

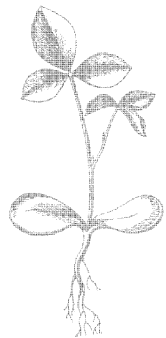
Л.И. ВОЛГИН

**ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЕ
УСИЛИТЕЛЬНЫЕ
УСТРОЙСТВА**

Л.И.ВОЛГИН

ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА .
МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ, СХЕМОТЕХНИКА

Издательство Саратовского университета



Scan AAW

УДК 621.375:621.317

В 67

В 67 Волгин Л.И. Высокостабильные усилительные устройства. Методы построения, схемотехника. Изд-во Сарат. ун-та, 1985, 128 с.

В монографии дано систематическое изложение методов построения усилительных устройств с малой мультипликативной погрешностью (усилители с отрицательной и комбинированной обратными связями, усилители с аддитивной коррекцией погрешности, комбинационные и итерационные усилители).

Книга предназначена для широкого круга специалистов в области радиотехники, электроники, измерительной техники и автоматики, а также для студентов и аспирантов соответствующих специальностей.

Ил. - 77, табл. - 8, библиогр. - 106 назв.

Научный редактор профессор В.И.Шляндин

Р е ц е н з е н т ы:

Заведующий кафедрой электрических и магнитных цепей ЛЭТИ доктор техн. наук, профессор В.И.Анисимов, заведующий кафедрой линейных электрических цепей ЛЭИС доктор техн. наук, профессор А.Д.Артым.

В 240202000-281 135-85
176(02) -85

© Издательство Саратовского университета, 1985 г.

Леонид Иванович Волгин

ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА.

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ, СХЕМОТЕХНИКА

ИБ 2146

Редактор Е.И.Филиппова

Технический редактор Н.И.Добровольская. Корректор И.В.Дараева

Подписано к печати 31.07.84 . НГ .94266.
Формат 60 х 84 1/16. Бумага типографская № 2. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 7, 68. Уч.-изд. л. 7,30. Тираж 500.
Заказ 284-2338. Цена 1 р. 10 к.

Издательство Саратовского университета. 410601, Саратов.
Университетская, 42.
Ротапринт экспериментального комбината "БИТ".
200001, Таллин, Шикк. 68.

ВВЕДЕНИЕ

В общем случае под усилителями подразумеваются устройства любой физической природы, обеспечивающие по заданным параметрам θ и ϑ выходного $y = y(\theta, Y, t)$ и входного $x = x(\vartheta, X, t)$ процессов эффект усиления ($\kappa = \theta/\vartheta > 1$) и воспроизводящих по нормируемым параметрам Y и X с заданной точностью функциональную зависимость $Y = \varphi(X, t)$. Зависимость $Y = \varphi(X)$ называется функцией преобразования усилителя. Здесь t есть текущее время.

В частных случаях некоторые из указанных параметров могут совпадать (например, $\theta = Y$, $\vartheta = X$ или $y = Y$, $x = X$).

Большую группу усилительных устройств составляют линейные усилители (в отличие от функциональных), для которых нормируемая зависимость $Y = \varphi_0(X)$ является линейной.

Первым усилительным устройством, которое использовалось людьми и продолжает использоваться для "усиления" мускульных усилий, является рычаг. Для одноплечевого рычага $Y = (1 + R_2/R_1)X = \kappa X$, для двухплечевого рычага $Y = (R_2/R_1)X = \kappa X$. Здесь $y = Y$ и $x = X$ есть соответственно масса и сила, приложенные к рычагу, $\vartheta = R_1$ и $\theta = R_2$ — длины соответствующих плеч рычага. В данном случае коэффициент усиления κ является безразмерной величиной.

Из сформулированного определения (мы ввели его аксиоматическим путем на основании опыта) следует, что сопоставляемые параметры θ и ϑ должны иметь одинаковую физическую природу и измеряться в одних и тех же единицах измерения. В противном случае устройство не может быть идентифицировано по признаку "усиления". Действительно, падение напряжения U на сопротивлении R и протекающий через него ток I связаны законом Ома: $U = RI$ ($\theta = Y = y = U$, $\vartheta = X = x = I$). Является ли резистор при $R > 1$ Ом усилителем? Исходя из физических соображений, мы ответим на этот вопрос отрицательно.

Другой пример. Рассмотрим управляемый током источник напряжения с функцией преобразования $U = S_x I$, где $S_x > 1$ Ом. Является ли рассматриваемое устройство усилителем? Если в качестве сопоставляемых параметров θ и ϑ выбрать выходную ($\theta = \rho_2$) и вход-

нуд ($\bar{V} = P_1$) мощности, то при $K = P_2/P_1 > 1$ управляемый источник сигнала обладает усилительным свойством (по отношению к мощностям P_1 и P_2).

В настоящей работе рассматриваются усилительные устройства (УУ), предназначенные для усиления и(или) преобразования электрических сигналов (напряжения, тока).

Известны несколько принципов построения УУ электрических сигналов (электронные [1], магнитные [2], параметрические [3], корреляционные [4] и др.). Наиболее обширной и распространенной является группа электронных УУ.

В свою очередь электронные УУ можно классифицировать по использованной активной элементной базе (ламповые, транзисторные, на интегральных усилителях, гибридные, тиристорные [6] и др.), по виду функции преобразования (линейные, функциональные [7,8], релейные [9]; усилители-ограничители [10,11] и др.), по роду входной и выходной величин (усилители напряжения, тока, сопротивления и проводимости), по виду амплитудно-частотной характеристики (широкополосные усилители, избирательные или селективные усилители, усилители промежуточной частоты и др.), по частотному диапазону (усилители постоянного тока, инфранизочастотные, усилители звуковых частот, усилители СВЧ сигналов и др.), по усиливаемому параметру входного процесса (усилители средних, эффективных, амплитудных и мгновенных значений входного сигнала и др.), по виду усиливаемых сигналов (усилители гармонических сигналов, усилители шумовых сигналов, импульсные усилители и др.), по назначению (усилители мощности, повторители сигнала, входные, промежуточные и выходные усилители, буферные усилители, измерительные усилители, операционные [12] и решающие усилители, магистральные усилители и др.), по использованному методу усиления (усилители с использованием усилительных свойств активных элементов, усилители с распределенным усилением [13], усилители класса D [14] и др.), по схемотехническим признакам (однокаскадные, многокаскадные, дифференциальные [15], балансные или парафазные, усилители с обратной связью [16,17] и др.), по технологическим признакам (гибридноплечные, полупроводниковые, корпусные, бескорпусные и др.), по методу повышения точности (усилители с отрицательной обратной связью, усилители с аддитивной [17-23] и мультипликативной [24,25] коррекцией погрешности, итерационные и комбинационные усилители [26] и др.), по признаку целенаправленного изменения параметров

(усилители с регулируемым коэффициентом усиления [27], программируемые усилители [28], усилители с коммутацией знака коэффициента усиления [29] и др.), по фамилии изобретателя (усилители Мюллера [30], Нортон [31], повторитель Уайта [32] и др.) и пр.

Электронным усилителям посвящена обширная литература и количество публикаций непрерывно возрастает, так как усилительные устройства входят в состав практически всей радиоэлектронной, электронновычислительной и радиоизмерительной аппаратуры; усилительные устройства выпускаются в качестве автономных приборов общего назначения (измерительные и инструментальные усилители) и в качестве универсального комплектующего элемента общего применения (интегральные и операционные усилители).

Из всего многообразия электронных УУ в работе рассматриваются линейные усилители, а из комплекса вопросов, связанных с теорией и проектированием УУ, — вопросы повышения статической точности усиления структурными методами (методы построения и схемотехника, направленные на уменьшение мультипликативной погрешности УУ).

Это обусловлено следующим. Вся литература по усилительным устройствам посвящена, в основном, анализу традиционных схем и вопросам параметрического синтеза УУ в рамках известных электрических моделей УУ. При этом развитие схемотехники УУ, являющейся предметом анализа и синтеза применительно к конкретным применениям, осуществляется эвристическим путем (изобретательство). Именно схемотехника является мощным источником улучшения параметров, получения новых качеств и свойств.

При традиционном подходе к проектированию нельзя сказать, что полученное или выбранное нами схемное решение является оптимальным (в смысле заданного критерия качества).

Задача оптимального синтеза (проектирования) включает в себя вопросы расширения заданного класса схем, доказательства его полноты, сравнительного анализа всех схем рассматриваемого класса и выбора по заданному критерию наилучшего схемного решения.

Настоящая работа посвящена вопросам топологического синтеза на уровне структурных схем и электрических моделей УУ (задача расширения заданных классов схем УУ), обоснованию полноты полученных классов схем УУ и сравнительному анализу схем УУ.

Другими словами, в работе в свете решения задачи оптимального

проектирования рассматриваются методы построения и схемотехника УУ, направленные на повышение статической точности УУ.

Используемые здесь методы построения базируются на применении аппарата эквивалентных топологических преобразований схем [33-41], являющегося эффективным средством "размножения" схем и топологического синтеза новых схем.

ГЛАВА I

ПАРАМЕТРЫ, ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ И ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Основным параметром УУ является дифференциальный коэффициент передачи (усиления)

$$S = \frac{\partial Y}{\partial X} = \frac{\partial \varphi(X, t)}{\partial X} \quad (1)$$

Если функция преобразования $\varphi(X, t)$ является линейной ($Y = SX + b$), то, согласно (1), коэффициент передачи $S = \text{const}$ является постоянной величиной в рабочем диапазоне $D = X_K - X_H = X_H (d - 1)$ изменений входной величины X . Здесь X_H и X_K есть соответственно начальное и конечное значения рабочего диапазона, $d = X_K/X_H$ — коэффициент диапазона.

Для усилителей ($K > 1$) коэффициент передачи S может быть как меньше ($S < 1$), так и больше ($S > 1$) единицы. Особую группу усилителей составляют повторители сигнала, для которых номинальное значение S_0 коэффициента передачи S равно единице [42-47].

В основе эффекта усиления всех электронных УУ положен принцип управления маломощным (усиливаемым) сигналом расхода энергии мощного источника питания. Следовательно, формально УУ можно отнести к многопольсникам N (рис. I) с числом сторон не менее трех (вход, выход и третья сторона, через которую поступает энергия питания). В противном случае эффект усиления будет отсутствовать.

Усиливаемый сигнал X (напряжение U для рис. I, а или ток I для рис. I, б) подается на вход усилителя от источника с внутренним сопротивлением $Z_H = 1/Y_H$. К выходу усилителя подключена нагрузка Z_H . Усилитель питается от источника напряжения E (потребляемая от источника питания мощность $P = EJ$). Если усилитель является линейным и аддитивная погрешность (смещение нулевого уровня) отсутствует, то связь между входными и выходными сигналами УУ определяется зависимостями

(2)

$$U_2 = S_U U_1, \quad I_2 = S_I I_1, \quad U_2 = S_Z I_1, \quad I_2 = S_Y U_1.$$

Здесь S_U , S_I , S_Z и S_Y есть коэффициенты передачи УУ соответственно по напряжению, току, сопротивлению и проводимости. Величины S_U и S_I являются безразмерными, S_Z и S_Y имеют размерность сопротивления и проводимости.

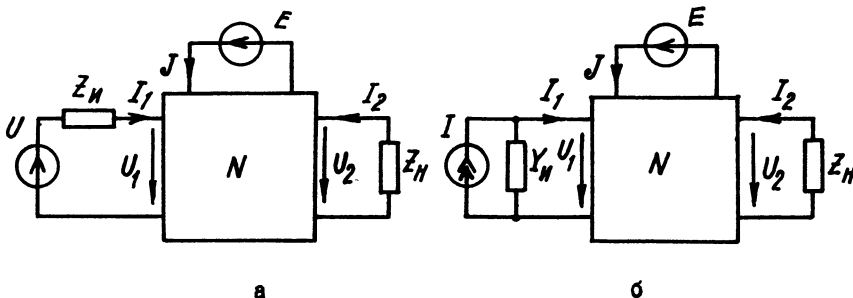


Рис. I

В ряде случаев может интересоваться коэффициент передачи задающего напряжения U (ЭДС источника входного напряжения) или задающего тока I к выходу усилителя:

$$\bar{S}_U = U_2 / U, \quad \bar{S}_I = I_2 / I, \quad \bar{S}_Z = U_2 / I, \quad S_Y = I_2 / U. \quad (3a)$$

Входные U_1 , I_1 и задающие U , I сигналы связаны очевидными зависимостями $U_1 = U - I Z_H$, $I_1 = I - U Y_H$.

Со стороны выхода усилитель можно представить зависимым источником сигнала (рис.2) с выходным сопротивлением r (источником напряжения U_0 для рис.2,а или источником тока I_0 для рис.2,б).

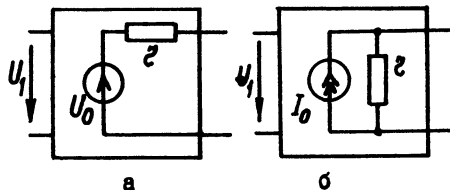


Рис. 2

Следовательно, усилитель характеризуется еще одной группой коэффициентов передачи:

$$S_{0U} = U_0 / U_1, \quad S_{0I} = I_0 / I_1, \quad (3б)$$

$$S_{0Z} = U_0 / I_1, \quad S_{0Y} = I_0 / U_1$$

(внутренние коэффициенты передачи).

Коэффициенты \bar{S} и S_0 связаны соотношениями

$$\bar{S}_U = S_{1U} S_{0U} S_{2U}, \quad \bar{S}_I = S_{1I} S_{0I} S_{2I}, \quad \bar{S}_Z = S_{1I} S_{0Z} S_{2U}, \quad \bar{S}_Y = S_{1U} S_{0Y} S_{2I}. \quad (4)$$

Здесь

$$S_{1U} = \frac{Z}{Z_H + Z}, \quad S_{1I} = \frac{Y}{Y_H + Y}, \quad S_{2U} = \frac{Z_H}{r + Z_H}, \quad S_{2I} = \frac{Y_H}{y + Y_H} \quad (5)$$

есть коэффициенты передачи задающего сигнала ко входу усилителя (S_{1U} и S_{1I}) и сигнала зависимого источника к нагрузке усилителя (S_{2U} и S_{2I}), $y = 1/r$.

Отличие коэффициентов передачи S , \bar{S} и S_0 обусловлено конечными значениями входного W и выходного w иммитансов усилителя. При этом для идеальных усилителей иммитансы $W = \infty$ и $w = 0$. Здесь для усилителя напряжения (УН) $W = Z$ и $w = r$, для усилителя тока (УТ) $W = 1/Z$ и $w = 1/r$, для усилителя сопротивления (УС) $W = 1/Z$ и $w = r$, для усилителя проводимости (УП) $W = Z$ и $w = 1/r$.

При $W = \infty$ (усилитель по входу является идеальным) и(или) при идеальных источниках сигнала ($W_H = 0$) коэффициенты входной передачи $S_{1U} = S_{1I} = 1$. Для ненагруженного усилителя ($W_H = \infty$) и(или) при $w = 0$ (усилитель по выходу является идеальным) коэффициенты выходной передачи $S_{2U} = S_{2I} = 1$. Здесь для источника напряжения иммитанс $W_H = Z_H$, для источника тока $W_H = 1/Z_H$, для УН и УС $W_H = Z_H$, для УТ и УП $W_H = 1/Z_H$. Для идеальных усилителей ($W = \infty$, $w = 0$) $S_{1U} = S_{1I} = S_{2U} = S_{2I} = 1$, то есть для всех типов усилителей $S = \bar{S} = S_0$ при $W_H \neq 0$ и $W_H \neq \infty$.

Нетрудно показать, что для коэффициентов \bar{S} и S_0 справедливо соотношение

$$\frac{\bar{S}_U}{S_{0U}} + \frac{\bar{S}_I}{S_{0I}} + \frac{\bar{S}_Z}{S_{0Z}} + \frac{\bar{S}_Y}{S_{0Y}} = 1. \quad (6)$$

С учетом (4) выражение (6) приводится к виду

$$(S_{1U} + S_{1I})(S_{2U} + S_{2I}) = 1. \quad (7)$$

При этом, согласно (4) и (7), $S_{1U} + S_{1I} = 1$ и $S_{2U} + S_{2I} = 1$.

Коэффициенты передачи усилителя по мощности

$$S_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 I_2}{U_1 I_1} = S_U S_I = S_Z S_Y, \quad \bar{S}_p = \frac{\bar{P}_2}{\bar{P}_1} = \frac{U_2 I_2}{U I} = \bar{S}_U \bar{S}_I = \bar{S}_Z \bar{S}_Y. \quad (8)$$

Отсюда следует равенство произведений безразмерных и размерных коэффициентов передачи $S_U S_I = S_Z S_Y$ и $\bar{S}_U \bar{S}_I = \bar{S}_Z \bar{S}_Y$.

Для входных и выходных сигналов усилителя справедливы соотношения $U_1 = Z I_1$, $I_1 = Y U_1$, $U_2 = Z_H I_2$ и $I_2 = Y_H U_2$. Отсюда с учетом (2) получим

$$S_U = S_Y Z_H, \quad S_I = S_Z Y_H, \quad S_Z = S_U Z, \quad S_Y = S_I Y. \quad (9)$$

Соотношения (9) позволяют выразить любой из четырех коэффициентов S_U , S_I , S_Z , S_Y через три других:

$$S_U = S_I \frac{Z_H}{Z} = \frac{S_Z}{Z} = S_Y Z_H, \quad (10) \quad S_I = S_U \frac{Z}{Z_H} = \frac{S_Z}{Z_H} = S_Y Z, \quad (11)$$

$$S_Z = S_U Z = S_I Z_H = S_Y Z Z_H, \quad (12) \quad S_Y = \frac{S_U}{Z_H} = \frac{S_I}{Z} = \frac{S_Z}{Z Z_H}. \quad (13)$$

Из выражений (8) и (9) следует

$$S_p = S_I^2 Z_H / Z = S_U^2 Z / Z_H. \quad (14)$$

Выражения (I)–(I4) определяют группу статических параметров передачи усилителей и взаимосвязь между ними.

Полный энергетический коэффициент полезного действия (КПД) усилителя определяется выражением

$$\eta = \frac{P_2}{P + P_1} = \frac{U_2 I_2}{EJ + U_1 I_1} = \frac{S_p \eta_0}{S_p + \eta_0}. \quad (15)$$

Здесь $P = EJ$ есть мощность, потребляемая от источника питания;

$P_1 = U_1 I_1$ – мощность, потребляемая усилителем от источника входного сигнала; $P_2 = U_2 I_2$ – мощность, рассеиваемая в нагрузке усилителя (отдаваемая мощность); $\eta_0 = P_2 / P$ – КПД усилителя по источнику питания.

Из выражения (15) вытекает, что $\eta < \eta_0 < 1$. Практически $S_p \gg \eta_0$ ($U_1 I_1 \ll EJ$), то есть $\eta \approx \eta_0 < 1$.

Перейдем к рассмотрению параметров, характеризующих точность усилителей. Для линейных усилителей функция преобразования определяется выражением

$$Y = S X + \Delta Y = S_0 (1 + \mathcal{F}) X + \Delta Y \quad (16)$$

Здесь $S = S_0 (1 + \mathcal{F})$ и S_0 есть соответственно текущее и номинальное значение коэффициента передачи УУ; ΔY — абсолютная аддитивная погрешность УУ, приведенная к его выходу;

$$\mathcal{F} = \frac{S}{S_0} - 1 = \frac{\Delta S}{S_0}, \quad \Delta S = S - S_0 \quad (17)$$

есть относительная и абсолютная мультипликативная погрешность УУ, обусловленная отличием текущего S и номинального S_0 значений коэффициентов передачи.

При $X=0$ выходной сигнал $Y = \Delta Y$. Поэтому величину ΔY называет также "погрешность нуля".

Точность УУ определяется как величина, обратная погрешности:

$$A = 1/\mathcal{F} = S_0/(S - S_0).$$

В общем случае погрешность $\mathcal{F} = \mathcal{F}(X)$ зависит от уровня входного сигнала $X = X(t)$, то есть включает в себя и погрешность нелинейности. Выделив в \mathcal{F} нелинейную составляющую \mathcal{F}_2 , можем записать: $\mathcal{F} = \mathcal{F}_1 + \mathcal{F}_2(X)$. Тогда выражение (16) переписывается в следующем виде:

$$Y = S_0 (1 + \mathcal{F}_1) X + \Delta X + \Delta Y = S_0 (1 + \mathcal{F}_1) X + \Delta Y_0 \quad (18)$$

Здесь $\Delta X = S_0 \mathcal{F}_2(X) X$ есть выходной сигнал, обусловленный нелинейными искажениями УУ; $\Delta Y_0 = \Delta X + \Delta Y$.

Таким образом, погрешность нелинейности можно рассматривать как составляющую мультипликативной или аддитивной погрешности УУ.

Аддитивная погрешность ΔY в основном обусловлена собственными шумами УУ. В широкополосных усилителях с завалом частотной характеристики в области низких частот собственные шумы не содержат инфранизкочастотных компонент, близких к нулевой частоте. Для электронных усилителей спектральная плотность шума на низких частотах обратно пропорциональна частоте, то есть $S(\omega) = a/\omega$, где

α есть числовой коэффициент. В диапазоне частот от ω_H до ω_0 , в котором сохраняется обратно пропорциональная зависимость, интегральная мощность шума

$$P_{\omega_1} = \int_{\omega_H}^{\omega_0} \frac{\alpha}{\omega} d\omega = \alpha \ln \frac{\omega_0}{\omega_H}. \quad (19)$$

Начиная с некоторой частоты ω_0 , спектральная плотность шума постоянна и равна b . В диапазоне частот от ω_0 до ω_K интегральная мощность шума

$$P_{\omega_2} = \int_{\omega_0}^{\omega_K} b d\omega = b(\omega_K - \omega_0). \quad (20)$$

Таким образом, в том и в другом случае эффективное значение собственных шумов увеличивается с расширением частотного диапазона усилителя.

Собственные шумы ограничивают чувствительность усилителей. Сравнительный анализ шумовых свойств усилителей проведен в [3].

В усилителях постоянного напряжения собственные шумы проявляются в виде медленного смещения нулевого уровня (так называемый, "дрейф нуля").

Уточним, что мы будем представлять под понятием "номинальное значение S_0 коэффициента передачи"

$$S = S(K_1, K_2, \dots, K_n). \quad (21)$$

Здесь $K_i = K_{0i}(1 + \delta_i)$ есть коэффициенты усиления усилительных каскадов (усилителей), входящих в состав УУ ($i = 1, 2, \dots, n$), относительные погрешности (вариации) δ_i которых обуславливают мультипликативную погрешность \mathcal{J} коэффициента передачи $S = S_0(1 + \mathcal{J})$ УУ; K_{0i} — номинальные (заданные) значения коэффициентов усиления K_i .

Различают УУ с естественным и искусственным (принудительным) заданием градуировочной (номинальной) функции преобразования. В первом случае вид функций $S = S(K_1, K_2, \dots, K_n)$ и $S_0 = S(K_{01}, K_{02}, \dots, K_{0n})$ совпадает. Для УУ это соответствует случаю, когда необходимо минимизировать влияние вариаций δ_i передач нестабильных промежуточных каскадов УУ на результирующую погрешность.

Во втором случае номинальное значение S_0 коэффициента передачи УУ задается каким-либо иным способом. В частности, коэффициент передачи S_0 УУ может быть задан коэффициентом передачи β цепи обратной связи (тогда $S_0 = 1/\beta$).

Сравнительную оценку УУ с учетом обменной стоимости избыточного усиления на точность удобно проводить по удельной погрешности [48]

$$\bar{f} = \frac{f}{S} = \frac{1}{S_0} - \frac{1}{S} \quad (22)$$

или по удельной точности

$$\bar{A} = \frac{1}{\bar{f}} = \frac{SS_0}{S - S_0} \quad (23)$$

Чем меньше удельная погрешность \bar{f} , тем более эффективен использованный метод повышения точности, заложенный в структурную схему УУ.

Оценка эффективности структур УУ по \bar{f} -критерию не учитывает аппаратные затраты, то есть критерий (22) целесообразно использовать там, где "цель (у нас это точность) оправдывает средства".

В подавляющем большинстве случаев экономичность структуры является одним из определяющих факторов.

Сравнительную оценку эффективности различных структурных схем УУ по обменной стоимости избыточного усиления на точность с учетом аппаратных затрат удобно проводить по параметру $\bar{\alpha} = \bar{f}_0 / \bar{f}$

[49]. Здесь \bar{f} определяется выражением (22); \bar{f}_0 есть удельная погрешность эквивалентной по запасу усиления некоторой "эталонной" структуры, принятой за "единицу сравнения". Эталонной целесообразно выбрать наиболее распространенную структурную схему.

Очевидно, что такой структурой является схема с обратной связью. На рис.3 представлена структурная схема УУ с комбинированной (отрицательной и положительной) обратной связью (структура с КОС). Здесь усилитель А с коэффициентом усиления К охвачен через пассивные цепи обратной передачи (ЦОП) с коэффициентами переда-

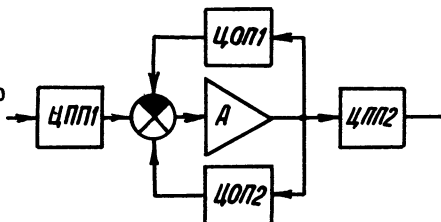


Рис. 3

чи β_1 и β_2 соответственно отрицательной (ООС) и положительной (ПОС) обратными связями, ЦПП1 и ЦПП2 есть пассивные цепи прямой передачи сигнала с коэффициентами передачи M_1 и M_2 .

Коэффициент передачи структурной схемы по рис.3

$$S = \frac{M_1 M_2 K}{1 + K\beta_1 - K\beta_2} \quad (24)$$

В частных случаях при $\beta_2 = 0$ имеем цепь с ООС, при $\beta_1 = 0$ - цепь с ПОС. Из выражения (24) следует, что для УУ с ООС ($\beta_2 = 0$) при естественном задании номинальной функции преобразования, то есть при $S_0 = S(K_0)$,

$$S = \frac{M_1 M_2 K}{1 + K\beta} \quad , \quad S_0 = \frac{M_1 M_2 K_0}{1 + K_0 \beta} \quad , \quad \gamma = \frac{\delta}{1 + K\beta} \quad , \quad \bar{\gamma} = \frac{\delta}{M_1 M_2 K} \quad , \quad (25)$$

где K_0 есть номинальное значение коэффициента усиления $K = K_0(1 + \delta)$ усилителя А, δ - относительная погрешность (нестабильность) коэффициента усиления К. Здесь мы считаем, что нестабильность пассивных цепей с передачами β_1 , β_2 , M_1 и M_2 является пренебрежимо малой, $\beta = \beta_1$.

При принудительном задании номинальной функции преобразования ($S_0 = M_1 M_2 / \beta$) погрешность γ будет минимальной при выполнении условия настройки: $K_0 \beta_2 = 1$. Тогда

$$S = \frac{M_1 M_2 K}{1 + K(\beta_1 - \beta_2)} \quad , \quad S_0 = \frac{M_1 M_2}{\beta} \quad , \quad \gamma = \frac{\delta}{K\beta - \delta} \quad , \quad \bar{\gamma} = \frac{\delta}{M_1 M_2 K} \quad . \quad (26)$$

Из выражений (25) и (26) следует, что относительные погрешности $\gamma \approx \delta / K\beta$ схем с ООС (рис.3 при $\beta_2 = 0$) и с ПОС (рис.3 при $\beta_1 \neq 0$ и $\beta_2 \neq 0$) при $K\beta \gg 1$ примерно одинаковы и уменьшаются с увеличением петлевого усиления $K\beta$, а удельные погрешности определяются одним и тем же выражением $\bar{\gamma} = \delta / M_1 M_2 K$.

Удельная погрешность $\bar{\gamma}$ структуры по рис.3 обладает свойством

инвариантности относительно β (не зависит от β) и при $\mu_1 = \mu_2 = 1$ равна удельной погрешности $\bar{\gamma} = \bar{\delta} = \delta/\kappa$ усилителя А.

Из вышеизложенного следует, что при естественном задании функции преобразования в качестве эталонной следует использовать структуру с ООС (рис.3 при $\beta_2 = 0$). Если ставится задача минимизации влияния погрешности статизма (принудительное задание номинальной функции преобразования), то в качестве эталонной следует использовать структуру с КОС при выполнении условия настройки ($\kappa_0 \beta_2 = 1$).

Согласно (25) и (26), в обоих случаях параметр

$$\mathcal{K} = \bar{\gamma}_0 / \bar{\gamma} = \delta / \mu_1 \mu_2 \kappa \bar{\gamma} . \quad (27)$$

Для выполнения условия эквивалентности по запасу усиления сопоставляемой и эталонной структуры в (27) необходимо положить $\kappa = \kappa_1 \kappa_2 \dots \kappa_n$, где κ_i есть коэффициенты усиления усилительных каскадов (усилителей), входящих в состав сопоставляемой структуры. Тогда погрешность δ в (27) будет определяться выражением

$$\delta = \frac{\kappa_1 \kappa_2 \dots \kappa_n}{\kappa_{01} \kappa_{02} \dots \kappa_{0n}} - 1 = -1 + \prod_{i=1}^n (1 + \delta_i) \approx \sum_{i=1}^n \delta_i . \quad (28)$$

Приближенное равенство в (28) выполняется при $|\delta_i| \ll 1$. Поскольку эффект рандомизации (взаимокомпенсации) частных погрешностей δ_i не отражает структурных свойств УУ, при сравнительной оценке схем по \mathcal{K} -критерию будем считать, что δ_i являются положительными ($\delta_i > 0$).

Эквивалентность по запасу усиления в первом приближении является эквивалентностью сравниваемых схем и по аппаратным затратам.

Очевидно, что для структур с ООС при естественном задании номинальной функции преобразования $\mathcal{K} = 1$. Для структур с ООС при искусственном задании номинальной функции преобразования ($S_0 = \mu_1 \mu_2 / \beta$)

$$\gamma = \frac{1}{1 + \kappa \beta} , \quad \bar{\gamma} = \frac{1}{\mu_1 \mu_2 \kappa} ,$$

то есть параметр $\mathcal{K} = \delta < 1$.

Этот результат имеет ясную физическую трактовку. При $S = \mu_1 \mu_2 / \beta$ для структур с ООС при $\delta = 0$ погрешность $\gamma = 1/(1 + \kappa_0 \beta)$ имеет конечное значение, а для структур с КОС при выполнении условия

настройки (для рис.3 при $\kappa_0 \beta_2 = 1$) и $\delta = 0$ погрешность $\gamma = 0$.

\mathcal{R} - критерий отражает общий принцип развития науки и техники "наименьшими средствами - максимальный эффект". Он пропорционален "количеству интеллекта", заложенному в структуру.

Эффективность обмена запаса усиления в УУ на расширение частотного диапазона $\Delta \omega = \omega_K - \omega_H$ различных схем УУ оценивается по площади усиления [50,51]

$$\Pi = S(\omega_K) \Delta \omega \quad (29)$$

или по нормированной площади усиления

$$\bar{\Pi} = \Pi / \omega_L = S(\omega_K) \Delta \omega / \omega_L. \quad (30)$$

Здесь ω_L есть круговая частота среза (полоса единичного усиления), на которой $S(\omega_L) = 1$.

Обычно верхняя граница ω_K частотного диапазона соответствует частоте, на которой усиление уменьшается на 3 дБ (уменьшается в $\sqrt{2}$ раз).

Если усилитель является инерционным звеном первого порядка с постоянной времени τ , то его коэффициент передачи в комплексной области

$$\dot{S}(p) = \frac{K}{1 + p\tau} = \frac{\omega_L}{p + \omega_0} = \frac{K}{1 + pK/\omega_L}, \quad (31)$$

где $\omega_L = K/\tau$, $\omega_0 = 1/\tau$, p - комплексная частота, K - статический коэффициент усиления УУ.

При $p = j\omega$ и $S(\omega_K) = 1/\sqrt{2}$

$$S(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}, \quad \omega_K = \frac{1}{\tau} \sqrt{2K^2 - 1}.$$

Тогда площадь усиления при $\omega_K \gg \omega_H$ или при $\omega_H = 0$

$$\Pi = \frac{1}{\tau} \sqrt{K^2 - 0,5} \approx \frac{K}{\tau} = \omega_L. \quad (32)$$

Нормированная площадь усиления

$$\bar{\Pi} = \frac{1}{K\sqrt{2}} \sqrt{2K^2 - 1} \approx 1. \quad (33)$$

Приближенные равенства в (32) и (33) выполняются при $K \gg 1$.

Сравнительную оценку УУ с учетом обменной стоимости усиления на расширение рабочего диапазона $D = U_K - U_H$ удобно оценивать по коэффициенту [52]

$$D = S \frac{U_K}{U_H} = S d. \quad (34)$$

Чем больше значение коэффициента D (чем больше коэффициент передачи S и коэффициент диапазона d), тем выше качество усилителя.

Определим значение D для УУ с ООС. Для УУ с ООС (рис.3 при $\beta_2 = 0$ и $M_1 = M_2 = 1$) $S = K / (1 + K\beta)$ и $U_K = U_0 / S$, где U_0 есть уровень ограничения (насыщения) УУ или уровень допустимых нелинейных искажений (рис.4). Отсюда следует, что для УУ с ООС $D = U_0 / U_H$. При отсутствии ООС (рис.3 при $\beta_1 = \beta_2 = 0$ и $M_1 = M_2 = 1$) $S = K$, то есть

$D = U_0 / U_H$. Таким образом, в УУ с ООС расширение рабочего диапазона осуществляется за счет потери усиления. Введение обратной связи не повышает качества УУ в смысле критерия (34). Повышение качества УУ с ООС в смысле критерия (34) возможно только за счет увеличения напряжения питания $E \approx U_0$. В [52] описаны схемы УУ, в которых осуществляется увеличение параметра (34) без повышения напряжения питания.

Оценка нелинейных искажений УУ может осуществляться по коэффициенту гармоник или нелинейных искажений (коэффициенты несинусоидальности)

$$K_r = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{i=2}^N U_i^2}, \quad (35) \quad K_H = \frac{1}{U} \sqrt{\sum_{i=2}^N U_i^2}, \quad (36)$$

где $U = U_1 \sqrt{1 + K_r^2}$ есть эффективное значение выходного сигнала УУ при подаче на его вход синусоидального сигнала.

Здесь U_i - эффективное значение i -той гармоники выходного сигнала УУ.

Коэффициенты (35) и (36) не отражают структурных свойств УУ. Общая методика оценки нелинейных свойств УУ базируется на использовании ряда Вольтерра и в вычислении передаточных функций УУ первого, второго и т.д. порядков [53]

При слабо выраженной нелинейности ограничиваются двумя слагаемыми ряда Вольтерра и нелинейность оценивают по передаточной

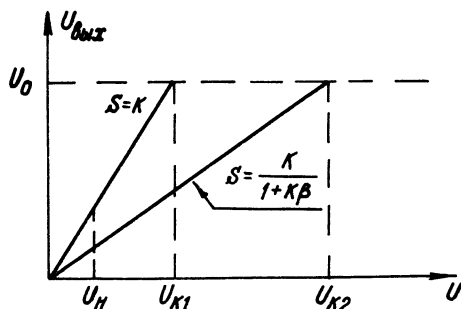


Рис. 4

функции второго порядка.

Задача оптимизации параметров УУ является многокритериальной. В общем случае различные показатели (критерии) эффективности УУ являются несовместимыми. Например, для большинства структур УУ с аддитивной коррекцией условие минимизации нелинейных искажений отличается от условия настройки схем

на максимальную стабильность [54].

Отсюда следует, что задача оптимизации УУ по совокупности параметров может быть решена путем выбора главного (доминирующего) параметра с наложением ограничений на другие параметры (однопараметрическая оптимизация) или путем разумного выбора компромиссных значений параметров (многопараметрическая оптимизация).

ГЛАВА 2

СТРУКТУРНЫЕ МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ МУЛЬТИПЛИКАТИВНОЙ ПОГРЕШНОСТИ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Способы повышения точности устройств и систем можно разделить на четыре группы: конструкторско-технологические, структурные, вычислительные (алгоритмические) и оптимизирующие (параметрическая оптимизация). При использовании конструкторско-технологических методов заданная точность обеспечивается за счет совершенствования отдельных функциональных узлов и элементов УУ (использование прецизионной элементной базы, применение высококачественных узлов и элементов) и путем защиты функциональных узлов и элементов от влияния дестабилизирующих факторов (термостатирование, экранирование, рациональный монтаж и компоновка и пр.). Элементная база радиоэлектронной аппаратуры непрерывно совершенствуется, то есть в пределах заданной электрической схемы УУ всегда имеется резерв повышения его качества. Но, как правило, этот резерв ограничен и его использование без применения других методов повышения точности существенно увеличивает стоимость изделия.

При использовании структурных методов заданное качество обеспечивается введением аппаратурной и (или) алгоритмической избыточности путем организации соответствующей структуры и (или) алгоритма функционирования.

При использовании вычислительных (алгоритмических) методов заданное качество обеспечивается путем математической обработки (в частности, с применением средств вычислительной техники) выходного сигнала устройства.

Четкой границы между структурными и вычислительными методами не существует.

Методы оптимизации (параметрический синтез) заключаются в рациональном выборе параметров и характеристик функциональных узлов и элементов заданной структуры или электрической схемы, обеспечивающем экстремальное (минимум или максимум) значение оптимизируемого параметра.

Для повышения точности УУ используются конструкторско-технологические, структурные и оптимизирующие методы.

В настоящей главе рассматриваются структурные методы стабилизации коэффициента передачи УУ (уменьшения погрешности \mathcal{J}), которые позволяют на "грубой" элементной базе строить высокоточные УУ с минимальным количеством прецизионных элементов.

Задачу стабилизации коэффициента передачи УУ (задача обеспечения параметрической инвариантности коэффициента передачи) при естественном задании номинальной функции преобразования можно сформулировать следующим образом. Необходимо обеспечить условие $\mathcal{S} = \mathcal{S}(\kappa_1, \kappa_2, \dots, \kappa_n) = \text{const}$ при наличии вариаций нестабильных параметров $\kappa_i = \nu \alpha^i$, где $i = 1, 2, \dots, n$. В нашем случае κ_i есть коэффициенты усиления усилительных каскадов, входящих в состав УУ.

Это означает, что результирующая мультипликативная погрешность

$$\mathcal{J} = \frac{\Delta \mathcal{S}}{\mathcal{S}_0} = \frac{\mathcal{S}(\kappa_1, \kappa_2, \dots, \kappa_n)}{\mathcal{S}_0} - 1 \quad (37)$$

должна быть равной нулю при наличии вариаций $\delta_i \neq 0$ коэффициентов $\kappa_i = \kappa_{0i}(1 + \delta_i)$.

Пусть коэффициент передачи $\mathcal{S} = \mathcal{S}(\kappa)$ зависит от одного нестабильного коэффициента $\kappa = \kappa_0(1 + \delta)$. Разложив функцию $\mathcal{S}(\kappa)$ в ряд Тейлора в точке $\kappa = \kappa_0$, выражение (37) можно представить в следующем виде [55]:

$$\mathcal{J} = \frac{1}{\mathcal{S}(\kappa_0)} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{i!} \kappa_0^i \mathcal{S}^{(i)}(\kappa_0) \delta^i \approx \frac{\kappa_0 \mathcal{S}'(\kappa_0)}{\mathcal{S}(\kappa_0)} \delta, \quad (38)$$

где $\mathcal{S}^{(i)}(\kappa_0)$ есть i -я производная от $\mathcal{S}(\kappa)$ в точке $\kappa = \kappa_0$, $\mathcal{S}_0 = \mathcal{S}(\kappa_0)$.

Приближенное равенство в (38) выполняется при малых δ .

Согласно (38) погрешность $\mathcal{J} = 0$ при $\mathcal{S}^{(i)}(\kappa_0) = 0$ (условие параметрической инвариантности функции преобразования УУ к вариации δ).

Строгое выполнение условия параметрической инвариантности не может быть обеспечено. Практически ставится задача уменьшения влияния вариаций δ_i на результирующую погрешность, то есть целью

синтеза квазиинвариантных систем является обеспечение условия

$$\alpha_i = \left| \frac{\kappa_0^i S^{(i)}(\kappa_0)}{i!} \right| \ll 1$$

в соответствии с заданной допустимой погрешностью УУ.

2.1. Усилительные устройства с отрицательной обратной связью

Отрицательная обратная связь как средство стабилизации усиления электронных усилителей была предложена Блеком в 1927 г. [56].

Модуль коэффициента передачи структурной схемы по рис.5 в частотной области определяется выражением [55]

$$S(\kappa) = \frac{\kappa}{\sqrt{1 - 2\kappa\beta \cos\varphi + \kappa^2\beta^2}}, \quad (39)$$

где

$$\operatorname{tg} \varphi = \left(\sin \varphi_\kappa - \frac{\sin \varphi_\beta}{\kappa\beta} \right) / \left(\cos \varphi_\beta + \frac{\cos \varphi_\kappa}{\kappa\beta} \right). \quad (40)$$

Здесь $\varphi = \varphi_\kappa + \varphi_\beta$ есть фазовый сдвиг по петле обратной связи,

β — коэффициент обратной связи (коэффициент передачи цепи обратной передачи ЦОП).

При $\varphi = 180^\circ$ усилитель А охвачен ООС и

$$S(\kappa) = \frac{\kappa}{1 + \kappa\beta} = \frac{\bar{\kappa}}{\beta} = S_0(1 + \gamma), \quad \text{где } \bar{\kappa} = \frac{\kappa\beta}{1 + \kappa\beta}. \quad (41)$$

При естественном задании номинальной функции преобразования

$$S_0 = S(\kappa_0) = \kappa_0 / (1 + \kappa_0\beta_0), \quad (42)$$

$$\gamma = (1 - \bar{\kappa})\delta - \bar{\kappa} \frac{\delta_\beta}{1 + \delta_\beta}. \quad (43)$$

Здесь δ_β есть погрешность передачи $\beta = \beta_0(1 + \delta_\beta)$. Выражение (43)

показывает, что при $\kappa\beta \rightarrow \infty$ коэффициент $\bar{\kappa} \rightarrow 1$, то есть влияние вариации δ с увеличением петлевого усиления $\kappa\beta$ уменьшается, а влияние δ_β несколько увеличивается.

Согласно (43) при

$$\delta \leq \frac{\bar{\kappa}}{1-\bar{\kappa}} \delta_\beta \quad \text{или} \quad \kappa\beta \gg \left| \frac{\delta}{\delta_\beta} \right|$$

увеличение петлевого усиления $\kappa\beta$ не дает заметного выигрыша в повышении точности (считаем, что $\delta_\beta \ll 1$).

Если погрешности δ и δ_β случайны, то среднеквадратическое значение погрешности [57]

$$\sigma_\delta^2 = (1-\bar{\kappa})^2 \delta^2 - 2\bar{\kappa}(1-\bar{\kappa})r|\delta||\delta_\beta| + \bar{\kappa}^2 \delta_\beta^2, \quad (44)$$

где r - коэффициент корреляции величин δ и δ_β .

При $r=1$ формула (44) приводится к выражению (43).

Нетрудно показать, что требование бесконечно большого петлевого усиления $\kappa\beta$ совпадает с требованием равенства нулю производных $S^{(i)}(\kappa\beta)$. Действительно, согласно (41), для рис.5

$$S^{(i)}(\kappa) = (-1)^{i-1} \frac{i! \beta^{i-1}}{(1+\kappa\beta)^{i+1}}, \quad (45)$$

то есть при $\kappa\beta \rightarrow \infty$ производные $S^{(i)}(\kappa) \rightarrow 0$.

Подставив (45) в (38), приходим к выражению, определяющему первое слагаемое в (43):

$$j_\kappa = (1-\bar{\kappa})\delta = \delta/(1+\kappa\beta). \quad (46)$$

При искусственном задании номинальной функции преобразования погрешность

$$j_\kappa = -1/(1+\kappa\beta) \approx -1/\kappa\beta. \quad (47)$$

Формула (47) определяет погрешность статизма замкнутых систем с ООС.

Согласно (47), эффективность структуры с ООС при естественном задании градуировочной функции преобразования $\mathcal{X}=1$. Более высокую эффективность обеспечивает введение квадратурной обратной связи, когда фазовый сдвиг по петле обратной связи $\varphi = \pm 90^\circ$ [55].

Действительно, для рис.5 при $\varphi = 90^\circ$ и $S_0 = S(K_0)$, согласно (39),

$$S = \frac{K}{\sqrt{1+K^2\beta^2}}, \quad f^* \approx \frac{\delta}{1+K^2\beta^2}, \quad \bar{f}^* = \frac{\delta}{K\sqrt{1+K^2\beta^2}}, \quad \mathcal{E} = \sqrt{1+K^2\beta^2}.$$

При $S_0 = 1/\beta$

$$f^* = \frac{K\beta}{\sqrt{1+K^2\beta^2}} - 1 \approx -\frac{1}{2K^2\beta^2}, \quad \bar{f}^* = \beta\left(1 - \sqrt{1 + \frac{1}{K^2\beta^2}}\right) \approx -\frac{1}{2K^2\beta}, \quad \mathcal{E} \approx 2K\beta\delta.$$

Здесь приближенные равенства выполняются при $K\beta \gg 1$. Отсюда следует, что эффективность УУ с квадратурной ОС примерно в $K\beta$ раз превосходит эффективность УУ с ООС.

На рис.6 представлена структурная схема УУ с квадратурной ОС, в которой фазовый детектор ФД путем воздействия на управляемый фазовращатель ФВ поддерживает в петле ОС сдвиг фазы $\varphi = 90^\circ$.

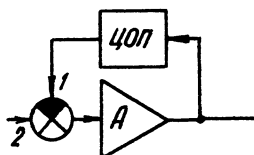


Рис. 5

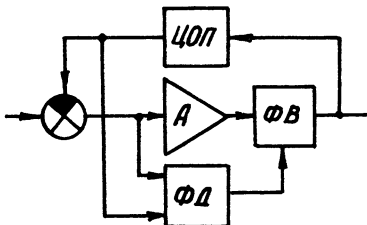


Рис. 6

Возможности применения УУ с квадратурной ОС ограничены из-за технических трудностей поддержания постоянства фазового сдвига $\varphi = 90^\circ$ в диапазоне частот.

Как видим, в УУ с отрицательной и квадратурной ОС при искусственном задании номинальной функции преобразования ($S_0 = 1/\beta$) погрешность f^* резко возрастает. Это обусловлено тем, что при $S_0 = 1/\beta$ погрешность статизма полностью входит в результирующую погрешность f^* .

Погрешность статизма может быть уменьшена при построении УУ с ООС в соответствии с принципом усиления дуального сигнала [58], согласно которому тип усилителя (УН, УТ, УС, УП) должен быть дуальным типу цепи с ООС (токовая, потенциальная, адмитансная, импедансная). Если цепь с ООС является потенциальной (входная и выходная величины являются напряжениями), то при использовании в ней усилителя тока погрешность статизма будет минимальной и равна погрешности статизма повторителя сигнала.

В вышеприведенных формулах для коэффициента передачи S не учитывалось прямое прохождение сигнала через ЦОП на выход. На рис.7 приведен сигнальный граф систем с ОС, в котором прямое прохождение сигнала отображено наличием ветви с передачей λ :



Рис. 7

$$S = -\frac{\mu K}{1 - K\beta} + \lambda = \mu T_0 + \lambda, \quad (48)$$

где $\mu = \mu_1 \mu_2$.

При $F = 1 - K\beta > 1$ обратная связь является отрицательной, при $F < 1$ - положительной, при $F = 1$ обратная связь отсутствует [59].

Свойства систем с ОС определяются функцией обратной связи (ФОС)

$$T_0 = \varphi(K, \beta) = -K / (1 - K\beta). \quad (49)$$

В частности, $\varphi(0, \beta) = 0$, $\varphi(K, 0) = -K$, $\varphi(K, 1/K) = \varphi(1, 1) = \infty$.

Отличительной особенностью ФОС является свойство взаимобратности

$$K = \varphi(T_0, \beta) = \varphi\left(\frac{S - \lambda}{\mu}, \beta\right) = -\frac{T_0}{1 - T_0\beta}. \quad (50)$$

Следовательно, функция $\bar{\varphi}$, взаимобратная функции φ , есть сама эта функция $\bar{\varphi} = \varphi$, то есть $\varphi[\varphi(K, \beta), \beta] = K$.

Значит,

$$K_2 = \varphi(K_1, \beta) = \varphi[\varphi(K_2, \beta), \beta]. \quad (51)$$

Для ФОС справедливо еще одно тождественное преобразование (свойство разделимости)

$$T_0 = \varphi(K_1, \beta_1) = -\varphi(K_2, \beta_2), \quad (52)$$

где $K_2 = \varphi(K_1, \beta)$, $\beta_2 = \beta^{-1}$.

Графу по рис.7 соответствует модель электрических цепей с ОС, представленная на рис.8,а [60]. Здесь А есть усилитель с дифференциальным входом (дифференциальный усилитель), присоединенный к многополюснику N, ко входу и выходу которого присоединены соответственно источник входного напряжения U и нагрузка Z_N. Штри-

ховыми линиями обозначены соответствующие передачи сигнала.

В ряде случаев модель по рис.8,а может быть представлена структурной схемой по рис.8,б, коэффициент передачи которой определяется выражением (48), в котором

$$\mathcal{M} = \mathcal{M}_1 \mathcal{M}_2, \beta = \beta_0 \beta_1 \beta_2, \lambda = 0.$$

Здесь β_1 и β_2 есть коэффициенты передачи цепей N_1 и N_2 по контуру обратной связи, \mathcal{M}_1 и \mathcal{M}_2 — прямые передачи цепей N_1 и N_2 .

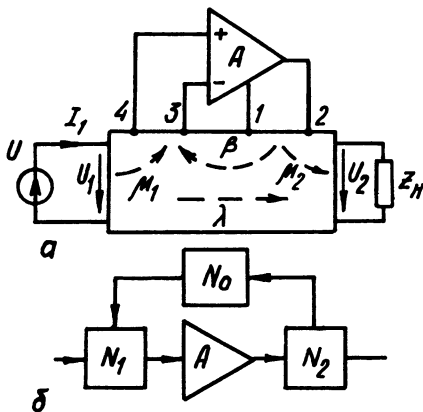


Рис. 8

В зависимости от способа подключения ко входу и выходу усилителя цепи обратной передачи различают следующие виды ОС:

- параллельная ОС по напряжению или Y – связь (рис.9,а),
- последовательная ОС по току или Z –связь (рис.9,б),
- последовательная ОС по напряжению или H –связь (рис.9,в),
- параллельная ОС по току или G –связь (рис.9,г).

Если воспользоваться системой Y –параметров четырехполюсников $I_1 = y_{11} U_1 + y_{12} U_2$, $I_2 = y_{21} U_1 + y_{22} U_2$, то при параллельном соединении четырехполюсников (усилителя A и ЦОП) в соответствии с рис.9,а Y –параметры УУ и соответствующие параметры усилителя y_{ij}^A и ЦОП y_{ij}^0 связаны простой зависимостью $y_{ij} = y_{ij}^A + y_{ij}^0$. Аналогично для Z -, H - и G –связей: $z_{ij} = z_{ij}^A + z_{ij}^0$, $h_{ij} = h_{ij}^A + h_{ij}^0$, $g_{ij} = g_{ij}^A + g_{ij}^0$.

На рис.10 представлены схемы УУ, соответствующие четырем видам ОС, построенных на трехполюсных инвертирующих усилителях напряжения УН. Здесь в качестве нагрузок Z_H включены вольтметры V .

Коэффициенты передачи УУ рис.10 по напряжению определяются соответственно выражениями

$$\mathcal{K} = - \frac{K(Z_2 + Z_H)}{(1+K)Z_1 + Z_2 + Z_H} \approx - \frac{K}{1+K} \frac{Z_2 + Z_H}{Z_1}, \quad (53a)$$

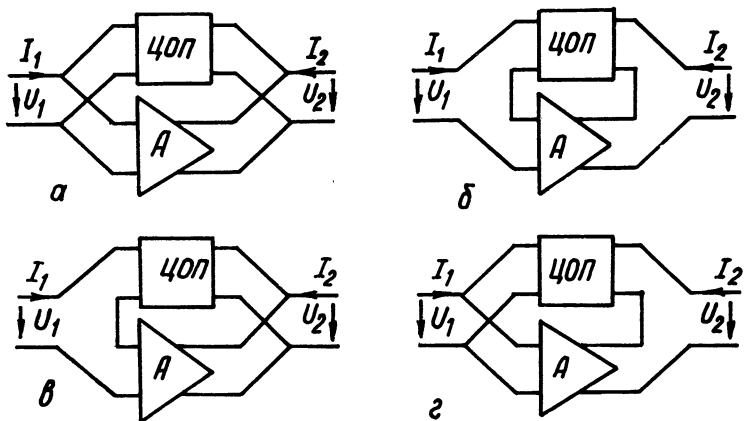


Рис. 9

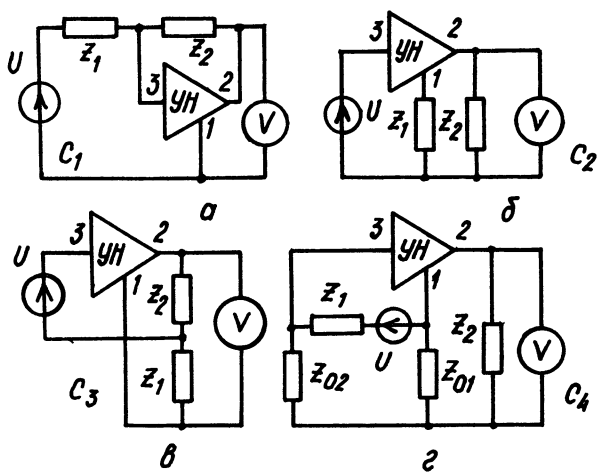


Рис. 10

$$S = - \frac{K(Z_2 // Z_H)}{(1+K)Z_1 + (Z_2 // Z_H)} \approx - \frac{K}{1+K} \frac{Z_2 // Z_H}{Z_1}, \quad (53a)$$

$$S = - \frac{K(Z_1 + Z_2)}{(1+K)Z_1 + Z_2} \approx - \frac{K}{1+K} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right), \quad (53b)$$

$$S = \frac{Z_2 // Z_H}{Z_1 + Z_H} \left(1 + \frac{Z_{02}}{Z_{01}}\right) \frac{K + Z_{01} / (Z_{01} + Z_{02})}{1 + K + \frac{Z_2 // Z_H}{Z_1 // Z_{01}} + \frac{Z_{02}}{Z_1 + Z_H} \left(1 + \frac{Z_2 // Z_H}{Z_{01}}\right)} \approx$$

$$\approx \frac{K}{1+K} \frac{Z_2 // Z_H}{Z_1 + Z_H} (1 + Z_{02} / Z_{01}).$$

Здесь приближенные равенства выполняются при $(1+K)Z_1 \gg Z_2$. В формулах (53) Z_H есть внутреннее сопротивление источника входного сигнала (обычно $Z_H \ll Z_1$), Z_H - входное сопротивление вольтметров (обычно $Z_H \gg Z_2$). В дальнейшем изложении влиянием Z_H и Z_H пренебрегаем. Выражения (53) справедливы для идеальных УН (влияние входного Z и выходного R сопротивлений УН пренебрежимо мало ($Z = \infty$ и $R = 0$)).

Входные сопротивления УУ по рис.10 при

$$Z_{0x} = Z_1 + \frac{Z_2}{1+K + Z_2/Z} \quad , \quad (54a) \quad Z_{0x} = (1+K\beta)Z, \quad (54b, в)$$

$$Z_{0x} = Z_1 + \frac{Z_2 + Z_{02} + (Z_2 Z_{02} / Z_{01})}{1+K + \frac{1}{Z} (Z_2 + Z_{02}) + \frac{Z_2}{Z_{01}} \left(1 + \frac{Z_{02}}{Z}\right)} \quad (54г)$$

Здесь $\beta = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$ есть коэффициент обратной связи. Выражения (54a) и (54г) показывают, что при $K \gg 1$ входные сопротивления схем по рис.10, а, г $Z_{0x} \approx Z_1$. Отсюда следует ошибочность распространенного утверждения, что введение параллельной ООС уменьшает входное сопротивление УУ. При $Z_1 \approx Z$ введение параллельной ООС увеличивает (или уменьшает) Z_{0x} в Z_1/Z раз.

Для УУ с последовательной ООС согласно (54, б) и (54, в) входное сопротивление увеличивается в $1+K\beta$ раз.

Выходные сопротивления УУ по рис.10

$$Z_{\text{вых}} = \frac{r}{1+K\beta} \quad (55a, b) \quad Z_{\text{вых}} = r + (1+K)Z_1, \quad (55b)$$

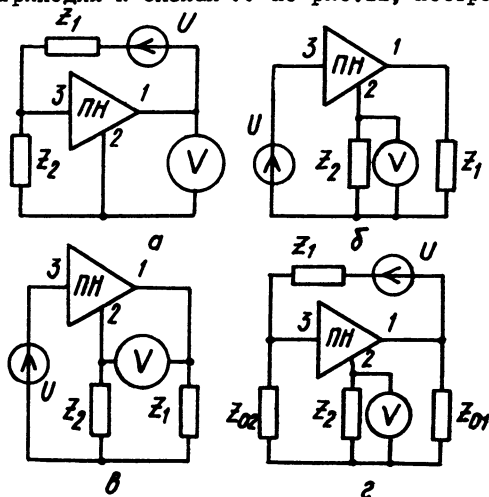
$$Z_{\text{вых}} = \frac{r + (1+K + \frac{r+Z_{02}}{Z_1})Z_{01}}{1 + (Z_{01} + Z_{02})/Z_1} \quad (55r)$$

Здесь r есть выходные сопротивления УН.

Выражения (55a) и (55r) показывают, что введение ООС по току увеличивает выходное сопротивление.

Детальный анализ схем по рис.10 проведен в [19].

Проведя топологическое преобразование схем по рис.10 путем поворота активного трехполюсника (P_{12} -преобразование) [33,34,38,40], приходим к схемам УУ по рис.11, построенных на повторителях на-



пряжения ПН с коэффициентом передачи $\bar{K} = K/(1+K)$.

P -преобразование цепей сопровождается инверсией типа обратной связи (от цепей с ООС приходим к цепям с ПОС) и изменением активной элементной базы (в УУ по рис.11 вместо инвертирующих усилителей с большим коэффициентом усиления используются повторители напряжения).

Соответствующие схемы по рис.10 и 11 примерно равноценны.

Рис. 11

Докажем это утверждение на примере УУ по рис.11,а, для которо-

$$S = \frac{\bar{K} Z_2}{Z_1} \frac{1 - (\bar{e}/\bar{K} \bar{Z} \bar{Z}_2) - (\bar{e}/\bar{K} \bar{Z}_2)}{1 + \frac{Z_2}{Z_1} \left(1 - \bar{K} + \frac{\bar{e}}{\bar{Z}}\right) + \frac{\bar{e}}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z} + \frac{\bar{e}}{Z_N} \left(1 + \frac{Z_2}{\bar{Z} \parallel Z_1}\right)}, \quad (56)$$

$$Z_{\text{вых}} = Z_1 \frac{1 + \frac{Z_2}{Z_1} \left(1 - \bar{K} + \frac{\bar{e}}{\bar{Z}}\right) + \frac{\bar{e}}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z} + \frac{\bar{e}}{Z_N} \left(1 + \frac{Z_2}{\bar{Z} \parallel Z_1}\right)}{1 + \frac{Z_2}{Z} + \frac{\bar{e}}{Z_N} \left(1 + \frac{Z_2}{\bar{Z}}\right)}, \quad (57)$$

$$Z_{вых} = \bar{Z} \frac{1 + Z_2(1 + Z_1/\bar{Z})/Z_1}{1 + \frac{Z_2}{Z_1} \left(1 - \bar{K} + \frac{\bar{Z}}{Z} \right) + \frac{\bar{Z}}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z}} \quad (58)$$

При пренебрежимо малом влиянии входного \bar{Z} и выходного \bar{Z} сопротивлений ПН ($\bar{Z} = \infty$, $\bar{Z} = 0$)

$$S = \frac{\bar{K} Z_2}{Z_1 + (1 - \bar{K}) Z_2}, \quad Z_{вх} = Z_1 + (1 - \bar{K}) Z_2, \quad Z_{вых} = Z \frac{1 + Z_2/Z_1}{1 + (1 - \bar{K}) Z_2/Z_1}.$$

При $\bar{K} = 1$, $\bar{Z} = \infty$ и $\bar{Z} = 0$ $S = Z_2/Z_1$, $Z_{вх} = Z_1$ и $Z_{вых} = \bar{Z}(1 + Z_2/Z_1)$.

Отсюда следует, что для повышения точности УУ необходимо использовать ПН со стабильным коэффициентом передачи \bar{K} . При этом при искусственном задании функции преобразования необходимо обеспечить условие $\bar{K} = 1$. Для этого необходимо повышать петлевое усиление по цепи ООС усилителя, на котором построен ПН. Действительно, рассмотрим УУ без обратной связи по рис. I2, а. Здесь У есть инвертирующий усилитель с большим коэффициентом усиления K . Проведя P_{I2} -преобразование схемы по рис. I2, а, приходим к схеме повторителя напряжения асимптотического типа, по рис. I2, б, для которого

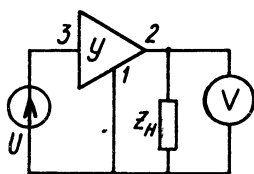
$$\bar{K} = \frac{K + r/Z}{1 + K + r/(Z \parallel Z_H)} \approx \frac{K}{1 + K}, \quad (59)$$

$$\bar{Z} = \frac{(1 + K)Z + (1 + Z/Z_H)r}{1 + r/Z_H} \approx (1 + K)Z, \quad (60)$$

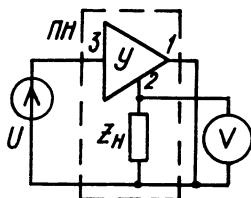
$$\bar{Z} = r/(1 + K + r/Z) \approx r/(1 + K). \quad (61)$$

Здесь приближенные равенства справедливы при достаточно малом влиянии выходного сопротивления r усилителя У.

Выражение (59) показывает, что для ПН асимптотического типа стабильность его коэффициента передачи увеличивается при повышении коэффициента усиления K усилителя. При $K \rightarrow \infty$ коэффициент передачи ПН $\bar{K} \rightarrow 1$.



а



б

Рис. I2

С учетом соотношений
 $1-\bar{K}=1/(1+K)$ и $\bar{\beta}=r/(1+K)$

последнее выражение для
 Z_{0yx} приводится к виду:

$$Z_{0yx} = r/(1+K\beta) \quad , \quad \text{где} \\ \beta = Z_1/(Z_1+Z_2).$$

Таким образом, свойства и статические параметры схем по рис. I0, а и II, а одинаковы. Не трудно показать, что

свойства и других схем по рис. I0 и II аналогичны.

В [42-45] описаны составные повторители напряжения с высокими характеристиками ($S > 0,99998$, $Z_{0x} > 100 \text{ Гом}$, $Z_{0yx} < 1 \text{ Ом}$).

Возможность преобразования схем УУ с ООС в схемы УУ с ПОС путем Р-преобразования есть следствие принципа совместности отрицательной и положительной обратных связей [33,34]. При этом, согласно свойству разделимости функции обратной связи,

$$S = \mu K / (1 + K\beta) = \mu \bar{K} / (1 - \bar{K}\beta) \quad , \quad (62)$$

где $\bar{K} = K/(1+K)$, $\bar{\beta} = 1-\beta$. Здесь первое и второе равенства в (62) относятся соответственно к классу цепей с ООС (рис. I0) и с ПОС (рис. II). В частности, для схем по рис. I0, а, II, а $\beta = Z_1/(Z_1+Z_2)$, $\bar{\beta} = 1-\beta = Z_2/(Z_1+Z_2)$.

Все схемы усилителей напряжения (класс потенциальных электрических цепей) путем дуального топологического преобразования (D -преобразование) могут быть преобразованы в схемы усилителей тока (класс токовых электрических цепей) [38]. Например, проведя дуальное преобразование схем по рис. I0, приходим к схемам усилителей тока с ООС по рис. I3. Здесь наличие нагрузки отображено включением амперметров А. Все приведенные для рис. I0 соотношения остаются в силе и для схем по рис. I3 при замене в формулах для рис. I0 сопротивлений на соответствующие проводимости и напряжений на токи.

В соответствии с принципом усиления дуального сигнала [58] погрешность статизма схем с ООС по рис. I3 будет минимальной при замене в них инверсных усилителей тока УТ на инверсные усилители напряжения УН.

При использовании структурных схем по рис. 5+8 исходят из пред-

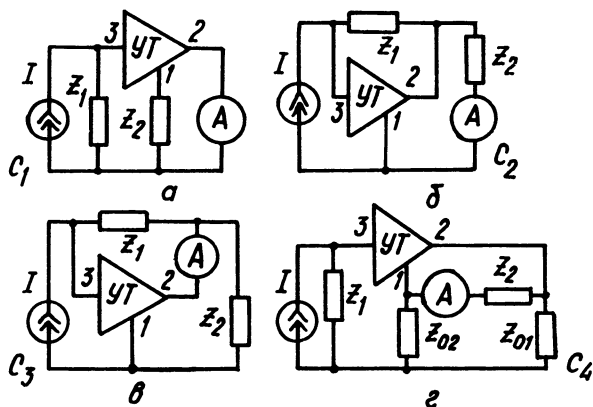


Рис. 13

посылки возможности разчленения реальных электрических схем на подсхемы. В этом заключается их достоинство (простота физической интерпретации, возможность определения коэффициентов μ и β через параметры подсхем) и недостаток (структуры по рис.5-8 не отражают нерегулярность соединений подсхем, не учитывают неидеальность усилителя, наличия нагрузки и пр.). Поэтому анализ и вывод функций схем УУ, как правило, осуществляется по электрической схеме без расчленения ее на подсхемы в соответствии с рис.5-8. Недостатком такого подхода является большая трудоемкость вычислений, потеря наглядности (конечные соотношения не отражают структурного образа цепи) и несовместимость полученных выражений с основным уравнением обратной связи (41) или (48).

Действительно, рассмотрим, например, схемы УУ по рис.10,а,б,в. Их коэффициенты передачи с учетом входного Z и выходного r сопротивлений УН определяются соответственно выражениями

$$S = \frac{(1-\beta)(K-r/Z_2)}{1+\kappa\beta + \frac{\beta Z_2}{Z} + \frac{\beta r}{Z_1} \left(1 + \frac{Z_1}{Z}\right)}, \quad (63)$$

$$S = \frac{(1-\beta)(K-Z_1/Z)}{1+\kappa\beta + \frac{r+Z_2}{Z} \beta + \frac{\beta r}{Z_1}}, \quad (64)$$

$$S = (\kappa + \beta r/z) / \left((1 + \kappa\beta + \beta \frac{r+z_2}{z} + \frac{\beta r}{z_1}) \right) \quad (65)$$

Как видим при $z \neq \infty$ и $r \neq 0$ выражения (63)–(65) не приводятся к уравнению обратной связи (4I) или (48). Это обусловлено тем, что уравнения (4I) и (48) не отражают неидеальность воспроизведения операции сложения (вычитания) сигналов (предполагается, что сумматор в рис.5–8 является идеальным). Практически коэффициенты передачи $\kappa_{01} = 1 + \delta_1$ и $\kappa_{02} = 1 + \delta_2$ сумматора (рис.5) по первому I и второму 2 входам различны. С учетом асимметрии сумматора ($\kappa_{01} \neq \kappa_{02}$) коэффициент передачи УУ с ООС определяется выражением

$$S = \frac{MK_2}{1 + \kappa_1 \beta} = \frac{MK(1 + \delta_2)}{1 + \kappa\beta(1 + \delta_1)} = \frac{M\bar{\kappa}(1 + j_0)}{\beta} \quad (66)$$

где

$$j_0 = -(\delta_1 - \bar{\kappa}\delta_2) / (1 + \bar{\kappa}\delta_1) \approx \delta_2 - \delta_1 \quad (67)$$

есть погрешность асимметрии. Здесь для рис.5 $M_1 = 1$, $\kappa_1 = \kappa\kappa_{01}$, $\kappa_2 = \kappa\kappa_{02}$, $\bar{\kappa} = \kappa\beta / (1 + \kappa\beta)$. Приближенное равенство в (67) выполняется при $\kappa\beta \gg 1$ (при $\kappa\beta \rightarrow \infty$ коэффициент $\bar{\kappa} \rightarrow 1$) и $|\delta_1| \ll 1$, что практически всегда имеет место.

Выражение (66) является математической моделью функций передачи систем с ООС и позволяет в рамках структурных схем по рис.5,7,8 учитывать неидеальные свойства реальных электрических цепей. При этом сохраняется точность, присущая прямым методам расчета цепей с ООС.

Действительно, точные выражения (63)–(65) приводятся к выражению (66), если в нем соответственно для схем IO, а, б, г положить

$$\delta_1 = \frac{r}{K(z // z_1)} + \frac{z_2}{Kz}, \quad \delta_2 = -\frac{z_1}{Kz}, \quad M = 1 - \beta, \quad (68)$$

$$\delta_1 = \frac{r + z_2}{Kz} + \frac{r}{Kz_1}, \quad \delta_2 = -\frac{z_1}{Kz}, \quad M = 1 - \beta, \quad (69)$$

$$\delta_1 = \frac{r + z_2}{Kz} + \frac{r}{Kz_1}, \quad \delta_2 = \frac{\beta r}{Kz}, \quad \beta = 1 \quad (70)$$

При достаточно большом петлевом усилении и $|\delta_1| \ll 1$ погреш-

ность асимметрии для схем IO, а, б, г определяется соответственно выражениями

$$\beta_0 \approx -\frac{1}{K} \left(\frac{r+z_1}{z} + \frac{r}{z_1} \right), \quad (71)$$

$$\beta_0 \approx -\frac{1}{K} \left(\frac{r+z_1+z_2}{z} + \frac{r}{z_1} \right), \quad (72)$$

$$\beta_0 \approx -\frac{1}{K} \left[\frac{(1-\beta)r+z_2}{z} + \frac{r}{z_1} \right]. \quad (73)$$

Как видим, погрешность асимметрии обусловлена неидеальностью усилителя. При $z = \infty$, $r = 0$ и (или) $K = \infty$ погрешность $\beta_0 = 0$.

Перейдем к рассмотрению усилительных устройств с ОС, построенных на усилителях с дифференциальным входом (дифференциальные усилители ДУ). На рис. I4 дано графическое изображение ДУ с включенными источниками питания E_1 и E_2 и его эквивалентная схема замещения. Здесь входные сопротивления ДУ представлены в виде трехлучевой звезды. Так как входные дифференциальные $0,5z$ и синфазное z_c сопротивления различаются примерно на два порядка,

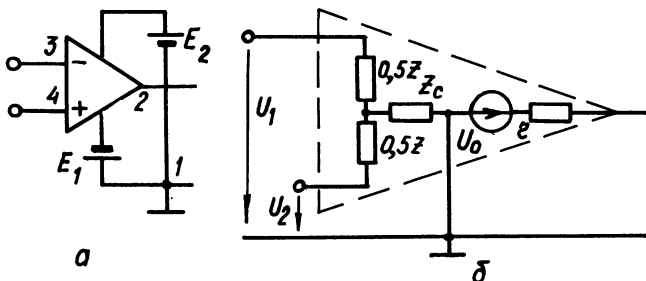


Рис. I4

то обычно принимают $z_c = \infty$. Напряжение зависимого источника сигнала

$$U_0 = K_2 U_2 - K_1 U_1 = K_- (U_2 - U_1) + K_+ \frac{U_1 + U_2}{2}. \quad (74)$$

Здесь K_1 и K_2 есть коэффициенты усиления ДУ по инвертирующему (И-вход) и неинвертирующему (Н-вход) входам, $K_- = 0,5(K_1 + K_2)$ и

$K_+ = K_2 - K_1$ — коэффициенты усиления дифференциального и синфазного сигналов.

Отношение $Q = K_-/K_+$ называется коэффициентом ослабления (подавления) синфазного сигнала.

Параметры Q и $q = 1/Q$ характеризуют погрешность воспроизведения с помощью ДУ операции вычитания сигналов.

Пусть $K_1 = K(1+\delta_1)$ и $K_2 = K(1+\delta_2)$. Здесь δ_1 и δ_2 есть относительные отклонения коэффициентов усиления K_1 и K_2 от номинального значения K . Тогда $K_+ = -K(\delta_1 - \delta_2) = Kq(1+\bar{\delta})$, $K_- = K+0,5K(\delta_1 + \delta_2) = K(1+\bar{\delta})$, $\bar{\delta} = 0,5(\delta_1 + \delta_2)$. Здесь

$$q = \frac{1}{Q} = - \frac{\delta_1 - \delta_2}{1 + \bar{\delta}} \approx \delta_2 - \delta_1, \quad (75)$$

(приближенное равенство выполняется при $|\bar{\delta}| \ll 1$).

В идеальном случае $\delta_1 = \delta_2 = \delta$, то есть $K_- = K(1+\delta)$, $K_+ = 0$, $q = 0$ и $Q = \infty$. В частном случае $\delta_1 = \delta_2 = 0$.

Для интегральных ДУ $K_1 = K$ и $K_2 = K K_n$, то есть $\delta_1 = 0$, $\delta_2 = K_n - 1 = \Delta$. Здесь $K_n = 1 + \Delta$ есть коэффициент передачи повторителя напряжения, входящего в состав неинвертирующего канала входного каскада ДУ. Тогда

$$K_- = 0,5K(1 + K_n), \quad K_+ = K(1 - K_n). \quad (76)$$

Согласно (76) единственным средством уменьшения коэффициента q в интегральных ДУ является приближение коэффициента передачи K_n ПН к единице (уменьшение погрешности Δ ПН). При $K_n = 1$ коэффициенты $K_- = K$, $K_+ = 0$ и $q = 0$.

В интегральных ДУ источником дополнительной погрешности является наличие смещения нулевого уровня сигнала. На рис.15 представлена эквивалентная схема замещения ДУ, в которой e_1 , e_2 и J_1 , J_2 есть потенциальные и токовые составляющие смещения по инвертирующему и неинвертирующему входам ДУ. При $K_1 = K_2 = K$ и $Z_{H1}, Z_{H2} \ll Z$ выходное напряжение ДУ

$$U_0 = K(U_2 - U_1) + K(e_2 - e_1) + K(Z_{H2}J_2 - Z_{H1}J_1). \quad (77)$$

Слагаемое $\Delta U = K(e_2 - e_1) + K(Z_{H2}J_2 - Z_{H1}J_1)$ является аддитивной погрешностью ДУ, наличие которой может вывести интегральный

ДУ в режим насыщения (в режим ограничения выходного сигнала). Это определяет и специфическую особенность использования интегральных ДУ в схемах с обратной связью – при размыкании ОС ДУ может уйти в насыщение.

Симметрирование ДУ позволяет уменьшить разностную составляющую $\Delta e = e_2 - e_1$. Разностная составляющая по току $\Delta I_f = Z_{H2} J_2 - Z_{H1} J_1$ зависит от внутренних сопротивлений Z_{H1} и Z_{H2} .

Рассмотрим структурную схему УУ с ОС с дифференциальным усилителем ДУ (рис.16). Топологические модели по рис.5 и рис.16 изо-

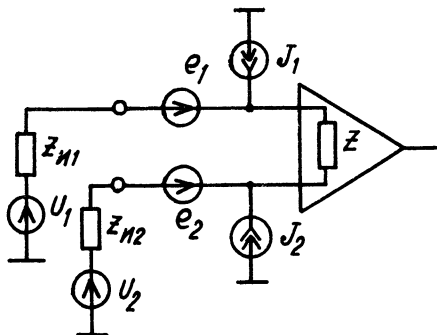


Рис. 15

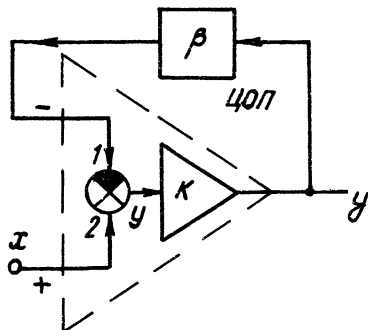


Рис. 16

морфны, то есть их свойства полностью совпадают. Отличие заключается лишь в том, что в схеме рис.5 вычитатель отнесен к внешней по отношению к усилителю У цепи, а в схеме рис.16 вычитатель включен в состав дифференциального усилителя. Отсюда следует, что структурная схема описывается той же математической моделью (66).

Найдем взаимосвязь между параметрами q , Q ДУ и погрешностью асимметрии δ_0 схемы, построенной на этом ДУ (рис.16). Из выражений (67) и (75) находим

$$q = \left[\delta_0 (1 + \bar{\kappa} \delta_1) + (1 - \bar{\kappa}) \delta_2 \right] / (1 + \bar{\delta}) \approx \delta_0 \quad (78)$$

(приближенное равенство выполняется при $\delta_1, \bar{\delta} \ll 1$ и $\kappa \beta \gg 1$).

Для интегральных ДУ $\kappa_1 = \kappa$, $\kappa_2 = \kappa \kappa_n$,

$$q = \frac{\kappa_+}{\kappa_-} = -2 \frac{1 - \kappa_n}{1 + \kappa_n} = \frac{2\Delta}{1 + \kappa_n} \approx \Delta \quad (79)$$

(приближенное равенство выполняется при $|\Delta| \ll 1$). Тогда, согласно (78), $q \approx j_0$. Следовательно, при $K\beta \gg 1$, $|\delta_1| \ll 1$ и (или) $\Delta \ll 1$ погрешность $j_0 \approx q \approx \Delta$.

Введенное понятие погрешности асимметрии сумматора (вычитателя) имеет ясную физическую трактовку и естественным образом вписывается в систему показателей качества воспроизведения операции вычитания в ДУ (практически погрешность асимметрии численно равна обратной величине коэффициента подавления синфазного сигнала).

Согласно (66) мультипликативная погрешность УУ с ООС при $S = 1/\beta$ определяется выражением

$$j = (S/S_0) - 1 = \bar{K}(1 + j_0) - 1 = (1 + \Delta_0)(1 + j_0) - 1, \quad (80)$$

где $\Delta_0 = \bar{K} - 1 = -1/(1 + K\beta)$ есть погрешность статизма. При $\Delta_0 \ll 1$ (при $K\beta \gg 1$) и $j_0 \ll 1$, согласно (80), $j \approx \Delta_0 + j_0$.

В отличие от УУ с ООС, построенных на не дифференциальных усилителях, в УУ с ДУ погрешность асимметрии не может быть устранена путем увеличения усиления и в предельном случае определяется погрешностью Δ повторителя напряжения входного каскада ДУ.

Для УУ с ДУ при $K \rightarrow \infty$ результирующая погрешность $j \rightarrow q$. Из условия $j \approx \Delta_0 + j_0$ находим, что при

$$K\beta > \frac{1 - j_0}{j_0} \approx \frac{1}{j_0} \approx Q \quad (81)$$

дальнейшее увеличение петлевого усиления (усиления ДУ) не дает заметного повышения точности.

Соотношение (81) позволяет осуществлять выбор типа (параметров) ДУ, исходя из условия заданной точности. Согласно (81) влияние погрешности j_0 будет недоминирующим (по сравнению с погрешностью статизма Δ_0) при выборе ДУ с усилителем $K > Q S_0$, где $S_0 = 1/\beta$. В частности, в высокоточных повторителях напряжения ($\beta = 1$) необходимо применять ДУ с $K > Q$.

На рис. 17 представлены типовые схемы УУ с ДУ, соответствующие схемам УУ с ООС по рис. 10, а, б, в. Резистор R_K включен для уравнивания напряжения смещения нулевого уровня от токовых составляющих J_1 и J_2 .

При $R_K = J_1(R_1 // R_2) / J_2$ токовая составляющая смещения $\Delta U_J = R_2 J_2 - (R_1 // R_2) J_1 = 0$. Здесь $R_1 = Re Z_1$ и $R_2 = Re Z_2$ есть активные

составляющие импедансов Z_1 и Z_2 . Обычно выбирают $R_K = R_1 // R_2$ (считают, что $J_1 = J_2$).

Рассмотрим схему инвертирующего УУ с параллельной ООС по напряжению (рис.17,а), для которой [61]

$$S = \frac{K_- Z_2 - r(1 + R_K/Z) + 0,5q K_- Z_2(1 + 2R_K/Z)}{K_- Z_1 + \frac{Z_1}{Z} \left(r + Z_2 + \frac{r Z_2}{Z_H} \right) + \left(1 + \frac{R_K}{Z} \right) \left[r + Z_1 + Z_2 + \frac{r}{Z_H} (Z_1 + Z_2) \right] + \frac{q K_- Z_1}{2} \left(1 + \frac{2R_K}{Z} \right)} \quad (82)$$

Выражение (82) при $R_K = \infty$ и $q = 0$ совпадает с формулой (63).

Выражение (82) приводится к формуле (66), в которой при $R_K = 0$ (при $R_K \ll Z$), $K = K_-$, $M = 1 - \beta$

$$\delta_1 = \frac{1}{K_- Z} \left(r + Z_2 + \frac{r Z_2}{Z_H} \right) + \frac{r}{K} \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{\beta Z_H} \right) + \frac{q}{2}, \quad \delta_2 = -\frac{r}{K Z_2} + \frac{q}{2}. \quad (83)$$

Погрешность асимметрии

$$j_0 \approx \delta_2 - \delta_1 = -\frac{1}{K_- Z} \left(r + Z_2 + \frac{r Z_2}{Z_H} \right) - \frac{r}{K} \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{\beta Z_H} \right). \quad (84)$$

При $Z = \infty$, $r = 0$ и (или) $K = \infty$ погрешность $j_0 = 0$. Здесь при $q \ll 1$ асимметрия ДУ не влияет на погрешность j_0 (ДУ с рис.17,а включен по схеме трехпольного усилителя). Входное и выходное сопротивления УУ по рис.17,а определяются соответственно выражениями (54а) и (55а).

Для УУ по рис.17,в коэффициент передачи определяется выражением (66), в котором $K = K_-$, $M = 1$,

$$\delta_1 = \frac{1}{K_- Z} \left(r + Z_2 + \frac{r Z_2}{Z_H} \right) + \frac{r}{K_-} \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{\beta Z_H} \right) - \frac{q}{2} \left(1 - \frac{2R_K}{Z} \right), \quad (85)$$

$$\delta_2 = \frac{\beta r}{K_- Z} + \frac{q}{2} \left(1 + \frac{2\beta Z_2}{Z} \right) \approx \frac{\beta r}{K_- Z} + \frac{q}{2}. \quad (86)$$

Приближенное равенство в (86) выполняется при $2\beta Z_2 \ll Z$.

Погрешность асимметрии

$$j_0 \approx -\frac{1}{K_- Z} \left[(1 - \beta) r + Z_2 + \frac{r Z_2}{Z_H} \right] - \frac{r}{K_-} \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{\beta Z_H} \right) + q \left(1 + \frac{R_K + \beta Z_2}{Z} \right). \quad (87)$$

Здесь при $Z = \infty$, $r = 0$ и (или) $K_- = \infty$ погрешность асимметрии $j_0 \approx q$.

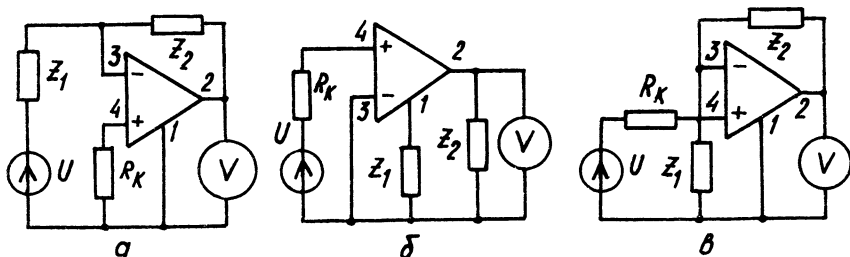


Рис. 17

Проведя топологическое преобразование схем по рис.17 взаимозаменением выходных выводов усилителя (Р-преобразование) [35,40], приходим к схемам по рис.18 (полагаем, что $R_K=0$). Р-преобразование цепей с ДУ является инвариантным относительно всех функций исходной цепи, то есть свойства соответствующих схем по рис.17 и

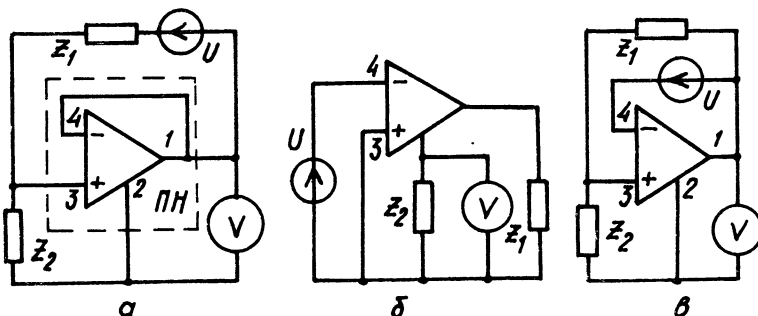


Рис. 18

18 аналогичны. В схеме 18,а ПН есть повторитель напряжения с $\bar{K} = K/(1+K)$ (считаем, что $K_1=K_2=K$) построенный на ДУ, то есть в результате Р-преобразования схемы рис.18,а мы пришли к схеме по рис.11,а.

Согласно свойству разделимости функции обратной связи для классов схем по рис.17 и 18 при $q \ll 1$ можем записать

$$S = - \frac{MK}{1+K\beta} = \frac{MK_0}{1+K_0\beta} \quad (88)$$

Здесь K и β относятся к классу исходных схем (рис.17), $K_0 = -K/(1+K\bar{\beta})$ и $\beta_0 = \bar{\beta} - \beta$ - к классу производных схем, полученных Р-преобразованием (рис.18). Очевидно, что для данного случая в уравнении (88) $\bar{\beta} = 0$, то есть $\beta = -\beta_0$ и $K = -K_0$.

2.2. Усилительные устройства с комбинированной обратной связью

Дальнейшее уменьшение погрешности статизма возможно путем введения комбинированной (отрицательной и положительной) обратной связи (КОС).

Введение КОС возможно двумя способами. При первом контуры ООС и ПОС замыкаются через общий канал прямой передачи сигнала (рис. 3). При втором способе вводится местный контур ПОС (или ООС), который охватывается контуром общей ООС (или ПОС).

На рис.19 представлена обобщенная структурная схема C_1 УУ с КОС, построенная на двух усилителях A_1 и A_2 с коэффициентами усиления K_1 и K_2 . Коэффициент передачи схемы C_1 определяется выражением

$$S = \frac{K_1 K_2 / M_1 M_2}{1 - K_2 M_2 \beta_2 \lambda - K_1 K_2 / M_1 M_2 \beta_1 \beta_2}, \quad (89)$$

где $M_1, M_2, \beta_1, \beta_2$ и λ есть коэффициенты передачи соответствующих пассивных звеньев.

Проведя топологическое преобразование схемы C_1 путем изменения направления графа цепи (N -преобразование) [38,40], приходим к схеме $C_2 = N[C_1]$ по рис.19. N -преобразование является инвариантным относительно коэффициента передачи исходной схемы, то есть выражение (89) остается в силе и для схемы C_2 .

Структурные схемы C_1 и $C_2 = N[C_1]$ по рис.19 объединяют две группы УУ.

В первой группе УУ местный контур ПОС охвачен контуром общей ООС. Здесь условие компенсации погрешности статизма при $\beta_1 = -1$ имеет вид $K_2 M_2 \beta_2 \lambda = 1$ (условие настройки), при выполнении которого коэффициент передачи $S = S_0 = 1/\beta_1 \beta_2$ не зависит от неустойчивости δ_1 коэффициента усиления $K_1 = K_{01}(1 + \delta_1)$. Здесь и в

дальнейшем изложении знак "минус" перед коэффициентом передачи пассивных звеньев означает, что соответствующий вход сумматора является вычитающим или усилитель A_i ($i = 1$ или 2) является инвертирующим.

Если $\beta_1 = R_1 / (R_1 + R_2)$ и $\beta_2 = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$ есть коэффициенты передачи делителей напряжения, то при выполнении условия настройки коэффициент передачи

$$S = S_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right). \quad (90)$$

Практически из-за нестабильности δ_2 коэффициента усиления $K_2 = K_{02}(1 + \delta_2)$ усилителя A_2 условие настройки выполняется для номинального значения K_{02} коэффициента усиления K_2 , то есть $K_{02}/M_2 \times \beta_2 \lambda = 1$. Тогда

$$S = S_0(1 + \gamma) = \frac{1}{\beta_1 \beta_2} (1 + \gamma), \quad (91)$$

где

$$\gamma = \frac{S}{S_0} - 1 = \frac{\delta_2}{K_1 K_2 M_1 M_2 \beta_1 \beta_2 - \delta_2} \approx \frac{\delta_2}{K_1 M_1 \beta_2} \quad (92)$$

есть результирующая мультипликативная погрешность, обусловленная отличием текущего (91) и номинального $S_0 = 1/\beta_1 \beta_2$ значений коэффициентов передачи.

Приближенное равенство в (92) выполняется при $\delta_2 \ll 1$ и $\lambda = 1$.

Во второй группе УУ местный контур ООС охвачен контуром общей ПОС.

Ко второй группе УУ относятся операционные преобразователи [40], для которых условие настройки схем по рис.19 при $\lambda = -1$ имеет вид

$$K_1 = 1 + \frac{1}{K_2 M_2 \beta_2}. \quad (93)$$

При выполнении (93)

$$S = S_0 = \frac{M_1}{\beta_2(1 - M_1 \beta_1)}. \quad (94)$$

При $\beta_1 = 1$ и $M_1 = Z_2 / (Z_1 + Z_2)$ выражение (94) определяет коэффициент передачи идеального операционного преобразователя:

$$S = S_0 = \frac{1}{\beta_2} \frac{M_1}{1 - M_1} = \frac{1}{\beta_2} \frac{Z_2}{Z_1} . \quad (95)$$

Здесь M_1 есть коэффициент передачи последовательного делителя напряжения (цепи операторных импедансов Z_1 и Z_2).

Практически условие (93) может быть обеспечено только для номинальных значений K_{01} и K_{02} коэффициентов усиления $K_1 = K_{01}(1 + \delta_1)$ и $K_2 = K_{02}(1 + \delta_2)$, то есть $K_{01} = 1 + (1/K_{02} M_2 \beta_2)$. Тогда $S = S_{01}(1 + \gamma)$. Здесь S_0 определяется выражением (94), а

$$\gamma = \frac{\delta_1(1 + K_2 M_2 \beta_2) + \delta_2(1 + \delta_1)}{1 + K_2 M_2 \beta_2 - (1 + \delta_1)(1 + \delta_2) M_1 \beta_1 (1 + K_{02} M_2 \beta_2)} \quad (96)$$

есть результирующая мультипликативная погрешность.

При $\delta_1 \ll 1$ и $\delta_2 \ll 1$ выражение (96) приводится к виду

$$\gamma \approx \frac{1}{1 - M_1 \beta_1} \left(\delta_1 + \frac{\delta_2}{1 + K_2 M_2 \beta_2} \right) \approx \frac{\delta_1}{1 - M_1 \beta_1} . \quad (97)$$

Приближенное равенство в (97) выполняется при $|\delta_1 / \delta_2| \ll 1 + K_2 M_2 \beta_2$.

Если в схеме C_2 по рис.19 выходной сигнал снимать со входа усилителя A_I (0-преобразование путем переноса выхода [41]), то приходим к схеме $C_3 = O[C_2]$ по рис.20. Проведя N -преобразование схемы C_3 , получим схему $C_4 = N[C_3] = NO[C_2]$ по рис.20.

Для второй группы УУ при выполнении условия настройки $K_{01} = 1 + (1/K_{02} M_2 \beta_2)$ при $\lambda = 1$ коэффициент передачи структур по рис.20 определяется выражением

$$S = S_0(1 + \gamma) = \frac{K_{02} M_2}{1 + K_{02} M_2 \beta_2} \frac{M_1}{1 - M_1 \beta_1} (1 + \gamma) , \quad (98)$$

где

$$\gamma = \frac{\delta_1 M_1 \beta_1 (1 + \delta_2 + K_2 M_2 \beta_2) + \delta_2}{1 + K_2 M_2 \beta_2 - (1 - \delta_1)(1 + \delta_2) M_1 \beta_1 (1 + K_{02} M_2 \beta_2)} . \quad (99)$$

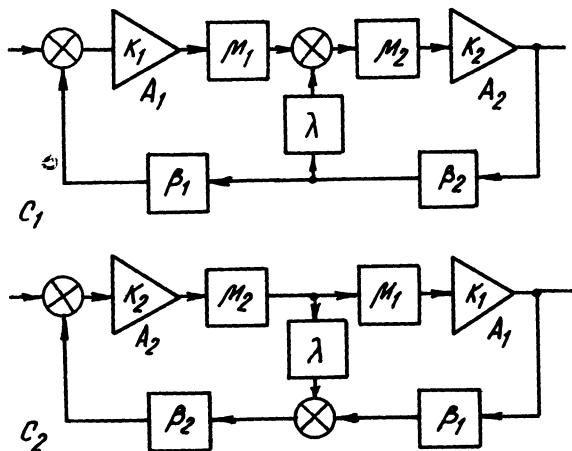


Рис. 19

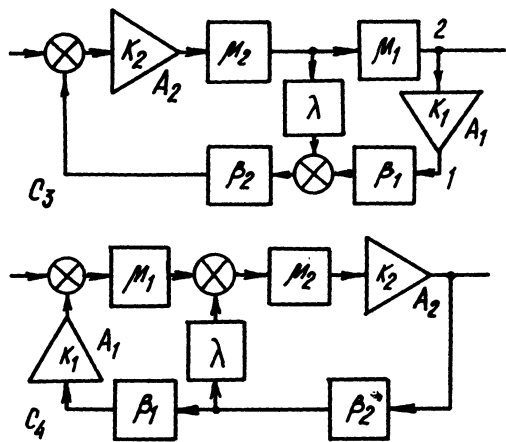


Рис. 20

При $\delta_1 \ll 1$ и $\delta_2 \ll 1$

$$\gamma = \frac{1}{1 - M_1 \beta_1} \left(M_1 \beta_1 \delta_1 + \frac{\delta_2}{1 + K_2 / M_2 \beta_2} \right) \approx \frac{M_1 \beta_1 \delta_1}{1 - M_1 \beta_1}$$

Таким образом, в зависимости от выбранных условий настройки свойства обобщенных структурных схем по рис.19 и 20 существенно различны (двойственность свойств структур с КОС).

В табл. I сведены некоторые частные структурные схемы УУ с КОС. Схемы C_{1j} и $C_{2j} = N[C_{1j}]$ связаны между собой топологическим преобразованием изменением направления графа цепи [38].

В соответствующие столбцы табл. I сведены выражения для коэффициентов передачи $S = S(K_1, K_2)$, мультипликативной погрешности $\bar{J} = (S/S_0) - 1$, удельной погрешности $\bar{J}^* = \bar{J}/S$ и параметра эффективности $\mathcal{K} = \bar{J}^* / \bar{J}^*$. В последнем столбце табл. I приведены условия настройки схем.

Схемы C_{1j} ($M_1 = M_2 = \beta_2 = 1$, $\beta = \beta_1$), C_{2j} ($M_1 = M_2 = \beta_2 = \lambda = 1$, $\beta = \beta_1$), C_{3j} ($M_1 = M_2 = \beta_1 = \lambda = 1$, $\beta = \beta_2$) являются частными реализациями обобщенных структур по рис.19 и вместе со схемой C_{4j} относятся к первой группе УУ с КОС ($j = 1, 2$).

Схемы C_{3j} и C_{6j} (при $M_2 = \beta_1 = \lambda = 1$, $\beta = \beta_2$ и $M = M_1$) являются соответственно частными реализациями обобщенных структур по рис. 19, 20 и относятся ко второй группе УУ с КОС.

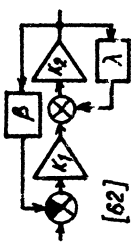
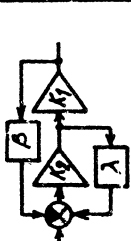
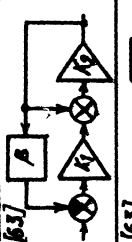
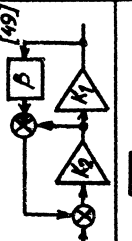
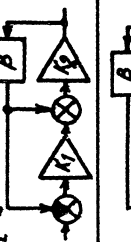

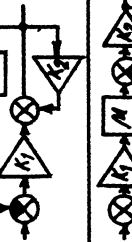
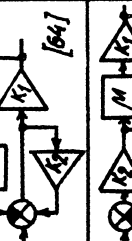

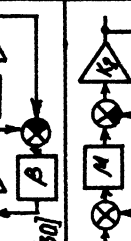
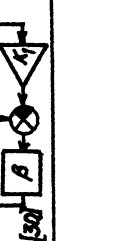
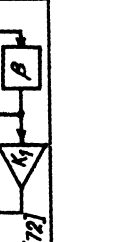
Для схем первой группы (табл. I) номинальное значение $S_0 = S(K_{01}, K_{02})$ коэффициента передачи при выполнении условия настройки равно $1/\beta$ ($S_0 = 1/\beta$), то есть условия искусственного и естественного задания номинальной функции преобразования здесь совпадают. Схемы с КОС первой группы и схемы с ООС по обеспечиваемой статической точности при естественном задании номинальной функции преобразования примерно равноценны и дают существенное повышение точности по сравнению со структурами с ООС при искусственном задании номинальной функции преобразования.

Эффективность структур C_{ij} с КОС первой группы (в смысле \mathcal{K} - критерия) определяется выражением

$$\mathcal{K} = \alpha \left(1 + \delta_1 + \frac{\delta_1}{\delta_2} \right), \quad (IOI)$$

где для схем C_{1j} , C_{2j} и C_{3j} коэффициент $\alpha = 1$, для схем C_{4j} $\alpha = 1/K_2 \approx 1$ ($\delta_2 \ll 1$). Согласно (IOI) все структуры C_{ij} первой группы в смысле обменной стоимости запаса усиления на точность равноценны.

Для первой группы структур с КОС результирующая мультипликативная погрешность уменьшается с повышением стабильности коэффи-

| i | $C_{i1} = N[C_{i2}]$ | $C_{i2} = N[C_{i1}]$ | S | $\bar{y} = (S/S_0) - 1$ | $\bar{y} = \bar{y}/S$ | $\bar{x} = \bar{x}_0/\bar{y}$ | настройка |
|-----|--|---|---|---|--|---|---------------------------------------|
| 1 |  |  | $\frac{K_1 K_2}{1 + K_1 K_2 \beta - K_2 \lambda}$ | $\frac{\delta_2}{K_1 K_2 \beta - \delta_2}$ | $\frac{\delta_2}{K_1 K_2}$ | $1 + \delta_1 + \frac{\delta_1}{\delta_2}$ | $K_{02} \lambda = 1$ |
| 2 |  |  | $\frac{K_1 K_2}{1 + K_1 K_2 \beta - K_2}$ | $\frac{\delta_2}{K_1 K_2 \beta - \delta_2}$ | $\frac{\delta_2}{K_1 (1 + \delta_1)}$ | $1 + \delta_1 + \frac{\delta_1}{\delta_2}$ | $K_{02} = 1$ |
| 3 |  |  | $\frac{K_1 K_2}{1 + K_1 K_2 \beta - K_2 \beta}$ | $\frac{\delta_2}{K_1 K_2 \beta - \delta_2}$ | $\frac{\delta_2}{K_1 K_2}$ | $1 + \delta_1 + \frac{\delta_1}{\delta_2}$ | $K_{02} \beta = 1$ |
| 4 |  |  | $\frac{K_1}{1 + K_1 \beta - K_2}$ | $\frac{\delta_2}{K_1 \beta - \delta_2}$ | $\frac{\delta_2}{K_1}$ | $\frac{1}{K_2} \left(1 + \delta_1 + \frac{\delta_1}{\delta_2} \right)$ | $K_{02} = 1$ |
| 5 |  |  | $\frac{K_1 K_2 M}{1 + K_2 \beta (1 - K_1/M)}$ | $\frac{\delta_1}{1 - M}$ | $\frac{\delta_1 \beta}{M}$ | $\frac{1 + \delta_2 + \delta_2 \delta_1}{1 + K_2 \beta}$ | $K_{01} = 1 + \frac{1}{K_{02} \beta}$ |
| 6 |  |  | $\frac{K_2 M}{1 + K_2 \beta (1 - K_1/M)}$ | $\frac{\delta_1/M}{1 - M}$ | $\frac{\delta_1 K_1 \beta}{1 + K_2 \beta}$ | $\frac{1 + \delta_2 + \delta_2 \delta_1}{K_1 M (1 + K_2 \beta)}$ | $K_{01} = 1 + \frac{1}{K_{02} \beta}$ |

коэффициента усиления $K_2 = K_{02}(1 + \delta_2)$ (с уменьшением погрешности δ_2) и с увеличением коэффициента усиления K_1 усилителя A_1 . Здесь предельно достижимая статистическая точность ограничена условием устойчивости замкнутой системы.

Для схем C_{5j} и C_{6j} второй группы (табл. I) номинальные значения коэффициентов передачи при выполнении условия настройки определяются соответственно выражениями

$$S_0 = \frac{M}{\beta(1-M)}, S_0 = \frac{K_{02}}{1+K_{02}\beta} \frac{M}{1-M} = \frac{1}{K_{01}\beta} \frac{M}{1-M}. \quad (102)$$

Для схем C_{5j} и C_{6j} при $K_2\beta \rightarrow \infty$ коэффициент $K_1 \rightarrow 1$. Следовательно, при достаточно большом петлевом усилении по контуру ООС (при $K_2\beta \gg 1$) коэффициенты передачи схем C_{5j} и C_{6j} практически одинаковы: $S_0 = M/\beta(1-M)$.

Для второй группы структур с КОС результирующая мультипликативная погрешность уменьшается с повышением стабильности коэффициента усиления $K_1 = K_{01}(1 + \delta_1)$ (с уменьшением δ_1), а нестабильность коэффициента усиления K_2 при достаточно большом петлевом усилении $K_2 M_2 \beta_2 \lambda \gg 1$ по местному контуру ООС практически не влияет на результирующую погрешность.

Рассмотрим некоторые реализации структур с КОС.

На рис. 2I приведена обобщенная схема C_I УУ [65] и схема $C_2 = \rho[C_I]$, полученная из схемы C_I путем ее Р-преобразования. Схемам C_I и C_2 соответствует структурная схема по рис. 3. При $K = \infty$ коэффициент передачи схем C_I и C_2

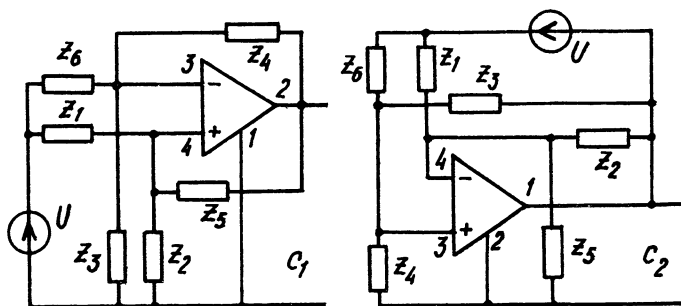


Рис. 2I

$$S = - \frac{Y_1(Y_3 + Y_4 + Y_6) - Y_6(Y_1 + Y_2 + Y_5)}{Y_5(Y_3 + Y_4 + Y_6) - Y_4(Y_1 + Y_2 + Y_5)} \quad (I03)$$

В частности, при $Y_1 + Y_2 + Y_5 = Y_3 + Y_4 + Y_6$, согласно (I03), $S = (Y_1 - Y_6)/(Y_4 - Y_5)$. При $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_5 = \infty$ схемы по рис.2I приводятся соответственно к схемам УУ по рис.17,а и 18,а. При $Z_1 = 0$ и $Z_2 = Z_3 = Z_6 = \infty$ схемы по рис.2I приводятся соответственно к схемам по рис.17,в и 18,в.

Положим в схеме C_I по рис.2I $Y_6 = 1/Z_6 = 0$. Тогда, пренебрегая влиянием коэффициента q (считаем, что $q = 0$), входным и выходным сопротивлениями усилителя, получим:

$$S = \frac{\kappa Y_1}{Y_2 \left(1 + \frac{Y_4}{Y_3 + Y_4}\right) + (Y_1 + Y_5) \left(1 + \frac{Y_4}{Y_3 + Y_4}\right) - \kappa Y_5} \quad (I04)$$

При

$$\kappa = \left(1 + \frac{Y_1}{Y_5}\right) \left(1 + \frac{Y_4}{Y_3 + Y_4}\right) \quad (I05)$$

(условие настройки) имеем

$$S = \frac{\kappa Y_1}{Y_2} \frac{1}{1 + Y_4/(Y_3 + Y_4)} = \frac{Z_2}{Z_1} \left(1 + \frac{Z_5}{Z_1}\right) \quad (I06)$$

Второе равенство получено подстановкой выражения (I05) в первое равенство (I06).

При $Z_3 = \infty$ схема C_I по рис.2I приводится к схеме по рис.22 с регулируемым по величине и знаку коэффициентом передачи [66].

При $q = 0$ и $\kappa = \infty$ для схемы по рис.22

$$S = \frac{1 + (Z_4/Z_3) - (Z_1 Z_4/Z_2 Z_6)}{1 + Z_1/Z_2} \quad (I07)$$

Здесь при $Y_1(Y_3 + Y_4) = Y_2 Y_6$ коэффициент передачи $S = 0$. При $Y_1(Y_3 + Y_4) > Y_2 Y_6$ коэффициент передачи $S > 0$, при $Y_1(Y_3 + Y_4) < Y_2 Y_6$ коэффициент $S < 0$.

На рис.23 представлена схема УУ с КОС, являющаяся частной реализацией схемы C_1 по рис.21, для которой коэффициент передачи при пренебрежимо малом влиянии выходного сопротивления УН определяется выражением

$$S = \frac{z_2}{z_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{K} \left[1 - K\beta_0 + \frac{z_2}{z_1} \left(1 + \frac{z_1}{z} - K\beta_0 \right) \right]} = \frac{z_2}{z_1} (1 + \gamma^*) , \quad (108)$$

где $\beta_0 = R_{01}/(R_{01} + R_{02})$ есть коэффициент передачи цепи ПОС.

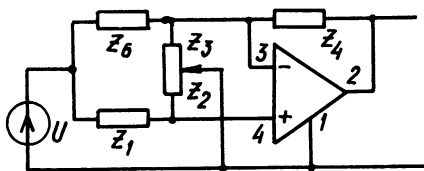


Рис. 22

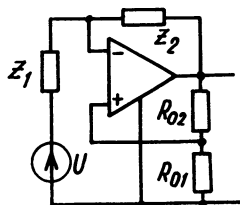


Рис. 23

При выполнении условия настройки $K_0\beta_0 = 1$ погрешность

$$\gamma^* = \frac{1}{1 - \frac{\delta}{K\beta} + \frac{z_2}{Kz}} - 1 \approx \frac{\delta}{K\beta} - \frac{z_2}{Kz} , \quad \beta = \frac{z_1}{z_1 + z_2} . \quad (109)$$

Согласно (109), погрешность γ^* уменьшается с увеличением коэффициента усиления $K = K_0(1 + \delta)$ и с уменьшением δ .

Детальный анализ схемы по рис.23 проведен в [67].

В УУ с КОС для повышения точности необходимо обеспечить стабильное петлевое усиление по контуру ПОС. Это требование не может быть удовлетворено при построении УУ по структурной схеме рис.3, так как здесь контур ПОС замыкается через нестабильное звено (усилитель А), влияние вариации коэффициента усиления которого необходимо устранить (уменьшить). В этом смысле более эффективными являются УУ с КОС с введением местных контуров ПОС (табл.1).

На рис.24 приведены схемы УУ с КОС, построенные в соответствии со структурами C_{11} и $C_{12} = N[C_{11}]$ табл.1.

На рис.25 [68, 69] приведены схемы УУ, построенные по структурной схеме C_{21} табл.1. Схемы C_1 , C_2 и C_3 усилителей напряжения

Рис.24

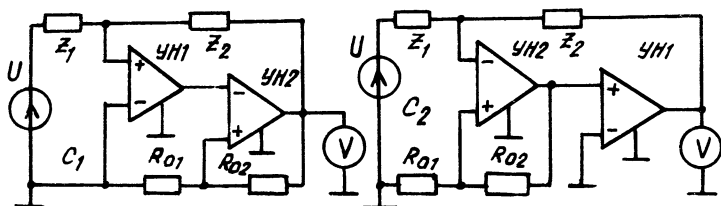
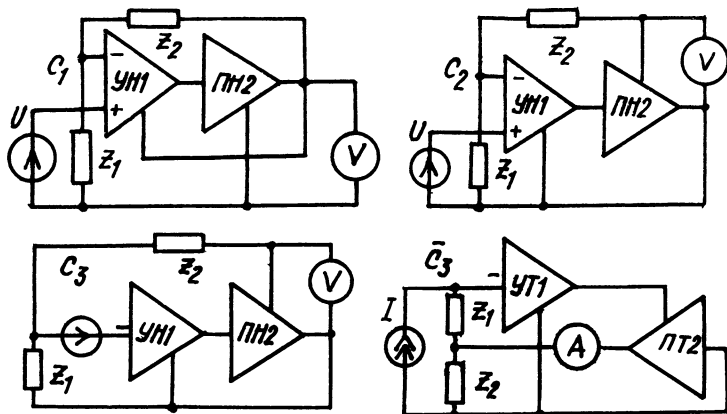


Рис.25



связаны между собой двухизоморфным топологическим преобразованием (M_2 -преобразование) [38], то есть $C_2 = M_2[C_1]$ и $C_3 = M_2[C_2]$. Двухизоморфное преобразование схем заключается во взаимозамещении последовательно соединенных двухполюсников в ветви или в параллельном переносе ветвей (группы ветвей) с сохранением всех контурных токов и узловых потенциалов. M_2 -преобразование является инвариантным относительно всех функций исходной схемы.

Проведя дуальное преобразование схемы C_3 по рис.25, приходим к схеме $\bar{C}_3 = D[C_3]$ усилителя тока (рис.25). Здесь, как и прежде, наличие нагрузки отображено включением вольтметра V (для усилителей напряжения) и амперметра A (для усилителя тока).

Коэффициент передачи схем C_1 , C_2 и C_3 по рис.25 определяется выражением

$$S = \frac{\kappa_1 \left(\kappa_2 - \frac{Z_2}{R_2} \right) - \frac{\beta Z_2}{R_1} \left(1 + \frac{Z_1}{R_2} \right)}{1 - \kappa_2 + \kappa_1 \kappa_2 \beta + \frac{Z_1 + Z_2}{R_1} + \beta \left[\frac{Z_2}{R_1} \left(1 - \kappa_2 + \frac{Z_1 + Z_2}{R_2} \right) + \frac{Z_2}{Z_1 \parallel R_1} \left(1 + \frac{Z_1}{R_2} \right) \right] + \dots} \quad (\text{IIIO})$$

$$\rightarrow + \frac{\kappa_1 \mathcal{E}_2}{R_2} \Big] + \frac{\mathcal{E}_2}{Z_H} \left(1 + \frac{\mathcal{E}_1}{R_2} \right) \left(1 + \frac{\beta \mathcal{E}_2}{R_1} \right),$$

где R_1 , R_2 и \mathcal{E}_1 , \mathcal{E}_2 есть соответственно входные и выходные сопротивления усилителя УН1 и повторителя ПН2 напряжений, κ_1 и $\kappa_2 = 1 + \delta_2$ их коэффициенты усиления, Z_H — сопротивление нагрузки (входное сопротивление вольтметра V), $\beta = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$. В идеальном случае ($R_1 = R_2 = \infty$, $\mathcal{E}_1 = \mathcal{E}_2 = 0$) выражение (II0) приводится к формуле для коэффициента передачи структуры \mathcal{C}_2 , табл. I.

Входное и выходное сопротивления схем \mathcal{C}_1 , \mathcal{C}_2 и \mathcal{C}_3 по рис. 25 определяются выражениями

$$Z_{\text{вх}} = R_1 (1 - \kappa_2 + \kappa_1 \kappa_2 \beta) / (1 - \kappa_2) \approx \kappa_1 \beta R_1 / \delta_2, \quad (\text{III})$$

$$Z_{\text{вых}} = \mathcal{E}_2 / (1 - \kappa_2 + \kappa_1 \kappa_2 \beta) \approx \mathcal{E}_1 / \kappa_1 \beta. \quad (\text{II2})$$

Здесь и в дальнейшем изложении в выражениях для $Z_{\text{вх}}$ и $Z_{\text{вых}}$ влиянием слагаемых первого и более высших порядков малости пренебрегаем.

Согласно (III) входное сопротивление увеличивается с повышением петлевого усиления $\kappa_1 \beta$ по контуру ООС и с уменьшением погрешности $\delta_2 \ll 1$ коэффициента передачи повторителя напряжения ПН2. Выходное сопротивление уменьшается с увеличением $\kappa_1 \beta$.

Проведя реверсивное топологическое преобразование схемы $\bar{\mathcal{C}}_3$ по рис. 25 (\mathcal{R} -преобразование) [38, 39], приходим к схеме $\mathcal{C}_1 = \mathcal{R}[\bar{\mathcal{C}}_3]$ усилителя напряжения по рис. 26, которой соответствует структура \mathcal{C}_{22} табл. I.

Коэффициент передачи схемы \mathcal{C}_1 по рис. 26 определяется выражением

$$S = \frac{\kappa_1 \left(\kappa_2 - \frac{\mathcal{E}_2}{R_2} \right) + \frac{\bar{\beta} \mathcal{E}_1}{R_2} \left(1 + \frac{\mathcal{E}_2}{R_1} \right)}{1 - \kappa_2 + \kappa_1 \kappa_2 \bar{\beta} - \frac{\bar{\beta}}{R_2} \left(\kappa_1 \mathcal{E}_2 + Z_2 + \frac{\mathcal{E}_2 Z_2}{R_1} \right) + \frac{\bar{\beta} \mathcal{E}_1}{Z_2} (1 - \kappa_2) + \left(1 + \frac{\bar{\beta} \mathcal{E}_1}{Z_2} \right) \left(\frac{\mathcal{E}_2}{R_1 R_2} + \frac{Z_2}{R_2} + \frac{\mathcal{E}_2 Z_2}{R_1 R_2} \right)}, \quad (\text{II3})$$

$$+ \frac{z_1}{z_H} \left[1 - K_2 + \frac{z_2}{R_1 R_2} + \frac{z_2}{R_2} + \frac{z_2 z_2}{R_1 R_2} - \frac{\bar{\beta} z_2}{R_2} \left(1 + \frac{z_1}{R_1} \right) \right],$$

где $\bar{\beta} = z_2 / (z_1 + z_2)$.

Для идеальных усилителей ($R_1 = R_2 = \infty$, $z_1 = z_2 = 0$) выражение (II3) приводится к формуле, данной в табл. I для схем C_{21} и C_{22} .

Входное и выходное сопротивления схемы C_1 по рис. 26

$$z_{Bx} = R_2 (1 - K_2 + K_1 K_2 \beta) \approx K_1 \beta R_2, \quad (\text{II4})$$

$$z_{Bnx} = z_1 (1 - K_2) / (1 - K_2 + K_1 K_2 \beta) \approx z_1 \delta_2 / K_1 \beta. \quad (\text{II5})$$

Приближенные равенства в (III), (II2), (II4) и (II5) выполняются при малом отличии коэффициента передачи $K_2 = 1 + \delta_2$ повторителя напряжения ПН2 от единицы (при $\delta_2 \ll 1$).

Для схемы C_1 по рис. 26, также как и для схем усилителей напряжения по рис. 25, имеет место увеличение входного (в $K_1 \beta$ раз) и уменьшение выходного (в $K_1 \beta / \delta_2$ раза) сопротивлений.

Проведя дуальное преобразование схемы C_1 по рис. 26, приходим к схеме $\bar{C}_1 = D[C_1]$ усилителя тока (рис. 26).

На рис. 27 представлены схемы усилителя напряжения C_1 [71] и усилителя тока $\bar{C}_1 = D[C_1]$, соответствующие структуре C_{31} табл. I.

Коэффициент передачи схемы C_I по рис. 27 определяется выражением

$$S = \frac{K_1 K_2 (1 + \Delta_1)}{1 - K_2 \beta + K_1 K_2 \beta + \Delta_2} = \frac{1}{\beta} \frac{1 + \Delta_1}{1 + \frac{\Delta_2}{K_1}}, \quad (\text{II6})$$

где

$$\beta = \frac{z_1}{z_1 + z_2}, \quad \Delta_1 = \frac{z_1 // z_2}{K_1 R_1} - \frac{\beta z_2}{K_2 R_2} + \frac{\beta z_2}{K_1 K_2 R_2} \left(1 + \frac{z_1}{R_2} \right),$$

$$\Delta_2 = (1 - \beta) \left(1 + \frac{z_2}{z_2 // z_H} \right) \left[1 + \frac{z_1 + (1 - K_1) z_1}{R_2} + \frac{z_1}{R_1} \left(1 + \frac{z_1}{R_2} \right) \right] + \beta \left(1 + \frac{z_1}{R_2} \right) \left(1 + \frac{z_2}{z_H} \right) - 1.$$

Второе равенство в (II6) справедливо при строгом выполнении условия настройки $K_2 \beta = 1$.

Входное и выходное сопротивления схемы C_I по рис. 27

$$Z_{\theta x} = R_1 \frac{1 - K_2 \beta + K_1 K_2 \beta}{1 - K_2 \beta} \approx \frac{K_1 R_1}{\delta_2}, \quad (\text{II7})$$

$$Z_{\theta bix} = \frac{Z_2}{1 - K_2 \beta + K_1 K_2 \beta} \approx \frac{Z_2}{K_1}. \quad (\text{II8})$$

Приближенные равенства в (II7) и (II8) справедливы при выполнении условия настройки $K_{02}\beta = 1$ и $\delta_2 \ll 1$. Здесь, как и в предыдущих случаях, имеет место увеличение входного и уменьшение выходного сопротивлений.

Проведя R -преобразование схемы \bar{C}_I по рис.27, приходим к схеме $C_1 = R[\bar{C}_1]$ и к ее двухизоморфному варианту $C_2 = M_2[C_1]$ по рис.28, которым соответствует структура C_{32} табл. I.

Коэффициент передачи схем по рис.28

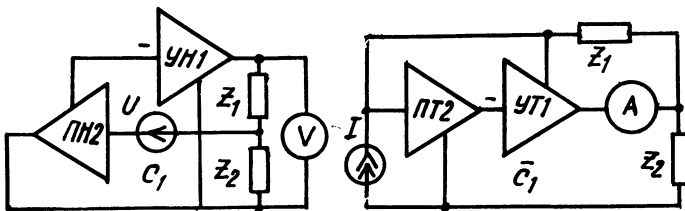


Рис.26

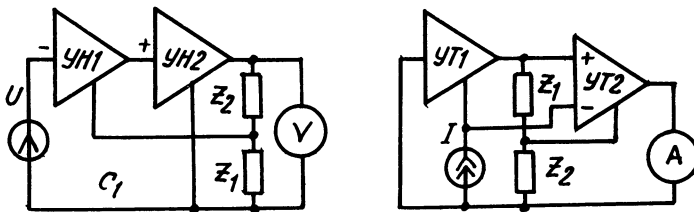


Рис.27

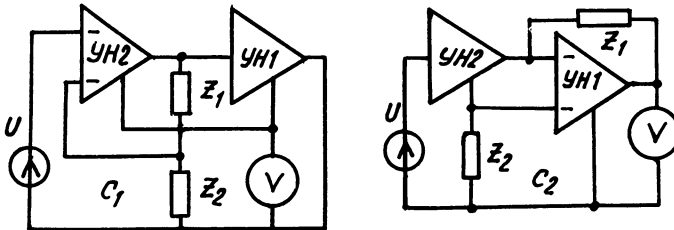


Рис.28

$$S = \frac{\kappa_1 \left[\frac{\bar{\beta} \bar{e}_2}{R_2} - \kappa_2 \left(1 + \frac{\bar{\beta} \bar{e}_1}{\bar{z}_2} \right) + \bar{\beta} \bar{e}_1 \left[\frac{1}{R_2} \left(1 + \frac{\bar{e}_2}{R_1} \right) + \frac{\kappa_2 (1 - \kappa_1)}{\bar{z}_2} \right] \right]}{1 - \kappa_2 \bar{\beta} + \kappa_1 \kappa_2 \bar{\beta} + \frac{\bar{e}_1 + \bar{e}_2}{\bar{z}_1 + \bar{z}_2} + \frac{\bar{e}_2}{R_1} \left(1 + \frac{\bar{\beta} \bar{e}_1}{\bar{z}_2} \right) - \frac{\kappa_1 \bar{\beta} \bar{e}_2}{\bar{z}_2} + \frac{\bar{\beta}}{R_2} \left[\frac{\bar{e}_2}{R_1} (\bar{e}_1 + \bar{z}_2) + \bar{z}_1 + \bar{e}_1 + (1 - \kappa_1) \bar{e}_2 \right] + \frac{\bar{e}_1}{\bar{z}_H} \left[1 - \kappa_1 \kappa_2 \bar{\beta} + \frac{\bar{e}_2}{R_1 // (\bar{z}_1 + \bar{z}_2)} - \bar{\beta} \left(\kappa_2 - \frac{\bar{e}_2 + \bar{z}_1}{R_2} - \frac{\bar{e}_2 \bar{z}_1}{R_1 R_2} \right) \right]}, \quad (\text{II9})$$

где $\bar{\beta} = \bar{z}_2 / (\bar{z}_1 + \bar{z}_2)$.

При $R_1 = R_2 = \infty$ и $\bar{e}_1 = \bar{e}_2 = 0$ (усилители УН1 и УН2 являются идеальными) выражение (II9) совпадает с формулой для коэффициента передачи схем C_{3I} и C_{32} табл. I.

Входное сопротивление схем по рис. 28

$$Z_{BX} = R_2 (1 - \kappa_2 \beta + \kappa_1 \kappa_2 \beta) \approx \kappa_1 R_2 \quad (\text{I20})$$

увеличивается примерно в κ_1 раз (при $\kappa_2 \beta = 1$). При $\kappa_2 \beta = 1$ выходное сопротивление $Z_{BX} \approx \bar{z}_1$.

На рис. 29 представлены схемы C_I [68] усилителя напряжения и $\bar{C}_1 = D[C_1]$, $\bar{C}_2 = M_2[\bar{C}_1]$ усилителей тока, построенные по структурной схеме C_{4I} табл. I.

Коэффициент передачи (при $\bar{z}_H = \infty$), входное и выходное сопротивления схемы C_I по рис. 29 определяются выражениями

$$S = \frac{\kappa_1 + \beta (\bar{e}_1 + \bar{e}_2) / R_1}{\kappa_1 \beta + \left(1 - \kappa_2 + \frac{\bar{e}_1 + \bar{e}_2}{R_2} \right) \left(1 + \frac{\bar{z}_1 // \bar{z}_2}{R_1} \right) + \left(1 + \frac{\bar{z}_1}{R_1} \right) \frac{\bar{e}_1 + \bar{e}_2}{\bar{z}_1 + \bar{z}_2}} \quad (\text{I21})$$

$$Z_{BX} = R_1 (1 - \kappa_2 + \kappa_1 \beta) / (1 - \kappa_2) \approx \kappa_1 \beta R_1 / \beta_2, \quad (\text{I22})$$

$$Z_{BX} = (\bar{e}_1 + \bar{e}_2) / (1 - \kappa_2 + \kappa_1 \beta) \approx (\bar{e}_1 + \bar{e}_2) / \kappa_1 \beta. \quad (\text{I23})$$

Приближенные равенства в выражениях (III) и (I22) совпадают, то есть входные сопротивления схем усилителей напряжения по рис.25 и 29 при выполнении условия настройки одинаковы.

Проведя R -преобразование схемы C_I по рис.29, приходим к схеме $C_I = R[\bar{C}_I]$ и к ее двухизоморфному варианту $C_2 = M_2[C_I]$ (рис. 30), которым соответствует структура C_{42} табл. I.

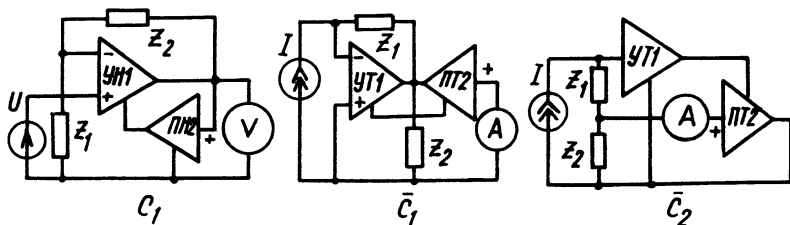


Рис. 29

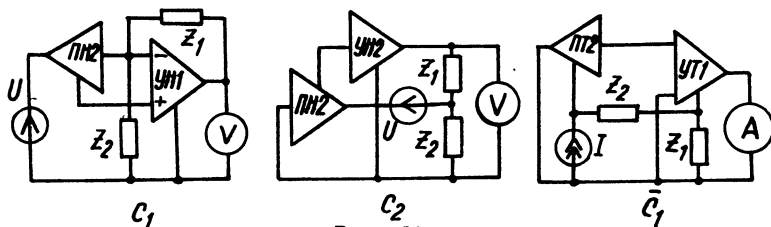


Рис. 30

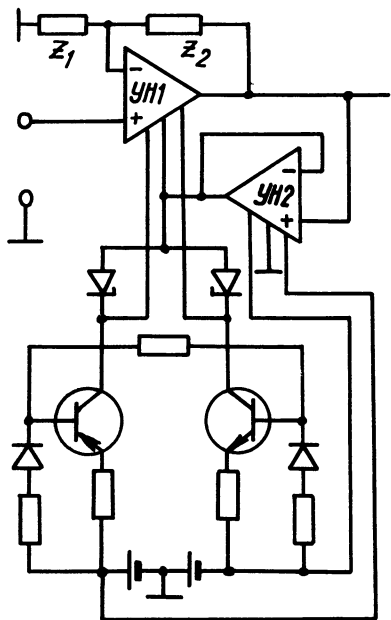
Коэффициент передачи, входное и выходное сопротивления схем по рис.30

$$S = \frac{K_1 + \bar{\beta} Z_1 / R}{1 - K_2 + K_1 \bar{\beta} + \frac{Z_2 + \bar{\beta} Z_1}{R} + \frac{\bar{\beta} Z_1}{Z_2} \left(1 - K_2 + \frac{Z_2 + Z_1}{R} \right) + \frac{Z_1}{Z_H} \left(1 - K_2 + \frac{Z_2 + \bar{\beta} Z_1}{R} \right)}, \quad (I24)$$

$$Z_{BX} = R(1 - K_2 + K_1 \bar{\beta}) \approx K_1 \bar{\beta} R, \quad (I25)$$

$$Z_{вых} = Z_1 \frac{1 - K_2}{1 - K_2 + K_1 \bar{\beta}} \approx \frac{Z_1 Z_2}{K_1 \bar{\beta}}, \quad (I26)$$

где $R = R_1 \parallel R_2$, $\bar{\beta} = Z_2 / (Z_1 + Z_2)$.



Здесь также имеет место увеличение входного и уменьшение выходного сопротивлений.

Проведя D -преобразование схемы C_I по рис.30, приходим к схеме $\bar{C}_I = D[C_I]$ усилителя тока (рис.30).

В схемах по рис.25-30 необходимо использовать два гальванически развязанных источника питания. Этот недостаток может быть устранен при использовании одного источника питания с токовой развязкой. В качестве примера на рис.31 [69] представлена электрическая схема УУ, реализующая схему C_I по рис. 29. Коэффициент передачи, входное и выходное сопротивления запишем следующим образом

Рис. 31

$$S = \frac{K_1 + \beta(e_1 + e_2)/R_1}{1 - K_2 + K_1\beta + \Delta} \approx \frac{1}{\beta} (1 + \gamma), \quad (I27)$$

$$Z_{bx} = R_1 \frac{1 - K_2 + K_1\beta + \Delta}{1 - K_2 + \frac{e_1 + e_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{e_1 + e_2}{R_2 \parallel Z_H}}, \quad (I28)$$

$$Z_{bvx} = \frac{(e_1 + e_2) \left(1 + \frac{Z_1 \parallel Z_2}{R_1} \right)}{1 - K_2 + K_1\beta + (1 - K_2) \frac{Z_1 \parallel Z_2}{R_1} + \frac{e_1 + e_2}{R_2} \left(1 + \frac{Z_1 \parallel Z_2}{R_1} \right) + \frac{e_1 + e_2}{Z_1 + Z_2}},$$

где $\Delta = (1 - K_2) \frac{Z_1 \parallel Z_2}{R_1} + \frac{e_1 + e_2}{R_2 \parallel Z_H} + \frac{e_1 + e_2}{Z_1 + Z_2} \left(1 + \frac{Z_1}{R_1} \right)$

При пренебрежимо малом влиянии неидеальности усилителей и выполнении условия настройки ($K_{02} = 1$) погрешность

$$\delta = \frac{\delta_2}{K_1 \beta - \delta_2} \approx \frac{\delta_2}{K_1 \beta}$$

уменьшается с увеличением петлевого усиления $K_1 \beta$ и с приближением коэффициента передачи повторителя напряжения ПН2 к единице (с уменьшением δ_2). При этом входное и выходное сопротивления, согласно (I28) и (I29), будут определяться приближенными равенствами в (I22) и (I23).

Примеры реализаций структурных схем G_{5j} и G_{6j} даны в [30, 72].

Проведенный анализ схем показывает, что наряду с повышением точности при искусственном задании функции преобразования, в усилителях напряжения с КОС имеет место повышение входного (схемы по рис.25, 27, 29) и уменьшение выходного (схемы по рис.26, 30) сопротивлений по сравнению с УУ с ООС.

Предельно достижимая точность в УУ с КОС ограничена неидеальностью усилителей напряжения и повторителей тока.

2.3. Усилительные устройства с аддитивной коррекцией погрешности

В усилительных устройствах с ООС и КОС повышение точности осуществляется за счет соответствующей потери усиления.

Указанный недостаток отсутствует в УУ с мультипликативной и аддитивной коррекцией погрешности. Здесь с помощью дополнительного (корректирующего) канала формируется сигнал ошибки, который в качестве мультипликативной или аддитивной поправки вводится в основной канал.

На рис.32 представлена обобщенная структурная схема УУ с мультипликативной коррекцией. Входное напряжение U через управляемый делитель напряжения УДН подается на вход усилителя A_1 основного канала. Дополнительный канал содержит цепь обратной передачи ЦОП с коэффициентом передачи $\beta = 1/K_0$, вычитающее устройство ВУ и усилитель A_2 сигнала ошибки. Если коэффициент усиления $S = K_2 K_1$ основного канала равен номинальному значению $S = S_0$, то сигнал на выходе ВУ отсутствует, так как $U = U_p = \beta U_1$. Здесь K_2 и K_1 есть соответственно коэффициенты передачи УДН и A_1 . При $S \neq S_0$ сигнал ошибки ΔU усиливается усилителем A_2 , выходное напряжение которого изменяет коэффициент передачи УДН, приближая коэффициент $S = K_2 K_1$ к его номинальному значению $S_0 = K_0$.

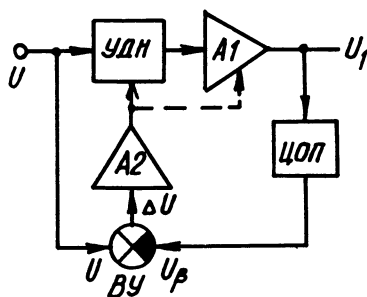


Рис. 32

канал УУ. Здесь повышение точности обеспечивается введением аппаратной избыточности.

На рис. 33 [74] представлены обобщенные структурные схемы C_I и $C_2 = N[C_I]$ УУ с АК, связанные между собой N -преобразованием. Коэффициент передачи схем C_I и C_2

$$S = \frac{k_1 + k_1 k_2 M_1 M_2 + k_2 M_1 \beta_2}{1 + k_1 k_2 \beta_1 M_2 + k_2 \beta_1 \beta_2} \quad (I30)$$

Структурные схемы $C_1 = C_1(A_1, A_2)$ и $C_2 = C_2(A_1, A_2)$ по рис.33 объединяют две группы УУ – с подавлением ($k_1 > 0, k_2 > 0$) и выделением ($k_1 < 0, k_2 < 0$) сигнала ошибки. В структурах с выделением сигнала ошибки усилители A_I и A_2 являются инвертирующими (при необходимости знаки "минус" могут быть отнесены к соответствующим входам сумматора).

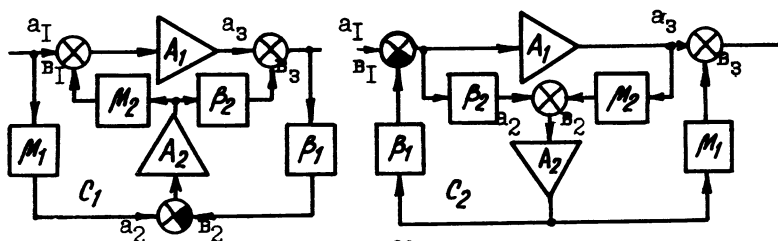


Рис. 33

Для структур первой группы, согласно (I30), $S = M_1(1 + \gamma_1)/\beta_1 =$

$= S_0(1 + \gamma)$, где $S_0 = M_1/\beta_1$ есть номинальное значение коэффициента передачи,

$$\gamma = - \frac{M_1 - k_1 \beta_1}{M_1(1 + k_1 k_2 M_2 \beta_1 + k_2 \beta_1 \beta_2)} \quad (I31)$$

есть результирующая мультипликативная погрешность.

Согласно (I31) при выполнении условия настройки $k_1 \beta_1 = M_1$ погрешность $\gamma = 0$.

Практически из-за нестабильности коэффициента усиления $k_1 = k_{01}(1 + \delta_1)$ условие настройки выполняется для номинального значения k_{01} , то есть $k_{01} \beta_1 = M_1$. Тогда $S_0 = k_{01} = M_1/\beta_1$, а погрешность, согласно (I31),

$$\gamma = \frac{\delta_1}{1 + k_1 k_2 M_2 \beta_1 + k_2 \beta_1 \beta_2} \approx \frac{\delta_1}{1 + k_2 (M_1 M_2 + \beta_1 \beta_2)} = \frac{\delta_1}{1 + k_2 \beta} \quad (I32)$$

Здесь приближенное равенство выполняется при $|\delta_1| \ll 1$.

Для структур второй группы (рис.33 при $k_1 < 0$ и $k_2 < 0$) коэффициент передачи

$$S = - \frac{k_1 - k_1 k_2 M_1 M_2 + k_2 M_1 \beta_2}{1 + k_1 k_2 M_2 \beta_1 - k_2 \beta_1 \beta_2} = - \frac{\beta_2}{M_2} (1 + \gamma). \quad (I33)$$

Здесь $K_1 = 1/k_1$ и $K_2 = 1/k_2$, $S_0 = -\beta_2/M_2$ — номинальное значение коэффициента передачи $S = S_0(1 + \gamma)$,

$$\gamma = - \frac{(\beta_2 - K_1 M_2)(1 - K_2 \beta_1 \beta_2 - K_2 M_1 M_2)}{\beta_2(1 + K_1 K_2 M_2 \beta_1 - K_2 \beta_1 \beta_2)} \quad (I34)$$

есть результирующая мультипликативная погрешность.

Согласно (I34) при $K_2 M_2 = \beta_2$ и (или) $K_2 (M_1 M_2 + \beta_1 \beta_2) = 1$ погрешность $\gamma = 0$.

Практически условия настройки $K_{01} M_2 = \beta_2$, $K_{02} (M_1 M_2 + \beta_1 \beta_2) = 1$ выполняются для номинальных значений K_{01} и K_{02} коэффициентов

усиления $K_1 = K_{01} (1 + \delta_1)$ и $K_2 = K_{02} (1 + \delta_2)$ усилителей А1 и А2, то есть

$$\mu = - \frac{\delta_1 \delta_2}{1 + K_1 K_2 M_2 \beta_1 - K_2 \beta_1 \beta_2} \approx -\delta_1 \delta_2. \quad (135)$$

Здесь приближенное равенство выполняется при $|\delta_1| \ll 1$, когда $K_1 M_2 \approx \beta_2$.

Как видим, между схемами по рис.33 первой и второй групп УУ имеется принципиальное различие.

Мультипликативная погрешность схем с подавлением сигнала ошибки (первая группа) обусловлена статизмом замкнутого контура регулирования. Здесь средством повышения точности, как и для УУ с КОС первой группы, является повышение стабильности коэффициента усиления K_1 усилителя А1 в основном канале (уменьшение погрешности δ_1) и увеличение коэффициента усиления K_2 усилителя А2 в корректирующем канале ($\mu \rightarrow 0$ при $K_2 \rightarrow \infty$). При этом предельные возможности уменьшения погрешности μ ограничены условием устойчивости замкнутой системы.

Для структур с выделением сигнала ошибки (вторая группа) средством повышения точности является повышение стабильности коэффициентов усиления как первого А1, так и второго А2 усилителей. При $\delta_1 \rightarrow 0$ и (или) $\delta_2 \rightarrow 0$ погрешность $\mu \rightarrow 0$. Здесь требование замкнутости контура регулирования не накладывается.

Структурные схемы по рис.33 (первая и вторая группа) объединяют все известные частные двухканальные структуры УУ с АК. В табл.2 сведены все возможные варианты частных реализаций структур по рис.33. В последней строке табл.2 указана литература, в которой впервые были опубликованы соответствующие схемы.

Отметим, что схемы по рис.33 при $M_1 = \beta_2 = 0$ и $K_2 = M_2 = 1$ приводятся к классической структуре с обратной связью.

Докажем, что класс структурных схем C_{ij} УУ с АК, представленных в табл.2, является полным.

Для этого найдем топологические взаимосвязи между схемами C_{ij} . Для установления взаимосвязей воспользуемся топологическими преобразованиями инверсией пути от истока до стока графа (I-преобразование) и изменением направления графа (N-преобразование) [38]. Схемы C_1 и C_2 , связанные I-преобразованием, имеют взаимобратные коэффициенты передачи ($S_1 S_2 = 1$), N-преобразование яв-

Таблица 2

ляется инвариантным относительно коэффициента передачи исходной схемы ($S_1 = S_2$).

В качестве исходной рассмотрим структурную схему C_{II} табл.2 с внутренним сумматором и суммированием сигнала ошибки на входе, приведенную в табл.3. Схема содержит два усилителя с коэффициентами усиления K_1 и K_2 и две пассивных цепи (для усилителей напряжения - делители напряжения) с коэффициентами передачи M и B . Проведя I-преобразование схемы C_{II} , приходим к схеме $C_{2I} = I[C_{II}]$. Путем N -пре-

образования схемы C_{2I} получим схему $C_{22} = N[C_{2I}] = NI[C_{II}]$. Далее путем I-преобразования от схемы C_{22} приходим к схеме $C_{12} = I[C_{22}] = IN[C_{2I}] = INI[C_{II}]$. И, наконец, проведя N -преобразование схемы C_{12} , приходим к исходной схеме $C_{11} = N[C_{12}] = NI[C_{22}] = NIN[C_{2I}] = NINNI[C_{II}]$.

Проведя топологическое преобразование схемы C_{II} путем переноса узла или сумматора (Т-преобразование) [37, 38], приходим к схеме C_{3I} табл.3.

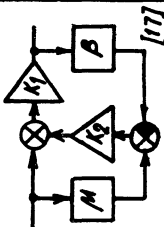
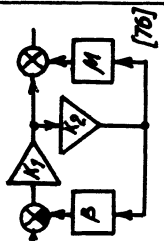
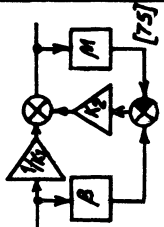
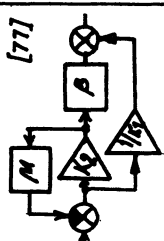
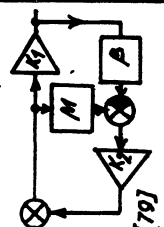
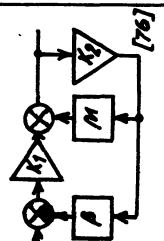
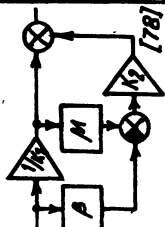
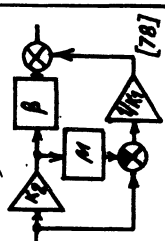
Такой же чередующейся последовательностью I- и N -преобразований связаны схемы, полученные из структуры C_{3I} : $C_{4I} = I[C_{3I}]$, $C_{42} = N[C_{4I}]$, $C_{32} = I[C_{42}]$. Следовательно, чередующаяся последовательность I- и N -преобразований в каждой группе структур является замкнутой, то есть $C = NINNI[C]$.

Структуры первой (C_{II} , C_{2I} , C_{22} , C_{12}) и второй (C_{3I} , C_{4I} , C_{42} , C_{32}) групп связаны между собой Т-преобразованием: $C_{3I} = T[C_{II}]$, $C_{4I} = T[C_{2I}]$, $C_{42} = T[C_{22}]$, $C_{32} = T[C_{12}]$.

В результате N -, I- и Т-преобразований схем C_{ij} табл.3 мы не получили новых схем, не представленных в табл.3 (в структурах C_{3I}

| Дис.33 | группа 1 | | | | группа 2 | | | |
|----------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| | C_1 | | C_2 | | C_1 | | C_2 | |
| C_{ij} | C_{11} | C_{21} | C_{12} | C_{22} | C_{32} | C_{42} | C_{31} | C_{41} |
| M_1 | M | M | M | M | 0 | 1 | 0 | 1 |
| B_1 | B | B | B | B | 1 | 0 | 1 | 0 |
| M_2 | 1 | 0 | 1 | 0 | M | M | M | M |
| B_2 | 0 | 1 | 0 | 1 | B | B | B | B |
| S_0 | $\frac{M}{B}$ | $\frac{M}{B}$ | $\frac{M}{B}$ | $\frac{M}{B}$ | $\frac{B}{M}$ | $\frac{B}{M}$ | $\frac{B}{M}$ | $\frac{B}{M}$ |
| [1] | [17] | [75] | [76] | [77] | [78] | [78] | [79] | [78] |

Таблица 3

| i | $C_{i1} = N[C_{i2}]$ | $C_{i2} = N[C_{i1}]$ | S_i | S | δ_0 | $\gamma = (S/\delta_0) - 1$ | настройка |
|-----|---|--|---|---|-------------------|--|--------------------------------------|
| 1 |  |  | $\frac{K_1 + K_1 K_2 M}{1 + K_1 K_2 \beta}$ | $\frac{K_1 + K_1 K_2 M}{1 + K_1 K_2 \beta}$ | $\frac{M}{\beta}$ | $\frac{\delta_1}{1 + K_1 K_2 \beta}$ | $K_{01} \beta = M$ |
| 2 |  |  | $\frac{1 + K_1 K_2 \beta}{K_1 + K_1 K_2 M}$ | $\frac{\bar{K}_1 + K_2 \beta}{1 + K_2 M}$ | $\frac{\beta}{M}$ | $\frac{\bar{\delta}_1}{1 + K_2 M}$ | $\bar{K}_{01} M = \beta$ |
| 3 |  |  | $\frac{K_1}{1 + K_1 K_2 \beta - K_2 M}$ | $\frac{K_1}{1 + K_1 K_2 \beta - K_2 M}$ | $\frac{M}{\beta}$ | $\frac{\delta_1 \delta_2}{K_1 K_2 \beta - \delta_2}$ | $K_{01} \beta = M$ $K_{02} M = 1$ |
| 4 |  |  | $\frac{1}{\frac{1}{K_1} + K_2 \beta - K_1}$ | $\bar{K}_1 + K_2 \beta - \bar{K}_1 K_2 M$ | $\frac{\beta}{M}$ | $-\delta_1 \delta_2$ | $K_{01} \beta = M$ $K_{02} M = 1$ |

и C_{32} табл.3 по сравнению с табл.2 взаимозаместились только обозначения M и β). Это доказывает полноту рассматриваемого класса схем УУ с АК [80].

Наложим требование инвариантности условия настройки $K_1\beta = M$ (условие выделения сигнала ошибки) схемы C_{II} табл.3 при I- и N-преобразованиях.

Для схем второй группы C_{3I} , C_{4I} , C_{42} и C_{32} табл.3 дополнительно необходимо еще обеспечить условие минимизации погрешности $K_2/M = 1$.

Подставив значение $K_1 = M/\beta$, определяемое условием настройки, в формулы для коэффициентов S_i в табл.3, получим $S_i = S_0$, где S_0 - номинальное значение коэффициентов усиления УУ.

Для схем C_{2I} , C_{22} , C_{4I} и C_{42} условие настройки при $S_0 > 1$ (при $M < \beta$ и $\beta < 1$) выполняется при $K_1 < 1$. Следовательно, A_I в схемах C_{2I} , C_{22} , C_{4I} и C_{42} есть усилители с коэффициентом усиления $\bar{K}_1 = 1/K_1$. В четвертый столбец табл.3 сведены формулы для коэффициентов усиления S схем C_{ij} , полученные подстановкой в выражения для S_i схем C_{2I} , C_{22} , C_{4I} и C_{42} значения $K_1 = 1/\bar{K}_1$.

Практически из-за нестабильности коэффициентов усиления $K_1 = K_{01}(1 + \delta_1)$ и $K_2 = K_{02}(1 + \delta_2)$ условие настройки может быть выполнено только для их номинальных значений K_{01} и K_{02} .

В шестой столбец табл.3 сведены формулы для результирующей мультипликативной погрешности $\gamma = (S/S_0) - 1$ схем C_{ij} .

Для схем первой группы (C_{II} , C_{2I} , C_{22} , C_{I2}) результирующие погрешности $\gamma \approx \delta_1/(1 + K_2/M)$ и $\gamma \approx \delta_1/(1 + K_2/M)$ уменьшаются с увеличением K_2/M .

Проведем оценку эффективности структур первой группы по \mathcal{K} - критерию. Эффективность структур определяется выражением

$$\mathcal{K} = \alpha_{ij} \left(1 + \delta_2 + \frac{\delta_2}{\delta_1} \right) \approx \alpha_{ij} \frac{\delta_2}{\delta_1}, \quad (I36)$$

где

$$\alpha_{11} = \alpha_{21} = 1 + \frac{1}{M K_2}, \quad \alpha_{21} = \alpha_{22} = \frac{1}{K_1} + \frac{1}{K_2 \beta} \approx \frac{M}{\beta} \left(1 + \frac{1}{K_2 M} \right).$$

Приближенное равенство в (I36) выполняется при $\delta_2/\delta_1 \gg 1 + \delta_2$.

При $K_2/M \gg 1$ коэффициенты $\alpha_{11} = \alpha_{21} \approx 1$, $\alpha_{21} = \alpha_{22} \approx M/\beta$. Отсюда

следует, что эффективность структур C_{11} и C_{12} равна эффективности структур УУ с КОС первой группы.

Эффективность структур C_{21} и C_{22} табл.3 в β/μ раз меньше эффективности структур УУ с КОС.

Согласно (136) эффективность структур первой группы увеличивается с уменьшением погрешности δ_1 усилителя A_1 .

Результатирующие погрешности схем второй группы при выполнении условий настройки $\gamma = -\delta_1 \delta_2$ и $\gamma = -\bar{\delta}_1 \delta_2$ определяются произведением вариации δ_1 (или $\bar{\delta}_1$) и δ_2 . Это означает, что введение дополнительного канала уменьшает погрешность в $1/\delta_2$ раз.

Эффективность структур C_{31} , C_{41} , C_{42} и C_{32} определяется выражением

$$\mathcal{E} = \alpha_{ij} \left(1 + \frac{1}{\delta_1} + \frac{1}{\delta_2} \right) \approx \alpha_{ij} \left(\frac{1}{\delta_1} + \frac{1}{\delta_2} \right), \quad (137)$$

где

$$\alpha_{31} = \alpha_{32} = \frac{1}{\mu K_2} \approx 1, \quad \alpha_{41} = \alpha_{42} = \frac{1}{K_1} \frac{1 - \delta_1 \delta_2}{1 + \delta_2} \approx \frac{\mu}{\beta}.$$

Приближенное равенство в (137) выполняется при $|\delta_1| \ll 1$ и (или) $|\delta_2| \ll 1$. Отсюда следует, что точность и эффективность структур второго подкласса увеличиваются с повышением стабильности усилителей A_1 и A_2 (с уменьшением погрешностей δ_1 и δ_2). При абсолютной стабильности одного из усилителей ($\delta_1 = 0$ или $\delta_2 = 0$) погрешность $\gamma = 0$.

Из сравнения (136) и (137) видим, что при равных погрешностях δ_1 и δ_2 эффективность структур первой группы $\mathcal{E} = 2\alpha$ резко снижается, а для структур второй группы эффективность при $\delta_1 \approx \delta_2 = \alpha$

$\mathcal{E} \approx 2\alpha/\delta$ остается высокой. В этом заключается принципиальное различие между структурами первой и второй групп.

Во всех структурах C_{ij} табл.3 при абсолютной стабильности усилителей A_1 и A_2 (при $\delta_1 = \delta_2 = 0$) сигнал на выходе корректирующего канала отсутствует. По этому признаку структуры C_{1j} , C_{2j} и C_{3j} ($j = 1, 2$) иногда называют УУ с балансной обратной связью (ОС по сигналу ошибки). При этом тип обратной связи (ООС или ПОС) определяется знаком отклонения погрешности коэффициента усиления усилителя основного канала от его номинального значения. Поэтому здесь необходимо принимать специальные меры по обеспечению устойчивости.

В структурных схемах C_{41} и C_{42} табл.3 обратная связь отсутст-

вует. Соответственно здесь снимаются и все вопросы, связанные с обеспечением устойчивости.

Схемы C_{4I} и C_{42} обладают рядом интересных особенностей [19, 52]. В частности, если усилитель в основном канале ограничивает сигнал, а другой работает на линейном участке, то на выходе воспроизводится неискаженный сигнал. Усилитель в дополнительном канале работает при более низких уровнях сигнала (он усиливает сигнал ошибки). Это означает, что линейный участок функции преобразования структур C_{4I} и C_{42} увеличивается примерно в два раза. При этом выходное напряжение может превышать напряжение питания усилителей A_I и A_2 . Это означает увеличение коэффициента диапазона (34) в два раза.

Сравним структуры C_{ij} табл.3 по эффекту подавления нелинейных искажений, вносимых усилителями A_I и A_2 . Для этого представим выходные напряжения $U_I = K_I e_I + \Delta e_I$ и $U_2 = K_2 e_2 + \Delta e_2$ усилителей A_I и A_2 в виде суммы полезного сигнала ($K_I e_I$ и $K_2 e_2$) и напряжений Δe_I и Δe_2 , обусловленных нелинейными искажениями. Здесь e_I и e_2 есть напряжения на входах усилителей A_I и A_2 . Тогда результирующие абсолютные погрешности структур C_{ij} табл.3, обусловленные наличием нелинейных искажений Δe_I и Δe_2 , будут определяться выражениями:

$$\Delta U_{11} = \frac{K_I \Delta e_2 + \Delta e_I}{1 + K_I K_2 \beta} \approx \frac{K_I \Delta e_2 + \Delta e_I}{1 + K_2 M}, \quad (I38)$$

$$\Delta U_{12} = \left[-\frac{K_I \beta (1 + K_2 M)}{1 + K_I K_2 \beta} + M \right] \Delta e_2 + \frac{(1 + K_2 M) \Delta e_I}{1 + K_I K_2 \beta} \approx -M \delta_1 \Delta e_2 + \Delta e_I, \quad (I39)$$

$$\Delta U_{21} = \frac{\Delta e_I + \Delta e_2}{1 + K_2 M}, \quad (I40)$$

$$\Delta U_{22} = \Delta e_I + \frac{K_I + K_2 \beta}{K_2 (1 + K_2 M)} \Delta e_2 \approx \frac{\beta}{M} \Delta e_2 + \Delta e_I, \quad (I41)$$

$$\Delta U_{31} = \frac{\Delta e_I + K_I \Delta e_2}{1 - M K_2 + K_I K_2 \beta} \approx \frac{\Delta e_I + K_I \Delta e_2}{K_2 M}, \quad (I42)$$

$$\Delta U_{32} = \Delta e_I - M \delta_1 \Delta e_2, \quad (I43)$$

$$\Delta U_{41} = (1 - \kappa_2/\mu) \Delta e_1 + \Delta e_2 = -\delta_2 \Delta e_1 + \Delta e_2, \quad (I44)$$

$$\Delta U_{42} = \Delta e_1 + (\beta - \kappa_1/\mu) \Delta e_2 = \Delta e_1 - \delta_1 \Delta e_2. \quad (I45)$$

Положим, что $\Delta e_2 = 0$. Тогда, согласно (I38) – (I45),

$$\Delta U_{11} = \Delta U_{21} = \Delta e_1 / (1 + \kappa_2/\mu), \quad \Delta U_{12} = \Delta U_{22} = \Delta e_1,$$

$$\Delta U_{31} = \Delta e_1 / \kappa_2/\mu \approx \Delta e_1, \quad \Delta U_{34} = \Delta U_{42} = \Delta e_1, \quad \Delta U_{41} = -\delta_2 \Delta e_1.$$

Следовательно, в схемах C_{II} , C_{2I} и C_{4I} осуществляется подавление нелинейных искажений усилителя A_I .

При $\Delta e_1 = 0$, согласно (I38)–(I45),

$$\Delta U_{11} = \frac{\kappa_1 \Delta e_2}{1 + \kappa_2/\mu} \approx \frac{\Delta e_2}{\kappa_2/\mu}, \quad \Delta U_{12} = -\mu \delta_1 \Delta e_2, \quad \Delta U_{21} = \frac{\Delta e_2}{1 + \kappa_2/\mu}, \quad \Delta U_{22} = \frac{\beta}{\mu} \Delta e_2,$$

$$\Delta U_{31} = \frac{\kappa_1 \Delta e_2}{\kappa_2/\mu} \approx \frac{\mu}{\beta} \Delta e_2, \quad \Delta U_{32} = -\mu \delta_1 \Delta e_2, \quad \Delta U_{41} = \Delta e_2, \quad \Delta U_{42} = -\delta_1 \Delta e_2.$$

Следовательно, в схемах C_{II} , C_{I2} , C_{2I} , C_{32} и C_{42} осуществляется подавление нелинейных искажений усилителя A_2 , а в схемах C_{II} и C_{2I} осуществляется подавление нелинейных искажений обоих усилителей.

Очевидно, что предпочтение следует отдавать тем структурам, в которых осуществляется коррекция нелинейных искажений усилителя, работающего при больших уровнях сигнала.

В формулах (I38)–(I45) величины Δe_1 и Δe_2 можно рассматривать как аддитивные погрешности усилителей A_I и A_2 , приведенные к их выходам. Тогда, подставив в формулы (I38)–(I45) значения $\Delta e_1 = \kappa_1 \Delta \bar{e}_1$ и $\Delta e_2 = \kappa_2 \Delta \bar{e}_2$, получим выражения для результирующих аддитивных погрешностей структур, обусловленных аддитивными погрешностями $\Delta \bar{e}_1 = \Delta e_1 / \kappa_1$ и $\Delta \bar{e}_2 = \Delta e_2 / \kappa_2$ усилителей A_I и A_2 , приведенными к их входам.

Рассмотрим некоторые электрические схемы УУ с аддитивной коррекцией, построенные в соответствии со структурами по рис.33 и табл.3.

На рис.34 представлены схемы усилителей напряжения C_I и тока $\bar{C}_I = D[C_I]$, связанные между собой дуальным преобразованием, соответствующие структуре C_I по рис.33 при $\mu_1 = \beta_2 = 1$. Здесь $\beta_1 = w_{21}/(w_{11} +$

+ W_{21}) и $\mu_2 = W_{22}/(W_{12} + W_{22})$, где иммитансы W_{ij} для схем C_I и \bar{C}_I есть соответственно сопротивления ($W_{ij} = Z_{ij}$) и проводимости ($W_{ij} = Y_{ij} = 1/Z_{ij}$).

Проведя реверсивное преобразование схемы \bar{C}_I , приходим к схеме усилителя напряжения $C_2 = R[\bar{C}_I] = RD[C_I]$, представленной на рис.35. Проведя дуальное топологическое преобразование схемы C_2 , получим схему усилителя тока $\bar{C}_2 = D[C_2] = DR[\bar{C}_I] = DRD[C_I]$

(рис.35). Схемам по рис.35 соответствует структура C_2 по рис. 33 при $\mu_1 = \beta_2 = 1$. При этом $\beta_1 = W_{11}/(W_{11} + W_{21})$ и $\mu_2 = W_{12}/(W_{12} + W_{22})$.

На рис.36 представлены схемы C_{II} и $\bar{C}_{II} = D[C_{II}]$ усилителей напряжения и тока, которым соответствует структура C_{II} табл.3 при $\mu = 1$. Коэффициент передачи структурной схемы C_{II}

$$S = \frac{\kappa_1(1+\kappa_2) + \frac{\kappa_1\kappa_2\beta z_1}{R_2} + \frac{\beta z_1}{R_2}\left(1 + \frac{z_2}{R_1}\right)}{\left(1 + \frac{z_1}{Z_H}\right)\left(1 + \frac{z_2}{R_1}\right) + \beta\left[\kappa_1\kappa_2 + \frac{z_1}{z_2}R_2\left(1 + \frac{z_2}{R_1}\right)\right]} \approx \frac{\kappa_1(1+\kappa_2)}{1+\kappa_1\kappa_2\beta}, \quad (46)$$

где $\beta = z_2/(z_1 + z_2 + z_1 z_2/R_2)$, Z_H - сопротивление нагрузки.

Входное и выходное сопротивления схемы C_{II}

$$Z_{BX} = \frac{(z_1 + z_1)(z_2 + R_1)R_2 + z_2[\kappa_1\kappa_2 R_1 R_2 + (z_2 + R_1)(z_1 + z_1 + R_2)]}{(z_1 + z_1)(z_2 + R_1 + R_2 + \kappa_2 R_2) + z_2(z_1 + z_2 + z_1 + R_1 + R_2 - \kappa_1 R_1 + \kappa_2 R_2)} \approx$$

$$\approx \frac{\kappa_1 \kappa_2 \beta_0 R_1 R_2}{(1 - \kappa_1) R_1 \beta_0 + (1 + \kappa_2) R_2}, \quad (47)$$

$$Z_{BIX} = \frac{z_1(1 + z_2/R_1)}{1 + \kappa_1 \kappa_2 \beta_0 + \frac{z_2}{R_1} + \frac{\beta z_1}{z_2 R_2}\left(1 + \frac{z_2}{R_1}\right)} \approx$$

$$\approx \frac{z_1}{1 + \kappa_1 \kappa_2 \beta_0}, \quad (48)$$

где $\beta_0 = z_2/(z_1 + z_2)$.

Здесь приближенные равенства выполняются при пренебрежимо малом влиянии входных R_1 , R_2 и выходных z_1 , z_2 сопротивлений усилителей УН1 и УН2.

При выполнении условия настройки ($K_1\beta_0 = 1$), согласно (I47) и (I48),

$$z_{вх} = \frac{K_1 R_1 R_2}{(1+K_2)R_2 + R_1(\beta_0 - 1)}, \quad z_{вых} = \frac{z_1}{1+K_2}.$$

При достаточно большом $K_2 \gg 1$, то есть при $(1+K_2)R_2 \gg R_1(1-\beta_0)$, входное сопротивление $z_{вх} \approx R_1$.

Отсюда следует, что в схеме C_{II} по рис.36 входное сопротивление практически равно входному сопротивлению усилителя УН1, а выходное сопротивление уменьшается в $1+K_2$ раз.

Проведя R и DR -преобразования схемы \bar{C}_{II} по рис.36, приходим к схемам $C_{I2} = R[\bar{C}_{II}]$, $M_2[C_{I2}]$ и $C_{I2} = D[C_{I2}] = DR[\bar{C}_{II}]$ по рис.37, которые соответствуют структуре C_{I2} табл.3 при $M=1$. Обе схемы C_{I2} и $M[C_{I2}]$ по рис.37 связаны между собой двухизоморфным топологическим преобразованием.

Коэффициент передачи схем C_{I2}

$$S = \frac{K_1 \left(1 + K_2 + \frac{z_2 \beta}{z_1}\right) + \frac{\beta z_2}{R_1} \left(1 + \frac{z_1}{R_2}\right)}{1 + K_1 K_2 \beta + (1 - K_1 \beta) \frac{z_2}{z_H} + \left(1 + \frac{z_1}{R_2 \parallel z_H}\right) \frac{\beta z_2}{z_1 \parallel R_1} + z_1 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1 + K_2}{z_H} + \frac{z_2}{R_2 \parallel z_H}\right)}, \quad (I49)$$

где $\beta = z_1 / (z_1 + z_2)$.

Входное и выходное сопротивления

$$z_{вх} = R_1 + \beta \frac{K_1 R_1 \left(K_2 - \frac{z_2}{z_H}\right) + z_2 \left(1 + \frac{z_1}{R_2 \parallel z_H}\right)}{1 + \frac{z_2}{z_H} + z_1 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1 + K_2}{z_H} + \frac{z_2}{R_2 \parallel z_H}\right) + \frac{\beta z_2}{z_1} \left(1 + \frac{z_1}{R_2 \parallel z_H}\right)}, \quad (I50)$$

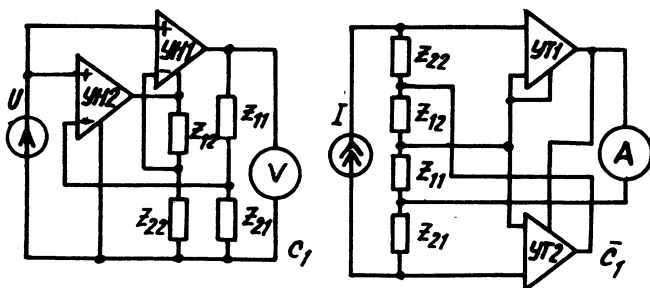


Рис. 34

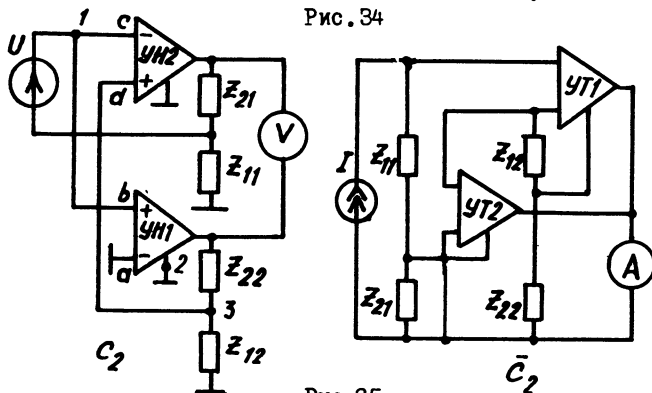


Рис. 35

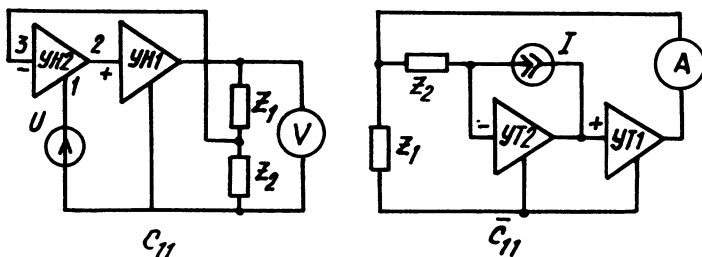


Рис. 36

$$Z_{\text{вых}} = \frac{Z_1 \left(1 + K_2 + \frac{Z_2}{R_2} \right) + Z_2 \left(1 + \frac{\beta Z_1}{R_1 \parallel Z_1} - K_1 \beta \right)}{1 + K_1 K_2 \beta + \left(1 + \frac{Z_1}{R_2} \right) \frac{\beta Z_2}{R_1 \parallel Z_1} + \frac{Z_1}{R_2}} \quad (\text{I5I})$$

При пренебрежимо малом влиянии выходных сопротивлений усилителей УН_I и УН₂ ($Z_1 = Z_2 = 0$), согласно (I49) и (I50), $S = K_1 / (1 + K_2) / (1 + K_1 K_2 \beta)$ и $Z_{\text{вх}} = (1 + K_1 K_2 \beta) K_1$.

При выполнении условия настройки ($K_1 \beta = 1$) и достаточно большом коэффициенте усиления $K_2 \gg 1$, согласно (I5I), выходное сопротивление $Z_{\text{вых}} \approx Z_1$.

Из выражений (I50) и (I5I) следует, что входное сопротивление УУ, построенных по схемам C_{I2}, увеличивается в $1 + K_2$ раз, а выходное сопротивление остается примерно равным выходному сопротивлению Z_1 усилителя УН_I.

На рис.38 представлены схемы C_{2I}, $\bar{C}_{2I} = D[C_{I2}]$ и $M_2[\bar{C}_{2I}]$ усилителей напряжения и тока, соответствующие структуре C_{2I} табл.3 при $\beta = 1$.

Коэффициент передачи, входное и выходное сопротивления схемы C_{2I}

$$S = \frac{K_1 + K_2 + M(Z_1 + Z_2 + K_1 Z_2) / R_2}{(1 + K_1) M + \frac{M(Z_1 + Z_2 + Z_2)}{Z_1 \parallel R_2} + \frac{1}{Z_H} \left[(Z_1 + Z_2) \left(1 + \frac{M Z_2}{R_2} \right) \right]}$$

$$Z_{\text{вх}} = R_1 \frac{(1 + K_1) Z_1 + \left(1 + \frac{Z_1}{R_2} \right) (Z_1 + Z_2 + Z_2)}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) (Z_1 + Z_2 + Z_1 + Z_2) + Z_1 \left(K_2 + \frac{Z_1 + Z_2 + Z_2 - K_1 R_1}{R_2} \right)}$$

$$Z_{\text{вых}} = \frac{(Z_1 + Z_2)(1 + M Z_2 / R_2)}{(1 + K_2)M + \frac{M(Z_1 + Z_2)}{Z_1 \parallel R_2}}, \quad (\text{I54})$$

где $M = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$. Выражение (I53) справедливо при пренебрежимо малом влиянии сопротивления нагрузки ($Z_H = \infty$).

При пренебрежимо малом влиянии входных и выходных сопротивлений усилителей, согласно (I52)–(I54) $S \approx (K_1 + K_2) / (1 + K_1 M)$,

$$Z_{\text{вх}} \approx (R_1 \parallel R_2)(1 + K_1 M), \quad Z_{\text{вых}} \approx \frac{Z_1 + Z_2}{1 + K_2 M}.$$

Следовательно, входное и выходное сопротивления схемы C_{2I} соответственно уменьшается и увеличивается примерно в $K_2 M / 2$ раз (считаем, что $R_1 \approx R_2$, $Z_1 \approx Z_2$ и $K_1 M \approx 1$) по сравнению с соответствующими сопротивлениями усилителя A_I основного канала.

На рис.39 представлены схемы C_{22} , $M_2[C_{22}]$ и $\bar{C}_{22} = D[C_{22}]$ усилителей напряжения и тока, соответствующие структуре C_{22} табл.3 при $\beta = 1$.

Коэффициент передачи, входное и выходное сопротивления схем C_{22} и $M_2[C_{22}]$

$$S = \frac{K_1 + K_2 + \frac{K_1 \bar{\beta} Z_2}{Z_2} + \frac{\bar{\beta} Z_2}{R}}{1 + K_2 \bar{\beta} + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_H} + \frac{\bar{\beta}}{Z_H} (K_2 Z_1 - K_1 Z_2) + \frac{\bar{\beta} Z_2}{Z_2} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_H}\right) + \frac{\bar{\beta}}{R} \left[Z_1 \left(1 + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_H}\right) + Z_2 \left(1 + \frac{Z_1}{Z_H}\right) \right]} \quad (\text{I55})$$

$$Z_{\text{вх}} = R \frac{1 + K_2 \bar{\beta} + \frac{Z_2 \bar{\beta}}{Z_2} + \frac{\bar{\beta}}{R} (Z_2 + Z_1)}{1 + Z_2 \bar{\beta} / Z_2}, \quad (\text{I56})$$

$$Z_{\text{вых}} = \frac{z_1 + z_2 + \frac{z_1 z_2 \bar{\beta}}{z_2} + \frac{\bar{\beta}}{R} [z_1 z_2 + z_1 (z_1 + z_2)] + \bar{\beta} (\kappa_2 z_1 - \kappa_1 z_2)}{1 + \kappa_2 \bar{\beta} + \frac{\bar{\beta} z_2}{z_2} + \frac{\bar{\beta}}{R} (z_2 + z_1)}, \quad (I57)$$

где $\bar{\beta} = z_2 / (z_1 + z_2)$, $R = R_1 \parallel R_2$.

Выражение (I56) справедливо при малом влиянии z_H .

При пренебрежимо малом влиянии входных и выходных сопротивлений усилителей $УН_1$ и $УН_2$, согласно (I55)–(I57), $S = (\kappa_1 + \kappa_2) / (1 + \kappa_2 \bar{\beta})$, $Z_{\text{вых}} \approx R / (1 + \kappa_2 \bar{\beta})$,

$$Z_{\text{вых}} \approx (z_1 + z_2) \frac{1 + (z_1 \parallel z_2) / z_2}{1 + z_2 / (z_1 + z_2)}.$$

Отсюда следует, что в схеме C_{22} входное сопротивление увеличивается, а выходное сопротивление уменьшается по сравнению с усилителем $УН_2$ в основном канале.

Проведя P_{I2} -преобразование [34, 38, 40] схемы C_{II} по рис. 36 относительно усилителя $УН_2$, приходим к схеме C_{3I} усилителя напряжения по рис. 40, в которой $ПН_2$ есть повторитель напряжения. Проведя дуальное преобразование схемы C_{3I} , приходим к схеме $\bar{C}_{3I} = D[C_{3I}]$ усилителя тока и к ее двухизоморфному варианту $M_2[\bar{C}_{3I}]$. Схемам по рис. 40 соответствует структура C_{3I} табл. 3 при $m=1$.

Коэффициент передачи, входное и выходное сопротивления схемы C_{3I}

$$S = \frac{\kappa_1 + \bar{\beta} (z_1 + \kappa_1 z_1) / R_2}{1 + \kappa_1 \kappa_2 - \kappa_2 + \bar{\beta} \left(\frac{z_2}{R_2} + \frac{z_2}{R_1 \parallel R_2} + \frac{z_2 z_2}{R_1 R_2} \right) + \bar{\beta} \left(\frac{z_1}{R_1 \parallel R_2} - \frac{\kappa_1 z_2}{R_2} \right) + \dots} \quad (I58)$$

$$\rightarrow + \frac{\bar{\beta} z_1}{z_2} \left(1 - \kappa_2 + \frac{z_2}{R_2} + \frac{z_2}{\kappa_1 \parallel R_2} + \frac{z_2 z_2}{R_1 R_2} \right) + \frac{z_1}{z_H} \left[1 - \kappa_2 + \bar{\beta} \left(\frac{z_2}{R_2} + \frac{z_2}{R_1 \parallel R_2} + \frac{z_2 z_2}{R_1 R_2} \right) + \frac{z_2 \bar{\beta}}{R_1 R_2} \right]$$

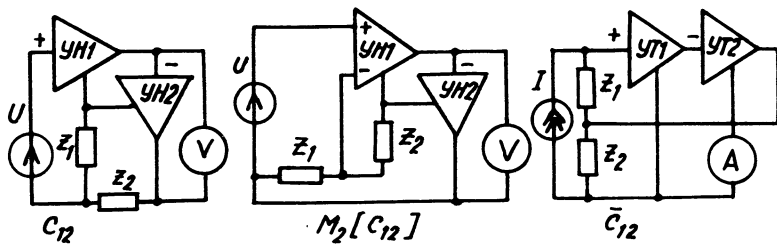


Рис.37

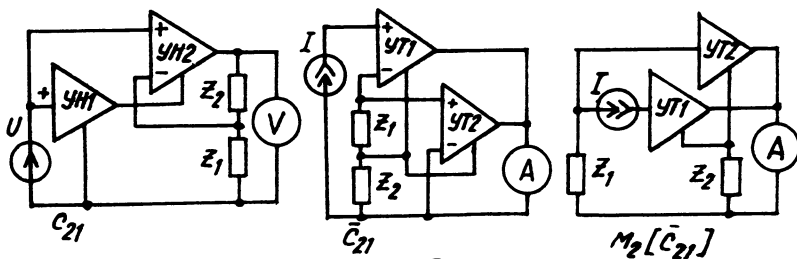


Рис.38

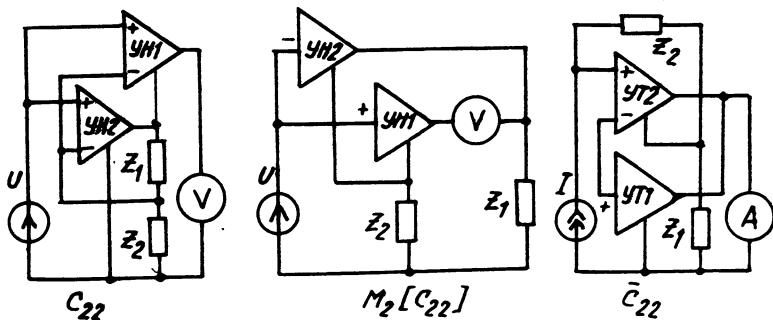


Рис.39

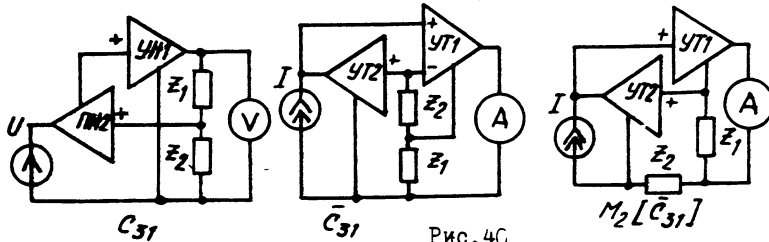


Рис.40

$$Z_{\theta x} = R_1 \frac{\frac{Z_1 \bar{\beta}}{Z_2} \left(1 - K_2 + \frac{Z_2}{R_2} + \frac{Z_2}{R_1 \parallel R_2} + \frac{Z_1 Z_2}{R_1 R_2} \right) + 1 + K_1 K_2 \bar{\beta} - K_2 + \bar{\beta} \left(\frac{Z_2}{R_2} + \frac{Z_2}{R_1 \parallel R_2} + \frac{Z_2 Z_2}{R_1 R_2} \right) + \bar{\beta} \left(\frac{Z_1}{R_1 \parallel R_2} - \frac{K_1 Z_2}{R_2} \right)}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \left(1 + \frac{\bar{\beta} Z_1}{Z_2} \right) + \bar{\beta} \frac{Z_1 + Z_2}{R_2} - \frac{K_1 R_1 \beta}{R_2}}, \quad (159)$$

$$Z_{\theta yx} = Z_1 \frac{1 - K_2 + \bar{\beta} \left(\frac{Z_2}{R_2} + \frac{Z_2}{R_1 \parallel R_2} + \frac{Z_2 Z_2}{R_1 R_2} \right) + \frac{\bar{\beta} Z_2}{R_1 \parallel R_2}}{1 - K_2 + K_1 K_2 \bar{\beta} + \bar{\beta} \left(\frac{Z_2}{R_2} + \frac{Z_2}{R_1 \parallel R_2} + \frac{Z_2 Z_2}{R_1 R_2} \right) + \bar{\beta} \left(\frac{Z_1}{R_1 \parallel R_2} - \frac{K_1 Z_2}{R_2} \right) + \frac{\bar{\beta} Z_1}{Z_2} \left(1 - K_2 + \frac{Z_2}{R_2} + \frac{Z_2}{R_1 \parallel R_2} + \frac{Z_1 Z_2}{R_1 R_2} \right)}, \quad (160)$$

где $\bar{\beta} = Z_2 / (Z_1 + Z_2)$, $\beta = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$.

Выражение (159) выполняется при $Z_H = \infty$.

При пренебрежимо малом влиянии входных и выходных сопротивлений усилителей $УН_I$ и $УН_2$ $S = K_1 / (1 + K_1 K_2 \beta - K_2)$,

$$Z_{\theta x} \approx \frac{1 + K_1 K_2 \bar{\beta} - K_2}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{\bar{\beta}}{R_2} \left(\frac{Z_1}{R_1} - K_1 \right)}, \quad Z_{\theta yx} \approx \frac{(1 - K_2) Z_1}{1 + K_1 K_2 \bar{\beta} - K_2}.$$

При выполнении условий настройки ($K_{02} = 1$, $K_{01} \bar{\beta} = 1$) $Z_{\theta yx} \approx R_1 [1 + (Z_1 \parallel Z_2) / R_2] \approx R_1$ и $Z_{\theta yx} \approx Z_1 \delta_2^2$. Здесь $\delta_2 \ll 1$ есть погрешность коэффициента передачи $K_2 = 1 + \delta_2$ повторителя напряжения ПН₂, обусловленная отличием K_2 от единицы.

Таким образом, входное сопротивление схемы C_{3I} по рис.40 практически определяется входным сопротивлением R_1 усилителя $УН_I$, а выходное сопротивление уменьшается в $1/\delta_2^2$ раз по сравнению с выходным сопротивлением повторителя напряжения ПН₂.

Проведя \mathcal{R} -преобразование схемы \bar{C}_{3I} по рис.40, приходим к

схеме $C_{32} = R[\bar{C}_{31}]$ и к ее двухизоморфному варианту $M_2[C_{32}]$ по рис.

4I. В результате D -преобразования схемы C_{32} приходим к схеме усилителя тока $\bar{C}_{32} = D[C_{32}]$. Схемам по рис.4I соответствует структура C_{32} табл.3 при $\mu = 1$.

$$S = \frac{K_1 + \frac{K_2 \beta z_2}{z_1} + \frac{\beta z_2}{R_1}}{1 + K_1 K_2 \beta - K_2 + \frac{1}{R_2} \left[z_1 + (1 - K_1) \beta z_2 \right] + \frac{\beta z_2}{R_1} \left(1 - K_2 + \frac{z_1}{R_2} \right) + \frac{\beta z_2}{z_1} \left(1 + \frac{z_1}{R_1} \right) \left(1 + \frac{z_1 + z_2}{R_2} \right)}, \quad (I6I)$$

где $\beta = z_1 / (z_1 + z_2)$ (считаем, что $z_H = \infty$).

При пренебрежимо малом влиянии входных и выходных сопротивлений усилителей $УН_I$ и $УН_2$ входное и выходное сопротивления схемы C_{32}

$$z_{вх} \approx R_1 \frac{1 + K_1 K_2 \beta - K_2}{1 - K_2}, \quad (I62) \quad z_{вых} \approx R_1 \frac{z_1 + z_2 (1 - K_1 \beta)}{1 + K_1 K_2 \beta - K_2}. \quad (I63)$$

При выполнении условий настройки ($K_{02} = 1$, $K_{01} \beta = 1$), согласно (I63),

$$z_{вх} = R_1 \frac{1 + \delta_1 + \delta_1 \delta_2}{\delta_2} \approx \frac{R_1}{\delta_2}, \quad z_{вых} = \frac{z_1 + \delta_1 \delta_2}{1 + \delta_1 + \delta_1 \delta_2} \approx z_1,$$

где δ_i ($i = 1, 2$) есть относительные погрешности коэффициентов усиления $K_i = K_{0i} (1 + \delta_i)$. Для повторителей напряжения $K_{0i} = 1$.

Коэффициент передачи схем C_{31} и C_{32} при $K_{02} = 1$ и $K_{01} \beta = 1$ определяется выражением $S = (1 + \gamma) / \beta$, где

$$\gamma = -\delta_1 \delta_2 / (1 + \delta_1 + \delta_1 \delta_2) \approx -\delta_1 \delta_2.$$

Здесь приближенные равенства выполняются при $|\delta_i| \ll 1$.

В схемах C_{32} и $M_2[C_{32}]$ введение корректирующего канала увели-

чивает входное сопротивление в $1/\delta_2$ раз. Входное сопротивление практически остается без изменения ($Z_{0вх} \approx Z_1$).

На рис. 42 приведена схема $C_{4I} = C_{42}$ усилителя напряжения [26, 81], ее двухизоморфный вариант $M_2[C_{41}]$ [82] и схема $\bar{C}_{41} = \bar{C}_{42} = D[C_{41}] = DM_2[C_{41}]$ усилителя тока, соответствующие структурам C_{4I} и C_{42} при $\beta = 1$.

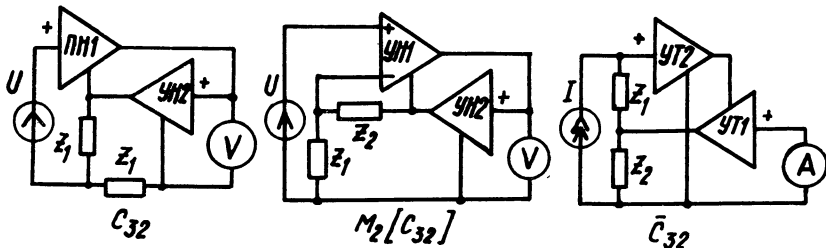


Рис. 41

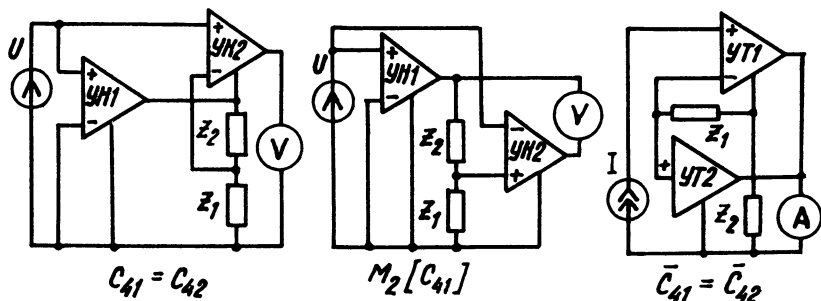


Рис. 42

Коэффициент передачи, входное (при $Z_H = \infty$) и выходное сопротивления схем C_{4I} и $M_2[C_{41}]$

$$S = \frac{K_1 + K_2 - K_1 K_2 / M + K_1 / M Z_2 / R_2 + M E_1 (K_2 + Z_1 / R_2) / Z_1}{\left(1 + \frac{Z_2}{Z_H}\right) \left(1 + \frac{M E_1}{Z_1} + M \frac{Z_1 + Z_2}{R_2}\right) + \frac{Z_1}{Z_H} \left[1 - K_2 / M + \frac{Z_1}{R_2} (1 - M)\right]}, \quad (I64)$$

$$Z_{0вх} = R_1 \frac{1 + Z_2 / M / R_2 + M E_1 / (R_2 \parallel Z_1)}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \left(1 + \frac{M E_1}{Z_1}\right) - \frac{K_1 / M R_1}{R_2} + \frac{M (Z_1 + Z_2)}{R_2}}, \quad (I65)$$

$$Z_{вых} = \frac{(Z_1 + Z_2) \left(1 + \frac{M Z_2}{R_2} \right) + \frac{M E_1 Z_2}{Z_1 // R_2} - K_2 / M Z_1}{1 + M Z_1 / Z_1 + (Z_1 + Z_2) M / R_2}, \quad (I66)$$

где $M = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$.

При пренебрежимо малом влиянии входных и выходных сопротивлений усилителей $УН_I$ и $УН_2$

$$Z_{вх} \approx R_1 \frac{1 + M Z_2 / R_2}{1 + \frac{M Z_2}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} (1 - K_1 M)}, \quad Z_{вых} \approx \frac{1 + \frac{M Z_1}{Z_1} + \frac{Z_1}{Z_2} (1 - K_2 M)}{1 + M Z_1 / Z_1} Z_2.$$

Отсюда следует, что при выполнении условий настройки ($K_{01} = K_{02} = K_0$, $K_0 M = 1$) результирующая мультипликативная погрешность $\gamma \approx -\delta_1 \delta_2$, входное и выходное сопротивления $Z_{вх} \approx R_1$ и $Z_{вых} \approx Z_2$. Следовательно введение корректирующего канала в схемах C_{4I} и C_{42} повышает только стабильность коэффициента передачи, а входное и выходное сопротивления практически не изменяются.

Рассмотрим влияние неидеальности воспроизведения операции вычитания дифференциальным усилителем $УН_2$ в схеме C_{4I} по рис.42. Коэффициенты усиления $УН_2$ по инвертирующему K_2' и неинвертирующему

$$K_2'' = \alpha K_2' = \left(1 - \frac{q}{1 + 0,5q} \right) K_2'$$

входам различны. Здесь $q = 1/Q$ есть коэффициент, определяемый выражениями (76). Тогда при выполнении условий настройки погрешность при $R_2 = \infty$, $Z_1 = 0$ и $Z_N = \infty$

$$\gamma = \frac{q}{1 + 0,5q} (1 + \delta_1 + \delta_2) - \left(1 - \frac{q}{1 + 0,5q} \right) \delta_1 \delta_2. \quad (I67)$$

При $q \ll 1$ погрешность $\gamma \approx q(1 + \delta_1 + \delta_2) - (1 - q)\delta_1 \delta_2$. При $q = 0$ погрешность $\gamma = -\delta_1 \delta_2$.

Если в схемах по рис.42 в условии настройки учесть коэффициент $\alpha = K_2'' / K_2'$ ($K_0 M \alpha = 1$), то $\gamma = -\delta_1 \delta_2$ при $q \neq 0$.

Вышеизложенное показывает эффективность использования для синтеза схем УУ методов топологического преобразования.

Результатом синтеза является получение ряда новых схем усилителей напряжения и тока с КОС и АК, дающих положительный эффект повышения стабильности коэффициента передачи, увеличения входного и(или) уменьшения выходного иммитансов УУ.

Согласно принципу усиления дуального сигнала [20,38,58] погрешность статизма может быть уменьшена при использовании в потенциальных цепях (усилители напряжения) дифференциальных усилителей тока (вместо дифференциальных усилителей напряжения), а в токовых цепях (усилители тока) – дифференциальных усилителей напряжения (вместо дифференциальных усилителей тока).

В общем случае коэффициент передачи цепей с ООС, построенных на инвертирующих усилителях с большим коэффициентом усиления, при $K_i = \infty$ не зависит от типа использованных усилителей (УН, УТ, УС, УП) [70].

2.4. Комбинационные и интерационные усилительные устройства

Дальнейшее повышение точности и эффективности УУ возможно путем комбинирования и итерирования вышеизложенных методов повышения точности.

Очевидным путем повышения точности УУ с КОС и УУ с АК является использование в контуре ПОС (для УУ с КОС) и в основном канале (для УУ с АК) усилителя, охваченного отрицательной обратной связью.

Рассмотрим указанную возможность на примере структурных схем, представленных в табл.4. Структурные схемы C_i получены из соответствующих схем C_{iI} табл.3 путем охвата усилителя A_I через цепь с коэффициентом передачи β_i отрицательной обратной связью (в схеме C_4 оба усилителя A_I и A_2 охвачены ООС).

Выражения для S , γ , $\bar{\gamma}$ и \mathcal{R} для схем C_i табл.4 получим из соответствующих формул для схем C_{iI} табл.3 при замене в них K_i на $S_i = K_i / (1 + K_i \beta_i)$.

Результирующая погрешность структур C_i табл.4 при выполнении условий настройки определяется выражениями

$$\gamma_1 = \frac{\delta_1}{1 + K_1 \beta_1 + K_1 K_2 \beta} \approx \frac{\delta_1}{(1 + K_1 \beta_1)(1 + K_2)} , \quad (I67)$$

Таблица 4

| i | C_i | S | $\bar{p} = S\beta - 1$ | $\bar{p} = \bar{p}/S$ | $\bar{x} = \bar{x}_0/\bar{p}$ | настройка |
|-----|-------|------------------------------------|--|--|--|--|
| 1 | | $\frac{S_1(1+K_2)}{1+S_1K_2\beta}$ | $-\frac{1-S_1\beta}{1+S_1K_1\beta}$ | $\frac{d_1}{K_1(1+K_2)}$ | $\left(1+\frac{1}{K_2}\right)\left(1+d_2+\frac{d_2^2}{d_1}\right)$ | $\beta = \beta_1 + \frac{1}{K_{01}}$ |
| 2 | | $\frac{S_1+K_2}{1+K_2\beta}$ | $-\frac{1-S_1\beta}{1+K_2\beta}$ | $-\frac{d_1}{K_1+K_2+K_1K_2\beta}$ | $\left(\beta_1+\frac{1}{K_1}+\frac{1}{K_2}\right)\left(1+d_2+\frac{d_2^2}{d_1}\right)$ | $\beta = \beta_1 + \frac{1}{K_{01}}$ |
| 3 | | $\frac{S_1}{1+S_1K_2\beta-K_2}$ | $-\frac{(1-S_1\beta)(1-K_2)}{1+S_1K_2\beta-K_2}$ | $-\frac{d_1d_2}{K_1}$ | $\frac{1}{K_2}\left(1+\frac{1}{d_1}+\frac{1}{d_2}\right)$ | $\beta = \beta_1 + \frac{1}{K_{01}}$ $K_{02} = 1$ |
| 4 | | $S_1+S_2-S_1S_2\beta$ | $-(1-S_1\beta)(1-S_2\beta)$ | $-\frac{d_1d_2}{K_1+K_2+K_1K_2\beta}$ $\beta_0 = \beta_1 + \beta_2 - \beta$ | $\left(\beta_0+\frac{1}{K_1}+\frac{1}{K_2}\right)\left(1+\frac{1}{d_1}+\frac{1}{d_2}\right)$ | $\beta = \beta_1 + \frac{1}{K_{01}}$ $\beta = \beta_2 + \frac{1}{K_{02}}$ |

$$\delta_2 = \frac{\delta_1}{(1 + \kappa_1 \beta_1)(1 + \kappa_2 \beta)} , \quad (I68)$$

$$\delta_3 = - \frac{\delta_1 \delta_2}{(1 + \kappa_1 \beta_1)(1 + \kappa_1 \kappa_2 \beta - \kappa_2)} \approx - \frac{\delta_1 \delta_2}{(1 + \kappa_1 \kappa_2 \beta)(1 + \kappa_1 \beta_1)} , \quad (I69)$$

$$\delta_4 = \frac{\delta_1 \delta_2}{(1 + \kappa_1 \beta)(1 + \kappa_2 \beta_2)} . \quad (I70)$$

Здесь приближенные равенства выполняются при $|\delta_i| \ll 1$.

Выражения (I67)–(I70) показывают, что результирующие погрешности δ_i схем C_i табл.4 уменьшаются примерно в $1 + \kappa_1 \beta_1$ раз по сравнению со схемами C_{iI} табл.3.

Эффективность структур C_I и C_2 определяется выражением (I36), а структур C_3 и C_4 – выражением (I37), в которых

$\alpha_1 = 1 + \frac{1}{\kappa_2}$, $\alpha_2 = \beta_1 + \frac{1}{\kappa_1} + \frac{1}{\kappa_2}$, $\alpha_3 = 1/\kappa_2 \approx 1$, $\alpha_4 = \beta_0 + \frac{1}{\kappa_1} + \frac{1}{\kappa_2}$,
где $\beta_0 = \beta_1 + \beta_2 - \beta$.

Отсюда следует, что введение ООС в структуры C_{ij} табл.3 не дает увеличения эффективности (в смысле обмена запаса усиления на точность). Это обусловлено тем, что введение ООС повышает точность, но во столько же раз уменьшает усиление структур.

На рис.43 представлены схемы УУ, построенные в соответствии со структурой C_2 табл.4. Для схемы C_I по рис.43 [83]

$$\delta = \frac{1}{\beta_2} \left[1 - \frac{1 + \kappa_1 (\beta_1 - \beta_2)}{(1 + \kappa_1 \beta_1)(1 + \kappa_2 \beta_2)} \right] = \frac{1}{\beta_2} (1 + \gamma) , \quad (I71)$$

где $\beta_1 = Z'_1 / (Z'_1 + Z'_2)$, $\beta_2 = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$.

Здесь охват усилителя $УН_I$ в схеме C_{2I} по рис.38 последовательной отрицательной обратной связи уменьшает погрешность

$$\gamma = - \frac{1 + \kappa_1 (\beta_1 - \beta_2)}{(1 + \kappa_1 \beta_1)(1 + \kappa_2 \beta_2)} \approx - \frac{1}{(1 + \kappa_1 \beta_1)(1 + \kappa_2 \beta_2)} \quad (I72)$$

в $1 + \kappa_1 \beta_1$ раза. Второе равенство в (I72) выполняется при $\beta_1 \approx \beta_2$

В схеме C_2 по рис.43 [84] использованы усилители, охваченные параллельной ООС.

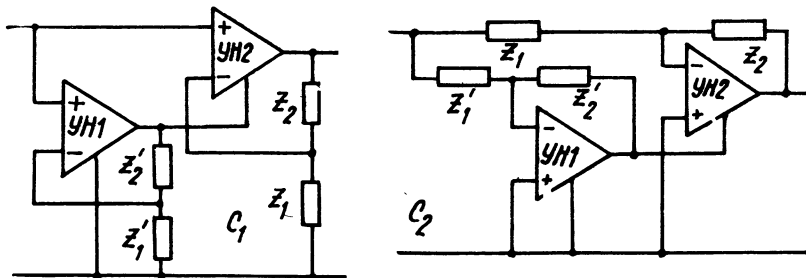


Рис. 43

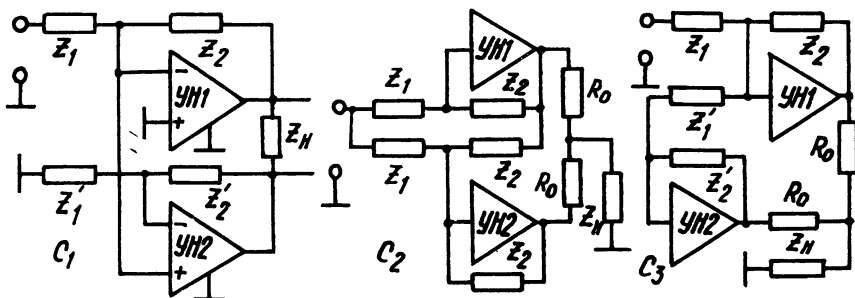


Рис. 44

На рис. 44 [85, 86] представлены схемы УУ, построенные в соответствии со структурой C_{22} табл.3 при охвате в ней усилителя A_I параллельной ООС. Для схемы C_I по рис.44 коэффициент передачи определяется выражением $(I7I)$. Здесь вычитание выходных сигналов основного и дополнительного каналов осуществляется за счет включения нагрузки между выходными выводами усилителей $УН_1$ и $УН_2$. В схеме C_2 по рис.44 [87] и C_3 [88] суммирование сигналов основного и дополнительного каналов осуществляется по току с помощью резистивного сумматора $R_0 - R_0 - Z_H$.

Повышение точности УУ с АК возможно путем комбинирования и (или) объединения структур C_{ij} табл.3. Комбинирование заключается в использовании в заданной структуре C_{ij} в качестве усилителя (усилителей) другой структуры (других структур) этого же класса. Объединение структур заключается в синтезе обобщенной схемы, ко-

торая включает в себя в качестве частных реализаций несколько структур C_{ij} табл.3.

Комбинационные и объединяющие структуры позволяют совместить достоинства нескольких структур.

В качестве примера рассмотрим структурную схему УУ, представленную на рис.45 [22], для которой

$$S = \frac{M_2(K_1 + M_1 K_2) + K_3(M_1 - K_1 \beta)}{1 + K_2 \beta} = \frac{M_1 M_2}{\beta} (1 + \gamma) , \quad (I73)$$

где

$$\gamma = \frac{(M_1 - K_1 \beta)(M_2 - K_3 \beta)}{M_1 M_2 (1 + K_2 \beta)} \quad (I74)$$

есть результирующая мультипликативная погрешность.

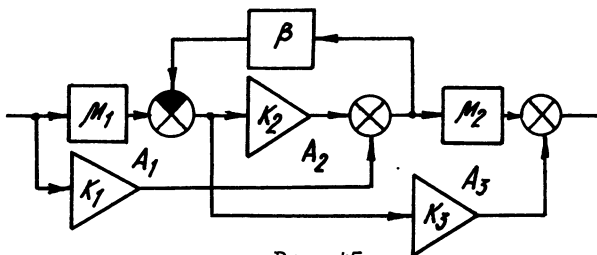


Рис. 45

При $K_{01}\beta = M_1$ (условие выделения сигнала ошибки) и $K_{03}\beta = M_2$ (условие минимизации погрешности), согласно (I74),

$$\gamma = -\delta_1 \delta_3 / (1 + K_2 \beta) . \quad (I75)$$

Выражение (I75) показывает, что в структуре по рис.45 совмещены достоинства структур C_{ij} табл.3 первой и второй групп – погрешности δ_1, δ_2 входят в (I75) в виде произведения, влияние которого уменьшается в $1 + K_2 \beta$ раз.

Структура по рис.45 обладает свойством резервирования по группам и постепенным отказам усилителей A_i ($i = 1, 2, 3$). Действительно, при выходе из строя первого ($K_1 = 0$), второго ($K_2 = 0$) или третьего ($K_3 = 0$) усилителя при $M_1 = M_2 = 1$, согласно (I73), $S = (1 + \gamma_i) / \beta$, где

$$j_1 = -\frac{\delta_3}{1+\kappa_2\beta}, \quad j_2 = -\delta_1\delta_3, \quad j_3 = -\frac{\delta_1}{1+\kappa_2\beta}.$$

При выходе из строя первого и второго ($\kappa_1 = \kappa_2 = 0$), первого и третьего ($\kappa_1 = \kappa_3 = 0$), второго и третьего ($\kappa_2 = \kappa_3 = 0$) усилителей $S = (1+j_i)/\beta$, где $j_1 = \delta_3$, $j_2 = \delta_2/(1+\kappa_2\beta)$, $j_3 = \delta_2$. Следовательно, при выходе из строя любого из трех усилителей A_i точность уменьшается, но корректирующие свойства структуры сохраняются. При выходе из строя любой пары усилителей корректирующие свойства сохраняются для второго варианта ($\kappa_1 = \kappa_3 = 0$), но структура остается работоспособной.

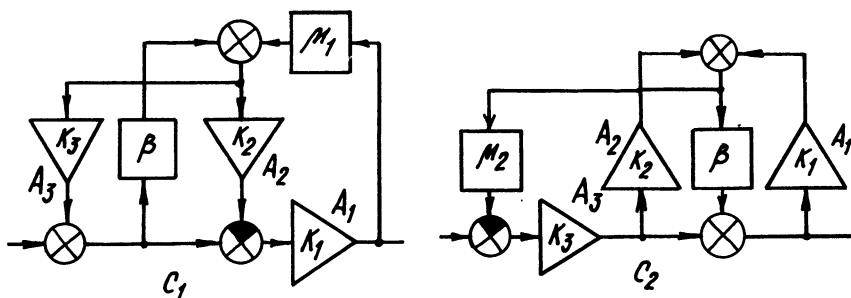


Рис. 46

Проведя инверсные топологические преобразования (I-преобразования) структуры по рис.45, приходим к структурным схемам по рис. 46 [38,40]. Для схемы C_I

$$S = \frac{1}{\bar{S}} = \frac{\kappa_1(1+\kappa_2\beta)}{1+\mu\kappa_1\kappa_2 + \kappa_3(\mu\kappa_1 - \beta)} = \frac{\beta}{\mu} (1+j), \quad (I76)$$

где

$$j = \frac{(\mu\kappa_1 - \beta)(1 - \kappa_3\beta)}{\beta(1 + \mu\kappa_1\kappa_2 + \mu\kappa_1\kappa_3 - \kappa_3\beta)} \approx -\frac{\delta_1\delta_3}{1+\kappa_2\beta}, \quad (I77)$$

$$\mu = \mu_1, \mu_2 = 1.$$

Для схемы C_2

$$S = \frac{1}{\bar{S}} = \frac{\kappa_3(1+\kappa_2\beta)}{1 - \kappa_1\beta + \mu\kappa_3(\kappa_1 + \kappa_2)} = \frac{\beta}{\mu} (1+j), \quad (I78)$$

где

$$\gamma = \frac{(1 - K_1 \beta)(M_2 K_3 - \beta)}{\beta(1 - K_1 \beta + M K_1 K_3 + M K_2 K_3)} \approx - \frac{\delta_1 \delta_3}{1 + K_2 \beta}, \quad (I79)$$

$$M = M_2, M_1 = 1.$$

В формулах (I76) и (I78) коэффициент S определяется выражением (I73) соответственно при $M_2 = 1$ и $M_1 = 1$.

При выполнении условий настройки ($K_{01} M = \beta$, $K_{03} \beta = 1$ для схемы C_1 и $K_{01} \beta = 1$, $K_{03} M = \beta$ для схемы C_2) выражения (I77) и (I79) при $|\delta_1| \ll 1$ и $|\delta_3| \ll 1$ приводятся к виду (I75).

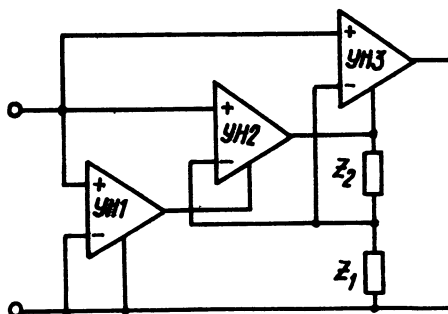


Рис. 47

На рис.47 [22] представлена схема УУ, построенного по структурной схеме рис.45.

Перейдем к рассмотрению методов построения итерационных и комбинационных структур УУ. Итерационные УУ строятся на базе вышерассмотренных двухканальных ($n=2$) структурных схем с аддитивной коррекцией путем формирования (выделения) в допол-

нительных корректирующих каналах сигналов ошибки первого, второго и т.д. порядков малости и введения их в основной канал в качестве поправок.

Базовыми схемами для построения итерационных и комбинационных УУ являются структуры C_1 и $C_2 = N[C_1]$, изображенные на рис.33.

Как уже указывалось, схемы $C_1 = C_{11} \cup C_{12}$ и $C_2 = C_{21} \cup C_{22}$ по рис.33 объединяют две группы структур, корректирующие свойства которых различны: структуры $C_{11} = C_{11}(A_1, A_2)$, $C_{21} = C_{21}(A_1, A_2)$ с подавлением сигнала ошибки и структуры $C_{12} = C_{12}(A_1, A_2)$, $C_{22} = C_{22}(A_1, A_2)$ с выделением сигнала ошибки. Здесь " \cup " есть логический знак объединения.

Далее структуры, объединяющие две и более схемы, будем называть топологическими моделями соответствующих структурных схем. В указанном смысле структуры $C_i = C_{i1} \cup C_{i2}$ по рис.33 являются

моделями ($C_i = M_i$) структурных схем C_{i1} и C_{i2} ($i = 1, 2$). Обобщенной будем называть топологическую модель, в которой не указаны знаки (вычитание, сложение) по входам сумматоров (вычитателей).

Если задана обобщенная модель, то ее принадлежность к первой или второй группе структур может быть указана зачернением соответствующих вычитающих входов графических обозначений сумматоров или аналитическим способом. Например, структуры $C_1 = C_{11}$ и $C_2 = C_{21}$ первой группы (рис.33) при $K_i > 0$ могут быть записаны в следующем виде: $C_{11} = C_1(a_1, b_1, a_2, b_2, a_3, b_3)$ и $C_{21} = C_2(a_1, b_1, a_2, b_2, a_3, b_3)$. Здесь надстрочный индекс "-" в обозначениях a_j , b_j входов сумматоров указывает вычитающие входы соответствующих сумматоров.

Согласно (133) структурные схемы $C_{12} = C_{12}^-$ и $C_{22} = C_{22}^-$ второй группы по рис.33 являются инвертирующими ($S_0 = -\beta_2/M_2$): $C_{12}^- = C_1(a_1, b_1, a_2, b_2, a_3, b_3) = C_1(a_1, b_1, a_2, b_2, a_3, b_3)$, $C_{22}^- = C_2(a_1, b_1, a_2, b_2, a_3, b_3)$. Обобщенные топологические модели по рис.33 включают и неинвертирующие структуры ($S_0 = \beta_2/M_2$) $C_{12} = C_{12}^+$, $C_{22} = C_{22}^+$ второй группы: $C_{12}^+ = C_1(a_1, b_1, a_2, b_2, a_3, b_3)$ и $C_{22}^+ = C_2(a_1, b_1, a_2, b_2, a_3, b_3)$.

Топологический синтез многоканальных ($n > 3$) структур осуществляется итерированием и(или) комбинированием исходных двухканальных структур в соответствии с обобщенной моделью по рис.33.

Класс трехканальных структур УУ, содержащих три усилителя A_i ($i = 1, 2, 3$), строится замещением в структурах $C_1 = C_1(A_1, A_2)$ и $C_2 = C_2(A_1, A_2)$ усилителя A_1 или A_2 исходной структурой C_1 или C_2 в соответствии с генерирующими алгоритмами

$$C_{ij}^3 = Cab(C_{cd}, A_3), \quad C_{ij}^3 = Cab(A_1, C_{ef}). \quad (180)$$

Здесь надстрочный индекс указывает количество каналов в соответствующей схеме (в обозначениях двухканальных схем надстрочные индексы опущены), подстрочные индексы $a, b, c, d, e, f = 1, 2$.

В общем случае для n -канальных структур количество генерирующих алгоритмов равно $n-1$:

$$C_{ij}^n = Cab(C_{cd}^n, C_{ef}^n), \quad C_{ij}^n = (C_{cd}^n, C_{ef}^n). \quad (181)$$

Здесь целые положительные числа n_1 и n_2 принимают все значения, удовлетворяющие равенству: $n_1 + n_2 = n$. При этом $C_{cd}' = A_1$ и $C_{ef}' = A_n$. Например, для четырехканальных схем, согласно (I8I),

$$C_{ij}^4 = Cab(C_{cd}^3, A_4), \quad C_{ij}^4 = Cab(A_1, C_{ef}^3), \quad C_{ij}^4 = Cab(C_{cd}, C_{ef}). \quad (I82)$$

Алгоритмы

$$C_{ij}^n = Cab(C_{cd}^{n-1}, A_n), \quad C_{ij}^n = Cab(A_1, C_{ef}^{n-1}) \quad (I83)$$

являются итерационными, если в качестве C_{cd} (для первого алгоритма) и C_{ef} (для второго алгоритма) используется одна и та же двухканальная исходная структура. Остальные алгоритмы являются комбинационными и комбинационно-итерационными.

Каждая из двухканальных структур, входящих в состав многоканальной схемы, согласно табл.2, имеет две частные реализации. Отсюда следует, что каждая n -канальная структура имеет 2^n частных реализаций.

Таблица 5

| A_i | C_{12} | C_{22} | C_{11} | C_{21} |
|----------|------------|------------|------------|------------|
| C_{12} | C_{11}^3 | C_{12}^3 | C_{13}^3 | C_{14}^3 |
| C_{22} | C_{21}^3 | C_{22}^3 | C_{23}^3 | C_{24}^3 |
| C_{11} | C_{31}^3 | C_{32}^3 | C_{33}^3 | C_{34}^3 |
| C_{21} | C_{41}^3 | C_{42}^3 | C_{43}^3 | C_{44}^3 |

Рассмотрим трехканальные структуры. В табл.5 указаны все возможные подстановки исходных структур по рис. 33 для первого ($A = A_3$) и второго ($A = A_1$) алгоритмов (I80). Каждый из алгоритмов (I80) генерирует 16 схем C_{ij} . Следовательно, в соответствии с (I80) будем иметь два класса трехканальных структур.

На рис.48 представлены обобщенные топологические модели M_{IJ} , объединяющие структуры первого класса, построенные по первому алгоритму (I80):

$$\begin{aligned} M_{11} \{ & C_{11}^3 = C_{12}(C_{12}, A_3), \quad C_{13}^3 = C_{12}^+(C_{11}, A_3), \quad C_{31}^3 = C_{11}(C_{12}^+, A_3), \quad C_{33}^3 = C_{11}(C_{11}, A_3) \}, \\ M_{12} \{ & C_{12}^3 = C_{12}(C_{22}, A_3), \quad C_{14}^3 = C_{12}^+(C_{21}, A_3), \quad C_{32}^3 = C_{11}(C_{22}^+, A_3), \quad C_{34}^3 = C_{11}(C_{21}, A_3) \}, \\ M_{13} \{ & C_{21}^3 = C_{22}(C_{12}, A_3), \quad C_{23}^3 = C_{22}^+(C_{11}, A_3), \quad C_{41}^3 = C_{21}(C_{12}^+, A_3), \quad C_{43}^3 = C_{21}(C_{11}, A_3) \}, \\ M_{14} \{ & C_{22}^3 = C_{22}(C_{22}, A_3), \quad C_{24}^3 = C_{22}^+(C_{21}, A_3), \quad C_{42}^3 = C_{21}(C_{22}^+, A_3), \quad C_{44}^3 = C_{21}(C_{21}, A_3) \}. \end{aligned}$$

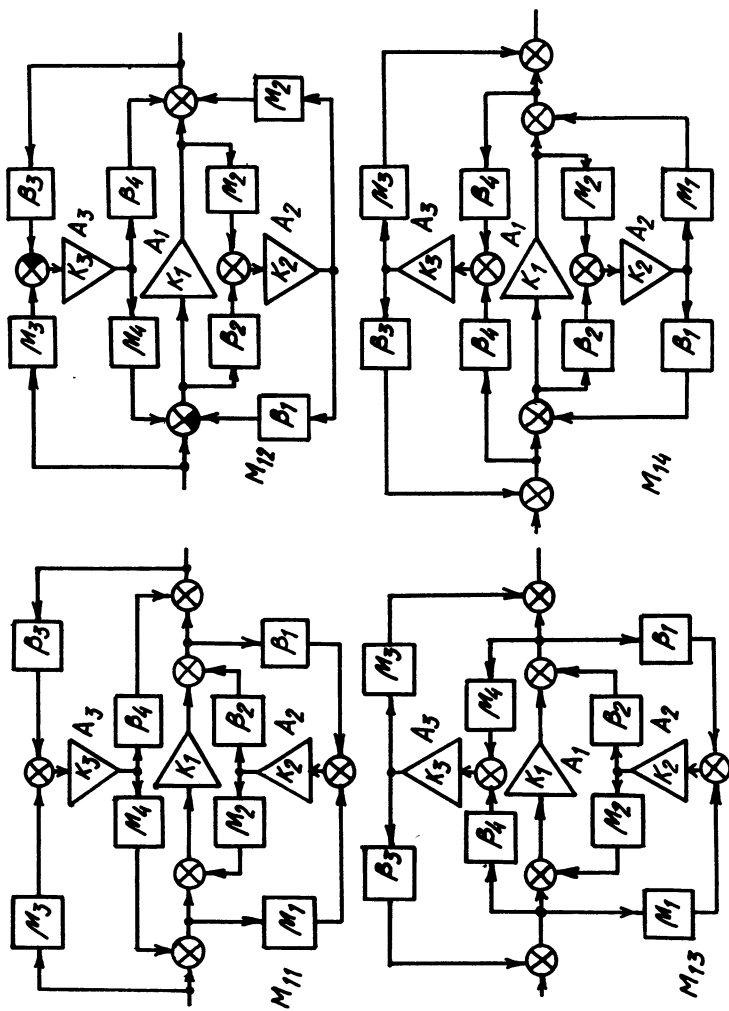


Рис. 48

На рис.49 представлены обобщенные модели M_{2j} , объединяющие структуры второго класса, построенные по второму алгоритму (I80):

$$\begin{aligned} M_{21} \{ C_{11}^3 = C_{12}^+(A_1, C_{21}), C_{13}^3 = C_{12}^+(A_1, C_{11}), C_{31}^3 = C_{11}^+(A_1, C_{12}^+), C_{33}^3 = C_{11}^+(A_1, C_{11}) \}, \\ M_{22} \{ C_{12}^3 = C_{12}^+(A_1, C_{22}), C_{14}^3 = C_{12}^+(A_1, C_{21}), C_{32}^3 = C_{11}^+(A_1, C_{22}), C_{34}^3 = C_{11}^+(A_1, C_{21}) \}, \\ M_{23} \{ C_{21}^3 = C_{22}^+(A_1, C_{12}), C_{23}^3 = C_{22}^+(A_1, C_{11}), C_{41}^3 = C_{21}^+(A_1, C_{12}^+), C_{43}^3 = C_{21}^+(A_1, C_{11}) \}, \\ M_{24} \{ C_{22}^3 = C_{22}^+(A_1, C_{22}), C_{24}^3 = C_{22}^+(A_1, C_{21}), C_{42}^3 = C_{21}^+(A_1, C_{22}^+), C_{44}^3 = C_{21}^+(A_1, C_{21}) \}. \end{aligned}$$

При этом $M_{i4} = N[M_{i1}]$ и $M_{i3} = N[M_{i2}]$, где $i = 1, 2$.

Отметим, что топологическая модель M_{12} , так же как и структура по рис.45, является инвариантной по отношению к N -преобразованию, то есть $M_{12} = N[M_{12}]$.

По обеспечиваемой точности структуры C_{ij}^3 разделяются на четыре группы.

К первой группе относятся структуры C_{11}^3 , C_{12}^3 , C_{21}^3 и C_{22}^3 по рис.48 и 49. Для структур первого класса (рис.48) коэффициент передачи $S = \beta_4(1 + \gamma^*)/M_4$, где при $K_{01}/M_2 = \beta_2$, $B_{01}/M_4 = \beta_4$ и $K_{02}(M_1/M_2 + \beta_1\beta_2) = 1$, $K_{03}(M_3/M_4 + \beta_3\beta_4) = 1$ погрешность

$$\gamma^* = - \frac{\gamma_2 \delta_3}{1 + \beta_2/K_3 M_4 \beta_3 - K_3 \beta_3 \beta_4} \approx - \gamma_2 \delta_3. \quad (I84)$$

Здесь δ_2 и γ_2 определяются соответственно выражениями (I33) и (I35). С учетом (I35) из (I84) получим

$$\gamma^* = \frac{\delta_1 \delta_2 \delta_3}{(1 + K_1 K_2 M_2 \beta_1 - K_2 \beta_1 \beta_2)(1 + \beta_2/K_3 M_4 \beta_3 - K_3 \beta_3 \beta_4)} \approx \delta_1 \delta_2 \delta_3. \quad (I85)$$

Приближенные равенства в (I84) и (I85) выполняются при $|\delta_1| \ll 1$ и $|\gamma_2| \ll 1$.

Для структур первой группы по рис.49 коэффициент передачи $S = \beta_2(1 + \gamma^*)/M_2$, где при $K_{01}/M_2 = \beta_2$ и $B_{01}(M_1/M_2 + \beta_1\beta_2) = 1$

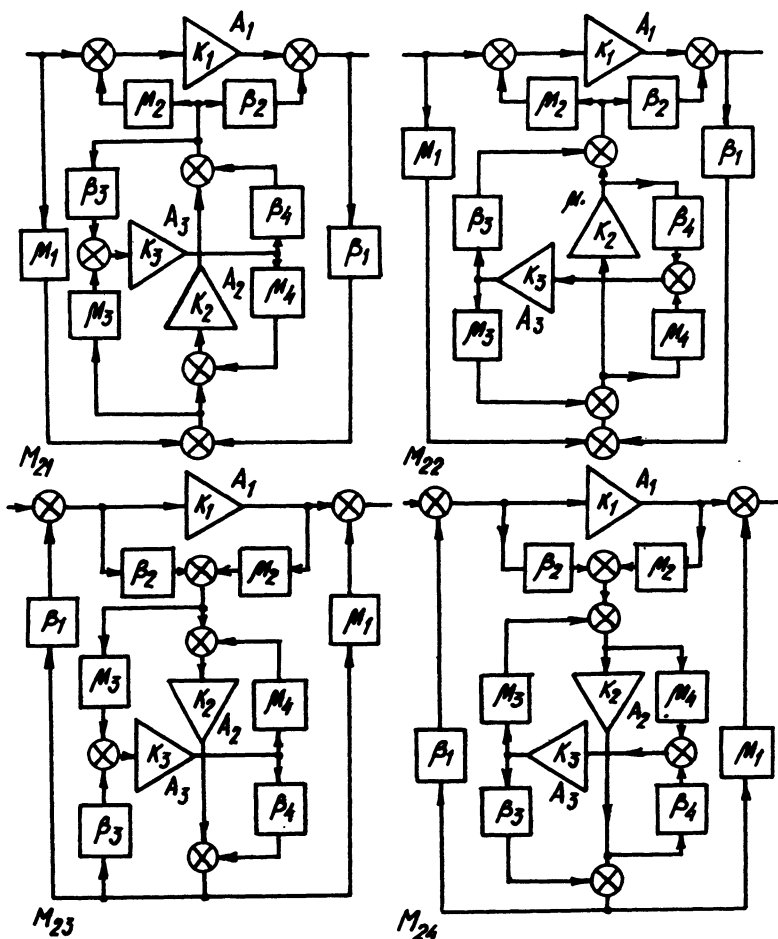


Рис. 49

$$j^* = - \frac{\delta_1 j^*_2}{1 + K_1 \delta_2 M_2 \beta_1 - \delta_2 \beta_1 \beta_2} \approx - \delta_1 j^*_2. \quad (I86)$$

Здесь $\delta_2 = \delta_{02}(1 + j^*_2)$, где $\delta_{02} = \beta_4 / M_4$. При $K_{02} M_4 = \beta_4$ и

$$K_{03}(M_3 M_4 + \beta_3 \beta_4) = 1$$

$$j^*_2 = - \frac{\delta_2 \delta_3}{1 + K_2 K_3 M_4 \beta_3 - K_3 \beta_3 \beta_4} \approx - \delta_2 \delta_3. \quad (I87)$$

Приближенные равенства в (I86) и (I87) выполняются при $|\delta_2| \ll 1$ и $|\gamma_2| \ll 1$.

Таким образом, для структур первой группы при выполнении условий настройки результирующая погрешности $\gamma \approx \delta_1 \delta_2 \delta_3$.

Ко второй группе относятся структуры $C_{13}^3, C_{14}^3, C_{23}^3, C_{24}^3, C_{31}^3, C_{32}^3, C_{41}^3, C_{42}^3$ по рис.48 и структуры $C_{13}^3, C_{14}^3, C_{23}^3, C_{24}^3$ по рис.49.

Для структур $C_{13}^3, C_{14}^3, C_{23}^3, C_{24}^3$ первого класса (рис.48) коэффициент передачи $S = \beta_4(1+\gamma)/M_4$, где при выполнении условий настройки $S_{01}/M_4 = \beta_4$, $K_{03}(M_3/M_4 + \beta_3\beta_4) = 1$ погрешность

$$\gamma = - \frac{\delta_1 \delta_3}{1 + \delta_1 K_3 M_4 \beta_3 - K_3 \beta_3 \beta_4} \approx - \gamma_1 \delta_3 \quad (I88)$$

(приближенное равенство выполняется при $|\gamma_1| \ll 1$). Здесь коэффициент передачи $S_1 = M_1(1+\gamma_1)/\beta_1$, а погрешность γ_1 определяется выражением (I31). При $K_{01}\beta_1 = M_1$ погрешность γ_1 определяется выражением (I32), то есть

$$\gamma_1 = - \frac{\delta_1 \delta_3}{1 + K_2(M_1 M_2 + \beta_1 \beta_2)} \quad (I89)$$

Для структур второго класса по рис.49 коэффициент передачи $S = \beta_2(1+\gamma)/M_2$, где при $K_{01}M_2 = \beta_2$ и $S_{02}(M_1 M_2 + \beta_1 \beta_2) = 1$ погрешность определяется выражением (I86), в котором $S_2 = S_{02}(1+\gamma_2)$, $S_{02} = M_3/\beta_3$,

$$\gamma_2 = \frac{\delta_2}{1 + K_2 K_3 M_4 \beta_3 + K_3 \beta_3 \beta_4} \approx \frac{\delta_2}{1 + K_3(M_3 M_4 + \beta_3 \beta_4)} \quad (I90)$$

Первое равенство в (I90) выполняется при $K_{02}\beta_3 = M_3$, а второе — при $|\delta_2| \ll 1$. С учетом (I90) из (I86) получим

$$\gamma \approx - \frac{\delta_1 \delta_2}{1 + K_3(M_3 M_4 + \beta_3 \beta_4)} \quad (I91)$$

Для структур C_{31}^3 , C_{32}^3 , C_{41}^3 , C_{42}^3 первого класса по рис.48 $S = M_3(1+j)/\beta_3$, где при выполнении условий настройки

$$j = \frac{j_2}{1 + \delta_2 K_3 / M_4 \beta_3 + K_3 \beta_3 \beta_4} \approx - \frac{\delta_1 \delta_2}{1 + K_3 (M_3 / M_4 + \beta_3 \beta_4)}, \quad (I92)$$

где δ_2 и j_2 определяются соответственно выражениями (I33) и (I35).

К третьей группе относятся структуры C_{33}^3 , C_{34}^3 , C_{43}^3 , C_{44}^3 по рис.48, для которых $S = M_3(1+j)/\beta_3$. При $K_{01}\beta_1 = M_1$ и $\delta_{01}\beta_3 = M_3$

$$j = \frac{j_1}{1 + \delta_1 K_3 \beta_3 / M_4 + K_3 \beta_3 \beta_4} \approx \frac{j_1}{1 + K_3 (M_3 / M_4 + \beta_3 \beta_4)} \quad (I93)$$

(приближенное равенство выполняется при $|j_1| \ll 1$). Здесь $\delta_1 = M_1(1+j_1)/\beta_1$, а j_1 определяется соответственно выражением (I32). Поскольку $\delta_{01} = -K_{01} = M_1/\beta_1$, то условие настройки выполняется при $M_1\beta_3 = M_3\beta_1$. В частности, условие настройки обеспечивается при $M_1 = M_3$ и $\beta_1 = \beta_3$. С учетом (I32) выражение (I93) приводится к виду

$$j = \frac{\delta_1}{[1 + K_2 (M_1 / M_2 + \beta_1 \beta_2)] [1 + K_3 (M_3 / M_4 + \beta_3 \beta_4)]}. \quad (I94)$$

К четвертой группе относятся остальные структуры второго класса (рис.49). Данная группа не дает выигрыша в повышении точности по сравнению с соответствующими двухканальными схемами. Например, для схем C_{33}^3 , C_{34}^3 , C_{43}^3 , C_{44}^3 коэффициент передачи $S = M_1(1+j)/\beta_1$, где при $K_{01}\beta_1 = M_1$,

$$j_1 = \frac{\delta_1}{1 + K_2 \delta_2 / M_2 \beta_1 + \delta_2 \beta_1 \beta_2} \approx \frac{\delta_1}{1 + \delta_2 (M_1 / M_2 + \beta_1 \beta_2)}. \quad (I95)$$

Здесь $\delta_2 = M_3(1+j)/\beta_3$.

Таким образом, из тридцати двух трехканальных структур 24 да-

ют положительный эффект повышения точности. Общее количество частных структур $N_3 = 8 \cdot 32 = 256$, из них 192 дают повышение точности.

Согласно (I82) для четырехканальных структур имеем три генерирующих алгоритма. Соответственно имеем три класса структурных схем.

Первый класс $C_{ij}^4 = Cab(C_{cd}^3, A_4)$ содержит 8 обобщенных топологических моделей, объединяющих 128 структур, из них 96 дают положительный эффект повышения точности (по сравнению с трехканальными структурами).

Второй класс $C_{ij}^4 = Cab(A_1, C_{ef}^3)$ также содержит 8 обобщенных моделей и 128 структур, из них 48 дают эффект повышения точности.

Третий класс $C_{ij}^4 = Cab(C_{cd}, C_{ef})$ содержит 4 обобщенных модели и 64 структуры, из них 32 дают эффект повышения точности.

В итоге имеем 20 обобщенных четырехканальных моделей, которые объединяют 320 структур, из них 176 дают эффект повышения точности. Общее количество частных структур $N_4 = 2^4 \cdot 320 = 5120$, из них 2816 дают повышение точности.

В качестве примера на рис.50-53 представлены обобщенные четырехканальные структурные схемы $C_{II}(C_{33}^3, A_4)$, $C_{22}(A_1, C_{34}^3)$, $C_{I2}(C_{I2}, C_{I2})$ и $C_{I2}(C_{22}, C_{I2})$, где $C_{33}^3 = C_{II}(C_{II}, A_3)$ и $C_{34}^3 = C_{II}(C_{2I}, A_3)$. Коэффициенты передачи структур определяются соответственно выражениями

$$S_1 = \frac{\mu_5}{\beta_5} (1 + \gamma_1), \quad S_2 = \frac{\beta_2}{\mu_2} (1 + \gamma_2), \quad S_3 = \frac{\beta_2}{\mu_2} (1 + \gamma_3), \quad S_4 = \frac{\beta_2}{\mu_2} (1 + \gamma_4).$$

В общем случае результирующая погрешность n -канальных структур, дающих эффект повышения точности по сравнению с $(n-1)$ -канальными структурами, для первого, второго и т.д. подклассов при выполнении условий настройки определяется соответственно выражениями

$$\gamma_1 \approx \frac{\delta_1}{(1 + K_2 \bar{\beta}_2)(1 + K_3 \bar{\beta}_3) \dots (1 + K_n \bar{\beta}_n)}, \quad (I96)$$

$$\gamma_2 = - \frac{\delta_1 \delta_2}{(1 + K_3 \bar{\beta}_3) \dots (1 + K_n \bar{\beta}_n)}, \quad (I97)$$

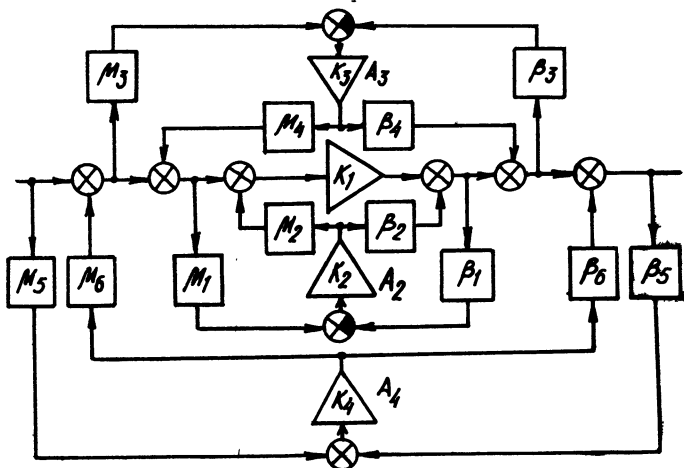


Рис. 50

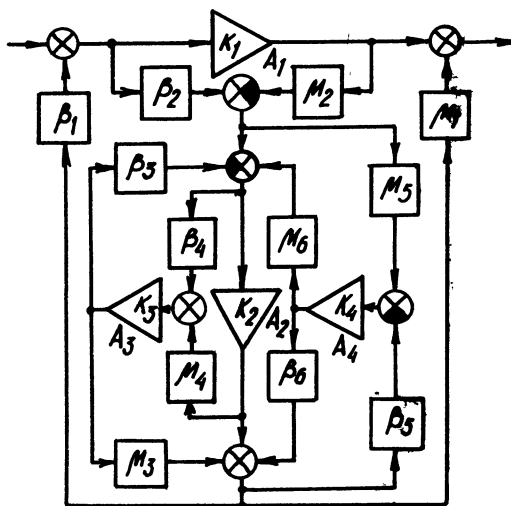
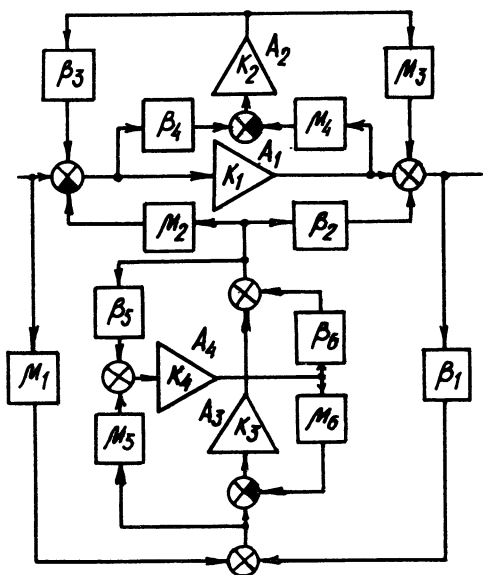
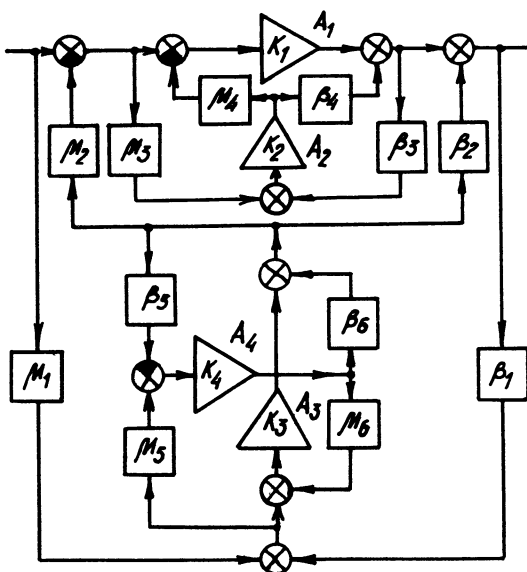


Рис. 51



$$\gamma_{n-1} \approx (-1)^n \frac{\delta_1 \delta_2 \dots \delta_{n-1}}{1 + K_n \beta_n}, \quad (198)$$

$$\gamma_n \approx (-1)^{n-1} \delta_1 \delta_2 \dots \delta_n. \quad (199)$$

В частности, результирующие погрешности четырехканальных ($n=4$) структур по рис.50-53 определяются соответственно формулами (196)-(199) при $n=4$, в которых $\beta_2 = M_1 M_2 + \beta_1 \beta_2$, $\beta_3 = M_3 M_4 + \beta_3 \beta_4$, $\beta_4 = M_5 M_6 + \beta_5 \beta_6$.

Рассмотрим некоторые частные реализации итерационных схем УУ [19, 23, 40, 77, 81, 87-92].

Возьмем в качестве исходной двухканальную структуру C_{2I} при $\beta=1$ табл.3 (или C_2 табл.4). Трехканальную схему получим замещением в исходной схеме усилителя A_I самой исходной схемой. Четырехканальную схему получим замещением в исходной схеме усилителя A_I полученной трехканальной схемой и т.д. В конечном итоге, замещающая в исходной схеме усилитель A_I ($n-1$)-канальной схемой, приходим к n -канальной схеме по рис.54 [91].

Если номинальное значение коэффициента передачи $S_0 = 1/\beta$, то результирующая мультипликативная погрешность УУ по рис.54

$$\gamma = - \frac{1}{(1+K_1\beta_1) \dots (1+K_n\beta_n)} = - \frac{1}{(1+K\beta)^n}, \quad (200)$$

где $K_i = K_0(1+\delta_i)$ есть коэффициент усиления i -того усилителя A_i . Если номинальный коэффициент передачи задан выражением

$$S_0 = \frac{1}{\beta} \left[1 - \frac{1}{(1+K_0\beta)^n} \right], \quad (201)$$

то мультипликативная погрешность при $K\beta \gg 1$

$$\gamma \approx \frac{1}{(1+K_0\beta)^n} \sum_{i=1}^n \delta_i = \frac{n\delta}{(1+K_0\beta)^n}. \quad (202)$$

Вторые равенства в выражениях (200) и (202) справедливы при $K_1 = K_2 = \dots = K_n = K$, $\beta_1 = \beta_2 = \dots = \beta_n = \beta$ и $\delta_1 = \delta_2 = \dots = \delta_n = \delta$.

На рис.55 [77] представлена структура итерационного УУ, полученная из схемы C_{22} табл.3. Выражения (200)–(202) остаются в силе и для структурной схемы по рис.55.

На рис.56 [74,89] представлены структурные схемы УУ, полученные из структуры C_{42} табл.3 в соответствии с итерационными алгоритмами (183). Если номинальные значения, K_0 , M коэффициентов $K_i = K_0 (1 + \delta_i)$, $M_i = M (1 + \delta_{\beta i})$ одинаковы и $\beta_i = 1$, то при выполнении условия настройки $K_0 \beta = 1$ коэффициент передачи $\beta = S_0(1 + \beta)$, где

$$\beta \approx -(-1)^{n-1} \delta_1 \delta_2 \dots \delta_n - \delta_\beta \quad (203)$$

есть результирующая мультипликативная погрешность (считаем, что $|\delta_{\beta i}| \ll |\delta_i| \ll 1$). Здесь для схемы $C_1 \delta_\beta = \delta_{\beta 1}$, а для схемы $C_2 \delta_\beta = \delta_{\beta(n-1)}$.

Погрешность β итерационных структур уменьшается с увеличением количества корректирующих каналов. При этом предельно достижимая точность ограничена погрешностью δ_β (или δ_M) пассивных цепей и (или) аддитивной погрешности последнего канала (каждый последующий канал усиливает сигнал более высокого порядка малости по сравнению с предыдущим).

Обозначив $1/(-1)^{n-1} \delta_1 \delta_2 \dots \delta_n = \sigma^n$, из (203) имеем:

$$\pi = \ln[1/\beta + |\delta_{\beta 1}|] / \ln \sigma.$$

Полученное выражение позволяет вычислить необходимое количество каналов, исходя из допустимого значения β результирующей погрешности и погрешности σ .

На рис.57 [90] и 58 [26] представлены реализации частных структурных схем по рис.54 и 56.

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы. Итерационные системы экстраполируют все свойства исходных двухканальных схем на n -мерное структурное пространство многоканальных схем. При этом теоретически имеем улучшение параметров примерно на n порядков по сравнению с одноканальными структурами. Так, например, согласно (199), влияние погрешности δ_1 усилителя в основном канале уменьшается в $1/\delta_2 \delta_3 \dots \delta_n$ раз. Практически предельно достижимая точность, согласно (203), ограничена погрешностью $\delta_{\beta 1}$ или $\delta_{\beta(n-1)}$ коэффициента передачи пассивных цепей в первом или последнем канале.

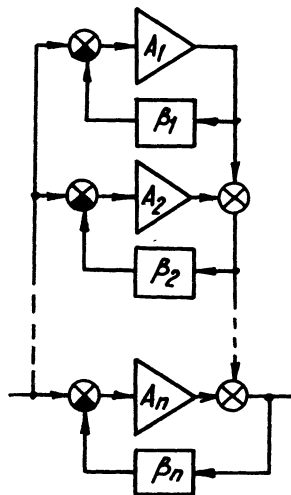


Рис. 54

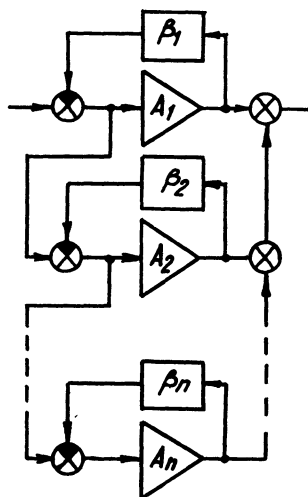


Рис. 55

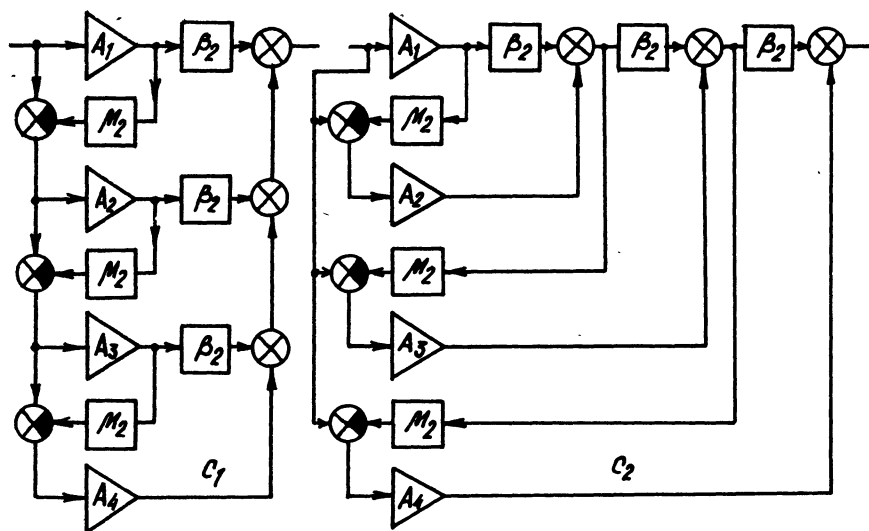


Рис. 56

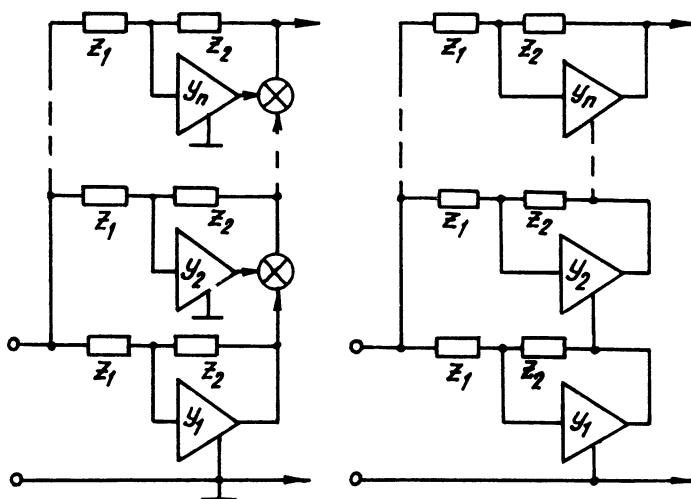


Рис. 57

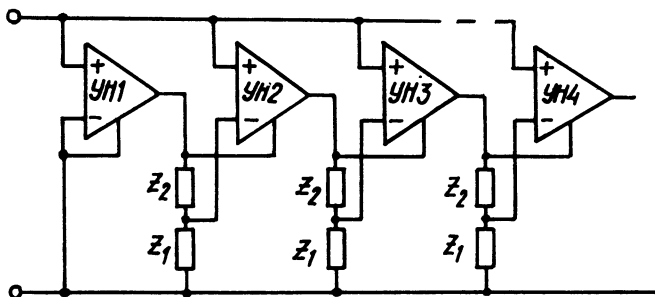


Рис. 58

Итерационные структуры при заданной статической точности имеют более широкий частотный диапазон или при заданном частотном диапазоне позволяют обеспечить более высокую статическую точность по сравнению с усилителями с ООС и КОС. Действительно, предельно достижимая точность в УУ с ООС и КОС ограничена условием устойчивости (здесь имеется одна степень свободы для расширения частотного диапазона и повышения точности). В итерационных УУ имеется две степени свободы для обеспечения заданных точности и частотного диапазона. Например, глубина обратной связи в каждом

канале может быть выбрана, исходя из обеспечения требуемой широкополосности, а количество каналов выбирается исходя из обеспечения заданной точности.

Согласно (199) в итерационных УУ с мультипликативным влиянием частных погрешностей δ_i на результирующую погрешность f осуществляется подавление как систематических, так и случайных составляющих погрешностей δ_i .

В работе [40] показано, что в итерационных УУ накопление аддитивной погрешности с увеличением количества каналов отсутствует. Практически при $\delta_i \ll 1$ результирующая аддитивная погрешность определяется аддитивной погрешностью усилителя в основном или последнем корректирующем канале.

Итерационные и комбинационные УУ являются новым и перспективным направлением развития техники усиления электрических сигналов. Это обуславливает актуальность изучения и развития вопросов теории и проектирования данного класса усилительных устройств.

2.5. Динамическая точность усилительных устройств с аддитивной коррекцией

Выше мы проводили оптимизацию УУ по их статической погрешности. При работе в диапазоне частот инерционность усилителей и повторителей сигнала вносит частотные и фазовые искажения.

В настоящем параграфе проводится сравнительный анализ некоторых структур УУ с учетом частотных и фазовых искажений, вносимых усилительными каскадами.

Будем полагать, что коэффициенты усиления

$$\dot{\kappa}_1 = \kappa_1 e^{j\varphi_1} = \kappa_1 (\cos \varphi_1 + j \sin \varphi_1), \quad (204)$$

$$\dot{\kappa}_2 = \kappa_2 e^{j\varphi_2} = \kappa_2 (\cos \varphi_2 + j \sin \varphi_2), \quad (205)$$

где κ_i есть модуль коэффициентов усиления $\dot{\kappa}_i$ первого ($i = 1$) и второго ($i = 2$) усилителей, φ_i есть фазовый сдвиг, вносимый усилителями. При малых фазовых сдвигах (при $\varphi_i \ll 1$) выражения (204) и (205) упрощаются:

$$\dot{\kappa}_1 \approx \kappa_1 (1 + j \varphi_1), \quad \dot{\kappa}_2 \approx \kappa_2 (1 + j \varphi_2). \quad (206)$$

В [21] проведен анализ некоторых схем УУ с АК, исходя из соотношений (206).

Будем предполагать, что цепь обратной связи также вносит частотные и фазовые искажения, то есть

$$\dot{\beta} = \beta e^{j\varphi_{\beta}} = \beta (\cos \varphi_{\beta} + j \sin \varphi_{\beta}). \quad (207)$$

Рассмотрим структурные схемы C_{II} и C_{I2} табл.3. Их коэффициент усиления в частотной области при $M=1$

$$\dot{S} = (K_1 e^{j\varphi_1} + K_1 K_2 e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)}) / (1 + K_1 K_2 \beta e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_{\beta})}). \quad (208)$$

Модуль коэффициента усиления

$$S = \sqrt{\frac{K_1^2(1+K_2^2) + 2K_1^2 K_2 (\cos \varphi_1 - 1)}{(1 + K_1 K_2 \beta)^2 + 2K_1 K_2 \beta [\cos(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_{\beta}) - 1]}}. \quad (209)$$

Перепишем (209) в другой форме:

$$S = \frac{K_1(1+K_2)}{1 + K_1 K_2 \beta} \sqrt{\left(1 + \frac{2\Delta_1}{K_1^2(1+K_2)^2}\right) / \left(1 + \frac{2\Delta_2}{(1+K_1 K_2 \beta)^2}\right)}, \quad (210)$$

где $\Delta_1 = K_1^2 K_2 (\cos \varphi_2 - 1) \approx -0,5 K_1^2 K_2 \varphi_2^2,$

$$\Delta_2 = K_1 K_2 \beta [\cos(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_{\beta}) - 1] \approx -0,5 K_1 K_2 \beta (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_{\beta})^2.$$

При выполнении условия настройки $K_{01}\beta = 1$ коэффициент передачи $S = (1+j)/\beta$, где

$$j \approx \frac{\varphi_1}{1 + K_1 K_2 \beta} + \frac{(\varphi_2 + \varphi_{\beta})(\varphi_2 + \varphi_{\beta} + 2\varphi_1)}{2(1 + K_2)}. \quad (211)$$

Здесь первое слагаемое определяет статическую погрешность УУ, второе слагаемое – динамическую погрешность.

Динамическая составляющая погрешности уменьшается с увеличением модуля коэффициента усиления K_2 . На низких частотах доминирующей является статическая составляющая погрешности. На высоких частотах из-за увеличения фазовых сдвигов доминирующей является динамическая составляющая погрешности.

Для схем C_{3I} и C_{32} табл.3

$$\dot{S} = K_1 e^{j\varphi_1} / (1 + K_1 K_2 \beta e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_\beta)} - K_2 M e^{j(\varphi_2 + \varphi_M)}) \quad (2I2)$$

Модуль коэффициента усиления

$$S = \frac{K_1}{\sqrt{(1 + K_1 K_2 \beta - K_2 M)^2 + 2\Delta}} \quad , \quad (2I3)$$

где

$$\Delta = K_1 K_2 \beta [\cos(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_\beta) - 1] - K_2 M [\cos(\varphi_2 + \varphi_M) - 1] - K_1 K_2^2 \beta M [\cos(\varphi_1 + \varphi_\beta - \varphi_M) - 1] \quad (2I4)$$

При малых фазовых сдвигах ($\varphi_1, \varphi_2, \varphi_M, \varphi_\beta \ll 1$)

$$\Delta \approx -K_1 K_2 \beta \frac{(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_\beta)^2}{2} + K_2 M \frac{(\varphi_2 + \varphi_M)^2}{2} + K_1 K_2 \beta M \frac{(\varphi_1 + \varphi_\beta - \varphi_M)^2}{2}.$$

С учетом условий настройки $K_{01}\beta = M$, $K_{02}M = 1$

$$\Delta \approx \frac{1}{2M} [\varphi_M^2 - \varphi_2^2 - 2(\varphi_2 + \varphi_M)(\varphi_1 + \varphi_\beta)] + \frac{(\varphi_2 + \varphi_M)^2}{2}.$$

Пренебрегая слагаемыми второго порядка малости, получим:

$$\Delta = -\frac{1}{M} (\varphi_2 + \varphi_M)(\varphi_1 + \varphi_\beta). \quad (2I5)$$

При $M=1$ и $\varphi_M=0$ результирующая погрешность

$$\mu \approx -\sigma_1^2 \sigma_2^2 + \varphi_2 (\varphi_1 + \varphi_\beta). \quad (2I6)$$

Отсюда следует, что в отличие от структур C_{II} и C_{I2} здесь влияние фазовых сдвигов φ_1 , φ_2 , φ_β и φ_M не подавляется.

Рассмотрим структурные схемы C_{4I} и C_{42} табл.3 при $\beta=1$. Коэффициент усиления структур

$$\dot{S} = K_1 e^{j\varphi_1} + K_2 e^{j\varphi_2} - K_1 K_2 M e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_\beta)} \quad (2I7)$$

Модуль коэффициента передачи при выполнении условий настройки $K_{01}\beta=1$, $K_{01}=K_{02}=K_0$.

$$\delta = \kappa_0 \sqrt{(1 - \delta_1 \delta_2)^2 + 2[1 + \cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \cos(\varphi_1 + \varphi_M) - \cos(\varphi_2 + \varphi_M)]}.$$

Отсюда находим результирующую погрешность

$$\delta \approx -\delta_1 \delta_2 + \varphi_1 \varphi_2 + \varphi_M (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_M). \quad (218)$$

Здесь, как и в предыдущем случае, влияние фазовых сдвигов φ_1 , φ_2 и φ_M не компенсируется.

Таким образом, результирующая мультипликативная погрешность УУ $\delta \approx \delta_K + \delta_\varphi$ определяется двумя составляющими δ_K и δ_φ . В области низких и средних частот доминирующей является статическая составляющая δ_K (погрешность δ_K схем C_{ij} табл.3). В области высоких частот доминирующей становится уже фазовая составляющая δ_φ .

В структурах C_{ij} табл.3 первой группы (C_{11} , C_{12} ; C_{21} , C_{22}) осуществляется подавление влияния фазовых сдвигов φ_1 , φ_2 , φ_B и φ_M на результирующую погрешность.

В частности, для структур C_{11} и C_{12} при $\varphi_B \ll \varphi_2$ влияние фазовой составляющей $\delta_\varphi = \varphi_2 (\varphi_2 + 2\varphi_1) / 2(1 + \kappa_2)$ уменьшается с увеличением коэффициента усиления κ_2 .

В структурах C_{ij} табл.3 второй группы (C_{31} , C_{32} , C_{41} , C_{42}) при пренебрежимо малом влиянии φ_B и φ_M влияние фазовой составляющей $\delta_\varphi \approx \varphi_1 \varphi_2$ не компенсируется. Здесь для рабочего диапазона частот необходимо обеспечить условия $\varphi_1 < 1$ и $\varphi_2 < 1$.

Структуры первого подкласса обладают сравнительно большой статической и низкой динамической погрешностью. Для структур второго подкласса имеем обратную картину: они имеют низкую статическую и высокую динамическую погрешности. Следовательно, структуры первого подкласса целесообразно использовать для построения высокоточных УУ с относительно узким частотным диапазоном (например, для построения измерительных усилителей постоянного напряжения).

Для расширения частотного диапазона УУ с АК используется частотная и фазовая коррекция [92-94].

ГЛАВА 3

ТОПОЛОГИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ (МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ) УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

При проектировании (разработке) радиоэлектронной аппаратуры и, в частности, усилительных устройств, ставится задача оптимального синтеза электрической схемы. Задача оптимального синтеза в общем случае включает в себя следующие этапы: расширение заданного класса схем электрических цепей, доказательство его полноты, сравнительный анализ всех схем рассматриваемого класса и выявление оптимального (в смысле заданного критерия качества) схемного решения.

Задача синтеза полного класса схем в заданном элементарном базисе в принципе может быть решена перебором всех возможных комбинаций соединений заданного множества электрорадиоэлементов (пассивных и активных) с последующей идентификацией полученных вариантов соединений.

Но такой путь даже при использовании средств вычислительной техники самой высокой производительности в большинстве случаев малоэффективен.

Другой подход заключается в использовании для "размножения" схем известных [33-41, 95-97] и в разработке новых алгоритмов и процедур эквивалентных топологических преобразований схем.

В общетеоретическом плане задача сводится к выявлению инвариантных свойств универсального множества цепей [98] и к развитию геометрической теории цепей [99].

Топологические преобразования являются эффективным средством получения новых схем и установления взаимосвязей (топологических и аналитических) между классами схем. В этом смысле топологические преобразования можно рассматривать как методы построения новых схем. При этом исходным материалом является накопленный тезаурус известных схемных решений.

В предыдущих главах широко использовались эквивалентные топологические преобразования как средство получения новых схем: преобразование изменением направления графа цепи (N -преобразо-

вание), инверсное, реверсивное, дуальное, двухизоморфное топологические преобразования (I -, R -, D -, M_2 -преобразования) и преобразование путем поворота активного трехполюсника (P -преобразование) [38].

Для получения новых схем могут быть использованы и другие топологические преобразования (дополняющее и комплементарное преобразования, преобразование взаимозаменением входных или выходных выводов усилителей и пр.), описанные в работе [38, 105]

В настоящей главе рассматриваются новые топологические преобразования, разработанные автором и приводятся примеры их использования для построения электрических схем усилительных устройств.

3.1. Топологические преобразования перегруппировкой выводов усилителей

В настоящем параграфе рассматриваются топологические преобразования активных электрических цепей с обратной связью (замкнутые цепи) взаимным пересоединением (перегруппировкой) входных или выходных выводов усилителей (G -преобразование), обладающие свойством асимптотической инвариантности (при $K_i \rightarrow \infty$) относительно функций (параметров) исходной цепи (коэффициенты передачи, входные и выходные сопротивления и др.).

На рис. 59 представлена рассматриваемая модель C_i электрических цепей, содержащая цепь N , к входным и выходным выводам которой присоединены источник входного сигнала U и нагрузка Z_H . К выходящим a_i, a'_i и входящим b_i, b'_i выводам цепи N присоединены n усилителей A_i с коэффициентами усиления K_i ($i = 1, 2, \dots, n$)

Модель C_i является замкнутой, то есть цепь N обеспечивает передачу сигнала с выхода каждого усилителя A_i на его вход. Модель C_T является также связной. Это означает, что цепь N обеспечивает передачу сигнала со входа модели на вход хотя бы одного из усилителей A_i и с выхода каждого усилителя на m входов ($1 \leq m \leq n-1$) других усилителей $A_j, j \in (1, 2, \dots, n)$.

Далее будем полагать, что усилители имеют бесконечно большое входное и пренебрежимо малое выходное сопротивление.

Докажем следующую теорему. Если в связной и замкнутой электрической модели C_T , содержащей цепь N и присоединенные к ней

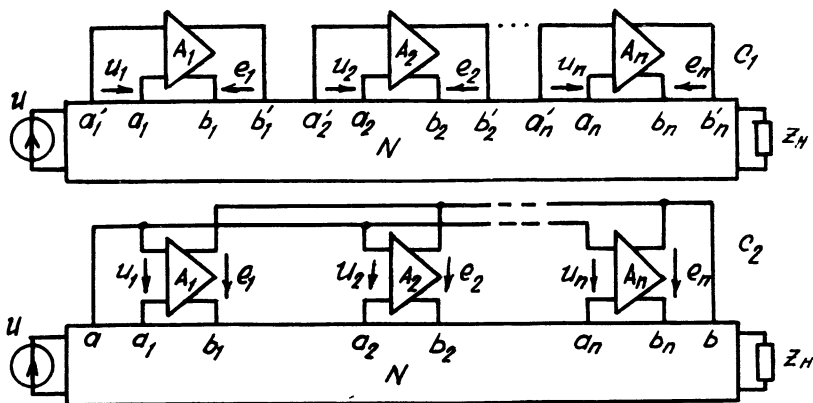


Рис.59

усилители A_i ($i = 1, 2, \dots, n$), осуществить произвольную перегруппировку входных или выходных выводов усилителей путем их частичного или полного пересоединения, то при $K_i = \infty$ исходная C_I и производные $C_i = Q[C_I]$ модели будут являться эквивалентными

Здесь эквивалентность понимается в смысле совпадения всех функций (параметров) исходной C_I и производных C_i моделей.

Для доказательства теоремы необходимо показать, что для всех возможных перегруппировок входных или выходных выводов усилителей A_i напряжения u_i и e_i между выводами a_i, a'_i и b_i, b'_i цепи останутся неизменными.

Действительно, напряжения $u_i = e_i / K_i$ между точками a_i, a'_i цепи N определяются выражением

$$u_i = t_{i1} u + t_{i2} e_1 + t_{i3} e_2 + \dots + t_{in} e_n = e_i / K_i. \quad (2I9)$$

Здесь $t_{ij} = u_{ij} / u$ есть коэффициент передачи цепи N по напряжению от источника входного сигнала к выводам a_i, a'_i при короткозамкнутых зависимых источниках напряжения ($e_i = 0$), $t_{ij} = u_{ij} / e_j$ — коэффициента передачи цепи N по напряжению от ее выводов b_i, b'_i (от зависимого источника напряжения e_j) к выводам a_i, a'_i при короткозамкнутых остальных зависимых источниках напряжения ($e_l = 0, l \neq j$) и короткозамкнутом источнике входного сигнала ($u = 0$), где $l \in \{1, 2, \dots, n\}$

Перепишем (2I9) в другой форме:

$$k_i t_{i1} e_1 + k_i t_{i2} e_2 + \dots + (k_i t_{ii} - 1) e_i + \dots + k_i t_{in} e_n = -k_i t_i u. \quad (220)$$

Выражение (220) определяет напряжения между выводами b_i , b'_i цепи N .

Система уравнений (220), записанная в матричной форме, имеет вид $T_K E = -t_K u$ или $KTE = -Kt u$, где $T_K = KT$ и $t_K = Kt$. Здесь u есть скалярный множитель (входное напряжение цепи),

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & k_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & k_n \end{bmatrix}, T = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & \dots & t_{1n} \\ t_{21} & t_{22} & \dots & t_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ t_{n1} & t_{n2} & \dots & t_{nn} \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix}, t = \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ \vdots \\ t_n \end{bmatrix}$$

Решение матричного уравнения $T_K E = -t_K u$ имеет вид

$$E = -T^{-1} t u = -(T_0 - B)^{-1} t u, \quad (221)$$

где $T = T_0 - B$,

$$T_0 = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & \dots & t_{1n} \\ t_{21} & t_{22} & \dots & t_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ t_{n1} & t_{n2} & \dots & t_{nn} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{k_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{1}{k_2} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{k_n} \end{bmatrix}$$

В данном случае матрица $B = K^{-1}$.

Перепишем равенство (221) в алгебраической форме:

$$e_j = -\frac{1}{\Delta} (\Delta_{1j} t_1 + \Delta_{2j} t_2 + \dots + \Delta_{ij} t_i + \dots + \Delta_{nj} t_n) u. \quad (222)$$

Здесь $\Delta = |T|$ есть определитель матрицы T , Δ_{ij} — алгебраические дополнения элементов матрицы T .

При бесконечно больших входных и пренебрежимо малых выходных сопротивлениях усилителей A_j перегруппировка их входных ($u_i = e_i / k_i$) и (или) выходных ($u_i = e_i / k_i$) выводов не изменяет коэффициентов передачи t_i и t_{ij} цепи N . При любых сочитаниях пересоединений входных или выходных выводов усилителей изменяются только индексы величин, входящих в правую часть уравнения (219), то есть

$$t_i u + t_{i1} e_1 + t_{i2} e_2 + \dots + t_{in} e_n = e_i / k_i, \quad (223)$$

где $i = 1, 2, \dots, n$; $\rho \in (1, 2, \dots, n)$, $k \in (1, 2, \dots, n)$.

При $\rho = k = i$ выражение (223) соответствует исходной модели C_I по рис.59. При $\rho = k$ и $\rho = i$ выражение (223) описывает соответственно производные модели $C_a = G_i[C_i]$ и $C_b = G_k[C_i]$, полученные перегруппировкой входных (C_a) и выходных (C_b) выводов усилителей. Здесь $a \in (2, 3, \dots, M)$ и $b \in (2, 3, \dots, M)$.

При G - преобразовании электрических цепей в уравнении (221) изменяется только матрица B . При этом перегруппировка входных выводов сопровождается соответствующим взаимозамещением строк, а перегруппировка выходных выводов усилителей - взаимозамещением столбцов матрицы B .

При $k_i = \infty$ матрицы B моделей C_I , C_a и C_b вырождаются в нуль-матрицу (элементы матрицы $T = T_0$ становятся независимыми от k_i).

Отсюда следует, что напряжения между выводами b_i, b'_i , определяемые выражением (222), и напряжения между выводами a_i, a'_i при $k_i = \infty$ не зависят от перегруппировок входных и (или) выходных выводов усилителей. Таким образом, теорема перегруппировки доказана.

На рис.59 представлена частная реализация C_2 модели C_I , полученная присоединением объединенных входных выводов к точке a и объединенных выходных выводов усилителей A_i и точке b цепи N . Очевидно, что для модели C_2 по рис.59 свойство асимптотической инвариантности (при $k_i \rightarrow \infty$) функций цепи при перегруппировке входных и (или) выходных выводов усилителей сохраняется. Аналогичным образом можно показать, что свойство асимптотической инвариантности сохраняется также при пересоединении объединенного и любого необъединенного входных выводов или объединенного и любого необъединенного выходных выводов усилителей A_i .

Требование наличия замкнутых контуров передачи сигнала, охватывающих каждый усилитель обратной связью, накладывает определенные ограничения на конфигурацию цепи N . Согласно (222), в электрических цепях, для которых коэффициенты $t_i \neq 0$ и $t_{ij} \neq 0$, условие связности и замкнутости всегда выполняется. При этом количество ненулевых передач t_i и t_{ij} максимально и равно $n(n+1)$. Практически, в зависимости от конкретной конфигурации цепи N , часть коэффициентов t_i и t_{ij} равно нулю.

Минимальное количество ненулевых передач t_i, t_{ij} , при котором сохраняется условие замкнутости и связности цепи, равно $2n$.

При этом отличными от нуля должны быть одна из передач t_i ($t_k \neq 0$), диагональные элементы матрицы T_0 (передачи $t_{jj} \neq 0$) и один из недиагональных элементов в каждой i -той строке ($i \neq k$) матрицы T_0 (в k -той строке все недиагональные элементы t_{kj} равны нулю).

При использовании G - преобразований следует иметь ввиду, что от устойчивой мы можем придти к неустойчивой схеме, то есть в неочевидных случаях необходима проверка на отсутствие самовозбуждения.

На рис.60 представлена частная реализация C_I модели C_I по рис.59 при $n=3$ с максимально допустимым количеством $n(n-1)$ нулевых передач ($t_2 = t_3 = t_{12} = t_{13} = t_{23} = t_{31} = 0$). Проведя все возможные перегруппировки выходных выводов усилителей в схеме C_I , приходим к остальным схемам $C_i = G_k[C_I]$ по рис.60. Коэффициенты передачи схем C_i по рис.60 определяются соответственно выражениями

$$S_1 = \frac{K_1 K_2 K_3 t_1 t_{21} t_{32}}{(1 + K_1 t_{11})(1 + K_2 t_{22})(1 + K_3 t_{33})}, \quad (224)$$

$$S_2 = \frac{K_1 K_3 t_1 t_{32}}{\left(1 + \frac{K_1 K_2 t_{11} t_{22}}{1 + K_2 t_{21}}\right)(1 + K_3 t_{33})}, \quad (225)$$

$$S_3 = \frac{K_1 K_2 t_1 t_{21}}{\left(1 + K_1 t_{11}\right)\left(1 + \frac{K_2 K_3 t_{22} t_{33}}{1 + K_3 t_{32}}\right)}, \quad (226)$$

$$S_4 = \frac{K_1 t_1}{1 + \frac{K_1 K_3 t_{11} t_{33}}{1 + \frac{K_2 K_3 t_{21} t_{32}}{1 + K_2 t_{22}}}}, \quad (227)$$

$$S_5 = \frac{K_1 t_1}{1 + \frac{K_1 K_2 K_3 t_{11} t_{22} t_{33}}{(1 + K_2 t_{21})(1 + K_3 t_{32})}}, \quad (228)$$

$$S_6 = \frac{K_1 t_1 (K_2 t_{22} - K_2 K_3 t_{21} t_{32})}{1 + K_2 K_3 t_{21} t_{33} - K_1 K_3 t_{11} t_{32} - K_1 K_2 K_3 t_{11} t_{22} t_{33}} \quad (229)$$

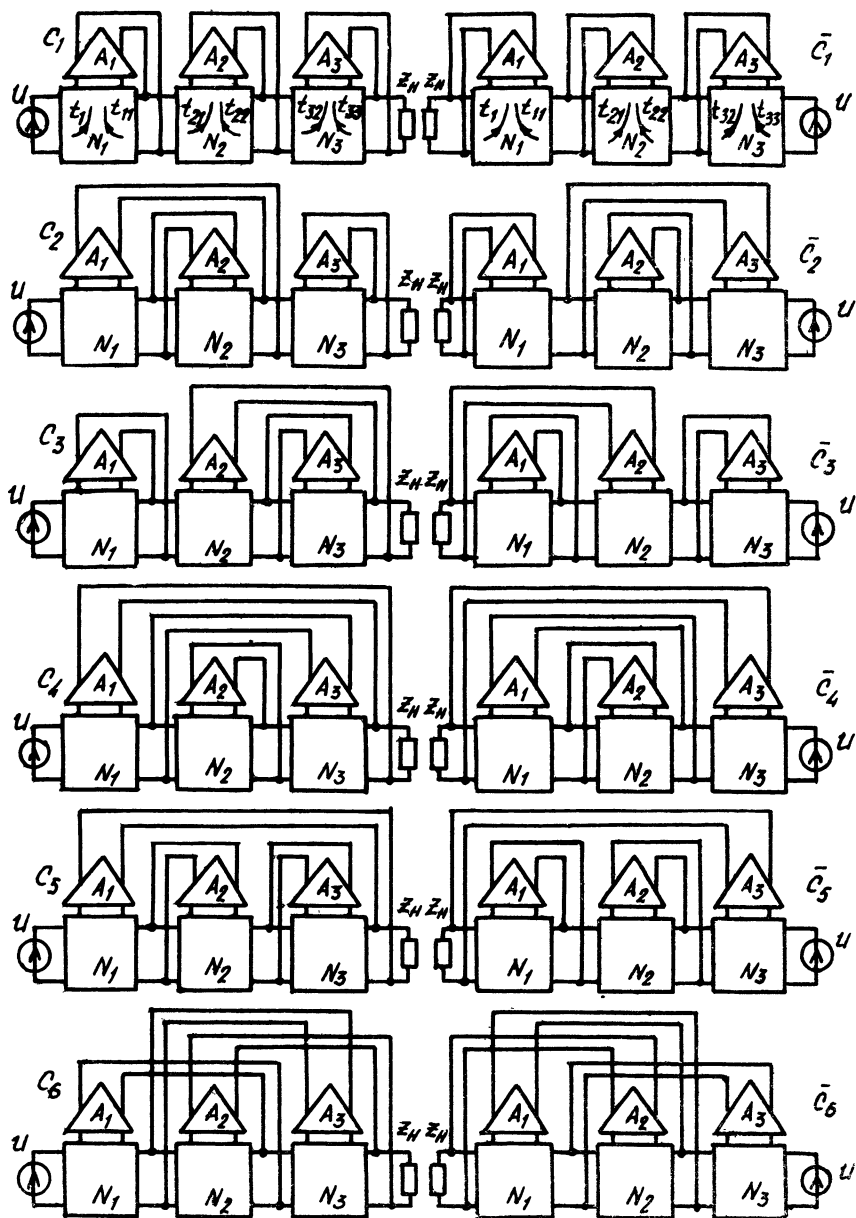


Рис.60

(прямым прохождением сигналов через шестипольсники N_1 , N_2 и N_3 пренебрегаем).

Согласно (224) – (229) при $K_i = \infty$ коэффициент передачи модели S_i по рис.60 $S_i = t_1 t_{21} t_{32} / t_{11} t_{22} t_{33}$.

С учетом прямого прохождения сигнала со входа на выход через шестипольсники N_i коэффициент передачи моделей S_i по рис.60 при $K_i = \infty$

$$S_i = \frac{t_1 t_{21} t_{32}}{t_{11} t_{22} t_{33}} + t_0, \quad (230)$$

где $t_0 = t_{01} t_{02} t_{03}$, t_{0i} – коэффициенты прямой передачи шестипольсников N_i .

Модели $C_j = G_0[C_j]$, полученные из схемы C_T по рис.60 перегруппировкой входных выводов усилителей, по структуре совпадают с соответствующими моделями $C_i = G_K[C_i]$ по рис.60 (отличие заключается только в переиндексации обозначений усилителей A_i).

Проведя инверсное топологическое преобразование схемы C_T .

(I-преобразование) [38, 40], приходим к схеме $\bar{C}_j = I[C_j]$ по рис.60. Схемы, связанные I – преобразованием, имеют взаимнообратные коэффициенты передачи, то есть $S\bar{S} = I$. Процедура I – преобразования (применительно к модели C_j по рис.60) заключается во взаимозамещении входа и выхода модели и переносе выходных выводов усилителей A_i через шестипольсники N_i .

Далее, проводя G – преобразования схемы \bar{C}_T перегруппировкой выходных выводов усилителей, приходим к остальным схемам $\bar{C}_i = G_K[\bar{C}_j]$ по рис.60.

Коэффициенты передачи схем \bar{C}_i определяются соответствующими формулами (224) – (229) при переиндексации входящих в них коэффициентов в соответствии со следующим правилом: $t_1 \rightarrow t_{33}$, $t_{11} \rightarrow t_{32}$, $t_{21} \rightarrow t_{22}$, $t_{22} \rightarrow t_{21}$, $t_{32} \rightarrow t_{11}$, $t_{33} \rightarrow t_1$, $K_1 \rightarrow K_3$, $K_2 \rightarrow K_2$, $K_3 \rightarrow K_1$.

При $K_i = \infty$ коэффициент передачи схем \bar{C} по рис.60

$$\bar{S}_i = \frac{t_{11} t_{22} t_{33}}{t_1 t_{21} t_{32}} + \bar{t}_0, \quad (231)$$

где $\bar{t}_0 = \bar{t}_{01} \bar{t}_{02} \bar{t}_{03}$, \bar{t}_{0i} – коэффициенты обратной передачи шестипольсников N_i .

Для схем C_i и \bar{C}_i по рис.60 при $K_i = \infty$ $(S_i - t_0)(\bar{S}_i - \bar{t}_0) = 1$.

При пренебрежимо малом влиянии коэффициентов \bar{t}_0 и \bar{t}_0 произведение $\bar{S}_i \bar{S}_i = I$.

Рассмотрим некоторые примеры применения G - преобразований для расширения классов схем усилительных устройств.

Используем в качестве исходной схему C_I УУ с аддитивной коррекцией по рис.34, коэффициент передачи которой

$$S = \frac{K_1 + K_2 - K_1 K_2 \beta_2}{1 + K_1 \beta_1 - K_1 K_2 \beta_1 \beta_2} = K_2 \left[1 + \frac{K_1 (1 - K_2 \beta_2) / (1 - K_2 \beta_1)}{K_2 (1 + K_1 \beta_1 - K_1 K_2 \beta_1 \beta_2)} \right], \quad (232)$$

где $\beta_1 = Z_{21} / (Z_{11} + Z_{21})$, $\beta_2 = Z_{22} / (Z_{12} + Z_{22})$.

Согласно (232) при $K_2 \beta_1 = I$ (первое условие настройки) или при $K_2 \beta_2 = I$ (второе условие настройки) коэффициент передачи схемы $S = 1/\beta_1$ или $S = 1/\beta_2$ не зависит от нестабильности коэффициента усиления K_1 . При $K_1 = \infty$ и $K_2 = \infty$ коэффициент передачи $S = 1/\beta_1$.

Проведя G - преобразование схемы C_I по рис.34 взаимозаменением выходных выводов усилителей, приходим к схеме $C_2 = G_K [C_I]$ по рис.6I (схема C_I по рис.43), для которой

$$S = \frac{K_1 + K_2 + K_1 K_2 \beta_2}{(1 + K_1 \beta_1)(1 + K_2 \beta_2)} = \frac{1}{\beta_1} \left[1 - \frac{1 - K_2 (\beta_1 - \beta_2)}{(1 + K_1 \beta_1)(1 + K_2 \beta_2)} \right] \quad (233)$$

При $K_2 (\beta_1 - \beta_2) = 1$ (условие настройки) коэффициент передачи $S = 1/\beta_1$ не зависит от нестабильности коэффициента K_1 . При $K_1 = \infty$ и $K_2 = \infty$, как и в предыдущем случае, коэффициент передачи $S = 1/\beta_1$.

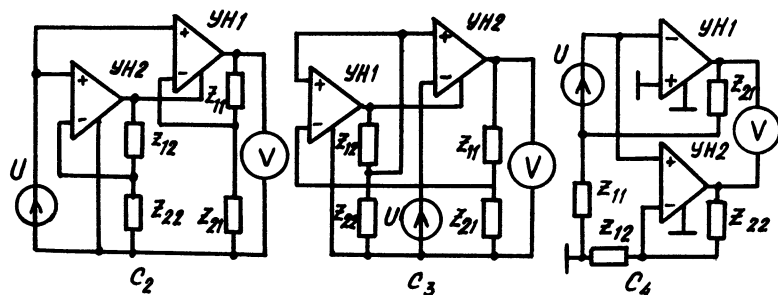


Рис.6I

Проведя G - преобразование исходной схемы C_I по рис.34 взаимозамещением входных выводов усилителей (с переносом объединенных выводов), приходим к схеме $C_3 = G_1[C_1]$ по рис.6I, для которой

$$S = - \frac{K_2(1-K_1\beta_2)}{1+K_1\beta_1-K_1\beta_2+K_1K_2\beta_1\beta_2} = \frac{1}{\beta_1} \left[1 - \frac{1-K_1(\beta_2-\beta_1)+K_2\beta_1}{1-K_1(\beta_2-\beta_1)+K_1K_2\beta_1\beta_2} \right]. \quad (234)$$

При выполнении условий настройки ($K_1 = K_2$, $K_2\beta_1 = 1$) $S = 1/\beta_1$.

При $K_1 = \infty$ и $K_2 = \infty$ коэффициент передачи $S = 1/\beta_1$.

Возьмем в качестве исходной схему C_2 по рис.35, полученную путем дуально-реверсивного преобразования из схемы C_I по рис.34. Проведя G - преобразование схемы C_I по рис.35 взаимозамещением необъединенных входных выводов усилителей, приходим к схеме $C_4 = G_2[C_1]$ по рис.6I [86]. Коэффициенты передачи схем C_I по рис.35 и схемы C_4 по рис.6I определяются соответственно формулами (232) и (233), в которых $\beta_1 = Z_{11}/(Z_{11} + Z_{21})$ и $\beta_2 = Z_{12}/(Z_{12} + Z_{22})$.

Как видим, при конечных коэффициентах усиления K_i коэффициенты передачи схем, связанных G - преобразованиями, различны. Но при этом для приведенных примеров свойство автокоррекции схем при выполнении условий настройки сохраняется.

Одноименные параметры схем C_i , связанных G - преобразованием, при больших, но конечных значениях коэффициентов усиления $K_i \gg 1$ на уровне величин первого и более высоких порядков малости отличны друг от друга. Это различие при заданном критерии качества позволяет из схем C_i путем их сравнительного анализа выбрать оптимальный вариант.

3.2. Топологическое преобразование переносом источника входного сигнала

В данном параграфе описывается топологическое преобразование схем путем переноса источника входного сигнала (S -преобразование) и приводятся конкретные примеры его применения в классах активных электрических цепей.

Процедуру S -преобразования поясним на примере УУ с параллельной (схема C_I) и последовательной (схема C_3) обратной связью, представленных на рис.10 и 13.

Нетрудно усмотреть, что схемы C_I и C_3 отличаются друг от друга лишь местом включения источников сигнала \mathcal{X} (для рис.10 $\mathcal{X}=U$, для рис.13 $\mathcal{X}=I$). Отсюда следует, что схемы $C_3 = \mathcal{S}[C_I]$ можно рассмотреть как полученные из схем C_I путем соответствующего переноса источника входного сигнала. При этом перенос источника напряжения (рис.10) осуществляется по правилу амперметра (включение источника напряжения осуществляется в разрыв "приемной" ветви при закорачивании "исходной" ветви). Перенос источника тока (рис.13) осуществляется по правилу вольтметра (источник тока подключается к "приемной" паре узлов схемы, при этом "исходная" пара узлов остается разомкнутой). Топологическую процедуру переноса источника сигнала из одной ветви или от одной пары узлов схемы в другую будем называть \mathcal{S} -преобразованием. Цепи, связанные \mathcal{S} -преобразованием, назовем совмещенными по выходу (в отличие от цепей совмещенных по входу, полученных путем переноса нагрузки [41]).

Из свойства совместимости схем C_I и C_3 следует еще одно обобщение. Схемы, связанные \mathcal{S} -преобразованием, можно рассматривать как частные реализации одной обобщающей многовыходовой схемы C . В частности, на рис.62 представлена обобщающая схема C для рис.10, а, в. Соответственно на рис.63 представлена обобщающая схема C для рис.13, а, в.

Выходное напряжение $y = U_V$ схемы рис.62 и выходной ток схемы рис.63 определяются выражением

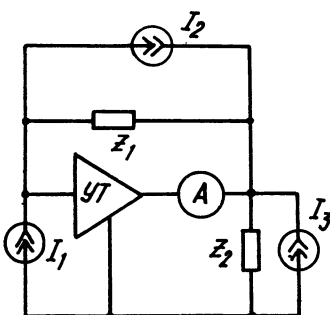
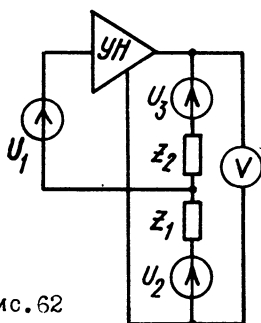
$$y = \frac{\kappa}{1+\kappa\beta} x_1 + \frac{\kappa(1-\beta)}{1+\kappa\beta} x_2 + \frac{\kappa\beta}{1+\kappa\beta} x_3. \quad (235)$$

Здесь для рис.62 $x_1 = U_1$, $x_2 = U_2$, $x_3 = U_3$, $\beta = Z_1/(Z_1 + Z_2)$. Для рис.63 $x_1 = I_1$, $x_2 = I_2$, $x_3 = I_3$, $\beta = Y_1/(Y_1 + Y_2)$, где $Y_i = 1/Z_i$, $i = 1, 2, 3$. При $\kappa = \infty$ $y = x_1/\beta + (1-\beta)x_2/\beta + x_3$.

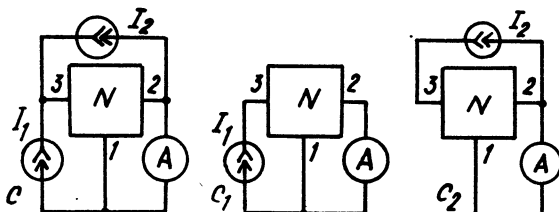
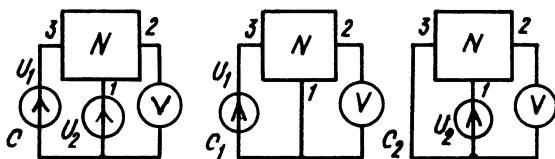
При устранении в схемах рис.62 и 63 источников x_2 и x_3 ($x_2 = x_3 = 0$) приходим к схемам C_I , а при устранении источников x_1 и x_3 - к схемам C_3 по рис.10, а, в и 13, а, в.

Получить путем \mathcal{S} -преобразований полный класс схем C_i ($i = 1, 2, \dots, n$) возможно путем последовательного перебора всех допускаемых включений источника сигнала в порождающей схеме C_I .

Эффективность \mathcal{S} -преобразования, как средства расширения



классов электрических цепей и целенаправленного изменения функций цепей, может быть существенно увеличена, если исходить не из конкретной схемы, а от обобщенной модели класса электрических цепей. Рассмотрим этот вопрос подробнее. На рис. 64 и 65 представ-



лены обобщенные модели с двухходовых потенциальной и токовой электрических цепей, построенных на трехполюснике N . В общем случае внутренняя структура трехполюсника N может быть любой. Если трехполюсник N является линейным, то при идеальных вольтметре и амперметре (их входные сопротивления $Z_V = \infty$, $Z_A = 0$) выходные сигналы схем по рис. 64 и 65 определяются соответственно выражениями

$$U_V = \beta_U U_1 + (1 - \beta_U) U_2, \quad I_A = \beta_I I_1 + (1 - \beta_I) I_2. \quad (236)$$

Здесь $\beta_U = -Y_{21}/Y_{22}$, $\beta_I = Y_{21}/Y_{11}$ есть коэффициенты передачи трех-
полюсника по напряжению и току в направлении передачи сигнала

312 (средней цифрой обозначен вывод, принятый за общий), y_{11} , y_{21} и y_{22} есть элементы $[Y]_1$ - матрицы трехполюсника. Согласно (236) коэффициенты передачи схем $C_1 = C(x_2=0)$ и $C_2 = C(x_1=0) = S[C_1]$ по рис. 64 и 65 $S_1 = \beta$ и $S_2 = 1 - \beta$, то есть $S_1 + S_2 = 1$. Цепи, удовлетворяющие условию $S_1 + S_2 = 1$, называются дополняющими. Дополняющее топологическое преобразование (А-преобразование) используется при синтезе электрических цепей [38] и, как видим, является частным случаем более общего S -преобразования применительно к модели электрических цепей по рис. 64.

Рассмотрим трехполюсную модель электрических цепей C_I , изображенную на рис. 66. Проведя инверсное топологическое преобразование (I-преобразование) относительно источника U_1 , от схемы C_I

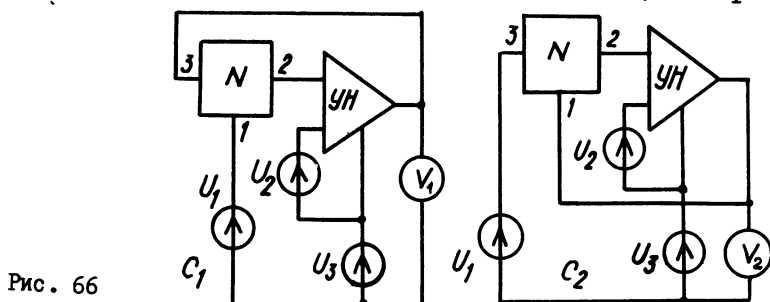


Рис. 66

приходим к схеме $C_2 = I[C_1]$ по рис. 66. Для схемы C_I

$$V_1 = -\frac{(1-\beta)K}{1+K\beta} U_1 + \frac{K}{1+K\beta} U_2 + \frac{1+K}{1+K\beta} U_3. \quad (237)$$

При $K = \infty$, согласно (237), получим: $V_1 = -(1-\beta)U_1/\beta + U_2/\beta + U_3/\beta$.

Для схемы C_2

$$V_2 = -\frac{K\beta}{1+K(1-\beta)} U_1 + \frac{K}{1+K(1-\beta)} U_2 + \frac{1+K}{1+K(1-\beta)} U_3. \quad (238)$$

При $K = \infty$ $V_2 = -\beta U_1/(1-\beta) + U_2/(1-\beta) + U_3/(1-\beta)$.

Очевидно, что каждая из моделей C_I и C_2 является порождающей для трех смещенных моделей.

В табл. 7 и 8 сведены одноходовые модели C_{ij} , производные от обобщенных моделей C_I и C_2 по рис. 66: $C_{i1} = C_i(U_2 = U_3 = 0) = S_{11}[C_{i1}]$, $C_{i2} = C_i(U_1 = U_3 = 0) = S_{12}[C_{i1}]$, $C_{i3} = C_i(U_1 = U_2 = 0) = S_{13}[C_{i1}]$.

Здесь для табл. 7 $i=1$, для табл. 8 $i=2$. Индексы κ , ℓ в обозначениях преобразований $S_{\kappa\ell}[C_{ij}]$ есть соответственно номера исходной и приемной ветвей, при этом $S_{\kappa\kappa}[C] = S_{\ell\ell}[C] = C$. Для моделей C_{i1} и C_{i3} $S_1 + \bar{S}_3 = 1$ и $\bar{S}_1 + S_3 = 1$, то есть указанные модели являются дополняющими. Модели C_{11} и $C_{21} = [C_{11}]$ связаны между собой инверсным преобразованием, то есть при $\kappa = \infty$ $S_1 \bar{S}_1 = 1$. Преобразования $S_{\kappa\ell}[C_{ij}]$ иллюстрируются в таблицах конкретным примером (в качестве исходной схемы C_{11} выбран решающий усилитель с $\beta = Z_1/(Z_1 + Z_2)$).

Отметим, что в работе [102] модели C_{i1} и C_{i2} получены путем τ -преобразования, которое заключается в пересоединении выводов трехполюсника N и усилителя.

Таким образом, в результате S -преобразования исходных моделей C_{i1} мы получили полный набор трехполюсных моделей C_{ij} и соответственно полный набор функций передачи $S_j(\kappa, \beta)$.

На рис. 67 представлена двухходовая модель C_1 электрических цепей Хилбермана [103], для которой

$$V = \frac{\kappa(t_{41} - t_{51})}{1 - \kappa(t_{43} - t_{53})} U_1 + \frac{\kappa(t_{42} - t_{52})}{1 - \kappa(t_{43} - t_{53})} U_2. \quad (239)$$

Здесь t_{ij} есть коэффициенты передачи напряжения U_j от j -го входного вывода ($j = 1, 2, 3$) пятиполюсника N к его i -му выходному выводу ($i = 4, 5$). Выражение (239) при $\kappa = \infty$ можно представить в следующем виде: $V = S_{11} U_1 + (1 - S_{11}) U_2 = (1 - S_{12}) U_1 + S_{12} U_2$, где

$$S_{11} = \frac{\kappa(t_{41} - t_{51})}{1 - \kappa(t_{43} - t_{53})}, \quad S_{12} = 1 - S_{11}, \quad S_{11} = 1 - S_{12}.$$

Следовательно, одноходовые модели $C_{11} = C_1(U_2 = 0)$ и $C_{12} = C_1(U_1 = 0) = S[C_{11}]$ по рис. 67 при $\kappa = \infty$ являются дополняющими.

Проведя инверсное топологическое преобразование [38] относительно входа U_2 , от схемы C_1 по рис. 67 приходим к схеме $C_2 = I_2[C_1]$ по рис. 68, для которой

$$V = \frac{\kappa(t_{41} - t_{51})}{1 - \kappa(t_{42} - t_{52})} U_1 + \frac{\kappa(t_{43} - t_{53})}{1 - \kappa(t_{42} - t_{52})} U_2. \quad (240)$$

При $\kappa = \infty$ $V = S_{21} U_1 + (1 - S_{21}) U_2 = (1 - S_{22}) U_1 + S_{22} U_2$, где

Таблица 7

| | | | |
|----------------------|--------------------------------|----------------------|------------------------|
| C_{1j} | | | |
| C_{2j} | | | |
| $S_j(K, \beta)$ | $-\frac{(1-\beta)K}{1+K\beta}$ | $\frac{K}{1+K\beta}$ | $\frac{1+K}{1+K\beta}$ |
| $S_j(\infty, \beta)$ | $-\frac{1-\beta}{\beta}$ | $\frac{1}{\beta}$ | $\frac{1}{\beta}$ |

Таблица 8

| | | | |
|----------------------|--------------------------------|--------------------------|----------------------------|
| C_{2j} | | | |
| C_{2j} | | | |
| $S_j(K, \beta)$ | $-\frac{K\beta}{1+K(1-\beta)}$ | $\frac{K}{1+K(1-\beta)}$ | $\frac{1+K}{1+K(1-\beta)}$ |
| $S_j(\infty, \beta)$ | $-\frac{\beta}{1-\beta}$ | $\frac{1}{1-\beta}$ | $\frac{1}{1-\beta}$ |

$$S_{21} = \frac{K(t_{41} - t_{51})}{1 - K(t_{42} - t_{52})}, \quad S_{22} = 1 - S_{21}, \quad S_{21} = 1 - S_{22}.$$

Следовательно, одноходовые модели $C_{21} = C_2(U_2=0)$ и $C_{22} = C_2(U_1=0) = S[C_{11}]$ по рис. 68 являются дополняющими.

Проведя I-преобразование относительно входа U_1 , от схемы C_I

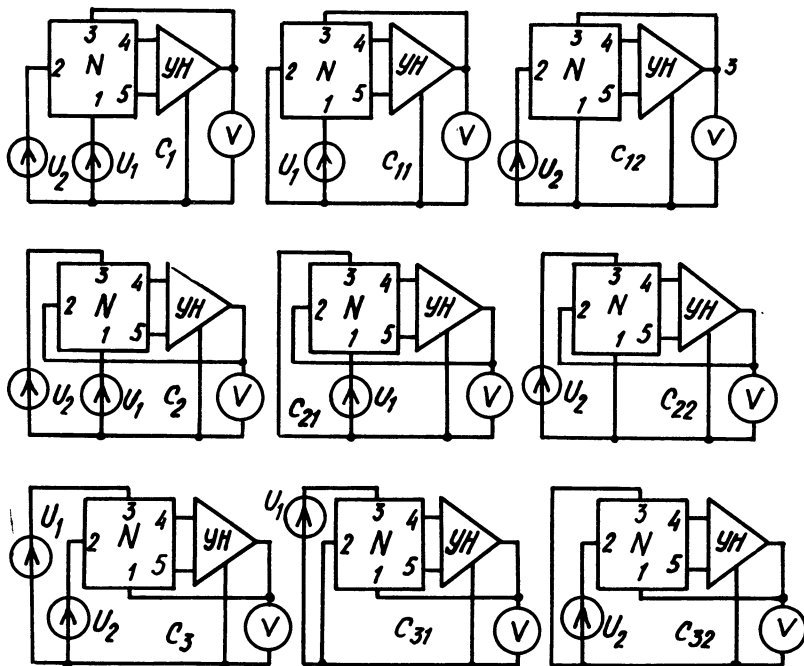


Рис. 69

по рис. 67 приходим к схеме $C_3 = I_1[C_1]$ по рис. 69, для которой

$$V = \frac{K(t_{43} - t_{53})}{1 - K(t_{41} - t_{51})} U_1 + \frac{K(t_{42} - t_{52})}{1 - K(t_{41} - t_{51})} U_2. \quad (24I)$$

При $K = \infty$ $V = S_{31}U_1 + (1 - S_{31})U_2 = (1 - S_{32})U_1 + S_{32}U_2$, где

$$S_{31} = \frac{K(t_{43} - t_{53})}{1 - K(t_{41} - t_{51})}, \quad S_{32} = 1 - S_{31}, \quad S_{31} = 1 - S_{32}.$$

Аналогично одноходовые модели $C_{31} = C_3(U_2 = 0)$ и $C_{32} = C_3(U_1 = 0) = -S[C_{11}]$ при $K = \infty$ являются дополняющими.

Коэффициенты передачи $S_{\kappa\ell}$ одноходовых моделей $C_{\kappa\ell}$ ($\kappa = 1, 2, 3$ и $\ell = 1, 2$) по рис. 67–69 при $K = \infty$ связаны между собой соотношениями: $S_{11} = 1 - S_{12} = 1/S_{31} = 1/(1 - S_{32})$, $S_{12} = 1 - S_{11} = 1/S_{22} = 1/(1 - S_{21})$;

$$S_{21} = 1 - S_{22} = 1/S_{32} = 1/(1 - S_{31}), S_{22} = 1 - S_{21} = 1/S_{12} = 1/(1 - S_{11}); S_{31} = 1 - S_{32} = 1/S_{11} = 1/(1 - S_{12}), S_{32} = 1 - S_{31} = 1/S_{21} = 1/(1 - S_{22}).$$

В [104] доказана теорема об инверсной дополняющей цепи, согласно которой функции передачи T_{12} и T_{32} моделей C_{12} и C_{32} связаны зависимостью $1 - S_{12} = 1/(1 - S_{32})$ или

$$S_{12} = -S_{32}/(1 - S_{32}), S_{32} = -S_{12}/(1 - S_{12}), (1/S_{12}) + (1/S_{32}) = 1. \quad (242)$$

Две цепи, функции передачи которых удовлетворяют условию (242), называются комплементарными (обратно-дополняющими). Соответствующее (242) топологическое преобразование называется комплементарным (К-преобразование) [38]. Здесь мы в рамках рассматриваемых моделей (рис. 67–69) получили полный набор комплементарных цепей: $C_{11} = K[C_{21}]$, $C_{21} = K[C_{11}]$, $C_{12} = K[C_{32}]$, $C_{32} = K[C_{12}]$, $C_{22} = K[C_{31}]$, $C_{31} = K[C_{22}]$.

Процедуру К-преобразования поясним на примере модели C_{12} по рис. 67. Проведя взаимозамещение общего I и выходного 3 выводов модели C_{12} , приходим к схеме $\bar{C}_{32} = K[C_{12}]$ по рис. 70, для которой $\bar{S}_{32} = -S_{12}/(1 - S_{12})$. Осуществив в схеме \bar{C}_{32} взаимозамещение общего I и выходного 2 выводов усилителя [38], приходим к схеме C_{32} по рис. 69, для которой $S_{31} = \bar{S}_{32} = -S_{12}/(1 - S_{12})$.

На рис. 71 приведена совмещенная диаграмма топологических преобразований, которая наглядно показывает топологические взаимосвязи между моделями. В рассматриваемом случае S и A -преобразования схем совпадают. Здесь сплошными линиями обозначены S и I -преобразования, с использованием которых получен класс моделей C_{11} , C_{12} , C_{21} , C_{22} , C_{31} , C_{32} . Штриховыми линиями обозначены дополнительные топологические взаимосвязи между моделями.

На диаграмме видны все замкнутые последовательности преобразований моделей. Например, $C_{11} = SISK[C_{11}] = KSID[C_{11}] = IKIS[C_{11}] = IKSK[C_{11}] = ISKS[C_{11}] = ISIK[C_{11}]$.

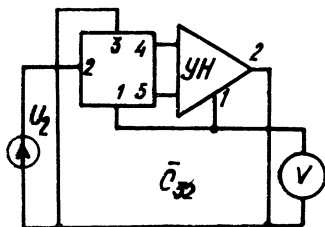


Рис. 70

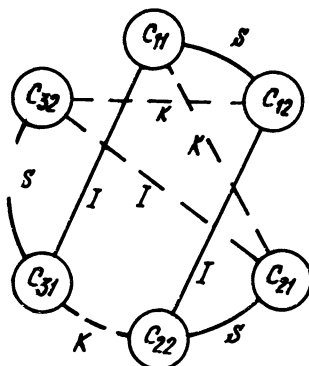


Рис. 71

Дальнейшее расширение классов схем и моделей возможно путем комбинирования полученных схем и моделей.

\mathcal{S} -преобразование является инвариантным относительно знаменателя аналитических выражений для функций исходной цепи, то есть при \mathcal{S} -преобразовании изменяется только числитель функций цепи.

3.3. Топологическое преобразование переносом нагрузки

В настоящем параграфе рассматривается топологическое преобразование путем переноса нагрузки (0-преобразование) [41].

Процедуру 0-преобразования поясним на примере УУ с последовательной обратной связью (схемы C_2 и C_3) по рис. 10 и 13.

Нетрудно усмотреть, что схемы C_2 и C_3 отличаются лишь местом включения нагрузки. Отсюда следует, что схемы $C_3 = 0/C_2$ можно получить из схем C_2 соответствующим перемещением выхода путем переноса нагрузки (вольтметра V для рис. 10 и амперметра A для рис. 13). При этом в потенциальных ($x=U, y=V$) и импедансных цепях ($x=I, y=V$) перемещение выхода осуществляется по правилу вольтметра, а в токовых ($x=I, y=I_A$) и адмитансных ($x=U, y=I_A$) цепях – по правилу амперметра.

Топологическую процедуру переноса нагрузки (перемещения выхода схемы) из одной пары узлов схемы в другую (для потенциальных и импедансных цепей) или из одной ветви в другую (для токовых и адмитансных цепей) будем называть 0-преобразованием (от англ. *output* – выход).

Цепи, связанные 0-преобразованием, назовем совмещенными по входу (в отличие от цепей, совмещенных по выходу, рассмотренных в предыдущем параграфе).

Схемы, связанные 0-преобразованием, можно рассматривать как частные реализации одной обобщенной схемы С. В частности, на рис.72 и 73 представлены обобщенные схемы С для рис.10,б,в и 13,б,в, для которых

$$y_1 = \frac{\kappa(1-\beta)}{1+\kappa\beta} x, \quad y_2 = \frac{\kappa}{1+\kappa\beta} x, \quad y_3 = \frac{\kappa\beta}{1+\kappa\beta} x. \quad (243)$$

Здесь для рис.72 $y_1 = V_1$, $y_2 = V_2$, $y_3 = V_3$, $x = U$, $\beta = Z_1/(Z_1 + Z_2)$. Для рис.73 $y_1 = I_{A1}$, $y_2 = I_{A2}$, $y_3 = I_{A3}$, $x = I$, $\beta = Y_1/(Y_1 + Y_2)$, $Y_i = 1/Z_i$.

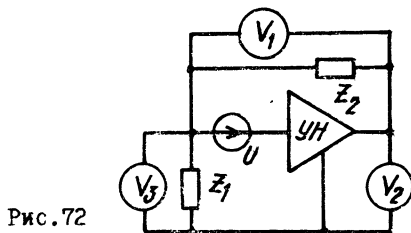


Рис.72

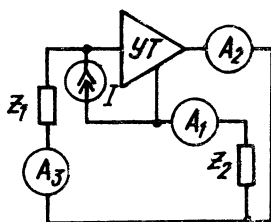


Рис.73

При устранении в схемах С по рис.72 и 73 вольтметров V_2 , V_3 и амперметров A_2 и A_3 приходим к схемам C_2 , при устранении вольтметров V_1 , V_3 и амперметров A_1 , A_3 — к схемам C_3 по рис.10 и 13.

Получить путем 0-преобразования по заданной конфигурации цепи полный класс схем C_i ($i = 1, 2, \dots, n$) можно путем последовательного перебора всех допускаемых включений нагрузки в исходной схеме.

Эффективность 0-преобразования, как средства расширения классов электрических цепей, может быть увеличена, если операция перебора будет целенаправленной. Для этого необходимо выявить свойства обобщенной модели совмещенных по входу электрических цепей (рис.74).

Пусть имеется линейная электрическая цепь произвольной конфигурации. Пронумеруем ее узлы и подключим к ним все возможные комбинации нагрузки (вольтметров), как это показано на рис.74 (для наглядности цепь N представлена шестипольником).

Для выходов, имеющих одинаковые индексы нагрузок (вольтметров), справедливы соотношения $V_i = \beta_i U$, $V_i = (1 - \beta_i) U$, где $i = 1, 2, \dots, n-2$ (у нас $n=6$). Здесь $\beta_i = V_i/U$ есть коэффициент пере-

дачи шестипольника N от пары узлов (выводов) $0, n-1$ к узлам $i, n-1$. Так как коэффициенты передачи $s_i + \bar{s}_i = 1$, то выходы V_i

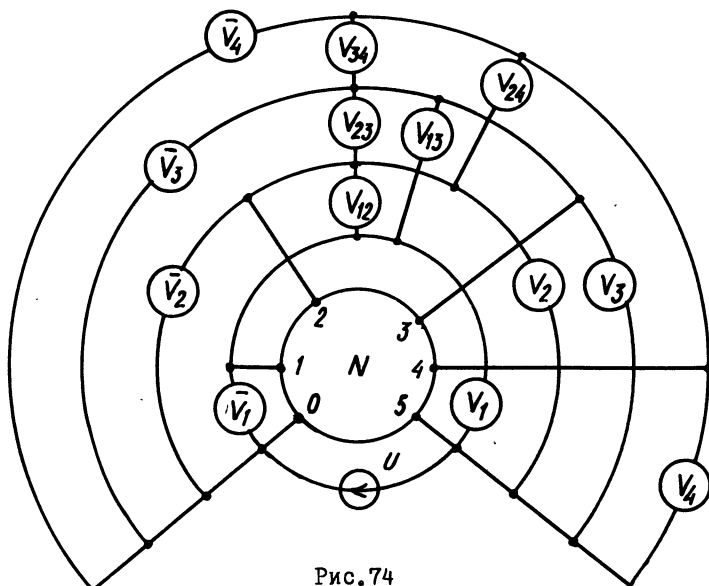


Рис. 74

и \bar{V}_i цепи будем называть дополняющими. Здесь $S_i = V_i/U = \beta_i$, $\bar{S}_i = \bar{V}_i/U = 1 - \beta_i$. Общее количество дополняющих выходов в n -полюсной цепи типа рис. 74 $M_0 = 2(n-2)$. Далее выходы $V_{i(i+1)}$ назовем смежными, выходы V_{ij} при $j-i > 1$ — объединяющими. Из уравнений $V_{ij} = V_j - V_i$, $V_1 + V_{ij} + \bar{V}_j = U$, где $V_{ij} = V_{12} + V_{23} + V_{34} + \dots + V_{ij}$, находим: $S_{ij} = S_j - S_i$, $S_i + S_{ij} + \bar{S}_j = 1$, где $S_{ij} = S_{12} + S_{23} + S_{34} + \dots + S_{ij}$, $S_{ij} = V_{ij}/U$, $i = 1, 2, \dots, n-2$ и $j = 1, 2, \dots, n-2$.

Общее количество смежных выходов $M_1 = n-3$, количество объединяющих выходов, включающих в себя K смежных выходов, $M_K = n-K-2$, где $K = 1, 2, \dots, n-3$. Общее количество всех выходов в модели по рис.74 $M = 0,5n(n-1)-1$. При $n=3$ количество выходов $M=2$, при $n=6$ (рис.74) $M=14$.

Проведенный анализ показывает, что 0-преобразование позволяет реализовать широкий набор функции передачи, при этом процедура

топологического синтеза заданной функции передачи при известных β_i может быть целенаправленной.

Рассмотрим конкретный пример топологического синтеза электрических цепей с использованием 0-преобразования.

Пусть имеется четырехузловая ($n=4$) схема C_I по рис.75, содержащая трехполюсный усилитель напряжения УН и трехполюсник N . Схема по рис.75 является моделью комплементарного включения трехполюсника N с коэффициентом передачи от выводов 2,3 к выводам 1,3 $S_N = \mu = 1-\beta$. В соответствии с рис.74 строим обобщенную модель совмещенных схем (рис.76), для которой соответствующие коэффициенты передачи определяются выражениями

$$S_1 = -\frac{(1-\beta)K}{1+K\beta} \approx -\frac{1-\beta}{\beta}, \quad S_2 = \frac{K\beta}{1+K\beta} \approx 1, \quad S_{12} = S_2 - S_1 = \frac{K}{1+K\beta} \approx \frac{1}{\beta},$$

$$\bar{S}_1 = \frac{1+K}{1+K\beta} \approx \frac{1}{\beta}, \quad \bar{S}_2 = \frac{1}{1+K\beta} \approx 0$$

(приближенные равенства выполняются при $K\beta \gg 1$). Здесь $\beta = -y_{21}/y_{22}$ есть коэффициент передачи по напряжению трехполюсника от узлов 1,2 к узлам 3,2 (коэффициент обратной связи), y_{21} и y_{22} — элементы $[Y]_2$ — матрицы трехполюсника N . Коэффициенты передачи связаны соотношениями $S_1 + \bar{S}_1 = S_2 + \bar{S}_2 = S_1 + S_{12} + \bar{S}_2 = 1$, $S_{12} = S_2 - S_1$.

Соответственно от обобщенной модели по рис.76 приходим к одномерным схемам $C_1 = O_1[C_1]$, $\bar{C}_1 = \bar{O}_1[C_1]$, $C_2 = O_2[C_1]$, $\bar{C}_2 = \bar{O}_2[C_1]$, $C_{12} = O_{12}[C_1]$ по рис.77.

Все полученные 0-преобразованием схемы имеют физический смысл. Порождающая схема C_I является моделью операционных преобразователей [40], схемы \bar{C}_I и C_{I2} — моделями усилителей с последовательной обратной связью по напряжению, схема C_2 — моделью повторителей, схема C_2 — моделью для воспроизведения погрешности статизма замкнутых систем.

Докажем, что 0-преобразование, так же как и S -преобразование, будет инвариантным относительно знаменателя выражения для коэффициента передачи исходной схемы, то есть коэффициенты передачи совмещенных цепей отличаются только числителем.

Любая электрическая цепь, содержащая n узлов, имеет $n-1$ независимых узловых напряжений (в нашем случае это напряжения V_i).

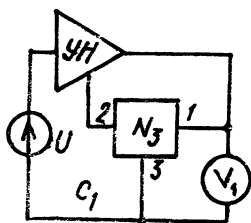


Рис. 75

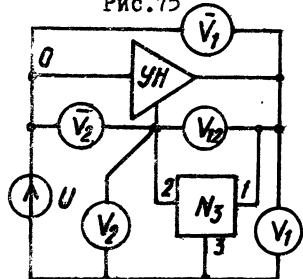
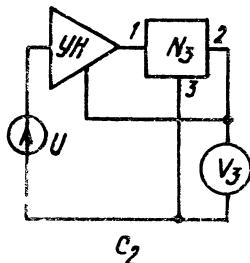
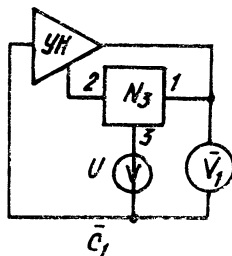


Рис. 76

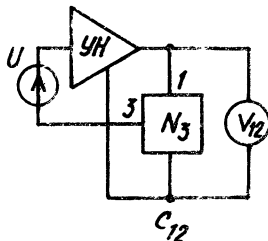
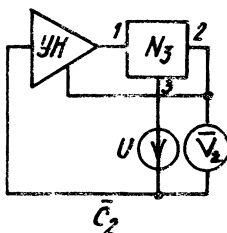


Рис. 77

Пусть цепь содержит один источник входного напряжения U с внутренним сопротивлением Z_H , включенный в собственную ветвь входного контура цепи. Преобразовав его в эквивалентный источник задающего тока $J = U/Z_H$ и воспользовавшись методом узловых потенциалов, получим:

$$V_i = J \Delta_{1i} / \Delta = U \Delta_{1i} / Z_H \Delta. \quad (244)$$

Здесь Δ есть определитель матрицы проводимости YH , Δ_{1i} — алгебраическое дополнение Y_{1i} -го элемента матрицы, $i = 1, 2, \dots, n-1$. Согласно (244) все напряжения V_1, V_2, \dots, V_{n-1} имеют один и тот же знаменатель. Дополняющие \bar{V}_i , смежные $V_{i(i+1)}$ и объединяющие V_{ij} выходные напряжения, как это было показано выше, могут быть выражены аддитивно через напряжения V_i . Отсюда следует инвариантность коэффициентов передачи $S_i, \bar{S}_i, S_{i(i+1)}$ и S_{ij} относительно знаменателя коэффициента передачи исходной схемы при ее 0-преобразовании.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Артым А.Д. Усилители с обратной связью. М.: Энергия, 1969.
2. Розенблат М.А. Магнитные усилители. М.: Сов.радио, 1960.
3. Гик Л.Д., Козачек А.Г., Кунов В.М., Щепёткин Д.А. Высоко-чувствительные измерительные усилители. Новосибирск: Наука, 1970.
4. Черевко А.Г. Предельная чувствительность корреляционного усилителя с компенсацией. - Известия вузов. Радиоэлектроника. 1983, №3.
5. Волгин Л.И. Методы построения высокостабильных усилительных устройств. - Энциклопедия измерений, контроля и автоматизации, 1969, №12
6. А.с. 403042 (СССР). Транзисторный усилитель / Л.И.Волгин, Д.Д.Иггевест. - Бюл.ОИПОТЗ, 1973, №42.
7. Лукошкин А.П. Радиолокационные усилители с большим диапазоном входных сигналов. М.: Сов.радио, 1964.
8. Волков В.М. Функциональные усилители. Киев: Гостехиздат, 1968.
9. Ковалевская В.В., Машенков В.М. Энергетические измерительные преобразователи электрических величин. Л.: Энергия, 1969.
10. А.с. 826365 (СССР). Ограничитель / Л.И.Волгин, А.В.Ефимов, А.И.Зарукин. - Бюл. ОИПОТЗ, 1981, №16.
11. А.с. 913405 (СССР). Ограничитель / Л.И.Волгин, А.В.Ефимов, А.И.Зарукин. - Бюл. ОИПОТЗ, 1982, №10.
12. Полонников Д.Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. - М.: Энергосатомиздат, 1983.
13. Кузьмин А.А. Маломощные усилители с распределенным усилением. М.: Сов.радио, 1974.
14. Артым А.Д. Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. М.: Связь, 1980.
15. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов / В.И.Анисимов, М.В.Капитонов, Н.Н.Прокопенко, Д.М.Соколов. Л.: Энергия, 1979.
16. Лурье Б.Я. Проектирование транзисторных усилителей с глубокой обратной связью. М.: Связь, 1965.
17. Цыкин Г.С. Отрицательная обратная связь и ее применение. М.: Связьиздат, 1940.
18. Волгин Л.И. Применение операционных усилителей в контрольно-измерительной технике. - В кн.: Энциклопедия измерений, контроля и автоматизации. М.: Энергия, 1970, вып.14.
19. Волгин Л.И. Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем. М.: Сов.радио, 1971.
20. Волгин Л.И., Орнатский П.П. Способы построения и структуры измерительных устройств с параметрической инвариантностью. - Измерения, контроль, автоматизация. М.: ЦНИИТЭИприборостроения, 1976, вып.1(5).
21. Сергеев В.М. Операционные и измерительные усилители. Томск: ППИ, 1977.
22. Волгин Л.И. Измерительный усилитель с аддитивной коррекцией. - Измерительная техника, 1978, №10.

23. Волгин Л.И. Структурные методы уменьшения мультипликативной погрешности усилительных устройств. - В кн.: Доклады всесоюзной научно-технической конференции по радиотехническим измерениям. Новосибирск: СНИИМ, 1970. т.3.
24. Скрипник Ю.А. Методы преобразования и выделения измерительной информации из гармонических сигналов. Киев: Наукова думка, 1971.
25. Скрипник Ю.А. Повышение точности измерительных устройств. Киев: Техніка, 1976.
26. Волгин Л.И. Стабильное усилительное устройство без обратной связи. - Радиотехника, 1973, №8.
27. Принципы и методы регулирования усиления в транзисторных усилителях/ Г.М.Крылов, Г.А.Смирнов, А.П.Волкостов, В.Н.Губарчук. М.: Энергия, 1974.
28. Алексеенко А.Г., Коломбет Е.А., Стародуб Г.И. Применение прецизионных аналоговых ИС. М.: Сов.радио, 1980.
29. Дудченко-Дудко В.М., Рашепляев Д.С. Усилитель низкой частоты с управляемым и реверсируемым коэффициентом усиления. - Электросвязь, 1967, №3.
30. Волгин Л.И. Аналоговые интегрирующие и дифференцирующие операционные преобразователи. Изд-во Саратов.ун-та, 1982.
31. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергия, 1980.
32. Ройтман М.С. Прецизионные повторители переменных напряжений. - Измерительная техника, 1975, №3.
33. Волгин Л.И. О принципе совместности отрицательной и положительной обратных связей. - Радиотехника, 1975, №6.
34. Волгин Л.И. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное. М.: Сов.радио, 1977.
35. Волгин Л.И. О топологическом преобразовании электрических цепей, содержащих дифференциальные усилители. - Радиотехника, 1978, №11.
36. Волгин Л.И. Топологические преобразования активных электрических цепей. - Радиотехника, 1982, №7.
37. Волгин Л.И. О топологической взаимосвязи и эффективности структур измерительных преобразователей. - В кн.: Цифровая информационно-измерительная техника. Пенза:ППИ, 1982, вып.12.
38. Волгин Л.И. Методы топологического преобразования электрических цепей. Изд-во Саратов.ун-та, 1982.
39. Волгин Л.И. О реверсивном топологическом преобразовании радиотехнических цепей с обратной связью. - Радиотехника, 1983, №4.
40. Волгин Л.И. Аналоговые операционные преобразователи для измерительных приборов и систем. М.: Энергоатомиздат, 1983.
41. Волгин Л.И. О преобразовании электрических цепей путем переноса нагрузки. - В кн.: Вопросы теории и проектирования аналоговых измерительных преобразователей. Измерение параметров электрических сигналов и цепей. Изд-во Саратов.ун-та, 1983, вып.3.
42. Волгин Л.И. Составные повторители напряжения с корректирующими повторителями тока. - В кн.: Статистические измерения и алгоритмизация измерений. Рязань: РРТИ, 1978, вып.4.

43. Волгин Л.И. Составные повторители напряжения с низким выходным сопротивлением. - Метрология, 1980, №3.

44. Волгин Л.И. Составные повторители напряжения. - Радиотехника, 1980, №10.

45. Волгин Л.И., Зарукин А.И. Стабильный повторитель напряжения с высоким входным импедансом. - Приборы и техника эксперимента, 1981, №4.

46. Волгин Л.И. Составные повторители тока с большим выходным сопротивлением. - Известия вузов. Приборостроение, 1982, №12.

47. Волгин Л.И. Составные повторители напряжения с конверторами импеданса. - Известия вузов. Радиоэлектроника, 1984, №9.

48. Волгин Л.И. К выбору оптимального варианта каскадного включения усилителей с аддитивной коррекцией погрешности. - Известия вузов. Приборостроение, 1977, №8.

49. Волгин Л.И. Сравнительная оценка эффективности структур аналоговых измерительных преобразователей по α -критерию. - Приборы и системы управления, 1981, №8.

50. Рыбаков И.Н. Площадь усиления и ее зависимость от полосы пропускания усилителя. - Электросвязь, 1970, №12.

51. Волков Ю.А. Площадь усиления широкополосных каскадов. - Радиотехника, 1981, №2.

52. Волгин Л.И. Многоканальные усилительные устройства с широким динамическим диапазоном. - В кн.: Элементы радиоприемных устройств. Таганрог: ТРТИ, 1979, вып.2.

53. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. М.: Связь, 1980.

54. Позняк С.С., Воронов А.И. Анализ нелинейных свойств многоканальных усилителей с учетом инерции. - В кн.: Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах (Материалы второго всесоюзного симпозиума). Минск: НТОРЭС им. А.С.Попова, 1980.

55. Волгин Л.И. О стабилизирующем действии отрицательной обратной связи. - Радиотехника, 1975, №1.

56. Сафрошкин Ю.В. Обратная связь в электронных схемах: Физическая и математическая интерпретация. Пушкино: НЦБИ АН СССР, 1977.

57. Афанасьев Д.В., Бушуев Л.Я. Оптимальная глубина обратной связи в измерительных приборах. - Измерительная техника, 1971, №3.

58. Волгин Л.И. О принципе усиления дуального сигнала. - Радиотехника, 1977, №8.

59. Боде Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. М.: ИЛ, 1948.

60. Bowron P., Mohamed M.A., Kabbani A.S.S. - IEEE Transactions, 1980, vol.CAS-27, Nr.1.

61. Волгин Л.И. К анализу операционных усилителей с дифференциальным входом. - Автометрия, 1970, №5.

62. Mason S.I. - "PIRE", 1956, vol. 44, Nr.7.

63. Волгин Л.И. Измерительные усилители для дистанционной передачи сигнала. - В кн.: Тезисы докладов республиканской НТК, посвященной Дню радио. Таллин, 1973.

64. Hollstein C.P. Патент Франции № I498197, 1967.

65. Mitra S.K. - Electronics Letters, 1967, vol.3, Nr.7.
66. Риттер. Регулировка усиления операционного усилителя одним потенциометром. - Электроника, 1972, №16.
67. Захаров Б.А., Менделев Б.А. О повышении точности работы усилителя слабых токов с помощью положительной обратной связи. - Автометрия, 1972, №3.
68. Волгин Л.И., Зарукин А.И., Ефимов А.В. Усилительные устройства с комбинированной обратной связью. - В кн.: Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах (Материалы второго всесоюзного симпозиума). Минск: НТОРЭС им. А.С.Попова, 1980.
69. А.с. 832702 (СССР). Усилительное устройство/ Л.И.Волгин, А.И.Зарукин. - Бюл. ОИПОТЗ, 1981, №19.
70. Волгин Л.И. Принципы построения и сравнительный анализ аналоговых операционных преобразователей. Таллин: НИПТИ, 1973.
71. Беззладнов Н.Л. Применение комбинированной обратной связи для компенсации выходного сопротивления и искажений в усилителях низкой частоты. Вопросы радиоэлектроники. Серия ТРПА, 1968, вып.3.
72. А.с. 813455 (СССР). Дифференцирующее устройство/ Л.И.Волгин. Бюл. ОИПОТЗ, 1981, №10.
73. Гринберг И.П., Таранов С.Г. Самонастраивающиеся измерительные усилители с пробным сигналом. М.: Энергия, 1978.
74. Волгин Л.И. Итерационные алгоритмы повышения точности измерительных приборов и систем. - В кн.: Теория измерений и ее применение на практике. Zbornik prednášok z konferencie so zahraničnou účasťou EMISCON'83. Československá: ČSVTS, 1983.
75. Орнатский П.П., Скрипник Д.А., Туз Д.М. Измерительные преобразователи и усилители переменного напряжения. - В кн.: Расширение пределов измерения и повышение чувствительности электроизмерительных приборов, устройств и систем с использованием измерительных усилителей. М.: ОНТИприбор, 1967, вып.2.
76. Волгин Л.И. Топологический синтез структур усилительных устройств с аддитивной коррекцией искажений. - В кн.: Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах (Материалы второго симпозиума). Минск: НТОРЭС им. А.С.Попова, 1980.
77. McMillan B. Патент США № 2'748201, 1956.
78. Black H.S. Патент США № 1686792, 1928.
79. Beggally W. - Wireless Engineer, 1933, vol.10, Nr119.
80. Волгин Л.И. О топологической взаимосвязи структур усилительных устройств с аддитивной коррекцией искажений. - Радиотехника, 1981, №9.
81. Волгин Л.И. Принципы построения, синтез и анализ аналоговых измерительных преобразователей параметров электрических сигналов и цепей. Автореф. дис. на соискание учен. степени докт. техн. наук. Киев: КГМ, 1974.
82. А.с. 545066 (СССР). Устройство усиления постоянного тока/ С.П.Черняк. Бюл. ОИПОТЗ, 1977, №4.
83. Бутт В.Е., Панков Б.Н. Об использовании метода итераций для улучшения характеристик операционных усилителей. - В кн.: Системы сбора и первичной обработки измерительной информации. Новосибирск: ИАЭ СО АН СССР, 1973.

84. Бутт В.Е., Панков Б.Н. Двухканальные итерационные усилители. - Приборы и системы управления, 1974, №5.

85. Sandman A.M. - Wireless World, 1973, vol.79, Nr.1447.

86. Бутт В.Е., Панков Б.Н. Операционные устройства с многоканальной обратной связью. - Автометрия, 1978, №4.

87. Chandler D.H., Clarke C. Патент Англии №968712, 1964.

88. Sandman A.M. - Wireless World, 1974, vol.80, Nr.1466.

89. Волгин Л.И. Итерационные алгоритмы повышения точности измерительных устройств. - Автометрия, 1974, №5.

90. Волгин Л.И. Статическая погрешность усилительных устройств с n -кратной коррекцией сигнала ошибки. - В кн.: Труды Алтайского политех.ин-та им. И.И.Ползунова, Барнаул: АПИ, 1974, вып.25.

91. Волгин Л.И. Об одном итерационном алгоритме повышения точности измерительных преобразователей. - Вопросы радиоэлектроники. Серия РИТ, 1974, вып.3.

92. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. Киев: Вища школа, 1976.

93. Seidel H. et al. - The Bell System Technical Journal, 1968, vol. 47, Nr.5, p.651-722.

94. Seidel H. - IEEE Transactions, 1971, vol.COM-19, Nr.3.

95. Rathore T.S. - Electronics Letters, 1977, vol.13, Nr.10.

96. Ребане Р.-В.П. Схемы на базе операционных усилителей. Таллин: Вайтус, 1976.

97. Volgin L.I., Rebane R.-V.P. - "Acta IMEKO", Budapest: Akademia kiado, 1979, p.43-50.

98. Уснин В.И. Структура множества цепей. Киев: Вища школа, 1980.

99. Шакиров М.А. Преобразования и диакоптика электрических цепей. Изд-во ЛГУ, 1980.

100. Розенко В.П. Метод построения эквивалентных цепей с операционными усилителями. - Известия вузов. Радиоэлектроника, 1977, №3.

101. Мигулин И.Н., Чаповский М.З. Интегральные схемы в радиоэлектронных устройствах. Киев: Техника, 1978.

102. Rathore T.S., Singhi B.M. - IEEE Transactions, 1980, vol.CAS-27, Nr.1.

103. Hilberman D. - IEEE Transactions, 1973, vol.CT-29, Nr.5.

104. Ратхор, Сингхи. Теорема об инверсной дополняющей цепи. - ТИИЭР, 1978, т.66, №9.

105. Волгин Л.И. О топологических преобразованиях перегруппировкой входных выводов усилителей. - Радиотехника, 1983, №11.

106. Волгин Л.И. О преобразовании электрических цепей путем переноса источника сигнала. - Известия вузов. Электромеханика, 1985, №2.

Оглавление

| | |
|--|-----|
| В В Е Д Е Н И Е | 3 |
| <u>Глава 1. ПАРАМЕТРЫ, ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ И ПОКАЗАТЕЛИ</u> <u>КАЧЕСТВА УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ</u> | 7 |
| <u>Глава 2. СТРУКТУРНЫЕ МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ МУЛЬТИПЛИКАТИВ-</u> <u>НОЙ ПОГРЕШНОСТИ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ</u> | 19 |
| 2.1. Усилительные устройства с отрицательной обратной связью | 21 |
| 2.2. Усилительные устройства с комбинированной обратной связью | 39 |
| 2.3. Усилительные устройства с аддитивной коррек- цией погрешности | 55 |
| 2.4. Комбинационные и итерационные усилительные устройства | 76 |
| 2.5. Динамическая точность усилительных устройств с аддитивной коррекцией | 97 |
| <u>Глава 3. ТОПОЛОГИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ (МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ)</u> <u>УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ</u> | 101 |
| 3.1. Топологические преобразования перегруппировкой выводов усилителей | 102 |
| 3.2. Топологическое преобразование переносом источ- ника входного сигнала | 110 |
| 3.3. Топологическое преобразование переносом нагрузки | 118 |
| Л И Т Е Р А Т У Р А | 123 |

1 р. 10 к.

ИЗДАТЕЛЬСТВО
САРАТОВСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА
1985