

Федеральное агентство по образованию

Государственное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования

**Ульяновский государственный технический университет**

Л. И. Волгин, Ф. А. Королев, В. В. Филаретов

**СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ  
И ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ  
АНАЛОГОВЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

Учебное пособие

**Ульяновск 2006**

УДК 621.372.061 (075)

ББК 31.27.01я7

В

Рецензенты:

кафедра микроэлектроники Ульяновского государственного университета (зав. кафедрой доктор физико-математических наук, профессор Н. Т. Гурин); доктор технических наук, профессор кафедры ТОЭ Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета (ЛЭТИ) Е. Б. Соловьева.

Утверждено редакционно-издательским советом университета в качестве учебного пособия

**Волгин Л. И.**

**В** Схемно-алгебраический анализ и принципы построения аналоговых операционных преобразователей : учебное пособие / Л. И. Волгин, Ф. А. Королев, В. В. Филаретов. – Ульяновск : УлГТУ, 2006. – 88 с.  
ISBN

Предложена инженерная методика схемно-алгебраического анализа активных электрических цепей, учитывающая особенности аналоговых операционных преобразователей. В основе методики лежат формулы выделения двухполюсных элементов и таблицы, содержащие определители элементарных схем усилителей, что сокращает объем выкладок по сравнению с известными методиками. Приводится классификация операционных преобразователей по способу компенсации (уменьшения) методической погрешности. Предложена общая формула для расчета методической погрешности операционных преобразователей и даны условия компенсации (минимизации) погрешности.

Пособие предназначено для студентов, изучающих электротехнику и электронику (специальность 23020165 «Информационные системы и технологии»), общую электротехнику (специальность 21020165 «Проектирование и технология электронных средств»), а также студентов других радио- и электротехнических специальностей.

УДК 621.372.061 (075)

ББК 31.27.01я7

ISBN

© Волгин Л. И., Королев Ф. А., Филаретов В. В., 2006

© Оформление. УлГТУ, 2006

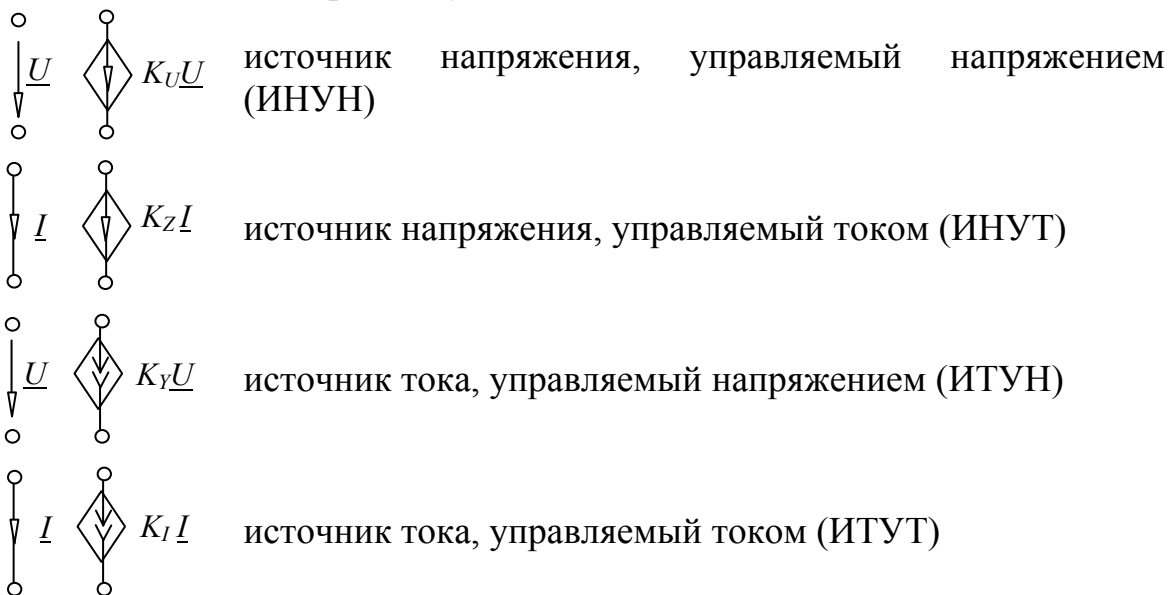
## ОГЛАВЛЕНИЕ

Список основных сокращений и обозначений .....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
<b>1. МЕТОДИКА СИМВОЛЬНОГО АНАЛИЗА И РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТЕЙ ОПЕРАЦИОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ .....</b>	<b>7</b>
1.1. АНАЛОГОВЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ .....	7
1.2. ОСНОВЫ МЕТОДА СХЕМНЫХ ОПРЕДЕЛИТЕЛЕЙ .....	11
1.3. ПРИМЕРЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИМВОЛЬНЫХ СХЕМНЫХ ФУНКЦИЙ .....	18
1.3.1. Делитель тока .....	18
1.3.2. Делитель напряжения .....	19
1.4. СИМВОЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С ТРАНСФОРМАТОРАМИ .....	19
1.5. СИМВОЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АКТИВНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ НА ОСНОВЕ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ СХЕМ УСИЛИТЕЛЕЙ ....	21
1.6. СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИЕ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТЕЙ .....	31
<b>2. ПАССИВНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ .....</b>	<b>32</b>
<b>3. АКТИВНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С РАЗОМКНУТОЙ СТРУКТУРНОЙ СХЕМОЙ .....</b>	<b>39</b>
<b>4. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УПРАВЛЯЕМЫМИ ПО КОЭФФИЦИЕНТУ ПЕРЕДАЧИ УСИЛИТЕЛЯМИ ПРОВОДИМОСТИ И СОПРОТИВЛЕНИЯ .....</b>	<b>47</b>
<b>5. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ВКЛЮЧЕНИЕМ ОПЕРАТОРНЫХ ИММИТАНСОВ В ПЕТЛЮ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ УСИЛИТЕЛЯ .....</b>	<b>51</b>
5.1. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УСИЛИТЕЛЯМИ НАПРЯЖЕНИЯ .....	53

5.2. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УСИЛИТЕЛЯМИ ТОКА, ПРОВОДИМОСТИ И СОПРОТИВЛЕНИЯ .....	59
<b>6. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ВКЛЮЧЕНИЕМ ОПЕРАТОРНЫХ ИММИТАНСОВ В ПЕТЛЮ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ УСИЛИТЕЛЯ .....</b>	<b>65</b>
<b>7. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С КОМПЕНСАЦИЕЙ МЕТОДИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ С ПОМОЩЬЮ НЕЗАВИСИМЫХ ОТРИЦАТЕЛЬНЫХ ИМПЕДАНСОВ .....</b>	<b>70</b>
<b>8. КОМПЕНСАЦИОННО-МОСТОВЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ .....</b>	<b>80</b>
<b>9. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ПОСТРОЕННЫЕ НА БАЗЕ МНОЖИТЕЛЬНО-ДЕЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА .....</b>	<b>83</b>
<b>10. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ПОСТРОЕННЫЕ ПО СПОСОБУ МОДЕЛИРОВАНИЯ АНАЛИТИЧЕСКИХ СООТНОШЕНИЙ .....</b>	<b>84</b>
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	86
Библиографический список .....	87

## СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

ГНУИ	генератор неудаляемого управляемого источника
ИНУН	источник напряжения, управляемый напряжением
ИНУТ	источник напряжения, управляемый током
ИСПУ	источника сигнала с параметрическим управлением
ИТУН	источник тока, управляемый напряжением
ИТУТ	источник тока, управляемый током
МСО	метод схемных определителей
НУИ	неудаляемый управляемый источник
ООС	отрицательная обратная связь
ОП	операционный преобразователь
ОУ	операционный усилитель
ПН	повторитель напряжения
ПНУИ	приемник неудаляемого управляемого источника
ПОС	положительная обратная связь
ПТ	повторитель тока
ПЦ	пассивная цепь
САВ	схемно-алгебраическое выражение
САФ	схемно-алгебраическая формула
ССФ	символьная схемная (системная) функция
УИ	управляемый источник
УН	усилитель напряжения
УП	усилитель проводимости
УС	усилитель сопротивления
УТ	усилитель тока
ЦОИ	цепь операторных иммитансов
ЭДС	электродвижущая сила



## ВВЕДЕНИЕ

Широкий круг задач информационно-измерительной, моделирующей, электронно-вычислительной техники, техники автоматического управления и регулирования приводит к необходимости синтеза электрических цепей, обладающих свойством «операционности» [1–8].

Улучшение тех или иных параметров преобразователей, построенных на базе операционных преобразователей (ОП), связано с уменьшением методической погрешности  $\delta$  [9]. Например, при уменьшении  $\delta$  уменьшается погрешность интегрирования и дифференцирования в области малых и больших времен. Для масштабных преобразователей и усилителей с уменьшением методической погрешности повышается стабильность коэффициента передачи (усиления). Для преобразователей параметров электрических цепей с уменьшением  $\delta$  увеличивается линейность функции преобразования и расширяется допустимый диапазон изменения входной величины, в пределах которого погрешность от нелинейности не превосходит допустимого значения. Для формирователей пилообразных и треугольных сигналов с уменьшением  $\delta$  улучшается форма кривой сигнала и т. п. Вышеуказанное подтверждает важность задачи построения ОП с малой методической погрешностью.

При синтезе электрических цепей возникает задача выявления оптимального (с точки зрения заданного критерия качества) схемного варианта наиболее полно отвечающего поставленным требованиям. Такая постановка задачи требует выявления всех возможных принципов построения ОП и доказательства полноты класса операционных преобразователей [5,7].

В настоящее время «операционная» схемотехника продолжает интенсивно развиваться, а область применения ОП непрерывно расширяется [8]. Стимулирующим фактором этого развития является многофункциональность ОП, их высокие метрологические и эксплуатационные характеристики, наличие интегральной технологии изготовления активных цепей и элементов универсального применения.

Несмотря на широкое применение операционных преобразователей к настоящему времени отсутствуют работы по синтезу и анализу электрических цепей, обладающих свойством операционности, в которых бы излагалась эффективная инженерная методика расчета погрешностей ОП [15 – 23]. Кроме изложения такой методики, в настоящей работе рассмотрены принципы построения аналоговых ОП, дана их классификация по признаку способа компенсации (уменьшения) методической погрешности, проведен сравнительный анализ с целью выявления схемных решений, обеспечивающих наименьшую методическую погрешность.

# 1. МЕТОДИКА СИМВОЛЬНОГО АНАЛИЗА И РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТЕЙ ОПЕРАЦИОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

## 1.1. АНАЛОГОВЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Операционными преобразователями (ОП) будем называть устройства, функция преобразования которых с известной (заданной) точностью определяется выражением [2]:

$$X_i = \frac{mW_2}{W_1} X = m\alpha X, \text{ где } \alpha = \frac{W_2}{W_1}. \quad (1.1)$$

Здесь  $X$  и  $X_i$  являются соответственно входным и выходным сигналами ОП (величины однородные);  $W_1$  и  $W_2$  – некоторые операторные иммитансы (импедансы  $Z_1, Z_2$  или адмитансы  $Y_1, Y_2$ );  $m$  – безразмерный коэффициент.

Следует отметить, что используемый на протяжении многих десятилетий термин «операционный усилитель» нельзя признать удачным, так как усиление сигналов не является основным назначением таких устройств [2].

По признаку зависимости коэффициента  $m$  от иммитансов  $W_1$  и  $W_2$  будем различать следующие группы ОП:

1) с линейной относительно  $\alpha$  функцией  $X_i = m\alpha X$ , где  $m$  не зависит от иммитансов  $W_1$  и  $W_2$ ;

2) с линейной относительно  $1/W_1$  функцией  $X_i = mW_2 X / W_1$  – обратнопропорциональные ОП, где  $m = m(W_2)$  зависит от иммитанса  $W_2$  и не зависит от  $W_1$ ;

3) с линейной относительно иммитанса  $W_2$  функцией  $X_i = mW_2 X / W_1$  – прямопропорциональные ОП, где  $m = m(W_1)$  зависит от иммитанса  $W_1$  и не зависит от  $W_2$ .

Соответственно будем различать следующие режимы работы ОП:

$$\left. \begin{array}{l} \text{а) } W_1 = \text{const}, W_2 = \text{const} \\ \text{б) } W_1 = \text{const}, W_2 = \text{var} \\ \text{в) } W_1 = \text{var}, W_2 = \text{const} \\ \text{г) } W_1 = \text{var}, W_2 = \text{var} \end{array} \right\} X = \text{var} \text{ или } X = \text{const}.$$

В режиме  $W_1 = \text{var}, W_2 = \text{var}$  могут быть использованы ОП первой группы, в режиме  $W_1 = \text{var}, W_2 = \text{const}$  используются ОП первой и второй группы, в режиме  $W_1 = \text{const}, W_2 = \text{var}$  – ОП первой и третьей группы, в режиме  $W_1 = \text{const}, W_2 = \text{const}$  – ОП всех трех групп.

Далее будем различать ОП с принудительным и с естественным выполнением условия операционности. Здесь и в дальнейшем изложении под условием операционности подразумеваются средства, технические приемы и пр., с помощью которых функция преобразования устройства приводится к виду (1.1). Для ОП с естественным выполнением условия операционности при изменении  $W_1$  или  $W_2$  вид функциональной зависимости (1.1) не изменяется, т. е. условие операционности выполняется автоматически. Для ОП с принудительным выполнением условия операционности изменение  $W_1$  или  $W_2$  вызывает изменение вика функции (1.1). При этом для сохранения функциональной зависимости (1.1) необходимо произвести дополнительные операции, например, соответственно изменить коэффициент  $m$ .

Наиболее универсальными являются ОП первой группы с естественным выполнением условия операционности, рассмотрению которых и посвящена настоящая работа.

В общем случае входным и выходным сигналами ОП могут быть любые однородные физические величины. Например, для аналоговых ОП это могут быть напряжение или ток, для время-импульсных ОП – интервалы времени и пр. В настоящей работе рассматриваются аналоговые ОП с потенциальным и токовым выходом, функция преобразования которых соответственно определяется выражениями:

$$U_i = \frac{m_U Z_2}{Z_1} U, \quad I_i = \frac{m_I Y_2}{Y_1} I. \quad (1.2)$$

Рассмотрим некоторые конкретные применения операционных преобразователей. Согласно (1.1) и (1.2), ОП могут быть использованы для воспроизведения следующих линейных математических операций над электрическими сигналами:

- масштабирование ( $Z_1 = R_1; Z_2 = R_2; Z_1 = pL_1; Z_2 = pL_2; Z_1 = 1/pC_1; Z_2 = 1/pC_2$ );
- интегрирование ( $Z_1 = R_1; Z_2 = 1/pC_2; Z_1 = pL_1; Z_2 = R_2$ );
- дифференцирование ( $Z_1 = 1/pC_1; Z_2 = R_2; Z_1 = R_1; Z_2 = pL_2$ ).

При  $X = \text{const}$  ОП используются для линейного преобразования параметров электрических цепей ( $R_x, G_x, L_x, C_x$ ) в электрический сигнал:



– преобразователи активных сопротивлений или проводимостей ( $Z_1 = R_0$ ,  $Z_2 = R_x$ ,  $Z_1 = 1/G_x$ ,  $Z_2 = 1/G_0$ );

– преобразователи емкости ( $Z_1 = 1/pC_x$ ,  $Z_2 = 1/pC_0$ );

– преобразователи индуктивности ( $Z_1 = pL_0$ ,  $Z_2 = pL_x$ ).

Здесь  $R$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $G$  являются соответственно сопротивлениями, индуктивностями, емкостями и проводимостями;  $p$  – комплексная переменная.

Из (1.2) вытекает возможность использования ОП для линейного преобразования активных и реактивных составляющих полных сопротивлений в квадратурные электрические сигналы. Действительно, при  $Z_1 = R_0$ ,  $Z_2 = R_x + jX_x$  и  $U = const$  активная и реактивная составляющие выходного сигнала.

Операционные преобразователи применяются для построения фазосдвигающих и фазокорректирующих устройств. Эта возможность непосредственно вытекает из представления функции преобразования ОП в следующем виде:

$$X_i = \frac{m|W_2|}{|W_1|} e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} X = \frac{m|W_2|}{|W_1|} [\cos(\varphi_2 - \varphi_1) + j \sin(\varphi_2 - \varphi_1)],$$

где  $\varphi_1 = \arg(W_1)$  и  $\varphi_2 = \arg(W_2)$  есть аргументы иммитансов  $W_1$  и  $W_2$ .

Операционные преобразователи находят применение для преобразования неэнергетических параметров (частота, период и др.) периодических сигналов в напряжение или ток. Например, при воздействии на дифференцирующий ОП периодического сигнала  $u(t) = U_M e(t)$  средневыпрямленное значение  $U_{cp} = m_1 fRCU_M$  выходного напряжения устройства линейно зависит от частоты основной гармоники. Операционные преобразователи используются в прецизионных линейных преобразователях переменных напряжений в постоянное. В частности, при  $m_1 fRC = const$  средневыпрямленное значение выходного сигнала дифференцирующих ОП пропорционально амплитуде  $U_M$  входного напряжения.

Из (1.2) непосредственно вытекает возможность использования ОП в качестве источников и стабилизаторов тока (для ОП с потенциальным выходом) и напряжения (для ОП с токовым выходом). Действительно, согласно (1.2), ток протекающий через  $Z_2$  и падение напряжения на  $Y_2$

$$I_{Z_2} = \frac{m_U U}{Z_1}, \quad U_{Y_2} = \frac{m_I I}{Y_1}$$

не зависят соответственно от  $Z_2$  и  $Y_2$ . Это означает, что идеальный ОП с потенциальным выходом можно рассматривать как идеальный источник тока нагруженный на импеданс  $Z_2$ , а идеальный ОП с токовым выходом – как идеальный источник напряжения нагруженный на адмитанс  $Y_2$ . Так как  $I_{Z_2}$  и  $U_{Y_2}$  соответственно не зависят от  $Z_2$  и  $Y_2$ , то ОП осуществляют стабилизацию тока (для ОП с потенциальным выходом) и напряжения (для ОП с токовым выходом) при изменении иммитанса  $W_2$ .

Построение высокоточных усилителей, активных фильтров, прецизионных целителей напряжения, автокомпенсационных мостовых цепей, источников тока, формирователей (генераторов) пилообразных и треугольных сигналов, резистивных, емкостных и индуктивных датчиков и пр. может быть реализовано на базе ОП [3–8].

Перечисленные примеры иллюстрируют одно из интересных свойств ОП – многофункциональность. Это обусловлено тем, что выходной сигнал ОП является функцией трех переменных –  $W_1$ ,  $W_2$ , и входного сигнала  $X$ . При этом преобразуемой (измеряемой) величиной может являться один из параметров входного сигнала, либо один из параметров иммитансов  $W_i$  ( $i = 1, 2$ ).

Другим ценным свойством ОП при их использовании для преобразования активных и пассивных величин в напряжение или ток является возможность обеспечения высокой линейности функции преобразования. Линейность есть необходимое условие сопряжения аналоговых преобразователей с цифровыми вычислительными, управляющими и измерительными машинами и устройствами. Требование линейности функции преобразования выдвигается также при блочно-агрегатном принципе построения средств электроизмерительной техники.

В реальных условиях функция преобразования ОП

$$X_i = m\varphi(\alpha)X \quad (1.3)$$

отличается от идеальной линейной относительно параметра  $\alpha$  зависимости (1.1). Здесь  $\varphi(\alpha)$  есть некоторая функция параметра  $\alpha = W_2 / W_1$ . Это отличие обуславливает наличие методической погрешности, абсолютное и относительное значения которой определяются выражениями:

$$\Delta X = m[\varphi(\alpha) - \alpha]X, \quad \delta = \frac{\varphi(\alpha)}{\alpha} - 1. \quad (1.4)$$

Функции преобразования ОП с потенциальным и токовым выходами с учетом методической погрешности можно представить в виде:

$$U_i = \frac{m_U Z_2}{Z_1} U(1 + \delta_U); \quad I_i = \frac{m_I Y_2}{Y_1} I(1 + \delta_I), \quad (1.5)$$

где  $\delta_U = \delta(Z_1, Z_2)$ ,  $\delta_I = \delta(Y_1, Y_2)$  – относительные методические погрешности.

## 1.2. ОСНОВЫ МЕТОДА СХЕМНЫХ ОПРЕДЕЛИТЕЛЕЙ

Отношение значения реакции электрической схемы к заданному значению воздействия, выраженное через параметры элементов схемы, называется символьной схемной функцией (ССФ) [19,20].

Методом схемных определителей (МСО) [21–23] назван метод получения ССФ, исходя из определителей схем числителя и знаменателя, которые находятся путем последовательного выделения элементов [26,27].

Напряжение  $U$  и ток  $I$  любой ветви линейной электрической цепи при постоянных источниках ЭДС  $E$  и тока  $J$ , показанной на рис. 1.1, могут быть найдены:

$$U = K_{EU} E + R_{JU} J, \quad I = G_{EI} E + \beta_{JI} J, \quad (1.6)$$

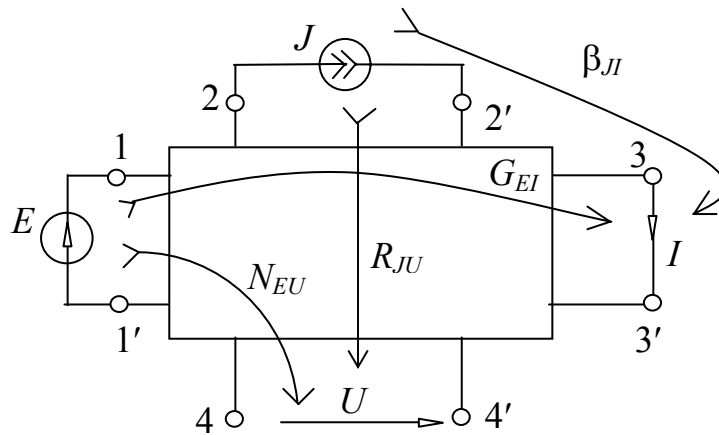


Рис. 1.1 Иллюстрация передаточных схемных функций

где  $K_{EU}$  – коэффициент передачи напряжения от источника  $E$  к ветви  $U$ ;  $\beta_{JI}$  – коэффициент передачи тока от источника  $J$  к ветви  $I$ ;  $R_{JU}$  – передаточное сопротивление от источника  $J$  к ветви  $U$ ;  $G_{EI}$  – передаточная проводимость от источника  $E$  к ветви  $I$ .

На рис. 1.1 прямоугольником отображена произвольная цепь, не содержащая непосредственно независимых источников; стрелки с

оперением указывают направления передачи тока и напряжения. Ветви, содержащие источники  $E$ ,  $J$ , называются передающими (или передатчиками), а ветви  $U$ ,  $I$  – принимающими (или приемниками).

В методе схемных определителей ССФ формируются без составления уравнений цепи – непосредственно по схеме на основе формулы

$$H = \frac{N}{D}, \quad (1.7)$$

где  $N$ ,  $D$  – определители схем, отображающих числитель и знаменатель (кратко – определители схем числителя и знаменателя) соответственно.

Построение схемы знаменателя производится на основе исходной цепи путем замыкания источника ЭДС  $E$  и размыкания источника тока  $J$ , в зависимости от того, какой из них находится в цепи. Для формирования схемы числителя используется неудаляемый управляемый источник (НУИ) или взвешенный нумерованный ориентированный нулор [18, 25], представленный на рис.1.2. НУИ содержит две ветви: приемник (рис.1.2, а) и генератор (рис.1.2, б). В отличие от других элементов схемы НУИ не может быть нейтрализован, то есть замыкание или размыкание его ветвей всегда приводит к образованию вырожденной схемы. Определитель вырожденной схемы тождественно равен нулю.

Для получения схемы числителя НУИ включается в исходную схему следующим образом: приемник НУИ заменяет приемник напряжения или тока, сохраняя их направление, а генератор НУИ подсоединяется взамен источника ЭДС  $E$  или тока  $J$  и ориентируется противоположно их направлениям.


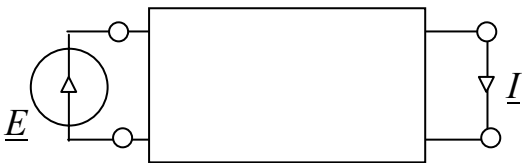
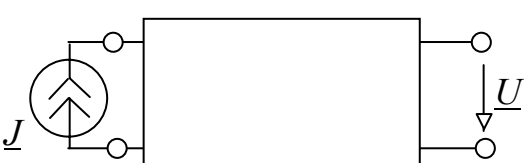
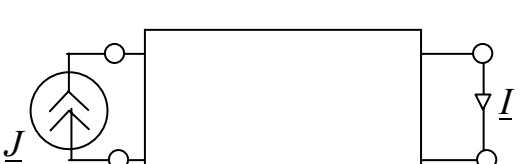
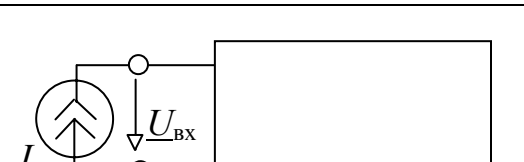
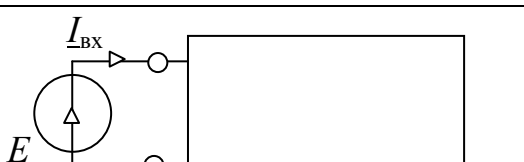


Рис. 1.2. Неудаляемый управляемый источник: а) приемник; б) генератор

Схемные функции, входящие в формулу (1.6), получают с помощью схемно-алгебраических выражений (САВ) из табл. 1.1 [22, 23]. Следует обратить внимание, что числители всех передаточных функций одинаковы, а различаются только знаменатели.

С учетом изложенного выше можно сделать вывод, что в методе схемных определителей ССФ определяется как отношение определителей двух специально сформированных схем. Фактически искомую функцию можно записать в виде особой схемно-алгебраической формулы (САФ), содержащей как алгебраические операции (деление и взятие определителя матрицы), так и схемные образы.

Таблица 1.1. Схемно-алгебраические выражения схемных функций

№	Исходная схема	САВ
1	Коэффициент передачи по напряжению	
		$K_{EU} = \underline{U}/\underline{E} = \frac{\left  \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{array} \right }{\left  \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{array} \right }$
2	Передаточная проводимость	
		$Y_{EI} = \underline{I}/\underline{E} = \frac{\left  \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{array} \right }{\left  \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{array} \right }$
3	Передаточное сопротивление	
		$Z_{JU} = \underline{U}/\underline{J} = \frac{\left  \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{array} \right }{\left  \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{array} \right }$
4	Коэффициент передачи по току	
		$B_{JI} = \underline{I}/\underline{J} = \frac{\left  \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{array} \right }{\left  \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{array} \right }$
5	Входное сопротивление	
		$Z_{JU} = \underline{U}_{\text{вх}} / \underline{J} = \frac{\left  \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{array} \right }{\left  \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{array} \right }$
6	Входная проводимость	
		$Y_{EI} = \underline{I}_{\text{вх}} / \underline{E} = \frac{\left  \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{array} \right }{\left  \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{array} \right }$

В качестве примера запишем САФ для определения коэффициента передачи напряжения  $K_{EU}$ . Из формулы (1.6) при  $J=0$

$$K_{EU} = U / E .$$

Для получения САФ предварительно исключим из схемы на рис.1.1 источник  $J$ . При построении числителя источник ЭДС  $E$  заменим на генератор НУИ, а приемник  $U$  – на приемник НУИ. Для получения схемно-алгебраического выражения (САВ) знаменателя нейтрализуем источник ЭДС  $E$ . Полученная САФ имеет вид:

$$K_{EU} = \left| \begin{array}{c} \text{Circuit with source } E \text{ and receiver } U \\ \hline \text{Circuit with source } E \text{ neutralized} \end{array} \right|, \quad (1.8)$$

где парами вертикальных линий обозначены схемные определители. В дальнейшем изложении для краткости записи указанные вертикальные линии будут опускаться.

Аналогично могут быть получены САФ для других ССФ.

На основе рассмотренных САФ должны быть получены алгебраические формулы ССФ. Это достигается путем последовательных эквивалентных схемно-алгебраических преобразований САФ, а так же с помощью табличных определителей элементарных схем. Используемые здесь схемно-алгебраические преобразования основаны на формулах выделения параметров, которые предложил *Фойснер* [26, 27].

Первые две из этих формул позволяют свести разложение определителя исходной схемы к разложению определителей более простых производных схем, в которых отсутствует некоторая выделяемая ветвь  $z$  или  $y$  [19]

$$\Delta = z\Delta^z + \Delta_z, \quad (1.9)$$

$$\Delta = y\Delta_y + \Delta^y, \quad (1.10)$$

где  $\Delta$  – определитель схемы, нижний или верхний индексы при символе  $\Delta$  указывают на стягивание или удаление выделяемой ветви соответственно. Стягивание ветви равносильно ее замене на схеме идеальным проводником («перемычкой»).

Проиллюстрируем эти формулы в схемно-алгебраическом виде

$$\left| \begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ z \\ | \\ \text{---} \end{array} \parallel \right| = z \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ \text{---} \\ | \\ \text{---} \end{array} \parallel \right| + \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ \text{---} \\ | \\ \text{---} \end{array} \parallel \right|, \quad (1.11)$$

$$\left| \begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ y \\ | \\ \text{---} \end{array} \parallel \right| = y \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ \text{---} \\ | \\ \text{---} \end{array} \parallel \right| + \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ \text{---} \\ | \\ \text{---} \end{array} \parallel \right|, \quad (1.12)$$

где парами вертикальных линий обозначены схемные определители.

Другие две формулы требуют представления схемы в виде двух подсхем, имеющих один (формула (1.13)) или два (формула (1.14)) общих узла

$$\Delta = \Delta_1 \cdot \Delta_2, \quad (1.13)$$

$$\Delta = \Delta_1 \cdot \Delta_2(a, b) + \Delta_1(a, b) \cdot \Delta_2, \quad (1.14)$$

где  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$  – определители первой и второй подсхем, из которых состоит схема;  $\Delta_1(a, b)$  и  $\Delta_2(a, b)$  – определители схем, образованных соответственно из первой и второй подсхем в результате объединения общих узлов.

Формулы (1.13) – (1.14) наглядно представляются в виде схемно-алгебраических выражений (1.15) – (1.16) соответственно

$$\left| \begin{array}{c} \boxed{1} \\ \text{---} \\ a \\ \text{---} \\ \boxed{2} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \boxed{1} \\ \text{---} \\ a \\ \text{---} \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ a \\ \text{---} \\ \boxed{2} \end{array} \right|, \quad (1.15)$$

$$\left| \begin{array}{c} \boxed{1} \\ \text{---} \\ a \\ \text{---} \\ b \\ \text{---} \\ \boxed{2} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \boxed{1} \\ \text{---} \\ a \\ \text{---} \\ b \\ \text{---} \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \boxed{2} \\ \text{---} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \boxed{1} \\ \text{---} \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ a \\ \text{---} \\ b \\ \text{---} \\ \boxed{2} \end{array} \right|. \quad (1.16)$$

Рекурсивное применение формул (1.9) – (1.10) и (1.13) – (1.14) по отношению к исходной схеме и производным от нее схемам приводит к простейшим схемам в виде разомкнутых и замкнутых ветвей (петель), которые представлены на рис. 1.3.



Рис. 1.3. Простейшие схемы и их определители

Простейшие схемы с нулем представлены на рис. 1.4



Рис. 1.4. Простейшие схемы с нулем

Определители схем на рис. 1.3 и рис. 1.4 полезно запомнить для эффективного применения метода схемных определителей.

В результате стягивания и удаления ветвей могут образоваться вырожденные схемы, определитель которых тождественно равен нулю, что упрощает разложение определителей. К таким схемам относятся несвязные схемы, а также схемы с разомкнутыми или замкнутыми ГНУИ или ПНУИ.

В частных случаях формулы (1.9), (1.10) сводятся к одному слагаемому, которое может содержать или не содержать выделяемый параметр. Частные случаи выделения элементов и их нейтрализации сведены в табл. 1.2 и табл. 1.3 [16].

Таблица 1.2. Частные случаи выделения параметров элементов

№	Исходное схемно-алгебраическое выражение	Эквивалентное схемно-алгебраическое выражение
1	2	3
1	Параллельное соединение z-ветви с ГНУИ	
2	Параллельное соединение z-ветви с ПНУИ	



Окончание табл. 1.2

1	2	3
3	Последовательное соединение $y$ -ветви с ГНУИ	
4	Последовательное соединение $y$ -ветви с ПНУИ	

Таблица 1.3. Эквивалентные упрощения схем нейтрализацией элементов

№	Исходное САВ	Эквивалентное САВ
1	Удаление $y$ -ветви, включенной параллельно ГНУИ	
2	Удаление $y$ -ветви, включенной параллельно ПНУИ	
3	Стягивание $z$ -ветви, включенной последовательно с ГНУИ	
4	Стягивание $z$ -ветви, включенной последовательно с ПНУИ	

### 1.3. ПРИМЕРЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИМВОЛЬНЫХ СХЕМНЫХ ФУНКЦИЙ

#### 1.3.1. Делитель тока

Для иллюстрации МСО приведем простой пример анализа делителя тока. В схеме на рис.1.5 необходимо определить в символьной форме ток в ветви  $R_2$ .

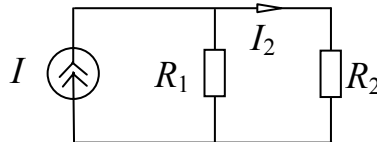


Рис.1.5. Делитель тока

Очевидно, ток  $I_2 = \beta_{JR2} J$ , где  $\beta_{JR2}$  – коэффициент передачи тока от источника  $J$  к ветви  $R_2$ . Таким образом, необходимо построить ССФ  $\beta_{JR2}$ . Запишем САФ искомой функции

$$\beta_{JR2} = \frac{\text{Circuit with source and } R_1, R_2 \text{ and arrow at } R_2}{\text{Circuit with } R_1 \text{ and } R_2 \text{ in parallel}} \quad (1.17)$$

Последовательно упростим (1.17). Используя строку 4 из табл. 1.3, стянем сопротивление  $R_2$  в числителе, а в знаменателе найдем определитель элементарной схемы – контура из сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  (см. рис. 1.3). В результате получаем

$$\beta_{JR2} = \frac{\text{Circuit with source and } R_1 \text{ and arrow at } R_2 \text{ (shorted } R_2)}{(R_1 + R_2)} \quad (1.18)$$

Теперь заменим в числителе параллельное однонаправленное соединение генератора и приемника НУИ короткозамкнутым отрезком (см. рис. 1.4) и найдем определитель получившейся в результате преобразования элементарной схемы –  $R$ -контура (см. рис. 1.3). Таким образом,

$$\beta_{JR2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Искомый ток

$$I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} J. \quad (1.19)$$

### 1.3.2. Делитель напряжения

Схема резистивного делителя напряжения, а также САВ для нахождения передаточной ССФ по напряжению изображены на рис. 1.6.

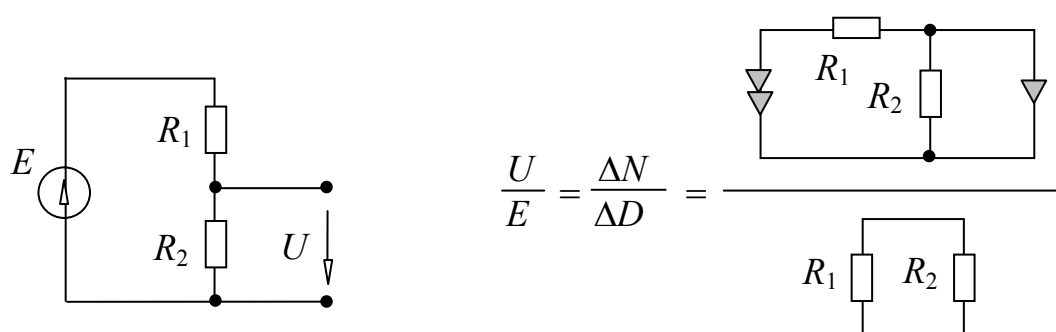


Рис. 1.6. Схема делителя напряжения и выражение ее ССФ

Схема числителя упрощается следующим образом:  $R_1$  стягивается как  $z$ -ветвь, соединенная последовательно с ГНУИ,  $R_2$  удаляется как  $z$ -ветвь, параллельная ПНУИ. При удалении ветви  $R_2$  выделяется параметр  $R_2$  в виде множителя. Отсюда находится числитель искомой ССФ  $\Delta N = R_2$ .

В схеме знаменателя последовательно соединенные ветви заменяются одной  $z$ -ветвью с параметром  $R_1 + R_2$ , которая является  $z$ -петлей. Таким образом, знаменатель искомой ССФ  $\Delta D = R_1 + R_2$ .

Более сложные примеры будут представлены в следующих разделах.

## 1.4. СИМВОЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С ТРАНСФОРМАТОРАМИ

Одним из важнейших элементов электрических цепей, в котором специально используются свойства магнитно-связанных контуров, является статическое устройство для преобразования значений тока и напряжения, называемое трансформатором.

Схема замещения трансформатора представлена на рис. 1.7 [20], где  $n = n_2 / n_1$  – коэффициент трансформации.

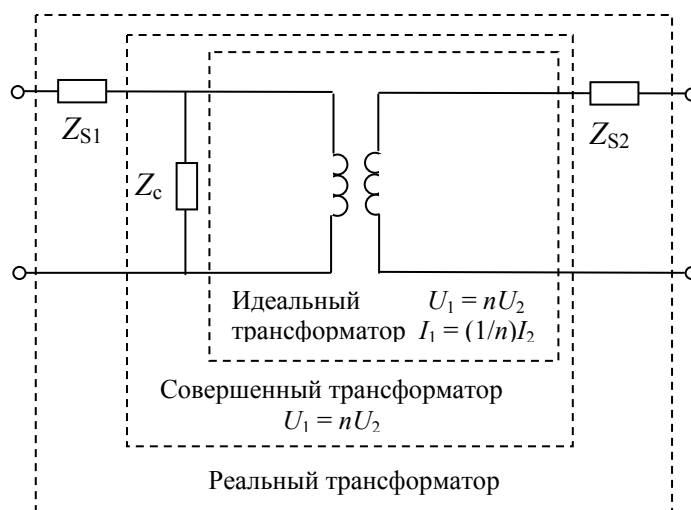


Рис. 1.7. Схема замещения трансформатора

Схема замещения идеального трансформатора представлена на рис. 1.8.

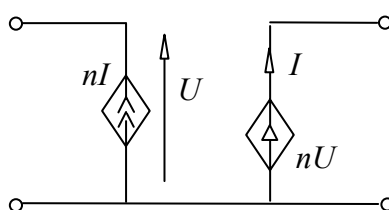


Рис. 1.8. Схема замещения идеального трансформатора

На основе представленной схемы замещения идеального трансформатора были составлены шаблоны, которые представлены в табл. 1.4.

Необходимо отметить, что изменение ориентации ГНУИ или ПНУИ приводит к изменению знака определителя в табл. 1.4.

Для элементарных схем трансформаторов справедлив принцип взаимности. Согласно этому принципу при смене местами ГНУИ и ПНУИ определитель не изменяется (см. рис. 1.9).

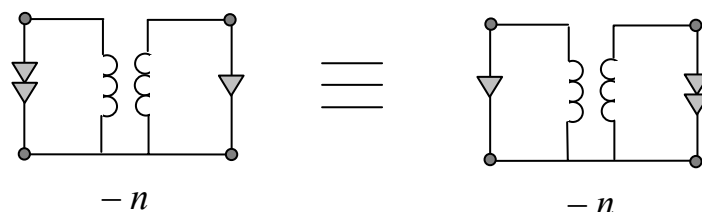
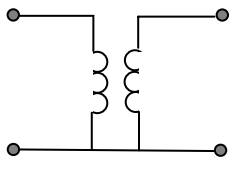
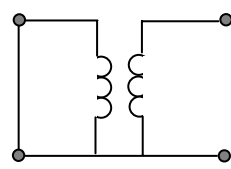
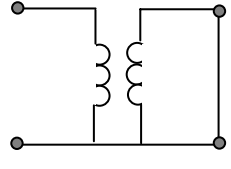
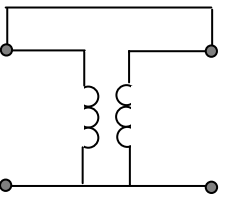
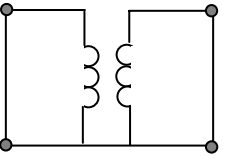
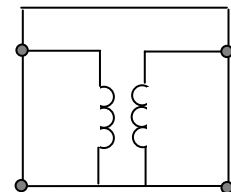
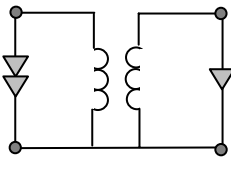
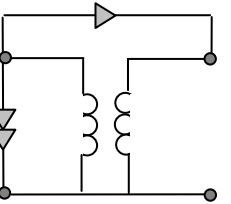
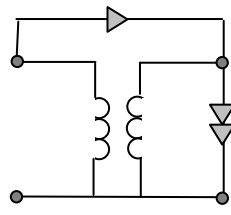


Рис. 1.9. Пояснение принципа взаимности

Таблица 1.4. Элементарные схемы идеального трансформатора и их определители

<p><b>1</b></p>  <p>0</p>	<p><b>2</b></p>  <p>1</p>	<p><b>3</b></p>  <p><math>n^2</math></p>
<p><b>4</b></p>  <p><math>(n + 1)^2</math></p>	<p><b>5</b></p>  <p>0</p>	<p><b>6</b></p>  <p>0</p>
<p><b>7</b></p>  <p><math>-n</math></p>	<p><b>8</b></p>  <p><math>n + 1</math></p>	<p><b>9</b></p>  <p><math>-n(n + 1)</math></p>

### 1.5. СИМВОЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АКТИВНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ НА ОСНОВЕ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ СХЕМ УСИЛИТЕЛЕЙ

В схемах замещения усилителей обычно используются четыре типа управляемых источников: 1) источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН); 2) источник тока, управляемый током (ИТУТ); 3) источник напряжения, управляемый током (ИНУТ); 4) источник тока, управляемый напряжением (ИТУН). На основе перечисленных УИ строятся схемы замещения усилителей электрических сигналов: 1) усилитель напряжения (УН); 2) усилитель тока (УТ); 3) усилитель сопротивления (УС); 4) усилитель проводимости (УП).

В табл. 1.5. приведены обозначения всех четырех типов УИ и их схемы замещения.

Таблица 1.5. Усилители электрических сигналов

№	Наименование	Схемы замещения УИ	
		импедансная	адмитансная
1			
2			
3			
4			

Здесь  $K_U$  – коэффициент передачи напряжения УН,  $K_I$  – коэффициент передачи тока УТ,  $K_Z$  – передаточное сопротивление УС,  $K_Y$  – передаточная проводимость УП.

На основе приведенных схем замещения УН и УТ (см. строки 1 и 2) были найдены определители элементарных схем усилителей (см. табл. 1.6 – 1.9). Необходимо отметить, что они значительно сокращают объемы выкладок и позволяют использовать для нахождения погрешностей только формулы выделения (1.9) и (1.10).

Таблица 1.6. Элементарные схемы УН в базисе импедансов  
и их определители

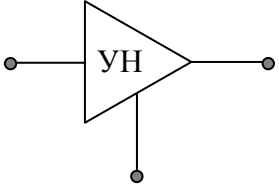
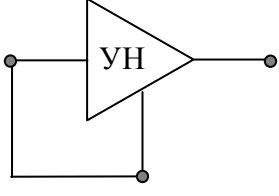
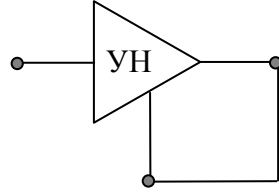
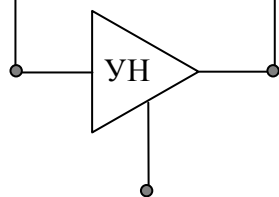
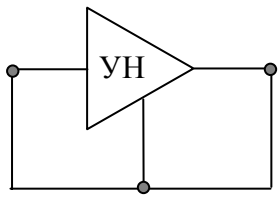
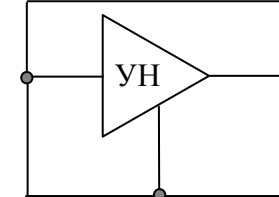
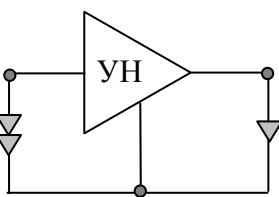
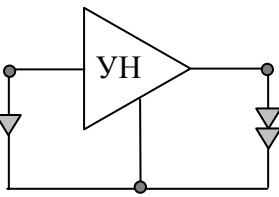
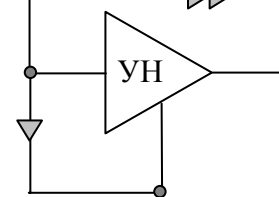
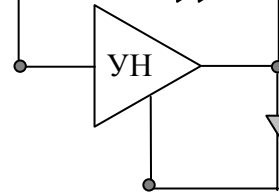
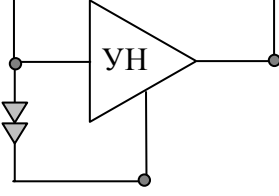
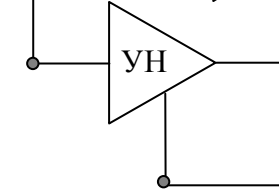
<p><b>1</b></p>  <p>1</p>	<p><b>2</b></p>  <p>Z</p>	<p><b>3</b></p>  <p>z</p>
<p><b>4</b></p>  <p><math>K_U Z + Z + z</math></p>	<p><b>5</b></p>  <p>Zz</p>	<p><b>6</b></p>  <p>0</p>
<p><b>7</b></p>  <p><math>-K_U Z</math></p>	<p><b>8</b></p>  <p>0</p>	<p><b>9</b></p>  <p>Z</p>
<p><b>10</b></p>  <p><math>-K_U Z - z</math></p>	<p><b>11</b></p>  <p><math>Z(1 + K_U)</math></p>	<p><b>12</b></p>  <p>-z</p>

Таблица 1.7. Элементарные схемы УН в базисе адмитансов и их определители

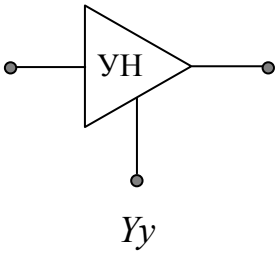
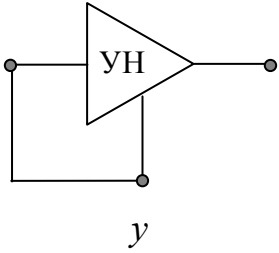
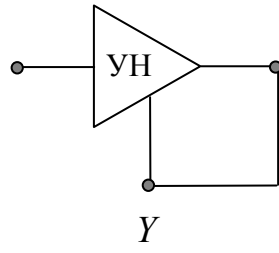
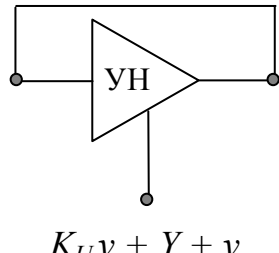
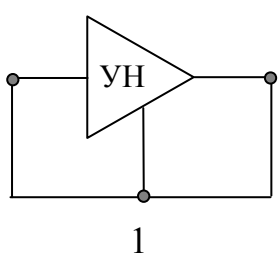
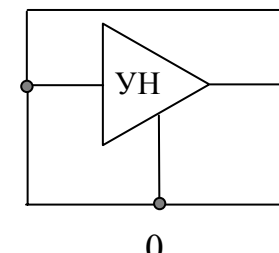
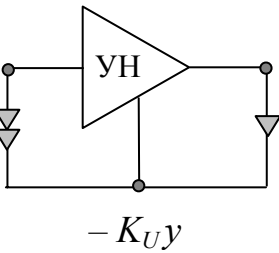
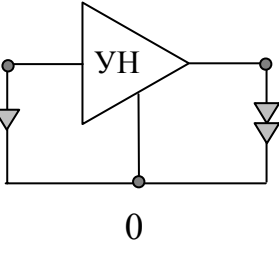
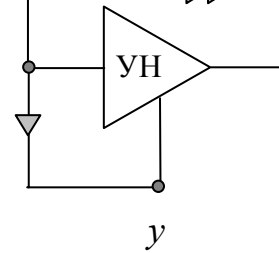
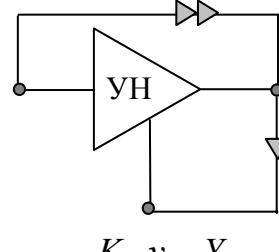
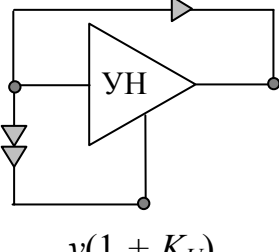
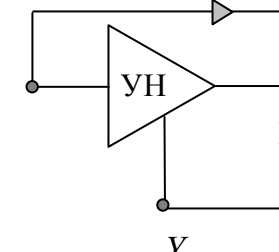
<p><b>1</b></p>  <p><math>Yy</math></p>	<p><b>2</b></p>  <p><math>y</math></p>	<p><b>3</b></p>  <p><math>Y</math></p>
<p><b>4</b></p>  <p><math>K_U y + Y + y</math></p>	<p><b>5</b></p>  <p><math>1</math></p>	<p><b>6</b></p>  <p><math>0</math></p>
<p><b>7</b></p>  <p><math>-K_U y</math></p>	<p><b>8</b></p>  <p><math>0</math></p>	<p><b>9</b></p>  <p><math>y</math></p>
<p><b>10</b></p>  <p><math>-K_U y - Y</math></p>	<p><b>11</b></p>  <p><math>y(1 + K_U)</math></p>	<p><b>12</b></p>  <p><math>-Y</math></p>



Таблица 1.8. Элементарные схемы УТ в базисе импедансов  
и их определители

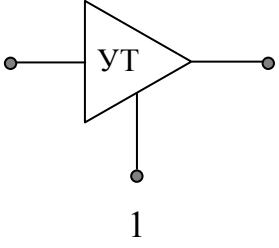
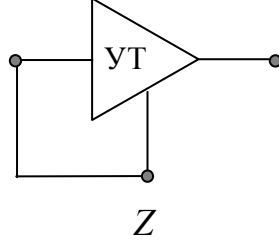
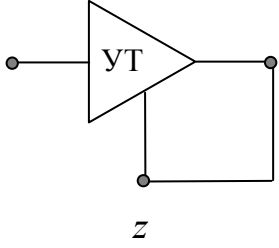
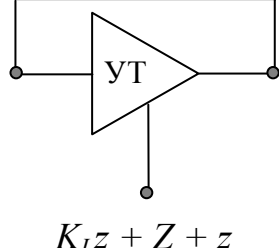
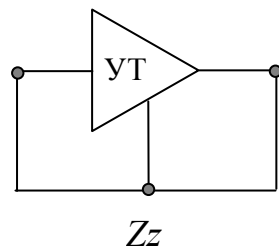
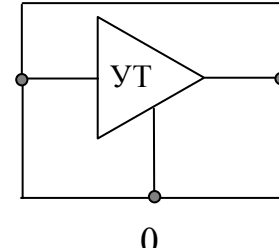
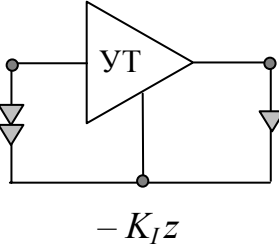
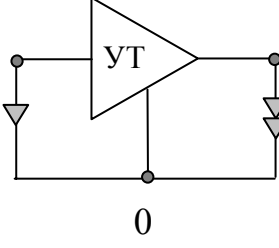
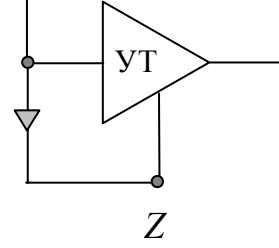
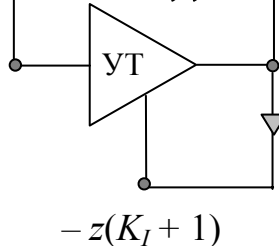
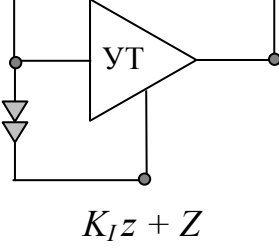
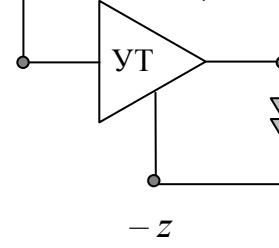
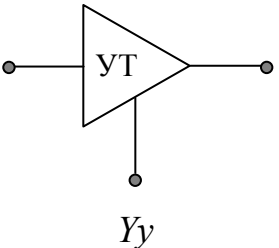
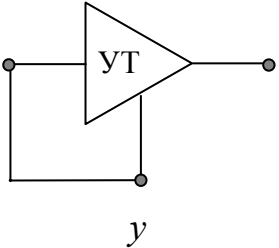
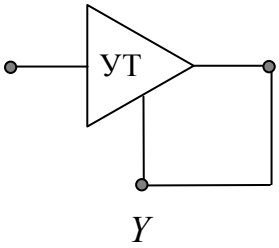
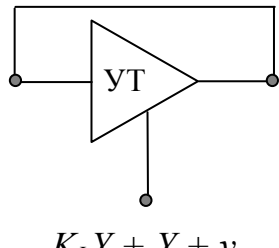
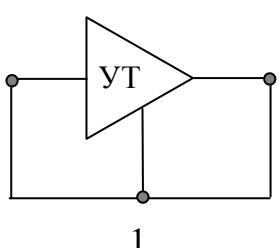
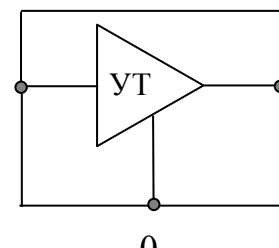
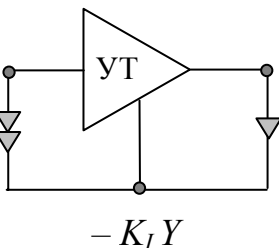
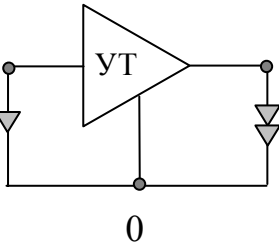
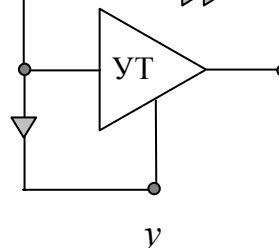
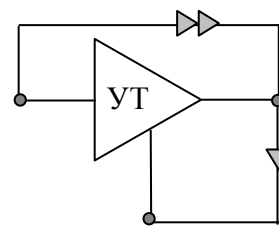
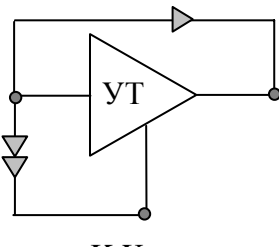
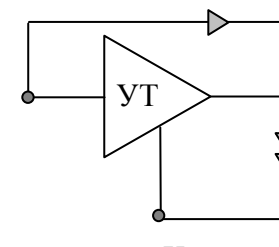
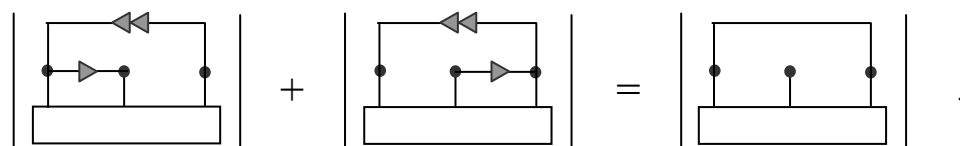
<p><b>1</b></p>  <p>1</p>	<p><b>2</b></p>  <p>Z</p>	<p><b>3</b></p>  <p>z</p>
<p><b>4</b></p>  <p><math>K_I z + Z + z</math></p>	<p><b>5</b></p>  <p>Zz</p>	<p><b>6</b></p>  <p>0</p>
<p><b>7</b></p>  <p><math>-K_I z</math></p>	<p><b>8</b></p>  <p>0</p>	<p><b>9</b></p>  <p>Z</p>
<p><b>10</b></p>  <p><math>-z(K_I + 1)</math></p>	<p><b>11</b></p>  <p><math>K_I z + Z</math></p>	<p><b>12</b></p>  <p><math>-z</math></p>

Таблица 1.9. Элементарные схемы УТ в базисе адмитансов и их определители

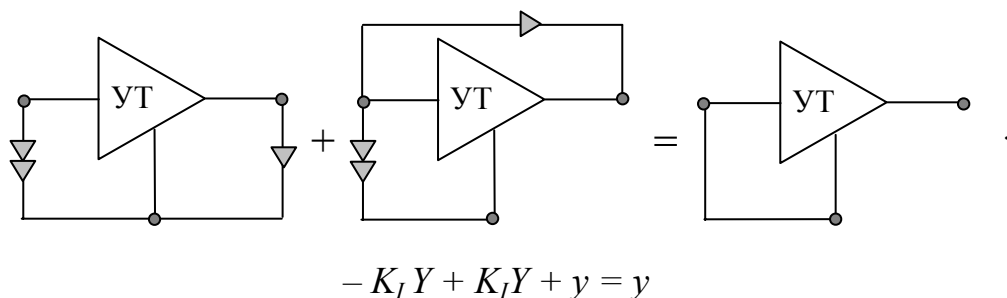
<p><b>1</b></p>  <p><math>Yy</math></p>	<p><b>2</b></p>  <p><math>y</math></p>	<p><b>3</b></p>  <p><math>Y</math></p>
<p><b>4</b></p>  <p><math>K_I Y + Y + y</math></p>	<p><b>5</b></p>  <p>1</p>	<p><b>6</b></p>  <p>0</p>
<p><b>7</b></p>  <p><math>-K_I Y</math></p>	<p><b>8</b></p>  <p>0</p>	<p><b>9</b></p>  <p><math>y</math></p>
<p><b>10</b></p>  <p><math>-Y(K_I + 1)</math></p>	<p><b>11</b></p>  <p><math>K_I Y + y</math></p>	<p><b>12</b></p>  <p><math>-Y</math></p>

Необходимо отметить, что в табл. 1.6 – 1.9: 1) изменение ориентации ГНУИ или ПНУИ приводит к изменению знака определителя [25]; 2) приведены только определители для инверсных ОП (для неинверсных ОП знак перед параметром  $K$  меняется на противоположный); 3) для каждого из усилителей (УН и УТ) возможен переход от иммитансной к адмитансной схеме (и обратный переход). Например, для перехода от иммитансной (см. табл. 1.6) к адмитансной (см. табл. 1.7) схеме необходимо соответствующие ячейки табл. 1.6 поделить на выражение ( $Zz$ ), а при переходе от адмитансной (см. табл. 1.7) к иммитансной (см. табл. 1.6) схеме необходимо соответствующие ячейки табл. 1.7 поделить на выражение ( $Yy$ ) [13, 19].

Для невырожденной неавтономной линейной электрической цепи когда контур состоит из трех ветвей справедливо следующее тождество [24]



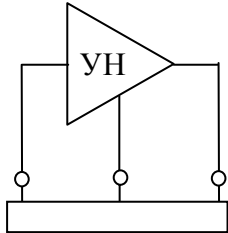
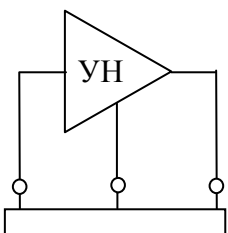
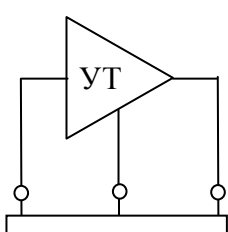
Представленные в табл. 1.6. – 1.9 элементарные схемы также удовлетворяют последнему выражению. Они образуют своеобразные триады: 1) ячейки 2, 7, 11; 2) ячейки 3, 8, 12; 3) ячейки 4, 9, 10. Например,

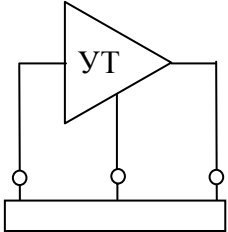
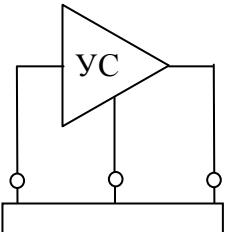
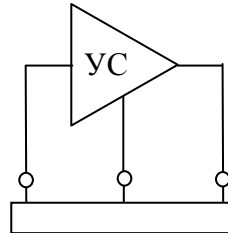


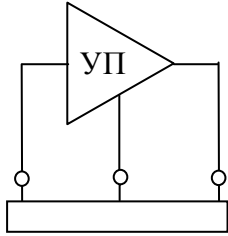
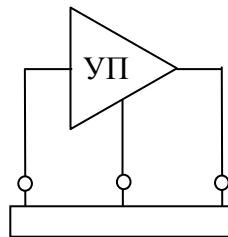
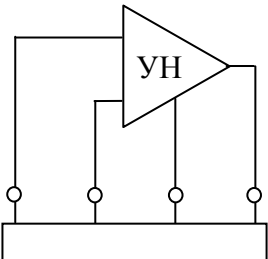
Эта триада образуется путем закрепления ГНУИ и последовательного перемещения ПНУИ по контуру, направление обхода которого выбирается произвольно (в рассматриваемом случае направление обхода контура принято по часовой стрелке).

Если в схеме более одного усилителя, то используется формула выделения усилителя (см. табл. 1.10). После применения этой формулы задача нахождения определителя снова сводится к элементарным схемам.

Таблица 1.10. Схемно-алгебраические выражения для выделения параметров операционных преобразователей

№	Исходное схемно-алгебраическое выражение	Эквивалентное схемно-алгебраическое выражение
1	2	3
1	УН с конечным коэффициентом усиления $K_U$ , входным сопротивлением $Z$ и выходным сопротивлением $z$	
		$  \begin{aligned}  & zK_U \left  \begin{array}{c} \leftarrow \quad \rightarrow \\ \hline \end{array} \right  + z \left[ Z \left  \begin{array}{c} \quad \quad \quad \\ \hline \end{array} \right  + \right. \\  & \left. + \left  \begin{array}{c} \quad \quad \quad \\ \hline \end{array} \right  \right] + Z \left  \begin{array}{c} \quad \quad \quad \\ \hline \end{array} \right  + \\  & + \left  \begin{array}{c} \quad \quad \quad \\ \hline \end{array} \right   \end{aligned}  $
2	УН с конечным коэффициентом усиления $K_U$ , входной проводимостью $Y$ и выходной проводимостью $y$	
		$  \begin{aligned}  & yK_U \left  \begin{array}{c} \leftarrow \quad \rightarrow \\ \hline \end{array} \right  + Y \left[ y \left  \begin{array}{c} \quad \quad \quad \\ \hline \end{array} \right  + \right. \\  & \left. + \left  \begin{array}{c} \quad \quad \quad \\ \hline \end{array} \right  \right] + y \left  \begin{array}{c} \quad \quad \quad \\ \hline \end{array} \right  + \\  & + \left  \begin{array}{c} \quad \quad \quad \\ \hline \end{array} \right   \end{aligned}  $
3	УТ с конечным коэффициентом усиления $K_I$ , входным сопротивлением $Z$ и выходным сопротивлением $z$	
		$  \begin{aligned}  & zK_I \left  \begin{array}{c} \leftarrow \quad \rightarrow \\ \hline \end{array} \right  + z \left[ Z \left  \begin{array}{c} \quad \quad \quad \\ \hline \end{array} \right  + \right. \\  & \left. + \left  \begin{array}{c} \quad \quad \quad \\ \hline \end{array} \right  \right] + Z \left  \begin{array}{c} \quad \quad \quad \\ \hline \end{array} \right  + \\  & + \left  \begin{array}{c} \quad \quad \quad \\ \hline \end{array} \right   \end{aligned}  $

1	2	3
4	<p style="text-align: center;">УТ с конечным коэффициентом усиления <math>K_I</math>, входной проводимостью <math>Y</math> и выходной проводимостью <math>y</math></p> 	$  \begin{aligned}  & YK_I \left  \begin{array}{c} \circ \leftarrow \circ \rightarrow \circ \\ \hline \end{array} \right  + Y \left[ y \left  \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \text{---} \circ \\ \hline \end{array} \right  + \right. \\  & + \left. \left  \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \text{---} \circ \\ \hline \end{array} \right  \right] + y \left  \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \text{---} \circ \\ \hline \end{array} \right  + \\  & + \left  \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \text{---} \circ \\ \hline \end{array} \right   \end{aligned}  $
5	<p style="text-align: center;">УС с конечным коэффициентом усиления <math>K_Z</math>, входным сопротивлением <math>Z</math> и выходным сопротивлением <math>z</math></p> 	$  \begin{aligned}  & K_Z \left  \begin{array}{c} \circ \leftarrow \circ \rightarrow \circ \\ \hline \end{array} \right  + z \left[ Z \left  \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \text{---} \circ \\ \hline \end{array} \right  + \right. \\  & + \left. \left  \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \text{---} \circ \\ \hline \end{array} \right  \right] + Z \left  \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \text{---} \circ \\ \hline \end{array} \right  + \\  & + \left  \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \text{---} \circ \\ \hline \end{array} \right   \end{aligned}  $
6	<p style="text-align: center;">УС с конечным коэффициентом усиления <math>K_Z</math>, входной проводимостью <math>Y</math> и выходной проводимостью <math>y</math></p> 	$  \begin{aligned}  & yYK_Z \left  \begin{array}{c} \circ \leftarrow \circ \rightarrow \circ \\ \hline \end{array} \right  + Y \left[ y \left  \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \text{---} \circ \\ \hline \end{array} \right  + \right. \\  & + \left. \left  \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \text{---} \circ \\ \hline \end{array} \right  \right] + y \left  \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \text{---} \circ \\ \hline \end{array} \right  + \\  & + \left  \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \text{---} \circ \\ \hline \end{array} \right   \end{aligned}  $

1	2	3
7	<p style="text-align: center;">УП с конечным коэффициентом усиления <math>K_Y</math>, входным сопротивлением <math>Z</math> и выходным сопротивлением <math>z</math></p> 	$zZK_Y \left  \begin{array}{c} \leftarrow \quad \rightarrow \\ \hline \end{array} \right  + z \left[ Z \left  \begin{array}{c} \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right  + \right. \\ \left. + \left  \begin{array}{c} \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right  \right] + Z \left  \begin{array}{c} \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right  + \\ \left. + \left  \begin{array}{c} \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right  \right.$
8	<p style="text-align: center;">УП с конечным коэффициентом усиления <math>K_Y</math>, входной проводимостью <math>Y</math> и выходной проводимостью <math>y</math></p> 	$\left  \begin{array}{c} \leftarrow \quad \rightarrow \\ \hline \end{array} \right  + Y \left[ y \left  \begin{array}{c} \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right  + \right. \\ \left. + \left  \begin{array}{c} \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right  \right] + y \left  \begin{array}{c} \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right  + \\ \left. + \left  \begin{array}{c} \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right  \right.$
9	<p style="text-align: center;">УН с конечным коэффициентом усиления <math>K_U</math>, входным сопротивлением <math>Z</math> и выходным сопротивлением <math>z</math></p> 	$Zz \left  \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right  + z \left  \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right  + \\ + Z \left  \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right  + \left  \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right  + \\ + ZK_U \left  \begin{array}{c} \leftarrow \quad \rightarrow \\ \hline \end{array} \right $

Для автоматизации получения САФ предлагается программа CIRMUL, разработанная *В. В. Филаретовым*, которая предназначена для получения схемно-алгебраических выражений схемных определителей и символьных выражений откликов. С помощью программы CIRMUL могут быть получены САФ для произвольных линейных многополюсников и подсchem, а не только простейших многополюсников, помещенных в табл. 1.10. Программа предусматривает использование в схеме одного многополюсника с числом полюсов от двух до девяти.

## 1.6. СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИЕ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТЕЙ

Из (1.5) выражаем  $\delta_U$  и  $\delta_I$  соответственно

$$\delta_U = \frac{U_i}{U} \cdot \frac{Z_1}{m_U Z_2} - 1; \quad \delta_I = \frac{I_i}{I} \cdot \frac{Y_1}{m_I Y_2} - 1.$$

Последние выражения можно записать

$$\delta_U = \frac{U_i}{U} \cdot \frac{\frac{1}{m_U} \cdot \frac{1}{Z_2}}{\frac{1}{Z_1}} - 1; \quad \delta_I = \frac{I_i}{I} \cdot \frac{\frac{1}{m_I} \cdot \frac{1}{Y_2}}{\frac{1}{Y_1}} - 1.$$

Согласно выражения (1.7)

$$H = \frac{N}{D} = \frac{U_i}{U}; \quad H = \frac{N}{D} = \frac{I_i}{I}.$$

На основе формул, приведенных выше, и с учетом выражений (1.9), (1.10) получаем окончательные выражения для методических погрешностей

$$\delta_U = \frac{\frac{1}{m_U} \left( \frac{1}{Z_2} N_{Z_2} + N^{Z_2} \right)}{\frac{1}{Z_1} D_{Z_1} + D^{Z_1}} - 1; \quad \delta_I = \frac{\frac{1}{m_I} \left( \frac{1}{Y_2} N^{Y_2} + N_{Y_2} \right)}{\frac{1}{Y_1} D^{Y_1} + D_{Y_1}} - 1. \quad (1.20)$$

Эти выражения позволяют непосредственно находить погрешности операционных преобразователей, в то время как погрешность из выражения (1.5) находится путем громоздких преобразований.

Овладение методами преобразований активных электрических цепей [5,7] позволяет во многих случаях избежать повторного нахождения передаточных функций и формул для расчета методических погрешностей схем, обладающих структурной и элементной симметрией. К таким схемам относятся схемы, удовлетворяющие принципам дуальности [19] и взаимосоответствия [13], взаимно обратные (реверсивные) [10] или инверсные [11] схемы.

## 2. ПАССИВНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Электрические схемы пассивных ОП представлены на рис. 2.1 и 2.2.

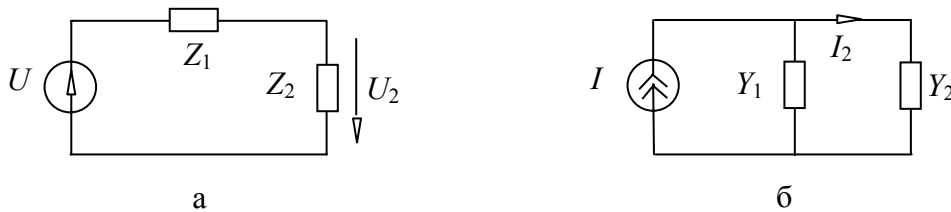


Рис. 2.1. Схемы пассивных ОП

Рассмотрим как формируется выражение для методической погрешности ОП, представленных на рис. 2.1, а (см. табл. 2.1 и табл. 2.2)

Таблица 2.1. Формирование числителя ССФ для схемы на рис. 2.1, а

№	Наименование операций и схемно-алгебраические выражения (САВ)
1	2
1	<p>Построение исходного САВ числителя (см. строку 1 в табл. 1.1)</p> <p><math>N =</math></p>
2	<p>Формирование первого слагаемого числителя (см. выражение (1.20)) путем стягивания сопротивления <math>Z_2</math>. При этом стягивается сопротивление <math>Z_1</math> в соответствии со строкой 3 в табл. 1.3. Определитель получившейся схемы равен нулю, так как образовались петли с ГНУИ и ПНУИ</p> <p><math>N_{Z_2} =</math></p>



Окончание табл. 2.1

1	2
3	<p>Формирование второго слагаемого числителя (см. выражение (1.20)) путем удаления сопротивления <math>Z_2</math>. При этом стягивается сопротивление <math>Z_1</math> в соответствии со строкой 3 в табл. 1.3. Определитель получившейся схемы в соответствии с рис. 1.4 будет равен</p> $N^{Z_2} = \begin{array}{ c } \hline \text{---} \\ \hline \text{---} \\ \hline \end{array} = 1$

Таблица 2.2. Формирование знаменателя ССФ для схемы на рис. 2.1, а

№	Наименование операций и схемно-алгебраические выражения (САВ)
1	<p>Построение исходного САВ знаменателя (см. строку 1 в табл. 1.1)</p> $D = \begin{array}{ c } \hline \text{---} \\ \hline \text{---} \\ \hline \end{array} \begin{array}{ c } \hline \text{---} \\ \hline \end{array}$
2	<p>Формирование первого слагаемого знаменателя (см. выражение (1.20)) путем стягивания сопротивления <math>Z_1</math>. Определитель получившейся схемы в соответствии с рис. 1.3 равен</p> $D_{Z_1} = \begin{array}{ c } \hline \text{---} \\ \hline \text{---} \\ \hline \end{array} = Z_2$
3	<p>Формирование второго слагаемого числителя (см. выражение (1.20)) путем удаления сопротивления <math>Z_1</math>. Определитель получившейся схемы в соответствии с рис. 1.3 будет равен</p> $D^{Z_1} = Z_2 \begin{array}{ c } \hline \text{---} \\ \hline \end{array} = 1$

После подстановки соответствующих определителей из табл. 2.1 и табл. 2.2 в (1.20) получаем окончательное выражение для методической погрешности ОП

$$\delta_U = \frac{1}{\frac{Z_2}{Z_1} + 1} - 1 \approx -\frac{Z_2}{Z_1}. \quad (2.1)$$

Аналогично получаем выражение для методической погрешности ОП по рис. 2.1, б

$$\delta_I = \frac{1}{\frac{Y_2}{Y_1} + 1} - 1 \approx -\frac{Y_2}{Y_1}. \quad (2.2)$$

В выражениях (2.1) и (2.2) приближенные равенства выполняются при  $|\alpha| \ll 1$ . Методическая погрешность ОП на рис. 2.1 уменьшается с уменьшением  $\alpha$  и стремится к нулю при  $\alpha \rightarrow 0$  (условие компенсации методической погрешности). Выполнение условия  $|\alpha| \ll 1$  для пассивных ОП связано с уменьшением чувствительности, так как при этом уменьшается выходной сигнал. Требование малой методической погрешности и высокой чувствительности могут быть удовлетворены при включении на выход ОП усилителя, но при этом за счет нестабильности коэффициента усиления увеличивается инструментальная погрешность устройства.

На рис. 2.2 изображены электрические схемы ОП с разделительным трансформатором.

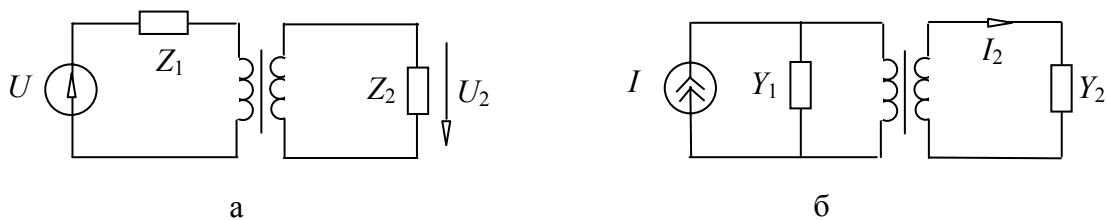


Рис. 2.2. Схемы ОП с разделительным трансформатором

Воспользовавшись приведенной схемой трансформатора (см. рис. 1.7) найдем, что функции преобразования будут определяться выражениями (1.20), в которых  $m_U = 1/m_I = n_2/n_1$ .

Рассмотрим как формируется выражение для методической погрешности ОП, представленного на рис. 2.2, б (см. табл. 2.3 и табл. 2.4).

Таблица 2.3. Формирование числителя ССФ для схемы на рис. 2.2, б

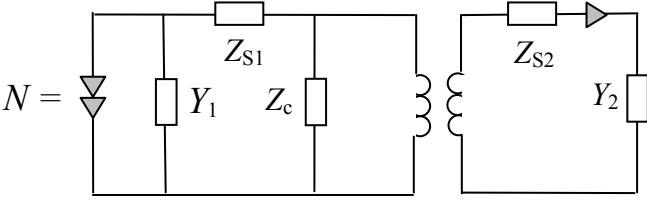
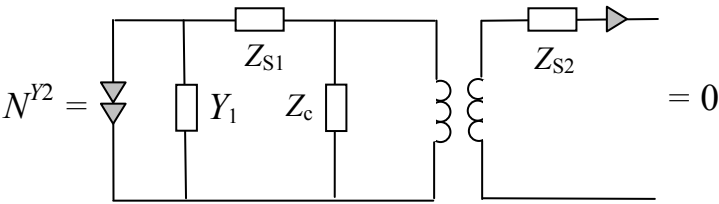
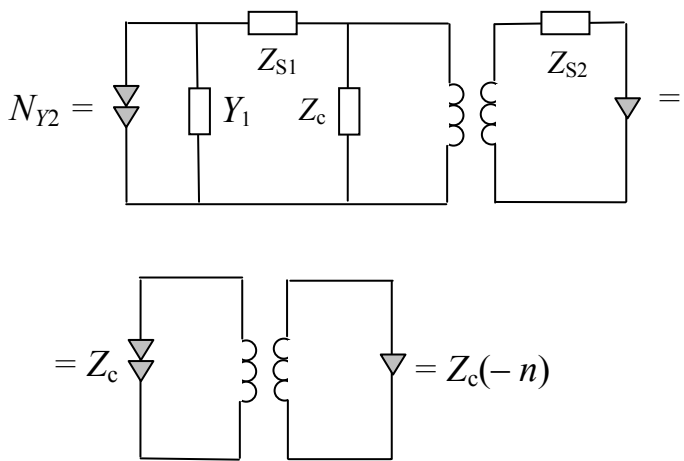
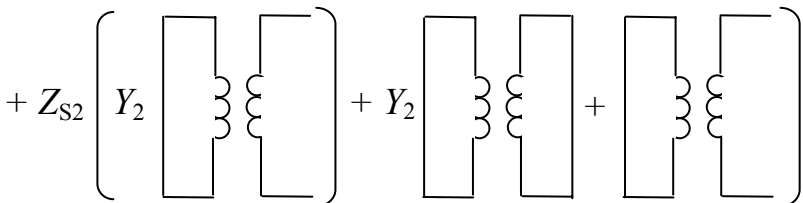
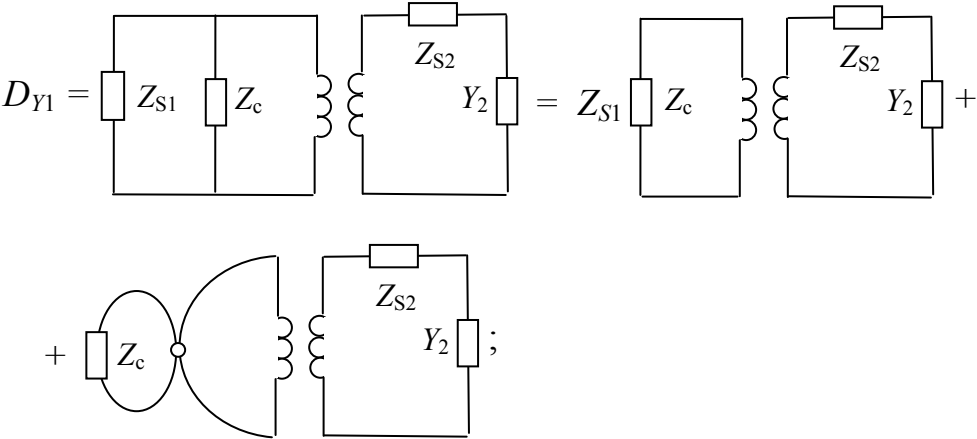
№	Наименование операций и схемно-алгебраические выражения (САВ)
1	<p>Построение исходного САВ числителя (см. строку 4 в табл. 1.1) с учетом схемы замещения трансформатора (см. рис. 1.7)</p>  <p style="text-align: center;"><math>N =</math></p>
2	<p>Формирование первого слагаемого числителя (см. выражение (1.20)) путем удаления проводимости <math>Y_2</math>. Определитель получившейся схемы равен нулю, так как образовалась разомкнутая ветвь с ПНУИ</p>  <p style="text-align: center;"><math>N^{Y_2} =</math> <span style="float: right;"><math>= 0</math></span></p>
3	<p>Формирование второго слагаемого числителя (см. выражение (1.20)) путем стягивания проводимости <math>Y_2</math>. В получившейся схеме удаляется проводимость <math>Y_1</math> (в соответствии со строкой 1 в табл. 1.3), стягиваются сопротивления <math>Z_{S1}</math> и <math>Z_{S2}</math> (в соответствии со строкой 3 в табл. 1.3) и выделяется сопротивление <math>Z_c</math> (в соответствии со строкой 1 в табл. 1.2). В результате получается элементарная схема (см. табл. 1.4)</p>  <p style="text-align: center;"><math>N_{Y_2} =</math> <span style="float: right;"><math>=</math></span></p> <p style="text-align: center;"><math>= Z_c</math> <span style="float: right;"><math>= Z_c(-n)</math></span></p>

Таблица 2.4. Формирование знаменателя ССФ для схемы на рис. 2.2, б

№	Наименование операций и схемно-алгебраические выражения (САВ)
1	2
1	<p data-bbox="276 416 1385 495">Построение исходного САВ знаменателя (см. строку 4 в табл. 1.1) с учетом схемы замещения трансформатора (см. рис. 1.7)</p> <div data-bbox="555 517 1098 707" style="text-align: center;"> <p data-bbox="555 595 1098 640"><math>D =</math></p> </div>
2	<p data-bbox="276 775 1385 976">Формирование первого слагаемого знаменателя (см. выражение (1.20)) путем удаления проводимости <math>Y_1</math>. Сопротивление <math>Z_{S1}</math> стягивается в соответствии с (1.9), так как его удаление приводит к вырождению схемы. В получившейся схеме рекурсивно выделяются сопротивления <math>Z_c</math> и <math>Z_{S2}</math> в соответствии с (1.9).</p> <div data-bbox="288 999 1326 1671" style="text-align: center;"> <p data-bbox="288 1077 1326 1122"><math>D^{Y1} =</math></p> <p data-bbox="288 1245 1326 1435"><math>= Z_c \left( \begin{array}{c} \text{Circuit with } Z_{S2} \text{ and } Y_2 \end{array} + \begin{array}{c} \text{Circuit with } Z_{S2} \text{ and } Y_2 \end{array} \right) + \begin{array}{c} \text{Circuit with } Z_{S2} \text{ and } Y_2 \end{array} +</math></p> <p data-bbox="288 1480 560 1671"><math>\begin{array}{c} \text{Circuit with } Y_2 \end{array} ;</math></p> </div> <p data-bbox="276 1693 1385 1771">В получившемся выражении выделяются проводимости <math>Y_2</math> в каждом из слагаемых</p> <div data-bbox="344 1805 1286 2007" style="text-align: center;"> <p data-bbox="344 1872 1286 1917"><math>D^{Y1} = Z_c \left( \begin{array}{c} \text{Circuit with } Z_{S2} \text{ and } Y_2 \end{array} + \begin{array}{c} \text{Circuit with } Y_2 \end{array} + \begin{array}{c} \text{Circuit with } Y_2 \end{array} \right) +</math></p> </div>

1	2
	<div style="text-align: center;">  </div> <p>Подставляя в последнее выражение определители элементарных схем трансформатора (см. табл. 1.4) получаем окончательное выражение</p> $D^{Y1} = Z_c[Z_{S2}[Y_2(0)] + Y_2 n^2 + 0] + Z_{S2}[Y_2(1)] + Y_2(0) + 1 =$ $= Z_c Y_2 n^2 + Z_{S2} Y_2 + 1$
3	<p>Формирование второго слагаемого знаменателя (см. выражение (1.20)) путем стягивания проводимости <math>Y_1</math>. В получившейся схеме выделяется сопротивление <math>Z_{S1}</math> в соответствии с выражением (1.9)</p> <div style="text-align: center;">  </div> <p>Как видно, первое слагаемое совпадает с <math>D^{Y1}</math> (см. строку 2), а второе – после выделения <math>Z_c</math> совпадает с третьим и четвертым слагаемым <math>D^{Y1}</math>. Таким образом, получаем окончательное выражение</p> $D_{Y1} = Z_{S1}[Z_c Y_2 n^2 + Z_{S2} Y_2 + 1] + Z_c[Z_{S2} Y_2 + 1]$

После подстановки соответствующих определителей из табл. 2.3 и табл. 2.4 в (1.20) получаем выражение для методической погрешности ОП с учетом  $m_U = 1/m_I = n_2/n_1 = n$

$$\delta_I = \frac{n \left( \frac{1}{Y_2} (0) - nZ_c \right)}{\frac{1}{Y_1} \left[ n^2 Z_c Y_2 + Z_{S2} Y_2 + 1 \right] + \left[ n^2 Y_2 (Z_c Z_{S1}) + Y_2 Z_{S2} (Z_{S1} + Z_c) + Z_{S1} + Z_c \right]} - 1,$$

и окончательное выражение, полученное после преобразования последнего выражения

$$\delta_I = \frac{-m_U^2}{\left( 1 + \frac{Z_{S2}}{Z_2} \right) \left( 1 + \frac{Z_1 + Z_{S1}}{Z_c} \right) + m_U^2 \frac{Z_1 + Z_{S1}}{Z_2}} - 1 \approx -1 - \frac{Z_1}{Z_c} - m_U^2 \left( 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right). \quad (2.3)$$

Аналогично получаем выражение для методической погрешности ОП по рис. 2.2, а

$$\delta_U = \frac{m_I^2}{1 + \frac{Z_{S1}}{Z_1} + m_I^2 \frac{Z_2 + Z_{S2}}{Z_c} \left( 1 + \frac{Z_{S1} + Z_c}{Z_1} \right)} - 1 \approx -1 - m_I^2 \left( \frac{Z_2}{Z_1 \parallel Z_c} - 1 \right). \quad (2.4)$$

Приближенные равенства выполняются при достаточно малых погрешностях  $\delta_U$  и  $\delta_I$  и при пренебрежимо малом влиянии  $Z_{si}$  ( $i = 1$  и  $2$ ). Здесь  $n_i$  есть количество витков первичной ( $i = 1$ ) и вторичной ( $i = 2$ ) обмоток трансформатора,  $Z_{si} = r_i + pL_{si}$ , где  $r_i$  и  $L_{si}$  есть активные сопротивления и индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток;  $Z_c = r_c \parallel pL_1$ , где  $r_c$  есть сопротивление эквивалентное потерям и сердечнике,  $L_1$  есть индуктивность первичной обмотки. Для выполнения условия малости методической погрешности в ОП по рис. 2.2, а, б должны использоваться соответственно трансформаторы тока и напряжения.

### Выводы

В ОП с разделительным трансформатором имеется дополнительная возможность уменьшения методической погрешности за счет уменьшения коэффициента трансформации  $m_I$  (рис. 2.2, а) или  $m_U$  (рис. 2.2, б). Это позволяет работать при значениях параметра  $|\alpha|$  близких и даже больших единицы. Здесь также как и для ОП, представленных на рис. 2.1 уменьшение методической погрешности связано с уменьшением чувствительности.

Пассивные ОП можно использовать там, где не предъявляются высокие требования к малости методической погрешности.

### 3. АКТИВНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С РАЗОМКНУТОЙ СТРУКТУРНОЙ СХЕМОЙ

Причиной возникновения методической погрешности в пассивных ОП является наличие обратной реакции выходного сигнала. Например, ток, протекающий через импеданс  $Z_1$ , зависит от выходного напряжения на  $Z_2$ , (рис. 2.1,а) или падение напряжения на  $Y_2$  зависит от тока протекающего через  $Y_1$  (рис. 2.1, б).

Для исключения обратной реакции в ОП на рис. 2.1,а между  $W_1$  и  $W_2$  необходимо включить усилитель (повторитель) тока, а для ОП на рис. 2.1, б – усилитель (повторитель) напряжения. Напомним, что для идеального усилителя тока (УТ) входная проводимость  $Y = \infty$ , а выходная проводимость  $y = 0$ . Для идеального усилителя напряжения (УН) входное сопротивление  $Z = \infty$ , а выходное сопротивление  $z = 0$ .

Соответствующие схемы активных ОП приведены на рис. 3.1.

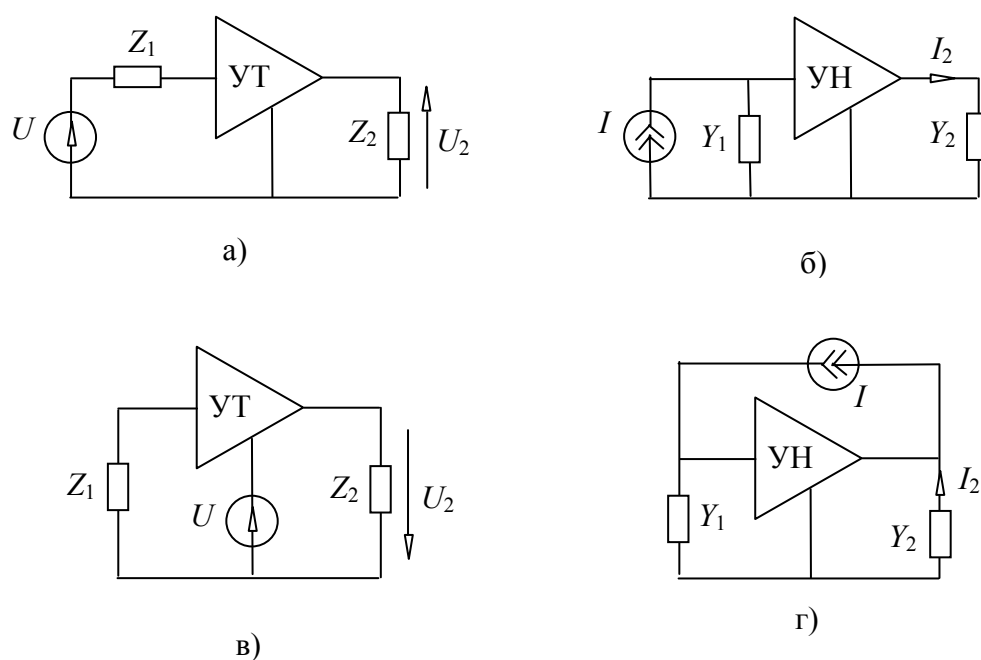


Рис. 3.1. Активные ОП с разомкнутой структурной схемой

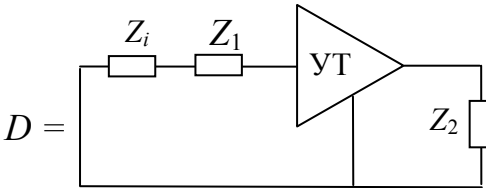
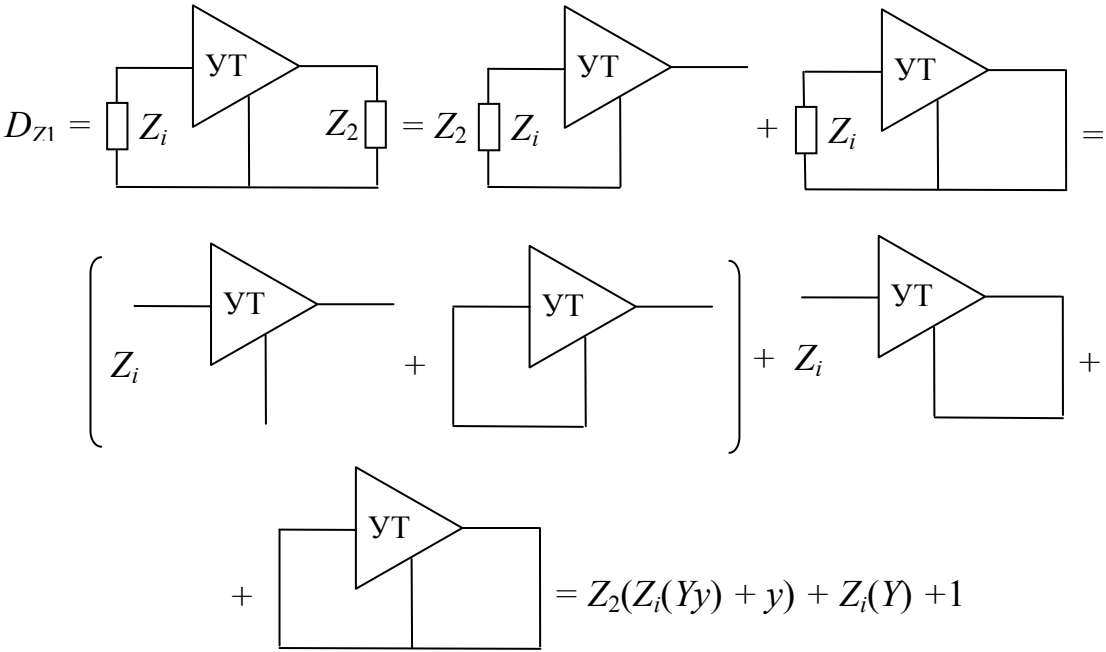
Рассмотрим как формируется функция преобразования ОП, представленного на рис. 3.1, а. (см. табл. 3.1 и табл. 3.2).

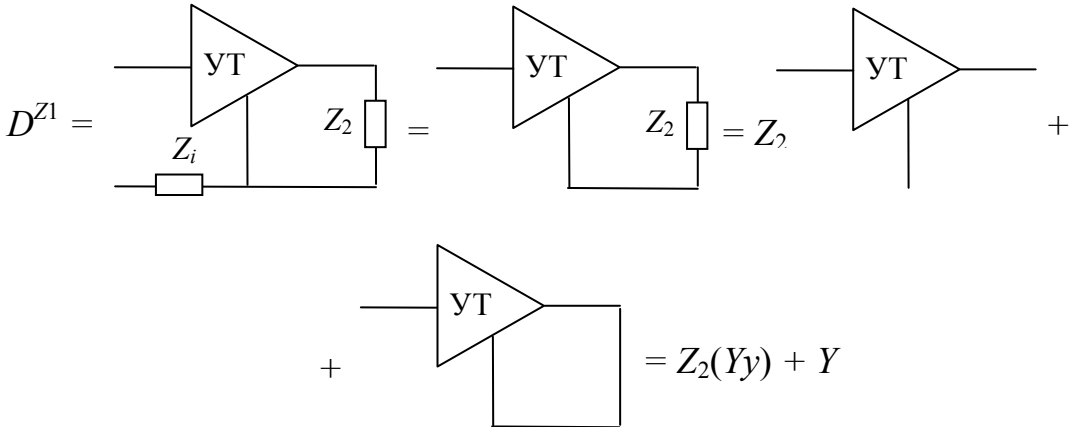
Таблица 3.1. Формирование числителя ССФ для схемы на рис. 3.1, а

№	Наименование операций и схемно-алгебраические выражения (САВ)
1	<p>Построение исходного САВ числителя (см. строку 1 в табл. 1.1)</p> 
2	<p>Формирование первого слагаемого числителя (см. выражение (1.20)) путем стягивания сопротивления <math>Z_2</math>. Определитель получившейся схемы равен нулю, так как образовалась петля с ПНУИ</p> 
3	<p>Формирование второго слагаемого числителя (см. выражение (1.20)) путем удаления сопротивления <math>Z_2</math>. При этом стягивается сопротивление <math>(Z_1 + Z_i)</math> в соответствии со строкой 3 в табл. 1.3. В результате получается элементарная схема УИ, определитель которой находится из табл. 1.9.</p> 



Таблица 3.2. Формирование знаменателя ССФ для схемы на рис. 3.1, а

№	Наименование операций и схемно-алгебраические выражения (САВ)
1	2
1	<p data-bbox="308 416 1353 450">Построение исходного САВ знаменателя (см. строку 1 табл. 1.1).</p> <div data-bbox="582 521 1070 707" style="text-align: center;">  </div>
2	<p data-bbox="272 797 1390 999">Формирование первого слагаемого знаменателя (см. выражение (1.20)) путем стягивание сопротивления <math>Z_1</math>. Рекурсивное выделение сопротивлений <math>Z_2</math> и <math>Z_i</math> в соответствии с выражением (1.9) и подстановка вместо получившихся элементарных схем их определителей из табл. 1.9.</p> <div data-bbox="272 1093 1382 1742" style="text-align: center;">  </div>

1	2
	<p>Формирование второго слагаемого знаменателя (см. выражение (1.20)) путем удаления сопротивления <math>Z_1</math>. Стягивание сопротивления <math>Z_i</math> в соответствии с выражением (1.9). Выделение сопротивления <math>Z_2</math> в соответствии с выражением (1.9) и подстановка вместо образованных элементарных схем их определителей из табл. 1.9.</p>  <p style="text-align: center;"><math>D^{Z1} =</math></p>

После подстановки соответствующих определителей из табл. 3.1 и табл. 3.2 в (1.20) получаем выражение для методической погрешности ОП с учетом  $m_U = K_I$

$$\delta_U = \frac{\frac{1}{K_I} \left( \frac{1}{Z_2} (0) + K_I Y \right)}{\frac{1}{Z_1} [Z_2 (Z_i (Yy) + y) + Z_i (Y) + 1] + [Z_2 (Yy) + Y]} - 1,$$

и окончательное выражение, полученное после преобразования последнего выражения

$$\delta_U = \frac{1}{\left(1 + \frac{y}{Y_2}\right) \left(1 + \frac{Y_1}{Y_i} + \frac{Y_1}{Y}\right)} - 1 \approx -\frac{Y_1}{Y_i} - \frac{Y_1}{Y} - \frac{y}{Y_2}. \quad (3.1)$$

Аналогично получаем выражение для методической погрешности ОП по рис. 3.1, б с учетом  $m_I = K_U$

$$\delta_I = \frac{1}{\left(1 + \frac{z}{Z_2}\right) \left(1 + \frac{Z_1}{Z_i} + \frac{Z_1}{Z}\right)} - 1 \approx -\frac{Z_1}{Z_i} - \frac{Z_1}{Z} - \frac{z}{Z_2}. \quad (3.2)$$

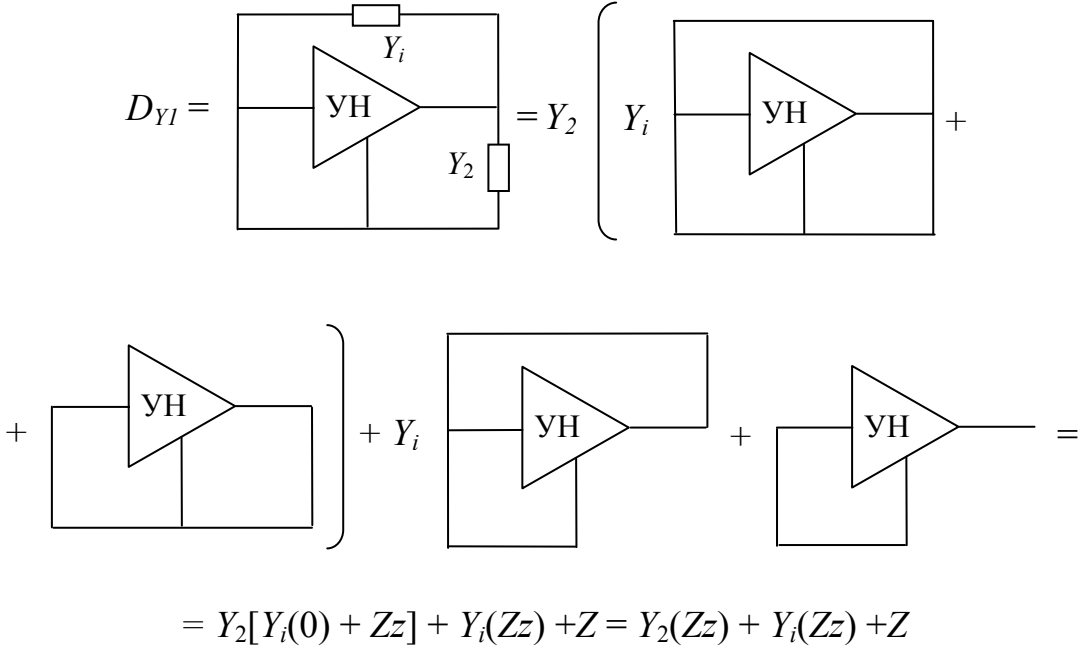
Рассмотрим как формируется функция преобразования ОП, представленного на рис. 3.1, г (см. табл. 3.3 и табл. 3.4).

Таблица 3.3. Формирование числителя ССФ для схемы на рис. 3.1, г

№	Наименование операций и схемно-алгебраические выражения (САВ)
1	<p>Построение исходного САВ числителя (см. строку 4 табл. 1.1)</p>  <p style="text-align: center;"><math>N =</math></p>
2	<p>Формирование первого слагаемого числителя (см. выражение (1.20)) путем удаления проводимости <math>Y_2</math>. При этом удаляется проводимость <math>Y_2</math> в соответствии со строкой 1 в табл. 1.3. Определитель получившейся схемы равен нулю, так как образовалась разомкнутая ветвь с ПНУИ</p>  <p style="text-align: center;"><math>N^{Y_2} = \dots = 0</math></p>
3	<p>Формирование второго слагаемого числителя (см. выражение (1.20)) путем стягивания проводимости <math>Y_2</math>. При этом удаляется проводимость <math>Y_i</math> в соответствии со строкой 1 в табл. 1.3. Выделение проводимости <math>Y_1</math> в соответствии с выражением (1.10) и подстановка вместо получившихся элементарных схем их определителей из табл. 1.6.</p>  <p style="text-align: center;"><math>N_{Y_2} = \dots = Y_1 \dots + \dots = Y_1(-Zz) + K_U Z - z</math></p>

Таблица 3.4. Формирование знаменателя ССФ для схемы на рис. 3.1, г

№	Наименование операций и схемно-алгебраические выражения (САВ)
1	2
1	<p data-bbox="316 421 1353 454">Построение исходного САВ знаменателя (см. строку 4 табл. 1.1)</p> <div data-bbox="587 533 994 757" style="text-align: center;"> <p data-bbox="587 622 667 656"><math>D =</math></p> </div>
2	<p data-bbox="276 857 1385 1059">Формирование первого слагаемого знаменателя (см. выражение (1.20)) путем удаления проводимости <math>Y_1</math>. Рекурсивное выделение проводимостей <math>Y_2</math> и <math>Y_i</math> в соответствии с выражением (1.10) и подстановка вместо образованных элементарных схем их определителей из табл. 1.6.</p> <div data-bbox="292 1137 1377 1809" style="text-align: center;"> <p data-bbox="427 1227 1289 1272"><math>D^{Y1} =</math></p> <p data-bbox="547 1765 1114 1809"><math>= Y_2(Y_i(Zz) + z) + Y_i(-K_U Z + Z + z) + 1</math></p> </div>

1	2
3	<p>Формирование второго слагаемого знаменателя (см. выражение (1.20)) путем стягивания проводимости <math>Y_1</math>. Рекурсивное выделение проводимостей <math>Y_2</math> и <math>Y_i</math> в соответствии с выражением (1.10) и подстановка вместо образованных элементарных схем их определителей из табл. 1.6.</p>  <p style="text-align: center;"> <math display="block">D_{Y1} = Y_2[Y_i(0) + Zz] + Y_i(Zz) + Z = Y_2(Zz) + Y_i(Zz) + Z</math> </p>

После подстановки соответствующих определителей из табл. 3.3 и табл. 3.4 в (1.20) получаем выражение для методической погрешности ОП с учетом  $m_I = K_U$

$$\delta_I = \frac{\frac{1}{K_U} \left( \frac{1}{Y_2}(0) + (Y_1(-Zz) + K_U Z - z) \right)}{\frac{1}{Y_1} [Y_2(Y_i(Zz) + z) + Y_i(-K_U Z + Z + z) + 1] + [Y_2(Zz) + Y_i(Zz) + Z]} - 1,$$

и окончательное выражение, полученное после преобразования последнего выражения

$$\delta_I = \frac{1 - \frac{1}{K_U} \left( \frac{z}{Z_1} + \frac{z}{Z} \right)}{\left( 1 + \frac{Z_1}{Z} \right) \left( 1 + \frac{z}{Z_2} \right) + \frac{Z_1}{Z_i} \left( 1 + \frac{z}{Z_1} + \frac{z}{Z_2} + \frac{z}{Z} - K_U \right)} - 1. \quad (3.3)$$

Аналогично получаем выражение для методической погрешности ОП по рис. 3.1, в с учетом  $m_I = K_U$

$$\delta_U = \frac{1 - \frac{1}{K_I} \left( \frac{y}{Y_1} + \frac{y}{Y} \right)}{\left( 1 + \frac{Y_1}{Y} \right) \left( 1 + \frac{y}{Y_2} \right) + \frac{Y_1}{Y_i} \left( 1 + \frac{y}{Y_1} + \frac{y}{Y_2} + \frac{y}{Y} - K_I \right)} - 1. \quad (3.4)$$

Здесь  $Z_i$  и  $Y_i$  – внутреннее сопротивление и проводимость источников входного напряжения и тока (для идеальных источников  $Z_i = Y_i = 0$ );  $K_I$  и  $K_U$  – коэффициенты усиления усилителей тока УТ и напряжения УН (для ОП по рис. 3.1, а, в  $K = K_I$ , для рис. 3.1, б, г  $K = K_U$ ).

Операционные преобразователи, представленные на рис. 3.1, в, г через внутреннее сопротивление (проводимость) источников входного сигнала охвачены обратной связью. При  $K > 0$  (усилитель является неинверсным) имеем положительную обратную связь (ПОС), при  $K < 0$  (усилитель является инверсным) имеем отрицательную обратную связь (ООС). Согласно (3.3) и (3.4), влияние  $W_i$  может быть частично скомпенсировано при использовании вместо усилителя неинверсного повторителя сигнала ( $K = 1$ ). При идеальных источниках сигнала обратная связь отсутствует, так как  $W_i = 0$ .

### Выводы

Для идеальных УТ и УН и идеальных источниках сигнала методическая погрешность ОП по рис. 3.1 равна нулю. Для ОП по рис. 3.1, в, г при введении «единичной» ПОС требование идеальности источников сигнала не накладывается.

Таким образом, условие компенсации методической погрешности ОП на рис. 3.1 имеет вид  $W = \infty$ ,  $w = 0$ ,  $W_i = 0$ . Для ОП на рис. 3.1, в, г с неинверсными усилителями требование  $W_i = 0$  может быть заменено условием  $K = 1$  или  $K = 1 - w/W$ .

#### 4. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УПРАВЛЯЕМЫМИ ПО КОЭФФИЦИЕНТУ ПЕРЕДАЧИ УСИЛИТЕЛЯМИ ПРОВОДИМОСТИ И СОПРОТИВЛЕНИЯ

Если операторный импеданс  $Z_2$  является нагрузкой управляемого напряжением источника тока (усилителя проводимости УП) с функцией преобразования вида  $I_2 = K_Y U$ , то при коэффициенте передачи УП  $K_Y = 1/Z_1$ , приходим к идеальной зависимости:  $U_2 = Z_2 U / Z_1$ . Соответственно для ОП с токовым выходом при наличии управляемого током источника напряжения (усилителя сопротивления УС) с функцией преобразования вида  $U_2 = K_Z I$  при  $K_Z = Z_1$  получим:  $I_2 = Y_2 I / Y_1$ . Для идеального УП:  $Z = \infty$ ,  $y = 0$ , для идеального УС:  $Y = \infty$ ,  $z = 0$ .

Усилители проводимости и сопротивления с управляемыми коэффициентами передачи  $K_Y = 1/Z_1$  и  $K_Z = Z_1$  могут быть построены на базе инверсных усилителей напряжения УН, охваченных через иммитанс  $W_1$ , отрицательной обратной связью (рис. 4.1).

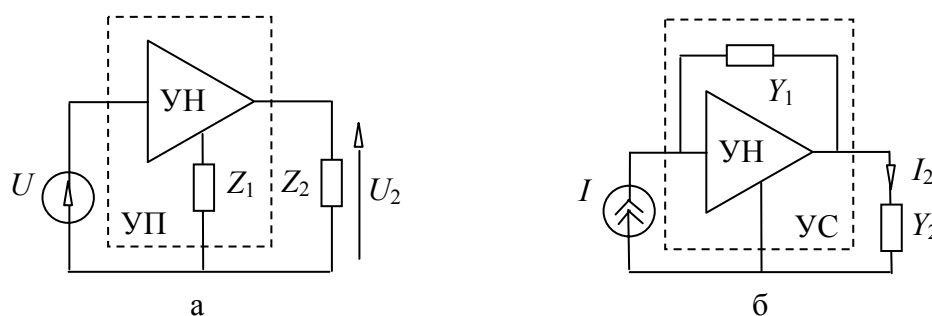


Рис. 4.1. Схема ОП с усилителем сопротивления и проводимости

Рассмотрим, как формируется функция преобразования ОП на рис. 4.1, б (см. табл. 4.1 и табл. 4.2).

После подстановки соответствующих определителей из табл. 4.1 и табл. 4.2 в (1.20) получаем выражение для методической погрешности ОП с учетом  $m_U = m_I = 1$

$$\delta_I = \frac{\frac{1}{Y_2}(0) + Y_1 - K_U y}{\frac{1}{Y_1}[Y_2(Y_i + Y) + Y_i y + Y y] + [Y_2 + Y_i + K_U y + Y + y]} - 1.$$

Таблица 4.1 Формирование числителя ССФ для схемы на рис. 4.1, б

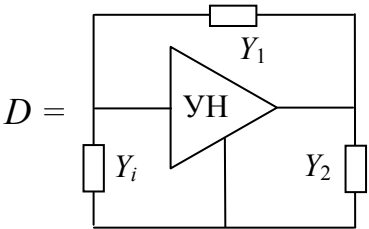
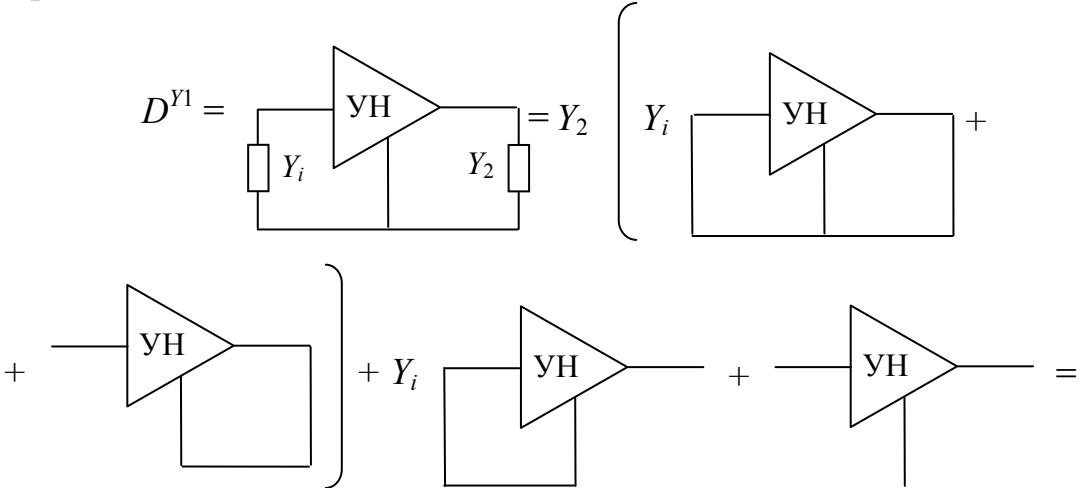
№	Наименование операций и схемно-алгебраические выражения (САВ)
1	<p>Построение исходного САВ числителя (см. строку 4 табл. 1.1)</p>  <p style="text-align: center;"><math>N =</math></p>
2	<p>Формирование первого слагаемого числителя (см. выражение (1.20)) путем удаления проводимости <math>Y_2</math>. При этом удаляется проводимость <math>Y_i</math> в соответствии со строкой 1 в табл. 1.3. Определитель получившейся схемы равен нулю, так как образовалась разомкнутая ветвь с ПНУИ</p>  <p style="text-align: center;"><math>N^{Y_2} = \dots = 0</math></p>
3	<p>Формирование второго слагаемого числителя (см. выражение (1.20)) путем стягивания проводимости <math>Y_2</math>. При этом удаляется проводимость <math>Y_i</math> в соответствии со строкой 1 в табл. 1.3. Выделение проводимости <math>Y_1</math> в соответствии с выражением (1.10) и подстановка в получившиеся элементарные схемы УИ определителей из табл. 1.7.</p>  <p style="text-align: center;"><math>N_{Y_2} = \dots = Y_1 + \dots = Y_1(1) - K_U Y_2 = Y_1 - K_U Y_2</math></p>

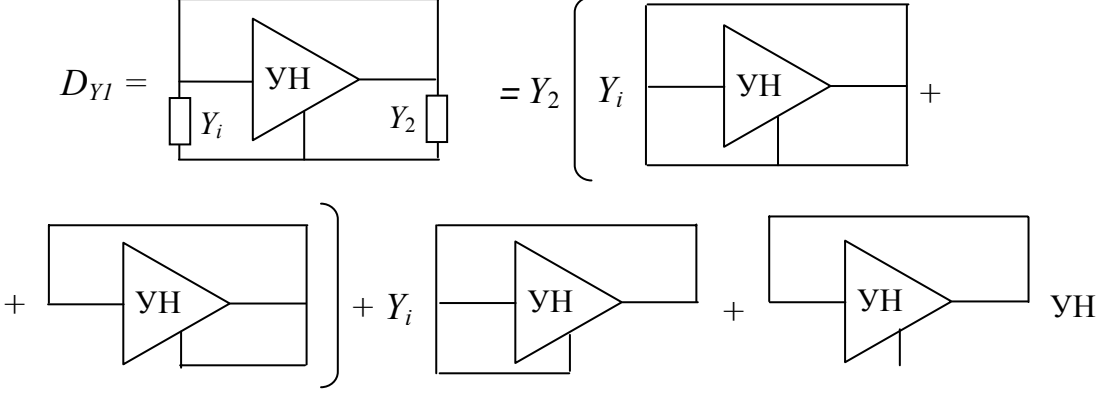


Окончательное выражение получается после преобразования последнего выражения

$$\delta_I = \frac{1 - \frac{Y_1}{K_U y}}{1 + \frac{1}{K_U} \left[ \left( 1 + \frac{Y_1}{y} + \frac{Y_2}{y} \right) \left( 1 + \frac{Y_i}{Y_1} + \frac{Y}{Y_1} \right) - \frac{Y_1}{y} \right]} - 1. \quad (4.1)$$

Таблица 4.2. Формирование знаменателя ССФ для схемы на рис. 4.1, б

№	Наименование операций и схемно-алгебраические выражения (САВ)
1	2
1	<p>Построение исходного САВ знаменателя (см. строку 4 табл. 1.1)</p>  <p style="text-align: center;"><math>D =</math></p>
2	<p>Формирование первого слагаемого знаменателя (см. выражение (1.20)) путем удаления проводимости <math>Y_1</math>. Рекурсивное выделение проводимостей <math>Y_2</math> и <math>Y_i</math> в соответствии с выражением (1.10) и подстановки в получившиеся элементарные схемы УИ определителей из табл. 1.7.</p>  <p style="text-align: center;"><math>D^{Y_1} =</math></p> <p style="text-align: center;"><math>= Y_2(Y_i(1) + Y) + Y_i y + Y y = Y_2(Y_i + Y) + Y_i y + Y y</math></p>

1	2
3	<p>Формирование второго слагаемого знаменателя (см. выражение (1.20)). Применение формулы (1.10) и табл. 1.7.</p>  <p style="text-align: center;"> <math>D_{YI} = \dots = Y_2 \left( \dots + \dots + \dots \right)</math>  <math>= Y_2(Y_i(0) + 1) + Y_i(1) - K_U y + Y + y = Y_2 + Y_i + K_U y + Y + y</math> </p>

Аналогично получаем выражение для методической погрешности ОП для схемы на рис. 4.1, а

$$\delta_U = \frac{1 - \frac{Z_1}{K_U Z}}{1 + \frac{1}{K_U} \left[ \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{z}{Z_1} \right) \left( 1 + \frac{Z_i}{Z} + \frac{Z_1}{Z} \right) - \frac{Z_1}{Z} \right]} - 1. \quad (4.2)$$

При достаточно большом коэффициенте усиления  $K_U \gg 1$  формулы (4.1) и (4.2) можно упростить

$$\delta_I \approx -\frac{1}{K_U} \left( 1 + \frac{Y_1}{y} + \frac{Y_2}{y} \right) \left( 1 + \frac{Y_i}{Y_1} + \frac{Y}{Y_1} \right); \quad (4.3)$$

$$\delta_U \approx -\frac{1}{K_U} \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{z}{Z_1} \right) \left( 1 + \frac{Z_i}{Z} + \frac{Z_1}{Z} \right). \quad (4.4)$$

В данном случае методическая погрешность стремится к нулю при  $K_U \rightarrow \infty$  (условие компенсации методической погрешности).

Для идеальных УН ( $Z = \infty, z = 0$ ) и идеальных источников сигнала ( $Z_i = Y_i = 0$ ), согласно (4.3) и (4.4), получим

$$\delta_I \approx -\frac{1}{K_U}; \quad \delta_U \approx -\frac{1}{K_U} \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right). \quad (4.5)$$

Согласно (4.5), погрешность  $\delta_I$  не зависит от операторных адмитансов  $Y_1$  и  $Y_2$ , что позволяет отнести  $1 + \delta_I$  к коэффициенту  $m_I$ . Это соответствует отсутствию методической погрешности.

## 5. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ВКЛЮЧЕНИЕМ ОПЕРАТОРНЫХ ИММИТАНСОВ В ПЕТЛЮ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ УСИЛИТЕЛЯ

Общая теория обратной связи исходит из структурной схемы, представленной на рис. 5.1, а, для которой функция преобразования определяется выражением:

$$X_i = \frac{K}{1 + K\beta} X \approx \frac{1}{\beta} X, \quad (5.1)$$

где  $\beta$  – коэффициент передачи пассивной цепи операторных иммитансов (ЦОИ).

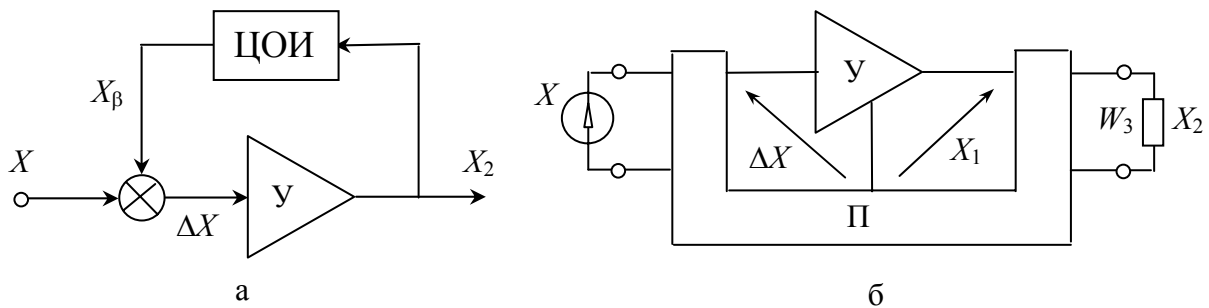


Рис. 5.1. Схемы ОП с операторными иммитансами в петле ООС

Приближенное равенство в (5.1) выполняется при достаточно большом петлевом усилении  $|K\beta| \gg 1$ . Для ЦОИ состоящих из двух иммитансов  $W_1$  и  $W_2$  (двухимпедансные ОП)

$$\beta = \frac{W_1}{W_1 + W_2}. \quad (5.2)$$

Согласно (5.1) и (5.2), замкнутые системы, представленные на рис. 5.1, а с ООС будут обладать свойством операционности при  $|K\beta| \gg 1$  и  $|W_1/W_2| \ll 1$ . Таким образом, такие системы при произвольных значениях  $W_1$  и  $W_2$  не обладают свойством операционности.

При рассмотрении ОП как замкнутых систем с ООС необходимо исходить из структурной схем, представленной на рис. 5.1, б, в которой ПЦ есть пассивная цепь, содержащая операторные иммитансы  $W_1$  и  $W_2$ ;  $W_3$  – нагрузка ОП. Обозначим через  $\gamma$  и  $\bar{\gamma}$  коэффициенты передачи ПЦ от выхода усилителя  $u$  и от входа ОП к выходу ОП, через  $\beta$  и  $\bar{\beta}$  – коэффициенты передачи ПЦ от выхода усилителя  $U$  и от входа ОП ко

входу усилителя  $Y$ . Тогда из соотношений  $X_2 = \gamma X_1 + \bar{\gamma} X$ ,  $\Delta X = \beta X_1 + \bar{\beta} X$ ,  $X_1 = K \Delta X$  получим

$$K = \left( \frac{K\bar{\beta}\gamma}{1 + K\beta} \pm \bar{\gamma} \right) X \approx \frac{\bar{\beta}\gamma \pm \beta\bar{\gamma}}{\beta} X.$$

(Знак « $\pm$ » соответствует вычитанию сигналов  $\bar{\gamma} X$  и  $\gamma X_1$  на выходе ОП). Пренебрегая влиянием прямой передачи входного сигнала через пассивную цепь от входа к выходу ОП, можем записать

$$X_2 = \frac{K\bar{\beta}\gamma}{1 + K\beta} X \approx \frac{\bar{\beta}\gamma}{\beta} X. \quad (5.3)$$

Здесь приближенные равенства как и для схемы, представленной на рис. 5.1, а выполняются при достаточно большом петлевом усилении  $|K\beta| \gg 1$ .

Для двухимпедансных ОП схема, представленная на рис. 5.1, б приводится к структурным схемам, изображенным на рис. 5.2.

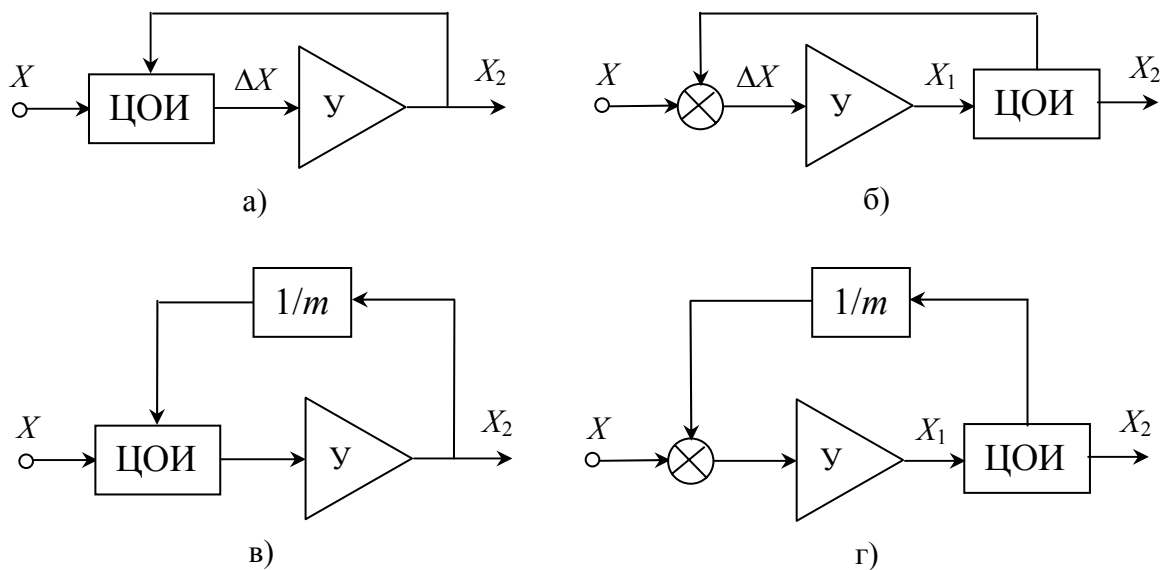


Рис. 5.2. Разновидности структурных схем для цепи, представленной на рис. 5.1 б

Согласно (5.3), для ОП, представленных на рис. 5.2, а, б, в, г соответственно можем записать

$$X_2 = \frac{\bar{\beta}}{\beta} X; \quad X_2 = \frac{\gamma}{\beta} X; \quad X_2 = \frac{m\bar{\beta}}{\beta} X; \quad X_2 = \frac{m\gamma}{\beta} X, \quad (5.4)$$

где коэффициент обратной связи  $\beta$  определяется выражением (5.2). Замкнутые системы, показанные на рис. 5.2 при  $|K\beta| \gg 1$  будут обладать свойством операционности при выполнении условия:  $\beta + \bar{\beta} = 1$  (для рис. 5.2, а, г) или  $\beta + \gamma = 1$  (для рис. 5.2, б, г), т. е. коэффициенты  $\beta$  и  $\bar{\beta}$  или  $\beta$  и  $\gamma$  (должны быть взаимодополняемы до единицы [7]).

### 5.1. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УСИЛИТЕЛЯМИ НАПРЯЖЕНИЯ

Перейдем к рассмотрению конкретных электрических схем ОП с ООС. На рис. 5.3 изображена схема ОП с принудительным выполнением условия операционности, для которой при  $|K\beta| \gg 1$

$$U_2 \approx \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{1 + Z_1/Z_2}{1 + Z_1'/Z_2'} U = \frac{Z_2}{Z_1} U. \quad (5.5)$$

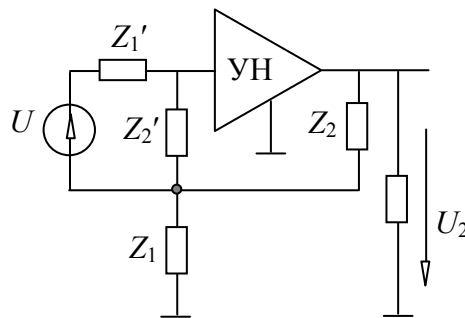


Рис. 5.3. Схема ОП с принудительным выполнением условия

Второе равенство в (5.5) выполняется при выборе импедансов, исходя из выполнения условия:  $Z_1 Z_2' = Z_1' Z_2$ . ОП с принудительным выполнением условия операционности имеют ограниченное применение и используются при работе в режиме  $W_1 = const$ ,  $W_2 = const$ . Далее будем рассматривать ОП с естественным выполнением условия операционности. Примером обратнопропорциональных ОП (вторая группа) является схема, изображенная на рис. 5.4, при снятии выходного сигнала с выхода УН.

Относительно сигнала  $U_1$ , это есть усилитель, охваченный параллельной ООС по напряжению, для которой при  $K_U \rightarrow \infty$

$$U_1 = \frac{m Z_2}{Z_1} U, \quad \text{где } m = 1 + \frac{Z_3}{Z_2 \parallel Z_0}. \quad (5.6)$$

Здесь коэффициент  $m$  не зависит от  $Z_1$  и зависит от  $Z_2$ .

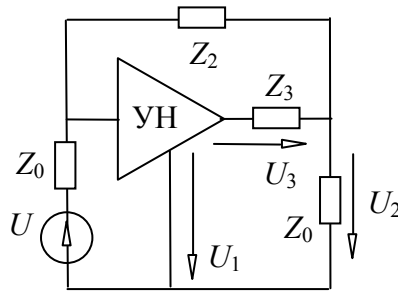


Рис. 5.4. Схема ОП с естественным выполнением условия

На рис. 5.5 представлена схема ОП третьей группы (прямопропорциональные ОП), для которого при  $K_U \rightarrow \infty$

$$U_2 = \frac{mZ_2}{Z_1}U, \quad \text{где } m = 1 + \frac{Z_2'}{Z_2' + (Z_1 \parallel Z_1')}. \quad (5.7)$$

Здесь коэффициент  $m$  не зависит от иммитанса  $Z_2$  и зависит от  $Z_1$ , т. е. работа ОП возможна в режиме  $Z_1 = const$ ,  $Z_2 = var$ .

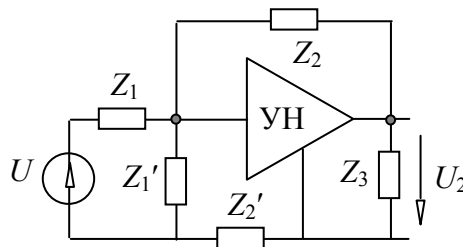


Рис. 5.5. Схема прямопропорционального ОП

Наибольшее распространение получили двухимпедансные ОП первой группы. Операционный преобразователь, представленный на рис. 5.6 является операционным усилителем с параллельной ООС по напряжению, структурная схема которого соответствует рис. 5.2, а.

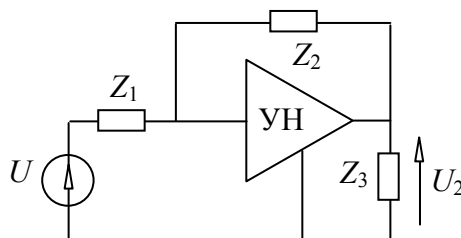


Рис. 5.6. Схема ОП с параллельной ООС по напряжению

Методическая погрешность ОП, представленного на рис. 5.6,

$$\delta_U = \frac{1 - \frac{z}{K_U Z_2}}{1 + \frac{1}{K_U} \left[ \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z} \right) \left( 1 + \frac{z}{Z_2} + \frac{z}{Z_3} \right) - \frac{z}{Z_2} \right]} - 1. \quad (5.8)$$

При достаточно большом петлевом усилении  $|K\beta| \gg 1$

$$\delta_U \approx -\frac{1}{K_U} \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z} \right) \left( 1 + \frac{z}{Z_2} + \frac{z}{Z_3} \right). \quad (5.9)$$

ОП, представленный на рис. 5.7, соответствует структурной схеме по рис. 5.2, б и является усилителем с последовательной ООС по току.

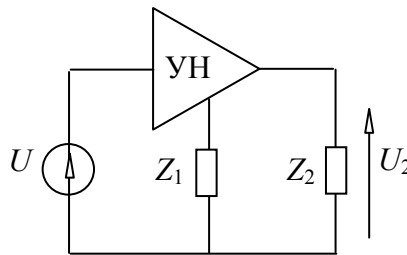


Рис. 5.7. Схема ОП с последовательной ООС по току

Методическая погрешность для схемы на рис. 5.7 определяется выражением (5.8) и (5.9) при замене в них импедансов на адмитансы в соответствии со следующим правилом:  $Z_1 \rightarrow Y_2$ ;  $Z_2 \rightarrow Y_1$ ;  $Z_3 \rightarrow Y_i$ ;  $z \rightarrow Y$ ;  $Z \rightarrow y$ , т. е.

$$\delta_U = \frac{1 - \frac{Y}{K_U Y_1}}{1 + \frac{1}{K_U} \left[ \left( 1 + \frac{Y_1}{Y_2} + \frac{Y_1}{y} \right) \left( 1 + \frac{Y}{Y_1} + \frac{Y}{Y_i} \right) - \frac{Y}{Y_1} \right]} - 1. \quad (5.10)$$

На рис. 5.8, а, б представлены ОП с дифференциальными усилителями, соответствующие структурным схемам по рис. 5.2, а и 5.2, б.

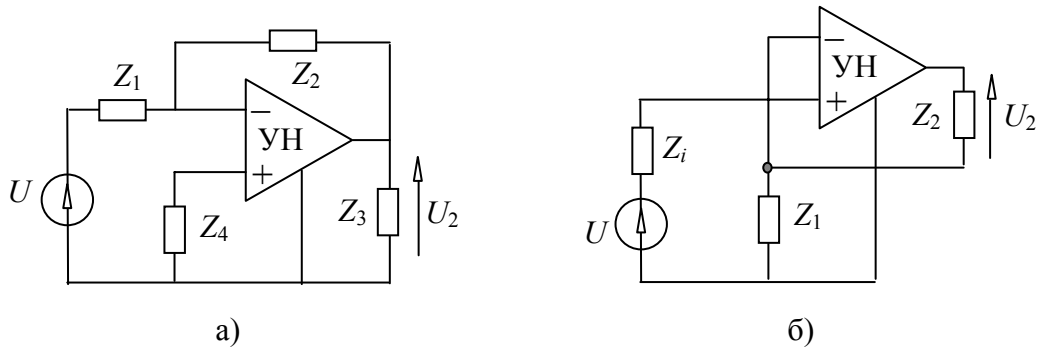


Рис. 5.8. ОП на базе дифференциальных усилителей

Функция преобразования ОП, представленного на рис. 5.8, а [1]

$$U_2 = -\frac{Z_2}{Z_1} U \frac{1 - \frac{1}{K_- \beta_1} + \frac{1}{2Q\gamma}}{1 + \frac{1}{K_- \beta_2} + \frac{1}{2Q\gamma}} = -\frac{Z_2}{Z_1} U (1 + \delta_U), \quad (5.11)$$

где

$$\delta_U = \frac{1}{K_-} \frac{\frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_1}}{1 + \frac{1}{K_- \beta_2} + \frac{1}{2Q\gamma}} \approx \frac{1}{K_U} \left( \frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_1} \right). \quad (5.12)$$

Приближенное равенство выполняется  $|S_- \beta| \gg 1$  и  $|2Q\gamma| \gg 1$ . Здесь

$$\frac{1}{\gamma} = 1 + \frac{2Z_4}{Z}; \quad \frac{1}{\beta_1} = \frac{zZ^*}{Z_2 Z};$$

$$\frac{1}{\beta_2} = \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z^*} + \frac{z}{Z^*} + \frac{z}{Z_1} + \frac{z}{Z_3} + \frac{zZ_2}{Z_1 Z_3} + \frac{zZ_2}{Z_3 Z^*} \right) \frac{Z^*}{Z}.$$

В приведенных формулах  $K_- = 0,5(K_1 + K_2)$ ,  $K_+ = K_2 - K_1$  есть коэффициенты усиления разности и суммы сигналов, поступающих на инверсный и неинверсный входы УН;  $K_1$  и  $K_2$  – коэффициенты усиления УН по инверсному и неинверсному входам;  $Q = K_- / K_+$  – коэффициент дискриминации,  $Z^* = Z + Z_4$ .



При абсолютной симметрии дифференциального УН ( $K_1 = K_2 = K_U$ )  $K_- = K_U$ ,  $K_+ = 0$ ,  $Q = \infty$ . Подставив значения  $\beta_1$  и  $\beta_2$  в приближенное равенство (5.12), получим

$$\delta_U \approx -\frac{1}{K_U} \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z^*} \right) \left( 1 + \frac{z}{Z_2} + \frac{z}{Z_3} \right) \frac{Z^*}{Z}. \quad (5.13)$$

Для ОП, представленного на рис. 5.8, а, функция преобразования при  $Z_3 = \infty$ :

$$U_2 = \frac{K_2 Z_2}{K_1 Z_1} U \frac{1 - \frac{Z_1}{K_2 Z} + \frac{K_2 - K_1}{K_2} \frac{Z_1}{Z}}{1 + \frac{1}{K_1} \left[ 1 + \frac{Z_i}{Z} + \left( 1 + \frac{Z_i + Z_1}{Z} \right) \frac{z + Z_2}{Z_1} \right] - \frac{Z_i}{Z} \frac{K_2 - K_1}{K_1}}. \quad (5.14)$$

Методическая погрешность при  $K_1 \gg 1$ ,  $K_2 \gg 1$  и  $Q \gg 1$

$$\delta_U \approx -\frac{Z_1}{K_2 Z} - \frac{1}{K_1} \left[ 1 + \frac{Z_i}{Z} + \left( 1 + \frac{Z_i + Z_1}{Z} \right) \frac{z + Z_2}{Z_1} \right] - \frac{K_2 - K_1}{K_2} \left( \frac{Z_1}{Z} + \frac{K_2 Z_i}{K_1 Z} \right).$$

ОП, представленный на рис. 5.4 при снятии выходного сигнала  $U_3$  с  $Z_3$  представляет собой усилитель с параллельной ООС по току, для которого

$$U_3 = \frac{m Z_3}{Z_1} U (1 + \delta_U), \quad \text{где } m = 1 + \frac{Z_2}{Z_0}. \quad (5.15)$$

Отметим, что при снятии выходного сигнала с  $Z_0$  ОП (см. рис. 5.4) приводится к схеме по рис. 5.6.

Выведенные выражения для методической погрешности ОП по рис. 5.3 – 5.8 показывают, что для идеальных УН ( $Z = \infty$ ,  $z = 0$ ) зависимость погрешности  $\delta_U$  от импедансов  $Z_1$  и  $Z_2$  не устраняется.

На рис. 5.9, а, б, в представлены схемы ОП с токовым выходом. Для ОП, представленного на рис. 5.9, а при

$$I_1 = \frac{Y_2}{Y_1} I; \quad I_2 = \frac{Y_2}{Y_1} I; \quad I_3 = \frac{Y_3}{Y_1} \left( 1 + \frac{Y_2}{Y_0} \right) I. \quad (5.16)$$

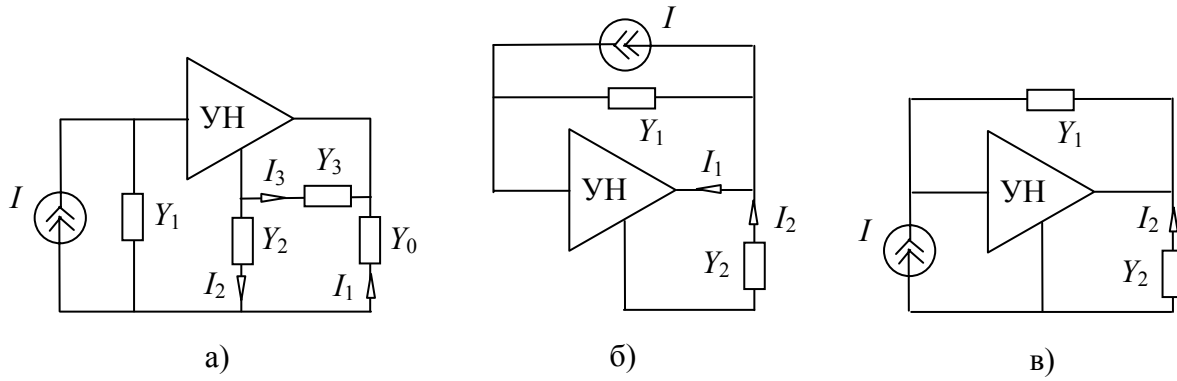


Рис. 5.9. Схемы ОП на базе инверсных усилителей напряжения

Для ОП на рис. 5.9, б функция преобразования при  $i = 1$  и 2 определяется выражением (5), в котором  $m_I = 1$ , а погрешности  $\delta_I$  при  $i = 1$  и 2 определяются соответственно выражениями

$$\delta_I = \frac{1 + \frac{Y}{K_U Y_2}}{1 + \frac{1}{K_U} \left[ 1 + \frac{Y}{Y_1} + \frac{Y_2}{y} + \frac{Y}{y} \left( 1 + \frac{Y_2}{Y_1} \right) \right]} - 1; \quad (5.17)$$

$$\delta_I = \frac{1 + \frac{Y}{K_U y}}{1 + \frac{1}{K_U} \left[ 1 + \frac{Y}{Y_1} + \frac{Y_2}{y} + \frac{Y}{y} \left( 1 + \frac{Y_2}{Y_1} \right) \right]} - 1. \quad (5.18)$$

Согласно (5.17) и (5.18), для идеальных УН погрешность ОП с токовым выходом  $\delta_U = -1/K_U$ , т. е. как и для ОП по рис. 4.1, б величина  $1 + \delta_I$  может быть отнесена к коэффициенту  $m_I$ , что соответствует отсутствию методической погрешности.

Погрешность ОП по рис. 5.9, в определяется выражением

$$\delta_I = \frac{1 - \frac{Y_1}{K_U y}}{1 + \frac{1}{K_U} \left[ 1 + \frac{Y}{Y_1} + \frac{Y_2}{y} + \frac{Y}{y} \left( 1 + \frac{Y_2}{Y_1} \right) \right]} - 1. \quad (5.19)$$

Отметим, что ОП на рис. 4.1 с учетом внутренней структуры УП и УС являются ОП с ООС, показанного на рис. 5.7 и 5.9, в, т. е. формулы (4.2) и (4.4) справедливы для ОП по рис. 5.7, а формулы (4.1) и (4.3) – для ОП на рис. 5.9, в.

## 5.2. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УСИЛИТЕЛЯМИ ТОКА, ПРОВОДИМОСТИ И СОПРОТИВЛЕНИЯ

Во всех ОП с ООС вместо инверсного усилителя напряжения УН могут быть применены инверсные усилители тока УТ, проводимости УП или сопротивления УС. Аналитические выражения для функций преобразования и методической погрешности ОП с УТ, УП и УС могут быть получены из выражений выведенных для ОП с УН [2]. Коэффициенты усиления  $K_U$ ,  $K_I$ ,  $K_Y$  и  $K_Z$  связаны соотношениями:  $K_U K_I = K_Y K_Z$  и

$$\left. \begin{aligned} K_U &= \frac{Y}{y} K_I = \frac{K_Y}{y} = YK_Z; K_I = ZK_Y = \frac{K_Z}{z} = \frac{Z}{z} K_U; \\ K_Y &= \frac{Y}{z} K_Z = \frac{K_U}{z} = YK_I; K_Z = ZK_U = \frac{K_I}{y} = \frac{Z}{y} K_Y. \end{aligned} \right\} \quad (5.20)$$

На основании (5.20) составлена табл. 5.1. Если известны аналитические выражения для конкретной схемы ОП, то соответствующие соотношения при использовании в ценной схеме усилителя другого типа получим подстановкой в исходные выражения вместо  $K$  его значение, определяемое пересечением строки соответствующей исходному типу усилителя со столбцом, соответствующим примененному типу усилителя. В нашем случае получены выражения для методических погрешностей ОП с УН, что соответствует первой строке таблицы. Тогда для перехода к схемам с УТ надо вместо  $K_U$  подставить  $YK_I / y$ , для перехода к схемам с УП вместо  $K_U$  необходимо подставить  $K_Y / y$ , для перехода к схемам с УС вместо  $K_U$  необходимо подставить  $YK_Z$  [13].

Таблица 5.1. Взаимные соответствия параметров усилителей

$K$	УН	УТ	УП	УС
УН	$K_U$	$\frac{Y}{y} K_I$	$\frac{K_Y}{y}$	$YK_Z$
УТ	$\frac{Z}{z} K_U$	$K_I$	$ZK_Y$	$\frac{K_Z}{z}$
УП	$\frac{K_U}{z}$	$YK_I$	$K_Y$	$\frac{Y}{z} K_Z$
УС	$ZK_U$	$\frac{K_I}{y}$	$\frac{Z}{y} K_Y$	$K_U$

Возникает вопрос – для какого типа усилителя обеспечивается наименьшая методическая погрешность? Для решения поставленной задачи необходимо получить формулы для методических погрешностей ОП при использовании в них всех четырех типов усилителей и сравнить полученные выражения.

Рассмотрим сначала двухимпедансные ОП с усилителями тока УТ. При использовании в ОП на рис. 5.6 усилителя тока, согласно (5.8) и сформулированному правилу перехода, получим

$$\delta_U = \frac{1 - \frac{Y_2}{K_I Y}}{1 + \frac{1}{K_I} \left[ \left( 1 + \frac{Y_1 + Y_2}{Y} \right) \left( 1 + \frac{y + Y_3}{Y_2} \right) - \frac{Y_2}{Y_1} \right]} - 1. \quad (5.21)$$

При нулевом входном сопротивлении УТ ( $Y = \infty$ ), согласно (5.21), погрешность

$$\delta_U = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_I} \left( 1 + \frac{y + Y_3}{Y_2} \right)} - 1 \approx -\frac{1}{K_I} \left( 1 + \frac{y + Y_3}{Y_2} \right) \quad (5.22)$$

не зависит от  $Y_1$ , т. е. при достаточно малых значениях  $Z$  методическая погрешность практически будет отсутствовать при работе в режиме  $Z_1 = \text{var}$ ,  $Z_2 = \text{const}$ .

Для ОП, представленного на рис. 5.7, при использовании в нем УТ

$$\delta_U = \frac{1 - \frac{Z_1}{K_I z}}{1 + \frac{1}{K_I} \left[ \left( 1 + \frac{Z_1 + Z_2}{z} \right) \left( 1 + \frac{z + Z_i}{Z_1} \right) - \frac{Z_1}{z} \right]} - 1. \quad (5.23)$$

При  $z = 0$  погрешность

$$\delta_U = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_I} \left( 1 + \frac{Z + Z_i}{Z_1} \right)} - 1 \approx -\frac{1}{K_I} \left( 1 + \frac{Z + Z_i}{Z_1} \right) \quad (5.24)$$

не зависит от  $Z_2$ , т. е. методическая погрешность при работе в режиме  $Z_1 = const$ ,  $Z_2 = var$  отсутствует. Согласно (5.23) к (5.24) для идеального УТ ( $Y = \infty$ ,  $y = 0$ ) и идеального источника напряжения ( $Z_i$ ) погрешность  $\delta_U \approx -1/K_I$ , т. е. методическая погрешность отсутствует при работе ОП в режиме  $Z_1 = var$ ,  $Z_2 = var$ .

Для ОП, показанного на рис. 5.9, б при использовании в нем УТ, согласно (5.17) и (5.18)

$$\delta_I = \frac{1 + \frac{y}{K_I Y_2}}{1 + \frac{1}{K_I} \left( 1 + \frac{y + Y_2}{Y_1} + \frac{y + Y_2}{Y} \right)} - 1, \quad (5.25)$$

$$\delta_I = \frac{1 + \frac{1}{K_I}}{1 + \frac{1}{K_I} \left( 1 + \frac{y + Y_2}{Y_1} + \frac{y + Y_2}{Y} \right)} - 1. \quad (5.26)$$

Согласно (5.25) и (5.26), для ОП с токовым выходом при идеальных УТ зависимость  $\delta_I$ , от  $Y_1$  и  $Y_2$  не устраняется.

Погрешность ОП, представленного на рис. 5.9, в при использовании в нем УТ определяется выражением

$$\delta_I = \frac{-1 - \frac{Y_1}{K_I Y}}{-1 + \frac{1}{K_I} \left( 1 + \frac{y + Y_2}{Y_1} + \frac{y + Y_2}{Y} \right)} - 1. \quad (5.27)$$

Рассмотрим ОП с ООС при использовании в них усилителей проводимости и сопротивления. Для ОП на рис. 5.6 при использовании в нем УН и УС соответственно получим

$$\delta_I = \frac{1 - \frac{1}{K_Y Z_2}}{1 + \frac{1}{K_Y} \left[ \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z} \right) \left( \frac{1}{z \parallel Z_2 \parallel Z_3} \right) - \frac{1}{Z_2} \right]} - 1, \quad (5.28)$$

$$\delta_U = \frac{1 - \frac{Y_2}{K_Z y Y}}{1 + \frac{1}{K_Z} \left[ \frac{1}{Y_2} \left( 1 + \frac{Y_1 + Y_2}{Y} \right) \left( 1 + \frac{Y_2 + Y_3}{y} \right) - \frac{Y_2}{y Y} \right]} - 1. \quad (5.29)$$

Для ОП с идеальным УП, согласно (5.28), зависимость  $\delta_U$  от иммитансов  $W_1$  и  $W_2$  не устраняется. Согласно (5.29), для ОП с УС при  $Y \rightarrow \infty$   $\delta_U$  не зависит от  $Z_1$ , т. е. при работе в режиме  $Z_1 = \text{var}$ ,  $Z_2 = \text{const}$  методическая погрешность будет отсутствовать.

Для ОП на рис. 5.9, в при использовании в нем УП и УС соответственно можем записать

$$\delta_I = \frac{1 - \frac{Y_1}{K_Y}}{1 + \frac{1}{K_Y} \left[ y + Y_2 + Y + \frac{Y}{Y_1} (y + Y_2) \right]} - 1, \quad (5.30)$$

$$\delta_I = \frac{1 - \frac{Y_1}{K_Z y Y}}{1 + \frac{1}{K_Z} \left[ \frac{1}{y} + \left( 1 + \frac{Y_2}{y} \right) \left( \frac{1}{Y} + \frac{1}{Y_1} \right) \right]} - 1. \quad (5.31)$$

Для ОП на рис. 5.9, в при использовании в нем идеального УП, согласно (5.30), зависимость  $\delta_I$  от  $Y_1$  и  $Y_2$  не устраняется. Для ОП с УС при  $z \rightarrow 0$ , согласно (5.31),  $\delta_I$  не зависит от  $Y_2$ .

В табл. 5.2 знаком «+» показано при каких условиях изменение операторных иммитансов  $W_i$  ( $i = 1, 2$ ) не будет вызывать методическую погрешность для случая двухимпедансных ОП при  $K \neq \infty$ ,  $Z_3 = \infty$ ,  $Z_i = Y_i = 0$  [12].

Таким образом, учет принципа усиления дуального сигнала требует рассмотрения в каждом конкретном случае всех четырех вариантов построения электрической цепи в зависимости от типа использованного усилителя. Вариант построения цепи в соответствии с принципом усиления дуального сигнала во многих случаях является предпочтительным, что подтверждено экспериментами. Достаточно, отметить практический пример, когда использование усилителя тока вместо усилителя напряжения позволяет полностью исключить

методическую погрешность ненагруженного операционного преобразователя [5, с.79].

Теперь обобщим полученные в предыдущем и настоящем параграфах результаты.

### Выводы

Методическая погрешность ОП стремится к нулю при  $K \rightarrow \infty$ , то есть для данных групп ОП средством уменьшения погрешности является увеличение коэффициента усиления. При бесконечном усилении требование идеальности усилителей и стабильности коэффициента усиления  $K$  не накладываются. С точки зрения влияния неидеальности усилителей (их входных и выходных иммитансов) на методическую погрешность при конечном значении коэффициента усиления операционные преобразователи можно разбить на две подгруппы:

1) ОП, в которых идеальность усилителя не устраняет методическую погрешность;

2) ОП, в которых идеальность усилителя устраняет методическую погрешность.

В частности, к первой подгруппе относятся двухимпедансные ОП с потенциальным выходом, построенные на базе УН, и ОП с токовым выходом, построенные на базе УТ. Ко второй подгруппе относятся двухимпедансные ОП с потенциальным выходом, построенные на базе УТ, и ОП с токовым выходом, построенные на базе УН (см. табл. 5.2).

Для первой подгруппы средством уменьшения методической погрешности является только увеличение усиления  $K$ . Для второй подгруппы ОП средством уменьшения методической погрешности является как увеличение усиления  $K$ , так и увеличение входного ( $W$  ( $Z$  для УН и УП,  $Y$  для УТ и УС) и уменьшение выходного ( $z$  для УН и УС,  $y$  для УТ и УП) иммитансов усилителя. Таким образом, получившие повсеместное применение ОП с потенциальным выходом, построенные на базе УН, не обеспечивают наименьшей погрешности.

С точки зрения обеспечения минимальной методической погрешности предпочтение следует отдать ОП второй подгруппы, из которых оптимальными являются ОП, представленные на рис. 5.6 при использовании в нем усилителя тока и ОП на рис. 5.9, б при использовании в нем усилителя напряжения.

Для дальнейшего уменьшения методической погрешности ОП с ООС без увеличения петлевого усиления разработан ряд схем с введением дополнительных компенсирующих каналов [2].





## 6. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ВКЛЮЧЕНИЕМ ОПЕРАТОРНЫХ ИММИТАНСОВ В ПЕТЛЮ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ УСИЛИТЕЛЯ

Рассмотрим структурные схемы преобразователей, изображенные на рис. 6.1, в которых  $U$  является неинверсным усилителем с коэффициентом передачи  $\bar{K}$ .

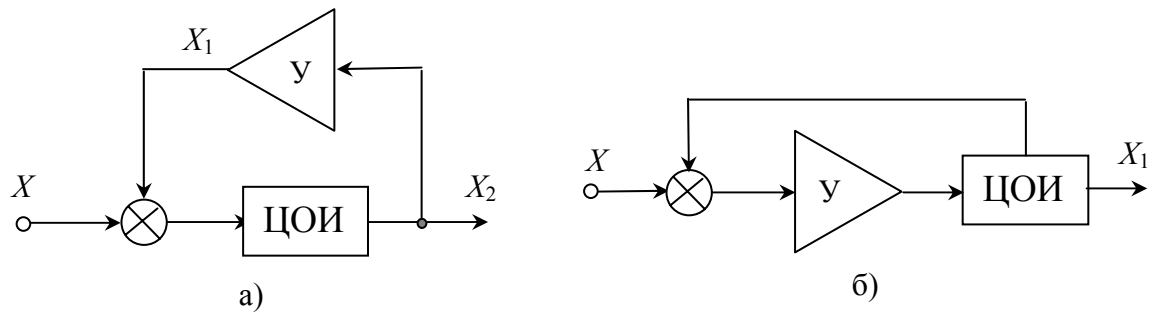


Рис. 6.1. Схемы ОП с операторными иммитансами в петле ПОС

Здесь усилитель  $U$  через пассивную цепь операторных иммитансов ЦОИ охвачен положительной обратной связью. Для схем на рис. 6.1 справедливы соотношения:

$$X_1 = \frac{\bar{K}\bar{\beta}}{1 - \bar{K}\bar{\beta}} X, \quad X_2 = \frac{\bar{\beta}}{1 - \bar{K}\bar{\beta}} X, \quad \text{где } \bar{\beta} = \frac{W_2}{W_1 + W_2} \quad (6.1)$$

есть коэффициент передачи двухимпедансной ЦОИ. Согласно (6.1), при  $\bar{K} = 1$  (условие компенсации методической погрешности) приходим к идеальной зависимости:

$$X_1 = X_2 = \frac{\bar{\beta}}{1 - \bar{\beta}} X = \frac{W_2}{W_1} X. \quad (6.2)$$

Условие  $\bar{K} = 1$  означает, что вместо усилителя необходимо использовать повторитель сигнала (повторитель напряжения ПН или тока ПТ). Операционный преобразователь, представленный на рис. 6.2 соответствует структурной схеме на рис. 6.1, а. Функция преобразования ОП при снятии сигнала со входа ПН определяется выражением

$$U_2 = \frac{Z_2}{Z_1} U \cdot \frac{1 + \frac{z}{Z_3}}{1 + \frac{z}{Z_1 \parallel Z_3} + \left(1 + \frac{z}{Z_3}\right) \frac{Z_2}{Z} + \left(1 + \frac{z}{Z \parallel Z_3} - K_U\right) \frac{Z_2}{Z_1}}. \quad (6.3)$$

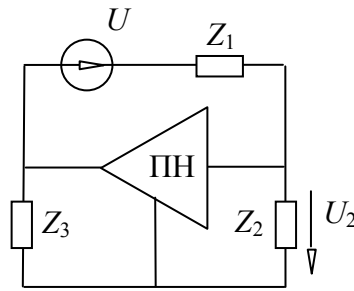


Рис. 6.2. Схема ОП, реализующая схему по рис. 6.1, а

При  $K_U = 1 + z/Z$  (условие минимизации методической погрешности), согласно (6.3), методическая погрешность

$$\delta_U = \frac{1 + \frac{z}{Z_3}}{1 + \frac{z}{Z_1 \parallel Z_3} + \left(1 + \frac{z}{Z_3}\right) \frac{Z_2}{Z} + \frac{zZ_2}{Z_1 Z_3}} - 1. \quad (6.4)$$

При снятии сигнала с входа ПН в числителях выражений (6.3) и (6.4) вместо « $z/Z_3$ » необходимо подставить « $-z/K_U(Z \parallel Z_2)$ ». Отметим, что при  $K_U = 1$  методическая погрешность по сравнению с (6.4) возрастает незначительно. Согласно (6.4), при  $z = 0$  погрешность  $\delta_U$  не зависит от  $Z_1$ , т. е. возможна работа в режиме  $Z_1 = \text{var}$ ,  $Z_2 = \text{const}$  без возникновения методической погрешности. Для идеального ПН ( $Z = \infty$ ,  $z = 0$ ) при  $K_U = 1 + z/Z$  или  $K_U = 1$  методическая погрешность равна нулю.

Операционный преобразователь, представленный на рис. 6.3 [23] соответствует структурной схеме по рис. 6.1, б.

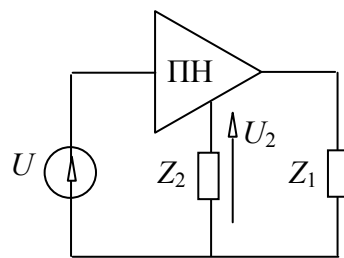


Рис. 6.3. Схема ОП, реализующая схему по рис. 6.1, б

Функция преобразования ОП

$$U_2 = \frac{Z_2}{Z_1} U \cdot \frac{1 - \frac{z + Z_1}{K_U Z}}{1 + \frac{z}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z} + (1 - K_U) \frac{Z_2}{Z_1}}. \quad (6.5)$$

При  $K_U = 1$  (условие минимизации методической погрешности)

$$\delta_U = \frac{1 - \frac{z + Z_1}{Z}}{1 + \frac{z}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z}} - 1 \approx -\frac{Z_1 + Z_2}{Z} - \frac{z}{Z \parallel Z_1}. \quad (6.6)$$

При  $Z = \infty$  погрешность  $\delta_U$  не зависит от  $Z_2$ , т. е. возможна работа в режиме  $Z_1 = const$ ,  $Z_2 = var$  без возникновения методической погрешности. Для идеального ПН  $\delta_U = 0$ .

В работе [1] выведены формулы для методической погрешности ОП, представленных на рис. 6.2 и 6.3 при использовании в них повторителей напряжения асимптотического типа ( $\bar{K} \rightarrow 1$  при  $K\beta \rightarrow \infty$ , рис. 10.1, а), построенных на базе инверсных УН.

На рис. 6.4, а, б представлены четырехимпедансные ОП с потенциальным выходом, построенные соответственно на повторителе напряжения ПН и тока ПТ.

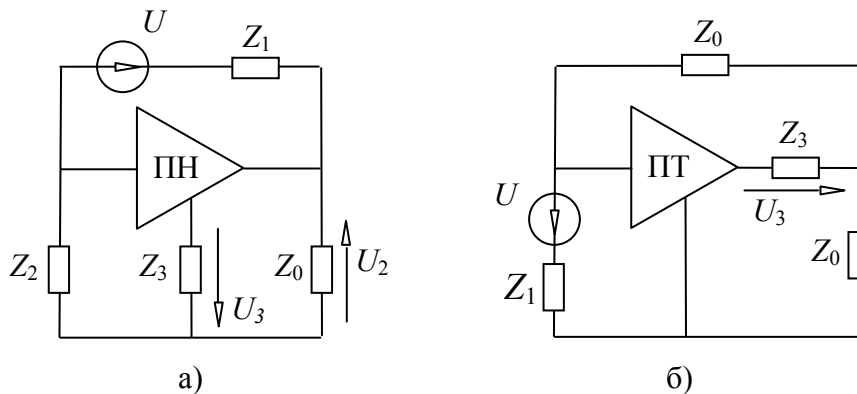
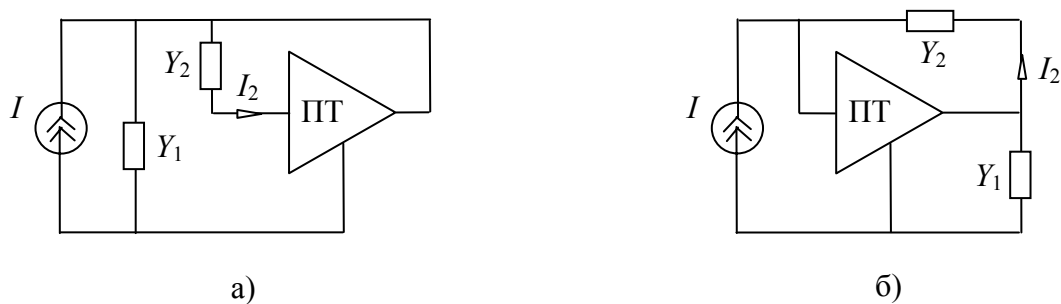


Рис. 6.4. Схемы четырехимпедансных ОП с потенциальным выходом

Функция преобразования ОП на рис. 6.4, а, б определяется выражением (5.15). Методическая погрешность минимальна при  $K_U = K_I = 1$ . Для идеальных ПН и ПТ и  $K_U = K_I = 1$  методическая погрешность  $\delta_U = 0$ .

На рис. 6.5 представлены ОП с токовым выходом.



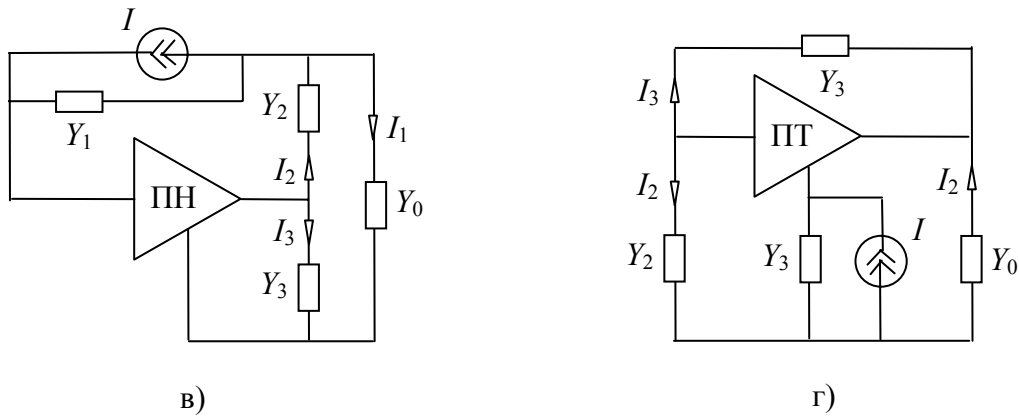


Рис. 6.5. Схемы ОП с токовым выходом

ОП, представленный на рис. 6.5, а соответствует структурной схеме по рис. 6.1, а, ОП, представленный на рис. 6.5, б – структурной схеме по рис. 6.1, б.

Функция преобразования ОП, представленного на рис. 6.5, а

$$I_2 = \frac{Y_2}{Y_1} \cdot \frac{I}{1 + \frac{y}{Y_1} + \frac{Y_2}{Y} + \left(1 + \frac{y}{Y} - K_I\right) \frac{Y_2}{Y_1}}. \quad (6.7)$$

При  $K_I = 1 + y/Y$  (условие минимизации погрешности)

$$\delta_I = \frac{1}{1 + \frac{y}{Y_1} + \frac{Y_2}{Y}} - 1 \approx -\frac{y}{Y_1} - \frac{Y_2}{Y}. \quad (6.8)$$

При  $K_I = 1$  выражение (6.8) дополняется слагаемым « $yY_2/Y_1$ ». Согласно (6.8), при  $y = 0$  погрешность  $\delta_I \approx -Y_2/Y$  не зависит от  $Y_1$ , при  $Y = \infty$  погрешность  $\delta_I \approx -y/Y_1$  не зависит от  $Y_2$ . Для идеального повторителя тока ( $Y = \infty$ ,  $y = 0$ ),  $\delta_I = 0$ .

Для ОП, представленного на рис. 6.5, б

$$I_2 = \frac{K_I Y_2}{Y_2} \cdot \frac{1 - \frac{y + Y_1}{K_I Y}}{1 + \frac{y}{Y_1} + \frac{Y_2}{Y} + \left(1 + \frac{y}{Y} - K_I\right) \frac{Y_2}{Y_1}} I. \quad (6.9)$$

Методическая погрешность при  $K_I = 1 + y/Y$

$$\delta_I = \frac{1 - \frac{y+Y_1}{y+Y}}{1 + \frac{y}{Y_1} + \frac{Y_2}{Y}} - 1 \approx -\frac{y+Y_1}{y+Y} - \frac{y}{Y_1} - \frac{Y_2}{Y}. \quad (6.10)$$

При  $K_I = 1$  в знаменателе (6.10) добавляется слагаемое « $yY_2/YY_1$ ». Согласно (6.10), при  $Y = \infty$   $\delta_I \approx -y/Y_1$ , не зависит от  $Y_2$ , т. е. возможна работа в режиме  $Y_1 = const$ ,  $Y_2 = var$  без возникновения методической погрешности. Для идеального ПТ методическая погрешность  $\delta_I = 0$ .

Функции преобразования ОП, представленных на рис. 6.7, в, г для идеальных ПН и ПТ при  $K_U = K_I = 1$  определяются выражениями (5.16).

$$I_1 = \frac{Y_2}{Y_1} I; \quad I_2 = \frac{Y_2}{Y_1} I; \quad I_3 = \frac{Y_3}{Y_1} \left( 1 + \frac{Y_2}{Y_0} \right) I.$$

### Выводы

Условие компенсации методической погрешности ОП с положительной обратной связью имеет вид:  $K = 1$ ,  $W = \infty$ ,  $w = 0$ . Из-за неидеальности повторителей сигнала ( $Z \neq \infty$ ,  $z \neq 0$  для ПН и  $Y \neq \infty$ ,  $y \neq 0$  для ПТ) условие компенсации методической погрешности для ОП с положительной обратной связью физически нереализуемо.

При конечных значениях входного и выходного иммитансов повторителя его коэффициент передачи выбирается из условия минимизации методической погрешности.

Положительная обратная связь может быть использована как дополнительное средство снижения методической погрешности активных ОП, построенных по разомкнутой структурной схеме, и ОП с отрицательной обратной связью [2, 6].

## 7. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С КОМПЕНСАЦИЕЙ МЕТОДИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ С ПОМОЩЬЮ НЕЗАВИСИМЫХ ОТРИЦАТЕЛЬНЫХ ИМПЕДАНСОВ

Компенсация методической погрешности пассивных ОП (см. рис. 2.1) может быть осуществлена введением в контур «источник сигнала – иммитансы  $W_1, W_2$ » отрицательного иммитанса  $W_k$  в соответствии с эквивалентными схемами, изображенными на рис. 7.1 и 7.2.

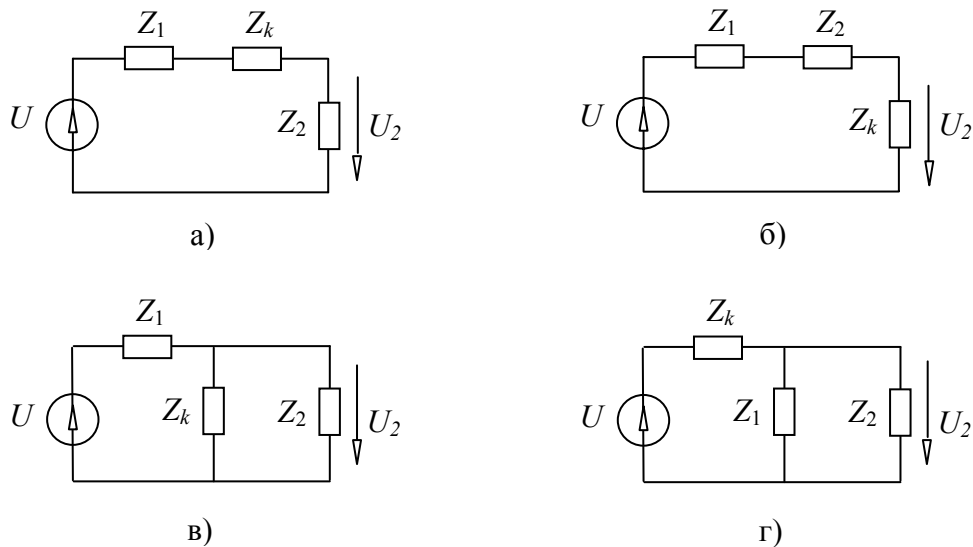


Рис. 7.1. Схемы ОП с компенсацией погрешности на основе отрицательных импедансов

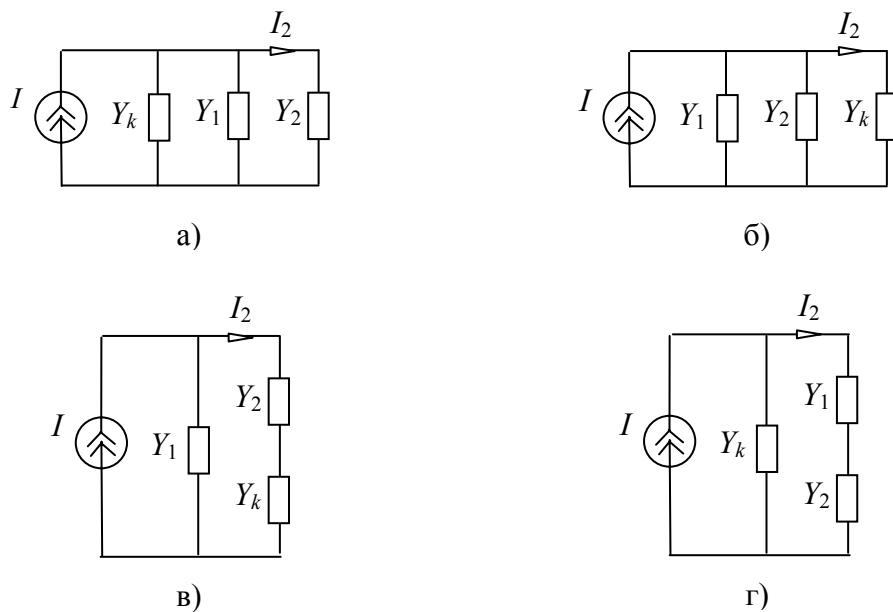


Рис. 7.2. Схемы ОП с компенсацией погрешности на основе отрицательных адмитансов

Для ОП с последовательной коррекцией (рис. 7.1, а, б) условие компенсации методической погрешности имеет вид:  $Z_k = -Z_2$ , для ОП с параллельной коррекцией (рис. 7.1, в, г) методическая погрешность отсутствует при  $Z_k = -Z_1$ . При выполнении указанных условий компенсации методической погрешности приходим к идеальной зависимости:  $U_2 = Z_2 U / Z_1$ .

Эквивалентные схемы ОП с токовым выходом, показанных на рис. 7.2 получены из схем по рис. 7.1 путем их дуального преобразования. Условие компенсации методической погрешности для схем с параллельной коррекцией (рис. 7.2, а, б) имеет вид:  $Z_k = -Z_2$ , для схем с последовательной коррекцией (рис. 7.2, в, г)  $Z_k = -Z_1$ . При выполнении условий компенсации получим:  $I_2 = Y_2 I / Y_1$ .

Операционные преобразователи данного класса могут быть реализованы на базе резонансных электрических цепей. Например, для интегрирующего ОП по рис. 7.1,а ( $Z_1 = R_1$ ,  $Z_2 = 1/j\omega C_2$ ,  $Z_k = j\omega L$ ) на частоте резонанса  $Z_k = -Z_2$  ( $\omega L = 1/\omega C_2$ ) приходим к идеальной зависимости:  $U_2 = U / \omega R_1 C_2$ . Для дифференцирующего ОП по рис. 7.1, в ( $Z_1 = 1/j\omega C_1$ ,  $Z_2 = R_2$ ,  $Z_k = j\omega L$ ) на частоте резонанса такие приходим к идеальной зависимости:  $U_2 = \omega R_2 C_1 U$ .

Устройства с эквивалентной схемой по рис. 7.1 и 7.2 при использовании в них пассивных  $R$ ,  $L$  и  $C$  элементов относятся к классу резонансных четырехполюсников, которые находят применение в моделирующей технике для масштабирования, интегрирования и дифференцирования электрических сигналов на фиксированной несущей частоте [3].

Более широкими возможностями (широкополосность и др.) имеют ОП, в которых в качестве  $Z_k$  используется входное сопротивление конвертора импеданса (преобразователя знака полного сопротивления).

Для идеального конвертора импеданса элементы  $[A]$ -матрицы четырехполюсника  $a_{12} = a_{21} = 0$ , т. е. его входное сопротивление

$$Z_{ex} = \frac{a_{11}Z_0 + a_{12}}{a_{21}Z_0 + a_{22}} = \frac{a_{11}}{a_{22}} Z_0 = -kZ_0, \quad (7.1)$$

где  $Z_0$  – нагрузка конвертора;  $k$  – коэффициент конверсии. На рис.7.3 представлены схемы конверторов импеданса, собранные на базе неинверсных усилителей напряжения УН (а, в) и тока УТ (б, в).

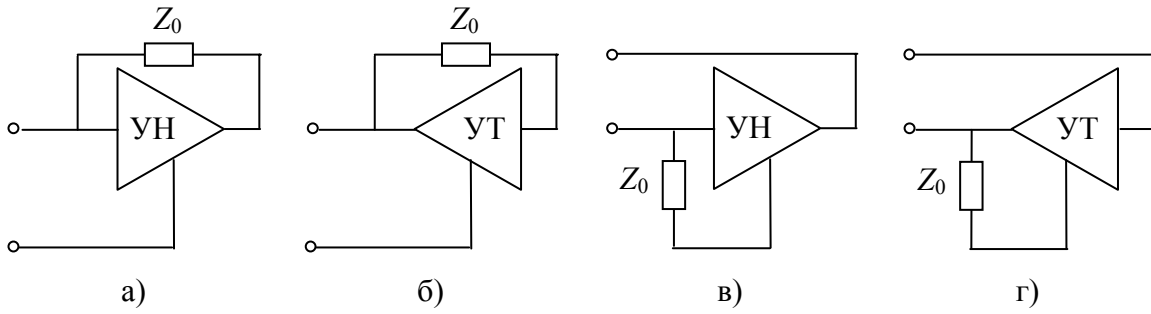


Рис. 7.3. Схемы конверторов импеданса

Элементы [A]-матрицы для конвертора на рис. 7.3, а:

$$a_{11} = \frac{1}{1 - K_U}; \quad a_{12} = \frac{z}{1 - K_U}; \quad a_{21} = \frac{1}{1 - K_U} \cdot \frac{1}{Z}; \quad a_{22} = 1 + \frac{1}{1 - K_U} \cdot \frac{z}{Z}.$$

Согласно (7.1) для конвертора на рис. 7.3, а

$$Z_{ex} = Z_0 \frac{1 + \frac{z}{Z_0}}{1 - K_U + \frac{z + Z_0}{Z}} = -kZ_0. \quad (7.2)$$

Для конвертора импеданса на рис. 7.3, в, г, а элементы [A]-матрицы:

$$a_{11} = 1 - K_U + \frac{z}{Z}; \quad a_{12} = z; \quad a_{21} = \frac{1}{Z}; \quad a_{22} = 1.$$

Входное сопротивление конвертора на рис. 7.3, в

$$Z_{ex} = Z_0 \frac{1 - K_U}{1 + \frac{Z_0}{Z}} + z = -kZ_0. \quad (7.3)$$

Для конверторов на рис. 7.3, б и 7.3, г соответственно получим

$$Z_{ex} = Z_0 \frac{1 + \frac{z}{Z_0}}{1 - K_I + \frac{Z + Z_0}{z}} = -kZ_0. \quad (7.4)$$



$$Z_{\text{ex}} = Z_0 \frac{1 - K_U}{1 + \frac{Z_0}{z}} + Z = -kZ_0. \quad (7.5)$$

Как видим из-за неидеальности УН и УТ условие  $a_{12} = a_{21} = 0$  не выполняется, а коэффициент конверсии зависит от  $Z_0$ .

На рис. 7.4 представлены ОП, построенные на базе конверторов по рис. 7.3.

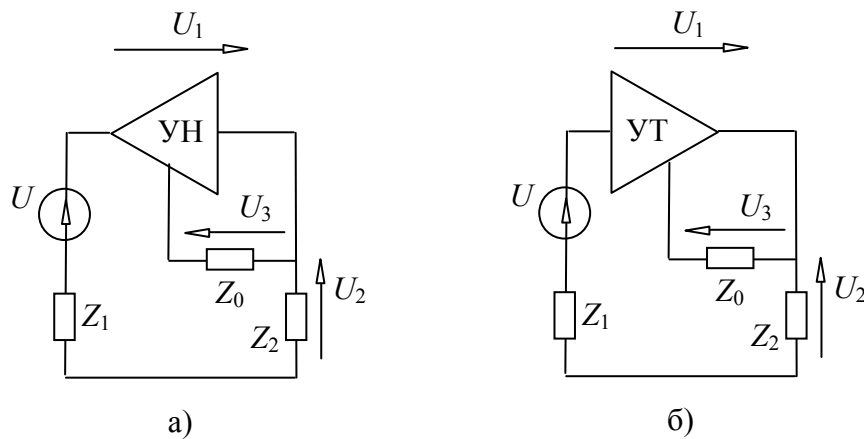


Рис. 7.4. Схемы ОП, построенные на базе конверторов по рис. 7.3, в, г

Здесь при снятии сигнала  $U_2$  с импеданса  $Z_2$ , приходим к эквивалентной схеме, представленной на рис. 7.1, а, при снятии сигнала  $U_1$  со входа конвертора импеданса (с потенциальных входной и выходной клемм усилителя) приходим к эквивалентной схеме по рис. 7.1, б. Выходной сигнал  $U_3$  может также сниматься с  $Z_0$ . Выходные напряжения

$$U_1 = \frac{Z_{\text{ex}} U}{Z_1 + Z_2 + Z_i + Z_{\text{ex}}}; \quad U_2 = \frac{Z_2 U}{Z_1 + Z_2 + Z_i + Z_{\text{ex}}}. \quad (7.6)$$

Опуская промежуточные выкладки для ОП, представленного на рис. 7.4, а, получим

$$U_1 = \frac{U}{Z^*} [(1 - K_U)(Z \parallel Z_0) + z]; \quad U_2 = \frac{Z_2}{Z^*} U; \quad U_3 = \frac{Z \parallel Z_0}{Z^*} U,$$

где  $Z^* = Z_1 + Z_2 + Z_i + z + (1 - K_U)(Z \parallel Z_0)$ .

Согласно (7.3) и (7.6), из равенства  $Z_2 + Z_i + Z_{\text{ex}} = 0$  находим условие компенсации методической погрешности при снятии сигнала с  $Z_2$ :

$$K_U = 1 + \frac{Z_2 + Z_i + z}{Z \parallel Z_0} \approx 1 + \frac{Z_2}{Z_0}, \quad (7.7)$$

при выполнении которого

$$U_1 = -\frac{Z_2}{Z_1} \left( 1 + \frac{Z_i}{Z_2} \right) U; \quad U_2 = \frac{Z_2}{Z_1} U; \quad U_3 = \frac{Z \parallel Z_0}{Z_1} U. \quad (7.8)$$

Из выражения (7.8) для  $U_3$  следует, что при снятии сигнала со входа УН  $Z_0$  может быть использован в качестве операторного импеданса. В данном случае при  $Z_2 = 0$  схемы на рис. 7.4, а вырождается в схему ОП, представленную на рис. 6.2.

Для ОП на рис. 7.4, б

$$U_1 = \frac{U}{Z^*} [(1 - K_I)(z \parallel Z_0) + Z]; \quad U_2 = \frac{Z_2}{Z^*} U; \quad U_3 = \frac{z \parallel Z_0}{Z^*} (1 - K_I) U,$$

где  $Z^* = Z_1 + Z_2 + Z_i + (1 - K_U)(z \parallel Z_0)$ .

Условие компенсации методической погрешности при снятии сигнала с  $Z_2$ :

$$K_I = 1 + \frac{Z_2 + Z_i + Z}{z \parallel Z_0} \approx 1 + \frac{Z_2}{Z_0}, \quad (7.9)$$

при выполнении которого

$$U_1 = -\frac{Z_2}{Z_1} \left( 1 + \frac{Z_i}{Z_2} \right) U; \quad U_2 = \frac{Z_2}{Z_1} U; \quad U_3 = -\frac{Z_2}{Z_1} \left( 1 + \frac{Z_i + Z}{Z_2} \right) U. \quad (7.10)$$

При  $Z_i = Z = 0$  все три выражения (7.10) приводятся к виду:  $U_i = \pm Z_2 U / Z_1$ , где  $i = 1, 2, 3$ .

На рис. 7.5 представлены ОП с параллельной коррекцией погрешности, соответствующие эквивалентной схеме на рис. 7.1, в.

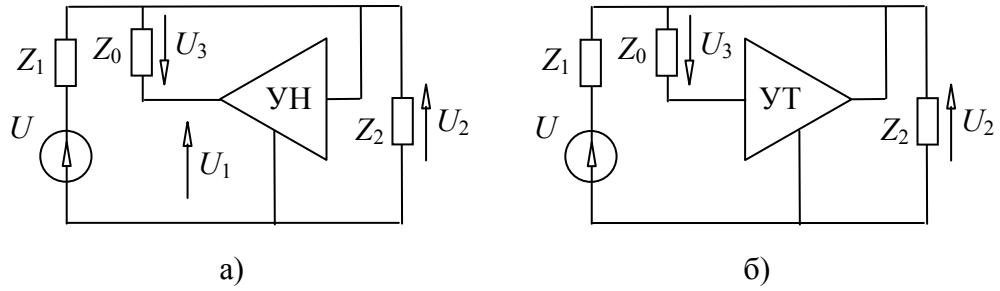


Рис. 7.5. Схема ОП с параллельной коррекцией погрешности

Для ОП на рис. 7.5, а выходные напряжения

$$U_1 = \frac{K_U Y_{11}}{Y^*} \frac{1 + \frac{Y_0}{K_U y}}{1 + \frac{Y_0}{y}} U; \quad U_2 = \frac{Y_{11}}{Y^*} U; \quad U_3 = \frac{Y_{11}}{Y^*} \frac{1 - K_U}{1 + \frac{Y_0}{y}} U,$$

где  $Y^* = Y_{11} + Y_2 + (1 - K_U) \frac{y Y_0}{y + Y_0}$ ,  $Y_{11} = \frac{1}{Z_1 + Z_i}$ .

Из равенства  $Y^* = Y_2$  находим Условие компенсации методической погрешности

$$K_U = 1 + \frac{Z_0 + z}{(Z_1 + Z_i) \parallel Z} \approx 1 + \frac{Z_0}{Z_1}, \quad (7.11)$$

при выполнении которого

$$U_1 = -\frac{m_1 Z_2}{Z_1} U; \quad U_2 = \frac{Z_2}{Z^*} U; \quad U_3 = -\frac{m_3 Z_0 Z_2}{Z_1^2} U, \quad (7.12)$$

где  $m_1 = \frac{K_U + \frac{z}{Z_0}}{1 + \frac{z}{Z_0}} \approx 1 + \frac{Z_0}{Z_1}$ ;  $m_3 = \frac{1 + \frac{Z_1 + Z_i}{Z_0}}{1 + \frac{Z_i}{Z_0}} \approx 1$ .

Для ОП на рис. 7.5, б

$$U_2 = \frac{Y_{11}}{Y^*} U; \quad U_3 = \frac{Y_{11}}{Y^*} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Y_0}{Y}} U,$$

где  $Y^* = Y_{11} + Y_2 + y + (1 - K_I) \frac{Y Y_0}{Y + Y_0}$ .

При

$$K_I = 1 + \frac{Z_0 + Z}{(Z_1 + Z_i) \parallel z} \approx 1 + \frac{Z_0}{Z_1}, \quad (7.13)$$

получим

$$U_2 = \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{U}{1 + \frac{Z_i}{Z_1}}; \quad U_3 = \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{U}{\left(1 + \frac{Z_i}{Z_1}\right) \left(1 + \frac{Z}{Z_0}\right)}. \quad (7.14)$$

В данном случае напряжения  $U_2$  и  $U_3$  отличаются на величину падения напряжения на входном сопротивлении УТ, то есть при  $Z = 0$  напряжение  $U_2 = U_3$ .

На рис. 7.6 изображены ОП, эквивалентная схема которых соответствует рис. 7.1, г.

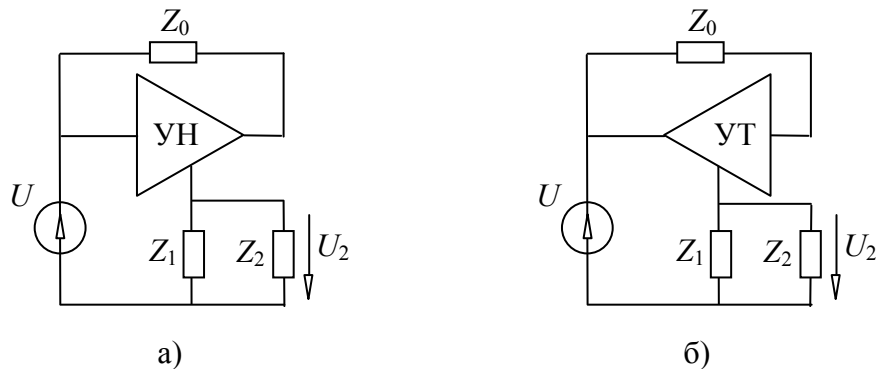


Рис. 7.6. Схема ОП, построенного на базе схемы по рис. 7.1, г

Функция преобразования ОП, представленного на рис. 7.6, а определяется выражением

$$U_2 = \frac{(Z_1 \parallel Z_2) U}{Z_i + (Z_1 \parallel Z_2) + \frac{Z_0 + z}{1 - K_U + \frac{Z_0 + z}{Z}}}. \quad (7.15)$$

Для ОП на рис. 7.6, б выражение (7.15) остается в силе при замене в нем  $K_U$ ,  $Z$ ,  $z$  соответственно на  $K_I$ ,  $z$  и  $Z$ . Условия компенсации погрешности для ОП на рис. 7.6 определяются соответственно выражениями (7.11) и (7.13), при выполнении которых приходим к идеальной зависимости:  $U_2 = Z_2 U / Z_1$ .

Перейдем к сравнительному анализу ОП с токовым выходом. Если в ОП на рис. 7.7 выходным сигналом считать ток, протекающий через  $Y_2$ , то приходим к эквивалентной схеме на рис. 7.2, а.

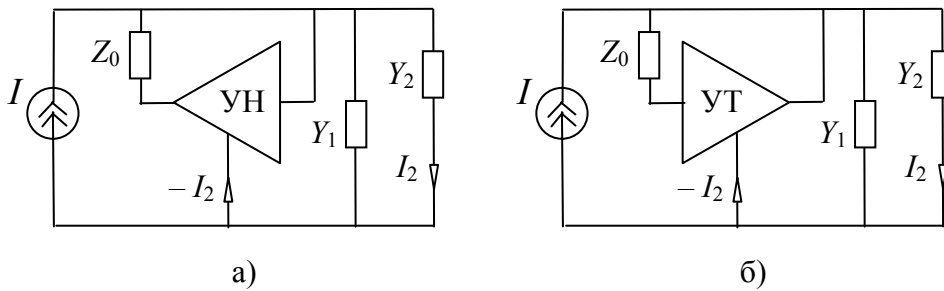


Рис. 7.7. Схема ОП с токовым выходом

Если выходным сигналом является ток, протекающий через общую клемму усилителя, то ОП на рис. 7.7 соответствуют эквивалентной схеме по рис. 7.2, б. Для ОП на рис. 7.7, а

$$I_2 = \frac{Y_2 I}{Y_1 + Y_2 + Y_i + Y_{\text{ex}}}. \quad (7.16)$$

Условие компенсации методической погрешности находим из равенства:  $Y_2 + Y_i + Y_{\text{ex}} = 0$ . Отсюда с учетом (7.2) получим

$$K_U = 1 + \frac{Z_0 + z}{Z_2 \parallel Z \parallel Z_i} \approx 1 + \frac{Z_0}{Z_2}, \quad (7.17)$$

где  $Y_i = 1/Z_i$  есть проводимость источника входного тока ( $Z_i \rightarrow \infty$ ). Для ОП на рис. 7.7, б выражение (7.17) остается в силе при замене в нем  $K_U$ ,  $Z$  и  $z$  соответственно на  $K_I$ ,  $z$  и  $Z$ . При выполнении условия компенсации методической погрешности приходим к идеальной зависимости:  $I_2 = Y_2 I / Y_1$ .

ОП, показанный на рис. 7.8, соответствует эквивалентной схеме на рис. 7.2, в.

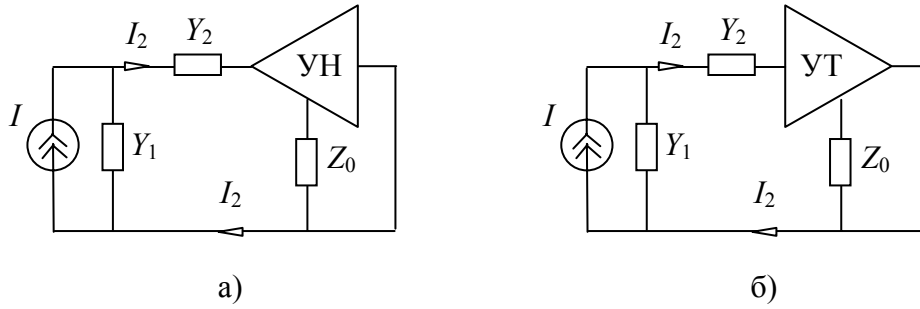


Рис. 7.8. Схема ОП, построенного на базе схемы по рис. 7.2, в

Выходной ток

$$I_2 = \frac{Z_1 I}{Z_1 + (Z_2 + Z_{ex})(1 + Z_1 / Z_i)}. \quad (7.18)$$

Из равенства  $Z_1 + (Z_2 + Z_{ex})(1 + Z_1 / Z_i) = Z_2$  с учетом (7.3) находим условие компенсации методической погрешности ОП на рис. 7.8, а:

$$K_U = 1 + \left[ \frac{Z_1 + z}{Z_0} + \frac{Z_1(Z_2 + z)}{Z_0 Z_i} \right] \cdot \frac{1 + \frac{Z_0}{Z}}{1 + \frac{Z_1}{Z_i}}. \quad (7.19)$$

При  $Z_i \rightarrow \infty$  выражение (7.19) упрощается

$$K_U = 1 + \frac{Z_1 + z}{Z \parallel Z_0} \approx 1 + \frac{Z_1}{Z_0}. \quad (7.20)$$

Для ОП на рис. 7.8, б выражения (7.19) и (7.20) остаются в силе при замене в них  $K_U$ ,  $Z$  и  $z$  соответственно на  $K_I$ ,  $z$  и  $Z$ . При выполнении (7.19)  $I_2 = Y_2 I / Y_1$ .

ОП по рис. 7.9 соответствуют эквивалентной схеме на рис. 7.2, г.

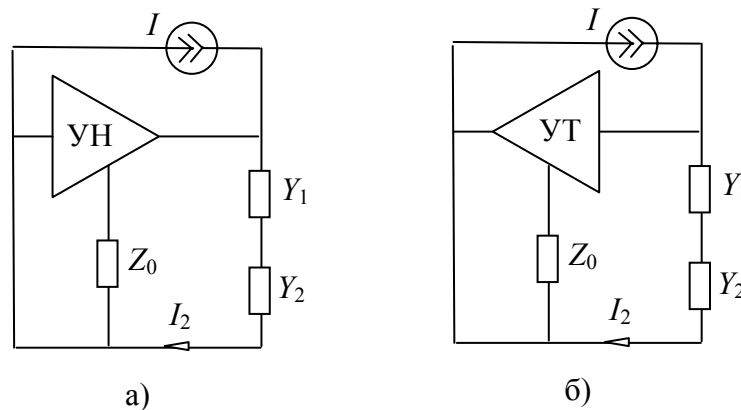


Рис. 7.9. Схема ОП, построенного на базе схемы по рис. 7.2, г

Выходной ток

$$I_2 = \frac{Z_{ex} \parallel Z_i}{Z_1 + Z_2 + (Z_{ex} \parallel Z_i)} I. \quad (7.21)$$

Здесь при  $Z_i = \infty$  условие компенсации методической погрешности определяется выражением (7.20), при выполнении которого  $I_2 = Y_2 I / Y_1$ .

Другую подгруппу ОП с независимыми отрицательными импедансами составляют устройства, построенные на базе неинверсных усилителей сопротивления (рис. 7.10, а) и усилителей проводимости (рис. 7.10, б), эквивалентные схемы которых соответствуют рис. 7.1, а и рис. 7.2, а.

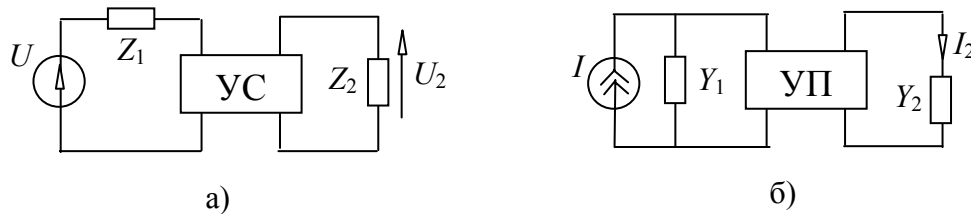


Рис. 7.10. Схемы ОП, построенные на базе неинверсных УС и УП

Для ОП на рис. 7.10, а и 7.10, б соответственно можем записать

$$U_2 = \frac{Z_2 U}{Z_1 + Z_2 + Z + z - K_Z}; \quad I_2 = \frac{Y_2 I}{Y_1 + Y_2 + Y + y - K_Y}. \quad (7.22)$$

При  $K_Z = Z_2 + Z + z$  и  $K_Y = Y_2 + Y + y$  приходим к идеальной зависимости:  $X_2 = W_2 X / W_1$ . Операционные преобразователи, показанные на рис. 7.10 инвариантны относительно направления передачи энергии через усилитель.

### Выводы

Работа ОП с независимыми отрицательными импедансами в зависимости от вида коррекции (последовательная или параллельная) или от типа усилителя возможна в режимах  $W_1 = const$ ,  $W_2 = var$  или  $W_1 = var$ ,  $W_2 = const$ . При этом требование идеальности усилителя не накладывается, так как его входное и выходное сопротивления учитываются в условии компенсации методической погрешности.

В случае абсолютной стабильности коэффициента усиления усилителей методическая погрешность ОП равна нулю. Нестабильность коэффициента усиления обуславливает возникновение методической погрешности.

## 8. КОМПЕНСАЦИОННО-МОСТОВЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Существует группа автокомпенсационно-мостовых цепей, обладающих свойством операционности [2]. ОП на базе компенсационно-мостовых цепей используются при построении устройств для отдельного измерения параметров комплексных величин. Данную группу ОП можно разделить на две подгруппы:

- устройства с управляемыми источниками сигнала (УИС);
- устройства с управляемыми иммитансами.

ОП первой подгруппы рассмотрим на примере схем, изображенных на рис. 8.1.

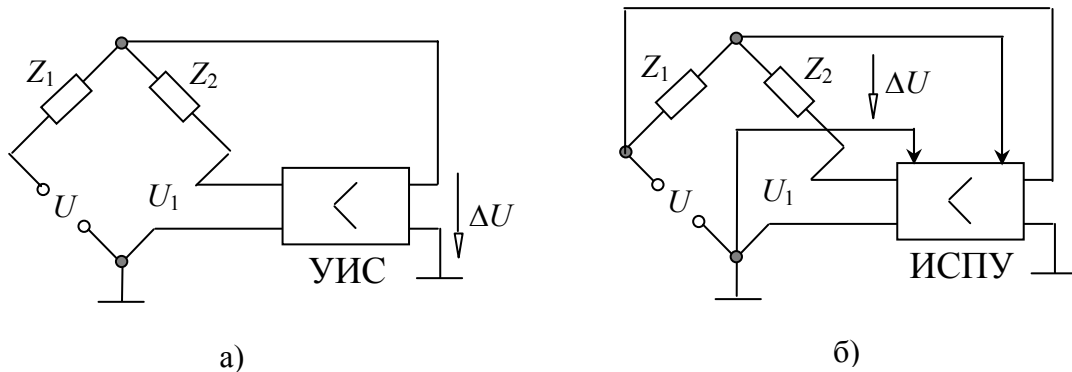


Рис. 8.1. Схемы устройств с УИС

Напряжение разбаланса для мостовых схем на рис. 8.1

$$\Delta U = \frac{Z_2 U - Z_1 U_1}{Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z}} = \frac{Y_1 U - Y_2 U_1}{Y_1 + Y_2 + Y}. \quad (8.1)$$

Уравновешивание (сведение разбаланса  $\Delta U$  к нулевому значению) может осуществляться вручную или автоматически. На рис. 8.1 представлены схемы устройств с автоматическим уравновешиванием. Для ОП на рис. 8.1, а автоматизация операции уравновешивания осуществляется с помощью управляемого источника сигнала. Для ОП на рис. 8.1, б уравновешивание выполняется с помощью источника сигнала с параметрическим управлением (ИСПУ). Нетрудно показать, что для ОП на рис. 8.1, а

$$U_1 = \frac{Z_2}{Z_1} U (1 + \delta), \quad (8.2)$$



где

$$\delta = -\frac{U_1}{KU} \left( 1 + \frac{Z_1}{Z \parallel Z_2} \right) \approx -\frac{1}{K} \left( 1 + \frac{Z_2}{Z \parallel Z_1} \right) \quad (8.3)$$

есть методическая погрешность, обусловленная конечным значением петлевого усиления. Приближенное равенство в (8.3) выполняется при  $U_1 \approx Z_2 U / Z_1$ . Нетрудно показать, что схема на рис. 8.1, а совпадает со схемой ОП с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению (см. рис. 5.6 и структурную схему на рис. 5.2, а).

Действительно, исключив из схемы на рис. 5.6 нагрузку, получаем схему, представленную на рис. 8.2, которая изоморфна схеме рис. 8.1, а.

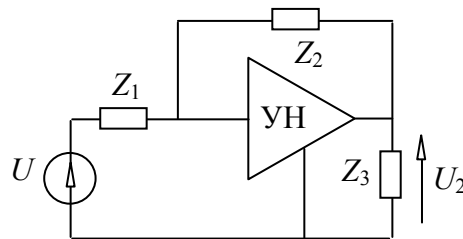


Рис. 8.2. Схема ОП с параллельной ООС по напряжению

Отмеченное обстоятельство обусловлено тем, что здесь и в работе [2] в основу классификационного признака положен способ компенсации методической погрешности, а не тип структурной схемы. Как видно, статические компенсационно-мостовые ОП с управляемыми источниками сигнала принципиально ничем не отличаются от замкнутых ОП с отрицательной обратной связью, поскольку управляемый источник сигнала, используемый для автоматического уравнивания, одновременно является усилителем.

Для ОП на рис. 8.1, б напряжение разбаланса  $\Delta U$  воздействует на коэффициент усиления  $K$  источника сигнала ИСПУ. В частности, в качестве ИСПУ может быть использован управляемый делитель напряжения. При  $K = K_0 + k\Delta U$  с учетом равенства  $U_1 = K\Delta U$  получаем

$$\Delta U = \frac{U_1 - K_0 U}{kU}. \quad (8.4)$$

Подставив (8.4) в (8.1), приходим к выражению (8.2), в котором

$$\delta = -\frac{\Delta U}{U} \left( 1 + \frac{Z_1}{Z \parallel Z_2} \right) \approx -\frac{1}{kU} \left( 1 - \frac{S_0 Z_1}{Z_2} \right) \left( 1 + \frac{Z_2}{Z \parallel Z_1} \right). \quad (8.5)$$

Приближенное равенство в (8.5) выполняется при  $U_1 \approx Z_2 U / Z_1$ . Здесь  $Z$  есть входное сопротивление ИСПУ,  $k$  – коэффициент усиления по цепи управления. Согласно (8.5),  $\delta \rightarrow 0$  при  $k \rightarrow \infty$ .

На рис. 8.3 дана схема одной из возможных реализаций устройств второй подгруппы.

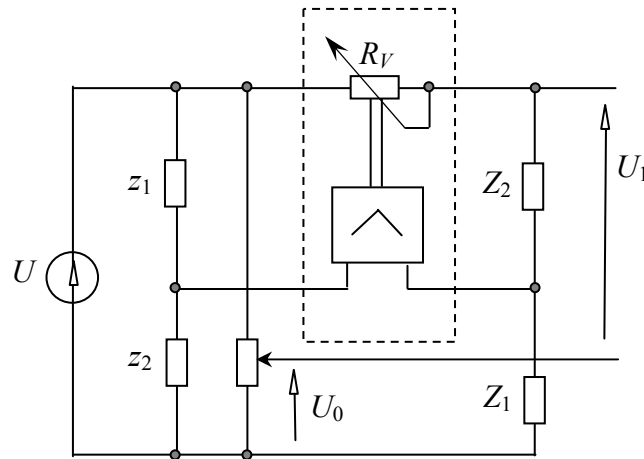


Рис. 8.3. Схема устройств с управляемыми иммитансами

Здесь усиленное напряжение разбаланса  $\Delta U$  изменяет сопротивление  $R_v$  до выполнения условия  $\Delta U = 0$ . При выборе параметров мостовой схемы исходя из обеспечения условия  $U_0 = mU$ , при  $\Delta U = 0$  получим

$$U_1 = \frac{mZ_2}{Z_1} U, \text{ где } m = \frac{z_2}{z_1 + z_2}.$$

Рассмотренные ОП относятся к замкнутым системам статического типа.

### Выводы

Условие компенсации методической погрешности ( $K \rightarrow \infty$  или  $k \rightarrow \infty$ ) для компенсационно-мостовых ОП статического типа физически нереализуемо.

Статические компенсационно-мостовые ОП с управляемыми источниками сигнала по существу являются замкнутыми ОП с отрицательной обратной связью.

## 9. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ПОСТРОЕННЫЕ НА БАЗЕ МНОЖИТЕЛЬНО-ДЕЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Падения напряжений на импедансах  $Z_1$  и  $Z_2$  или токи, протекающие через адмитансы  $Y_1$  и  $Y_2$ , определяются выражениями

$$X_1 = \frac{W_1}{W_1 + W_2} X, \quad X_2 = \frac{W_2}{W_1 + W_2} X.$$

Отсюда видим, что отношение  $X_2 / X_1$ , равно  $W_2 / W_1$ . Указанное свойство может быть использовано для построения ОП.

На рис. 9.1 представлена схема ОП с множителем-делителем (МДУ), где РЦ – развязывающая цепь.

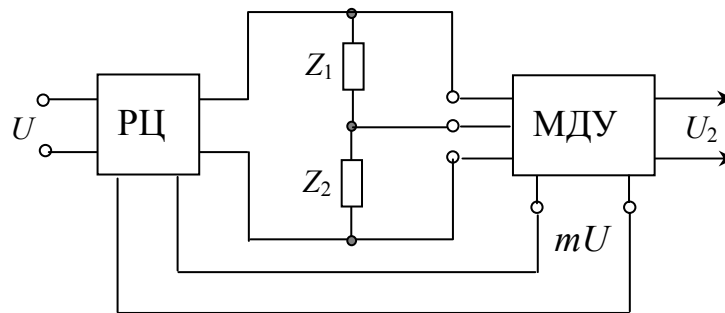


Рис. 9.1. Схема ОП на базе множителем-делительного устройства

Принимая операцию деления (умножения) электрических сигналов идеальной, то есть лишенной погрешности, получаем выходное напряжение ОП на рис. 9.1

$$U_2 = mZ_2U / Z_1.$$

### Вывод

Для ОП с множителем-делительным устройством методическая погрешность отсутствует, если операция деления электрических сигналов является идеальной.

## 10. ОПЕРАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ПОСТРОЕННЫЕ ПО СПОСОБУ МОДЕЛИРОВАНИЯ АНАЛИТИЧЕСКИХ СООТНОШЕНИЙ

Для построения ОП может быть использован способ моделирования аналитических соотношений. Например, при  $\gamma=1$  и  $\beta + \bar{\beta} = 1$ , согласно (5.3), можем записать

$$X_2 = \frac{K\bar{\beta}}{1+K\beta} X = \frac{K}{1+K\beta} X - \frac{K\beta}{1+K\beta} X \approx \frac{1-\beta}{\beta} X \quad (10.1)$$

(приближенное равенство выполняется при  $|K\beta| \gg 1$ ). Сравнивая (10.1) с (5.1) видим, что первое слагаемое в (10.1) является функцией преобразования «неоперационной» замкнутой системы с ООС, а второе слагаемое есть функция преобразования повторителя сигнала асимптотического типа (см. рис. 10.1, а), коэффициент передачи которого стремится к единице при  $K\beta \rightarrow \infty$ .

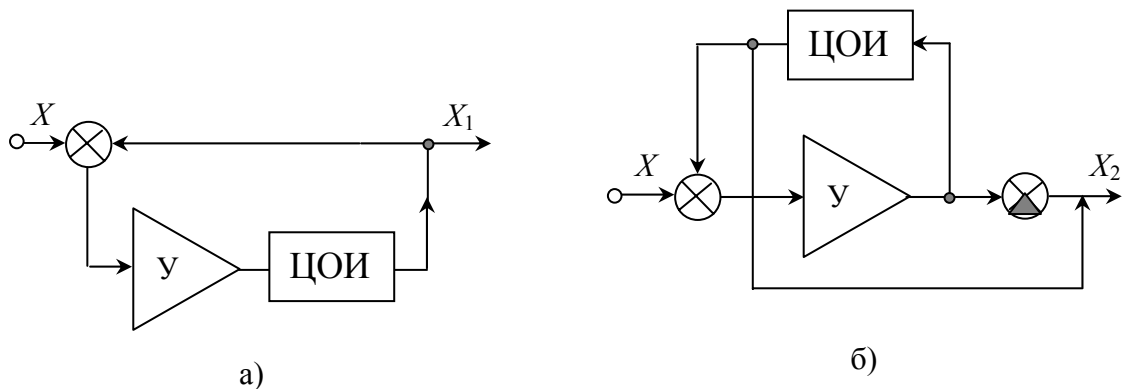


Рис. 10.1. Схемы ОП, реализующие выражение (10.1)

На рис. 10.1, б представлена структурная схема ОП, моделирующая соотношение (10.1).

В качестве другого примера рассмотрим выражение (6.2). Разложив его в ряд, получим

$$X_2 = \frac{\bar{\beta}}{1-\bar{\beta}} X = (\bar{\beta} + \bar{\beta}^2 + \bar{\beta}^3 + \dots) X. \quad (10.2)$$

Поскольку

$$|\bar{\beta}| = \left| \frac{W_2}{W_1 + W_2} \right| < 1,$$

то можем ограничиться первыми двумя или тремя членами ряда.

Структурная схема, реализующая разложение (10.2), изображена на рис. 10.2, а.

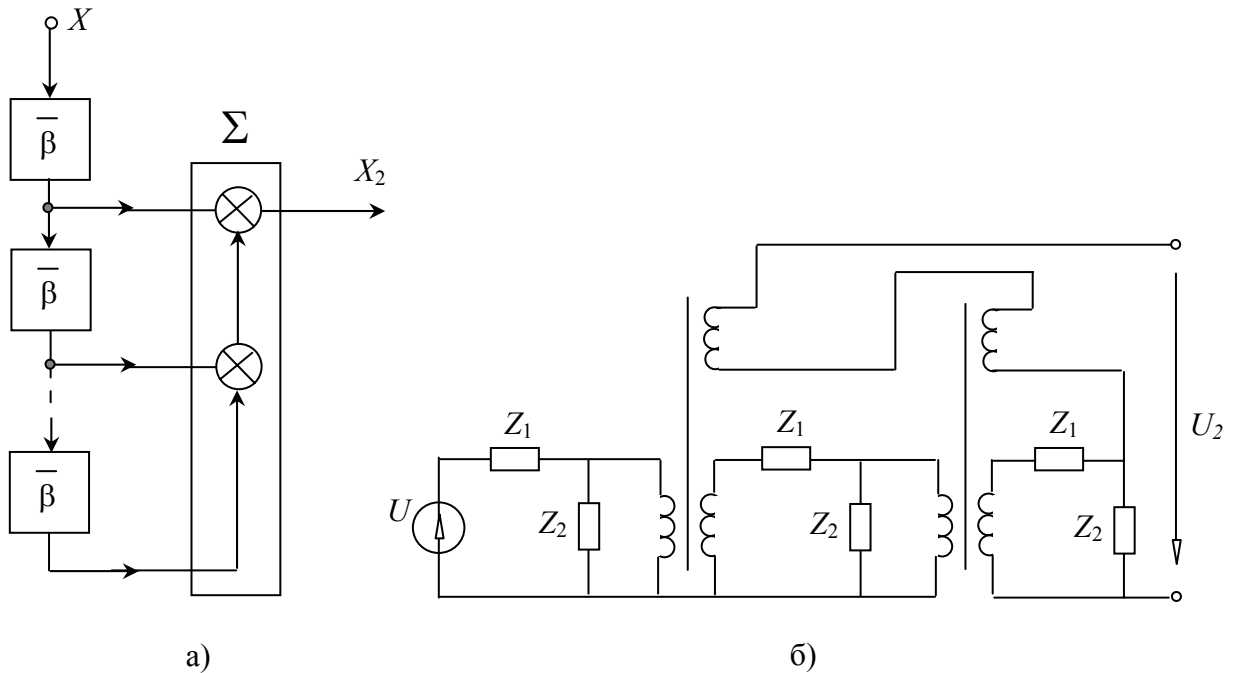


Рис. 10.2. Схемы ОП, реализующие выражение (10.2)

Методическая погрешность ОП на рис. 10.2

$$\delta = -\left(\frac{\alpha}{1+\alpha}\right)^N \approx -\frac{\alpha^N}{1+N\alpha}, \quad (10.3)$$

где  $N$  есть количество удержанных в ряде (10.2) слагаемых. Приближенное равенство в (10.3) выполняется при  $|\alpha| = |W_2/W_1| \ll 1$ .

На рис. 10.2, б представлена одна из возможных реализаций структурной схемы по рис. 10.2, а при  $N=3$ . Для анализа этой схемы можно воспользоваться методикой, рассмотренной в подразделе 1.4. Схемно-алгебраическая формула трехобмоточного идеального трансформатора получается с помощью программы CIRMUL. После выделения параметров одного идеального трансформатора и сопротивлений получаются элементарные схемы, подобные элементарным схемам двухобмоточного идеального трансформатора, приведенным в табл. 1.4.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В пособии изложена схемно-алгебраическая методика для формирования символьных схемных функций и получения аналитических выражений погрешностей операционных преобразователей. Метод схемных определителей *Фойснера-Брауна* обобщен для активных электрических цепей на основе так называемых элементарных схем усилителей, определители которых вычислены заранее и подставляются в формируемые выражения без проведения повторных выкладок.

На основе предложенной методики исследованы следующие группы аналоговых операционных преобразователей: 1) пассивные; 2) активные ОП с разомкнутой структурной схемой; 3) с управляемыми по коэффициенту передачи усилителями проводимости и сопротивления; 4) с включением операторных иммитансов в петлю ООС усилителя; 5) с включением операторных иммитансов в петлю ПОС усилителя; 6) с независимыми отрицательными импедансами; 7) компенсационно-мостовые; 8) с множителем-делительным устройством; 9) моделирующие аналитические соотношения.

В сущности, во всех группах ОП теми или иными средствами осуществляется уменьшение методической погрешности пассивных ОП по рис. 2.1. Как показал проведенный анализ, арсенал этих средств весьма разнообразен. В частности, для пассивных ОП средством уменьшения методической погрешности является понижение чувствительности. Для ОП второй группы методическая погрешность отсутствует при наличии идеальных усилителей, т. е. средством уменьшения методической погрешности является повышение входного и понижение выходного иммитансов усилителей. При этом нестабильность усиления не вносит методической погрешности, а обуславливает наличие только инструментальной погрешности.

Для ОП третьей, четвертой и седьмой групп методическая погрешность равна нулю при  $S = \infty$ , то есть средством уменьшения методической погрешности является увеличение усиления. Для ОП пятой группы при выборе коэффициента усиления, исходя из условия минимизации методической погрешности, средством уменьшения  $\delta$  является повышение входного и уменьшение выходного иммитансов усилителя. Для ОП шестой группы  $\delta = 0$  при выборе коэффициента усиления усилителя, исходя из условия компенсации методической погрешности. Для ОП пятой и шестой групп нестабильность коэффициента усиления приводит к появлению методической погрешности. Для ОП восьмой группы методическая погрешность отсутствует, если операция деления электрических сигналов является идеальной.

### Библиографический список

1. Волгин Л. И. Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем. – М. : Сов. радио, 1971. – 334 с.
2. Волгин Л. И. Принципы построения и сравнительный анализ аналоговых операционных преобразователей. – Таллин : Научно-исследовательский и проектно-технологический ин-т систем планирования и управления в электропромышленности, 1973. – 53 с.
3. Волгин Л. И. Аналоговые интегрирующие и дифференцирующие операционные преобразователи. – Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 1982. – 128 с.
4. Волгин Л. И. Высокостабильные усилительные устройства : Методы построения, схемотехника. – Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1982. – 128 с.
5. Волгин Л. И. Топологические преобразования электрических цепей. – Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 1982. – 108 с.
6. Волгин Л. И. Аналоговые операционные преобразователи для измерительных приборов и систем. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 208 с.
7. Волгин Л. И. Топологические преобразования и синтез схем радиоэлектронных средств. – Тольятти : Издательство Поволжского технологического института сервиса, 2000. – 174 с.
8. Волгин Л. И. Топологические модели усилителей электрических сигналов. – Тольятти : Изд-во Поволжского технологического ин-та сервиса. – 2002. – 90 с.
9. Волгин Л. И. Основы метрологии, оценка погрешностей измерений, измерительные преобразователи. – М. : Изд-во Московского гос. ун-та сервиса. – 2002. – 129 с.
10. Волгин Л. И., Филаретов В. В. Взаимная обратимость и реверсивное топологическое преобразование активных электрических цепей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. международ. конф. КЛИН–2003. – Ульяновск : УлГТУ, 2003. – Т. 4. – С. 9 – 16.
11. Волгин Л. И., Филаретов В. В. Инверсные топологические преобразования электрических цепей с операционными усилителями // Схемно-топологические модели активных электрических цепей : Синтез, анализ, диагностика : Тр. международ. конф. КЛИН–2004. – Ульяновск : УлГТУ, 2004. – Т. 4. – С. 20 – 27.
12. Волгин Л. И., Филаретов В. В. Исследование принципа усиления дуального сигнала // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей : Синтез, анализ, диагностика : Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск : УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 30 – 33.
13. Иваницкий А. М. Принцип взаимосоответствия // Радиотехника. – 1976. – Т. 31, № 7. – С. 45 – 52.

14. Королев Ф. А., Филаретов В. В. О символьно-топологическом анализе схем (по поводу статьи Г. А. Белова и В. Г. Захарова в журнале «Электричество») // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей : Синтез, анализ, диагностика : Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск : УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 76 – 80.
15. Курганов С. А., Филаретов В. В. Символьный анализ линейных электронных цепей на основе схемно-алгебраических формул выделения параметров многополюсников // Электричество. – 2003. – № 6. – С. 52 – 65.
16. Курганов С. А., Филаретов В. В. Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей : Учебное пособие. – Ульяновск : УлГТУ, 2003. – 228 с.
17. Курганов С. А., Филаретов В. В. Неявный принцип наложения воздействий в линейных электрических цепях // Электричество. – 2005. – № 1. – С. 32 – 43.
18. Миланцей Т., Филаретов В. В. От идеального усилителя Теллегена до многомерного неудаляемого управляемого источника // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика : Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск : УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 140 – 154.
19. Теоретические основы электротехники: в 2 т. – Т. 1. Основы теории линейных цепей / П. А. Ионкин, А. И. Даревский, Е. С. Кухаркин и др. – М. : Высшая школа, 1976. – 544 с.
20. Теоретические основы электротехники: в 3 т. / К. С. Демирчян, Л. Р. Нейман, Н. В. Коровкин, В. Л. Чечурин. – М.: Питер, 2003. – Т. 1. – 463 с.
21. Филаретов В. В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // Электричество.– 1998.– № 5.– С. 43 – 52.
22. Филаретов В. В. Формирование символьных функций для активных электрических цепей методом стягивания и удаления ветвей // Электричество. – 2001. – № 4. – С. 43 – 51.
23. Филаретов В. В. Анализ электрических цепей методом схемных определителей : Методические указания. – Ульяновск: УлГТУ, 2001.– 40 с.
24. Филаретов В. В. О схемных триадах Л. И.Волгина, порождаемых поворотом активного трехполюсника в активных электрических цепях // Схемно-топологические модели активных электрических цепей : Синтез и анализ : Тр. международ. конф. КЛИН–2003. – Ульяновск : УлГТУ, 2003. – Т. 4. – С. 86 – 94.
25. Braun J. Topological analysis of networks containing nullators and norators // Electronics letters. – 1966. – Vol. 2, no. 11. – P. 427 – 428.
26. Feussner W. Ueber Stromverzweigung in netzformigen Leitern // Annalen der Physik. – 1902. – Bd 9, N 13. – S. 1304 – 1329.
27. Feussner W. Zur Berechnung der Stromstarke in netzformigen Leitern // Annalen der Physik. – 1904. – Bd 15, N 12. – S. 385 – 394.