно. Эти схемы можно применять как с простейшими RC -цепями второго порядка, так и с более сложными.

Преобразователи напряжения в ток. Для построения схемы $ПНТ$ на транзисторах применим во входной части схему $ПНН$ (п. 6 табл. 2.10), которую для повышения входного сопротивления выполним на полевом транзисторе (входная часть п. 1 табл. 2.13).

Коэффициент передачи такого $ПНН$ на холостом ходу будем считать равным: $K_u \approx R_{\text{н1}} / R_{\text{э1}}$.

Таблица 2.12
СХЕМЫ И ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ПТН

№	Эквивалентная схема	Передающее сопротивление, $R_{пер}$	Входное сопротивление, $R_{вх}$	Выходное сопротивление, $R_{вых}$	Рекомендуемые практические схемы	Параметры практических схем
1		$R_{пер} = R_{н}$	$r_3 + (1 - \alpha) r_6$	$\frac{R_{н}}{1 - \alpha}$		$R_{пер} = 1 \div 10^* \text{ КОМ}$ $R_{вх} \approx 10 \div 20 \text{ Ом}$ $R_{вых} \approx 20 \div 200 \text{ Ом}$
2		$R_{пер} = -R$	$\frac{R + R''}{\mu} \rightarrow 0$	$\frac{R''(R + R')}{\mu R_1} \rightarrow 0$		$R^* = R_{пер} <$ $< - 690 \text{ КОМ}$ $R_{вх} < 5 \text{ КОМ}$ $R_{вых} < 1 \text{ КОМ}$
3		$\frac{R_1(R_2 + R)}{R_2}$	R_1	$\frac{R''(R_2 R + R' R + \dots)}{\mu R' R_2 + R_1 R_2 + R_1 R} \rightarrow 0$		$R^* = R_{пер} = R_1 + 0,5R$ $R_{вх} = 1 \text{ КОМ}$ $R_{вых} < 1 \text{ КОМ}$

Таблица 2.13
СХЕМЫ И ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ПНТ

№	Эквивалентная схема	Передаточная проводимость, $G_{пер}$	Входное сопротивление $R_{вх}$	Выходное сопротивление $R_{вых}$	Рекомендуемая практическая схема	Параметры практических схем
1		$\frac{R_{H1}}{R_{S1} \alpha_2 R_{S2} + R_H (1 - \alpha_2)}$	∞	r_{H2}		$G_{пер} = \frac{2}{R_9} =$ $= (1,4 \div 1,2) \cdot 10^{-4}$ $R_H \leq 2 \text{ КОМ}$ $R_{ВХ} \geq 1 \text{ МОМ}$ $R_{ВЫХ} \approx 20 \text{ КОМ}$
2		$- \frac{R_2}{R_1 R_3}$	R_1	R_3		$G_{пер} = - R_2 \cdot 10^{-9}$ $G_{пер макс} = - 10^{-3}$ $R_{ВХ} = 27 \text{ КОМ}$ $R_{ВЫХ} = 24 \text{ КОМ}$
3		$\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_3}$	R'	R_3		$G_{пер} = 10^{-5} \left(4,1 + \frac{R_2}{290} \right)$ $R_{ВХ} > 300 \text{ КОМ}$ $R_{ВЫХ} = 24 \text{ КОМ}$

Схема может рассматриваться как схема *ПНН* с инверсией сигнала. Она имеет выходное сопротивление $R_{\text{н}}$. Чтобы получить на выходе *ПНТ* неинвертированный ток и высокое выходное сопротивление, подключим к нему дополнительный транзисторный каскад. Тогда схема *ПНТ* будет иметь вид п. 1 табл. 2.13.

Передаточная проводимость схемы с учетом шунтирования сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ входным сопротивлением транзистора T_2 будет определяться выражением

$$G_{\text{пер}} \approx \frac{I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_{\text{н1}}}{R_{\text{э1}}} \frac{\alpha_2}{R_{\text{н1}}(1 - \alpha_2) + \alpha_2 R_{\text{э2}}},$$

где α_2 — коэффициент усиления по току для схемы с ОБ транзистора T_2 .

При значениях $\alpha_2 \rightarrow 1$ и $R_{\text{э2}} \gg R_{\text{н1}}$ проводимость передачи можно приближенно определять по формуле $G_{\text{пер}} \approx (1/R_{\text{э2}})(R_{\text{н1}}/R_{\text{э1}})$.

В табл. 2.13 приведены практические схемы *ПНТ*, которые рекомендуются для применения в схемах *РС*-генераторов, и их основные параметры. Кроме схем *ПНТ* на транзисторах, там же имеются схемы на *ОУ*. Для практического применения приведены две схемы: с инверсией (п. 2) и без инверсии (п. 3). Приведенные схемы *ПНТ* могут использоваться как с простейшими цепями второго порядка, так и с более сложными *РС*-цепями.

АНАЛИЗ RC-ГЕНЕРАТОРОВ



3.1. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ RC-СИСТЕМЫ.
ХАРАКТЕР КОЛЕБАНИЙ В СИСТЕМЕ

Автоколебательную RC-систему можно представить в виде неавтономного многополосника, который не содержит независимых источников напряжения или тока. Выделим в исследуемой системе m контуров (рис. 3.1а), содержащих линейные пассивные элементы R , C и элементы схем замещения зависимых источников (АЭ).

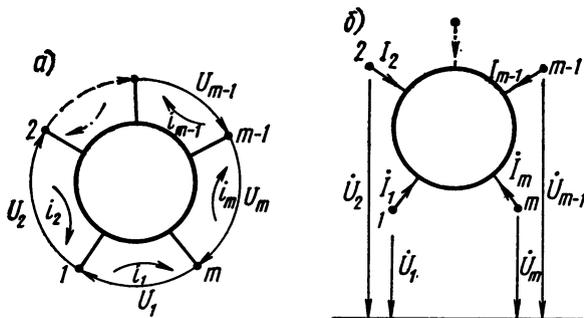


Рис. 3.1. Многополосное представление автоколебательной системы:

а) Z-генератор; б) Y-генератор

Воспользовавшись методом контурных токов, можно составить следующую систему уравнений для мгновенных значений контурных токов i_k (число независимых контуров равно $m-1$):

$$\left. \begin{aligned}
 R_{11}i_1 + \frac{1}{C_{11}} \int i_1 dt - R_{12}i_2 - \frac{1}{C_{12}} \int i_2 dt - \dots - R_{1(m-1)} - \\
 - \frac{1}{C_{1(m-1)}} \int i_{(m-1)} dt = 0, \\
 -R_{21}i_1 - \frac{1}{C_{21}} \int i_1 dt + R_{22}i_2 + \frac{1}{C_{22}} \int i_2 dt - \dots - R_{2(m-1)} i_{(m-1)} - \\
 - \frac{1}{C_{2(m-1)}} \int i_{(m-1)} dt = 0, \\
 \dots \\
 -R_{(m-1)1} i_1 - \frac{1}{C_{(m-1)1}} \int i_1 dt - R_{(m-1)2} i_2 - \frac{1}{C_{(m-1)2}} \int i_2 dt - \\
 - R_{(m-1)(m-1)} i_{(m-1)} + \frac{1}{C_{(m-1)(m-1)}} \int i_{(m-1)} dt = 0,
 \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

где R_{kk} и C_{kk} — собственное активное сопротивление и собственная емкость k -го контура; R_{jk} и C_{jk} — взаимное сопротивление и взаимная емкость контуров j и k .

От системы уравнений (3.1) удобно перейти к системе дифференциальных уравнений для контурных зарядов. Под контурным зарядом будем понимать следующий интеграл [9]: $q = \int i_k dt$. Контурному заряду приписывается направление, соответствующее направлению данного контурного тока. Уравнения (3.1) могут быть переписаны следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} R_{11}q_1' + \frac{1}{C_{11}}q_1 - R_{12}q_2' - \frac{1}{C_{12}}q_2 - \dots - R_{1(m-1)}q_{(m-1)}' - \\ - \frac{1}{C_{1(m-1)}}q_{(m-1)} = 0, \\ -R_{21}q_1' - \frac{1}{C_{21}}q_1 + R_{22}q_2' + \frac{1}{C_{22}}q_2 - \dots - R_{2(m-1)}q_{(m-1)}' - \\ - \frac{1}{C_{2(m-1)}}q_{(m-1)} = 0, \\ \dots \\ -R_{(m-1)1}q_1' - \frac{1}{C_{(m-1)1}}q_1 - R_{(m-1)2}q_2' - \dots - \\ - R_{(m-1)(m-1)}q_{(m-1)}' + \frac{1}{C_{(m-1)(m-1)}}q_{(m-1)} = 0. \end{aligned} \right\} (3.2)$$

Здесь $q' = dq/dt$.

Система уравнений (3.2) описывает свободные колебания в исследуемой RC-цепи. Ее решение нужно искать, приняв

$$q_1 = Q_1 e^{pt}; \quad q_2 = Q_2 e^{pt}; \quad \dots; \quad q_{m-1} = Q_{m-1} e^{pt}.$$

Подставив значения q_1, \dots, q_{m-1} в систему дифференциальных уравнений (3.2), после несложных преобразований получим систему однородных алгебраических уравнений относительно неизвестных Q_1, Q_2, \dots, Q_{m-1} , которая имеет ненулевое решение, если определитель, составленный из коэффициентов при Q_i , равен нулю, т. е.

$$\left| \begin{array}{cccc} pR_{11} + \frac{1}{C_{11}}, & -pR_{12} - \frac{1}{C_{12}}, & \dots, & -pR_{1(m-1)} - \frac{1}{C_{1(m-1)}} \\ -pR_{21} - \frac{1}{C_{21}}, & pR_{22} + \frac{1}{C_{22}}, & \dots, & -pR_{2(m-1)} - \frac{1}{C_{2(m-1)}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -pR_{(m-1)1} - \frac{1}{C_{(m-1)1}}, & -pR_{(m-1)2} - \frac{1}{C_{(m-1)2}}, & \dots, & \dots \\ \dots & \dots & \dots & pR_{(m-1)(m-1)} + \frac{1}{C_{(m-1)(m-1)}} \end{array} \right| = 0.$$

Полученное выражение называется характеристическим уравнением системы. Его можно представить в виде полинома $(m-1)$ -й степени относительно p

$$F(p) = a_{m-1} p^{m-1} + a_{m-2} p^{m-2} + \dots + a_1 p + a_0 = 0. \quad (3.3)$$

Так как коэффициенты уравнения (3.3) являются вещественными, то комплексные корни уравнения могут быть только сопряженными. Если уравнение имеет нечетную степень, то, по крайней мере, один корень является вещественным.

Корни ур-ния (3.3) определяют характер переходного процесса в системе, подвергшейся какому-либо воздействию. Переходная составляющая может быть записана в виде (в случае отсутствия кратных корней)

$$y_n(t) = C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t} + \dots + C_{m-1} e^{p_{m-1} t},$$

где C_1, C_2, \dots, C_{m-1} — постоянные интегрирования, определяемые из начальных условий; p_1, p_2, \dots, p_{m-1} — корни характеристического ур-ния (3.3).

Для оценки устойчивости колебаний или их характера в системе без определения корней характеристического уравнения можно воспользоваться основными свойствами корней, которые позволяют определить необходимые и достаточные условия устойчивости системы. Корни характеристического уравнения представим для наглядности в виде точек на комплексной плоскости p (рис. 3.2).

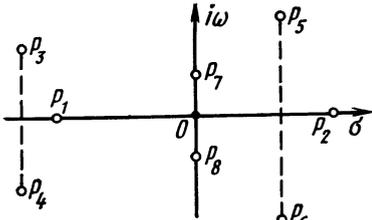


Рис. 3.2. Представление расположения корней характеристического уравнения на комплексной плоскости

Если корень вещественный и отрицательный ($p_1 = -\sigma$), слагаемое, определяемое этим корнем, будет представлять собой экспоненту $C_1 e^{-\sigma t}$. При $t \rightarrow \infty$ этот член будет затухать. При $p_2 = +\sigma$ имеет место не затухающий, а расходящийся процесс. Комплексно-сопряженной паре корней с отрицательной вещественной частью ($p_{3,4} = -\sigma \pm \pm i\omega$) соответствует колебательно-устойчивая система, так как

$$C_1 e^{(-\sigma + i\omega)t} + C_2 e^{(-\sigma - i\omega)t} = A e^{-\sigma t} \sin(\omega t + \varphi),$$

где A и φ — постоянные интегрирования.

Комплексно-сопряженной паре корней с положительной вещественной частью ($p_{5,6} = \sigma \pm i\omega$) соответствует колебательно-неустойчивая система, так как

$$C_1 e^{(\sigma + i\omega)t} + C_2 e^{(\sigma - i\omega)t} = A e^{\sigma t} \sin(\omega t + \varphi).$$

Чисто мнимой паре сопряженных корней ($p_{7,8} = \pm i\omega$) соответствует система с незатухающими колебаниями ($\sigma = 0$)

$$C_1 e^{i\omega t} + C_2 e^{-i\omega t} = A \sin(\omega t + \varphi).$$

3.2. МЕТОДЫ СОСТАВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ

Обобщенные методы узловых напряжений и контурных токов. Рассмотрим автоколебательные системы, представленные в виде неавтономных многополюсников с разомкнутыми (см. рис. 3.1б) и замкнутыми (см. рис. 3.1а) полюсами, содержащие многополюсные АЭ и ФЦ. В этих случаях характеристическое уравнение RC-генератора удобно находить при помощи обобщенных методов узловых напряжений и контурных токов соответственно [15, 71].

Сущность обобщенного метода узловых напряжений и основные свойства Y-матрицы изложены в [69, 75, 76, 15]. Согласно первому закону Кирхгофа одно из уравнений системы является зависимым, поэтому сумма всех элементов в каждой строке и каждом столбце Y-матрицы тождественно равна нулю. Из элементов неопределенной матрицы проводимости только $(m-1)^2$ элементов независимы. Вычеркивая j -ю строку и j -столбец, получим укороченную Y-матрицу, которая соответствует системе уравнения с общим j -м узлом. Такая система будет иметь ненулевое решение при $I_1 = I_2 = \dots = I_m = 0$ только в случае, если определитель укороченной Y-матрицы равен нулю:

$$\begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1(m-1)} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2(m-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{(m-1)1} & Y_{(m-1)2} & \dots & Y_{(m-1)(m-1)} \end{vmatrix} = 0. \quad (3.4)$$

Уравнение (3.4) является характеристическим. Для составления характеристического уравнения автоколебательной системы, представленной в виде неавтономного многополюсника на рис. 3.1а, целесообразно воспользоваться обобщенным методом контурных токов. В этом случае величинами, характеризующими состояния многополюсника, следует выбрать напряжения $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dots, \dot{U}_m$ и токи $\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dots, \dot{I}_m$ на его сторонах.

Сущность обобщенного метода контурных токов и свойства матрицы Z подробно изложены в [71]. Система уравнений контурных токов для многополюсника, представленного на рис. 3.1а, имеет вид

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dots \\ \dot{U}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1m} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{m-1} & Z_{m2} & \dots & Z_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dots \\ \dot{I}_m \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Z -матрица (3.5) образует полную матрицу сопротивлений многополюсника [71]. В соответствии со вторым законом Кирхгофа одно из уравнений (3.5) является зависимым. Поэтому из m^2 элементов Z -матрицы независимыми могут быть только $(m-1)^2$. Вычеркивая m -ю строку и столбец, получим укороченную Z -матрицу и соответствующую ей систему уравнений. Эта система уравнений будет иметь ненулевое решение при $U_1=U_2=U_m=0$ только в том случае, если определитель укороченной матрицы Z будет равен нулю:

$$\begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1(m-1)} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2(m-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{(m-1)1} & Z_{(m-1)2} & \dots & Z_{(m-1)(m-1)} \end{vmatrix} = 0. \quad (3.6)$$

Выражение (3.6) и является характеристическим уравнением системы. Обычно при составлении характеристических уравнений RC -генератора отдают предпочтение обобщенному методу узловых напряжений, так как матрица Y благодаря ее свойствам имеет ряд преимуществ при анализе цепей [71, 75, 76].

Чтобы получить характеристическое уравнение схемы генератора при помощи обобщенного метода узловых напряжений, необходимо:

- непосредственно по схеме автогенератора составить неопределенную матрицу проводимостей схемы. Активные элементы схемы — транзисторы и т. п. — замещаются их матрицами проводимостей, полученными либо непосредственно измерением их эквивалентных проводимостей, либо путем пересчета других эквивалентных параметров;
- надлежащим выбором базисного узла неопределенную матрицу привести к укороченной;
- определитель укороченной матрицы схемы приравнять нулю.

Примеры построения и анализа схем RC -генераторов при помощи обобщенного метода узловых напряжений приведены в гл. 1.

Метод четырехполюсника. В большинстве случаев RC -генераторы могут быть представлены как устройства с положительной ОС, состоящие из АЭ и ФЦ, которые являются четырехполюсниками, соединенными между собой определенным образом.

По способу соединения АЭ и ФЦ следует различать схемы генераторов с последовательной, параллельной, последовательно-параллельной, параллельно-последовательной ОС (Z -, Y -, H -, G -генераторы соответственно), а также кольцевые схемы (A -генераторы). Их характеристические уравнения наиболее просто можно получить при помощи теории четырехполюсника [15, 25, 40].

Автогенератор с последовательной ОС. В этом случае схему можно привести к четырехполюснику с полюсами, замкнутыми накоротко на обоих концах

(рис. 3.3а). Общая матрица четырехполюсника равна сумме матриц $[Z']$ и $[Z'']$, составляющих четырехполюсников (рис. 3.3б):

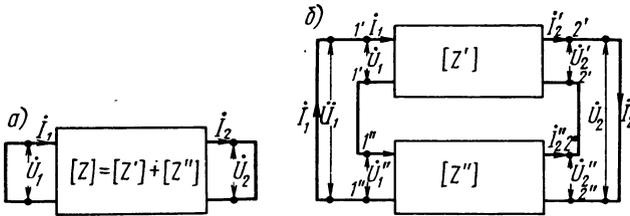


Рис. 3.3. Структурные схемы автогенератора с последовательной ОС:
а) обобщенная; б) детализированная

$$[Z] = [Z'] + [Z''],$$

где $[Z']$ — матрица АЭ; $[Z'']$ — матрица ФЦ.

Покажем, что характеристическое уравнение такого генератора будет

$$|Z| = 0. \quad (3.7)$$

В данном случае (см. рис. 3.3б) $\dot{U}_1 = \dot{U}_2 = 0$, а $I_1 \neq 0$; $I_2 \neq 0$. Следовательно,

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = 0,$$

т. е. определитель $[Z] = 0$. Система будет иметь корни I_1 и I_2 , отличные от нуля. Следовательно, равенство (3.7) является ее характеристическим уравнением.

Автогенератор с параллельной ОС. В этом случае схему приводят к четырехполюснику с разомкнутыми полюсами на обоих концах (рис. 3.4а). Общая матрица $[Y]$ четырехполюсника равна сумме матриц четырехполюсников, составляющих общий четырехполюсник (рис. 3.4б):

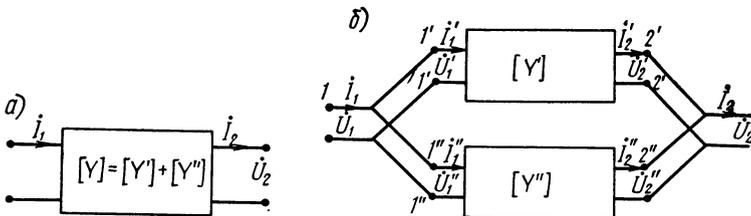


Рис. 3.4. Структурные схемы автогенератора с параллельной ОС:
а) обобщенная; б) детализированная

$$[Y] = [Y'] + [Y''].$$

где $[Y']$ — матрица АЭ; $[Y'']$ — матрица ФЦ.

Покажем, что характеристическое уравнение схемы такого автогенератора будет

$$|Y| = 0. \quad (3.8)$$

В данном случае (см. рис. 3.4б) $I_1 = I_2 = 0$; $U_1 = 0$; $U_2 \neq 0$. Следовательно,

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = 0,$$

т. е. $|Y| = 0$.

Ненулевое решение относительно \dot{U}_1 и \dot{U}_2 возможно, если удовлетворяется равенство (3.8), которое и будет характеристическим уравнением рассматриваемой системы.

Автогенератор с последовательно-параллельной ОС. В этом случае схему приводят к четырехполюснику, у которого полюсы на левом конце замкнуты накоротко, а на правом — разомкнуты (рис. 3.5а). Тогда общая матрица

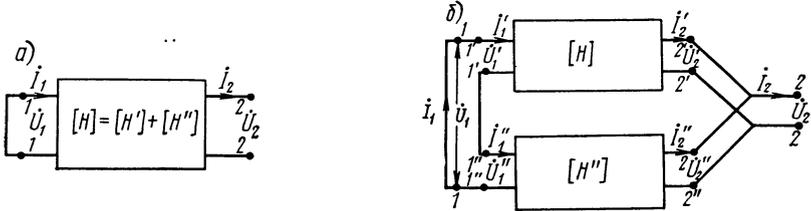


Рис. 3.5. Структурные схемы автогенератора с последовательно-параллельной ОС:

а) обобщенная; б) детализированная

$[H]$ -четырёхполюсника равна сумме матриц $[H']$ и $[H'']$ составляющих четырёхполюсников (рис. 3.5б): $[H] = [H'] + [H'']$, где $[H']$ — матрица АЭ; $[H'']$ — матрица ФЦ.

Покажем, что характеристическое уравнение генератора такого типа

$$[H] = 0. \quad (3.9)$$

В этом случае (см. рис. 3.5б) $\dot{U}_1 = 0$; $i_2 = 0$; $U_2 \neq 0$; $I_1 \neq 0$. Тогда

$$\begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = 0, \quad \text{т. е. } |H| = 0.$$

Автогенератор с параллельно-последовательной ОС. В этом случае схема приводится к четырехполюснику, у которого полюсы на левом конце разомкнуты, а на правом — замкнуты накоротко (рис. 3.6а).

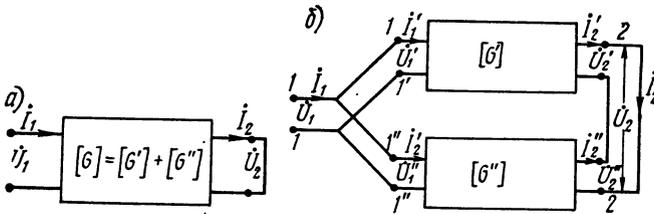


Рис. 3.6. Структурные схемы автогенератора с параллельно-последовательной ОС:

а) обобщенная; б) детализированная

Тогда общая матрица $[G]$ -четырёхполюсника равна сумме матриц $[G']$ и $[G'']$ составляющих четырёхполюсников (рис. 3.6б): $[G] = [G'] + [G'']$, где $[G']$ — матрица АЭ; $[G'']$ — матрица ФЦ.

Характеристическое уравнение такой схемы автогенератора

$$|G| = 0. \quad (3.10)$$

Действительно, из рис. 3.6б видно, что $\dot{I}_1=0$, $\dot{U}_2=0$. Так как $\dot{I}_2 \neq 0$ и $\dot{U}_1 \neq 0$, то определитель $|G|=0$.

Следовательно, выражение (3.10) будет характеристическим уравнением рассматриваемой системы.

Матрицу коэффициентов приведенных выше характеристических уравнений в общем виде можно записать так:

$$[K] = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix}.$$

Элементы матрицы: K_{11} — входной параметр; K_{12} — параметр обратной связи; K_{21} — параметр передачи или усиления; K_{22} — выходной параметр.

Для получения характеристического уравнения исследуемых систем в общем виде можно воспользоваться следующим соотношением:

$$|K| = 0. \quad (3.11)$$

Для упрощения расчетов при применении в качестве АЭ схемы ПТН целесообразно пользоваться Z-параметрами, в случае схемы ПНТ — Y-параметрами, в случае схемы ПТТ — H-параметрами, в случае схемы ПНН — G-параметрами. В таких случаях общая матрица соответствующих параметров системы находится простым суммированием составляющих матриц АЭ и ФЦ: $[K]=[K_{АЭ}]+[K_{ФЦ}]$.

Кольцевая схема автогенератора. Известно, что общей структурной схемой автогенератора с ОС можно считать кольцевую схему, т. е. четырехполюсник, у которого полюсы левой стороны соединены напрямую с полюсами правой стороны (рис. 3.7а). Для такой схемы автогенератора характеристическим уравнением будет выражение

$$A_{11} + A_{22} - |A| - 1 = 0, \quad (3.12)$$

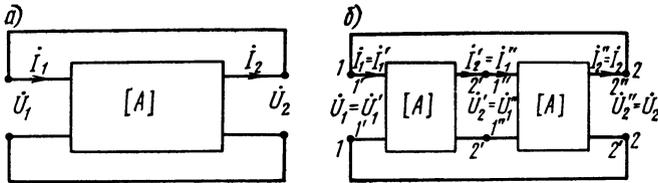


Рис. 3.7. Кольцевые структурные схемы автогенератора: а) обобщенная; б) детализированная

где A_{11} , A_{22} , $|A|$ — элементы и определитель А-матрицы, образованной из коэффициентов следующей системы уравнений:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}.$$

Для рассматриваемого четырехполюсника соотношения между токами и напряжениями на входе и выходе будут (см. рис. 3.7): $\dot{U}_1 = \dot{U}_2$, $\dot{I}_1 = \dot{I}_2$. Подставив эти значения и умножив левую часть системы уравнений на единичную матрицу, получим

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix},$$

откуда

$$\begin{bmatrix} A_{11} - 1 & A_{12} \\ A_{22} & A_{22} - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = 0.$$

Система имеет ненулевые решения относительно \dot{U}_1 и \dot{I}_1 ,

$$\begin{vmatrix} A_{11} - 1 & A_{12} \\ A_{22} & A_{22} - 1 \end{vmatrix} = 0.$$

Последнее выражение эквивалентно ур-нию (3.12).

При помощи формул перехода (см. табл. 2.2 и [41, 71, 75]) к другим системам эквивалентных параметров можно получить еще следующие пять видов характеристических уравнений для кольцевой схемы:

$$\begin{aligned} Z_{11} - Z_{22} + Z_{12} - Z_{21} &= 0, \\ Y_{22} - Y_{11} - Y_{12} + Y_{21} &= 0, \\ H_{12} + H_{21} + |H| - 1 &= 0, \\ G_{12} - G_{21} + |G| - 1 &= 0, \\ B_{11} + B_{22} - |B| - 1 &= 0. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Если в качестве АЭ применяется один из типов однонаправленных преобразователей (ПНН, ПТН, ПТТ, ПНТ, см. табл. 2.8, 2.9), то характеристическое ур-ние (3.12) схемы рис. 3.7а принимает вид $A_{11}=1$ или $A_{22}=1$, где A_{11} и A_{22} определяются как произведение соответствующих А-параметров АЭ и ФЦ: $A_{ij}^{АЭ}, A_{ji}^{ФЦ}$ при разомкнутой петле ОС (рис. 3.7б).

Таким образом, характеристическое уравнение схемы с любым однонаправленным АЭ в общем виде представить как

$$A_{ij}^{АЭ} A_{ji}^{ФЦ} = 1 \quad (i, j = 1, 2). \quad (3.14)$$

Для конкретных АЭ характеристические уравнения приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИЕ УРАВНЕНИЯ РС-ГЕНЕРАТОРА С РАЗЛИЧНЫМИ АЭ

№ пп.	Тип АЭ	Характеристическое уравнение, записанное	
		А-параметрами	передаточными функциями
1	ПНТ	$A_{12}^{АЭ} A_{21}^{ФЦ} = A_{11} = 1$	$K_u = R_d Y(\omega_0) = 1$
2	ПТН	$A_{21}^{АЭ} A_{12}^{ФЦ} = A_{22} = 1$	$K_i = G_z Z(\omega_0) = 1$
3	ПТТ	$A_{22}^{АЭ} A_{22}^{ФЦ} = A_{22} = 1$	$K_i = K_i K_i(\omega_0) = 1$
4	ПНН	$A_{11}^{АЭ} A_{11}^{ФЦ} = A_{11} = 1$	$K_u = K_u K_u(\omega_0) = 1$

3.3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ УСЛОВИЙ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ

Решение характеристического уравнения дает ответ на вопрос об условиях самовозбуждения и частоте колебаний РС-системы. Однако решение уравнений степени выше третьей затруднительно. Поэтому прежде всего следует выяснить, может ли быть исследуемая система автоколебательной, а затем находить граничные условия устойчивости или, иными словами, условия самовозбуж-

дения. С этой целью рассмотрим некоторые критерии устойчивости системы, применяемые в анализе генераторов.

Критерий Гурвица. Пусть исследуемая *RC*-система описывается характеристическим уравнением *n*-го порядка (В.1). Составим квадратную матрицу коэффициентов, содержащую *n* строк и *n* столбцов:

$$\begin{bmatrix} a_{n-1} & a_n & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ a_{n-3} & a_{n-2} & a_{n-1} & a_n & \dots & 0 & 0 \\ a_{n-5} & a_{n-4} & a_{n-3} & a_{n-2} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & a_1 & a_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & a_0 \end{bmatrix}.$$

Эту матрицу получим следующим образом: по диагонали от правого нижнего до левого верхнего углов выписываются все коэффициенты от a_0 до a_{n-1} . Каждая строка дополняется коэффициентами с возрастающими индексами слева направо.

Критерий устойчивости Гурвица сводится к тому, что при $a_n > 0$ все *n* определителей Гурвица, получаемые из матрицы коэффициентов, должны быть положительными. Определители Гурвица составляются так:

$$\Delta_{10} = a_{n-1} > 0, \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_n \\ a_{n-3} & a_{n-2} \end{vmatrix} > 0,$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_n & 0 \\ a_{n-3} & a_{n-2} & a_{n-1} \\ a_{n-5} & a_{n-4} & a_{n-3} \end{vmatrix} > 0 \text{ и т. д.}$$

Последний определитель включает в себя всю матрицу.

Так как в последней строке матрицы все элементы, кроме a_0 , равны нулю, то последний определитель Гурвица определяется как $\Delta_n = a_0 \Delta_{n-1} > 0$.

Нас интересуют свободные колебания в рассматриваемой системе. Выход из области устойчивости в пространстве коэффициентов характеристического уравнения всегда связан с нарушением одного из двух последних условий Рауса—Гурвица [24]. Граница устойчивости определяется либо условием $\Delta_{n-1} = 0$ (наличие пары чисто мнимых корней, что нас интересует), либо $a_0 = 0$ (наличие нулевого корня) при выполнении всех остальных условий. Так как для реальных *RC*-генераторов синусоидальных колебаний $a_0 > 0$, то условием самовозбуждения системы любого порядка будет

$$\Delta_{n-1} \leq 0. \quad (3.15)$$

Раскрывая определители Гурвица, можно получить условия самовозбуждения системы второго, третьего, четвертого и более высоких порядков.

Для уравнения второго порядка $a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0$ критерий Гурвица требует, чтобы $a_2 > 0$, $\Delta_1 = a_1 > 0$, $a_0 > 0$. Таким образом, усло-

вием возникновения автоколебаний в системе второго порядка является

$$\Delta_1 = a_1 = 0. \quad (3.16)$$

Для уравнения третьего порядка $a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0$ условия Гурвица имеют вид:

$$a_3 > 0, \quad \Delta_1 = a_2 > 0 \\ \Delta_2 = a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0, \quad \Delta_3 = a_0 \Delta_2 > 0.$$

Таким образом, условием возникновения автоколебаний в системе третьего порядка является

$$\Delta_2 = a_1 a_2 - a_0 a_3 = 0. \quad (3.17)$$

Для системы четвертого порядка, описываемой уравнением

$$a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0,$$

на основании критерия Гурвица можно получить, что при положительности всех коэффициентов условие самовозбуждения имеет вид

$$a_1 (a_2 a_3 - a_1 a_4) - a_0 a_3^2 = 0. \quad (3.18)$$

Для систем более высоких порядков условия самовозбуждения по критерию Гурвица получаются достаточно громоздкими. Поэтому использование этого критерия практически ограничивается уравнениями четвертого порядка.

Критерий Михайлова. Для сложных систем Михайловым был разработан критерий, основанный на графическом анализе характеристического уравнения. Критерий основан на частотных свойствах функции, составленной по характеристическому уравнению замкнутой системы [ур-ние (В.1) при $p = i\omega$].

Критерий устойчивости Михайлова формулируется следующим образом [59, 64].

Система будет устойчивой, если при изменении частоты от нуля до бесконечности аргумент полинома $F(i\omega)$ возрастает на угол $n\pi/2$ радиан, где n — степень полинома, т. е.

$$\Delta \arg [F(i\omega)] = n\pi/2, \quad 0 < \omega \leq \infty. \quad (3.19)$$

Другими словами, годограф вектора $F(i\omega)$ устойчивой цепи при изменении частоты от нуля до бесконечности, начиная с вещественной оси ($a_0 \neq 0$), последовательно обходит n квадрантов в положительном направлении (рис. 3.8г).

Рассмотрим связь кривой Михайлова со знаками корней характеристического уравнения. Пусть характеристический полином (В.1) имеет корни p_1, p_2, \dots, p_n . Тогда $F(p) = a_n (p - p_1) (p - p_2) \dots (p - p_n)$. При $p = i\omega$

$$F(i\omega) = a_n (i\omega - p_1) (i\omega - p_2) \dots (i\omega - p_n). \quad (3.20)$$

Каждый сомножитель $(i\omega - p_i)$ можно рассматривать как вектор, проведенный из нуля в скользящую точку $i\omega$ (рис. 3.8). При

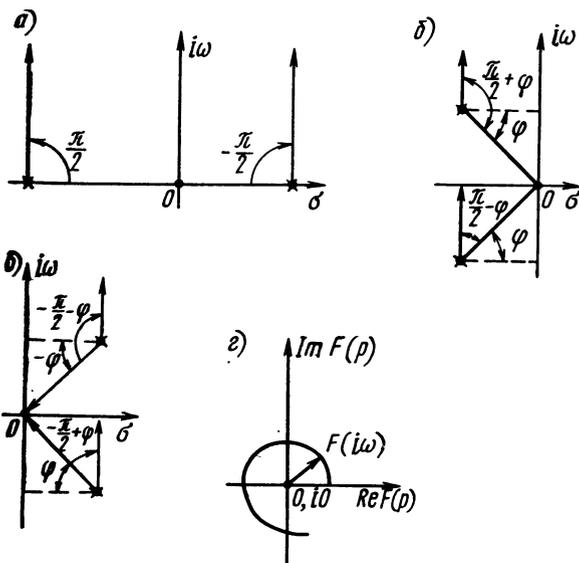


Рис. 3.8. К определению фазовых углов сомножителей с различными корнями для критерия Михайлова:

а) корни вещественные отрицательные и положительные; б) пара комплексно-сопряженных корней с отрицательной вещественной частью; в) пара комплексно-сопряженных корней с положительной вещественной частью; г) частотный годограф $F(i\omega)$ устойчивой цепи

изменении ω от 0 до $+\infty$ конец такого вектора пробегает вдоль положительной полуоси вещественных частот и вектор соответственно поворачивается. Если корень является вещественным и отрицательным, то угол поворота вектора равен $+\pi/2$ (рис. 3.8а). Паре комплексно-сопряженных корней с отрицательными вещественными составляющими соответствует пара векторов, которые поворачиваются на углы $(+\pi/2+\varphi)$ и $(+\pi/2-\varphi)$ (рис. 3.8б). Положительному вещественному корню соответствует вектор с углом поворота $-\pi/2$ (рис. 3.8а). Паре комплексно-сопряженных корней с положительными вещественными частями соответствуют векторы, поворачивающиеся на углы $(-\pi/2+\varphi)$ и $(-\pi/2-\varphi)$ (рис. 3.8в). Аргумент произведения (3.20) равен сумме аргументов сомножителей. При изменении ω от 0 до $+\infty$ приращение аргумента $F(i\omega)$ равно сумме изменений аргументов всех рассмотренных векторов. Если многочлен $F(p)$ степени n имеет k корней с положительными составляющими и $(n-k)$ корней с отрицательными вещественными составляющими, то при изменении ω от 0 до $+\infty$ приращение аргумента функции $F(i\omega)$ будет равно:

$$\Delta \arg [F(i\omega)] = (n - k) \frac{\pi}{2} - k \frac{\pi}{2} = (n - 2k) \frac{\pi}{2}.$$

Необходимым и достаточным условием устойчивости системы является условие (3.19). При выполнении его все нули многочлена $F(p)$ будут находиться в левой полуплоскости p ($k=0$). Соотношение (3.20) и вытекающее из него условие (3.19) становятся сомнительными, если среди корней многочлена $F(p)$ имеются лежащие на оси вещественных частот $i\omega$ (в том числе и нулевые или бесконечные корни), поскольку приращение аргументов от таких

корней является неопределенным. При наличии таких корней исследуемая система неустойчива или находится на границе устойчивости.

Для проверки выполнения критерия устойчивости (3.19) необходимо $F(i\omega)$ представить в виде

$$F(i\omega) = \operatorname{Re} F(i\omega) + i \operatorname{Im} F(i\omega), \quad (3.21)$$

где

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} F(i\omega) &= a_0 - a_2 \omega^2 + a_4 \omega^4 - \dots, \\ \operatorname{Im} F(i\omega) &= a_1 \omega - a_3 \omega^3 + a_5 \omega^5 - \dots \end{aligned}$$

Величину $F(i\omega)$ при заданном параметре ω можно изобразить на плоскости $F(p)$ в виде вектора (рис. 3.8z). Если изменять ω в интервале $0 \leq \omega < +\infty$, то конец этого вектора опишет некоторую кривую, каждая точка которой соответствует определенному значению ω . Полученный таким образом частотный годограф функции $F(i\omega)$ и называется кривой Михайлова для характеристического многочлена $F(p)$. По ней в каждом рассматриваемом случае следует определить приращение аргумента при изменении ω от 0 до $+\infty$ и сопоставить его с (3.19).

В случае пары чисто мнимых корней $p = \pm i\omega_0$, многочлен (B.1) обращается в нуль при подстановке $p = i\omega_0$. Поэтому кривая Михайлова проходит через начало координат при значении $\omega = \omega_0$. В данном случае по кривой Михайлова определяется не только факт наличия чисто мнимых корней многочлена, но и величина их. По кривой Михайлова $F(i\omega)$, построенной для данного характеристического многочлена $F(p)$, можно определить, сколько корней его имеют положительные вещественные части и сколько — отрицательные, и нет ли чисто мнимых корней, а если есть, то каковы они. Другими словами, расположение кривой Михайлова относительно начала координат определяет расположение корней характеристического многочлена относительно мнимой оси на плоскости корней p . При исследовании устойчивости линейных систем обычно выясняют только расположение кривой Михайлова относительно начала координат. Для этого не нужно точное ее построение и корни $F(p)$ вычисляют приближенными численными методами. Если $F(p)$ имеет нулевой корень, то $a_0 = 0$ и кривая $F(i\omega)$ начинается из начала координат.

Форма задания запаса устойчивости системы при использовании критерия Михайлова может выражаться в требовании удаления кривой Михайлова от начала координат во всех точках не менее чем на заданную величину r : $|F(i\omega)| \geq r$, $0 \leq \omega < +\infty$.

Метод исследования замкнутых систем по кривой Михайлова строго обоснован для линейных цепей. Он может быть распространен и на квазилинейные системы и при этом сохраняет свою строгость [64]. Обобщенный для применения к квазилинейным автоколебательным системам, метод исследования при помощи кривой Михайлова дает полное их решение и позволяет весьма наглядно

физически интерпретировать весь механизм и особенности как процесса установления, так и стационарных колебаний.

3.4. СТАЦИОНАРНЫЙ РЕЖИМ

С помощью линейной теории невозможно определить значения стационарной амплитуды и нелинейной поправки на частоту колебаний автогенератора. Точное исследование RC -генераторов с помощью нелинейной теории — задача достаточно сложная, так как часто они описываются нелинейными дифференциальными уравнениями высокого порядка (третьего, четвертого и выше). Для исследования автоколебательных систем применяют квазилинейные методы [50, 64, 65].

Условием применимости квазилинейного метода анализа автоколебаний в системе является исключение высших гармоник реальной линейной частью системы, что именуется свойством фильтра. В этом случае квазилинейными методами можно исследовать даже системы с существенно выраженными нелинейностями (у которых амплитуды гармоник соизмеримы с амплитудой основной частоты). Хорошо выраженными свойствами фильтра обладают системы, содержащие контур с высокой добротностью.

Фазирующие RC -цепи имеют низкую добротность, а следовательно, и слабо выраженные избирательные свойства. Поэтому условием применимости квазилинейного метода для исследования стационарного режима автоколебательных RC -систем будут слабо выраженные нелинейные свойства нелинейного элемента. Это требование заключается в том, что амплитуды гармоник, появляющиеся за счет нелинейности, должны быть значительно меньше амплитуды основной частоты.

Для RC -автогенераторов на транзисторах удобно ввести понятие средних параметров, распространив их на все параметры транзистора. При помощи средних за период колебаний значений параметров транзистора в случае выполнения условий применимости квазилинейного метода анализа можно достаточно точно исследовать стационарный режим работы автогенератора.

Под средними параметрами для схемы транзистора с общим эмиттером следует понимать:

$$y_{б.б_1} = \dot{I}_{б_1} / \dot{U}_{б_1}, \quad y_{б.к_1} = \dot{I}_{к_1} / U_{к_1}$$
$$y_{к.б_1} = \dot{I}_{к_1} / \dot{U}_{б_1}, \quad y_{к.к_1} = \dot{I}_{к_1} / \dot{U}_{к_1},$$

где $\dot{I}_{к_1}$, $\dot{I}_{б_1}$ — комплексные амплитуды первых гармоник коллекторного и базового токов; $\dot{U}_{к_1}$, $\dot{U}_{б_1}$ — комплексные амплитуды первых гармоник коллекторного и базового напряжений.

Благодаря линейной зависимости параметров малого сигнала от тока коллектора и сравнительно незначительной зависимости их от напряжения на коллекторе (за исключением емкости $C_{к.б}$), при отсутствии отсечки коллекторного тока значения средних па-

раметров за период практически совпадают с их значением в исходной рабочей точке [73].

В общем случае в характеристическое уравнение для рассмотрения стационарного режима автогенератора необходимо вместо значений параметров малого сигнала $y_{б.б.}$, $y_{б.к.}$, $y_{к.б.}$, $y_{к.к.}$ подставить их средние за период значения $y_{б.б1.}$, $y_{б.к1.}$, $y_{к.б1.}$, $y_{к.к1.}$. Тогда получим квазилинейное характеристическое уравнение рассматриваемой системы.

Для АЭ по аналогии с транзисторами удобно ввести понятие средних параметров. Под средними А-параметрами АЭ будем понимать [28]:

$$\begin{aligned} \bar{A}_{11} &= \dot{U}'_1 / \dot{U}'_2|_{I_2=0}, & \bar{A}_{12} &= \dot{U}'_1 / \dot{I}'_2|_{U_2=0}, \\ \bar{A}_{21} &= \dot{I}'_1 / \dot{U}'_2|_{I_2=0}, & \bar{A}_{22} &= \dot{I}'_1 / \dot{I}'_2|_{U_2=0}. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Под средними Y-параметрами следует понимать:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_{11} &= \dot{I}'_1 / \dot{U}'_1|_{U_2=0}, & \bar{Y}_{12} &= \dot{I}'_1 / \dot{U}'_2|_{U_1=0}, \\ \bar{Y}_{21} &= \dot{I}'_2 / \dot{U}'_1|_{U_2=0}, & \bar{Y}_{22} &= \dot{I}'_2 / \dot{U}'_2|_{U_1=0}, \end{aligned}$$

где \dot{I}'_1 и \dot{I}'_2 , \dot{U}'_1 и \dot{U}'_2 — комплексные амплитуды первых гармоник токов и напряжений АЭ. Аналогично можно определить средние Z-, G- и H-параметры. Отметим, что рассматриваемые нами схемы АЭ обладают тем свойством, что сдвиг фазы между первой гармоникой выходного сигнала и входным сигналом равен 0 или π , а значит, средние параметры являются вещественными.

Для их определения необходимо располагать следующими характеристиками:

$$\begin{aligned} U_2 &= f(U_1) \text{ в режиме ХХ для определения } \bar{A}_{11}; \\ I_2 &= f(U_1) \text{ в режиме КЗ для определения } \bar{A}_{12}; \\ U_2 &= f(I_1) \text{ в режиме ХХ для определения } \bar{A}_{21}; \\ I_2 &= f(I_1) \text{ в режиме КЗ для определения } \bar{A}_{22}. \end{aligned}$$

Таким образом, для определения некоторого среднего А-параметра необходимо располагать соответствующей зависимостью между входной (x_1) и выходной (x_2) величинами (напряжения, тока):

$$x_2 = f(x_1). \quad (3.23)$$

Пусть x_1 изменяется по синусоидальному закону: $x_1 = A \sin \psi$ ($\psi = \omega t$). Тогда нелинейная функция $f(x_1)$ после разложения в ряд Фурье примет вид

$$x_2 = M_0 + \sum_{k=1}^{\infty} M_{rk} \sin k \psi + \sum_{k=1}^{\infty} M_{sk} \cos k \psi,$$

где коэффициенты M_{rk} и M_{sk} определяются следующим образом:

$$M_{rk} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(A \sin \psi) \sin k \psi d \psi; \quad M_{sk} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(A \sin \psi) \cos k \psi d \psi.$$

В отсутствие постоянной составляющей и гистерезисной петли, учитывая, что $\sin \psi = x_1/A$, ур-ние (3.23) можно представить в виде $x_2 = x_1/\bar{A}_{lm}$ плюс высшие гармоники, где

$$\frac{1}{\bar{A}_{lm}} = \frac{1}{\pi A} \int_0^{2\pi} f(A \sin \psi) \sin \psi d\psi. \quad (3.24)$$

Индексы $l, m = 1, 2$ в зависимости от вида x_1 и x_2 .

Формула (3.24) справедлива для общего случая. Если же аппроксимирующая функция представляет собой полином, то выражение для определения среднего параметра можно получить, не прибегая к интегрированию. Например, если функция $f(x_1)$ представляет собой полином пятой степени

$$x_2 = f(x_1) = \xi_0 + \xi_1 x_1 + \xi_2 x_1^2 - \xi_3 x_1^3 + \xi_4 x_1^4 + \xi_5 x_1^5,$$

то для среднего A -параметра можно получить следующее выражение:

$$\frac{1}{\bar{A}_{lm}} = \frac{x_2^1}{A} = \xi_1 - \frac{3}{4} \xi_3 A^2 + \frac{5}{8} \xi_5 A^4. \quad (3.25)$$

Для получения (3.25) воспользовались тем, что

$$x_1 = A \sin \psi; \quad x_1^3 = A^3 \sin^3 \psi = \frac{A^3}{4} (3 \sin \psi - \sin 3\psi);$$

$$x_1^5 = A^5 \sin^5 \psi = \frac{A^5}{16} (10 \sin \psi - 5 \sin 3\psi + \sin 5\psi)$$

и что четные степени $\sin \psi$ не дают слагаемых в выражении первой гармоники. Аналогично можно поступить, если функция $f(x_1)$ представляет собой полином любой другой степени.

Характеристическое уравнение замкнутой линейарированной системы с АЭ (ПНН, ПТТ, ПНТ, ПТН) можно записать в виде

$$A_{ml}^{\Phi\Pi} \bar{A}_{lm}^{AЭ} = 1 \quad (3.26)$$

или

$$F(p, A) \equiv \sum_{i=0}^n b_i(A) p^i = 0. \quad (3.27)$$

Возможно несколько способов определения амплитуды и частоты стационарных автоколебаний по характеристическому уравнению [64, 65]. Один из них заключается в подстановке в ур-ние (3.27) $p = i\omega$ и решения системы уравнений:

$$\operatorname{Re} F \equiv x(A, \omega) = 0, \quad \operatorname{Im} F \equiv Y(A, \omega) = 0$$

относительно A и ω .

Графический способ определения A_0 и ω_0 основывается на графическом решении ур-ния (3.26) из условия

$$|A_{ml}^{\Phi\Pi}(i\omega)|_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{\bar{A}_{lm}^{AЭ}(A)}.$$

Определенные таким образом первые приближения стационарной частоты и амплитуды часто достаточны для практических целей. При более строгом подходе к определению частоты и амплитуды стационарных колебаний необходимо при помощи гармонического анализа определить и оценить нелинейную поправку на частоту, уточнить значение амплитуды и определить нелинейные искажения формы кривой. Задачу определения уточнения амплитуды можно решить графо-аналитическим методом гармонического анализа [15, 54].

Следует заметить, что задача теоретической оценки стационарной амплитуды и нелинейных искажений представляет значительные трудности, но мало что дает для практики. Действительно, имеет ли смысл строгое решение задачи, если в этом случае все равно нельзя обойтись без промежуточных экспериментальных характеристик? Обычно значительно проще определить экспериментально конечный результат. Поэтому ограничимся грубой оценкой амплитуды и расчетом нелинейной поправки на частоту по заданному коэффициенту нелинейных искажений. Нелинейную поправку на частоту определим способом, рассмотренным в [17].

Рассмотрим схему (рис. 3.9). Она содержит $\PhiЦ$ с передаточной функцией.

$$W_{\PhiЦ}(\omega) = \dot{x}_2/\dot{x}_1; \quad (3.28)$$

$АЭ$ с передаточной функцией

$$W_{АЭ} = \dot{x}_1/\dot{x}_2 \quad (3.29)$$

и амплитудной характеристикой вида

$$x_1 = \theta(x_2), \quad (3.30)$$

где x_1, x_2 соответствуют выходным и входным напряжениям или токам для $АЭ$ ($ПНН, ПТТ, ПНТ, ПТН$) и входным и выходным напряжениям или токам $\PhiЦ$ ($\PhiЦ_u, \PhiЦ_i, \PhiЦ_{ui}, \PhiЦ_{iu}$).

Необходимо найти нелинейную поправку на частоту колебаний $\Delta\omega$ RC -генератора при известных значениях коэффициентов нелинейности $АЭ$ n_α и передаточной функции $W_{\PhiЦ}(\omega)$. Из принципов построения RC -генераторов на $АЭ$ в виде $ПНН, ПТТ, ПНТ, ПТН$, изложенных выше, следует, что значения величины входных и выходных сопротивлений $\PhiЦ$, непосредственно стыкующихся с $АЭ$, не оказывают существенного влияния на нелинейные процессы в $АЭ$. В связи с этим, а также учитывая, что параметры рассматриваемых $АЭ$ частотнонезависимы, можно считать, что их амплитудные характеристики $x_1 = \theta(x_2)$ непетлеобразны (имеют вид тонкой

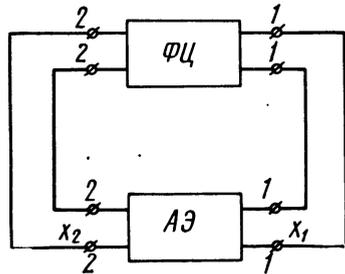


Рис. 3.9. Обобщенная структурная схема RC -генератора для анализа нелинейной поправки для частоты

линии), а их функции однозначны. Поэтому рабочая точка на плоскости x_1, x_2 опишет фигуру нулевой площади и должно выполняться условие

$$\oint_T x_1 dx_2 = 0, \quad (3.31)$$

где $T = 1/f_{ст}$ — период стационарной частоты колебаний $f_{ст}$; x_1, x_2 являются периодическими функциями времени с периодом T , которые могут быть разложены в ряд Фурье по гармоникам частоты $\omega = 2\pi f_{ст}$.

Предположим, что в схеме генератора рис. 3.9 в качестве $AЭ$ применен $ПТТ$, для которого амплитудную характеристику на основании (3.30) запишем как $i_1 = \theta(i_2)$.

В этом случае (3.31) можно записать в виде $\int_0^T i_1 di_2 = 0$. Полу-

ченное выражение является исходным для определения нелинейной поправки $\Delta\omega$ в исследуемом RC -генераторе на $ПТТ$.

Определим значения подынтегральных величин i_1, i_2 , для чего разложим их в ряды Фурье по гармоникам $\omega_{ст}$:

$$i_1 = \sum_{\alpha=1}^{\infty} I_{1\alpha} \cos(\alpha \omega_{ст} t + \psi_{1\alpha}),$$

$$i_2 = \sum_{\beta=1}^{\infty} I_{2\beta} \cos(\beta \omega_{ст} t + \psi_{2\beta}),$$

Из последнего равенства

$$di_2 = - \sum_{\beta=1}^{\infty} I_{2\beta} \beta \omega_{ст} \sin(\beta \omega_{ст} t + \psi_{2\beta}) dt.$$

Следовательно, $\int_0^T i_1 di_2 = \sum_{\alpha=1}^{\infty} \sum_{\beta=1}^{\infty} I_{1\alpha} I_{2\beta} \beta \omega_{ст} \int_0^T \cos(\alpha \omega_{ст} t + \psi_{1\alpha}) \times \sin(\beta \omega_{ст} t + \psi_{2\beta}) dt = 0$.

Так как

$$\int_0^T \cos(\alpha \omega_{ст} t + \psi_{1\alpha}) \sin(\beta \omega_{ст} t + \psi_{2\beta}) dt = \begin{cases} 0 & \text{при } \alpha \neq \beta, \\ \frac{T}{2} \sin(\psi_{2\alpha} - \psi_{1\alpha}) & \text{при } \alpha = \beta, \end{cases}$$

то

$$\int_0^T i_1 di_2 = - \sum_{\alpha=1}^{\infty} I_{1\alpha} I_{2\alpha} \alpha \omega_{ст} \frac{T}{2} \sin(\psi_{2\alpha} - \psi_{1\alpha}) = 0$$

или

$$\sum_{\alpha=1}^{\infty} I_{1\alpha} I_{2\alpha} \alpha \sin(\psi_{2\alpha} - \psi_{1\alpha}) = 0. \quad (3.32)$$

В соответствии с выражением (3.28) запишем:

$$K_i(\alpha \omega_{\text{ст}}) = I_{2\alpha}/I_{1\alpha},$$

$$\psi_{2\alpha} - \psi_{1\alpha} = \varphi(\alpha \omega_{\text{ст}}).$$

С учетом последних выражений (3.32) можно записать так:

$$\sum_{\alpha=1}^{\infty} I_{1\alpha}^2 K_i(\alpha \omega_{\text{ст}}) \alpha \sin \varphi(\alpha \omega_{\text{ст}}) = 0.$$

Учитывая, что $I_{1\alpha}/I_1 = n_\alpha$, получим

$$\sum_{\alpha=1}^{\infty} n_\alpha^2 \alpha K_i(\alpha \omega_{\text{ст}}) \sin \varphi(\alpha \omega_{\text{ст}}) = 0.$$

Из последнего выражения

$$\dot{K}_i(\omega_{\text{ст}}) \sin \varphi(\omega_{\text{ст}}) = - \sum_{\alpha=2}^{\infty} \alpha n_\alpha^2 K_i(\alpha \omega_{\text{ст}}) \sin \varphi(\alpha \omega_{\text{ст}}).$$

Если

$$\dot{K}_i(\omega_{\text{ст}}) = \text{Re } \dot{K}_i(\omega_{\text{ст}}) + i \text{Im } \dot{K}_i(\omega_{\text{ст}}),$$

то

$$\dot{K}_i(\omega_{\text{ст}}) \sin \varphi(\omega_{\text{ст}}) = \text{Im } K_i(\omega_{\text{ст}}).$$

Тогда

$$\text{Im } \dot{K}_i(\omega_{\text{ст}}) = - \sum_{\alpha=2}^{\infty} \alpha n_\alpha^2 \text{Im } \dot{K}_i(\alpha \omega_{\text{ст}}). \quad (3.33)$$

Это выражение является уравнением, которое определяет частоту стационарных колебаний. При определении первого приближения значения частоты стационарных колебаний (когда нет нелинейных искажений) можно принять, что $\sum_{\alpha=2}^{\infty} \alpha n_\alpha^2 \text{Im } \dot{K}_i(\alpha \omega_{\text{ст}}) = 0$.

Следовательно, для определения значения первого приближения стационарной частоты колебаний $\omega_{\text{ст}}$ получаем уравнение

$$\text{Im } \dot{K}_i(\omega_0) = 0. \quad (3.34)$$

Действительное значение стационарной частоты $\omega_{\text{ст}} = \omega_0 + \Delta \omega_{\text{н}}$. После разложения выражения $\text{Im } \dot{K}_i(\omega_{\text{ст}})$ в ряд Тейлора получим

$$\text{Im } \dot{K}_i(\omega_{\text{ст}}) = \text{Im } \dot{K}_i(\omega_0 + \Delta \omega) = \text{Im } \dot{K}_i(\omega_0) + \text{Im } \dot{K}_i'(\omega_0) \Delta \omega_{\text{н}}.$$

Из последнего равенства можно определить нелинейную поправку на частоту

$$\Delta \omega_n = m \dot{K}_i(\omega_{ст}) - \text{Im } \dot{K}_i(\omega_0) / \text{Im } K_i'(\omega_0).$$

Учитывая (3.33) и (3.34), последнее выражение запишем

$$\Delta \omega_n = - \sum_{\alpha=2}^{\infty} n_{\alpha}^2 \alpha \text{Im } \dot{K}_i(\alpha \omega_{ст}) / \text{Im } K_i'(\omega_0).$$

Так как $\omega_{ст} \approx \omega_0$, то

$$\Delta \omega_n \approx - \sum_{\alpha=2}^{\infty} n_{\alpha}^2 \alpha \text{Im } \dot{K}_i(\alpha \omega_0) / \text{Im } K_i'(\omega_0). \quad (3.35)$$

Аналогично можно получить выражения для определения значений нелинейной поправки на частоту и для генератора с другими типами АЭ. При этом обобщенную формулу для ПНН, ПТТ, ПНТ, ПТН можно записать в виде

$$\Delta \omega_n = - \sum_{\alpha=2}^{\infty} n_{\alpha}^2 \alpha \text{Im } \dot{W}(\alpha \omega_0) / \text{Im } \dot{W}'(\omega_0). \quad (3.36)$$

Из (3.36) видно, что нелинейная поправка может быть определена при помощи известных коэффициента гармоник n АЭ и передаточной функции ФЦ $\dot{W}(\omega)$. Коэффициенты гармоник АЭ могут быть получены экспериментально или путем расчета. Рекомендуем определять значения коэффициентов нелинейных искажений гармоник АЭ экспериментально. Для определения передаточной функции $\dot{W}(\omega)$ ФЦ можно воспользоваться известными методами теории цепей. Из (3.36) также видно, что уменьшить $\Delta \omega_n$ можно, применяя АЭ со слабо выраженными нелинейными свойствами и ФЦ с хорошей избирательностью по частоте.

Устойчивость стационарных колебаний. Из теории колебаний известно [64, 65], что не всякое периодическое решение будет соответствовать устойчивым автоколебаниям. Периодическое решение имеет вид $A_{ст} \sin(\omega_{ст}t + \psi_{ст})$, где $A_{ст}$, $\omega_{ст}$, $\psi_{ст}$ — амплитуда, частота и фаза стационарного колебания. Задача исследования устойчивости периодического решения сводится обычно к анализу линейного уравнения с периодическими переменными коэффициентами¹⁾.

Для определения устойчивости периодического решения воспользуемся приближенным методом, основанным на использовании кривой Михайлова. Сущность его заключается в следующем.

Каждому конкретному значению амплитуды квазилинейного характеристического уравнения будет соответствовать своя кривая Михайлова. При значении амплитуды, равном стационарному, кривая пройдет через начало координат (рис. 3.10). Чтобы исследовать устойчивость периодического решения с амплитудой $A = A_{ст}$, необходимо дать ей малое приращение ΔA . В этом случае при

¹⁾ Общие методы разработаны А. М. Ляпуновым. Однако их использование связано со значительными трудностями.

зомкнутой петле обратной связи; $|K|$ и φ — модуль и фаза коэффициента передачи.

Из ур-ния (3.38) можно получить известные условия баланса фаз и баланса амплитуд:

$$\varphi \pm 2\pi m = 0, \quad |K| = 1 \quad (m = 0, 1, 2\dots). \quad (3.39)$$

В общем случае коэффициент передачи \vec{K} зависит от вектора параметров компонентов $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, амплитуды A и частоты ω . В свою очередь, вектор значений параметров компонентов x определенным образом зависит от дестабилизирующих факторов $\vec{q} = (q_1, q_2, \dots, q_l)$.

Тогда можно записать:

$$\left. \begin{aligned} |K| \cdot \Phi_1[\vec{x}(\vec{q}), A, \omega] &= 1, \\ \varphi = \Phi_2[\vec{x}(\vec{q}), A, \omega] &= \mp 2\pi m. \end{aligned} \right\}$$

При малых изменениях параметров компонентов, вызванных влиянием дестабилизирующих факторов, стационарные значения амплитуды и частоты колебаний изменяются так, чтобы выполнялись условия (3.39):

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1[\vec{x}(\vec{q} + \Delta\vec{q}), A + \Delta A, \omega + \Delta\omega] &= 1, \\ \Phi_2[\vec{x}(\vec{q} + \Delta\vec{q}), A + \Delta A, \omega + \Delta\omega] &= \mp 2\pi m. \end{aligned} \right\}$$

Воспользовавшись разложением функций Φ_1 и Φ_2 в ряд Тейлора по малым приращениям $\Delta\vec{q}$, ΔA , $\Delta\omega$ в окрестности точки стационарного режима «0» и ограничившись линейными членами разложения, получим:

$$\begin{aligned} \sum_i \sum_j \left(\frac{\partial |K|}{\partial x_i} \right)_0 \left(\frac{\partial x_i}{\partial q_j} \right)_0 \Delta q_j + \left(\frac{\partial |K|}{\partial A} \right)_0 \Delta A + \left(\frac{\partial |K|}{\partial \omega} \right)_0 \Delta \omega &= 0, \\ \sum_i \sum_j \left(\frac{\partial \varphi}{\partial x_i} \right)_0 \left(\frac{\partial x_i}{\partial q_j} \right)_0 \Delta q_j + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial A} \right)_0 \Delta A + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \right)_0 \Delta \omega &= 0 \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} \sum_i \sum_j S_{x_i}^{|K|} \alpha_{x_i q_j} \Delta q_j + S_A^{|K|} \delta A + S_\omega^{|K|} \delta \omega &= 0, \quad (3.40) \\ \sum_i \sum_j S_{x_i}^\varphi \alpha_{x_i q_j} \Delta q_j + S_A^\varphi \delta A + S_\omega^\varphi \delta \omega &= 0, \end{aligned}$$

где $S_{x_i}^{|K|} = \frac{\partial |K|}{\partial x_i} \frac{x_i}{|K|}$; $S_{x_i}^\varphi = \frac{\partial \varphi}{\partial x_i} x_i$ — чувствительности функций $|K|$ и φ к изменению $S_{x_i}^{|K|}$; $S_A^{|K|}$; $S_\omega^{|K|}$, S_A^φ , S_ω^φ , которые определяются аналогично; Δq_j — абсолютное изменение некоторого деста-

билизирующего фактора; $\delta A = \Delta A / A_0$; $\delta \omega = \Delta \omega / \omega_0$; $\alpha_{x_i q_j} = (\partial x_i / \partial q_j) \times (1/x_i)$ — коэффициент влияния дестабилизирующего фактора q_j на величину x_i .

Решив систему (3.40) относительно δA и $\delta \omega$, получим:

$$\delta A = D_1/D; \quad \delta \omega = D_2/D, \quad (3.41)$$

где

$$D_1 = S_{\omega}^{|K|} \sum_i \sum_j S_{x_i}^{\Phi} \alpha_{x_i q_j} \Delta q_j - S_{\omega}^{\Phi} \sum_i \sum_j S_{x_i}^{|K|} \alpha_{x_i q_j} \Delta q_j,$$

$$D_2 = S_A^{\Phi} \sum_i \sum_j S_{x_i}^{|K|} \alpha_{x_i q_j} \Delta q_j - S_A^{|K|} \sum_i \sum_j S_{x_i}^{\Phi} \alpha_{x_i q_j} \Delta q_j,$$

$$D_3 = S_A^{|K|} S_{\omega}^{\Phi} - S_A^{\Phi} S_{\omega}^{|K|}.$$

Обычно чувствительности $S_{\omega}^{|K|}$ и S_A^{Φ} в автоколебательных системах, работающих в режиме, близком к границе самовозбуждения, весьма малы. Поэтому выражения (3.41) можно упростить:

$$\delta A = - \sum_i \sum_j S_{x_i}^{|K|} \alpha_{x_i q_j} \Delta q_j / S_A^{|K|}, \quad (3.42)$$

$$\delta \omega = - \sum_i \sum_j S_{x_i}^{\Phi} \alpha_{x_i q_j} \Delta q_j / S_{\omega}^{\Phi}. \quad (3.43)$$

Чувствительности $S_A^{|K|}$ и S_{ω}^{Φ} являются важными параметрами автогенератора, так как непосредственно определяют нестабильность амплитуды и частоты колебаний.

Величина $S_A^{|K|}$ характеризует крутизну амплитудной характеристики АЭ или устройства, введенного в автоколебательную систему для ограничения амплитуды колебаний. Величина S_{ω}^{Φ} характеризует крутизну частотной характеристики избирательной цепи, и ее часто называют фиксирующей способностью системы.

Следует отметить, что нестабильность амплитуды и частоты колебаний во многом зависит от величин коэффициентов влияния дестабилизирующих факторов q_j на параметры компонентов $x_i(\alpha_{x_i q_j})$, которые определяют эталонность исследуемой системы.

На основе полученного выражения (2.43) можно вывести некоторые полезные для анализа соотношения. Для этого запишем выражение для нестабильности частоты в виде

$$\delta \omega = - \sum_i S_{x_i}^{\Phi} \delta x_i / S_{\omega}^{\Phi}, \quad (3.44)$$

где

$$\delta x_i = \sum_j \alpha_{x_i q_j} \Delta q_j.$$

Так как составляющими элементами рассматриваемых систем являются R- и C-элементы, то из (3.44) следует, что

$$\delta \omega = - \left(\sum_{i=1}^r S_{R_i}^{\Phi} \delta R_i + \sum_{i=r+1}^n S_{C_i}^{\Phi} \delta C_i \right) / S_{\omega}^{\Phi}. \quad (3.45)$$

В то же время известно [20, 51], что суммы чувствительностей RC -систем обладают следующими важными свойствами:

$$\sum_{i=1}^r S_{R_i}^{\Phi} = \sum_{i=r+1}^n S_{C_i}^{\Phi}, \quad S_{\omega}^{\Phi} = \sum_{i=r+1}^n S_{C_i}^{\Phi}.$$

Разделяя элементы автоколебательной системы на элементы фазирующей цепи $x_i^{\Phi\Pi}$ и элементы активного устройства $x_i^{AЭ}$, из (3.45) получим

$$\begin{aligned} \delta \omega = & - \left(\sum S_{R_i^{\Phi\Pi}}^{\Phi} \delta R_i^{\Phi\Pi} + \sum S_{C_i^{\Phi\Pi}}^{\Phi} \delta C_i^{\Phi\Pi} \right) / \sum S_{C_i^{\Phi\Pi}}^{\Phi} - \\ & - \sum S_{x_i^{AЭ}}^{\Phi} \delta x_i^{AЭ} / S_{\omega}^{\Phi} = \delta \omega_{\Phi\Pi} - \delta \omega_{AЭ}. \end{aligned} \quad (3.46)$$

Найденное соотношение позволяет утверждать, что составляющая неустойчивости $\delta \omega_{\Phi\Pi}$, обусловленная изменением элементов $\Phi\Pi$, определяется в основном эталонностью системы и практически не зависит от величины фиксирующей способности. Составляющая неустойчивости $\delta \omega_{AЭ}$, обусловленная изменением параметров $AЭ$, определяется не только величинами этих изменений, но и существенно зависит от фиксирующей способности.

Приведем выражение составляющей $\delta \omega_{\Phi\Pi}$ для одного частного, но важного случая, когда элементы фазирующей RC -цепи являются однотипными, т. е. когда выполняются равенства:

$$\delta R_1 = \delta R_2 = \dots = \delta R; \quad \delta C_1 = \delta C_2 = \dots = \delta C,$$

имеем $\delta \omega_{\Phi\Pi} = -\delta R - \delta C$. Составляющая $\delta \omega_{\Phi\Pi}$ не зависит от количества элементов в $\Phi\Pi$, если эти элементы являются однотипными и имеют равные коэффициенты, характеризующие влияние дестабилизирующих факторов. Представив $\delta \omega_{\Phi\Pi}$ в виде $\sum_j \alpha_{R, q_j} \Delta q_j + \sum_j \alpha_{C, q_j} \Delta q_j = -\delta R - \delta C$, получим выражение, позволяющее по заданному изменению параметров элементов δR и δC при воздействии дестабилизирующих факторов выбирать тип этих элементов. Например, учитывая только температурное влияние, получим

$$\alpha_{R, T} \Delta T + \alpha_{C, T} \Delta T = -\delta R - \delta C$$

или

$$\alpha_{R, T} + \alpha_{C, T} = (-\delta R - \delta C) / \Delta T.$$

Зная допустимое значение δR , δC и температурный диапазон ΔT , можно выбрать тип R - и C -элементов.

Автоколебательную систему можно представить в виде кольцевой схемы замещения, состоящей из $AЭ$ и $\Phi\Pi$. Обычно $AЭ$ характеризуется величиной усиления, входным и выходным сопротивле-

ниями (проводимостями). Элементы $\Phi Ц$ целесообразно выбирать так, чтобы величины ее элементов x_1 и x_2 , с которыми суммируются входное и выходное сопротивления (проводимости) $x_{вх}$ и $x_{вых}$ (ПНН, ПТТ, ПНТ, ПТН), удовлетворяли бы условиям $x_1 \gg x_{вх}$, $x_2 \gg x_{вых}$.

Записав фазовую характеристику системы в виде

$$\varphi = \varphi(x_1 + x_{вх}, x_2 + x_{вых}, x_3, \dots, x_n, \omega) = 0,$$

на основании (3.46) получим выражение для неустойчивости частоты RC -генераторов рассматриваемых типов

$$\delta \omega = - \frac{\sum_{i=1}^n S_{x_i}^{\varphi} \delta x_i}{S_{\omega}^{\varphi}} - \frac{S_{x_1}^{\varphi} (\Delta x_{вх}/x_1) + S_{x_2}^{\varphi} (\Delta x_{вых}/x_2)}{S_{\omega}^{\varphi}}. \quad (3.47)$$

Первая составляющая (3.47) представляет собой вклад в общую неустойчивость параметров $\Phi Ц$, вторая составляющая характеризует неустойчивость частоты вследствие изменений входных и выходных параметров $AЭ$.

Выражения (3.42) и (3.43) являются исходными как для детерминированной, так и вероятностной оценок неустойчивостей амплитуды и частоты автогенератора. Среди детерминированных оценок широкое распространение получила оценка по наихудшему случаю, согласно которой в выражение (3.43) подставляются максимальные значения абсолютных величин $S_{x_i}^{\varphi} \alpha_{x_i q_j} \Delta q_j \rho_j$.

Детерминированный метод оценки неустойчивости частоты колебаний RC -генераторов, имеющих сложную структуру, можно рекомендовать лишь на начальных этапах проектирования для предварительной оценки поля допуска. На последующих этапах проектирования следует отдать предпочтение вероятностным методам по следующим причинам: во-первых, для большинства случаев предельно возможные значения параметров элементов схемы не могут быть заданы строго; во-вторых, стремление выполнить рекомендации метода наихудшего случая приводит к неоправданно жестким требованиям на параметры элементов.

Вероятностный метод (метод моментов [29]) оценки неустойчивости частоты автогенератора состоит в определении моментов $\delta \omega$ по известным моментам аргументов функции (3.43), где случайными и независимыми величинами следует считать $\alpha_{x_i q_j}$. Величины Δq_j нельзя считать случайными, поскольку они определяются областью возможных значений, оговоренных в техническом задании на разработку. Тогда, исходя из выражения (3.43), математическое ожидание и дисперсию $\delta \omega$ можно представить следующим образом:

$$M[\delta \omega] = - (S_{\omega}^{\varphi})^{-1} \sum_{i, j} S_{x_i}^{\varphi} M[\alpha_{x_i q_j}] \Delta q_j; \quad (3.48)$$

$$D[\delta\omega] = (S_{\omega}^{\Phi})^{-2} \sum_{i,j} (S_{x_i}^{\Phi})^2 D[\alpha_{x_i} q_j] (\Delta q_j)^2. \quad (3.49)$$

Отклонение $\delta\omega$ формируется под воздействием большого числа независимых случайных дестабилизирующих факторов. Согласно центральной предельной теореме можно считать, что $\delta\omega$ распределено по закону, близкому к нормальному, что позволяет выбрать допуск следующим образом:

$$\delta\omega_{\text{доп}} = \pm \{ |M[\delta\omega]_{\text{макс}}| + k_{\alpha} \sqrt{D[\delta\omega]_{\text{макс}}} \}, \quad (3.50)$$

где $|M[\delta\omega]_{\text{макс}}|$, $D[\delta\omega]_{\text{макс}}$ — максимальные значения математического ожидания и дисперсии $\delta\omega$; k_{α} — коэффициент, полученный по таблицам нормального распределения для случая вероятности нахождения параметров автогенератора в пределах допуска ($p_{\alpha} = 1 - \alpha$); α — вероятность выхода за пределы допуска. При расчетах часто принимают $p_{\alpha} = 99,7\%$, этому значению вероятности соответствует $k = 3$. Значение $\delta\omega_{\text{доп}}$, вычисленное при данном k_{α} , можно рекомендовать в качестве допуска.

Для анализа неустойчивости амплитуды колебаний воспользуемся выражением (3.42), которое запишем в виде

$$\delta A = - \sum_l S_{x_l}^{|K|} \delta x_l / S_A^{|K|},$$

где $\delta x_l = \sum_m \alpha_{x_l} q_m \Delta q_m$.

Как следует из определения (3.38) и (3.14), модуль

$$|K| = 1/|A_{ij}^{A\mathcal{E}}| \cdot |A_{ji}^{\Phi\Pi}| \quad (i, j = 1, 2).$$

Воспользовавшись полиномиальной аппроксимацией амплитудной характеристики $A\mathcal{E}$ (3.25), получим

$$|K| = (1/|A_{ji}^{\Phi\Pi}|) \left(\eta_1 - \frac{3}{4} \eta_3 A^2 + \frac{5}{8} \eta_5 A^4 \right).$$

Так как $|A_{ij}^{\Phi\Pi}|$ является функцией параметров элементов x_i ($i = 1, 2, \dots, m$) и не зависит от амплитуды колебаний, то чувствительности $S_A^{|K|}$ и $S_{x_l}^{|K|}$ определяются следующим образом:

$$S_A^{|K|} = \frac{-\frac{3}{2} \eta_3 A^2 + \frac{5}{2} \eta_5 A^4}{\eta_1 - \frac{3}{4} \eta_3 A^2 + \frac{5}{8} \eta_5 A^4},$$

$$\sum S_{x_l}^{|K|} \delta x_l = - \sum_{l=1}^m S_{x_l}^{|A_{ji}^{\Phi\Pi}|} \delta x_l + \sum_{k=1}^S S_{\eta_k}^{A\mathcal{E}} \delta \eta_k.$$

Неустойчивости амплитуды колебаний можно определить как

$$\delta A = \frac{\eta_1 - \frac{5}{4} \eta_3 A^2 + \frac{5}{8} \eta_5 A^4}{-\frac{3}{2} \eta_3 A^2 + \frac{5}{2} \eta_5 A^4} \left(\sum_{l=1}^m S_{x_l}^{A_{ji} \Phi} |\delta x_l + \sum_{k=1}^S S_{\eta_k}^{A_{ij} A} \delta \eta_k \right), (3.51)$$

где отклонения δx_l и $\delta \eta_k$ обусловлены воздействием дестабилизирующих факторов. Величину δx_l можно вычислить, как было показано выше, зная коэффициенты влияния на параметры элементов дестабилизирующих факторов $\alpha_{x_l q_m}$ и величины дестабилизирующих факторов Δq_m : $\delta x_l = \sum_m \alpha_{x_l q_m} \Delta q_m$. Величины $\delta \eta_k$ можно определить экспериментально, зная поведение аппроксимированной амплитудной характеристики при воздействии различных дестабилизирующих факторов.

Вычисление чувствительностей схем автогенераторов является весьма трудоемкой задачей, поэтому для определения их целесообразно воспользоваться экспериментом или вычислением на ЭЦВМ.

Для разработки алгоритма вычисления чувствительностей частоты генерации к изменению параметров элементов на ЭЦВМ удобно ур-ние (3.38) выразить через возвратное отношение эквивалентного усилителя, что позволяет воспользоваться существующими программами для исследования усилителей на ЭЦВМ.

На основе полученных результатов и алгоритма, приведенного в [63], можно получить программу, которая позволяет анализировать на ЭЦВМ автогенераторы, работающие в режиме, близком к границе возникновения колебаний. Для такого режима генератора неустойчивости δA и $\delta \omega$ можно оценить с помощью возвратного отношения эквивалентного усилителя

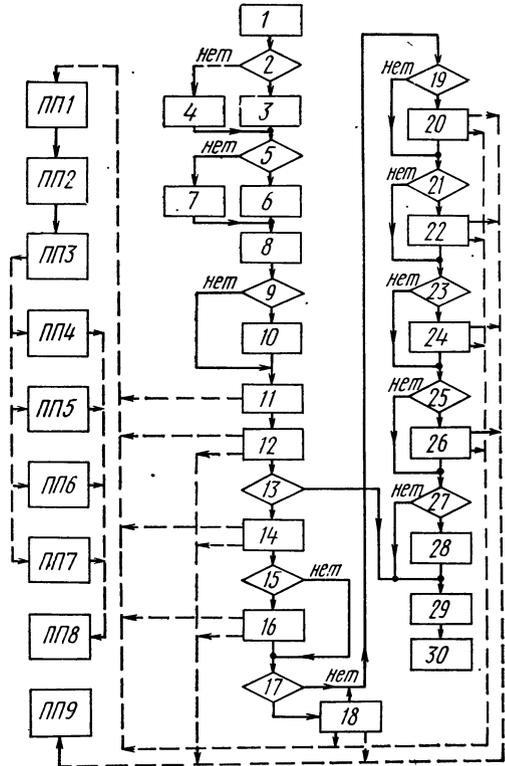


Рис. 3.11. Укрупненная структурная схема программы для оценки неустойчивой амплитуды и частоты: ромб-блок выполняет логические функции; прямоугольник-блок выполняет любые другие функции; — основной путь передачи сигналов управления; - - - обращение к вспомогательным подпрограммам

$[K(p) = 1]$, что позволяет воспользоваться существующими программами для исследования усилителей с ОС на ЭЦВМ, в которые необходимо при этом добавить блок отыскания частоты генерации и блок определения возвратного отношения на этой частоте.

Используя такую программу в режиме диалога «человек — ЭВМ», можно получить вероятностную оценку нестабильностей δA , $\delta\omega$ для различных генераторов.

Укрупненная структурная схема программы для оценки нестабильностей δA и $\delta\omega$ приведена на рис. 3.11.

Приведем перечень функций, выполняемых ее блоками.

1. Ввод исходных данных.
2. Проверка, набраны ли номера входного и выходного узлов на клавиатуре «набор кода».
3. Запоминание номеров входного и выходного узлов эквивалентного усилителя, набранных на клавиатуре.
4. Выбор номеров входного и выходного узлов из исходных данных.
5. Проверка, набрано ли начальное приближение частоты генерации на клавиатуре «набор кода».
6. Запоминание частоты, набранной на клавиатуре, и подготовка однократного цикла по этой частоте.
7. Подготовка однократного цикла по частоте согласно исходным данным.
8. Перевод исходных данных из десятичной системы счисления в двоичную; подсчет количества R -, C - и L -элементов и транзисторов; определение количества узлов в схеме и номеров, присвоенных этим узлам.
9. Проверка, дано ли указание учитывать старение элементов.
10. Коррекция параметров элементов согласно данным по старению.
11. Вычисление и печать частоты генерации ω_0 .
12. Вычисление и печать модулей и фаз возвратных отношений T эквивалентного усилителя на частоте ω_0 при номинальных значениях параметров элементов.
13. Проверка, дано ли указание анализировать зависимость амплитуды и частоты колебаний от изменений параметров элементов и окружающей среды.
14. Вычисление, запоминание и печать чувствительности модуля и фазы T к частоте.
15. Проверка, дано ли указание анализировать зависимость амплитуды и частоты колебаний от изменений температуры.
16. Вычисление и печать чувствительности модуля и фазы T и чувствительности частоты и амплитуды колебаний к изменению температуры.
17. Проверка, дано ли указание анализировать зависимость частоты и амплитуды колебаний от изменений параметров нагрузки генератора.
18. Вычисление и печать чувствительности модуля и фазы T и чувствительности частоты и амплитуды колебаний к изменению параметров нагрузки генератора.
19. Проверка, дано ли указание анализировать зависимость частоты и амплитуды колебаний от изменений резисторов R и есть ли в схеме резисторы.
20. Вычисление и печать чувствительности модуля и фазы T и чувствительности частоты и амплитуды колебаний к изменению параметров резисторов.
21. Проверка, дано ли указание анализировать зависимость частоты и амплитуды колебаний от изменений емкостей C и есть ли в схеме конденсаторы.
22. Вычисление и печать чувствительности модуля и фазы T и чувствительности частоты и амплитуды колебаний к изменению параметров конденсаторов.
23. Проверка, дано ли указание анализировать зависимость частоты и амплитуды колебаний от изменений индуктивности L и есть ли в схеме катушки индуктивности.
24. Вычисление и печать чувствительности модуля и фазы T и чувствительности частоты и амплитуды колебаний к изменению параметров индуктивностей.

25. Проверка, дано ли указание анализировать зависимость частоты и амплитуды колебаний от изменений параметров транзисторов и есть ли в схеме транзисторы.

26. Вычисление и печать чувствительности модуля и фазы T и чувствительности частоты и амплитуды колебаний к изменению параметров транзисторов.

27. Проверка, вычислялись ли нестабильность и чувствительность частоты и амплитуды колебаний, чувствительности модуля и фазы к изменению параметров схемы и окружающей среды.

28. Вычисление и печать разбросов модулей и фаз T , вычисление и печать разбросов амплитуды и частоты генерации.

29. Печать: «Вычисление произвел...» и «Дата...».

30. Останов.

ПП1 — подпрограмма вычисления модуля и фазы T на фиксированной частоте.

ПП2 — подпрограмма вычисления определителя и алгебраических дополнений Y -матрицы системы.

ПП3 — подпрограмма построения Y -матрицы системы.

ПП4 — подпрограмма вычисления и занесения в матрицу системы параметров резисторов.

ПП5 — подпрограмма вычисления и занесения в матрицу системы Y -параметров емкостей.

ПП6 — подпрограмма вычислений и занесения в матрицу системы Y -параметров индуктивностей.

ПП7 — подпрограмма вычисления и занесения в матрицу системы Y -параметров транзисторов.

ПП8 — подпрограмма вычисления координат занесения параметров элементов в Y -матрицу.

ПП9 — подпрограмма печати модуля и фазы T , чувствительностей, нестабильностей и разбросов амплитуды и частоты колебаний.

Программа реализована на ЭЦВМ «Минск-22».

Результаты анализа для однокаскадной схемы RC -генератора с мостовым фазовращателем (вариант 2, см. табл. 5.8) на сопротивлениях типа ВС и конденсаторах типа СГМ (C_1, C_2) и МБМ (C_3) с учетом влияния эксплуатационных факторов приведены в табл. 3.2.

Таблица 3.2

РАСЧЕТНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ СТАТИСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ
ОДНОКАСКАДНОГО RC -ГЕНЕРАТОРА С МОСТОВЫМ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕМ
ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ УСЛОВИЙ РАБОТЫ

Параметр	Величина параметра генератора, %, при изменении температуры от 20 до 40°C и времени работы, ч			
	500	1000	2800	5000
$M[\delta\omega_3]$	0,53	0,52	0,45	0,37
$\sigma[\delta\omega_3]$	0,14	0,18	0,41	0,73
$M[\delta A_3]$	5,11	6,00	9,00	13,60
$\sigma[\delta A_3]$	1,69	1,77	2,47	3,53
$\delta\omega_{э, доп}$ при $k_\alpha = 2$	0,82	0,88	1,27	1,83
$\delta\omega_{э, доп}$ при $k_\alpha = 3$	0,96	1,06	1,63	2,56
$\delta A_{э, доп}$ при $k_\alpha = 2$	8,49	9,54	13,84	20,66
$\delta A_{э, доп}$ при $k_\alpha = 3$	10,18	11,31	16,26	24,19

СИНТЕЗ RC -ГЕНЕРАТОРОВ

4.1. ЗАДАЧА И МЕТОД СИНТЕЗА

Под синтезом будем понимать процедуру перехода от математического описания автоколебательной системы в самом общем виде к ее конкретной схемной реализации.

Задачу синтеза RC -генераторов можно разделить на три.

Первая задача заключается в определении характеристического уравнения, по которому реализуется автоколебательная система и которое с учетом технического задания определяет ее электрические параметры (частоту и амплитуду колебаний, их стабильность и др.), структуру схемы, вид используемых элементов и т. д.

Вторая, которую можно назвать задачей реализации, заключается в нахождении по характеристическому уравнению схемы генератора, установлении ее структуры и определении значений элементов. При этом возможно большое разнообразие схемных решений, из которых целесообразно выбирать то, которое является наиболее подходящим по тем или иным практическим соображениям.

Такой выбор схемного решения, а также оптимизация в пространстве элементов по заданным критериям является *третьей задачей* синтеза (задача оптимизации).

При разработке RC -генераторов основными критериями, по которым возможен выбор схемы из их совокупности, могут быть: стабильность частоты и амплитуды колебаний; минимум величины коэффициента преобразования $A\mathcal{E}$; минимальное число элементов схемы; минимальная стоимость; минимальная масса и габариты; экономичность по питанию, надежность и др.

Автоколебательная система нелинейна, и строгое решение задачи ее синтеза должно исходить из нелинейной теории.

Для синтеза автоколебательных систем, работающих в режиме, близком к границе возникновения колебаний, приемлемы линейные методы [15, 87]. Влияние нелинейных поправок можно будет учесть при помощи квазилинейных методов.

Учитывая изложенное выше, при процедуре синтеза RC -генераторов необходимо выполнить следующее:

1. В общем виде с учетом технического задания (ТЗ) определить характеристическое уравнение для синтезируемого генератора.

2. Выбрать обобщенную, а затем блочную схемы RC -генератора для реализации характеристического уравнения. Детализировать блочную схему в виде отдельных элементов (например, $AЭ$ в виде $ПТН$ и $ФЦ$ в виде $ФЦ_{iu}$, см. табл. 4.1, п. 1).

3. Выполнить реализацию и расчет ряда вариантов $ФЦ$, выбрать из них наилучший в определенном смысле (с учетом ТЗ).

4. Из условий самовозбуждения определить элементы $ФЦ$, требования к $AЭ$ и, исходя из них, выполнить схемную реализацию $AЭ$.

5. Выполнить оптимизацию схемы автогенератора для улучшения его основных параметров.

6. Выбрать элементы RC -цепи с учетом требований по стабильности частоты и амплитуды колебаний, а также с учетом конструктивных и технологических требований.

7. При необходимости уточнить частоту и амплитуду колебаний с учетом нелинейности $AЭ$.

Наиболее распространенные схемы RC -генераторов описываются характеристическими уравнениями второго и третьего порядков. Можно получить RC -генератор с минимальным количеством емкостей на основе характеристического уравнения второго порядка при двухкаскадном или более сложном $AЭ$ с нулевым сдвигом фазы. Для случая характеристического уравнения третьего порядка можно получить однотранзисторные схемы RC -генераторов, однако необходимо увеличить число емкостей до трех и более, $AЭ$ может быть и более сложным. Из табл. 1.1 видны возможные варианты построения схем RC -генераторов, исходя из четырехполюсного представления.

Для генераторов инфранизких частот с уменьшенными габаритами целесообразно применять схемы с минимальным числом емкостей, равным двум, т. е. задаваться характеристическим уравнением второго порядка. Схемы $ФЦ$ для таких генераторов могут иметь полосовые передаточные функции вида W'_{32} (1.14).

Для генераторов тональных частот и выше более простыми могут оказаться решения на основе схем, описываемых характеристическими уравнениями третьего порядка или уравнениями второго порядка, которые реализуются при помощи $ФЦ$ на основе $2T$ -мостов (см. приложение 1).

Характеристические уравнения таких генераторов могут быть записаны в виде

$$F_2(p) = a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0 \quad (4.1)$$

для схем с простейшими полосовыми $ФЦ$ второго порядка;

$$F_3(p) = a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0 \quad (4.2)$$

для схем $ФЦ$ третьего порядка.

Выбрав таким образом характеристическое уравнение RC -генератора (учитывая ТЗ), можно перейти к задаче реализации, для чего необходимо выполнить второй, третий и четвертый этапы. Для их выполнения, прежде всего, необходимо выбрать представ-

ление генератора в виде $\Phi\mathcal{C}$ и $A\mathcal{E}$. Такое представление генератора может быть получено при помощи одного из семи вариантов структурных схем, приведенных в табл. 4.1.

Первой схеме табл. 4.1 соответствует Z -генератор. Схема Z -генератора может быть представлена в виде регулярного последовательного соединения составляющих четырехполюсников $\Phi\mathcal{C}$ и $A\mathcal{E}$. Характеристическое уравнение, описывающее данный тип генератора, должно совпадать с одним из выбранных на первом этапе ур-ний [(4.1) или (4.2)].

Чтобы определить характеристическое уравнение реализуемого генератора, необходимо, прежде всего, выбрать обобщенную схему $\Phi\mathcal{C}$ и тип $A\mathcal{E}$, которые можно описать с помощью Z -матриц. Затем согласно табл. 4.1 определяем общую Z -матрицу системы, которая будет равна сумме составляющих Z -матриц $\Phi\mathcal{C}$ и $A\mathcal{E}$. Определитель общей Z -матрицы, приравненный нулю, и будет искомым характеристическим уравнением. Сопоставление найденного и заданного для реализации характеристических уравнений позволяет определить тип и значения параметров элементов $\Phi\mathcal{C}$, а также необходимую для самовозбуждения величину функции передачи $A\mathcal{E}$.

Аналогичные рассуждения можно провести и для способов реализации RC -генераторов по характеристическому уравнению, используя Y -, H - и G -представления автоколебательной системы (табл. 4.1—4.4).

Примеры схем замещения Z -, Y -, H -, G -генераторов и их характеристические уравнения приведены в табл. 4.2.

4.2. ПРИМЕРЫ РЕАЛИЗАЦИИ СХЕМ RC -ГЕНЕРАТОРОВ

Рассмотрим примеры реализации схем RC -генераторов по изложенной выше методике.

Пример 1. Необходимо реализовать RC -генератор для работы в низкочастотном диапазоне на $ПТН$, в котором число элементов в $\Phi\mathcal{C}$ минимально. Выберем для реализации схему замещения п. 1 табл. 4.3. Требование небольшого числа пассивных элементов соответствует выбору для реализации характеристического уравнения второго порядка вида (4.1).

Сопоставление ур-ния (4.1) и характеристического уравнения п. 1 табл. 4.3 позволяет считать, что для реализации данного RC -генератора на основе цепей второго порядка достаточно, чтобы:

- одно из произведений Z_1Z_2 , Z_1Z_3 или Z_2Z_3 являлось дробно-рациональной функцией p второго порядка;
- сопротивление Z_3 схемы замещения генератора являлось функцией первого порядка от p , т. е. содержало емкостный элемент;
- резистивные составляющие Z_1 и Z_2 были включены последовательно с входным и выходным сопротивлениями $ПТН$.

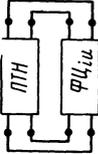
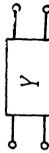
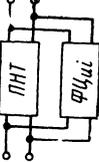
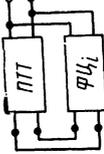
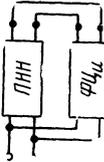
Варианты RC -цепей, удовлетворяющих таким требованиям, приведены на рис. 4.1. Условию минимума элементов $\Phi\mathcal{C}$ отвечают схемы б) и в), отличающиеся между собой тем, что входные и выходные зажимы у них поменялись местами.

Представим искомую реализацию RC -генератора схемой рис. 4.2.

Характеристическое уравнение такой схемы имеет вид

$$p^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + p [C_2 (R_1 + R_2) + C_1 (R_1 - 1/A_{21})] + 1 = 0,$$

Таблица 4.1
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СТРУКТУРЫ
АВТОГЕНЕРАТОРОВ

№ Тип генератора	Математическое описание	Обобщенная структура	Детализованная структура	Характеристическое уравнение
1	$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$			$ Z = 0$
2	$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$			$ Y = 0$
3	$\begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix}$			$ H = 0$
4	$\begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix}$			$ G = 0$

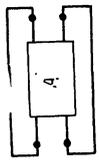
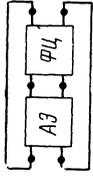
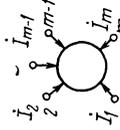
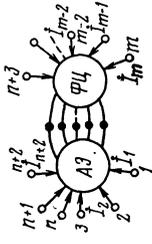
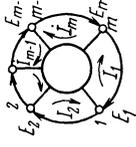
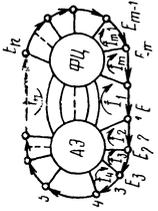
5	Кольцевой	$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$			$A_{11} + A_{22} - A - 1 = 0$
6	Y-генератор многополюс- ник	$\begin{bmatrix} Y_{11} Y_{12} \dots Y_{1m-1} \\ Y_{21} Y_{22} \dots Y_{2m-1} \\ \dots \dots \dots \\ Y_{m-1,1} \dots Y_{m-1,m-1} \end{bmatrix}$			$ Y = 0$
7	Z-генератор- многополюс- ник	$\begin{bmatrix} Z_{11} Z_{12} \dots Z_{1m-1} \\ Z_{21} Z_{22} \dots Z_{2m-1} \\ \dots \dots \dots \\ Z_{m-1,1} \dots Z_{m-1,m-1} \end{bmatrix}$			$ Z = 0$

Таблица 4.2
СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ АВТОГЕНЕРАТОРОВ НА ОСНОВЕ ПРОСТЕЙШИХ АЭ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИЕ УРАВНЕНИЯ

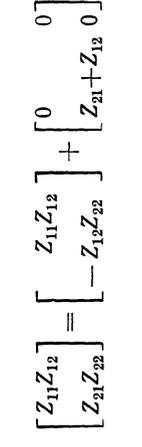
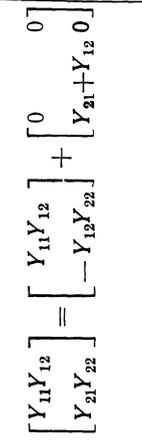
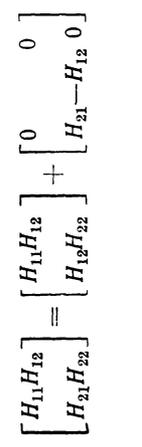
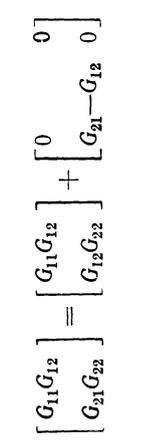
№	Тип генератора	Схема замещения	Матрица проходного четырехполюсника	Характеристическое уравнение
1	Z		$\begin{bmatrix} Z_{11}Z_{12} \\ Z_{21}Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}Z_{12} \\ -Z_{12}Z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ Z_{21} + Z_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$ Z = 0$ $Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3 - (Z_{21} + Z_{12}) Z_2 = 0$
2	Y		$\begin{bmatrix} Y_{11}Y_{12} \\ Y_{21}Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}Y_{12} \\ -Y_{12}Y_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ Y_{21} + Y_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$ Y = 0$ $Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3 - (Y_{21} + Y_{12}) Y_3 = 0$
3	H		$\begin{bmatrix} H_{11}H_{12} \\ H_{21}H_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11}H_{12} \\ H_{12}H_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ H_{21} - H_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$ H = 0$ $Z_1 Y_2 + 1 - (H_{21} - H_{12}) = 0$
4	G		$\begin{bmatrix} G_{11}G_{12} \\ G_{21}G_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}G_{12} \\ G_{12}G_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ G_{21} - G_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$ G = 0$ $Y_1 Z_2 + 1 + (G_{21} - G_{12}) = 0$

Таблица 4.3
СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ
С ПРОСТЕЙШИМИ АЭ ВТОРОГО ПОРЯДКА

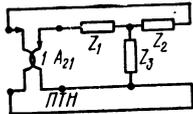
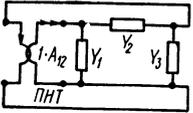
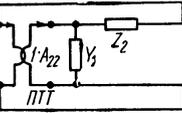
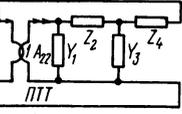
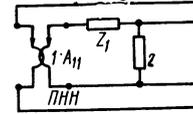
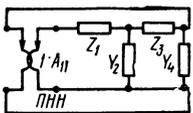
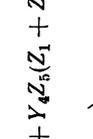
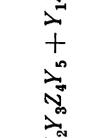
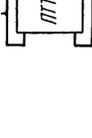
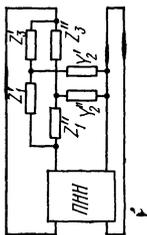
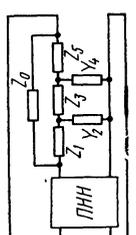
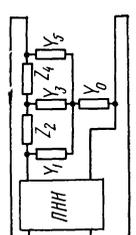
№	Схемы замещения	Характеристическое уравнение
1		$A_{12}^{\Phi\Pi} A_{21} = 1$ $(Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3) A_{21} - Z_2 = 0$
2		$A_{21}^{\Phi\Pi} A_{12} = 1$ $(Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3) A_{12} - Y_2 = 0$
3		$A_{22}^{\Phi\Pi} A_{22} = 1$ $(Y_1 Z_2 + 1) A_{22} - 1 = 0$
4		$A_{22}^{\Phi\Pi} A_{22} = 1$ $(Y_1 Z_2 Y_3 Z_4 + Y_1 Z_2 + Y_1 Z_4 + Y_3 Z_4 + 1) A_{22} = 1$
5		$A_{11}^{\Phi\Pi} A_{11} = 1$ $(Z_1 Y_2 + 1) A_{11} = 1$
6		$A_{11}^{\Phi\Pi} A_{11} = 1$ $(Z_1 Y_2 Z_3 Y_4 + Z_1 Y_2 + Z_1 Y_4 + Z_3 Y_4 + 1) A_{11} = 1$

Таблица 4.4
СХЕМЫ ЗАМЩЕНИЙ И ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИЕ УРАВНЕНИЯ
АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА

№	Схема замещения	Характеристическое уравнение
1		$[Z_1 Y_2 Z_3 Y_4 Z_5 + Z_1 Y_2 (Z_3 + Z_6) + Y_4 Z_5 (Z_1 + Z_3) + Z_1 + Z_3 + Z_6] A_{21} = 1$
2		$[Y_1 Z_2 Y_3 Z_4 Y_5 + Y_1 Z_2 (Y_3 + Y_6) + Z_4 Y_5 (Y_1 + Y_3) + Y_1 + Y_3 + Y_6] A_{12} = 1$
3		$\{ [Z_1 Y_2 Z_3 Y_4 Z_5 + Z_1 Y_2 (Z_3 + Z_6) + Y_4 Z_5 (Z_1 + Z_3) + Z_1 + Z_3 + Z_6] Y_6 + Z_1 Y_2 Z_3 Y_4 + Z_1 (Y_2 + Y_4) + Z_3 Y_4 + 1 \} A_{11} = 1$
4		$[Y_1 Z_2 Y_3 Z_4 Y_6 + Y_1 Z_2 (Y_3 + Y_6) + Z_4 Y_6 (Y_1 + Y_3) + Y_1 + Y_3 + Y_6] Z_6 + Y_1 Z_2 Y_3 Z_4 + Y_1 (Z_2 + Z_4) + Y_3 Z_4 + 1 \} A_{22} = 1$

<p>5</p> 	$\frac{Z_1' Y_2' Z_3' + Z_1' + Z_1'' + Z_1' Y_2'' Z_3'' + Z_1'' + Z_3''}{(Z_1' Y_2' + 1)(Z_1'' Y_2'' Z_3'' + Z_1'' + Z_3'') + (Z_1' Y_2'' + 1)(Z_1' Y_2' Z_3' + Z_1' + Z_3')}$ <p style="text-align: right;">$A_{11} = 1$</p>
<p>6</p> 	$\frac{Z_0 + [Z_1 Y_2 Z_3 Y_4 Z_5 + Z_1 Y_2 (Z_3 + Z_5) + Z_6 (Z_1 + Z_3) + Z_1 + Z_2 + Z_3]}{Z_1 Y_2 Z_3 Y_4 Z_5 + Z_1 Y_2 (Z_3 + Z_5) + Y_4 Z_5 (Z_1 + Z_3) Z_1 + Z_2 + Z_3 + (Z_1 Y_2 Z_3 Y_4 + Z_1 Y_2 + \dots)}$ <p style="text-align: right;">$A_{11} = 1$</p>
<p>7</p> 	$\frac{Y_0 + Y_1 Z_2 Y_3 Z_4 Y_5 + Y_1 Z_2 (Y_3 + Y_5) + Z_4 Y_5 (Y_1 + Y_3) + \dots}{Y_1 Z_2 Y_3 Z_4 Y_5 + Y_1 Z_2 (Y_3 + Y_5) + Z_4 (Y_1 + Y_3) + Y_1 + Y_2 + \dots}$ <p style="text-align: right;">$A_{11} = 1$</p>

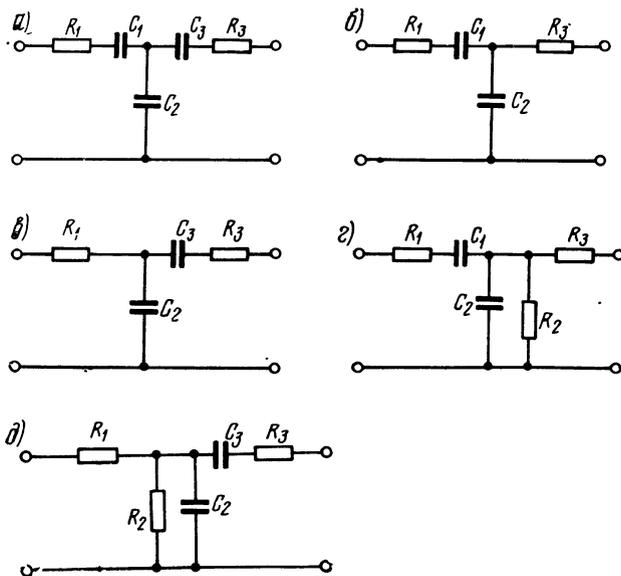


Рис. 4.1. Схемы ФЦи_и второго порядка для генераторов на ПТН

откуда получим связь между частотой колебаний, условием самовозбуждения и элементами схемы:

$$\omega^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}; R_a = \frac{1}{A_{21}} \geq R_1 + (R_1 + R_2) \frac{C_1}{C_2}.$$

Если учесть входное и выходное сопротивления ПТН, включенные последовательно, получим следующие выражения для определения частоты колебаний и величины передаточного сопротивления:

$$\omega^2 = \frac{1}{(R_1 + R_{\text{вх}})(R_2 + R_{\text{вх}})C_1 C_2},$$

$$R_a = \frac{1}{A_{21}} \geq (R_1 + R_{\text{вх}}) + (R_1 + R_{\text{вх}} + R_2 + R_{\text{вх}}) \frac{C_2}{C_1}.$$

Принципиальная схема генератора такого вида на ПТН, рекомендованная для практического применения, приведена в табл. 5.7, п. 1.

Пример 2. Необходимо реализовать RC-генератор для работы в высокочастотном диапазоне на ПТН. Как и в предыдущем примере, желательно, чтобы генератор содержал минимальное количество пассивных элементов.

Исходя из требований минимума числа пассивных элементов в генераторе, для его реализации выберем характеристическое уравнение (4.1), сопоставив которое с характеристическим уравнением выбранной схемы замещения (п. 2 табл. 4.3), можем сформулировать следующие условия для реализации RC-генератора.

— одно из произведений $Y_1 Y_2$, $Y_1 Y_3$ или $Y_2 Y_3$ должно быть дробно-рациональной функцией от p второго порядка;

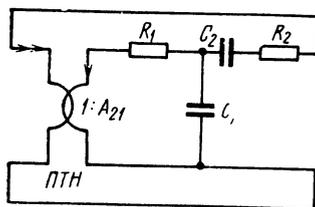


Рис. 4.2. Схема RC-генератора на ПТН

— проводимость Y_2 должна быть функцией от p первого порядка, т. е. в нашем случае содержать емкостный элемент;

— резистивные составляющие проводимостей Y_1 и Y_3 должны быть включены параллельно входному и выходному сопротивлениям АЭ (ПНТ).

Возможные варианты RC -цепей, удовлетворяющие указанным требованиям, приведены на рис. 4.3. Условию минимума числа элементов ФЦ отвечают

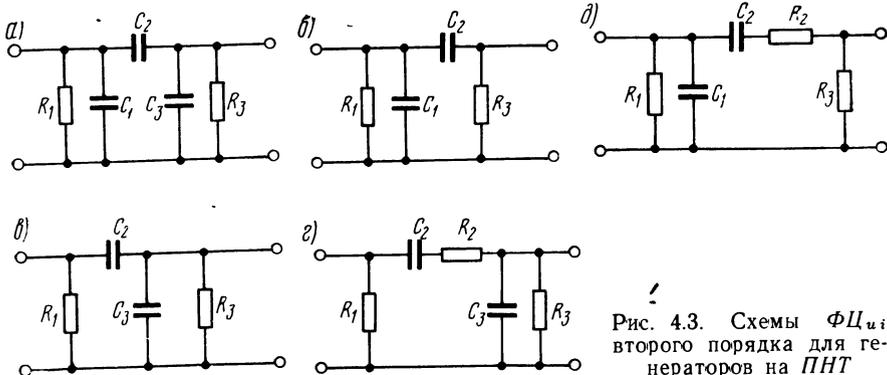


Рис. 4.3. Схемы ФЦ $n=2$ второго порядка для генераторов на ПНТ

схемы б) и в). Следовательно, искомую реализацию RC -генератора можно представить схемой, показанной на рис. 4.4.

Характеристическое уравнение такой схемы имеет вид

$$p^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + p [C_2 R_2 + C_1 (R_1 + R_2 - R_1 R_2 / A_{12})] + 1 = 0.$$

Получим из него связь между частотой колебаний, передаточной проводимостью и элементами схемы:

$$\omega^2 = \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}, \quad G_a = \frac{1}{A_{12}} \geq \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right),$$

а с учетом входного и выходного сопротивлений неидеального ПНТ, к которым подключены параллельно R_1 и R_2 , соответственно получим:

$$\omega^2 = \frac{(R_1 + R_{\text{вх}})(R_2 + R_{\text{вых}})}{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}} R_1 C_1 R_2 C_2},$$

$$G_a = \frac{1}{A_{12}} \geq \frac{R_2 + R_{\text{вых}}}{R_2 R_{\text{вх}}} + \frac{R_1 + R_{\text{вх}}}{R_1 R_{\text{вых}}} \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right).$$

Принципиальная электрическая схема аналогичного генератора на ПНТ приведена в табл. 5.6, п. 3.

Примеры реализации генераторов на ПНН и ПТТ приведены в гл. 1.

4.3. СИНТЕЗ RC -ГЕНЕРАТОРОВ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ С ДВУМЯ АЭ

При проектировании радиоэлектронной аппаратуры часто возникает необходимость в RC -генераторах, позволяющих получать низкочастотные колебания при сравнительно малых номиналах

конденсаторов и резисторов фазирующих RC -цепей, высокочастотные колебания — при сравнительно больших номиналах конденсаторов и резисторов фазирующих RC -цепей. Схемы таких RC -генераторов могут быть реализованы на основе двух $AЭ$. Для этого воспользуемся представлением RC -генератора в виде схемы рис. 4.5.

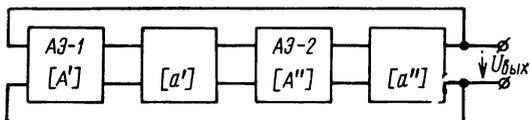


Рис. 4.5. Обобщенная кольцевая структурная схема RC -генератора на основе двух $AЭ$

В качестве $AЭ$ используются $ПНН$, $ПТТ$, $ПНТ$, $ПТН$, благодаря чему рассматриваемая система является однонаправленной, а результирующая $[A^0]$ -матрица четырехполюсника (при разомкнутой петле ОС) содержит, по крайней мере, одну нулевую строку или один нулевой столбец.

Характеристическим уравнением системы в зависимости от типа используемых $AЭ$ является либо $A^0_{11}=1$, либо $A^0_{22}=1$. Если параметрами $AЭ$ являются соответственно A'_{ij} и A''_{kl} , то характеристическое уравнение системы можно записать в виде

$$A'_{ij} a'_{jk} A''_{kl} a''_{li} = 1 \quad (i, j, k, l = 1, 2). \quad (4.3)$$

Из четырех типов $AЭ$ можно составить десять различных пар, которым будут соответствовать десять различных пар элементов a' и a'' матриц $\PhiЦ$. Характеристические уравнения системы с различными $AЭ$ приведены в табл. 4.5.

На основе каждой пары $AЭ$ RC -генератор может быть реализован только с пассивными цепями определенного вида. Сформулируем необходимые условия реализуемости автоколебательных систем второго порядка, которым должны удовлетворять функции пассивных RC -четыреполюсников.

Пусть схемы замещения двух пассивных четырехполюсников имеют ненулевые матрицы $[a']$ и $[a'']$. Если произведение двух произвольно выбранных элементов матриц по одному от каждой позволяет получить в результате дробно-рациональную функцию $M(p)/N(p)$ [где $M(p)$ и $N(p)$ — полиномы не выше второго порядка], то можно выбрать такие $AЭ$, которые при включении по схеме рис. 4.5 образуют с пассивными четырехполюсниками автоколебательную систему [90]. При этом необходимо, чтобы один из полиномов был полным полиномом второго порядка, а другой — с коэффициентом, не равным нулю при p .

Для доказательства данного утверждения запишем характеристическое уравнение (4.3) в виде

$$\frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} A'_{ij} A''_{kl} = 1, \quad (4.4)$$

откуда получим следующие условия самовозбуждения:

$$A'_{ij} A''_{kl} = b_1/a_1, \quad (4.5)$$

$$\omega^2 = (a_0 b_1 - a_1 b_0)/(a_2 b_1 - a_1 b_2) > 0. \quad (4.6)$$

Т а б л и ц а 4.5

ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИЕ УРАВНЕНИЯ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С ДВУМЯ АЭ

№	Тип АЭ-1	Тип АЭ-2	Характеристическое уравнение
1	ПНТ	ПНТ	$a'_{21} a''_{21} = Y'_{21} Y''_{21}$
2	ПНТ	ПТН	$a'_{22} a''_{11} = Y'_{21} Z''_{21}$
3	ПНТ	ПНН	$a'_{21} a''_{11} = Y'_{21} G''_{21}$
4	ПНТ	ПТТ	$a'_{22} a''_{21} = Y'_{21} H''_{21}$
5	ПТН	ПТН	$a'_{12} a''_{12} = Z'_{21} Z''_{21}$
6	ПТН	ПНН	$a'_{11} a''_{12} = Z'_{21} G''_{21}$
7	ПТН	ПТТ	$a'_{12} a''_{22} = Z'_{21} H''_{21}$
8	ПНН	ПНН	$a'_{11} a''_{11} = G'_{21} G''_{21}$
9	ПНН	ПТТ	$a'_{12} a''_{21} = G'_{11} H''_{21}$
10	ПТТ	ПТТ	$a'_{22} a''_{22} = H'_{21} H''_{21}$

Условие (4.5) при конечных и ненулевых вещественных значениях A'_{ij} и A''_{kl} будет выполняться, если a_1 и b_1 не равны нулю. Так как коэффициенты полиномов $M(p)$ и $N(p)$ — положительные вещественные величины (фазирующие RC -цепи являются пассивными), то неравенство (4.6) может выполняться в случаях, если либо все коэффициенты полиномов M и N не равны нулю, либо b_0 и b_2 не равны нулю при нулевых a_0 и (или) a_2 , либо a_0 и a_2 не равны нулю при нулевых b_0 и (или) b_2 .

Сформулированные условия реализуемости RC -генераторов, имеющих структурную схему рис. 4.5, позволяют ввести классификацию рассматриваемых систем по виду функций пассивных цепей (табл. 4.6).

Из табл. 4.6 видно, что в зависимости от применяемых пассивных RC -цепей и типа АЭ можно реализовать RC -генераторы семи видов, четыре из которых имеют принципиальные различия. Так, например, с RC -цепями, схемы которых описываются функциями третьего или четвертого вида (табл. 4.6), реализуется автогенератор, частоту колебаний которого можно уменьшать за счет вы-

Таблица 4.6

УСЛОВИЯ РЕАЛИЗУЕМОСТИ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С ДВУМЯ АЭ, ИМЕЮЩИХ СТРУКТУРНУЮ СХЕМУ РИС. 4.5

№	Вид полинома M	Вид полинома N	Условие самовозбуждения	Частота колебаний ω^*
1	$a_1 p$	$b_2 p^2 + b_1 p + b_0$	$W_{AЭ-1} W_{AЭ-2} \geq \frac{a_1}{b_1}$	$\frac{b_0}{b_2}$
2	$a_2 p^2 + a_1 p + a_0$	$b_1 p$		$\frac{a_0}{a_2}$
3	$a_1 p + a_0$	$b_2 p^2 + b_1 p + b_0$		$\frac{a_1 b_0 - a_0 b_1}{a_1 b_2}$
4	$a_2 p^2 + a_1 p + a_0$	$b_1 p + b_0$		$\frac{a_0 b_1 - a_1 b_0}{a_2 b_1}$
5	$a_2 p^2 + a_1 p$	$b_2 p^2 + b_1 p + b_0$		$\frac{a_1 b_0}{a_1 b_2 - a_2 b_1}$
6	$a_2 p^2 + a_1 p + a_0$	$b_2 p^2 + b_1 p$		$\frac{a_0 b_1}{a_2 b_1 - a_1 b_2}$
7	$a_2 p^2 + a_1 p + a_0$	$b_2 p^2 + b_1 p + b_0$		$\frac{a_0 b_1 - a_1 b_0}{a_2 b_1 - a_1 b_2}$

бора определенных соотношений между параметрами элементов. Если схемы используемых пассивных цепей описываются функциями пятого или шестого вида, то частоту автоколебаний RC -генератора можно увеличивать за счет выбора определенных соотношений между параметрами элементов.

Рассмотрим пример реализации схемы RC -генератора с двумя АЭ [90]. Необходимо синтезировать схему RC -генератора низкочастотных колебаний при малых реализуемых значениях номиналов R и C . Выберем детализированную структуру, приведенную на рис. 4.5. Матрица A выбранной схемы может быть представлена в виде

$$[A] = [A'] [a'] [A''] [a'']$$

Для реализации автогенератора воспользуемся RC -четыреполюсниками, изображенными на рис. 4.6а, б. Их $[a]$ матрицы соответственно будут иметь вид:

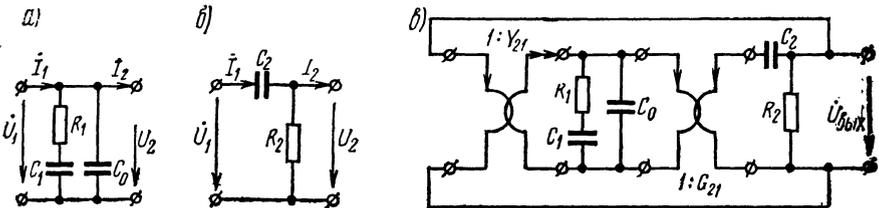


Рис. 4.6. Схемы, иллюстрирующие пример реализации RC -генератора на основе двух АЭ:

а) ΦC_{u_i} ; б) ΦC_{u_i} ; в) схема RC -генератора на ПНТ и ПНН

$$[a'] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{p^2 R_1 C_0 C_1 + p(C_0 + C_1)}{p R_1 C_1 + 1} & 1 \end{bmatrix},$$

$$[a''] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{1}{p R_2 C_2} & \frac{1}{p C_2} \\ \frac{1}{R_2} & 0 \end{bmatrix}$$

Из матриц выберем, например, элементы a'_{21} и a''_{11} . Их произведение

$$a'_{21} a''_{11} = \frac{p^2 R_1 R_2 C_1 C_2 C_0 + R_2 (C_0 + C_1) + C_0 + C_1}{R_2 C_2 (p R_1 C_1 + 1)}$$

представляет собой дробно-рациональную функцию второго порядка, удовлетворяющую сформулированным выше условиям. Следовательно, с данными четырехполюсниками можно реализовать генератор. При этом согласно табл. 4.5 требуются ПНТ и ПНН. Схема замещения реализованного генератора приведена на рис. 4.6в.

Согласно табл. 4.6 условие самовозбуждения и частоту колебаний можно записать:

$$Y_{21} G_{21} \geq \frac{a_1}{b_1} = \frac{R_1 C_1 C_0 + R_2 C_2 (C_0 + C_1)}{R_1 R_2 C_1 C_2},$$

$$\omega^2 = \frac{a_0 b_1 - a_1 b_0}{a_2 b_1} = \frac{R_1 C_1^2 - R_2 C_2 (C_0 + C_1)}{R_1^2 C_1^2 R_2 C_2 C_0}.$$

При $C_0 = C_1 = C_2 = C$, $\omega^2 = (R_1 - 2R_2)/R_1 R_2 C^2$, ($R_1 > 2R_2$), т. е. при $R_1 \rightarrow 2R_2$, $\omega^2 \rightarrow 0$.

4.4. СИНТЕЗ RC-ГЕНЕРАТОРОВ НА ОУ

Представим RC-генератор с ОУ в виде кольцевой схемы (табл. 4.1, п. 5). Приняв для схемы АЭ на ОУ $R_{вх} \rightarrow \infty$ и $R_{вых} \rightarrow 0$ (при определенных значениях коэффициента передачи K_u), характеристическое уравнение генератора с учетом (1.3) запишем в виде

$$K_u(p) = N(p)/P(p) = 1/K_u, \quad (4.7)$$

где $K_u(p)$ — коэффициент передачи ФЦ и представляет собой дробно-рациональную функцию в виде отношения полиномов $N(p)$ и $P(p)$; $N(p)$ — полином числителя степени m ; $P(p)$ — полином знаменателя степени n , корни которого лежат на действительной отрицательной оси комплексной плоскости p .

При определении способов построения генераторов на ОУ существенный теоретический и практический интерес представляет исследование характеристического уравнения (4.7) для отыскания возможных реализаций RC-генераторов на ОУ при различных значениях K_u .

При этом целесообразно в зависимости от значения K_u рассмотреть следующие случаи реализации:

а) при максимально возможных значениях величины K_u . Интегральные ОУ позволяют реализовать значения величины K_u от

нескольких тысяч до нескольких сотен тысяч. При таких значениях K_u правая часть ур-ния (4.7) превращается в величину, близкую к нулю, и характеристическое уравнение для исследуемой схемы генератора можно записать как

$$N(p) = 0. \quad (4.8)$$

Из анализа ур-ния (4.8) видно, что RC -генератор получим в том случае, если корни полинома $N(p)$ будут лежать в правой полуплоскости. Следовательно, для построения RC -генераторов с $K_u \rightarrow \infty$ необходимо применять $\Phi_{Ц_u}$, с помощью которых можно реализовать нули коэффициента передачи $K_u(p)$, лежащие в правой полуплоскости. К таким $\Phi_{Ц_u}$ относятся RC -цепи неминимально-фазового типа ($2T$ -мосты и другие перекрытые T -схемы, например, схемы $\Phi_{Ц}$ п. 5—7 табл. 4.4).

Если приравнять нулю числитель коэффициента передачи по напряжению схемы двойного T -образного моста (П.1.9), то получим характеристическое уравнение

$$p^2 + \left(\frac{1+\alpha}{\alpha\beta} - 1 \right) p \frac{1}{RC} + \frac{1}{R^2 C^2} = 0,$$

где α и β — коэффициенты, характеризующие выбранные соотношения между элементами моста (см. рис. П.1.3). Решение характеристического уравнения запишем в виде

$$p_{1,2} = \left(1 - \frac{1+\alpha}{\alpha\beta} \right) \frac{1}{2RC} \pm \frac{1}{RC} \sqrt{\left(\frac{1+\alpha}{\alpha\beta} - 1 \right)^2 \frac{1}{4} - 1}.$$

Из анализа этого решения следует, что характеристическое уравнение будет иметь пару комплексно-сопряженных корней в правой полуплоскости, если α и β выбраны из условия $\beta > (1+\alpha)/\alpha$. Величины α и β выбираются так, чтобы корни уравнения находились вблизи мнимой оси. При этом частота колебаний $f_0 = 1/2\pi RC$.

Практическая схема RC -генератора на ОУ ИУТ401, рассчитанная на частоту 12,26 кГц, приведена на рис. 4.7. При построении генератора на другую частоту можно воспользоваться следующими соотношениями (C — в микрофарадах, f — в герцах):

$$C_1 = C_2 = 15,9/f, \quad C_3 = 32/f.$$

Полученные значения емкостей конденсаторов могут округляться с точностью до 10%. Частота колебаний может быть подстроена за счет изменения сопротивления регулировочного резистора R_3 ;

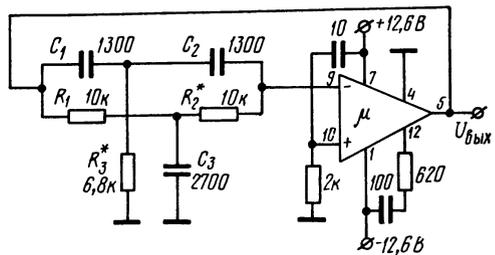


Рис. 4.7. Принципиальная схема RC -генератора на ОУ

б) при значениях $K_u=1$. Такие значения K_u могут быть реализованы схемой с ОУ, в которой инвертирующий вход соединен непосредственно с выходом, а в качестве входного используется неинвертированный вход. В этом случае ур-ние (4.7) примет вид

$$P(p) - N(p) = 0. \quad (4.9)$$

Из (4.9) видно, что исследуемая система может быть автогенератором при условии, что разность полиномов числителя и знаменателя имеет пару комплексно-сопряженных корней в правой полуплоскости, вблизи мнимой оси. Для реализации генераторов на основе рассматриваемых схем с ОУ ($K_u=1$) необходимы $\Phi_{Ц_u}$ с $K_u(p) > 1$. Примеры построения генераторов на основе таких RC-цепей приведены в гл. 1. Стабильность параметров таких схем с ОУ определяется в основном $\Phi_{Ц_u}$;

в) при ограниченных значениях $K_u > 1$. Такие значения K_u могут быть реализованы схемой с ОУ с инвертированием или без инвертирования сигнала и которые представляют собой ПНН. Реализация ПНН на ОУ рассмотрена в гл. 1 и 2;

г) при значениях $K_u < 1$. Возможна реализация генераторов с RC-цепями с $K_u(p) > 1$ при условии, что $K_u K_u(p) \geq 1$. При $K_u K_u(p) < 1$ получим устойчивые избирательные RC-системы.

Реализация RC-генераторов на основе КОС. В гл. 2 были кратко рассмотрены АЭ типа КОСН и КОСТ. Покажем, что с их помощью можно реализовать RC-генераторы.

Через Y-параметры запишем коэффициент передачи по напряжению для схемы рис. 4.8а [78]

$$K_u(p) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{-Y_{21}^{(1)} + k_{КОС} Y_{21}^{(2)}}{Y_{22}^{(1)} - k_{КОС} Y_{22}^{(2)}}. \quad (4.10)$$

Коэффициент передачи по току для схемы рис. 4.8б

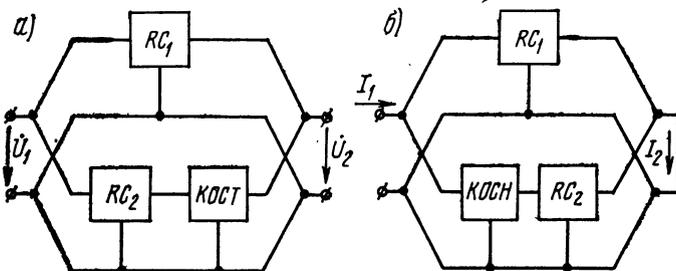


Рис. 4.8. К реализации RC-генераторов с КОС на ОУ:
а) с КОСТ; б) с КОСН

$$K_i(p) = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{Y_{21}^{(1)} - k_{КОС} Y_{21}^{(2)}}{Y_{11}^{(1)} - k_{КОС} Y_{11}^{(2)}}, \quad (4.11)$$

где $k_{КОС}$ — коэффициент преобразования КОС (положительная

постоянная, определяющая коэффициент передачи *КОСТ* или *КОСН*).

Характеристическое уравнение схемы рис. 4.8а согласно (4.10) запишем в виде

$$Y_{22}^{(1)} - k_{\text{КОС}} Y_{22}^{(2)} = 0, \quad (4.12)$$

а для схемы рис. 4.8б согласно (4.11) — в виде

$$Y_{11}^{(1)} - k_{\text{КОС}} Y_{11}^{(2)} = 0. \quad (4.13)$$

Так как характеристическое уравнение в данном случае определяется знаменателем, то имеется некоторая свобода выбора полинома числителя и можно в уравнениях (4.10) и (4.11) проводимость $Y_{21}^{(2)}$ положить равной нулю, что упростит соответствующие передаточные функции:

$$K_u(p) = \frac{Y_{21}^{(1)}}{Y_{22} - k_{\text{КОС}} Y_{22}^{(2)}}, \quad K_i(p) = \frac{Y_{21}^{(1)}}{Y_{11}^{(1)} - k_{\text{КОС}} Y_{11}^{(2)}}.$$

Соответственно и схемы, реализующие такие передаточные функции, становятся несколько проще. Примеры таких схем приведены на рис. 4.9. В качестве пассивных *RC*-цепей в них применены Γ -образные четырехполюсники.

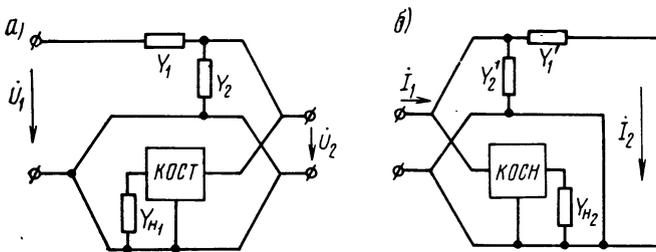


Рис. 4.9. Варианты *RC*-генераторов с Γ -образными цепями и двухполюсниками:
а) с *КОСТ*; б) с *КОСН*

Коэффициент передачи для схемы рис. 4.9а запишем в виде

$$K_u(p) = Y_1 / (Y_1 + Y_2 - k_{\text{КОС}} Y_{H1}), \quad (4.14)$$

а для схемы рис. 4.9б

$$K_i(p) = Y_1' / (Y_1' + Y_2' - k_{\text{КОС}} Y_{H2}). \quad (4.15)$$

Приведенные на рис. 4.9 схемы положим в основу данного метода реализации *RC*-генераторов. Для этого выберем параметры пассивных *RC*-цепей и коэффициенты преобразования *КОСН* и *КОСТ* так, чтобы полюса передаточных функций (4.14) и (4.15) находились в правой полуплоскости комплексной частоты p . Вос-

пользуемся дробно-рациональным выражением для передаточной функции вида

$$W(p) = \frac{N(p)}{P(p)} = \frac{p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_0}{p^n + b_{n-1}p^{n-1} + \dots + b_0}, \quad (4.16)$$

на коэффициенты полиномов которой $N(p)$ и $P(p)$ наложим ограничения $a_i \geq b_i$. Выберем полином $N(p)$ с вещественными отрицательными корнями, а затем разделим числитель и знаменатель выражения (4.16) на вспомогательный полином $M(p)$. Тогда получим $k(p) = N(p)/M(p) : P(p)/M(p)$. Сравнивая полученное выражение с выражениями (4.14) и (4.15), определим:

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= N(p)/M(p), & Y'_1 &= N(p)/M(p), \\ Y_2 - \kappa_{\text{КОС}}/Y_{\text{н1}} &= [P(p) - N(p)]/M(p), \\ Y'_2 - \kappa_{\text{КОС}}Y_{\text{н2}} &= [P(p) - N(p)]/M(p). \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

Полином $M(p)$ должен иметь нули, лежащие на отрицательной вещественной оси (исключая начало координат), его степень должна быть на единицу ниже высшей степени полиномов $N(p)$ и $Q(p) = P(p) - N(p)$. Затем, разложив на простые дроби выражения (4.17), получим [28]:

$$\begin{aligned} N(p)/M(p) &= k_1^{(\infty)}p + k_1^{(0)} + \sum_i \frac{p}{p + \sigma_i} k_1^{(i)} = Y_1 - \kappa_{\text{КОС}}Y'_1, \\ \frac{P(p) - N(p)}{M(p)} &= \frac{Q(p)}{M(p)} = k_2^{(\infty)}p + k_2^{(0)} + \sum_i \frac{p}{p + \sigma_i} k_2^{(i)} = \\ &= Y_2 - \kappa_{\text{КОС}}Y_{\text{н1}} = Y'_2 - \kappa_{\text{КОС}}Y_{\text{н2}}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

В связи с тем, что коэффициент преобразования $\kappa_{\text{КОС}}$ КОСН или КОСТ является величиной положительной, составляющие в (4.18) с положительными вычетами $k^{(i)}$ можно отнести к Y_1 или Y'_2 , а составляющие с отрицательными вычетами — к $Y_{\text{н1}}$ или $Y_{\text{н2}}$, умноженными на постоянную $\kappa_{\text{КОС}}$.

Рассмотрим пример реализации RC-генераторов с КОС. Пусть характеристическое уравнение вида $F(p) = p^2 - 0,1p + 1$. Требуется реализовать RC-генератор на КОС по заданному характеристическому уравнению.

Произвольно выбираем полином $N(p)$, например $0,9p$. образуем передаточную функцию $K(p)$ в виде дробно-рационального выражения $K(p) = 0,9p/(p^2 - 0,1p + 1)$. Выбираем полином $M(p) = p + 1$. С помощью ур-ния (4.17) определяем пассивные элементы цепи:

$$N(p)/M(p) = 0,9p/(p + 1) = Y_1 = Y'_1.$$

В этом случае реализуется двухполюсник, состоящий из последовательно соединенных емкости и активного сопротивления (рис. 4.10а) с нормированными величинами ($C = 0,9$; $Y = 0,9$).

При помощи ур-ния (4.18), учитывая выбранные нами $M(p) = p + 1$, $N(p) = 0,9p$, определим необходимый для генератора коэффициент преобразования $\kappa_{\text{КОС}}$:

$$\frac{P(p) - N(p)}{M(p)} = \frac{p^2 - 0,1p + 1 - 0,9p}{p + 1} = \frac{p^2 - p + 1}{p + 1}.$$

Представим это выражение в виде суммы, которую запишем как

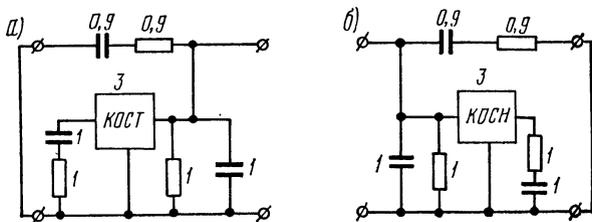


Рис. 4.10. Варианты принципиальных схем RC -генераторов: а) с КОСТ; б) с КОСН

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

Сравнив последнее выражение с ур-нием (4.18), можно найти:

$$Y_2 = p + 1, \quad \kappa_{\text{КОС}} = 3, \quad Y_{\text{н2}} = p/(p + 1).$$

Получим схемы RC -генераторов рис. 4.10. В схеме рис. 4.10а могут применяться АЭ в виде КОСТ, выполненные как на одном ОУ (рис. 4.11а), так и на двух ОУ (рис. 4.11б).

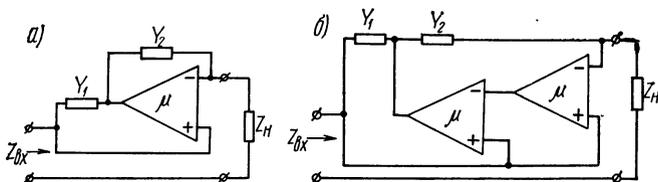


Рис. 4.11. Реализация КОС на ОУ: а) на одном; б) на двух

Входное сопротивление таких схем КОСТ

$$Z_{\text{вх}} = (-Y_2/Y_1)Z_{\text{н}} = \kappa_{\text{КОС}}Z_{\text{н}}, \quad \text{где } \kappa_{\text{КОС}} = Y_2/Y_1.$$

Для реализации RC -генератора по схеме рис. 4.10а необходимо, чтобы $Y_2/Y_1 = 3$. Задавшись величиной Y_1 , определим $Y_2 = 3Y_1$. Из практики известно, что, применяя для реализации генератора ОУ типа 1УТ401А, величина Y_1 может быть выбрана от $1 \cdot 10^{-3}$ до $3 \cdot 10^{-4}$ См.

Реализованные принципиальные схемы RC -генераторов на $f = 1000$ Гц на ОУ типа 1У401А приведены на рис. 4.12.

Реализация RC -генераторов с гираторами. В гл. 2 кратко рассматривались идеальные АЭ в виде гираторов. Схема замещения и основные параметры ИГ даны в табл. 2.9, п. 3.

На практике ИГ удобно реализовать на ОУ. Учитывая, что ИГ при подключении к его выходным зажимам емкости ведет себя как индуктивность, рассмотрим способ построения RC -генератора как LC -контура с отрицательной проводимостью $-Y$ по эквивалентной схеме рис. 4.13а.

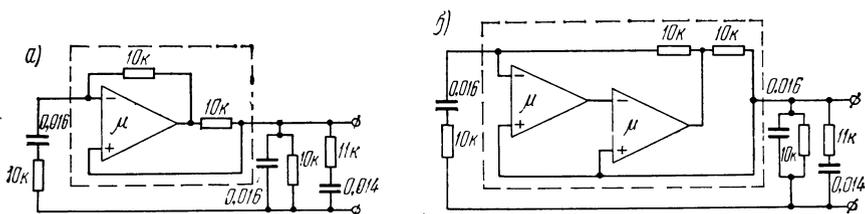


Рис. 4.12. Варианты принципиальных схем RC-генераторов на основе КОС:
а) с одним ОУ; б) с двумя ОУ

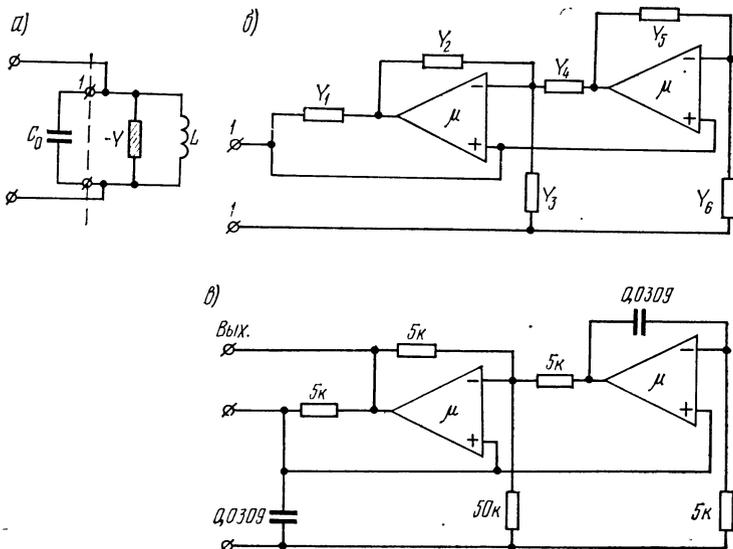


Рис. 4.13. К реализации RC-генератора на гираторе:
а) схема замещения в двухполюсном представлении; б) схема генератора на двух ОУ; в) принципиальная схема RC-генератора на гираторе

Рассмотрим функцию входной проводимости исследуемой схемы

$$Y(p) = p^2 - p \frac{Y}{C_0} + \frac{1}{C_0 L} = 0,$$

где L , $-Y$, C_0 — гираторная индуктивность, отрицательная проводимость, емкость контура соответственно. Функцию $Y(p)$ также можно записать в виде

$$Y(p) = p^2 - b_1 p + b_0 = 0. \quad (4.19)$$

Сравнивая выражения для $Y(p)$, получим:

$$b_1 = -Y/C_0, \quad b_0 = 1/C_0 L. \quad (4.20)$$

Схема рис. 4.13а может быть реализована заменой индуктивности L и отрицательной проводимости Y гиратором на двух ОУ с RC-элементами (рис. 4.13б). От известной схемы гиратора [91] она отличается дополнительно включенной

проводимостью Y_3 , которая позволяет одновременно реализовать индуктивность L и отрицательную проводимость $-Y$.

Из анализа схемы (см. рис. 4.13б) следует, что входную проводимость при $Y_5 = \rho C$ можно записать в виде

$$Y_{\text{вх}} = Y_1 Y_6 Y_4 / \rho C Y_2 - Y_1 Y_3 / Y_2 = Y_L - Y; \quad (4.21)$$

где

$$Y_L = Y_1 Y_6 Y_4 / \rho C Y_2, \quad -Y = Y_1 Y_3 / Y_2.$$

Как видим, с помощью схемы рис. 4.13б можно одновременно реализовать индуктивность и безреактивную проводимость.

Учитывая изложенное, можно рекомендовать следующий способ реализации схем RC -генераторов по заданному характеристическому уравнению вида (4.19).

1. Задавшись величиной нормированной емкости C_0 , на основании (4.20) определяем величины нормированных индуктивностей

$$L = 1/b_0 C_0 \quad (4.22)$$

и отрицательной проводимости

$$Y = -b_1 C_0. \quad (4.23)$$

2. При помощи выражения (4.21) определяем элементы схемы рис. 4.13б.

Рассмотрим пример реализации такой схемы. Пусть задано характеристическое уравнение $p^2 - 0,1p + 1 = 0$. Требуется реализовать схему генератора с частотой колебаний $f = 1000$ Гц по схеме рис. 4.13б.

Зададимся нормированным значением величины емкости $C_0 = 1$ и по ф-ле (4.22) определим величину нормированной индуктивности $L = 1/b_0 C_0 = 1$.

При помощи (4.23) определим величину нормированной отрицательной проводимости $-Y = b_1 C_0 = 0,1$.

Задавшись нормированным значением величины $Y_1 = Y_2 = 1$ согласно (4.21), найдем значение величины проводимости

$$Y_3 = Y Y_2 / Y_1 = 1 \cdot 0,1 / 1 = 0,1.$$

Учитывая, что $Y_2 = Y_1 = 1$, $Y_3 = 0,1$, найдем согласно (4.21) Y_4 , Y_6 и C (емкость гиратора).

Принципиальная схема генератора на 1000 Гц с денормированными значениями величин элементов приведена на рис. 4.13в. Денормирование в данном примере и в рассмотренных ранее производилось по следующим формулам [7, 55]:

$$R_i = R' R_{\text{норм}}, \quad C_i = \frac{C'}{\omega_{\text{норм}} R_{\text{норм}}},$$

где R' , C' — относительные единицы.

4.5. ЗАДАЧА ОПТИМИЗАЦИИ RC -ГЕНЕРАТОРОВ В ПРОСТРАНСТВЕ ЭЛЕМЕНТОВ

В постановке задачи синтеза автоколебательных систем оптимизация¹⁾ занимает важное место. При этом возможны два подхода. Правомерна постановка задачи оптимального синтеза автоколебательных систем в виде общей проблемы нелинейного программирования [46], как это сделано, например, в отношении линейных цепей [55]. Такой подход во многих случаях требует весьма больших затрат времени и труда. Поэтому практически более целесообразно решать задачу синтеза следующим образом: вна-

¹⁾ Под оптимизацией будем понимать процесс нахождения оптимальных в определенном смысле соотношений для ряда параметров элементов системы при соблюдении заданных или объективно существующих условий.

чале определить приемлемую структуру системы, затем решать задачу ее оптимизации в пространстве элементов. Такой подход носит название метода структурного синтеза.

Применение метода структурного синтеза оправдано тем, что во многих случаях при проектировании RC -генераторов его структура известна или может быть определена. Полученные же обычными способами значения параметров схемных элементов часто не являются оптимальными в отношении основных характеристик и ряда требований (технологических, экономических и др.).

Метод структурного синтеза позволяет при решении задачи оптимизации выделить следующие этапы:

— определение основных и дополнительных требований к автоколебательной системе;

— построение целевой функции или формулировка критериев, выполнение которых приводит к удовлетворению заданных требований;

— выбор метода оптимизации автоколебательной системы по сформулированным критериям.

Требования, предъявляемые к автогенераторам, определяются их назначением и техническими условиями на разрабатываемую аппаратуру. Ограничения в основном обусловлены тем, что устройство должно быть реализовано на основе конкретных элементов, величины параметров которых лежат в определенных интервалах. Ряд ограничений накладывают технология изготовления и экономические соображения.

К основным требованиям, предъявляемым к RC -генератору фиксированной частоты, целесообразно отнести величины нестабильностей частоты и амплитуды автоколебаний. В ряде случаев интерес представляет величина коэффициента нелинейных искажений, требуемый для самовозбуждения коэффициент усиления $AЭ$.

Дополнительными требованиями следует считать стоимость, габариты, массу устройства, величину потребляемой мощности и др.

Различные способы оптимизации схем предусматривают изменение выбранных параметров компонентов исходной схемы до тех пор, пока не будет достигнута необходимая степень согласования основных показателей схемы с заданными. Степень согласования или разность между требуемой величиной, например, нестабильности частоты автоколебаний $\delta\omega_0$ и получаемыми значениями $\delta\omega$ (δx); $e^-(\delta x) - \delta\omega - \delta\omega_0$ оценивается с помощью различных критериев ошибки [48, 70]. Здесь $\bar{x} = [x_1, x_2, \dots, x_m]^T$ — вектор параметров компонентов схемы, которые должны быть подобраны при настройке схемы для минимизации ошибки e ; $\delta\bar{x}$ — относительное изменение вектора \bar{x} под воздействием дестабилизирующих факторов.

Наиболее удобным критерием ошибки (целевой функцией) является среднеквадратичный критерий

$$E(\bar{x}) = \sum_{j=1}^m \omega_j e^2(\delta x_j),$$

где весовые коэффициенты ω_j характеризуют относительное значение каждой функции $e(\delta x_j)$.

Кроме целевой функции в форме наименьших квадратов, часто применяется критерий модуль-максимума, который в общем виде может быть представлен в виде

$$E(\bar{x}) = \max e(\delta x_j) \omega_j.$$

Методы оптимизации могут отличаться как по своему содержанию, так и по типу решаемых задач. Классификация основных методов оптимизации, приведенная на рис. 4.14, является обобщением результатов многочисленных работ в данной области.

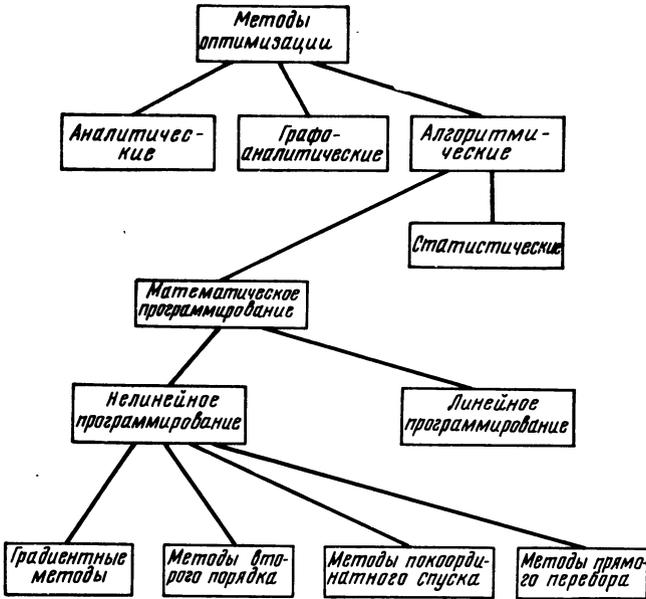


Рис. 4.14. Классификация методов оптимизации

Различают аналитические и алгебраические методы оптимизации. Для первых положение экстремума определяется формулой, что является основным достоинством аналитических методов. Однако для получения результатов аналитическим методом необходимо преодолеть значительные математические трудности (особенно при наличии ограничений).

Алгоритмические методы не дают конечную формулу, а лишь определяют способ отыскания экстремума. Их можно подразделить на методы математического программирования и статистические методы.

Задачу математического программирования при оптимизации схем автогенераторов можно сформулировать обычным образом: определить вектор варьируемых параметров $\bar{x}^* = [x^*_1, x^*_2, \dots, x^*_m]^T$,

который удовлетворяет ограничениям $h_k(x) \geq 0$, $k=1, 2, \dots, s$, и минимизирует (максимизирует) заданные критерии (целевую функцию). При этом конфигурация схемы не изменяется.

Если целевая функция и функция ограничения $h_k(x)$ линейны, то задача принадлежит к числу задач линейного программирования, в противном случае имеем дело с задачами нелинейного программирования. В ряде инженерных расчетов задачу нелинейного программирования (при нелинейной целевой функции) с некоторым приближением можно решить методами линейного программирования, воспользовавшись методом линеаризации нелинейной функции [47, 71].

Ограничения, заданные в форме $h_k(x) \geq 0$, образуют множество допустимых решений и включают [47]:

— ограничения на параметры компонентов системы, обусловленные возможностями физической реализуемости этих параметров (величины межэлектродных емкостей, добротность конденсаторов, транзисторов и др.);

— ограничения величин параметров используемых элементов;

— ограничения, обусловленные функциями системы (условия баланса фаз и амплитуд, условия устойчивости автоколебаний и пр.);

— ограничения на выходные параметры, габариты, стоимость и т. д.

Большая часть практических задач может быть решена методами нелинейного программирования, из которых наиболее разработанными являются градиентные методы. В их основе лежит либо вычисление градиента целевой функции, если она задана в явном виде, либо вычисление изменения градиента путем «пробных шагов», если функция задана неявно [47, 70]. Метод прямого перебора целесообразно применять для схем, имеющих не более четырех варьируемых элементов. Наиболее эффективными в смысле скорости сходимости являются методы второго порядка.

Среди статистических методов широкое распространение получил метод случайных испытаний (метод Монте-Карло). Результаты, полученные этим методом, характеризуются вероятностью p того, что при данном числе N случайных проб расположение точки экстремума будет определено с точностью до Δ , где Δ — относительная величина объема в n -мерном пространстве. Число необходимых случайных проб определяется формулой [46]

$$N = [\log(1 - p)] / [\log(1 - \Delta)].$$

По типу отыскиваемого экстремума методы оптимизации можно разделить на локальные и глобальные. Из названных здесь только метод Монте-Карло может быть использован для нахождения глобального экстремума.

Основная задача, стоящая на этапе оптимизации схем RC-генераторов, состоит в доводке реализованной схемы, т. е. в определении таких значений параметров компонентов, при которых удовлетворяются заданные требования к разрабатываемому устрой-

ству. К критериям оптимизации схем RC -генераторов фиксированной частоты следует, в первую очередь, отнести:

- чувствительность частоты и амплитуды колебаний к изменению параметров компонентов активного элемента;
- устойчивость режима автоколебаний;
- величину нелинейных искажений;
- величину требуемого для самовозбуждения системы коэффициента усиления активного прибора.

4.6. МЕТОДЫ ОПТИМИЗАЦИИ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ПО КОЭФФИЦИЕНТУ ПЕРЕДАЧИ АЭ

Замкнутую автоколебательную систему будем считать оптимальной, если для возникновения колебаний в ней требуется АЭ с минимальным значением коэффициента прямой передачи. Если найдены оптимальные значения величин элементов схемы, то в ней для самовозбуждения можно применить усилительные приборы (транзистор, полевой транзистор, ОУ и др.) с минимальными требованиями к коэффициенту усиления. В итоге можно улучшить характеристики автогенератора введением дополнительной отрицательной ОС или иным способом за счет запаса по усилению. Задачу такой оптимизации можно решить графо-аналитическим или аналитическим методом [15, 16, 19].

Графо-аналитический метод. Рассмотрим метод, основанный на критерии Михайлова. В этом случае задача оптимизации с достаточной точностью может быть решена наглядным графо-аналитическим методом построения годографов $F(p)$ согласно уравнениям (3.21) по заданным исходным значениям параметров элементов схемы (а следовательно, и $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$).

Согласно критерию Михайлова [59, 64] запас устойчивости системы выражается в требовании удаления кривой Михайлова (устойчивой цепи) от начала координат во всех точках (рис. 4.15).

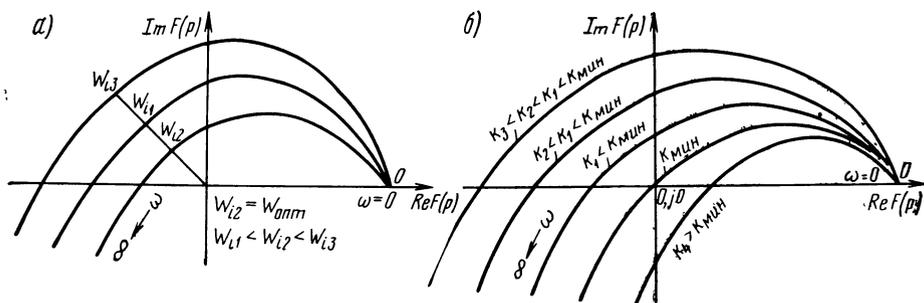


Рис. 4.15. К вопросу оптимизации RC -генераторов при помощи кривых Михайлова:

а) общий случай; б) оптимизация по K

Следовательно, устойчивую систему можно возбудить при помощи АЭ с тем меньшим значением коэффициента передачи, чем ближе

к началу координат расположена кривая Михайлова этой системы.

Каждому значению любого параметра замкнутой системы соответствует своя кривая Михайлова. Изменяя значение данного параметра системы, можно получить для него семейство кривых Михайлова (рис. 4.15а). При построении такого семейства нетрудно убедиться, что ближе других кривых к началу координат приближается только одна кривая Михайлова с вполне определенным значением изменяемого параметра. Уменьшение или увеличение значения этого параметра ведет к удалению кривой от начала координат. Точную оценку частотного годографа следует производить по его наименьшему расстоянию от начала координат. Закономерность изменения семейства кривых Михайлова для определенной системы такова, что кривые для различных значений изменяемого параметра не пересекаются и имеют одинаковый характер (см. рис. 4.15а). Отсюда следует, что для одной и той же исследуемой системы оценку оптимального частотного годографа можно вести по любым точкам кривых, лежащим на их пересечении с прямой, соединяющей внешнюю кривую Михайлова с началом координат. Необходимо, чтобы было видно, приближаются или удаляются эти точки при изменении данного параметра системы.

Практически оценку оптимальности кривой Михайлова для данного значения изменяемого параметра системы удобно производить по отрезкам на осях $\operatorname{Re} F(p)$ или $\operatorname{Im} F(p)$, так как точки кривой, лежащие на них, легко определяются аналитически. При этом если на часть элементов системы наложены ограничения (например, значения нескольких элементов приняты постоянными, так как они рассчитаны из соображений стабилизации режима или др.), то процесс поиска оптимальных значений достаточно быстро сходится.

После определения оптимального соотношения элементов схемы можно найти необходимый минимальный коэффициент передачи АЭ, при котором в системе возникнут колебания. На рис. 4.15б приведены семейства кривых Михайлова, при помощи которых определяется значение коэффициента передачи АЭ для критического состояния системы (на границе возникновения колебаний), т. е. значение коэффициента передачи для кривой Михайлова, проходящей через точку $0, j, 0$, которое будет минимально необходимым для исследуемой автоколебательной системы.

Минимально необходимый коэффициент передачи (усиления) АЭ системы может быть определен следующим образом [16].

Полученное графо-аналитически оптимальное соотношение между элементами системы можно подставить в условия самовозбуждения (куда входит и коэффициент передачи АЭ), определенные при помощи алгебраического критерия Рауса—Гурвица. Исследовав на минимум относительно коэффициента передачи АЭ полученное уравнение, определим K_{\min} .

Следует заметить, что вычисления для построения кривой Михайлова не громоздки, особенно если определять значение оптимального параметра по отрезку на оси $\operatorname{Re} F(p)$ или $\operatorname{Im} F(p)$. В этом случае для каждого значения изменяемого параметра оп-

ределяется одна точка кривой Михайлова и вычисления могут быть выполнены обычными методами или при помощи простейших счетных машин. Пример нахождения оптимальных параметров конкретной схемы автогенераторов RC будет приведен ниже.

Для сложных систем (третьего порядка и выше) задача становится несколько громоздкой. В этом случае определение оптимальных параметров исследуемых систем можно сравнительно легко выполнить при помощи ЭЦВМ.

Аналитический метод. Рассмотрим автоколебательную систему, представленную в виде $(n+1)$ -полюсника (см. рис. 3.1б). Ее характеристическое уравнение получим при помощи обобщенного метода узловых напряжений в виде (B.1).

Параметр, определяющий свойства активного (усилительного) элемента K , входит в характеристическое уравнение. Коэффициенты a_0, a_1, \dots, a_n обычно зависят от конфигурации и значения пассивных элементов системы. Тогда характеристическое уравнение (B.1) можно представить как неявную функцию $F(p, K, \vec{x})=0$ параметра передачи K от комплексной частоты p и элементов системы $\vec{x}=\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$.

Для упрощения выкладок уравнения (B.2) запишем в виде:

$$f(K, \omega, \vec{x}) = 0; \quad \varphi(K, \omega, \vec{x}) = 0. \quad (4.24)$$

Система уравнений (4.24) содержит в неявном виде функцию $K(\omega, \vec{x})$, которую требуется минимизировать.

В математическом отношении задача оптимизации в данном случае заключается в определении значений переменных $\omega, x_1, x_2, \dots, x_n$, при которых критерий оптимальности параметра $K=K(\omega, x_1, x_2, \dots, x_n)$, являющийся нелинейной функцией переменных, имеет минимально возможную величину при условии, что переменные $\omega, x_1, x_2, \dots, x_n$ принимают лишь положительные значения. Общей задачей оптимизации рассматриваемых автоколебательных систем будем считать нахождение таких значений величин элементов и частоты колебаний системы, при которой функция $K(\omega, \vec{x})$ достигает наименьшего из минимумов. При этом полагаем, что конфигурация системы неизменна.

Система уравнений (4.24) аналитически просто решается относительно ω и K . Уравнение (B.1) при этом должно быть не выше пятого порядка. Тогда из уравнений (4.24) найдем

$$K = K(\vec{x}), \quad (4.25)$$

где параметр K явно выражен через величины варьируемых элементов автоколебательной системы. Необходимым условием существования экстремума функции является обращение в нуль частных производных первого порядка [53]:

$$\partial K(\vec{x})/\partial x_i = 0, \quad (4.26)$$

где $i=1, 2, \dots, n$.

Достаточное условие существования минимума функции — квадратичная форма

$$\sum_{i, k=1}^n \frac{\partial^2 K(\vec{x})}{\partial x_i \partial x_k} \Delta x_i^\circ \Delta x_k^\circ \quad (4.27)$$

является положительно определенной при значениях величин элементов $(x_1^\circ, x_2^\circ, \dots, x_n^\circ)$, удовлетворяющих системе уравнений (4.24).

На основании условий (4.26) и (4.27) находим оптимальное значение варьируемых элементов системы, затем из уравнений (4.24) — минимальное значение K и оптимальную частоту автоколебаний системы.

Если характеристическое уравнение (B.1) выше пятого порядка, то систему (4.24) трудно решить относительно ω и K . В этом случае ω и K следует рассматривать как функции, которые имеют частные производные по x_1, x_2, \dots, x_n . Эти производные вычисляются дифференцированием тождеств, полученных из (4.24), если под ω и K понимать упомянутые неявные функции. Дифференцирование по x_i дает:

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial x_i} + \frac{\partial f}{\partial \omega} \frac{\partial \omega}{\partial x_i} + \frac{\partial f}{\partial K} \frac{\partial K}{\partial x_i} &= 0, \\ \frac{\partial \varphi}{\partial x_i} + \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \frac{\partial \omega}{\partial x_i} + \frac{\partial \varphi}{\partial K} \frac{\partial K}{\partial x_i} &= 0 \quad (i = 1, 2, \dots, n). \end{aligned}$$

Получено n систем линейных уравнений относительно неизвестных $\partial \omega / \partial x_i$ и $\partial K / \partial x_i$ с отличным от нуля функциональным определителем

$$D = \begin{vmatrix} \frac{\partial f}{\partial \omega} & \frac{\partial f}{\partial K} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} & \frac{\partial \varphi}{\partial K} \end{vmatrix} \neq 0, \quad \text{тогда} \quad \frac{\partial K}{\partial x_i} = -\frac{D_i}{D}, \quad (4.28)$$

$$\text{где } D_i = \begin{vmatrix} \frac{\partial f}{\partial \omega} & \frac{\partial f}{\partial x_i} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} & \frac{\partial \varphi}{\partial x_i} \end{vmatrix}.$$

Необходимое условие экстремума неявной функции K на основании ф-лы (4.26) получим из уравнения (4.28): $D_i = 0$ или

$$\frac{\partial f}{\partial \omega} \frac{\partial \varphi}{\partial x_i} - \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} = 0. \quad (4.29)$$

Продифференцируем выражение (4.28), учитывая (4.29):

$$\frac{\partial^2 K}{\partial x_i \partial x_k} = -\frac{\frac{\partial D_i}{\partial x_k} D - \frac{\partial D}{\partial x_k} D_i}{D^2} = -\frac{1}{D} \frac{\partial D_i}{\partial x_k}.$$

Сформулируем достаточное условие существования минимума функции K : если $D < 0$, то квадратичная форма

$$\sum_{i, k=1}^n \frac{\partial}{\partial x_k} \left(\frac{\partial f}{\partial \omega} \frac{\partial \varphi}{\partial x_i} - \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \right) \Delta x_i^0 \Delta x_k^0 \quad (4.30)$$

должна быть положительно определенной при значениях величин элементов $(x_1^0, x_2^0, \dots, x_n^0)$, удовлетворяющих уравнениям (4.29); если $D > 0$, то квадратичная форма (4.30) должна быть при тех же условиях отрицательно определенной.

После нахождения значений величин элементов x_i^0 , удовлетворяющих необходимым и достаточным условиям минимума неявной функции K , оптимальная частота колебаний и величина параметра K определяются из системы уравнений (4.24).

Часто требуется решить частную задачу оптимизации, т. е. найти такие значения величин элементов схемы автогенератора определенной конфигурации, при которых функция $K(\omega, \vec{x})$ достигает минимума для заданной частоты колебаний. Для ее решения можно свести систему (4.24) к общему уравнению, выразив величину элемента x_i в одном уравнении и подставив ее в другое, и получить неявную функцию $K(\vec{x}')$ от $(n-1)$ переменных, где $\vec{x}' = [x_1, x_2, \dots, x_{n-1}]$:

$$\eta(K, \vec{x}') = 0. \quad (4.31)$$

Если K можно выразить через величины элементов, то уравнение (4.31) сводится к виду, аналогичному уравнению (4.25). В противном случае можно найти производные неявной функции K из (4.31):

$$\frac{\partial K}{\partial x_i} = - \frac{\partial \eta}{\partial x_i} / \frac{\partial \eta}{\partial K} \quad (i = 1, 2, \dots, n-1),$$

Отсюда необходимое условие экстремума функции $K(\vec{x}')$

$$\frac{\partial \eta}{\partial x_i} = 0. \quad (4.32)$$

Вторые производные от неявной функции (4.31)

$$\frac{\partial^2 K}{\partial x_i \partial x_k} = - \frac{\frac{\partial^2 \eta}{\partial x_i \partial x_k} \frac{\partial \eta}{\partial K} - \frac{\partial \eta}{\partial x_i} \frac{\partial \eta}{\partial K}}{\left(\frac{\partial \eta}{\partial K} \right)^2} = \frac{1}{\frac{\partial \eta}{\partial K}} \frac{\partial^2 \eta}{\partial x_i \partial x_k}.$$

Достаточное условие существования минимума функции $K(\omega, \vec{x}_i)$ можно сформулировать следующим образом: если $\partial \eta / \partial K > 0$, то квадратичная форма

$$\sum_{i, k=1}^n \left(- \frac{\partial^2 \eta}{\partial x_i \partial x_k} \right) \Delta x_i^0 \Delta x_k^0 \quad (4.33)$$

должна быть положительно определенной при значениях величин элементов $\vec{x}^{10} = [x^{\circ}_1, x^{\circ}_2, \dots, x^{\circ}_{n-1}]$, удовлетворяющих системе (4.32); если $\partial\eta/\partial K < 0$, то квадратичная форма (4.33) должна быть отрицательно определенной при тех же условиях.

Сформулируем условия, при которых вещественная квадратичная форма является положительно (отрицательно) определенной [53]. Для каждой вещественной квадратичной формы (4.27), (4.30), (4.33) вида

$$\sum_{i, k=1}^n \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_i \partial x_k} \Delta x_i^{\circ} \Delta x_k^{\circ} \quad (4.34)$$

можно составить матрицу из коэффициентов при Δx_i° и Δx_k° :

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_1 \partial x_1} & \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_1 \partial x_2} & \dots & \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_1 \partial x_n} \\ \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_2 \partial x_1} & \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_2 \partial x_2} & \dots & \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_2 \partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_n \partial x_1} & \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_n \partial x_2} & \dots & \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_n \partial x_n} \end{bmatrix}.$$

Из матрицы можно выделить n определителей вида

$$\Delta_j = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_1 \partial x_1} & \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_1 \partial x_2} & \dots & \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_1 \partial x_j} \\ \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_2 \partial x_1} & \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_2 \partial x_2} & \dots & \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_2 \partial x_j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_j \partial x_1} & \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_j \partial x_2} & \dots & \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_j \partial x_j} \end{bmatrix}. \quad (4.35)$$

Квадратичная форма (4.34) положительно определенная, если $\Delta_1 > 0, \Delta_2 > 0, \Delta_3 > 0, \dots, \Delta_n > 0,$ (4.36)

и отрицательно определенная, если

$$\Delta_1 < 0, \Delta_2 > 0, \dots, \Delta_{2m-1} < 0, \Delta_{2m} > 0. \quad (4.37)$$

Проверка выполнения достаточных условий существования минимума рассмотренных выше функций сводится к нахождению и оценке функциональных определителей вида (4.35), составленных из частных производных второго порядка. При выполнении условия (4.36) или (4.37) квадратичная форма — определенная, что свидетельствует о существовании экстремума исследуемой функции; в случае невыполнения условия (4.36) или (4.37) экстремум функции в проверяемой точке не существует.

Примеры исследования RC -генераторов графо-аналитическим и аналитическим методами приведены в приложении 2.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ *RC*-ГЕНЕРАТОРОВ

5.1. ТРЕБОВАНИЯ

Очевидно, что *RC*-генераторы должны удовлетворять требованиям, определяющим их конструктивное выполнение, стоимость, электрические характеристики. Так как в большинстве случаев удовлетворить всем требованиям одновременно трудно, то схемы можно условно разделить на три группы генераторов:

- с минимальными массой и габаритами;
- с минимальной стоимостью;
- с повышенными требованиями к стабильности электрических характеристик.

Проектирование генераторов первой группы связано с построением их схем с минимальным числом элементов, минимизацией суммарной емкости схемы генератора, в особенности для диапазонов низких и инфранизких частот, что достигается за счет применения в генераторах *АЭ* с большими значениями $R_{вх}$ (например, *АЭ* на полевых транзисторах). Это позволяет за счет увеличения в *ФЦ* генератора величин сопротивлений резисторов уменьшить на порядок и более величины емкостей конденсаторов.

К генераторам второй группы можно отнести схемы, в которых используются простейшие однотранзисторные *АЭ*, которые в сочетании с соответствующими *ФЦ* могут обеспечить работоспособные простые схемы.

При проектировании генераторов третьей группы следует применять более сложные высокостабильные *АЭ*, состоящие из двух и более транзисторов или *ОУ*.

В ряде случаев к проектируемому генератору предъявляются требования повышенной стабильности частоты и амплитуды колебаний при максимальном уменьшении массы и габаритов. В этом случае целесообразно применять генераторы со стабильными параметрами *АЭ* и такие *ФЦ*, в которых применяются резисторы и конденсаторы повышенной стабильности, выбранные с учетом возможно меньших габаритов.

Основными электрическими параметрами, характеризующими *RC*-генератор, являются:

- частота генерируемых колебаний $f_0(\omega_0)$;
- абсолютный уход частоты генерации $\Delta f_0(\Delta\omega_0)$ при изменении условий эксплуатации;

- относительный уход частоты генерации $\Delta f/f_0 (\Delta\omega/\omega_0)$ при изменении условий эксплуатации;
- стабильность частоты генерируемых колебаний при изменении температуры на 1°C ($\delta_T = \Delta f/f_0 \Delta T$);
- стабильность частоты генерируемых колебаний при относительном изменении напряжения источника питания ($\epsilon_u = \Delta U/U$) $\delta_u = \Delta f/f_0 \epsilon_u$;
- уровень выходного напряжения генератора U, V ;
- абсолютные изменения выходного уровня $\Delta U, V$, при воздействии дестабилизирующих факторов;
- относительные изменения выходного уровня $\Delta U/U$ при воздействии дестабилизирующих факторов;
- коэффициент нелинейных искажений генератора

$$K_f, \% = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} / U_1,$$

где U_2, U_3, \dots, U_n — напряжения 2, 3, ..., n -й гармоник генератора.

5.2. ВЫБОР СПОСОБА ПОСТРОЕНИЯ ГЕНЕРАТОРА

Варианты схемной реализации RC -генераторов можно разделить на следующие основные группы:

- на основе $ОАЭ$ ($ПНН, ПТТ, ПНТ, ПТН$) с конечными величинами их передаточных функций;
- с операционными усилителями;
- с конверторами отрицательного сопротивления;
- на основе гираторов.

Наиболее простыми являются схемы на основе $ОАЭ$ с ограниченными значениями передаточных функций и $ОУ$. Достоинством таких схем являются их экономичность, простота реализации при достаточно высокой стабильности частоты и амплитуды колебаний.

Выбор структурной схемы проектируемого генератора рассмотрим на примерах схем с различными неидеальными преобразователями (рис. 5.1). Запишем для них характеристические уравнения, воспользовавшись ур-нием (3.12). Коэффициенты A_{11} и A_{22} определим при помощи перемножения матриц A составляющих четырехполюсников ($АЭ$ и $ФЦ$), взяв их из табл. 2.7 и 5.1.

После подстановки этих коэффициентов в общее характеристическое уравнение, получим следующие четыре характеристических уравнения для схем рис. 5.1а, б, в, г соответственно:

$$F_1(p) = p^2 R_2 C_1 C_2 (R_1 + R_{\text{вых}}) + p \left(R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2 + R_{\text{вых}} C_1 + \frac{R_1 R_2 C_1}{R_{\text{вх}}} + \frac{R_2 R_{\text{вых}} C_1}{R_{\text{вх}}} - K_u R_2 C_1 \right) + \frac{R_1}{R_{\text{вх}}} + 1 = 0, \quad (5.1a)$$

$$F_2(p) = p^2 R_1 (R_2 + R_{\text{вх}}) C_1 C_2 + p \left(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_{\text{вх}} C_2 + R_1 C_2 \frac{R_2}{R_{\text{вх}}} + R_1 C_2 \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} - K_i R_1 C_2 \right) + \frac{R_1}{R_{\text{вых}}} + 1 = 0, \quad (5.1б)$$

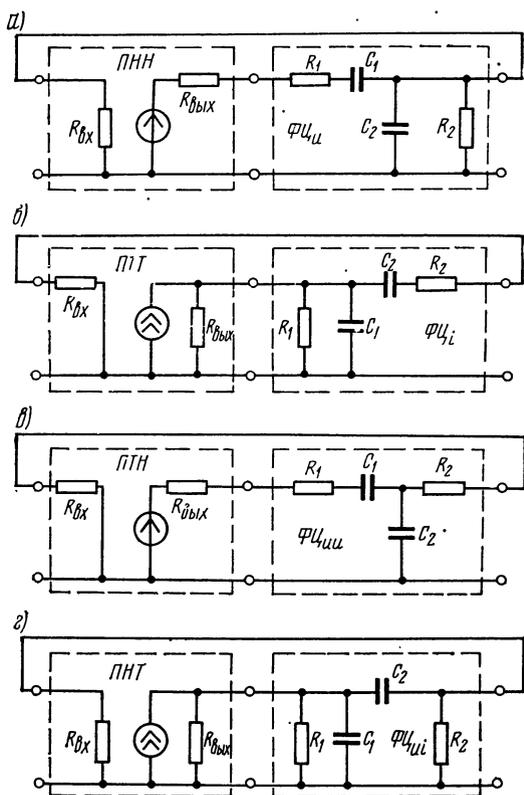


Рис. 5.1. Детализированные структурные схемы RC-генераторов с однонаправленными АЭ:
 а) с ПНН и ФЦи; б) с ПТТ и ФЦи; в) с ПТН и ФЦи; г) с ПНТ и ФЦи

$$F_3(p) = p^2 (R_1 R_2 + R_1 R_{\text{вх}} + R_2 R_{\text{вых}} + R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}) C_1 C_2 + p (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2 + R_{\text{вх}} C_2 + R_{\text{вых}} C_1 + R_{\text{вх}} C_1 - R_a C_1) + 1 = 0, \quad (5.1\text{в})$$

$$F_4(p) = p^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + p \left[R_2 (C_1 + C_2) \left(1 + \frac{R_1}{R_{\text{вых}}} \right) - G_a R_1 R_2 C_1 \right] + \frac{R_1}{R_{\text{вых}}} + \frac{R_2}{R_{\text{вх}}} + \frac{R_1 R_2}{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}} + 1 = 0. \quad (5.1\text{г})$$

Положив $p=i\omega$ и приравняв действительную и мнимую части всех равенств нулю, определим частоту колебаний RC-генераторов: и необходимую передаточную функцию АЭ для каждой схемы:

для схемы рис. 5.1а

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \sqrt{\frac{1 + \frac{R_2}{R_{ВХ}}}{1 + \frac{R_{ВЫХ}}{R_1}}}, \\ K_u &\geq 1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{R_{ВЫХ}}{R_1} + \frac{R_2}{R_{ВХ}}\right) + \frac{R_{ВЫХ}}{R_{ВХ}}; \end{aligned} \right\} (5.2a)$$

для схемы рис. 5.1б

$$\left. \begin{aligned} f_2 &= \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \sqrt{\frac{1 + \frac{R_1}{R_{ВЫХ}}}{1 + \frac{R_{ВХ}}{R_2}}}, \\ K_i &\geq 1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_{ВЫХ}} + \frac{R_{ВХ}}{R_2}\right) + \frac{R_{ВХ}}{R_{ВЫХ}}; \end{aligned} \right\} (5.2б)$$

для схемы рис. 5.1в

$$\left. \begin{aligned} f_3 &= \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \sqrt{\frac{1}{\left(1 + \frac{R_{ВХ}}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_{ВЫХ}}{R_1}\right)}}, \\ R_a &\geq R_1 + (R_2 + R_{ВХ}) \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) + R_{ВЫХ}; \end{aligned} \right\} (5.2в)$$

для схемы рис. 5.1г

$$\left. \begin{aligned} f_4 &= \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \sqrt{\left(1 + \frac{R_1}{R_{ВЫХ}}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_{ВХ}}\right)}, \\ G_a &\geq \frac{1}{R_1} + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{ВХ}}\right) \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) + \frac{1}{R_{ВЫХ}}. \end{aligned} \right\} (5.2г)$$

Для сравнительной оценки качества каждого из генераторов рис. 5.1 примем в них:

$$R_1 R_2 = R_{ВХ} R_{ВЫХ} = R^2, \quad R_1 = R_2 = R, \quad C_1 = C_2 = C. \quad (5.3)$$

Эти условия позволяют получить удобные практические схемы RC-генераторов с одинаковыми номиналами емкостей. После подстановки (5.3) в (5.2) получим:

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= 1/2 \pi RC, \\ K_u &\geq 3 + 2\sqrt{R_{ВЫХ}/R_{ВХ} + R_{ВЫХ}/R_{ВХ}}. \end{aligned} \right\} (5.4a)$$

$$\left. \begin{aligned} f_2 &= 1/2 \pi RC, \\ K_i &\geq 3 + 2\sqrt{R_{ВХ}/R_{ВЫХ} + R_{ВХ}/R_{ВЫХ}}. \end{aligned} \right\} (5.4б)$$

$$\left. \begin{aligned} f_3 &= 1/4 \pi RC, \\ R_a &\geq 3R + 2R_{ВХ} + R_{ВЫХ}. \end{aligned} \right\} (5.4в)$$

$$\left. \begin{aligned} f_4 &= 1/\pi RC, \\ G_a &\geq \frac{3}{R} + \frac{2}{R_{\text{вх}}} + \frac{1}{R_{\text{вых}}} \end{aligned} \right\} \quad (5.4г)$$

Анализ выражений (5.4) с учетом (5.2) показывает, что в первых двух случаях (*ПНН*, *ПТТ*) выбор $R = \sqrt{R_{\text{вх}}R_{\text{вых}}}$ для ΦC_u или ΦC_i приводит к совпадению частоты колебаний генератора с собственной частотой ΦC и позволяет повысить стабильность частоты при значительных изменениях $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вых}}$ *АЭ*.

При условиях (5.3) частота генерации для *ПТН* в два раза ниже, а для *ПНТ* в два раза выше расчетной частоты ΦC . Анализ выражений (5.2а и б) и (5.4а и б) показывает, что для повышения стабильности частоты генерации величины отношений $R_{\text{вых}}/R_{\text{вх}}$ для *ПНН* и $R_{\text{вх}}/R_{\text{вых}}$ для *ПТТ* должны быть возможно меньшими. Тогда их изменения не будут приводить к изменениям частоты генерации, и при этом обеспечивается минимизация коэффициента передачи (K_u , K_i).

Анализ практических схем *АЭ* показывает, что величина $R = \sqrt{R_{\text{вх}}R_{\text{вых}}}$ для *ПНН* обычно больше, чем для *ПТТ*. Поэтому при построении низкочастотных *RC*-генераторов следует ориентироваться на схемы с *ПНН*, а при реализации генераторов в высоком диапазоне частот — на схемы с *ПТТ*.

При проектировании генераторов на *ПТН* или *ПНТ* рекомендуется ориентироваться при выборе R на величину $R = \sqrt{R_1R_2} = d\sqrt{R_{\text{вх}}R_{\text{вых}}}$. Для *ПТН* желательно, чтобы коэффициент d был значительно больше 1, для *ПНТ* — значительно меньше 1. В этом случае частота генерации и условия самовозбуждения:

для *ПТН*:

$$f_3 = \frac{1}{2\pi RC} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{d} \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}} + \frac{1}{d} \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}} \approx \frac{1}{2\pi RC} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2}{d}}},$$

$$R_a \geq 3R + 2R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}};$$

для *ПНТ*:

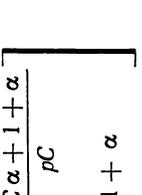
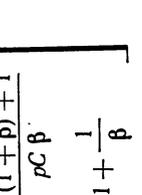
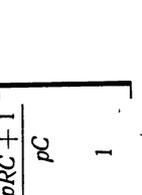
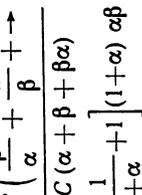
$$f_4 = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{1 + d \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}} + d \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}} \approx \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{1 + 2d},$$

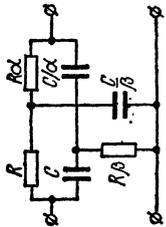
$$G_a \geq \frac{1}{R_1} + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{\text{вх}}} \right) \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) + \frac{1}{R_{\text{вых}}}.$$

Коэффициент d характеризует величины R пассивной *RC*-цепи, которые при заданной частоте генерации определяют величины емкостей. Поэтому d , большие 1, следует выбирать для *НЧ* генераторов, а меньшие 1 — для *ВЧ* генераторов, что и соответствует применению *ПТН* и *ПНТ*.

В ряде случаев целесообразно рассматривать общую схему *RC*-генератора, не расчлняя на составляющие четырехполюсники.

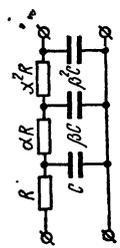
Таблица 5.1
СХЕМЫ И МАТРИЦЫ ФАЗИРУЮЩИХ РС-ЦЕПЕЙ

№	Схема РС-цепи ¹⁾	А-матрица	Тип ФЦ
1		$\begin{bmatrix} p^2 p^2 C^2 \alpha \beta + pRC(1 + \beta + \beta\alpha) + 1 & pRC\alpha + 1 + \alpha \\ \frac{1}{R} [pRC\beta(1 + \alpha) + 1] & 1 + \alpha \end{bmatrix}$	ФЦ (для генераторов с ПНН)
2		$\begin{bmatrix} p^2 R^2 C^2 \alpha \beta + pRC(1 + \beta + \beta\alpha) + 1 & pRC(1 + \beta) + 1 \\ \frac{1}{R \alpha \beta} (pRC \alpha \beta + 1 + \beta) & \frac{pC \beta}{1 + \frac{1}{\beta}} \end{bmatrix}$	
3		$\begin{bmatrix} p^2 R^2 C^2 \alpha \beta + pRC(1 + \alpha + \beta\alpha) + 1 & \frac{pRC + 1}{pC} \\ \frac{pRC \alpha}{pRC \alpha \beta + 1} & 1 \end{bmatrix}$	
4		$\begin{bmatrix} p^2 R^2 C^2 + pRC \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + \beta \right) + 1 & \left[p^2 R^2 C^2 + pRC \left(\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta} + \beta \right) \right. \\ \left. pRC(\alpha + \beta + \beta\alpha) \right] & \left. \begin{aligned} & \rightarrow + 2\beta + \beta\alpha \\ & \frac{1}{1 + \alpha} + 1 \end{aligned} \right] (1 + \alpha) \alpha \beta \\ \rightarrow + 1 \beta \alpha & \\ \frac{1}{R} (pRC + 1) & 1 + \alpha \end{bmatrix}$	



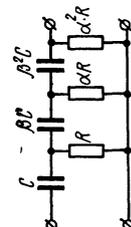
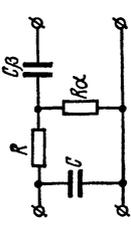
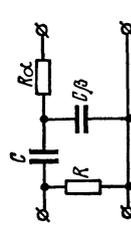
5

$$\begin{aligned}
 & \frac{p^3 R^2 C^2 + pRC \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{\beta}{\alpha} + \rightarrow \right)}{p^2 R^2 C^2 + pRC \left(\frac{\beta}{\alpha} + \beta - 1 \right) + 1} \\
 & \rightarrow + \frac{\frac{1}{\beta} + \beta}{\frac{1}{\beta} + \beta + \alpha} + 1 \\
 & \rightarrow + \beta - 1 + 1 \left[(pRC + 1) \right] \\
 & \frac{p^2 R^2 C^2 + pRC \left(\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta} + \rightarrow \right)}{p^2 R^2 C^2 + pRC \left(\frac{\beta}{\alpha} + \beta - 1 \right) + 1} \\
 & \rightarrow + \alpha + \beta + 1
 \end{aligned}$$

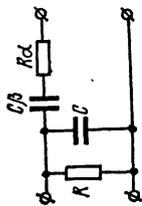


6

$$\begin{aligned}
 & p^3 R^2 C^3 \alpha^2 \beta^3 + p^2 R^2 C^2 (\alpha^2 \beta^3 + \alpha^2 \beta^2 + \alpha \beta^2 + \alpha \beta + 1) + pRC (\alpha^2 \beta^2 + \alpha \beta^2 + \alpha \beta + 1) + \alpha \beta^2 + \alpha \beta + \beta^2 + \beta + 1 + 1 \\
 & pC [p^2 R^2 C^2 \alpha^2 \beta^3 + pRC (\alpha^2 \beta^3 + \alpha^2 \beta^2 + \alpha \beta + 1)]
 \end{aligned}$$

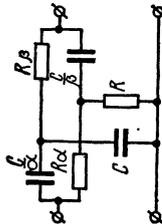
№	Схема RC-цепи	А-матрица	Тип ФЦ
7		$\frac{p^2 R^2 C^2 \alpha^2 \beta^3 + p^2 R^2 C^2 (\alpha^2 \beta^3 + \alpha \beta^2 + \alpha \beta) + \rightarrow}{p^2 R^2 C^2 \alpha^3 \beta^3}$ $\rightarrow + \alpha^2 \beta^3 + \alpha^2 \beta^2 + \alpha \beta^3 + \alpha \beta^2 + \rightarrow$ $\rightarrow + \alpha \beta + pRC + (\alpha^2 \beta^2 + \alpha \beta^2 + \rightarrow$ $\rightarrow + \alpha \beta + \beta + 1)$ <hr/> $\frac{1}{R} \frac{p^2 R^2 C^2 (\alpha^2 \beta^3 + \alpha^2 \beta^3 + \alpha^2 \beta^3 + \rightarrow}{p^2 R^2 C^2 \alpha^3 \beta^3}$ $\rightarrow + \alpha \beta^3 + pRC (\alpha^2 \beta^2 + \alpha \beta^2 + \rightarrow$ $\rightarrow + \alpha \beta + \beta) + 1$	$\frac{1}{pC} \left(\frac{p^2 R^2 C^2 (\alpha \beta^3 + \alpha \beta^2 + \alpha \beta) + \rightarrow}{p^2 R^2 C^2 \alpha \beta^3} + pRC (\alpha \beta^2 + \alpha \beta + \rightarrow + 1) \right) + 1$
8		$\left[1 + \frac{1}{\alpha} \right.$ $\left. \frac{1}{R \alpha} [pRC (1 + \alpha) + 1] \right]$	$\frac{pRC \alpha \beta + 1 + \alpha}{pC \alpha \beta}$ $\frac{p^2 R^2 C^2 \alpha \beta + pRC (1 + \alpha + \beta \alpha) + 1}{pRC \alpha \beta}$
9		$\left[1 + \beta \right.$ $\left. \frac{1}{R} (pRC \beta + 1 + \beta) \right]$	$\frac{pRC \alpha (1 + \beta) + 1}{pC}$ $\frac{p^2 R^2 C^2 \alpha \beta + pRC (1 + \alpha + \alpha \beta) + 1}{pRC}$

ФЦ (для генераторов с ПТТ)



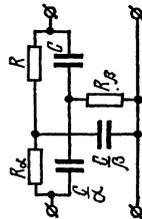
10

$$\left[\frac{1}{R} (\rho RC + 1) \frac{p^2 R^2 C^2 \alpha \beta^2 + p RC (1 + \beta + \alpha \beta) + 1}{p RC \alpha \beta + 1} \right]$$



11

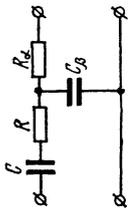
$$\left[1 + \alpha \frac{1}{pC} \frac{\alpha \beta (1 + \alpha) \left[p^2 R^2 C^2 + p RC \left(\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta} + 2\beta + \alpha \right) \right]}{(pRC + 1) (\alpha + \alpha \beta + \beta)} \right. \\ \left. \rightarrow + \beta \alpha \frac{1}{1 + \alpha} + 1 \right] \\ \frac{1}{R} (\rho RC + 1) \frac{1}{pRC} \frac{\left[p^2 R^2 C^2 + p RC \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + \beta \right) + 1 \right] \alpha \beta}{\alpha + \alpha \beta + \beta}$$



12

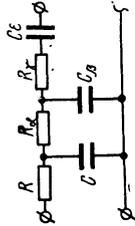
$$\frac{p^2 R^2 C^2 + p RC \left(\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta} + \alpha \right)}{p^2 R^2 C^2 + p RC \left(\frac{\beta}{\alpha} + \beta - 1 \right) - 1} + \frac{p^2 R^2 C^2 + p RC \left(\frac{\beta}{\alpha} + \alpha \right)}{R (1 + \alpha) \left[p^2 R^2 C^2 + p RC \left(\frac{\beta}{\alpha} + \alpha \right) \right]} \\ \rightarrow + \alpha + \beta \rightarrow + 1 \\ \frac{1}{(pRC + 1) pC} \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + 1 \right) \\ \frac{p^2 R^2 C^2 + p RC \left(\frac{\beta}{\alpha} + \beta - 1 \right) + 1}{p^2 R^2 C^2 + p RC \left(\frac{\beta}{\alpha} + \beta - 1 \right) + 1} + 1$$

№	Схема RC-цепи	A-матрица	Тип ФЦ
13		$\begin{bmatrix} p^2 R^2 C^2 \alpha \beta^3 + pRC (\alpha \beta^2 + \beta^2 + \beta) + 1 & R [p^2 R^2 C^2 \alpha^2 \beta^3 + pRC (\alpha^2 \beta^2 + \alpha^2 \beta^2 + \alpha^2 \beta + \alpha \beta) + \alpha^2 + \alpha + 1] \\ pC [p^2 R^2 C^2 \alpha \beta^3 + pRC (\alpha \beta^3 + \alpha \beta^2 + \beta^2 + \beta) + 1] & p^2 R^2 C^2 \alpha^3 \beta^3 + p^2 R^2 C^2 (\alpha^2 \beta^3 + \alpha \beta^3 + \alpha \beta^2 + \alpha \beta) + pRC (\alpha^2 \beta^2 + \alpha^2 \beta + \alpha^2 + \alpha \beta + \alpha + 1) + 1 \end{bmatrix}$	
14		$\begin{bmatrix} \frac{1}{pC} \frac{p^2 R^2 C^2 \alpha^3 \beta + pRC (\alpha + \alpha \beta + \alpha^2 \beta) + 1}{p^2 R^2 C^2 \alpha^2 \beta} & \frac{1}{pC} \frac{p^2 R^2 C^2 (\alpha^2 \beta^3 + \alpha^2 \beta^2 + \alpha^2 \beta + \alpha + 1)}{p^2 R^2 C^2 \alpha^2 \beta^3} \\ \frac{1}{R} \frac{p^2 R^2 C^2 (\alpha^2 \beta + \alpha^2 \beta + \alpha \beta) + \alpha}{p^2 R^2 C^2 \alpha^2 \beta} & \frac{1}{pC} \frac{p^2 R^2 C^2 (\alpha^2 \beta^2 + \alpha^2 \beta + \alpha + 1)}{p^2 R^2 C^2 \alpha^2 \beta^3} \end{bmatrix}$	
15		$\begin{bmatrix} 1 + pRC & \frac{p^2 R^2 C^2 \alpha \beta + pRC (1 + \beta + \alpha \beta) + 1}{pC \beta} \\ pC & pRC \alpha + 1 + \frac{1}{\beta} \end{bmatrix}$	ФЦ (для генераторов с ПТН)



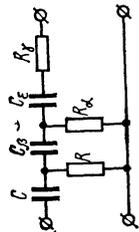
16

$$\left[\begin{array}{l} pRC\beta + 1 + \beta \\ pC\beta \end{array} \right] \frac{p^2R^2C^2\alpha\beta + pRC(1 + \alpha + \alpha\beta) + 1}{pC} pRC\alpha\beta + 1$$



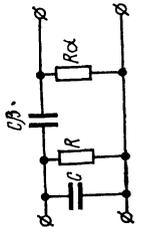
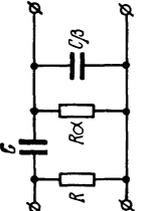
17

$$\left[\begin{array}{l} p^2R^2C^2\alpha\beta + pRC(1 + \beta + \alpha\beta) + 1 \\ pC(pRC\alpha\beta + 1 + \beta) \end{array} \right] \frac{p^3R^3C^3\alpha\beta\gamma\epsilon + p^2R^2C^2(\alpha\beta + \gamma + \gamma\epsilon + \beta\gamma\epsilon + \alpha\beta\gamma\epsilon) + \dots}{pC\epsilon} \rightarrow + \gamma\epsilon + \beta\gamma\epsilon + \alpha\beta\gamma\epsilon \rightarrow + pRC(\alpha\beta + \alpha\epsilon + \gamma\epsilon + \dots) \rightarrow + \beta + 1 + \epsilon + 1 \rightarrow p^2R^2C^2\alpha\beta\gamma + pRC\left[\gamma(\beta + 1) + \dots\right] \rightarrow + \alpha\left(\frac{\beta}{\epsilon} + 1\right) \rightarrow \frac{1}{\epsilon}(\beta + 1) + 1$$



18

$$\left[\begin{array}{l} p^2R^2C^2\alpha\beta + pRC(1 + \beta + \alpha\beta) + 1 \\ p^2R^2C^2\alpha\beta \end{array} \right] \frac{p^3R^3C^3\alpha\beta\gamma\epsilon + p^2R^2C^2[\gamma\epsilon(1 + \dots) + \beta + \alpha\beta] + \alpha\beta(1 + \epsilon) + \dots}{p^3R^3C^3\alpha\beta\epsilon} \rightarrow + \beta + \alpha\beta \rightarrow + \alpha\epsilon + pRC[\epsilon(\alpha + \gamma) + \beta] \rightarrow \dots \times (1 + \alpha) + 1 + 1 \rightarrow p^2R^2C^2p\epsilon(\alpha + \gamma + \alpha\gamma) + pRC \times \dots \rightarrow \times [\beta(1 + \alpha) + \epsilon(\alpha + \gamma)] \rightarrow 1$$

№	Схема RC-цепи	А-матрица	Тип ФЦ
19		$\begin{bmatrix} \frac{pRC \alpha\beta + 1}{pRC \alpha\beta} & \frac{1}{pC\beta} \\ \frac{1}{R} \frac{p^2 R^2 C^2 \alpha\beta + pRC(1 + \beta + \alpha\beta) + 1}{pRC \alpha\beta} & \frac{pRC(1 + \beta) + 1}{pRC\beta} \end{bmatrix}$	ФЦ (для генераторов с ПНТ)
20		$\begin{bmatrix} \frac{pRC \alpha(1 + \beta) + 1}{pRC \alpha} & \frac{1}{pC} \\ \frac{1}{R} \frac{p^2 R^2 C^2 \alpha\beta + pRC(1 + \alpha + \alpha\beta) + 1}{pRC \alpha} & \frac{pRC(1 + \beta) + 1}{pRC} \end{bmatrix}$	

1) Начиная с п. 15, R, Cβ, Rγ читать как Rα, Cβ, Rγ.

Такой метод следует применять, если $AЭ$ нельзя рассматривать как однонаправленный, например, при анализе однотранзисторных схем. Тогда RC -генератор можно проектировать на основе его многополюсного представления, а характеристическое уравнение получить с помощью обобщенного метода узловых напряжений [15, 71]. Способы построения таких схем генераторов и их исследования изложены в гл. 1 и 4. В качестве $\PhiЦ$ для генераторов на основе $OAЭ$ могут найти применение различные RC -цепи. При проектировании схем RC -генераторов необходимо знать матрицы $\PhiЦ$.

5.3 РЕКОМЕНДУЕМЫЕ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ $\PhiЦ$ И ИХ МАТРИЦЫ

При построении генераторов на основе идеальных $AЭ$ достаточно знать один из соответствующих параметров A -матрицы $\PhiЦ$ и при помощи выражений П.1—П.4 табл. 3.1 можно получить четыре вида характеристических уравнений. На практике обычно имеют дело с $OAЭ$, обладающими конечными значениями $R_{вх}$ и $R_{вых}$. В этом случае для определения характеристических уравнений необходимо знать все четыре параметра A -матрицы.

В табл. 5.1 приведены схемы и A -матрицы $\PhiЦ$, рекомендуемые нами для применения при проектировании схем RC -генераторов с $OAЭ$.

5.4. РЕКОМЕНДУЕМЫЕ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ

В соответствии с исследованиями, выполненными выше (см. табл. 1.1 и рис. 1.27), рекомендуются для применения RC -генераторы: на основе $ПНН$, $ПТТ$, $ПТН$, $ПНТ$ с поворотом и нулевым сдвигом фазы сигнала; на однотранзисторных и неоднаправленных $AЭ$.

При использовании различных $AЭ$ для построения RC -генераторов каждому из них может соответствовать бесконечное множество пассивных RC -цепей, отличающихся как структурой, так и порядком цепи.

Полученные на основе изложенной выше методики (см. гл. 3) характеристические уравнения и расчетные соотношения схем RC -генераторов с $\PhiЦ$ табл. 5.1 с идеальными и неидеальными $AЭ$ (см. табл. 2.7) приведены в табл. 5.2 и 5.3 соответственно.

На основании табл. 5.2 может быть произведен ориентировочный расчет элементов схемы RC -генератора. На основании табл. 5.3 можно уточнить полученные ориентировочные данные за счет учета требований к $R_{вх}$ и $R_{вых}$ $AЭ$, произвести расчет стабильности частоты схемы RC -генератора и определить допуски на основные и подстроечные резисторы.

Рассмотрим пример проектирования RC -генератора с частотой генерации $f_0=1000$ Гц, выполненного на $ПНН$.

Выберем в качестве фазирующей цепи $\PhiЦ$ схему 2 табл. 5.1. Рассмотрим практически важный случай, когда в данной $\PhiЦ$ обе емкости одинаковы, что будет соответствовать $\beta=1$. Тогда коэффициент передачи $\PhiЦ$ равен

Таблица 5.2
ТАБЛИЦА ПАРАМЕТРОВ РС-ГЕНЕРАТОРОВ НА ОСНОВЕ ИДЕАЛЬНЫХ АЭ

№ Ф. в. в. 1. 6	Характеристические уравнения	Условия самовозбуждения
1	<p>Генераторы на основе ПНН</p> $\rho^2 R^2 C^2 \alpha \beta \leftrightarrow \rho RC (1 + \beta \leftrightarrow \alpha \beta - K_u) \leftrightarrow 1 = 0$	$K_u \geq 1 \leftrightarrow \beta + \alpha \beta$ $\omega = 1/RC \sqrt{\alpha \beta}$
2	$\rho^2 R^2 C^2 \alpha \beta \leftrightarrow \rho RC (1 + \beta \leftrightarrow \alpha \beta - \alpha \beta K_u) + 1 = 0$	$K_u \geq \frac{1}{\alpha \beta} \leftrightarrow \frac{1}{\alpha} \leftrightarrow 1$ $\omega = 1/RC \sqrt{\alpha \beta}$
3	$\rho^2 R^2 C^2 \alpha \beta \leftrightarrow \rho RC (1 + \alpha \beta \leftrightarrow \alpha \beta - \alpha K_u) \leftrightarrow 1 = 0$	$K_u > \frac{1}{\alpha} \leftrightarrow 1 \leftrightarrow \beta$ $\omega = 1/RC \sqrt{\alpha \beta}$
4	$\rho^2 R^2 C^2 \leftrightarrow \rho RC \left[\beta \leftrightarrow \frac{1}{\beta} \leftrightarrow \frac{1}{\alpha} \leftrightarrow \frac{1}{\alpha} - K_u \left(\frac{1}{\alpha} \leftrightarrow \frac{1}{\beta} \leftrightarrow 1 \right) \right] \leftrightarrow 1 = 0$	$K_u > \frac{\beta \leftrightarrow \frac{1}{\beta} \leftrightarrow \frac{1}{\alpha} \leftrightarrow \frac{1}{\alpha}}{\frac{1}{\alpha} \leftrightarrow \frac{1}{\beta} \leftrightarrow 1}$ $\omega = \frac{1}{RC}$

5	$p^2 R^2 C^3 (1 - K_u) \rightarrow pRC \left(\beta \rightarrow \frac{1}{\beta} \rightarrow \frac{\beta}{\alpha} \rightarrow \frac{1}{\alpha} - \frac{1 \rightarrow \alpha}{\alpha} \beta K_u + K_u \right) \rightarrow 1 - K_u = 0$	$K_u \geq \frac{\beta \rightarrow \frac{1}{\beta} \rightarrow \frac{\beta}{\alpha} \rightarrow \frac{1}{\alpha}}{\beta \rightarrow \frac{\beta}{\alpha} - 1}$ $\omega = \frac{1}{RC}$
6	$p^2 R^2 C^3 \alpha \beta^3 \rightarrow p^2 R^2 C^2 (\alpha^2 \beta^3 \rightarrow \alpha^2 \beta^3 \rightarrow \alpha \beta^3 \rightarrow \alpha \beta) + pRC (\alpha^2 \beta^2 \rightarrow \alpha \beta^3 \rightarrow \alpha \beta \rightarrow \beta^2 \rightarrow \beta \rightarrow 1) \rightarrow 1 - K_u = 0$	$K_u \leq - \left[\frac{\beta^2}{\alpha} + \frac{\beta}{\alpha^2} + \frac{1}{\alpha^2 \beta^3} \rightarrow 2 \left(1 \rightarrow 2\beta \rightarrow \alpha \beta \rightarrow \alpha \beta^2 + \beta^2 + \frac{1}{\alpha^2} \rightarrow \frac{1}{\alpha \beta} \rightarrow \frac{1}{\alpha^2 \beta} \rightarrow \frac{\alpha^2 \beta^3}{2} \right) \rightarrow + 3 \frac{\beta}{\alpha} + 4 \frac{1}{\alpha} \right]$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{1 + \beta + \beta^2 + \alpha \beta + \alpha \beta^2 + \alpha^2 \beta^3}{\alpha \beta}}$
7	$p^2 R^2 C^3 \alpha^2 \beta^3 (1 - K_u) \rightarrow p^2 R^2 C^2 (\alpha^2 \beta^3 \rightarrow \alpha^2 \beta^3 \rightarrow \alpha \beta^3 \rightarrow \alpha \beta^2 \rightarrow \alpha \beta) \rightarrow pRC (\alpha^2 \beta^2 \rightarrow \alpha \beta \rightarrow \beta \rightarrow 1) \rightarrow 1 = 0$	$K_u \leq - \left[\frac{\beta^2}{\alpha} + \frac{\beta}{\alpha^2} + \frac{1}{\alpha^2 \beta^3} \rightarrow 2 \left(1 + 2\beta \rightarrow \alpha \beta + \alpha \beta^2 + \beta^2 + \frac{1}{\alpha^2} \rightarrow \frac{1}{\alpha \beta} \rightarrow \frac{1}{\alpha^2 \beta} \rightarrow \frac{\alpha^2 \beta^3}{2} \right) \rightarrow + 3 \frac{\beta}{\alpha} + 4 \frac{1}{\alpha} \right]$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{\alpha \beta}{1 + \beta + \beta^2 + \alpha \beta \rightarrow \alpha \beta^2 \rightarrow \alpha^2 \beta^3}}$

№ Ф.И.М. табл. 5.1	Характеристические уравнения	Условия самовозбуждения
8	<p>Генераторы на основе ПТТ</p> $p^2 R^2 C^2 \alpha \beta + pRC(1 + \alpha + \alpha\beta - K_I \alpha\beta) + 1 = 0$	$K_I \geq \frac{1}{\alpha\beta} \rightarrow \frac{1}{\beta} \rightarrow 1$ $\omega = 1/RC \sqrt{\alpha\beta}$
9	$p^2 R^2 C^2 \alpha \beta + pRC(1 + \alpha + \alpha\beta - K_I) + 1 = 0$	$K_I \geq \alpha + \alpha\beta + 1$ $\omega = 1/RC \sqrt{\alpha\beta}$
10	$p^2 R^2 C^2 \alpha \beta + pRC(1 + \alpha + \alpha\beta - K_I \beta) + 1 = 0$	$K_I \geq \frac{1}{\beta} + \frac{\alpha}{\beta} \rightarrow \alpha$ $\omega = 1/RC \sqrt{\alpha\beta}$
11	$p^2 R^2 C^2 + pRC \left[\beta + \frac{1}{\beta} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{1}{\alpha} - K_I \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + 1 \right) \right] + 1 = 0$	$K_I \geq \frac{\beta + \frac{1}{\beta} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{1}{\alpha}}{\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + 1}$ $\omega = \frac{1}{RC}$
12	$p^2 R^2 C^2 (1 - K_u) + pRC \left(\beta + \frac{1}{\beta} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{1}{\alpha} - \frac{1 + \alpha}{\alpha} \times \right. \\ \left. \times \beta K_u + K_u \right) + 1 - K_u = 0$	$K_u \geq \frac{\beta + \frac{1}{\beta} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{1}{\alpha}}{\beta + \frac{\beta}{\alpha} - 1}$ $\omega = \frac{1}{RC}$

13	$p^3 R^3 C^3 \alpha^3 \beta^3 \rightarrow p^3 R^3 C^3 (\alpha^3 \beta^3 \rightarrow \alpha^3 \beta^3 \rightarrow \alpha^2 \beta + \alpha \beta) \rightarrow$ $\rightarrow pRC (\alpha^2 \beta^3 \rightarrow \alpha^2 \beta \rightarrow \alpha \beta \rightarrow \alpha^2 \rightarrow \alpha \rightarrow 1) \rightarrow 1 - K_I = 0$	$K_I \leq - \left[\frac{\alpha}{\beta^2} + \frac{\alpha^2}{\beta} \rightarrow \frac{1}{\alpha^2 \beta^3} \rightarrow 2 \left(1 \rightarrow 2\alpha + \alpha^2 + \right. \right.$ $\left. \left. + \alpha \beta + \alpha^2 \beta \rightarrow \frac{1}{\alpha \beta} \rightarrow \frac{1}{\beta^2} \rightarrow \frac{1}{\alpha \beta^2} + \frac{\alpha^2 \beta^3}{2} \right) \rightarrow \right.$ $\left. \rightarrow 3 \frac{\alpha}{\beta} \rightarrow 4 \frac{1}{\beta} \right]$ $\omega = \frac{1}{RC \alpha \beta} \sqrt{\frac{1 \rightarrow \alpha \rightarrow \alpha^2 \rightarrow \alpha \beta \rightarrow \alpha^2 \beta \rightarrow \alpha^2 \beta^3}{\alpha \beta}}$
14	$p^3 R^3 C^3 \alpha^3 \beta^3 (1 - K_I) \rightarrow p^3 R^3 C^3 (\alpha^3 \beta^3 + \alpha^2 \beta^3 + \alpha^2 \beta + \alpha \beta \rightarrow$ $\rightarrow \alpha \beta) \rightarrow pRC (\alpha^2 \beta^3 \rightarrow \alpha^2 \beta \rightarrow \alpha \beta \rightarrow \alpha \rightarrow 1) \rightarrow 1 = 0$	$K_I \leq - \left[\frac{\alpha}{\beta^2} \rightarrow \frac{\alpha^2}{\beta} \rightarrow \frac{1}{\alpha^2 \beta^3} \rightarrow 2 \left(1 \rightarrow 2\alpha \rightarrow \alpha^2 \rightarrow \right. \right.$ $\left. \left. + \alpha \beta + \alpha^2 \beta + \frac{1}{\alpha \beta} + \frac{1}{\beta^2} + \frac{1}{\alpha \beta^2} + \frac{\alpha^2 \beta^3}{\alpha} \right) \rightarrow \right.$ $\left. + 3 \frac{\alpha}{\beta} \rightarrow 4 \frac{1}{\beta} \right]$ $\omega = \frac{1}{RC \alpha \beta} \sqrt{\frac{\alpha \beta}{1 \rightarrow \alpha \rightarrow \alpha^2 \rightarrow \alpha \beta \rightarrow \alpha^2 \beta + \alpha^2 \beta^3}}$
15	<p style="text-align: center;"><i>Генераторы на основе ПТН</i></p> $p^3 R^3 C^3 \alpha \beta \rightarrow pRC \left(1 \rightarrow \beta \rightarrow \alpha \beta - \frac{R_a}{R} \beta \right) \rightarrow 1 = 0$	$R_a > \frac{R}{\beta} \rightarrow R + \alpha R$ $\omega = 1/RC \sqrt{\alpha \beta}$
16	$p^3 R^3 C^3 \alpha \beta \rightarrow pRC \left(1 \rightarrow \alpha \rightarrow \alpha \beta - \frac{R_a}{R} \right) \rightarrow 1 = 0$	$R_a > R \rightarrow \alpha R + \alpha \beta R$ $\omega = 1/RC \sqrt{\alpha \beta}$

№ ФЛ из табл. 5.1	Характеристические уравнения	Условия самовозбуждения
17	$p^3 R^3 C^3 \alpha \beta \gamma \epsilon + p^2 R^2 C^2 (\alpha \epsilon + \alpha \beta \gamma \epsilon + \beta \gamma \epsilon + \gamma \epsilon) \rightarrow$ $\rightarrow pRC (\alpha \beta + \alpha \epsilon + \beta + \epsilon + \gamma \epsilon + 1 - \epsilon \frac{R_a}{R}) \rightarrow 1 = 0$	$R_a \geq R \left(\frac{\alpha \beta}{\epsilon} \rightarrow \frac{\beta}{\epsilon} \rightarrow \alpha \rightarrow \gamma \rightarrow \frac{1}{\epsilon} \rightarrow 1 \rightarrow \right.$ $\left. + \frac{\alpha \beta \gamma \epsilon}{\alpha \beta \gamma \epsilon + \alpha \epsilon + \beta \gamma \epsilon + \gamma \epsilon} \right)$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\alpha \epsilon \rightarrow \alpha \beta \rightarrow \gamma \epsilon}$
18	<p style="text-align: center;"><i>Генераторы на основе ПНТ</i></p> $p^3 R^3 C^3 \left(\alpha \beta^3 \gamma \epsilon + \alpha \gamma \epsilon^2 + \alpha \beta \gamma \epsilon^2 - \frac{R_a}{R} \alpha \beta \epsilon \right) + p^2 R^2 C^2 (\alpha \beta^3 + \alpha \epsilon +$ $+ \alpha \beta \epsilon + \gamma \epsilon + \beta \gamma \epsilon + \alpha \beta \gamma \epsilon + \alpha \gamma \epsilon^2) + pRC (1 + \beta + \alpha \beta + \alpha \epsilon +$ $+ \gamma \epsilon) + 1 = 0$	$R_a \geq R \left[\gamma - \left(\frac{1}{\beta} \rightarrow \frac{2\gamma}{\alpha \beta} \rightarrow 1 \rightarrow \gamma \rightarrow \frac{1}{\epsilon} \right) - \right.$ $\left. - (\gamma \epsilon \rightarrow \alpha \epsilon + 1 \rightarrow \beta + \alpha \beta) \right]$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\alpha \epsilon \rightarrow \gamma \epsilon + \alpha \beta \epsilon \rightarrow \beta \gamma \epsilon + \alpha \beta \gamma \epsilon + \alpha \beta}$
19	$p^2 R^2 C^2 \alpha \beta + pRC (\alpha \beta - R \alpha \beta G) \rightarrow 1 = 0$	$G > \frac{1}{R}$ $\omega = 1/RC \sqrt{\alpha \beta}$
20	$p^2 R^2 C^2 \alpha \beta + pRC (\alpha \rightarrow \alpha \beta \rightarrow 1 - R \alpha G) \rightarrow 1 = 0$	$G > \frac{1}{R} \rightarrow \frac{\beta}{R} + \frac{1}{\alpha R}$ $\omega = 1/RC \sqrt{\alpha \beta}$

$$K_u(i\omega) = \frac{1}{A_{11}} \Big|_{p=i\omega} = \frac{i\omega C\alpha R}{1 - \omega^2 R^2 C^2 \alpha + iRC(2 + \alpha)\omega}. \quad (5.5)$$

Величину α найдем из условия получения максимального значения фиксирующей способности выбранной ΦU_u , так как в этом случае частота генерации в меньшей степени зависит от изменений параметров АЭ. Для этого сначала определим фазовую характеристику ΦU_u . На основании (5.5) получим

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} [K(i\omega)]}{\operatorname{Re} [K(i\omega)]} = \operatorname{arctg} \frac{\omega^2 R^2 C^2 \alpha - 1}{\omega RC(2 + \alpha)}. \quad (5.6)$$

Фиксирующая способность ΦU из (5.6) равна:

$$S_\omega^\Phi = \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0'} = \frac{2\sqrt{\alpha}}{2 + \alpha}, \quad (5.7)$$

где $\omega_0' = 1/RC\sqrt{\alpha}$ — частота, на которой коэффициент передачи (5.5) является действительной величиной.

Найдем, при каком значении α величина S_ω^Φ будет максимальной; исследовав выражение (5.7) на экстремум, получим

$$\frac{\partial S_\alpha^\Phi}{\partial \alpha} = \frac{2 - \alpha}{\sqrt{\alpha}(2 + \alpha)^2} = 0, \quad (5.8)$$

откуда $\alpha = 2$.

Покажем, что для цепи второго порядка максимум фиксирующей способности совпадает с добротностью полюсов коэффициента передачи. Действительно, характеристический полином на основании выражения (5.5) равен

$$F(p) = p^2 R^2 C^2 \alpha + pRC(2 + \alpha) + 1 = a_2 p^2 + a_1 p + 1. \quad (5.9)$$

Добротность полинома

$$Q = \sqrt{a_2}/a_1 = \sqrt{\alpha}/(2 + \alpha). \quad (5.10)$$

Сравнивая (5.10) и (5.7), видим, что фиксирующая способность цепи равна удвоенному значению добротности полюсов. Поэтому максимизацию фиксирующей способности цепей второго порядка можно проводить, оптимизируя соотношение $\sqrt{a_2}/a_1 = Q$ характеристического полинома коэффициента передачи.

В рассмотренном случае максимальная величина фиксирующей способности

$$S_{\omega \max}^\Phi = 2Q = 0,707. \quad (5.11)$$

Характеристическое уравнение RC-генератора запишем согласно табл. 5.2

$$p^2 R^2 C^2 \alpha \left(1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R}\right) + pRC \left[4 + 3 \frac{R}{R_{\text{вх}}} + 4 \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} + 2 \frac{R_{\text{вых}}}{R} - 2K_u\right] + 1 + 2 \frac{R}{R_{\text{вх}}} = 0.$$

Условия самовозбуждения (см. табл. 5.2):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2}RC} \sqrt{\frac{1 + 2 \frac{R}{R_{\text{вх}}}}{1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R}}} = \omega_0' \sqrt{\frac{1 + 2 \frac{R}{R_{\text{вх}}}}{1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R}}}, \quad (5.12)$$

$$K_u \geq 2 + 1,5 \frac{R}{R_{\text{вх}}} + 2 \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} + \frac{R_{\text{вых}}}{R}. \quad (5.13)$$

Таблица 5.3

ТАБЛИЦА ПАРАМЕТРОВ ЯС-ГЕНЕРАТОРОВ НА ОСНОВЕ НЕИДЕАЛЬНЫХ АЭ

№ ФЦ из табл. 5.1	Характеристические уравнения	Условия самовозбуждения
1	<p style="text-align: center;"><i>Генераторы на основе ПНН</i></p> $\rho^2 RC^2 \beta (R\alpha + R_{\text{вых}} + R_{\text{вых}}\alpha) + \rho C \left[R \left(1 + \beta + \alpha\beta + \frac{R\alpha}{R_{\text{вх}}} + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} + \alpha \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} \right) + R_{\text{вых}} - K_u R \right] + 1 + \frac{R}{R_{\text{вх}}} (1 + \alpha) = 0$	$K_u > 1 + \beta + \alpha\beta + \frac{\alpha R}{R_{\text{вх}}} + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} (1 + \alpha) + \frac{R_{\text{вых}}}{R}$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{1}{\beta} \frac{1 + R(1 + \alpha)/R_{\text{вх}}}{\alpha + R_{\text{вых}}(1 + \alpha)/R}}$
2	$\rho^3 R^2 C^2 \alpha\beta \left(1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R} \right) + \rho RC \left[1 + \beta + \alpha\beta + \frac{R}{R_{\text{вых}}} \alpha(1 + \beta) + \frac{R_{\text{вых}}}{R} (1 + \beta) + R_{\text{вых}} (1 + \beta) \frac{1}{R_{\text{вх}}} \alpha + \frac{1}{R} \right] - \alpha\beta K_u \left[\frac{R}{R_{\text{вх}}} \alpha + 1 = 0 \right]$	$K_u \geq \frac{1}{\alpha\beta} + \frac{1}{\alpha} + 1 + \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \left(\frac{R_{\text{вых}}}{R} + \frac{R}{R_{\text{вых}}} + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} \right)$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\alpha\beta} \sqrt{\frac{1 + \alpha R/R_{\text{вх}}}{1 + R_{\text{вых}}/R}}$
3	$\rho^3 R^2 C^2 \alpha\beta \left(1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R} \right) + \rho RC \left[1 + \alpha + \alpha\beta + \frac{\alpha}{R_{\text{вх}}} (R + R_{\text{вых}}) + \frac{R_{\text{вых}}}{R} - K_u \alpha \right] + \frac{R}{R_{\text{вх}}} + 1 = 0$	$K_u > \frac{1}{\alpha} + 1 + \beta + \frac{1}{R_{\text{вх}}} (R + R_{\text{вых}}) + \frac{R_{\text{вых}}}{\alpha R}$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\alpha\beta} \sqrt{\frac{1 + R/R_{\text{вх}}}{1 + R_{\text{вых}}/R}}$

<p>4</p> $\rho^3 R^3 C^3 \left[\beta \alpha + \frac{R_{\text{вых}}}{R} (\alpha + \beta + \alpha \beta) \right] + \rho^2 R^2 C^2 \left[\beta \alpha + \beta^2 \alpha + \alpha + \beta^2 + \beta + \right. \\ \left. + 2 \frac{R_{\text{вых}}}{R} (\alpha + \beta + \alpha \beta) + \frac{R}{R_{\text{вх}}} \alpha \beta (1 + \alpha) + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} (\alpha + \beta + 2 \alpha \beta) + \right. \\ \left. + \alpha^2 + \alpha^2 \beta \right] - K_u (\alpha + \beta + \alpha \beta) + \rho RC \left[\alpha \beta + \alpha \beta^2 + \alpha + \beta^2 + \beta + \right. \\ \left. + \frac{R_{\text{вых}}}{R} (\alpha + \beta + \alpha \beta) + \frac{R}{R_{\text{вх}}} (\alpha^2 + \beta^2 + 2 \alpha \beta^2 + \alpha^2 \beta^2) + \right. \\ \left. + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} (\alpha + \beta + 2 \alpha \beta + \alpha^2 + \alpha^2 \beta) - K_u (\alpha + \beta + \alpha \beta) \right] + \\ \left. + \alpha \beta \left(\frac{R}{R_{\text{вх}}} + \frac{\alpha R}{R_{\text{вх}}} + 1 \right) = 0 \right.$	<p>при $\alpha = \beta = 1$, $R = \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}}$</p> $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{1 + 2 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}}{1 + 3 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}}}$ $K_u = \frac{5 + 14 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}} - \sqrt{\left(1 + 2 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}\right) \times \rightarrow}}}{3 \rightarrow \times \left(1 + 3 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}\right)}$
<p>5</p> $\rho^3 R^3 C^3 \left[1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R} \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + 1 \right) + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} - K_u \right] + \rho^2 R^2 C^2 \times \\ \times \left[1 + \frac{1}{\alpha} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + \beta + 2 \frac{R_{\text{вых}}}{R} \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + 1 \right) + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} \right. \\ \left. \left(\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta} + \alpha + \beta + 1 \right) + \frac{R}{R_{\text{вх}}} (1 + \alpha) - K_u \left(\frac{\beta}{\alpha} + \beta \right) \right] + \\ + \rho RC \left[1 + \frac{1}{\alpha} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + \beta + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} \left(\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta} + \alpha + \beta + 1 \right) + \right. \\ \left. + \frac{R_{\text{вых}}}{R} \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + 1 \right) + \frac{R}{R_{\text{вх}}} \left(\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta} + 2 \beta + \alpha \beta \right) - \right. \\ \left. K_u \left(\frac{\beta}{\alpha} + \beta \right) \right] + 1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} + \frac{R}{R_{\text{вх}}} (1 + \alpha) - K_u = 0$	<p>при $\alpha = \beta = 1$, $R = \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}}$</p> $K_u \geq \left(\sqrt{36 + 288 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}} + 429 \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} \right) \times \rightarrow \\ 2 \left(\sqrt{36 + 288 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}} + 429 \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} \right) \times \rightarrow \\ \rightarrow -7 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}} \left(5 + 13 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}} \right) + \rightarrow \\ \rightarrow -7 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}} \rightarrow \rightarrow \\ \rightarrow + \left(6 + 10 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}} \right) \left(3 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}} - 1 \right) \\ \rightarrow - \left(6 + 10 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}} \right)$

№ ФЦ из табл. 5.1	Характеристические уравнения	Условия самовозбуждения
5		$\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{36 + 288 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}} + 429 \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}{6 + \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}}}$ $\rightarrow -7 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}$
6	$p^3 R^3 C^3 \alpha^3 \beta^3 \left(1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R} \right) + p^2 R^2 C^2 \left[\alpha \beta (1 + \beta + \alpha \beta + \alpha \beta^2 + \alpha^2 \beta^2) + \frac{R}{R_{\text{вх}}} \alpha^3 \beta + \frac{R_{\text{вых}}}{R} \alpha \beta (1 + \beta + \alpha \beta + \alpha \beta^2) + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} \alpha^2 \beta \right] + pRC \left[1 + \beta + \beta^2 + \alpha \beta + \alpha \beta^2 + \alpha^2 \beta^2 + \frac{R}{R_{\text{вх}}} \alpha (1 + \alpha + \alpha \beta + \alpha^2 \beta) + \frac{R_{\text{вых}}}{R} (1 + \beta + \beta^2) + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} \alpha (1 + \alpha + \alpha \beta) \right] + \frac{R}{R_{\text{вх}}} (1 + \alpha + \alpha^2) + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} + 1 - K_u = 0$	<p>при $\alpha = \beta = 1$, $R = \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}}$</p> $K_u \leq - \frac{29 + 61 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}} + 52 \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}{1 + \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}}$ $\rightarrow + 21 \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}} + 3 \frac{R_{\text{вых}}^2}{R_{\text{вх}}^2}$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{6 + 7 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}} + 3 \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}{1 + \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}}}$

7	$ \begin{aligned} & p^2 R^2 C^2 \alpha^2 \beta^2 \left[\frac{R_{\text{вых}}}{R} \left(1 + \frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\alpha^2} \right) + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} + 1 - K_u \right] + \\ & + p^2 R^2 C^2 \left[\alpha \beta (1 + \beta + \beta^2 + \alpha \beta + \alpha \beta^2 + \alpha^2 \beta^2) + \frac{R}{R_{\text{вх}}} \right. \\ & \left. \alpha^2 \beta (1 + \beta + \beta^2) + \frac{R_{\text{вых}}}{R} \beta (1 + \alpha + \alpha \beta + \alpha^2 \beta) + \right. \\ & \left. + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} \alpha^2 \beta (1 + \alpha + \alpha \beta) \right] + pRC \left[1 + \beta + \alpha \beta + \alpha \beta^2 + \right. \\ & \left. + \alpha^2 \beta^2 + \frac{R}{R_{\text{вх}}} \alpha^2 (1 + \beta + \alpha \beta + \alpha \beta^2) + \frac{R_{\text{вых}}}{R} + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} \alpha^2 \right] + \\ & + 1 + \frac{R}{R_{\text{вх}}} \alpha^2 = 0 \end{aligned} $	<p>при $\alpha = \beta = 1$, $R = \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}}$</p> $ K_u \leq \frac{29 + 61 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} + 52 \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} + \dots}}{1 + \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}} $ $ \rightarrow + 21 \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} + 3 \frac{R_{\text{вых}}^2}{R_{\text{вх}}^2}} $ $ \omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{1 + \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}}{6 + 7 \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}} + 3 \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}}}}} $
8	<p>Генераторы на основе ПТТ</p> $ \begin{aligned} & p^2 RC^2 \beta [R_{\text{вх}} (1 + \alpha) + R \alpha] + pRC \left[\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} \beta (\alpha + 1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R}) + \right. \\ & \left. + (1 + \alpha + \alpha \beta) + \frac{R}{R_{\text{вх}}} \alpha \beta - K_1 \alpha \beta \right] + \frac{R}{R_{\text{вх}}} (1 + \alpha) + 1 = 0 \end{aligned} $	$ K_1 \geq \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} \alpha (1 + \alpha + \frac{R_{\text{вых}}}{R}) + \frac{1}{\alpha \beta} (1 + \alpha + \alpha \beta) + \frac{R}{R_{\text{вх}}} $ $ \omega = \frac{1}{C} \frac{1}{\left(\frac{R_{\text{вх}}}{\beta} + \frac{1}{R \beta} \right) R_{\text{вх}} (1 + \alpha) + R \alpha} $
9	$ \begin{aligned} & p^2 RC^2 \beta (R_{\text{вх}} + R \alpha) pRC \left[\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} (1 + \beta) + \frac{R_{\text{вх}}}{R} (1 + \beta) + \right. \\ & \left. + \frac{R}{R_{\text{вх}}} \alpha (1 + \beta) - 1 + \alpha + \alpha \beta + K_1 \right] + \frac{R}{R_{\text{вх}}} + 1 = 0 \end{aligned} $	$ K_1 \geq \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} (1 + \beta) + \frac{R_{\text{вх}}}{R} (1 + \beta) + \frac{R}{R_{\text{вх}}} \times \alpha (1 + \beta) + 1 + \alpha + \alpha \beta $ $ \omega = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{1}{R_{\text{вх}} \beta} + \frac{1}{R \beta} \right) R_{\text{вх}} + R \alpha}} $

№ ФЦ из табл. 5.1	Характеристические уравнения	Условия самовозбуждения
10	$\rho^2 RC^2 \beta (R_{\text{вых}} + \alpha R) + \rho RC \left[(1 + \beta) \left(\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} + \frac{R\alpha}{R_{\text{вых}}} + \alpha + \frac{R_{\text{вх}}}{R} \right) + 1 - K_1 \beta \right] + \frac{R}{R_{\text{вых}}} + 1 = 0$	$K_1 \geq (1 + \beta) \frac{R_{\text{вх}} \beta}{R_{\text{вых}}} + \frac{R\alpha}{R_{\text{вых}} \beta}$ $\omega = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{R + R_{\text{вых}}}{RR_{\text{вых}} \beta (R_{\text{вых}} + R\alpha)}}$
11	$\rho^3 R^2 C^3 \left[\alpha \beta + \frac{R_{\text{вх}}}{R} (\alpha + \alpha\beta + \beta) \right] + \rho^2 R^2 C^2 \left[\alpha\beta + \alpha\beta^2 + \alpha + \beta^2 + \right. \\ \left. + \beta + 2 \frac{R_{\text{вх}}}{R} (\alpha + \alpha\beta + \beta) + \frac{R}{R_{\text{вых}}} \alpha\beta (1 + \alpha) + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} \times \right. \\ \left. \times (\alpha + \beta + 2\alpha\beta + \alpha^2 + \alpha\beta) - K_1 (\alpha + \alpha\beta + \beta) \right] + \rho RC \left[\alpha\beta + \alpha\beta^2 + \right. \\ \left. + \alpha + \beta^2 + \beta + \frac{R_{\text{вх}}}{R} (\alpha + \alpha\beta + \beta) + \frac{R}{R_{\text{вых}}} (\alpha^2 + \alpha^2\beta^2 + 2\alpha\beta^2 + \right. \\ \left. + \beta^2) + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} (\alpha^2 + \alpha + 2\alpha\beta + \alpha^2\beta + \beta) - K_1 (\alpha + \alpha\beta + \beta) \right] + \\ \left. + \alpha\beta \left(\frac{R}{R_{\text{вых}}} + \frac{R}{R_{\text{вых}}} \alpha + 1 \right) = 0$	$K_1 \geq \frac{5 + 14 \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}} - \sqrt{\left(1 + 2 \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}} \right) \times \rightarrow}{3}$ $\rightarrow \times \left(1 + 3 \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}} \right)$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{1 + 2 \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}}}{1 + 3 \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}}}}$ <p>при $\alpha = \beta = 1$, $R = \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}}$</p>
12	$\rho^3 R^2 C^3 \left[1 + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} + \frac{R_{\text{вх}}}{R} \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + 1 \right) - K_1 \right] + \rho^2 R^2 C^2 \left[\frac{1}{\alpha} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + 1 + 2 \frac{R_{\text{вх}}}{R} \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + 1 \right) + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} \right]$	<p>при $\alpha = \beta = 1$, $R = \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}}$</p> $\left(\sqrt{36 + 288 \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}}} + 429 \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} \right) \rightarrow$ $K_1 \geq \frac{2 \left(\sqrt{36 + 288 \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}}} + 429 \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} \right) \rightarrow}{2}$

$$\begin{aligned} & \left(\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta} + \alpha + \beta + 1 \right) + \frac{R}{R_{\text{ВЫХ}}} (1 + \alpha) - K_1 \left(\frac{\beta}{\alpha} + \beta \right) + \\ & + \rho R \left[1 + \frac{1}{\alpha} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + \beta + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} \left(\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta} + \alpha + \beta + 1 \right) + \right. \\ & \left. + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R} \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + 1 \right) + \frac{R}{R_{\text{ВЫХ}}} \left(\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta} + \alpha + 2\beta + \alpha\beta \right) - \right. \\ & \left. - K_1 \left(\frac{\beta}{\alpha} + \beta \right) \right] + 1 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{R}{R_{\text{ВЫХ}}} (1 + \alpha) - K_1 = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \rightarrow -7 \sqrt{\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}}}} \left(5 + 13 \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}} \right) + \rightarrow \\ & \rightarrow -7 \sqrt{\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}}}} \rightarrow \rightarrow \\ & \rightarrow + \left(6 + 10 \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}} \right) \left(3 \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}} - 1 \right) \\ & \rightarrow - \left(6 + 10 \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}} \right) \\ & \sqrt{\frac{1}{RC}} \sqrt{\frac{36 + 288 \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}} + 429 \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}}{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}}} \rightarrow \\ & \quad 6 + \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}} \\ & \quad \rightarrow -7 \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}} \end{aligned}$$

$$\omega = \frac{1}{RC}$$

$$\begin{aligned} & \rho^2 R^2 C^2 \alpha^2 \beta^2 \left(1 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R C \alpha^2} \right) + \rho^2 R^2 C^2 \left[\alpha\beta + \alpha^2 \beta + \alpha^2 \beta^2 + \alpha^2 \beta^3 + \alpha^3 \beta^2 + \right. \\ & \left. + \alpha^3 \beta^3 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R} \beta (1 + \beta + \alpha\beta + \alpha\beta^2) + \frac{R}{R_{\text{ВЫХ}}} \alpha^3 \beta^3 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} \frac{R_{\text{ВХ}}}{R} \right. \\ & \left. \alpha\beta^3 \right] + \rho RC \left[1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha\beta + \alpha^2 \beta + \alpha^2 \beta^2 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R} \right. \\ & \left. (1 + \beta + \beta^2) + \frac{R}{R_{\text{ВЫХ}}} \alpha\beta (1 + \alpha + \alpha\beta + \alpha\beta^2) + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} \right. \\ & \left. \beta (1 + \beta + \alpha\beta) \right] + \frac{R}{R_{\text{ВЫХ}}} (1 + \alpha + \alpha^2) + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} + 1 - K_1 = 0 \end{aligned}$$

$$\text{при } \alpha = \beta = 1, \quad R = \sqrt{R_{\text{ВХ}} R_{\text{ВЫХ}}}$$

$$K_1 \leq \frac{29 + 61 \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}} + 52 \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} + 21 \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}^2} \times \rightarrow}{1 + \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}}}$$

$$\rightarrow \times \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} + 3 \frac{R_{\text{ВХ}}^2}{R_{\text{ВЫХ}}^2}}$$

$$\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{6 + 7 \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}} + 3 \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}}{1 + \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}}}}$$

№ ФЦ из табл. Б.1	Характеристические уравнения	Условия самовозбуждения
14	$\rho^3 R^3 C^3 \beta^3 \left[\frac{R_{\text{вх}}}{R} \left(1 + \frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\alpha^2} \right) + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} + 1 - K_t \right] + \rho^3 R^2 C^3 \times$ $\times \left[\alpha \beta + \alpha^2 \beta + \alpha^3 \beta^2 + \alpha^3 \beta + \alpha^3 \beta^3 + \alpha^3 \beta^3 + \frac{R_{\text{вх}}}{R} \beta^2 \right]$ $(1 + \alpha + \alpha \beta + \alpha^2 \beta) + \frac{R}{R_{\text{вых}}} \alpha^3 \beta (1 + \beta + \beta^2) + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} \times$ $\times \alpha \beta^3 (1 + \beta + \alpha \beta) + \rho RC \left[1 + \alpha + \alpha \beta + \alpha^2 \beta + \alpha^2 \beta^2 + \right.$ $\left. + \frac{R_{\text{вх}}}{R} \beta^2 + \frac{R}{R_{\text{вых}}} \alpha (1 + \beta + \alpha \beta + \alpha \beta^2) + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} \beta^2 \right] + 1 + \frac{R}{R_{\text{вых}}} = 0$	<p>при $\alpha = \beta = 1$, $R = \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}}$</p> $K_t \leq \frac{29 + 61 \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} + 52 \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} + 21 \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}}{1 + \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}}}$ $\rightarrow \times \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} + 3 \frac{R_{\text{вх}}^2}{R_{\text{вых}}^2}}$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{1 + \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}}}{6 + 7 \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}} + 3 \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}}}}$
15	<p>Генераторы на основе ПТН</p> $\rho^3 R^3 C^3 \beta \left[\frac{R_{\text{вх}}}{R} \left(1 + \frac{R_{\text{нхх}}}{R} \right) + \alpha \left(1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R} \right) \right] + \rho RC \left[1 + \beta + \right.$ $\left. + \alpha \beta + \frac{R_{\text{вых}}}{R} (1 + \beta) + \frac{1}{R} \beta (R_{\text{вх}} - R_{\alpha}) \right] + 1 = 0$	$R_{\alpha} > \frac{R}{\beta} + R(1 + \alpha) + \frac{R_{\text{вых}}}{\beta} (1 + \beta) + R_{\text{вх}}$ $\omega = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{\beta (R + R_{\text{вых}}) (\alpha R + R_{\text{вх}})}}$

16	$\rho^2 R^2 C^2 \beta \left(1 + \frac{R_{\text{внх}}}{R} \right) \left(\alpha + \frac{R_{\text{внх}}}{R} \right) + \rho RC \left[1 + \alpha + \alpha\beta + \frac{R_{\text{внх}}}{R} \times \right. \\ \left. \times (1 + \beta) + \frac{1}{R} (R_{\text{внх}} - R_a) \right] + 1 = 0$	$R_a \geq \frac{R}{R_{\text{внх}}} (1 + \alpha + \alpha\beta) + \frac{R_{\text{внх}}}{R_{\text{внх}}} (1 + \beta) + 1 \\ \omega = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{\beta (R + R_{\text{внх}}) (\alpha R + R_{\text{внх}})}}$
17	$\rho^2 R^2 C^2 \alpha\beta\varepsilon \left[\left(1 + \frac{R_{\text{внх}}}{R} \right) \left(\frac{R_{\text{внх}}}{R} + \gamma \right) \right] + \rho^2 R^2 C^2 \left[\frac{R_{\text{внх}}}{R} \varepsilon \times \right. \\ \left. \times (1 + \beta + \alpha\beta) + \frac{1}{R^2} R_{\text{внх}} R_{\text{внх}} \varepsilon (1 + \beta) + \varepsilon (\alpha + \alpha\beta\gamma + \beta\gamma + \gamma) + \right. \\ \left. + \frac{R_{\text{внх}}}{R} (\alpha\beta + \alpha\varepsilon + \beta\gamma\varepsilon + \gamma\varepsilon) + \rho RC [\alpha\beta + \alpha\varepsilon + \beta + \varepsilon + \gamma\varepsilon + 1 + \right. \\ \left. + \frac{R_{\text{внх}}}{R} \varepsilon + \frac{R_{\text{внх}}}{R} (1 + \beta + \varepsilon) - \frac{R_a \varepsilon}{R} \right] + 1 = 0$	$R_a \geq R \left[\frac{\alpha\beta}{\varepsilon} + \alpha + \frac{\beta}{\varepsilon} + 1 + \gamma + \frac{R_{\text{внх}}}{R} + \right. \\ \left. + \frac{R_{\text{внх}}}{R} \left(\frac{1}{\varepsilon} + \frac{\beta}{\varepsilon} + 1 \right) + \right. \\ \left. + \frac{\alpha\beta\varepsilon \left(1 + \frac{R_{\text{внх}}}{R} \right) \left(\frac{R_{\text{внх}}}{R} + \gamma \right)}{\frac{R_{\text{внх}}}{R} (\varepsilon + \beta\varepsilon + \alpha\beta\varepsilon)} + \right. \\ \left. + \frac{R_{\text{внх}} R_{\text{внх}}}{R^2} (\varepsilon + \beta\varepsilon) + \alpha\varepsilon + \alpha\beta\gamma\varepsilon + \beta\gamma\varepsilon + \gamma\varepsilon \right] + \rightarrow \\ \left[\frac{R_{\text{внх}}}{R} (\alpha\beta + \alpha\varepsilon + \beta\gamma\varepsilon + \gamma\varepsilon) \right] \\ \omega = \frac{1}{RCV\varepsilon} \sqrt{\frac{1}{\frac{R_{\text{внх}}}{R} (1 + \beta + \alpha\beta) + \frac{R_{\text{внх}} R_{\text{внх}}}{R^2} (1 + \beta) + \rightarrow}} \\ \rightarrow + \alpha\varepsilon + \alpha\beta\gamma\varepsilon + \beta\gamma\varepsilon + \gamma\varepsilon \rightarrow \frac{R_{\text{внх}}}{\beta} \left(\frac{\alpha\beta}{\beta} \rightarrow \alpha + \beta + \gamma \right)$

№ ФЦ из табл. 5.1	Характеристические уравнения	Условия самовозбуждения
18	$p^3 R^3 C^3 \beta \varepsilon \left[\alpha \gamma + \frac{\gamma R_{\text{Вых}}}{R} + \frac{R_{\text{Вых}}}{R} \alpha (1 + \gamma) - \alpha \frac{R_d}{R} \right] +$ $+ p^3 R^2 C^2 \left[\left(\varepsilon + \frac{R_{\text{Вых}}}{R} \right) (\alpha + \gamma) + \beta \varepsilon (\alpha + \gamma + \alpha \gamma) + \alpha \beta + \right.$ $\left. + \frac{R_{\text{Вых}}}{R} + \frac{\alpha \beta R_{\text{Вых}}}{R} \right] + pRC (\gamma \varepsilon + \alpha \varepsilon + 1 + \frac{R_{\text{Вых}}}{R} + \beta + \alpha \beta) + 1 = 0$	$R_d \geq R \left\{ \left[\gamma + \frac{\gamma R_{\text{Вых}}}{\alpha R} + \frac{R_{\text{Вых}}}{R} (1 + \gamma) \right] - \left(\frac{\gamma}{\alpha \beta} + \frac{1}{\beta} + \frac{1}{\alpha \beta \varepsilon} + \frac{R_{\text{Вых}}}{\alpha \beta \varepsilon R} + \frac{1}{\alpha \varepsilon} + \frac{1}{\varepsilon} \right) \times \right.$ $\left. \times \left(\varepsilon + \frac{R_{\text{Вых}}}{R} \right) (\alpha + \gamma) + \beta \varepsilon (\alpha + \gamma + \alpha \gamma) + \alpha \beta + \frac{R_{\text{Вых}}}{R} + \alpha \beta \frac{R_{\text{Вых}}}{R} \right\}$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt[3]{\left(\varepsilon + \frac{R_{\text{Вых}}}{R} \right) (\alpha + \gamma) + \beta \varepsilon (\alpha + \gamma) + \alpha \beta + \alpha \beta \frac{R_{\text{Вых}}}{R} - \rightarrow + \alpha \gamma) + \alpha \beta + \frac{R_{\text{Вых}}}{R} + \frac{\alpha \beta R_{\text{Вых}}}{R}}$
19	<p style="text-align: center;"><i>Генераторы на основе ПНТ</i></p> $p^2 R^2 C^2 \alpha \beta + pRC \left[(1 + \beta) \left(1 + \frac{R \alpha}{R_{\text{Вх}}} \right) + \alpha \beta \left(1 + \frac{R}{R_{\text{Вых}}} \right) - \right.$ $\left. - R \alpha \beta G \right] + \left(1 + \frac{R}{R_{\text{Вх}}} \alpha \right) \left(1 + \frac{R}{R_{\text{Вых}}} \right) = 0$	$G \geq \left(\frac{1}{\beta} + 1 \right) \left(\frac{1}{R \alpha} + \frac{1}{R_{\text{Вх}}} \right) + \frac{1}{R} \left(1 + \frac{R}{R_{\text{Вых}}} \right)$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt[3]{\left(\frac{1}{\alpha \beta} + \frac{R}{R_{\text{Вх}} \beta} \right) \left(1 + \frac{R}{R_{\text{Вых}}} \right)}$
20	$p^2 R^2 C^2 \alpha \beta + pRC \alpha (1 + \beta) \left(1 + \frac{R}{R_{\text{Вых}}} \right) + 1 + \frac{R}{R_{\text{Вх}}} \alpha - R \alpha G \right] +$ $+ \left(1 + \frac{R}{R_{\text{Вых}}} \right) \left(1 + \frac{R \alpha}{R_{\text{Вх}}} \right) = 0$	$G \geq (1 + \beta) \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\text{Вых}}} \right) + \frac{1}{R \alpha} + \frac{1}{R_{\text{Вх}}} \frac{R \alpha}{R_{\text{Вых}}} \left(1 + \frac{R}{R_{\text{Вх}}} \right)$ $\omega = \frac{1}{RC} \sqrt[3]{\left(\frac{1}{\alpha \beta} + \frac{R}{R_{\text{Вых}} \alpha \beta} \right) \left(1 + \frac{R}{R_{\text{Вых}}} \right)}$

Полученные выражения (5.12) и (5.13) являются исходными для реализации схемы RC -генератора. Пусть, например, входное сопротивление АЭ составляет 100 кОм, а выходное сопротивление — 200 Ом. Тогда, для того чтобы ω_0 совпала с собственной частотой RC -цепи, необходимо, чтобы $2R/R_{вх} = R_{вх}/R$, откуда $R = \sqrt{R_{вх}R_{вх}}/2 = 4,5$ кОм.

Из выражения (5.12) находим величины емкостей конденсаторов (в микрофарадах)

$$C = 10^9 / \sqrt{2R} \cdot 2\pi f = 0,027.$$

Из выражения (5.13) определим необходимое значение для обеспечения условий самовозбуждения $K_u \geq 2,11$.

Результаты экспериментальных исследований показывают, что значения $R_{вх}$ и $R_{вх}$, рассмотренные в настоящем примере, могут быть получены при помощи ПНН на ОУ типа ИУТ401Б (см. табл. 2.10, п. 4).

Принципиальная схема RC -генератора приведена на рис. 5.2. Аналогично могут проектироваться RC -генераторы на основе ПТТ, ПНТ, ПТН.

На основании рассмотренного выше способа проектирования RC -генераторов были разработаны и экспериментально проверены схемы с различными АЭ. Необходимые расчетные формулы для реализации RC -генераторов, работающих на различных частотах, сведены в табл. 5.4—5.8.

Принятые в таблицах обозначения типов генераторов имеют следующую расшифровку: на первом месте буква Г обозначает генератор; на втором — указывается характеристика ФЦ (НЧ — нижних частот, ВЧ — верхних частот, ПФ — полосовая функция, РФ — режекторная функция); на третьем — указывается порядок аппроксимирующей функции; на четвертом — дается сокращенное наименование цепи (М — мостовая, Г — образная, Л — лестничная); на пятом — указывается тип АЭ; на шестом — указываются особенности схемы (номер типа, ОУ — для генераторов на операционных усилителях; К — с комбинированным способом построения схемы). Обозначения типов генераторов приняты по аналогии с обозначениями в [43] для активных RC -фильтров.

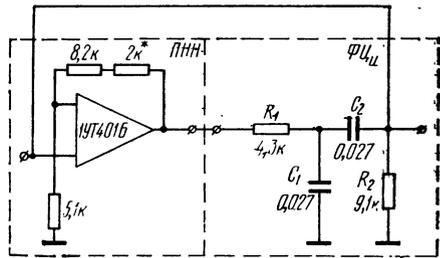


Рис. 5.2. Принципиальная схема RC -генератора с ПНН на ОУ

5.5. ПРИМЕР РАСЧЕТА И АНАЛИЗА СХЕМЫ RC -ГЕНЕРАТОРА

Рассмотрим схему RC -генератора, выполненную на основе ПНН и Г-образной RC -цепи второго порядка (схема п. 3, табл. 5.3).

Эквивалентная схема приведена на рис. 5.1а (при $R_1=R$; $R_2=\alpha R$; $C_1=C$; $C_2=\beta C$).

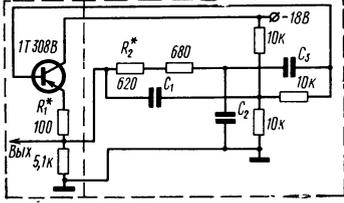
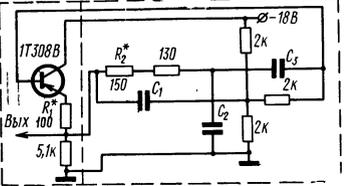
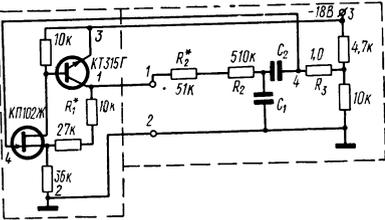
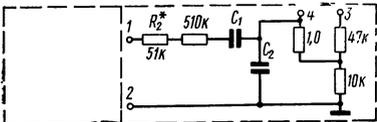
Характеристическое уравнение схемы RC -генератора имеет вид

$$p^2 R^2 C^2 \alpha \beta \left(1 + \frac{R_{вхх}}{R} \right) + pRC \left(1 + \alpha + \alpha \beta + \frac{R_{вхх}}{R} + \frac{\alpha R}{R_{вх}} + \alpha \frac{R_{вхх}}{R_{вх}} - \alpha K_u \right) + 1 + \frac{R}{R_{вх}} = 0.$$

Примем в схеме ФЦ емкости конденсаторов одинаковыми ($\beta=1$) и значения $R = \sqrt{R_{вхх}R_{вхх}}/\alpha$. Тогда характеристическое уравнение генератора упрощается и будет

Таблица 5.4

ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ RC-ГЕНЕРАТОРОВ НА ОСНОВЕ ПНН

№	Тип и схема генератора	Основные расчетные соотношения
1	<p style="text-align: center;">Г-ПФЭМ-ПНН-I</p> 	$C_1 = \frac{115}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}; \quad C_2 = \frac{32}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)};$ $C_3 = \frac{16}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$ <p> $R^*_1 = 0 \div 150 \text{ Ом}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 0 \div 1,3 \text{ кОм}$ — подстройка частоты Рекомендуется использовать до 100 кГц </p>
2	<p style="text-align: center;">Г-ПФЭМ-ПНН-II</p> 	$C_1 = \frac{23}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}; \quad C_2 = \frac{6,4}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$ $C_3 = \frac{3,2}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$ <p> $R^*_1 = 0 \div 150 \text{ Ом}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 0 \div 240 \text{ Ом}$ — подстройка частоты Рекомендуется использовать до 1 МГц </p>
3	<p style="text-align: center;">Г-ПФЭЛ-ПНН-I</p> 	$C_1 = C_2 = \frac{0,225}{f}$ <p> $R^*_1 = 5,1 \div 15 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 24 \div 120 \text{ кОм}$ — подстройка частоты </p>
4	<p style="text-align: center;">Г-ПФЭГ-ПНН</p> 	$C_1 = \frac{0,318}{f}; \quad C_2 = \frac{0,159}{f}$ <p> $R^*_1 = 5,1 \div 15 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 24 \div 120 \text{ кОм}$ — подстройка частоты </p>

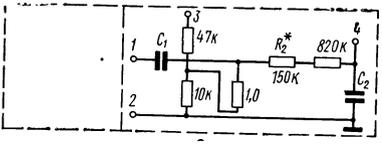
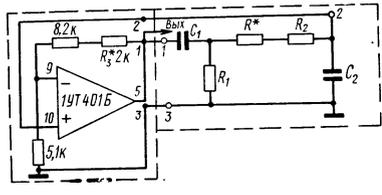
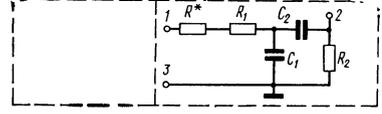
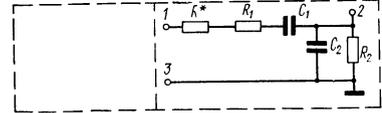
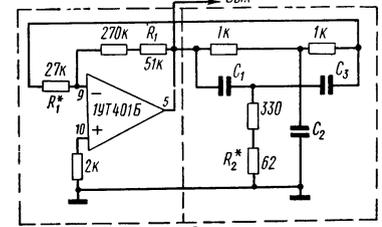
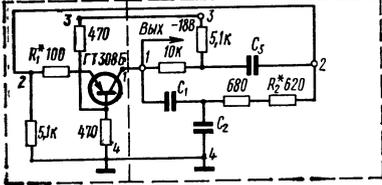
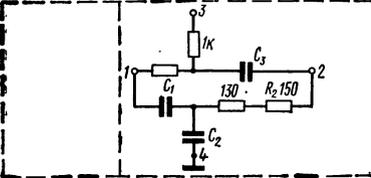
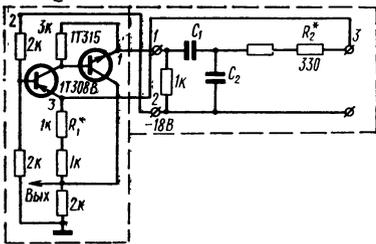
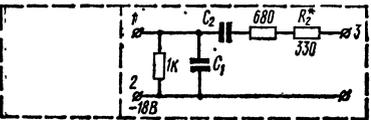
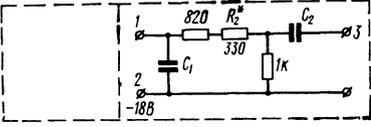
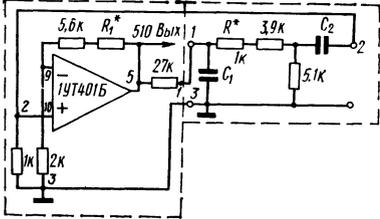
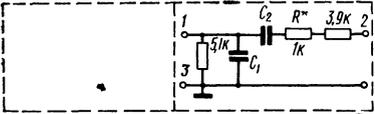
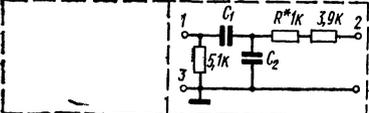
№	Тип и схема генератора	Основные расчетные соотношения
5	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Л-ПНН-П</p> 	$C_1 = \frac{0,225}{f}, \quad C_2 = \frac{0,113}{f}$ <p>$R^*_1 = 5,1 \div 15$ кОм — установка амплитуды $R^*_2 = 100 \div 300$ кОм — подстройка частоты</p>
6	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Л-ПНН-ОУ1</p> 	<p>$R_1 = 51$ кОм (5,1 кОм), $R_2 = 39$ кОм (3,9 кОм) $R^* = 1$ кОм (100 Ом) $\div 15$ кОм (1,5 кОм) $R^*_3 = 510$ Ом $\div 3,9$ кОм — установка амплитуды</p> $C_1 = C_2 = \frac{3,13 (31,3)}{f}$
7	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Л-ПНН-ОУII</p> 	<p>$R_1 = 51$ кОм (5,1 кОм), $R_2 = 39$ кОм (3,9 кОм) $R^* = 1$ кОм (100 Ом) $\div 15$ кОм (1,5 кОм) $R^*_3 = 510$ Ом $\div 3,9$ кОм — установка амплитуды</p> $C_1 = C_2 = \frac{3,13 (31,3)}{f}$
8	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Г-ПНН-ОУ</p> 	<p>$R_1 = 39$ кОм (3,9 кОм); $R_2 = 51$ кОм (5,1 кОм) $R^* = 1$ кОм (100 Ом) $\div 15$ кОм (1,5 кОм) — подстройка частоты $R^*_3 = 510$ Ом $\div 3,9$ кОм — установка амплитуды</p> $C_1 = C_2 = \frac{3,13 (31,3)}{f}$
9	<p style="text-align: center;">Г-РФ3М-ПНН-ОУ</p> 	<p>$R^*_1 = 24 \div 75$ кОм — установка амплитуды $R^*_2 = 27 \div 82$ Ом — подстройка частоты</p> $C_2 = \frac{159}{f (\Gamma\text{ц})} (\text{мкФ});$ $C_1 = C_3 = \frac{53}{f (\Gamma\text{ц})} (\text{мкФ})$

Таблица 5.5

ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ RC-ГЕНЕРАТОРОВ НА ОСНОВЕ ПТТ

№	Тип и схема генератора	Основные расчетные соотношения
1	<p style="text-align: center;">Г-ПФЗМ-ПТТ-I</p> 	$C_1 = \frac{16}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}; \quad C_2 = \frac{32}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$ $C_3 = \frac{115}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$ <p>$R^*_1 = 0 \div 150 \text{ Ом}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 0 \div 1,3 \text{ кОм}$ — подстройка частоты</p>
2	<p style="text-align: center;">Г-ПФЗМ-ПТТ-II</p> 	$C_1 = \frac{3,2}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}; \quad C_2 = \frac{6,4}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$ $C_3 = \frac{23}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$ <p>$R^*_1 = 0 \div 150 \text{ Ом}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 330 \text{ Ом} \div 1,3 \text{ кОм}$ — подстройка частоты</p>
3	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Л-ПТТ-I</p> 	<p>$R^*_1 = 510 \div 1,5 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 100 \div 510 \text{ Ом}$ — подстройка частоты</p> $C_1 = C_2 = \frac{198}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$
4	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Г-ПТТ</p> 	$C_1 = \frac{280}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}; \quad C_2 = \frac{140}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$ <p>$R^*_1 = 510 \div 1,5 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 100 \div 510 \text{ Ом}$ — подстройка частоты</p>

№	Тип и схема генератора	Основные расчетные соотношения
5	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Л-ПТТ-II</p> 	$C_1 = \frac{198}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}; \quad C_2 = \frac{96}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$ <p> $R^*_1 = 510 \text{ Ом} \div 1,5 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 100 \div 510 \text{ Ом}$ — подстройка частоты </p>
6	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Л-ПТТ-ОУ1</p> 	$C_1 = C_2 = \frac{31,3}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$ <p> $R^* = 1 \text{ кОм}$ (510 Ом ÷ 1,5 кОм) — подстройка частоты. $R^*_1 = 330 \text{ Ом} \div 1,3 \text{ кОм}$ — установка амплитуды </p>
7	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Г-ПТТ-ОУ</p> 	<p> $R^* = 1 \text{ кОм}$ (510 Ом ÷ 1,5 кОм) — подстройка частоты. $R^*_1 = 330 \text{ Ом} \div 1,3 \text{ кОм}$ — установка амплитуды </p> $C_1 = C_2 = \frac{31,3}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$
8	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Л-ПТТ-ОУII</p> 	<p> $R^*_1 = 330 \text{ Ом} \div 1,3 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 510 \text{ Ом} \div 1,5 \text{ кОм}$ — подстройка частоты </p> $C_1 = C_2 = \frac{31,3}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$

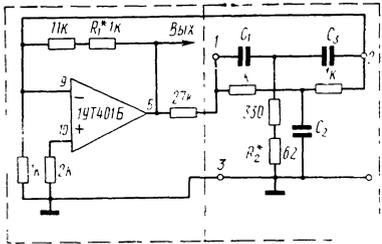
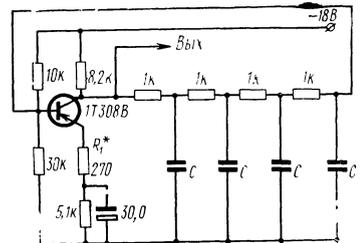
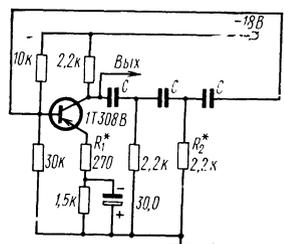
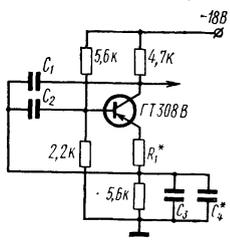
№	Тип и схема генератора	Основные расчетные соотношения
9	<p style="text-align: center;">Г-РФЗМ-ПТТ-ОУ</p> 	<p>$R^*_1 = 560 \text{ Ом} \div 3 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 27 \div 82 \text{ Ом}$ — подстройка частоты</p> $C_1 = C_3 = \frac{53}{f \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$
10	<p style="text-align: center;">Г-НЧ4-ПТТ</p> 	$C = \frac{192}{f_0 \text{ (Гц)}} \text{ (мкФ)}$ <p>$R^*_1 = 0 \div 560 \text{ Ом}$ $R^*_2 = 820 \div 1200 \text{ Ом}$</p>
11	<p style="text-align: center;">Г-НЧ3-ПТТ</p> 	$C_{\text{мкФ}} = \frac{29,6}{f_0 \text{ (Гц)}}$ <p>$R^*_1 = 0 \div 560 \text{ Ом}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 1,8 \div 2,7 \text{ кОм}$ — подстройка частоты</p>
12	<p style="text-align: center;">Г-НЧ3-ПТТК</p> 	$C_1 = \frac{50}{f}; \quad C_2 = 14 C_1; \quad C_3 = 4,6 C_1$ <p>$C_4^* = (0 \div 0,2) C_3$ — подстройка частоты $R^*_1 = 0 \div 200 \text{ Ом}$ — установка амплитуды</p>

Таблица 5.6
ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ RC-ГЕНЕРАТОРОВ НА ОСНОВЕ ПНТ

№	Тип и схема генератора	Основные расчетные соотношения
1	<p align="center">Г-ПФ2П-ПНТ-I</p>	<p>$R^*_1 = 300 \text{ Ом} \div 2,2 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 200 \text{ Ом} \div 2,2 \text{ кОм}$ — подстройка частоты</p> $C_1 = C_2 = \frac{39,8}{f(\text{Гц})} \text{ (мкФ)}$
2	<p align="center">Г-ПФ2П-ПНТ-II</p>	<p>$R^*_1 = 300 \text{ Ом} \div 2,2 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 200 \text{ Ом} \div 2,2 \text{ кОм}$ — подстройка частоты</p> $C_1 = C_2 = \frac{39,8}{f(\text{Гц})} \text{ (мкФ)}$
3	<p align="center">Г-ПФ2П-ПНТ-ОУI</p>	$C_1 = C_2 = \frac{145}{f(\text{Гц})} \text{ (мкФ)}$ <p>$R_1 = 1 \div 7,5 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R_2 = 51 \div 470 \text{ Ом}$ — подстройка частоты</p>
4	<p align="center">Г-ПФ2П-ПНТ-ОУII</p>	$C_1 = C_2 = \frac{145}{f(\text{Гц})} \text{ (мкФ)}$ <p>$R^*_1 = 1 \div 7,5 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 51 \div 470 \text{ Ом}$ — подстройка частоты</p>

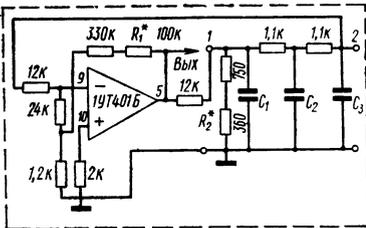
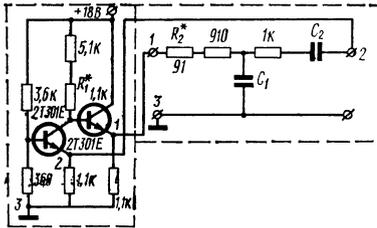
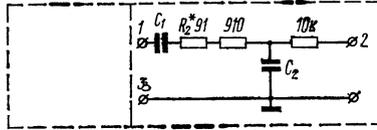
№	Тип и схема генератора	Основные расчетные соотношения
5	<p style="text-align: center;">Г-ПФЗП-ПНТ-ОУ</p> 	<p>$R^*_1 = 51 \div 160$ кОм — установка амплитуды $R^*_2 = 51 \div 470$ Ом — подстройка частоты</p> $C_1 = C_2 = C_3 = \frac{355}{f(\text{Гц})} \text{ (мкФ)}$

Таблица 5.7

ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ RC-ГЕНЕРАТОРОВ НА ОСНОВЕ ПТН

№	Тип и схема генератора	Основные расчетные соотношения
1	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Т-ПНТ1</p> 	$C_1 = C_2 = \frac{159}{f(\text{Гц})} \text{ (мкФ)}$ <p>$R^*_2 = 27 \div 200$ Ом — подстройка частоты $R^*_1 = 220$ Ом \div 2,2 кОм — установка амплитуды</p>
2	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Т-ПНТII</p> 	$C_1 = C_2 = \frac{15,9}{f(\text{Гц})} \text{ (мкФ)}$ <p>$R^*_2 = 27 \div 220$ Ом — подстройка частоты $R^*_1 = 220$ Ом \div 2,2 кОм — установка амплитуды</p>

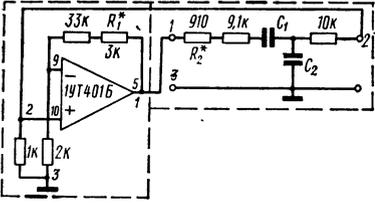
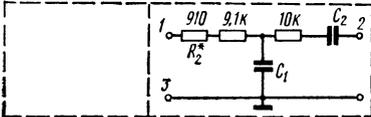
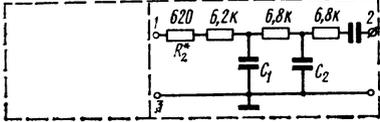
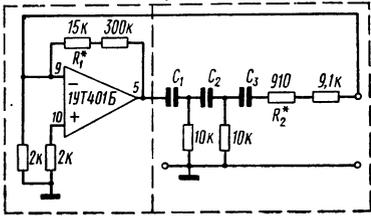
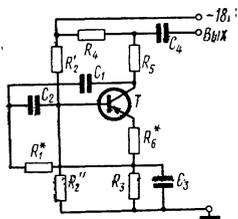
№	Тип и схема генератора	Основные расчеты соотношения
3	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Т-ПТН-ОУ1</p> 	$C_1 = C_2 = \frac{15,9}{f(\text{Гц})} (\text{мкФ})$ <p>$R^*_1 = 1 \div 5,1 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 200 \text{ Ом} \div 2 \text{ кОм}$ — подстройка частоты</p>
4	<p style="text-align: center;">Г-ПФ2Т-ПТН-ОУ11</p> 	$C_1 = C_2 = \frac{15,9}{f(\text{Гц})} (\text{мкФ})$ <p>$R^*_1 = 1 \div 5,1 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 200 \text{ Ом} \div 2 \text{ кОм}$ — подстройка частоты</p>
5	<p style="text-align: center;">Г-ПФ3Т-ПТН-ОУ1</p> 	$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{10}{f(\text{Гц})} (\text{мкФ})$ <p>$R^*_1 = 1 \div 5,1 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 220 \text{ Ом} \div 1,2 \text{ кОм}$ — подстройка частоты</p>
6	<p style="text-align: center;">Г-ПФ3Т-ПТН-ОУ11</p> 	$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{65}{f(\text{Гц})} (\text{мкФ})$ <p>$R^*_1 = 2,4 \div 24 \text{ кОм}$ — установка амплитуды $R^*_2 = 200 \text{ Ом} \div 2 \text{ кОм}$ — подстройка частоты</p>

Таблица 5.8

ВАРИАНТЫ ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ КОМБИНИРОВАННОГО
РС-ГЕНЕРАТОРА С МОСТОВОЙ ФЦ



R_1^* — подстройка частоты

R_6^* — установка амплитуды

Тип генератора					
1	Г-ПФЗ-ПТТК-I	$R_1^* = 5,1 \text{ кОм} \pm 20\%$	$R_3 = 5,1 \text{ кОм}$	$R_6^* = 0 \div 200 \text{ Ом}$	$C_1 = \frac{C_3}{20} \text{ мкФ}$
		$R_2' = 30 \text{ кОм}$	$R_4 = 300 \text{ Ом}$		$C_2 = \frac{C_3}{12,7} \text{ мкФ}$
		$R_2'' = 10 \text{ кОм}$	$R_5 = 8,2 \text{ кОм}$	$S = 2,3$	$C_3 = \frac{153}{f} \text{ мкФ}$
		Схема рекомендуется до 20 кГц			
2	Г-ПФЗ-ПТТК-II	$R_1^* = 2 \text{ кОм} \pm 20\%$	$R_3 = 5,1 \text{ кОм}$	$R_6^* = 0 \div 100 \text{ Ом}$	$C_1 = \frac{C_3}{51} \text{ мкФ}$
		$R_2' = 5,1 \text{ кОм}$	$R_4 = 270 \text{ Ом}$		$C_2 = \frac{C_3}{33} \text{ мкФ}$
		$R_2'' = 3 \text{ кОм}$	$R_5 = 4,7 \text{ кОм}$	$S = 1,1$	$C_3 = \frac{780}{f} \text{ мкФ}$
		Схема рекомендуется до 50 кГц			
3	Г-ПФЗ-ПТТК-III	$R_1^* = 1 \text{ кОм} \pm 20\%$	$R_3 = 2,7 \text{ кОм}$	$R_6^* = 0 \div 50 \text{ Ом}$	$C_1 = \frac{C_3}{60} \text{ мкФ}$
		$R_2' = 2,5 \text{ кОм}$	$R_4 = 2,7 \text{ кОм}$		$C_2 = \frac{C_3}{33} \text{ мкФ}$
		$R_2'' = 1,5 \text{ кОм}$	$R_5 = 100 \text{ Ом}$	$S = 1$	$C_3 = \frac{1185}{f} \text{ мкФ}$
		Схема рекомендуется до 1 МГц			
4	Г-ПФ8-ПТТК-IV	$R_1^* = 1 \text{ кОм} \pm 20\%$	$R_3 = 3,3 \text{ кОм}$	$R_6^* = 0 \div 300 \text{ Ом}$	$C_1 = \frac{C_3}{21,5} \text{ мкФ}$
		$R_2' = 15 \text{ кОм}$	$R_4 = 5,6 \text{ кОм}$		$C_2 = \frac{C_3}{13,6} \text{ мкФ}$
		$R_2'' = 5,6 \text{ кОм}$	$R_5 = 300 \text{ Ом}$	$S \approx 2$	$C_3 = \frac{290}{f} \text{ мкФ}$
		Схема применяется при низких напряжениях питания ($U_0 = 3,5 \text{ В}$ и выше)			

$$p^2 R^2 C^2 \alpha + pRC \left(\frac{1 + 2\alpha + 2 \sqrt{\alpha \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}}}} + \alpha \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}}} - \alpha K_u}{1 + \sqrt{\alpha \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}}}}} \right) + 1 = 0. \quad (5.14)$$

Найдем значение α , при котором $\Phi\Pi$ имеет максимальную фиксирующую способность. Для этого из табл. 5.11, п. 3 запишем характеристический полином $\Phi\Pi$ генератора

$$a_2 p^2 + a_1 p + 1 = p^2 R^2 C^2 \alpha + pRC (1 + 2\alpha) + 1,$$

из которого добротность

$$Q = \sqrt{a_2/a_1} = \sqrt{\alpha/(1 + 2\alpha)}. \quad (5.15)$$

Исследовав на экстремум (5.15), определим значение $\alpha=0,5$, соответствующее максимальной добротности. Подставив значение $\alpha=0,5$ в (5.15), найдем для исследуемой $\Phi\Pi$ $S_{\omega_{\text{МАХ}}}^{\Phi} = 2$ $Q=0,707$, т. е. то же значение, что и в предыдущем примере [см. (5.11)].

Подставив значения $\beta=1$ и $\alpha=0,5$ в условия для самовозбуждения RC -генератора, определим ω_0 и K_u :

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 1/RC \sqrt{0,5} = 1,41/RC, \\ K_u &\geq 4 + 2,8 \sqrt{R_{\text{ВЫХ}}/R_{\text{ВХ}}} + R_{\text{ВЫХ}}/R_{\text{ВХ}}. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Выполним анализ стабильности частоты RC -генератора. Выражение для определения относительного ухода частоты можно записать следующим образом:

$$\delta\omega_0 = \sum_{i=1}^m S_{x_i}^{\omega} \delta x_i, \quad (5.17)$$

где $S_{x_i}^{\omega}$ — чувствительность частоты ω к изменению компоненты x_i ; δx_i — относительное изменение компоненты, вызванное изменениями внешних условий

Чувствительность $S_{x_i}^{\omega}$ определяется из выражения

$$S_{x_i}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\omega} \frac{x_i}{\delta x_i}. \quad (5.18)$$

Величину Δx_i можно определить исходя из справочных данных и требований технического задания, учитывающего изменения условий окружающей среды. Например, при изменении температуры на величину ΔT относительные изменения величин элементов

$$\delta R_i = TKC_i \Delta T, \quad \delta C_i = TKE_i \Delta T.$$

Запишем относительное изменение частоты генератора для рассматриваемой схемы

$$\delta\omega = S_R^{\omega} \delta R + S_{\alpha R}^{\omega} \delta(\alpha R) + S_C^{\omega} \delta C + S_{\beta C}^{\omega} \delta(\beta C) + S_{R_{\text{ВХ}}}^{\omega} \delta R_{\text{ВХ}} + S_{R_{\text{ВЫХ}}}^{\omega} \delta R_{\text{ВЫХ}}.$$

Определим чувствительность $S_{x_i}^{\omega}$ при $R = \sqrt{R_{\text{ВХ}} R_{\text{ВЫХ}}}/\alpha$,

где $\alpha=0,5$:

$$\begin{aligned} S_R^{\omega} &= -\frac{1}{2} \frac{1}{1 + \sqrt{R_{\text{ВЫХ}}/\alpha R_{\text{ВХ}}}} = -\frac{1}{2} \frac{1}{1 + 1,41 \sqrt{R_{\text{ВЫХ}}/R_{\text{ВХ}}}}, \\ S_{\alpha R}^{\omega} &= -\frac{1}{2} \frac{1}{1 + \sqrt{R_{\text{ВЫХ}}/\alpha R_{\text{ВХ}}}} = -\frac{1}{2} \frac{1}{1 + 1,41 \sqrt{R_{\text{ВЫХ}}/R_{\text{ВХ}}}}, \\ S_C^{\omega} &= S_{\beta C}^{\omega} = -0,5, \end{aligned}$$

$$S_{R_{\text{ВХ}}}^{\omega} = S_{R_{\text{ВХ}}}^{\omega} = -\frac{1}{2} \frac{1}{1 + \sqrt{\alpha R_{\text{ВХ}}/R_{\text{ВЫХ}}}} = -\frac{1}{2} \frac{1}{1 + 0,707 \sqrt{R_{\text{ВХ}}/R_{\text{ВЫХ}}}}$$

Так как на практике величина $\sqrt{R_{\text{ВЫХ}}/R_{\text{ВХ}}}$ значительно меньше 1, то чувствительности S_R^{ω} , $S_{\alpha R}^{\omega}$, S_C^{ω} можно считать равными: $S_R^{\omega} = S_{\alpha R}^{\omega} = S_C^{\omega} = S_{\beta C}^{\omega} \approx 0,5$. Считая, что в генераторе применены сопротивления и конденсаторы с одинаковыми ТКЕ и ТКС, можно записать

$$\delta\omega = - \left[\delta R + \delta C + \frac{\delta R_{\text{ВХ}} + \delta R_{\text{ВЫХ}}}{2(1 + 0,707 \sqrt{R_{\text{ВХ}}/R_{\text{ВЫХ}}})} \right]. \quad (5.19)$$

Рассмотрим пример расчета неустойчивости частоты генератора согласно (5.19).

Пусть в схеме исследуемого генератора применены резисторы типа ОМЛТ (ТКЕ $\pm 1 \cdot 10^{-4}$) и конденсаторы типа СГМ (ТКЕ $\pm 0,5 \cdot 10^{-4}$). Изменения температуры окружающей среды составляют по ТЗ от -20 до $+50^{\circ}\text{C}$ ($\Delta T = 70^{\circ}\text{C}$). При этом изменения входного и выходного сопротивлений АЭ составляют величину $\delta R_{\text{ВХ}} = \delta R_{\text{ВЫХ}} = 20\%$, а отношение $R_{\text{ВХ}}/R_{\text{ВЫХ}} = 2500$.

Тогда изменение частоты колебаний

$$\delta\omega = - (1,05 \cdot 10^{-2} + 0,55 \cdot 10^{-2}) = - 1,6 \cdot 10^{-2}.$$

Как видим, из 1,6% неустойчивости частоты генерации 0,55% обусловлено влиянием $R_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{ВЫХ}}$ АЭ. Повышение стабильности частоты колебаний генератора возможно за счет стабилизации $R_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{ВЫХ}}$, увеличения отношения $R_{\text{ВХ}}/R_{\text{ВЫХ}}$, применения более стабильных R (например, БЛП) и взаимной компенсации δR и δC за счет разных знаков ТКС и ТКЕ элементов схемы.

При известной зависимости $K_u(A)$ АЭ можно определить амплитуду колебаний RC-генератора аналитически или графически. Графически определить амплитуду колебаний можно при помощи рис. 5.3. Для этого на график наносится экспериментальная или аналитически построенная кривая коэффициента передачи АЭ в зависимости от его выходного напряжения, а также прямая на уровне $1/K(\omega_0)$, где $K(\omega_0)$ — коэффициент передачи пассивной RC-цепи на частоте генерации ω_0 . Абсцисса точки пересечения обеих характеристик равна выходному напряжению RC-генератора. Можно воспользоваться также амплитудной характеристикой АЭ вида $U_2 = f(U_1)$ (рис. 5.4).

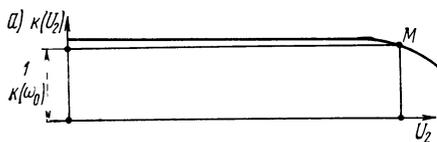


Рис. 5.3. Зависимость коэффициента усиления АЭ от выходного напряжения U_2

Экспериментальные амплитудные характеристики ОАЭ RC-генератора могут быть сняты согласно рис. 5.5, на котором изображена разомкнутая схема

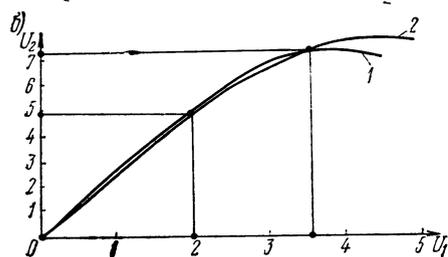


Рис. 5.4. Амплитудные характеристики АЭ:
1 — эксперимент; 2 — аппроксимация полиномом третьей степени

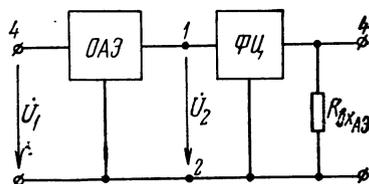


Рис. 5.5. Схема для снятия амплитудных характеристик АЭ

генератора, нагруженного на входное сопротивление $OAЭ$. На вход схемы от внешнего генератора подается напряжение сигнала U_1 с частотой, равной частоте генерации замкнутой схемы, и измеряется выходное напряжение U_2 (в точках 1—2).

Амплитуду автоколебаний RC -генератора рассмотрим на примере схемы, выполненной на основе $ПНН$ (табл. 5.4, п. 3) с полевым транзистором. В генераторе $ФЦ$ содержатся следующие пассивные элементы: $C_1=C_2=C$; $R'_2=R_2+R^*_2$; $R_3=2R_2$; $R_2=510$ кОм; $R^*_2=68-100$ кОм. Коэффициент $A_{11}^{ФЦ}$ такой схемы (см. табл. 5.1, п. 1) на собственной частоте равен

$$A_{11}^{ФЦ} = \frac{1}{K_u(p)} \Big|_{p=i\omega_0} = 2 + \frac{R_2^*}{R_3} \quad (5.20)$$

При условии разрыва петли положительной ОС (точка 4) входные и выходные величины напряжений $AЭ$ (см. рис. 5.5) имеют следующие значения (при частоте внешнего генератора, равной частоте генерации при замкнутой петле ОС):

U_1 , В	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,6
U_2 , В	2,4	3,6	4,8	5,9	6,8	7,3

На основании полученных экспериментальных данных строим амплитудную характеристику $AЭ U_2 = f(U_1)$ (см. рис. 5.4, кривая 1).

Аппроксимируем ее неполным полиномом третьей степени

$$U_2 = \eta_0 + \eta_1 U_1 + \eta_3 U_1^3, \quad (5.21)$$

где η_0, η_1, η_3 — аппроксимационные коэффициенты, которые определим методом выбранных точек [38]. Возьмем точки в начале и конце линейного отрезка характеристики $ПНН$:

$$U_1 = 0, \quad U_2 = 0, \quad U_1 = 2В, \quad U_2 = 4,8В$$

и точку на нелинейном участке: $U_1 = 3,6 В$; $U_2 = 7,3 В$.

Подставляя принятые значения в (5.21), составим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \eta_0, \\ 4,8 &= 2\eta_1 + 8\eta_3, \\ 7,3 &= 3,6\eta_1 + 46\eta_3, \end{aligned} \right\}$$

решив которую, определим значения аппроксимационных коэффициентов: $\eta_0 = 0$; $\eta_1 = 2,56$; $\eta_3 = -0,04$.

Подставив их значения в выражение (5.21), получим аналитическое выражение, аппроксимирующее экспериментальную характеристику:

$$U_2 = 2,56U_1 - 0,04U_1^3. \quad (5.22)$$

Приведенная аппроксимирующая функция (см. 5.4, кривая 2) совпадает с экспериментальной с точностью до 10% (при $U_2 = 0 \div 7,3 В$).

Для определения выходного напряжения RC -генератора воспользуемся выражением $A_{11}^{АЭ} A_{11}^{ФЦ} = 1$. Тогда с учетом (5.20) и (5.22)

$$U_2 = (2 + R_2^*/R_3) \sqrt{(0,56 - R_2^*/R_3)/0,06}.$$

Частоту генерации определим из выражения

$$f = 1/2\pi \sqrt{(R_2^* + R_2) R_2 C_1 C_2}.$$

Расчетные и экспериментальные значения частоты и выходного напряжения RC -генератора при различных величинах R_2^* и $C = 220$ пФ приведены ниже:

R^*_2 кОм . . .	100	81	68
$U_{2\text{расч}}$, В . . .	5,4	5,8	6,0
$U_{2\text{эксп}}$, В . . .	5,0	6,0	6,3
$f_{\text{расч}}$, Гц . . .	103	104	105
$f_{\text{эксп}}$, Гц . . .	101	102	103

По (5.22) можно приближенно оценить нелинейные искажения генерируемых колебаний. Для этого подставим в выражение (5.22) значение входного напряжения $U_1 = A_1 \sin \omega_0 t$ и определим амплитуды составляющих первой и третьей гармоник: $U_{2\text{max}}^\Gamma = 2,56A - 0,03A^3$; $U_{2\text{max}}^{3\Gamma} = 0,01A^3$, где $A = \sqrt{(0,56 - -R^*_2)/R_3/0,03}$ — амплитуда первой гармоники на входе АЭ. Полученные выражения позволяют найти следующую формулу для приближенной оценки коэффициента нелинейных искажений исследуемого автогенератора: $K_f \approx U_{2\text{max}}^{3\Gamma} / U_{2\text{max}}^\Gamma = A^2 / (256 - 3A^2)$.

5.6. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫБОРУ R- И C-ЭЛЕМЕНТОВ ФЦ

Одним из важнейших практических вопросов является правильный выбор пассивных элементов R и C ФЦ, которые определяют технико-экономические показатели генератора.

Необходимо по формулам табл. 5.4—5.8 рассчитать емкости для ряда вариантов схем и выбрать наиболее приемлемый вариант. Для низкочастотных и инфранизкочастотных генераторов желательно, чтобы значениям емкостей соответствовали конденсаторы с малыми ТКЕ, так как в таких генераторах может быть достигнута большая стабильность частоты и амплитуды колебаний. При проектировании высокочастотных RC -генераторов величин емкостей ФЦ могут в результате расчетов оказаться соизмеримыми с паразитными емкостями монтажа, входными емкостями АЭ и др. В этом случае целесообразно увеличивать величины емкостей ФЦ (практически рекомендуется выбирать не менее 200 пФ).

Для определения требований к стабильности пассивных элементов ФЦ при условии задания общей стабильности к RC -генератору может быть предложено несколько подходов:

— заданная по ТЗ стабильность частоты RC -генератора распределяется поровну между АЭ и ФЦ. В этом случае суммарная стабильность частоты генерируемых колебаний чаще всего оказывается выше стабильности, заданной по ТЗ. Это объясняется тем, что нестабильности ФЦ и АЭ частично компенсируются. Такой подход можно рекомендовать, когда стабильность частоты, обусловленная изменениями ФЦ, обеспечивается просто;

— заданная по ТЗ стабильность частоты RC -генератора распределяется между АЭ и ФЦ так, что изменения параметров АЭ в условиях эксплуатации приводят к нестабильности схемы, на порядок меньший, чем при изменениях элементов ФЦ.

Этот подход можно рекомендовать для схем с максимальной стабильностью частоты колебаний на основе ОУ.

Возможны также другие способы распределения заданной по ТЗ стабильности RC -генераторов между АЭ и ФЦ.

Для выбора пассивных элементов схемы ФЦ можно воспользоваться табл. 5.9, позволяющей выбрать типы R и C в зависимости от требований к стабильности частоты генерации.

Таблица 5.9

ВЫЧИСЛЕННЫЕ ВЕЛИЧИНЫ ОТНОСИТЕЛЬНЫХ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ РЕЗИСТОРОВ, КОНДЕНСАТОРОВ И ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ РС СО СТАБИЛЬНЫМ АКТИВНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

Тип сопротивлений	$\Delta R/R$ при изменении температуры, %		$\Delta\omega/\omega$ при изменении температуры, если в схеме применены конденсаторы МБМ, %		$\Delta\omega/\omega$ при изменении температуры, если в схеме применены складывающиеся конденсаторы группы Г, %		$\Delta\omega/\omega$ при изменении температуры, если в схеме применены керамические конденсаторы группы М75, %	
	0—20°C	20—50°C	0—20°C	20—50°C	0—20°C	20—50°C	0—20°C	20—50°C
	УЛМ	+3,5	-2,4	+1,5	-1,4	+ (3,4—3,6)	- (2,25—2,55)	+3,65
ВС-0,25	+2,4	-1,8	+0,4	-0,8	+ (2,3—2,5)	- (1,55—1,95)	+2,55	-2,22
ВС-0,5	+1,7	-1,8	-0,2	-0,8	+ (1,6—1,8)	- (1,55—1,95)	+1,85	-2,22
МЛТ-0,25	$\pm 2,4$	+2,1	+0,4	+3,1	+ (2,3—2,5)	+ (1,95—2,25)	+2,55	+2,32
МЛТ-0,5			-4,4	-1,1	- (2,3—2,5)	- (1,95—2,25)	-2,25	-1,88
УЛН-0,12; УЛН-0,25	+0,8	-1,2	-1,2	-0,2	+ (0,7—0,9)	- (1,05—1,35)	+0,35	-0,98
БЛП-0,1								
БЛП-0,25Гр.А	+0,3	-0,36	-1,7	+0,64	+ (0,2—0,4)	- (0,21—0,51)	+0,45	-0,14
БЛП-0,1								
БЛП-0,25Гр.Б	+0,5	-0,6	-1,5	+0,4	+ (0,4—0,6)	- (0,45—0,75)	+0,55	-0,38
МТП-0,5 Гр.А	$\pm 0,5$	$\pm 0,3$	-1,5	+1,3	+ (0,4—0,6)	+ (0,15—0,45)	+0,65	+0,08
			-2,5	-0,7	- (0,4—0,6)	- (0,15—0,45)	-0,35	-0,52
МТП-0,5 Гр.Б	$\pm 0,6$	$\pm 0,6$	-1,4	+1,6	+ (0,5—0,7)	+ (0,45—0,75)	+0,75	+0,28
			-2,6	+0,4	- (0,5—0,7)	- (0,45—0,75)	-0,45	-0,82
ПТМН-0,5 Нихром	$\pm 0,4$	$\pm 0,6$	-1,6	+1,6	+ (0,3—0,5)	+ (0,45—0,75)	+0,55	+0,28
			-2,4	+0,4	- (0,3—0,5)	- (0,45—0,75)	-0,25	-0,82
ПТМН-0,5 Манганин, Кон-стантан	$\pm 0,2$	$\pm 0,3$	-1,8	+1,3	+ (0,1—0,3)	+ (0,15—0,45)	+0,35	+0,08
			-2,2	+0,7	- (0,1—0,3)	- (0,15—0,45)	-0,05	-0,52

Примечание. $\Delta C/C$ конденсаторов типа МБМ при изменении температуры от 0—20°C примерно равно -2%, а от 20—50°C — +1%; $\Delta C/C$ для складывающихся конденсаторов группы Г соответственно $\pm 0,1\%$ и $\pm 0,15\%$; $\Delta C/C$ для керамических группы М75 конденсаторов соответственно +0,15% и -0,22%.

П Р И Л О Ж Е Н И Е 1

ПАССИВНЫЕ RC -ЦЕПИ С МОДУЛЯМИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ ПО НАПРЯЖЕНИЮ (K_u) ИЛИ ТОКУ (K_i), БОЛЬШИМИ ЕДИНИЦЫ

Теоретическое обоснование основных положений для пассивных RC -цепей с модулем коэффициента передачи, большим единицы, приведем в виде теорем для цепей с K_u , большим единицы, так как цепи с K_i дуальны им (при условии перемены направления передачи).

Теорема 1. Пассивная RC -цепь с модулем коэффициента передачи по напряжению, большим единицы, может быть реализована путем переключения зажимов исходной RC -цепи с коэффициентом передачи $K_u(\omega)$, меньшим единицы, если сдвиг фаз между входным и выходным напряжениями $\varphi(\omega) > \arcsin \cos K(\omega)/2$.

Коэффициент передачи пассивной RC -цепи (рис. П.1.1а) можно представить выражением

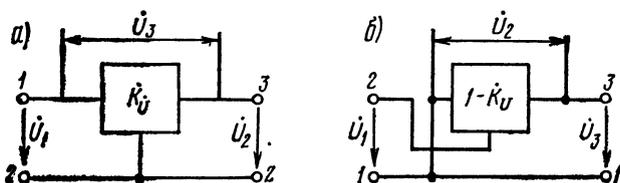


Рис. П.1.1. Пассивные RC -цепи:

а) исходная с $K_u(\omega) < 1$; б) преобразованная с $K_u(\omega) > 1$

$$K_u = U_2/U_1 = K_u(\omega) e^{i\varphi_u},$$

где $K_u(\omega)$ — модуль коэффициента передачи, меньший единицы; φ_u — сдвиг фаз между входным и выходным напряжениями; ω — текущая частота.

Согласно второму закону Кирхгофа определим напряжение между зажимами 1 и 3, которое является выходным напряжением для преобразованной схемы (рис. П.1.1б):

$$U_3 = U_1 - U_2 = U_1 [1 - K(\omega) e^{i\varphi_u}].$$

Коэффициент передачи цепи рис. П.1.1б

$$K_{u\Pi} = 1 - K(\omega) e^{i\varphi_u}, \quad (\text{П.1.1})$$

или

$$K_{u\Pi} = 1 - K_u(\omega) \cos \varphi_u - i K_u(\omega) \sin \varphi_u. \quad (\text{П.1.2})$$

Из (П.1.2) получим выражение для модуля коэффициента передачи преобразованной цепи

$$K_{u\Pi}(\omega) = \sqrt{1 + K_u^2(\omega) - 2K_u(\omega) \cos \varphi_u}. \quad (\text{П.1.3})$$

Из выражения (П.1.3) следует, что модуль коэффициента передачи преобразованной цепи $K_{u\Pi}(\omega)$ будет больше единицы, если $K_u^2(\omega) - 2K_u(\omega) \cos \varphi_u > 0$, откуда

$$K_u(\omega)/2 > \cos \varphi_u, \quad (\text{П.1.4})$$

или

$$-\arccos 0,5 K_u(\omega) > \varphi_u > \arccos 0,5 K_u(\omega), \quad (\text{П.1.5})$$

что и требовалось доказать.

Из выражения (П.1.5) следует, что при значении $K_u(\omega)$, отличном от нуля, неравенство всегда выполняется при

$$\frac{3}{2} \pi \geq \varphi_u \geq \frac{\pi}{2}. \quad (\text{П.1.6})$$

На основании (П.1.6) можно сформулировать следующие удобные для практики условия существования RC -цепи с модулем коэффициента передачи по напряжению, большим единицы: для реализации RC -цепей с таким модулем достаточно, чтобы сдвиг фаз между входным и выходным напряжениями цепи с модулем коэффициента передачи, меньшим единицы, лежал в пределах, обусловленных выражением (П.1.6).

Теорема 2. Порядок пассивной RC -цепи, реализующий модуль коэффициентом передачи по напряжению, больший единицы, должен быть $n \geq 2$.

Доказательство теоремы приведено на цепочечных RC -схемах (рис. П.1.2а). Передаточная функция такой цепи описывается уравнением

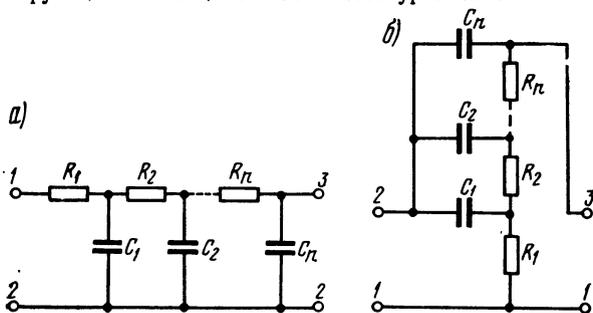


Рис. П.1.2. Цепочечные ФЦ C -параллель:
а) исходная с $K_u(\omega) < 1$; б) преобразованная с $K_u(\omega) > 1$

$$K_u(p) = \frac{p_1 p_2 p_3 \dots p_n}{(p + p_1)(p + p_2) \dots (p + p_n)}. \quad (\text{П.1.7})$$

где $p_1, p_2, p_3, \dots, p_n$ — действительные отрицательные полюсы, определяемые соотношениями элементов R и C .

Определив из выражения (П.1.7) модуль и фазу коэффициента передачи с учетом (П.1.5), получим условие для проверки возможности реализации модуля коэффициента передачи по напряжению, большего единицы, в преобразованной цепи (рис. П.1.2б)

$$\frac{|p_1 p_2 p_3 \dots p_n|}{2 \sqrt{(\omega^2 + p_1^2)(\omega^2 + p_2^2) \dots (\omega^2 + p_n^2)}} > \cos \left(\arctg \frac{\omega}{p_1} + \arctg \frac{\omega}{p_2} + \dots + \arctg \frac{\omega}{p_n} \right). \quad (\text{П.1.8})$$

Неравенство (П.1.8) всегда выполняется для любых конечных значений p_1, p_2, \dots, p_n при $n \geq 2$.

При $\omega \rightarrow \infty$ и $n=1$ (П.1.8) превращается в равенство и модуль коэффициента передачи по напряжению преобразованной цепи $K_{\Pi}(\omega)$ стремится

единице. При $\omega < \infty$ и $n=1$ (П.1.8) не выполняется и реализация $K_u(\omega)$ большего единицы невозможна. Теорема 2 доказана.

Примером реализации цепи, модуль коэффициента передачи по напряжению которой больше единицы, может служить цепь (рис. П.1.3б), полученная из известной двойной Т-схемы. В [14] показана реализация такой цепи с $K_u = 1,093$.

Представляет практический и теоретический интерес исследовать возможность получения больших значений $K_u(\omega)$. Рассмотрим исходную цепь

(рис. П.1.3а) при определенных значениях β и α ($\alpha = \frac{C_1}{C_2} = \frac{R_2}{R_1}$; $\beta = \frac{R_1}{R_3} = \frac{C_3}{C_1}$).

Нормированная передаточная функция такой цепи

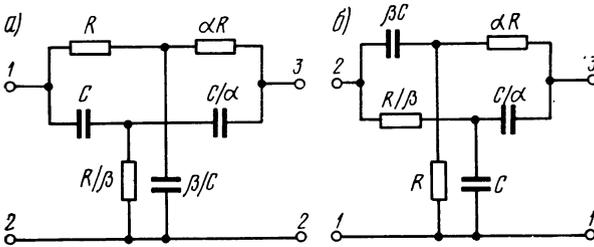


Рис. П.1.3. Схемы 2Т-мостовых ФЦ:
а) исходная с $K_u(\omega) < 1$; б) преобразованная с $K_u(\omega) > 1$

$$K_u(p) = \frac{p^2 + \left(\frac{1+\alpha}{\alpha\beta} - 1\right)p + 1}{p^2 + \left(\frac{1}{\beta} + \beta + \frac{1}{\alpha\beta} + \frac{1}{\alpha}\right)p + 1} \quad (\text{П.1.9})$$

На частоте квазирезонанса (ω_0) при $p=j$

$$K_u(p)|_{p=i\omega_0} = K_u(p)|_{p=i} e^{i\varphi_u} = \frac{1 + \alpha - \alpha\beta}{\alpha\beta^2 + \beta + \alpha + 1} e^{i\varphi_u} \quad (\text{П.1.10})$$

Анализ выражения (П.1.10) показывает, что при различных соотношениях элементов R и C возможны следующие случаи:

а) если $\alpha\beta < 1 + \alpha$, то $K_u = K_u(\omega_0)e^{i\theta}$, т. е. сдвиг фаз между входным и выходным напряжениями равен нулю и, следовательно, в соответствии с (П.1.6) модуль коэффициента передачи преобразованной цепи не может быть большим единицы;

б) если $\alpha\beta > 1 + \alpha$, то $K_u = K_u(\omega_0)e^{i\pi}$ и сдвиг фаз в этом случае лежит в пределах, оговоренных выражениями (П.1.5, П.1.6) и в соответствии с теоремой 1 данная цепь может быть преобразована в цепь с модулем коэффициента передачи более единицы;

в) если $\alpha\beta = 1 + \alpha$, то $K_u = 0$ и преобразованная цепь на частоте квазирезонанса в соответствии с выражением (П.1.3) будет иметь модуль коэффициента передачи, равный единице.

Таким образом, в двойной Т-схеме (см. рис. П.1.3б) модуль коэффициента передачи по напряжению, больший единицы, может быть получен только при определенных соотношениях элементов R и C , удовлетворяющих неравенству $\beta > 1 + 1/\alpha$, т. е. $\beta > 1$. (П.1.11)

Исследование (П.1.10) с учетом (П.1.11) показывает, что выбранным значениям α будут соответствовать определенные значения β , обеспечивающие максимальное значение модуля коэффициента передачи: $\beta = 2,41(\alpha + 1)/\alpha$.

Модуль коэффициента передачи преобразованной цепи (см. рис. П.1.3б) на частоте квазирезонанса определяется с учетом (П.1.1) из выражения

$$K_{u\Pi}(\omega_0) = (\alpha\beta^2 + \alpha\beta + \beta)/(\alpha\beta^2 + \alpha + \beta + 1). \quad (\text{П.1.12})$$

На рис. П.1.4 представлена зависимость модуля коэффициента передачи по напряжению $K_{uП}(\omega_0) = \beta(\beta)$ при изменении α от 0 до ∞ , которая построена согласно выражению (П.1.12). Там же приведена пунктирная кривая, указывающая оптимальные значения α и β для получения максимально возможного модуля коэффициента передачи. Так, при $\alpha = 2$ оптимальное значение $\beta = 3,62$ и максимальное значение $K_{uП}(\omega) = 1,13$. При помощи приведенного графика можно также, задавшись модулем коэффициента передачи, легко найти значения α и β для расчета пассивных RC-цепей.

Передаточная функция преобразованной цепи представляет собой полюсовую функцию, описываемую выражением, которое может быть использовано для построения АЧХ цепи:

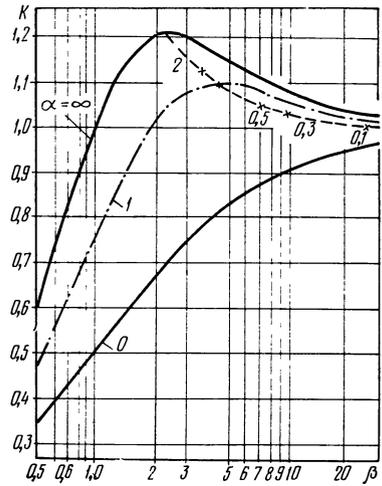


Рис. П.1.4. Зависимость коэффициента передачи преобразованного 2T-моста от α и β

$$K_{uП}(p) = \frac{p\left(\beta + \frac{1}{\alpha} + 1\right)}{p^2 + p\left(\beta + \frac{1}{\beta} + \frac{1}{\alpha\beta} + \frac{1}{\alpha}\right) + 1} \quad (\text{П.1.13})$$

Другим примером реализации $K_{uП}(\omega_0) > 1$ может служить передаточная функция схемы (рис. П.1.5б), которая может быть получена при помощи преобразования функции цепочечной схемы (рис. П.1.5а). Применяв известное

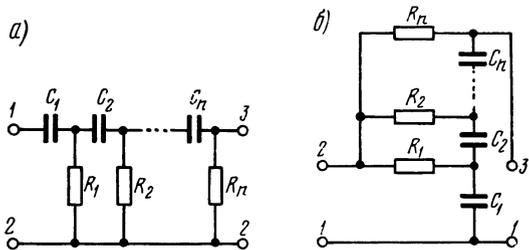


Рис. П.1.5. Цепочечная ФЦ R-параллель:
а) исходная с $K_u(\omega) < 1$;
б) преобразованная с $K_u(\omega) > 1$

выражение передаточной функции для этой цепи, реализующей n действительных отрицательных полюсов и n нулей в начале координат, с учетом (П.1.1) получим следующее общее выражение для преобразованной цепи с $K_{uП}(\omega_0) > 1$:

$$K_{uП}(p) = \frac{(p + p_1)(p + p_2) \dots (p + p_n) - p^n}{(p + p_1)(p + p_2) \dots (p + p_n)} \quad (\text{П.1.14})$$

Исследуем полученное выражение для двух случаев.

1. Пассивная цепь n -го порядка состоит из n простых неразвязанных звеньев, когда $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$ и $C_1 = C_2 = \dots = C_n = C$. При этом передаточная функция реализует n разнесенных действительных отрицательных полюсов ($p_1 \neq p_2 \neq \dots \neq p_n$).

2. Пассивная цепь n -го порядка получена при помощи развязанных звеньев и является предельной для пассивных RC-цепей. Передаточная функция

такой цепи реализует n кратных действительных отрицательных полюсов ($\rho_1 = \rho_2 = \rho_3 = \dots = \rho_n = \rho_0$) и с учетом (П.1.14) описывается выражением

$$K_{иП}(p) = [(p + \rho_0)^n - p^n] / (p + \rho_0)^n. \quad (\text{П.1.15})$$

На основании выражений (П.1.14) и (П.1.15) были проведены исследования цепей n -го порядка (см. рис. П.1.5б) и определены максимальные значения модулей коэффициентов передачи $K_{иП \max}(\omega)$, а также модулей $K_{иП 0}(\omega_0)$, соответствующих сдвигу фаз между входным и выходным напряжениями $\varphi = 0$ (цепи для генераторов).

Из табл. П.1.1 видно, что применение неразвязанных RC -цепей позволяет получить значения $K_{иП 0}(\omega_0)$, незначительно превышающие единицу даже при неограниченном увеличении n , что объясняется реакцией, вызываемой подклю-

Таблица П.1.1

ВЕЛИЧИНЫ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ ПО НАПРЯЖЕНИЮ
ПРЕОБРАЗОВАННЫХ ЦЕПОЧЕЧНЫХ СХЕМ

Порядок n	Для цепей			
	неразвязанных		развязанных	
	$K_{иП \max}(\omega)$ прогр	$K_{иП 0}(\omega_0)$	$K_{иП \max}(\omega)$ прогр	$K_{иП 0}(\omega_0)$
2	1,108	1,000	1,17	1,00
3	1,110	1,035	1,30	1,12
4	1,120	1,054	1,55	1,32
∞	1,150	1,110	2,00	2,00

чением последующих RC -цепей на предыдущие. Повышение $K_{иП 0}(\omega_0)$ может быть достигнуто при применении прогрессивных RC -цепей, однако предельные значения $K_{иП 0}(\omega_0)$ для цепей n -го порядка не могут превышать значений $K_{иП \max}(\omega)$, приведенных в табл. П.1.1.

П Р И Л О Ж Е Н И Е 2

ПРИМЕРЫ ИССЛЕДОВАНИЯ И ОПТИМИЗАЦИИ СХЕМ RC -ГЕНЕРАТОРОВ

Пример исследования и оптимизации схемы RC -генератора графо-аналитическим методом. Исследуем и оптимизируем мостовую схему RC -генератора [13, 15], приведенную на рис. П.2.1, согласно рассмотренной выше методике, которую кратко изложим следующим образом.

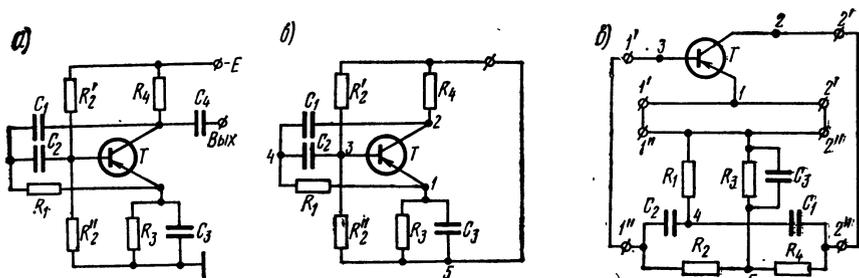


Рис. П.2.1. Схемы RC -генератора с двойным T -мостом:

а) принципиальная; б) эквивалентная; в) эквивалентная с выделением $2T$ -моста

1. Представив генератор в виде многополюсника (см. табл. 4.1, п. 6), с помощью обобщенного метода узловых напряжений получим его характеристическое уравнение в виде полинома $F(p)$ (В. 1).

2. По характеристическому уравнению (В.1) при помощи критерия устойчивости Рауса — Гурвица в общем виде определяем условия самовозбуждения и частоту колебаний генератора.

3. Для конкретных значений элементов схемы и эквивалентных параметров транзистора, соответствующих заданному устойчивому режиму работы, строим частотные годографы $F(i\omega)$, т. е. кривые Михайлова для устойчивой цепи. Причем часть элементов схемы остается неизменной и определяется из условия режима работы по постоянному току или другим условиям.

На основании выражений (3.21) описанным выше способом при помощи метода последовательного приближения находим оптимальные значения величин элементов схемы, при которых кривая Михайлова максимально приближается к началу координат по оси $\text{Im}F(p)$.

4. Находим оптимальное соотношение между элементами и подставляем его в общее выражение для условия самовозбуждения колебаний для определения минимального коэффициента усиления $AЭ$ схемы генератора.

5. На основании полученных результатов оптимизации определяем расчетные соотношения.

Обозначив эквивалентные проводимости транзистора через $y_{э.э}$, $y_{к.э}$, $y_{б.э}$, $y_{э.к}$, $y_{к.к}$, $y_{б.к}$, $y_{к.б}$ и приняв $g_1=1/R_1$, $g_2=1/R_2$ и т. д. в соответствии с нумерацией узлов схемы, составляем полную матрицу эквивалентных проводимостей схемы (см. рис. П.2.1):

$g_1 + g_3 + pC_3 + y_{э.э}$	$y_{э.к}$	$y_{э.б}$	$-g_1$	$-g_3 - pC_3$
$y_{к.э}$	$g_4 + pC_1 + y_{к.к}$	$y_{к.б}$	$-pC_1$	$-g_4$
$y_{б.э}$	$y_{б.к}$	$g_2 + pC_2 + y_{б.б}$	$-pC_2$	$-g_2$
$-g_1$	$-pC_1$	$-pC_2$	$pC_2 + pC_1 + g_1$	$-$
$-g_3 - pC_3$	$-g_4$	$-g_2$	$-$	$g_2 + g_3 + g_4 + pC_3$

Вычеркивая первую строку и первый столбец полной матрицы, получим укороченную матрицу эквивалентных проводимостей схемы генератора на транзисторе с ОЭ

$$[Y] = \begin{bmatrix} g_4 + pC_1 + y_{к.к} & y_{к.б} - pC_1 & -g_4 \\ y_{б.к} & g_2 + pC_2 + y_{б.б} - pC_2 & -g_2 \\ -pC_1 & -pC_2 & pC_2 + pC_1 + g_1 & 0 \\ -g_4 & g_2 & 0 & g_2 + g_3 + g_4 + pC_3 \end{bmatrix} \quad (\text{П.2.1})$$

По сравнению с проводимостью нагрузки транзистора можно пренебречь собственной проводимостью коллектора $y_{к.к}$. Также можно пренебречь проводимостью внутренней ОС по сравнению с проводимостью внешней ОС. При этих допущениях матрица П.2.1 примет вид

$$\begin{bmatrix} g_4 + pC_1 & y_{к. 6} & -pC_1 & g_4 \\ 0 & y_2 + y_{6. 6} & -pC_2 & -g_2 \\ -pC_1 & -pC_2 & y_1 + pC_2 & 0 \\ -g_4 & -g_2 & 0 & g_2 + g_4 + y_3 \end{bmatrix}. \quad (\text{П.2.2})$$

Приравняв определитель матрицы (П.2.2) нулю и выполнив соответствующие преобразования, получим характеристическое уравнение рассматриваемой замкнутой системы третьего порядка

$$a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0, \quad (\text{П.2.3})$$

где

$$\begin{aligned} a_0 &= 1 + \frac{y_{6. 6}}{g_2} + \frac{y_{6. 6}}{g_3} + \frac{y_{к. 6}}{g_3}, \\ a_1 &= \tau_1 d + \tau_2 e + \tau_3 f, \\ a_2 &= \tau_1 \tau_3 k + \tau_2 \tau_3 l + \tau_1 \tau_2 m, \\ a_3 &= \tau_1 \tau_2 \tau_3 \left(1 + \frac{g_2}{g_n} + \frac{y_{6. 6}}{g_n} + \frac{g_1}{g_n} + \frac{y_{к. 6}}{g_n} \right), \\ d &= 1 + \frac{y_{6. 6}}{g_2} + \frac{y_{к. 6}}{g_3} + \frac{y_{6. 6}}{g_3} + \frac{g_1}{g_4} + \frac{g_1}{g_3} + \frac{g_1 y_{6. 6}}{g_2 g_4} + \frac{g_1 y_{6. 6}}{g_2 g_3} + \frac{g_1 y_{6. 6}}{g_3 g_4}, \\ e &= 1 + \frac{g_2}{g_1} + \frac{g_2}{g_3} + \frac{y_{6. 6}}{g_1} + \frac{g_2 y_{к. 6}}{g_1 g_3} + \frac{g_2 y_{6. 6}}{g_1 g_3}, \quad f = 1 + \frac{y_{6. 6}}{g_2}, \\ k &= 1 + \frac{y_{6. 6}}{g_2} + \frac{g_1}{g_4} + \frac{y_{6. 6} g_1}{g_2 g_4}, \quad l = 1 + \frac{g_2}{g_1} + \frac{y_{6. 6}}{g_1}, \\ m &= 1 + \frac{y_{6. 6}}{g_4} + \frac{g_1 g_2}{g_3 g_4} + \frac{g_1}{g_4} + \frac{y_{к. 6}}{g_4} + \frac{g_1}{g_3} + \frac{y_{к. 6}}{g_3} + \frac{y_{6. 6}}{g_3} + \frac{g_2}{g_4} + \\ &\quad + \frac{g_2 y_{к. 6}}{g_3 g_4} + \frac{g_2 y_{6. 6}}{g_3 g_4}, \\ \tau_1 &= R_1 C_1, \quad \tau_2 = R_2 C_2, \quad \tau_3 = R_3 C_3. \end{aligned}$$

При положительных коэффициентах характеристического уравнения в замкнутой системе третьего порядка могут возникнуть колебания только в случае, если

$$a_0 a_3 - a_1 a_2 \geq 0. \quad (\text{П.2.4})$$

Решениями характеристического уравнения (П.2.3) при условии (П.2.4) будут один действительный и два мнимых корня:

$$p_1 = -a_2/a_3, \quad p_{2,3} = \pm i \sqrt{a_1/a_3}$$

при $p = i\omega$, $\omega^2 = a_1/a_3 = a_0/a_2$.

Коэффициенты a_0 , a_1 , a_2 , a_3 определяются значениями параметров транзистора и элементов схемы.

Непосредственно из характеристического уравнения (П.2.3), подставив значения $p = i\omega$, получим выражения для построения частотных годографов исследуемой схемы, соответствующие уравнениям (В.2):

$$\operatorname{Re} F(p) = a_0 - \omega^2 a_2, \quad \operatorname{Im} F(p) = \omega (a_1 - \omega^2 a_3).$$

Подставив значения коэффициентов a_0 , a_1 , a_2 , a_3 из (П.2.3); получим:

$$\operatorname{Re} F(p) = 1 + \frac{R_2}{y_{6. 6}} + \frac{R_3}{y_{6. 6}} + \frac{R_3}{y_{к. 6}} - \omega^2 (\tau_1 \tau_3 k + \tau_2 \tau_3 l + \tau_1 \tau_2 m), \quad (\text{П.2.5})$$

$$\operatorname{Im} F(p) = \omega \left[(\tau_1 d + \tau_2 e + \tau_3 f) - \omega^2 \left(1 + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_4}{y_{6,6}} + \frac{R_4}{y_{к,6}} \right) \tau_1 \tau_2 \tau_3 \right].$$

Далее примем следующий порядок построения семейств частотных годографов исследуемой схемы согласно выражениям (П.2.5). Для отыскания значений элементов схемы, при которых необходим минимальный коэффициент усиления транзистора для самовозбуждения генератора:

1. Определим элементы схемы генератора (рис. П.2.1), которые следует оставить неизменными.

2. Подставив их значения в (П.2.5), получим уравнения относительно элементов, для которых необходимо построить семейства частотных годографов.

3. Взяв из эксперимента или по другим соображениям исходные значения элементов схем, методом последовательного приближения поочередно для каждого такого элемента выполним процедуру поиска его величины, соответствующей минимальному расстоянию до начала координат по действительной отрицательной оси $\operatorname{Re} F(p)$. Причем если часть элементов схемы (примерно половина) задана неизменной (что является достаточным ограничением на функцию многих переменных), то процесс отыскания экстремальных значений для другой части элементов является сходящимся к достаточной для практики точностью после первого цикла.

Для исследуемой схемы неизменными принимаем сопротивления резисторов $R_2 = R'_2 \parallel R''_2$, R_3 , R_4 , так как значения их величин определяются из условий выбора и стабилизации режима работы транзистора по постоянному току. При заданном напряжении питания 24 В, транзисторе типа МП25 с коэффициентом усиления по току в схеме с ОБ $\alpha = 0,92$ ($\beta = 1/(1-\alpha) = 12,5$) величины неизменных сопротивлений будут следующими (R — в киломах): $R_2 = 7,5$; $R_3 = 5,1$; $R_4 = 8,5$.

Подставив значения величин, принятых неизменными, и $R_1 = 5,6$ кОм в (П.2.5), запишем систему уравнений в виде функции от C_1 , C_2 , C_3 , с помощью которой можно построить семейства частотных годографов:

$$\begin{cases} \operatorname{Re} F(p) = 190,5 - \omega^2 10^8 (14C_1C_3 + 6,02C_2C_3 + 2,74C_1C_2), \\ \operatorname{Im} F(p) = \omega (1,45C_1 + 1,07C_2 + 0,101C_3)10^{-6} - \omega^3 61,4 \cdot 10^{-12} C_1C_2C_3. \end{cases} \quad (\text{П.2.6})$$

Подставив значения величин, принятых неизменными, и найденные оптимальные значения элементов C_1 , C_2 , C_3 в ур-ние (П.2.5), запишем систему уравнений, с помощью которой можно построить семейства частотных годографов для R_1 :

$$\begin{cases} \operatorname{Re} F(p) = 190,5 - (15,63R_1 + 23,19) \omega^2 \cdot 10^{-8}, \\ \operatorname{Im} F(p) = (0,903R_1 + 12,97) \omega \cdot 10^{-3} = 14,84 \cdot R_1 \omega^3 \cdot 10^{-12}. \end{cases} \quad (\text{П.2.7})$$

За исходные для построения частотных годографов значения элементов схемы C_1 , C_2 , C_3 , R_1 были приняты величины: $C_1 = 2200$ пФ; $C_2 = 6800$ пФ; $C_3 = 0,1$ мкФ; $R_1 = 5,6$ кОм, которые взяты из практической схемы генератора с частотой колебаний 2000 Гц на транзисторе с $y_{к6} = 61$ мА/В, $y_{6,6} = 0,25 \cdot 10^{-2}$ Сим ($\beta \approx 25$).

Как видно из рис. П.2.2, частотные годографы имеют вид кривых Михайлова для устойчивой системы третьего порядка, а оптимальными являются кривые при следующих значениях элементов: $C_1 = 3500$ пФ; $C_2 = 5500$ пФ; $C_3 = 0,07$ мкФ; $R_1 = 5$ кОм, при $\omega = \sqrt{a_0/a_2} = 1,37 \cdot 10^4$. Уточним требование к усилительному элементу, для чего выразим элементы схемы через их соотношения. Подставив эти соотношения в ур-ние (П.2.4), определим минимально необходимый коэффициент усиления транзистора по току для выполнения условий самовозбуждения в нашей схеме. Для этого обозначим: $R = R_4$; $C = C_3$; $\tau = RC$, тогда $R_1 = 0,588 R$; $R_2 = 0,882 R$; $R_3 = 0,6 R$;

$$\begin{aligned} K_{31} = C_3/C_1 = 20; \quad K_{32} = C_3/C_2 = 12,7; \quad C_1 = C/20; \\ C_2 = C/12,7. \end{aligned} \quad (\text{П.2.8})$$

Подставим значения элементов схемы из (П.2.8) в выражение для условия самовозбуждения (П.2.4). После несложных преобразований получим

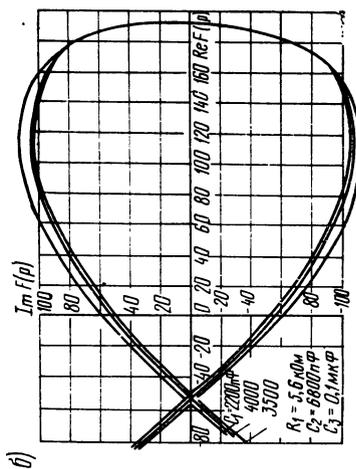
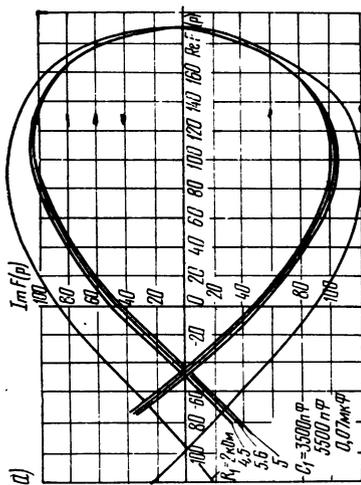
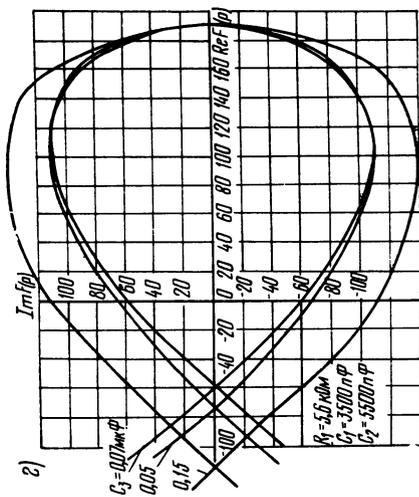
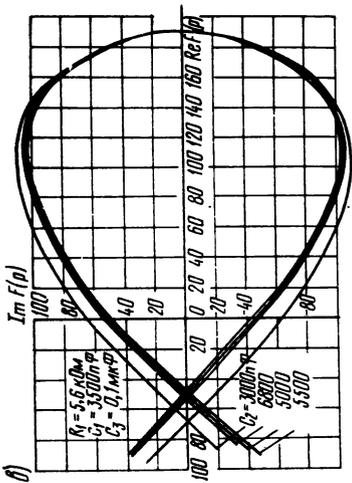


Рис. П.2.2. К оптимизации схемы RC-генератора рис. П.2.1:

а) по резистору R_1 ; б) по емкости C_1 ;
в) по емкости C_2 ; з) по емкости C_3

$$\tau^3 [0,0472 + 0,00821 y_{б.б} R + 0,00406 y_{к.б} R + 0,00182 y_{б.б}^2 R + 0,000738 y_{к.б}^2 R^2 + 0,00256 y_{б.б} y_{к.б} R^2] = \tau^3 (0,1138 + 0,1591 y_{б.б} R + 0,0101 y_{к.б} R + 0,00676 y_{б.б} y_{к.б} R^2 + 0,00216 y_{к.б}^2 R^2 + 0,0529 y_{б.б}^2 R^2). \quad (\text{П.2.9})$$

Разделив правую и левую части выражения (П.2.9) на $y_{б.б}^2$ и учитывая, что $K_i = y_{к.б}/y_{б.б}$, получим

$$0,0522 R^2 K_i^2 - K_i \left(0,42 R^2 + 0,604 \frac{R}{y_{б.б}} \right) - \left(\frac{10,908}{y_{б.б}} + 15809 \frac{R}{y_{б.б}} + 5,108 R^2 \right) = 0. \quad (\text{П.2.10})$$

Решив ур-ние (П.2.10), определим минимальный коэффициент усиления транзистора по току

$$K_{i_{\text{мин}}} = \frac{\left(0,42 R + 0,604 \frac{1}{y_{б.б}} \right) + \sqrt{1,057 R^2 + 3,57 \frac{R}{y_{б.б}} + 2,57 \frac{1}{y_{б.б}^2}}}{0,104 R}. \quad (\text{П.2.11})$$

Так как обычно

$$0,42 R \gg 0,604 \frac{1}{y_{б.б}} \text{ и } 1,057 R^2 \gg \left(3,57 \frac{R}{y_{б.б}} + 2,57 \frac{1}{y_{б.б}^2} \right),$$

то

$$K_{i_{\text{мин}}} \approx (0,42 + 1,03)/0,104 = 14,5.$$

Из выражения (П.2.11) следует, что для получения устойчивых стационарных колебаний в рассматриваемой схеме необходимы транзисторы с $K_i \geq K_{i_{\text{мин}}} = 14,5$, т. е. коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ $\alpha \approx K_{i_{\text{мин}}}/(K_{i_{\text{мин}}} + 1) = 0,935$. Частота колебаний рассматриваемой системы

$$\omega = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}} = \frac{1}{\tau} \sqrt{\frac{1 + 1,48 y_{б.б} R + 0,6 y_{к.б} R}{0,207 + 0,115 y_{б.б} R + 0,004 y_{к.б} R}}. \quad (\text{П.2.12})$$

Из выражения (П.2.12) видно, что частота колебаний автогенератора зависит от параметров транзистора. Найдем более удобные для практического применения формулы, с помощью которых можно определить элементы схемы по заданной частоте колебаний.

При заданных значениях сопротивлений резисторов R_2, R_3, R_4 нами оптимизированы элементы схемы C_1, C_2, C_3, R_1 для частоты $\omega = 1,37 \cdot 10^4$. Значения сопротивлений схемы генератора (см. рис. П.2.1) R_1, R_2, R_3, R_4 неизменны и не зависят от частоты. Частотнозависимыми в исследуемой схеме будут только емкости C_1, C_2, C_3 . Оптимальные соотношения для них, полученные ранее, записаны в виде (П.2.8). Коэффициенты связи между значениями емкостей определены в (П.2.8).

Зависимость значений величин емкостей от требуемой частоты колебаний можно легко определить из выражения $x_{C_i} = 1/\omega C_i = 1/1,37 \cdot 10^4 C_i$. Причем можно определить x_{C_i} для значений любой из емкостей C_1, C_2, C_3 , так как с помощью коэффициентов (П.2.8) легко определяются другие емкости. Найдем величину емкостного сопротивления C_3 , которая должна быть постоянной для любой частоты генерации:

$$x_3 = 1/\omega C_3 = 10^{-6} / 1,37 \cdot 10^4 \cdot 0,07 = 1,04 \text{ кОм.}$$

Из последней формулы получим удобные для практики расчетные соотношения (C — в микрофарадах):

$$C_3 = 153/f, \quad C_2 = C_3/12,7, \quad C_1 = C_3/20. \quad (\text{П.2.13})$$

Если необходимо получить более удобные для реализации величины емкостей (для иного диапазона частот), то следует пропорционально умножить все сопротивления схемы (при этом в соответствующее число раз уменьшаются величины емкостей) или пропорционально разделить сопротивления (при этом соответственно увеличиваются емкости C_1, C_2, C_3 схемы).

В первом случае получаем схемы с элементами, удобными для реализации в НЧ диапазоне, во втором — в ВЧ диапазоне.

Практические схемы и расчетные соотношения для них, полученные таким методом, приведены в табл. 5.8.

Пример исследования и оптимизации схемы RC-генератора аналитическим методом. Исследуем и оптимизируем схему RC-генератора, приведенную на рис. П.2.3 [19].

Рассматривая генератор как многополюсник, по изложенной ранее методике получим укороченную Y-матрицу схемы (рис. П.2.3):

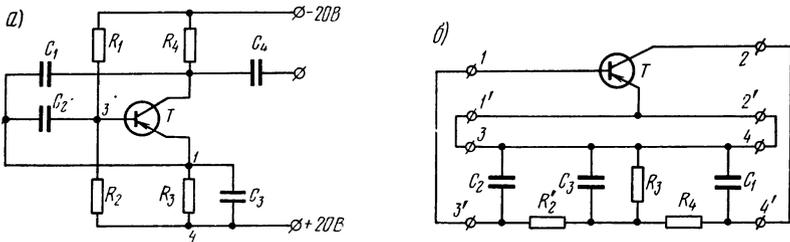


Рис. П.2.3. Схемы RC-генератора с лестничной ФЦ:
а) принципиальная; б) эквивалентная

$$[Y] = \begin{bmatrix} g_4 + pC & y_{к.б} & -g_4 \\ 0 & g_2 + y_{б.б} + pC_2 & -g_2 \\ -g_4 & -g_2 & g_2 + g_3 + g_4 + pC_3 \end{bmatrix},$$

где

$$g_2 = 1/R_1 + 1/R_2, \quad g_3 = 1/R_3, \quad g_4 = 1/R_4.$$

Приравняв нулю определитель матрицы, получим характеристическое уравнение автогенератора

$$a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0, \quad (\text{П.2.14})$$

где

$$a_0 = g_4 [y_{б.б} (g_2 + g_3) + g_2 g_3 + y_{к.б} g_2],$$

$$a_1 = C_1 [y_{б.б} (g_2 + g_3 + g_4) + g_2 (g_3 + g_4) + x_1 g_4 (g_2 + g_3) + x_2 g_4 (g_2 + y_{б.б})],$$

$$a_2 = C_1^2 [x_1 (g_2 + g_3 + g_4) + x_2 (g_2 + y_{б.б}) + x_1 x_2 g_4],$$

$$a_3 = x_1 x_2 C_1^3, \quad x_1 = C_2/C_1, \quad x_2 = C_3/C_1.$$

Определим номиналы элементов схемы C_1, C_2, C_3 , при которых условия самовозбуждения автогенератора удовлетворяются при минимальном значении $y_{к.б}$ (при минимальном β -транзистора). Элементы R_1, R_2, R_3, R_4 считаем неизменными. Они определены из условий стабилизации рабочей точки и выбора режима по постоянному току (R — в килоомах):

$$R_1 = 5,6; \quad R_2 = 2,2; \quad R_3 = 5,9; \quad R_4 = 4,9.$$

Положив в (П.2.14) $p = i\omega$ и приравняв нулю действительную и мнимую части, получим следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} a_0 - a_2 \omega^2 &= 0, \\ i \omega (a_1 - a_3 \omega^2) &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П.2.15})$$

из которой найдем $y_{к.6}$ как функцию оптимизируемых параметров схемы x_1 и x_2 :

$$y_{к.6} = \frac{(m + g_4 n + x_1 g_4 l + x_2 g_4 n) [x_1 (l + g_4) + x_2 n + x_1 x_2 g_4]}{\lambda_1 x_2 g_2 g_4} - \frac{m}{g_2}, \quad (\text{П.2.16})$$

где

$$l = g_2 + g_3, \quad n = g_2 + y_{6.6}, \quad m = g_2 g_3 + y_{6.6} (g_2 + g_3).$$

Необходимые и достаточные условия (4.26) и (4.27) существования минимума функции (П.2.16) имеют вид:

$$(l + g_n) g_4 + g_4^2 l - \frac{n(m + g_4 n) + x_2 g_4 n^2}{x_1^2} = 0, \quad (\text{П.2.17a})$$

$$\frac{g_4 n^2}{x_1} + g_n^2 n - \frac{(l + g_4)(m + g_4 n) + x_i (l + g_4) g_4 l}{x_2^2} = 0. \quad (\text{П.2.17б})$$

Преобразуем ур-ние (П.2.17a):

$$x_2^2 n^2 g_4 + x_2 [n(m + n g_4) - x_1^2 l g_4^2] - x_1^2 g_4 l (g_4 + l) = 0,$$

откуда получим

$$x_2 \approx g_4 l x_1^2 / n^2. \quad (\text{П.2.18})$$

Подставив (П.2.18) в ур-ние (П.2.17б), получим

$$x_1^4 + \frac{n}{g_4} x_1^3 - \frac{n^3 (l + g_4)}{g_4^3 l} x_1 - \frac{n^3 (l + g_4) (m + n g_4)}{g_4^4 l^2} = 0. \quad (\text{П.2.19})$$

Определив значения x_1 и x_2 из ур-ний (П.3.18) и (П.3.19) и подставив их в ур-ния (П.2.16) и (П.2.12), получим минимальное значение величины $y_{к.6}$ и выражение для определения емкости C_1 :

$$C_1^2 = \frac{g_4 (m + y_{к.6} g_2)}{\omega^2 [x_1 (l + g_4) + x_2 n + x_1 x_2 g_4]}.$$

При $y_{6.6} = 2 \cdot 10^{-3}$ см, $f = 100$ Гц получены следующие результаты (C — в микропарадах):

$$C_1 = 0,05; \quad C_2 = 0,7; \quad C_3 = 0,23; \quad y_{к.6} = 30,6 \text{ мА/В},$$

$$\beta = y_{к.6} / y_{6.6} = 15,3.$$

Для экспериментальной проверки был взят транзистор МП26 с $\beta = 16,5$ и емкости $C_1 = 0,05$; $C_2 = 0,75$; $C_3 = 0,25$.

В случае применения транзисторов с большими β имеющийся запас по коэффициенту усиления целесообразно использовать для стабилизации частоты и амплитуды колебаний за счет введения отрицательной ОС.

Согласно методике, изложенной в предыдущем примере, получим следующие формулы связи между величинами емкостей генератора и частотой генерации (C — в микропарадах):

$$C_1 = 50/f; \quad C_2 = 14C_1; \quad C_3 = 4,6C_1. \quad (\text{П.2.20})$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акульшин П. К., Кошечев И. А., Кульбацкий К. Е. Теория связи по проводам. М., Связьиздат, 1940. 568 с.
2. Айзинов М. М. Анализ и синтез линейных радиотехнических цепей в переходном режиме. Л., «Энергия», 1968. 376 с.
3. Анго А. Математика для электро- и радионженеров. М., «Наука», 1967. 779 с.
4. Андронов А. А., Витт А. А., Хайкин С. Э. Теория колебаний. М., Физматгиз, 1959. 916 с.
5. Архангельский Г. А. Анализ некоторых RC -генераторов на полупроводниковых триодах.— «Электросвязь», 1956, № 9, с. 95—99.
6. Асеев Б. П. Фазовые соотношения в радиотехнике. М., Связьиздат, 1954. 280 с.
7. Балабаня Н. Синтез электрических цепей. Пер. с англ. под ред. Г. И. Атабекова. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961. 416 с.
8. Барсуков Ф. И. Генерирование и селекция сигналов низкой частоты. М., «Энергия», 1968. 240 с.
9. Белецкий А. Ф. Теоретические основы электропроводной связи: Ч. 3. М., Связьиздат, 1959. 391 с.
10. Белецкий А. Ф. Основы теории линейных электрических цепей. М., «Связь», 1967. 608 с.
11. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. Пер. с англ. под ред. А. А. Колосова, Л. А. Мееровича. М., ИИЛ, 1948. 641 с.
12. Бондаренко В. Г. Генератор низкочастотных колебаний на кристаллических плоскостных триодах с двойным Т-образным RC -фильтром в цепи обратной связи. Труды секции проводной связи. Украинское республиканское правление НТОРиЭ им. А. С. Попова. Вып. II. Киев, 1956, с. 71—79.
13. Бондаренко В. Г. RC -генератор. А. С. № 145909 (СССР). Оpubл. в «Бюл. изобрет. и товарных знаков», 1962, № 7.
14. Бондаренко В. Г. RC -генератор. — «Электросвязь», 1964, № 3, с. 78—80.
15. Бондаренко В. Г. RC -генераторы синусоидальных колебаний на транзисторах. Київ, «Техніка», 1968. 182 с.
16. Бондаренко В. Г. Однокаскадный RC -генератор с мостовым фазовращателем. — «Электросвязь», 1962, № 9, с. 14—25.
17. Бондаренко В. Г. Стабильность частоты колебаний RC -генератора. — «Сборник научных трудов ЦНИИС КФ», 1970, вып. 7, с. 62—69.
18. Бондаренко А. Г., Еремеев Ю. И., Писарчук В. М. Анализ стабильности частоты RC -генераторов при помощи ЭЦВМ. — «Сборник научных трудов ЦНИИС КФ», 1971, вып. 6, с. 111—114.
19. Бондаренко В. Г., Зонтах Р. Г. Аналитический метод оптимизации автоколебательных систем.— «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи». Под ред. И. Ф. Николаевского. М., «Связь», 1972, вып. 10, с. 115—124.
20. Оценка нестабильностей амплитуды и частоты автоколебаний задающих генераторов аппаратуры связи. — «Сборник научных трудов ҚОНИИС». Киев, 1973, вып. 6, с. 47—54.
21. Бондаренко В. Г., Зонтах Р. Г. Синтез RC -генераторов синусоидальных колебаний с идеальными управляемыми элементами. — «Сборник научных трудов ЦНИИС КФ». Киев, 1972, вып. 10, с. 116—124.
22. Бондаренко В. Г., Конофольский В. А., Рейнбот А. Е. Пассивные RC -цепи с модулем коэффициента передачи по напряжению или току более единицы. — «Сборник научных трудов ҚОНИИС». Киев, 1974, вып. 6, с. 86—96.
23. Босый Н. Д. Электрические фильтры. Киев, Гостехиздат, 1955. 516 с.
24. Булгаков Б. В. Колебания. М., Гостехиздат, 1964. 892 с.
25. Величко Ю. Т. Применение идеальных элементов в схеме замещения линейного проходного четырехполюсника. — «Известия вузов. Радиотехника», 1961, № 5, с. 535—548.

26. Величко Ю. Т. Идеальные элементы в схеме замещения линейного проходного четырехполюсника. — «Известия вузов. Радиотехника», 1961, № 4, с. 369—387.
27. Величко Ю. Т. Обобщенный годограф устойчивости замкнутой системы. — «Известия вузов. Радиотехника», 1959, № 6, с. 643—657.
28. Величко Ю. Т. Прогідні чотириполюсники. Київ. Держтехвидав УРСР, 1958. 410 с.
29. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., Физматгиз, 1958. 576 с.
30. Конструирование низкочастотных генераторов. М.—Л., «Энергия», 1964. 226 с.
31. Волков В. М., Попов В. П., Степаненко В. К. Микроминиатюрные транзисторные усилители. Київ, «Техніка», 1973. 208 с.
32. Воробьев А. М., Непринцев В. И. Автогенератор на основе распределенной RC -цепи с учетом входного и выходного сопротивлений активного элемента. — «Радиотехника», 1969, № 3, с. 59—62.
33. Галицкий В. В. Транзисторные генераторы синусоидальных колебаний с распределенными RC -структурами. — «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи». Под ред. И. Ф. Николаевского. М., «Связь», 1968, вып. 3, с. 37—60.
34. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М., «Наука», 1967. 576 с.
35. Гармаш Е. Н. RC -генератор на одиночном плоскостном кристаллическом триоде. — «Электросвязь», 1958, № 9, с. 25—29.
36. Гиллемин Э. Л. Синтез пассивных цепей. Пер. с англ. под ред. М. М. Айзинова. М., «Связь», 1970. 720 с.
37. Грошковский Я. Генерирование высокочастотных колебаний и стабилизация частоты. М., ИИЛ, 1953. 364 с.
38. Теория нелинейных электрических цепей. М., «Связь», 1968. 400 с.
39. Зелях Э. В. Идеальный преобразователь мощности. — «Электросвязь», 1957, № 1, с. 35—47.
40. Зелях Э. В. К анализу устойчивости ламповых схем на полупроводниковых триодах. — «Электросвязь», 1960, № 7, с. 47—59.
41. Зелях Э. В. Основы общей теории линейных электрических схем. М.—Л., Изд-во АН СССР, 1951. 336 с.
42. Зелях Э. В., Ганский П. Н. Методика расчета двух схем генераторов с распределенными RC -структурами. — «Электросвязь», 1970, № 10, с. 71—75.
43. Знаменский А. Е., Теплюк И. Н. Активные RC -фильтры. М., «Связь», 1970. 280 с.
44. Иваницкий А. М. Метод построения системы идеальных активных преобразователей. — «Электросвязь», 1964, № 7, с. 77—80.
45. Иваницкий А. М., Воробиевко П. П. К вопросу реализации идеальных активных преобразователей. — «Радиотехника и электроника», 1972, № 11, с. 2326—2335.
46. Каган Б. М., Тер-Микаэлян Т. М. Решение инженерных задач на цифровых вычислительных машинах. М.—Л., «Энергия», 1964. 592 с.
47. Калахан Д. А. Методы машинного расчета электронных схем. Пер. с англ. под ред. С. И. Сирвидаса. М., «Мир», 1970. 344 с.
48. Калахан Д. А. Современный синтез цепей. Пер. с англ. под ред. И. В. Соловьева. М., «Энергия», 1966. 192 с.
49. Кейзер Г., Кастро П., Нихолс И. Схемы с распределенными постоянными на тонких пленках. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1963, № 4, с. 112—123.
50. Кобзарев Ю. Б. О квазилинейном методе трактовки явлений в генераторе почти синусоидальных колебаний. — «Журнал технической физики», 1935, № 2, с. 216—249.
51. Ковальчук-Иванюк Ю. В. Вопросы стабильности частоты RC -генераторов. Труды секции радиосвязи, радиовещания, телевидения. Украинское республиканское правление НТОРиЭ им. А. С. Попова. Киев, 1957, вып. 1, с. 62—67.
52. Колосов А. А., Горбунов Ю. И., Наумов Ю. Е. Полупроводниковые твердые схемы. М., «Советское радио», 1965. 504 с.

53. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Определения, теоремы, формулы. Пер. с англ. под ред. И. Г. Арамановича. М., «Наука», 1974. 831 с.
54. Криксунов В. Г. Реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний. Киев, Гостехиздат, 1958. 206 с.
55. Ланнэ А. А. Оптимальный синтез линейных электрических цепей. М., «Связь», 1969. 294 с.
56. Левин С. Н. Основы полупроводниковой микроэлектроники. Пер. с англ. под ред. А. А. Маслова. М., «Советское радио», 1966. 243 с.
57. Липома П. Генератор на мостике Вина с одним операционным усилителем. — «Электроника», 1971, № 2, с. 40, 41.
58. Любин В. М. Некоторые типы RC -генераторов синусоидального напряжения на полупроводниковых триодах. — «Электросвязь», 1957, № 8, с. 20—25.
59. Михайлов Л. В. Теория устойчивости линейных цепей обратной связи с сосредоточенными постоянными. — «Журнал технической физики», 1939, № 1, с. 17—31.
60. Нагорный Л. Я. Моделирование электронных цепей на ЦВМ. Киев, «Техника», 1974. 360 с.
61. Нечаев Н. Т. Вероятностные расчеты нестабильности частоты. М., «Энергия», 1969. 224 с.
62. Пиан Л. Теория линейных активных цепей. Пер. с англ. под ред. И. В. Соловьева, В. А. Озерского. М.—Л., «Энергия», 1967. 536 с.
63. Писарчук В. М. Стандартная программа для оценки стабильности аналоговых узлов в широком диапазоне частот на ЭЦВМ «Минск-22». — «Сборник научных трудов ЦНИИС КФ», 1971, вып. 6, с. 148—153.
64. Попов Е. П. Динамика систем автоматического регулирования. М., Гостехиздат, 1954. 798 с.
65. Попов Е. П., Пальтов И. П. Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем. М., Физматгиз, 1960. 792 с.
66. Пухов Г. Е. Методы анализа и синтеза аналоговых электронных цепей. Киев, «Наукова думка», 1967. 568 с.
67. Ризкин А. А. Основы теории усилительных схем. М., «Советское радио», 1958. 528 с.
68. Сааков Э. О. Теория и расчет избирательных RC -систем. Л.—М., Госэнергоиздат, 1954. 238 с.
69. Сигорский В. П. Методы анализа электрических схем с многополюсными элементами. Киев, Изд-во УССР, 1958, с. 384—395.
70. Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем. Киев, «Техника», 1970. 396 с.
71. Сигорский В. П., Петренко А. И. Основы теории электронных схем. Киев, «Вища школа», 1971. 568 с.
72. Сифоров В. И. О генерации схем, содержащих R и C . — «ИЭСТ», 1936, № 4, с. 1—6.
73. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963. 376 с.
74. Теодорчик К. Ф. Автоколебательные системы. М., Гостехиздат, 1952. 272 с.
75. Трохименко Я. К. Радиоприемные устройства на транзисторах. Киев, «Техника», 1964. 416 с.
76. Трохименко Я. К. Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей. М., «Советское радио», 1972. 311 с.
77. Трохименко Я. К. Однокаскадный цепочечный RC -генератор на ППТ. — «Радиотехника», 1958, т. 13, № 1, с. 44—51.
78. Филановский И. М., Персианов А. Ю., Рыбин В. К. Схемы с преобразователями сопротивления. М., «Энергия», 1973. 192 с.
79. Хюлсман Л. П. Теория и расчет активных RC -цепей. Пер. с англ. под ред. А. Е. Знаменского и И. Н. Теплюка. М., «Связь», 1973. 240 с.
80. Цирельсон Д. А. Об идеальных активных элементах электрических схем. — «Электросвязь», 1961, № 8, с. 47—57.
81. Яковлев В. Н. Генераторы с многопетлевой обратной связью. М., «Связь», 1973. 190 с.

82. **Butler F.** Transistorized Wien Bridge-Oscillator. — «Wireless World», 1960, v. 66, N 8, pp. 474—480.
83. **Butler F.** Transistor RC-Oscillator and Selective Amplifier. — «Wireless World», 1962, December, v. 68, N 8, pp. 583—589.
84. **Chatterjee B. and Chatterjee B. N.** Amplitude Stabilized Transistorized Low Frequency Oscillator. — «Int. J. Electronics», 1967, v. 22, No 5, pp. 413—419.
85. **Emms E. T.** Novel Single-Transistor RC-oscillator. — «Electr. Engineer», 1960, August, pp. 506—510.
86. **Hooper D. E., Jackets A. E.** Current-Derived Resistance-Capacitance Oscillators Using Junction Transistors. — «Electr. Engineer», 1960, v. 11, No 28, pp. 333—337.
87. **Keen A. W., Glower J. L.** Matrix synthesis of harmonic oscillator circuit. — «Int. J. Electronics», 1968, v. 25, No 6, pp. 501—516.
88. **Mitra S. K.** Analysis and Synthesis of Linear Active Networks. — «John Wiley», N.Y., 1969, p. 556.
89. **Morse A. S.** The Use of Operational Amplifiers in Active Network Theory. «Proc. Nat. Electr. Conf.», 1964, v. 20, pp. 748—752.
90. **Patranabis D., Sen P. C.** A sine wave oscillator. — «Int. J. Electronics», 1970, v. 29, No 5, pp. 441—447.
91. **Riordan R. H.** Simulated Inductors Using Differential Amplifiers. — «Electr. Lett.», 1967. Feb. v. 3, N 2, pp. 50—51.

СО Д Е Р Ж А Н И Е

	Стр.
Предисловие	3
Введение	5
Глава 1	
Построение схем RC-генераторов и их классификация	
1.1. Принципы построения	9
1.2. Генераторы на простейших активных элементах	23
1.3. Генераторы на одном транзисторе	34
1.4. Генераторы на операционных усилителях	44
1.5. Особенности генераторов на распределенных RC-структурах	53
1.6. Классификация схем	53
Глава 2	
Активные элементы RC-генераторов	
2.1. Общие сведения	56
2.2. Построение схем замещения АЭ на основе теории активного четырех- полюсника	57
2.3. Идеальные активные элементы	71
2.4. Схемная реализация АЭ	78
Глава 3	
Анализ RC-генераторов	
3.1. Дифференциальное уравнение RC-системы. Характер колебаний в си- стеме	90
3.2. Методы составления характеристического уравнения	92
3.3. Определение условий самовозбуждения	97
3.4. Стационарный режим	102
3.5. Нестабильность частоты и амплитуды автогенератора	109
Глава 4	
Синтез RC-генераторов	
4.1. Задача и метод синтеза	118
4.2. Примеры реализации схем RC-генераторов	120
4.3. Синтез RC-генераторов синусоидальных колебаний с двумя АЭ	128
4.4. Синтез RC-генераторов на ОУ	132
4.5. Задача оптимизации RC-генераторов в пространстве элементов	139
4.6. Методы оптимизации автоколебательных систем по коэффициенту пе- редачи АЭ	143
Глава 5	
Проектирование RC-генераторов	
5.1. Требования	149
5.2. Выбор способа построения генератора	150
5.3. Рекомендуемые для проектирования ФЦ и их матрицы	161
5.4. Рекомендуемые схемы генераторов	161
5.5. Пример расчета и анализа схемы RC-генератора	177
5.6. Рекомендации по выбору R- и C-элементов ФЦ	190
Приложение 1. Пассивные RC-цепи с модулями коэффициентов пере- дачи по напряжению (K_u) или току (K_i), большими единицы	192
Приложение 2. Примеры исследования и оптимизации схем RC-ге- нераторов	196
Список литературы	204

70 коп.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»

МОСКВА 1976