

## ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ

УДК 621.317.3.088.22+621.317.733

С. М. КАЗАКОВ

(Новосибирск)

### СИНТЕЗ СТРУКТУР ПРОПОРЦИОНАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПАСИВНЫХ КОМПЛЕКСНЫХ ВЕЛИЧИН В АКТИВНЫЕ С ЭЛЕКТРОННОЙ КОРРЕКЦИЕЙ ПОГРЕШНОСТИ

Необходимыми и весьма важными элементами любого устройства для измерения параметров линейных пассивных комплексных величин  $\tilde{\Pi}$  (сопротивлений, проводимостей и коэффициентов передачи) являются преобразователи их в активные комплексные величины  $\dot{A}$  (напряжения или токи). Наиболее перспективное в настоящее время пропорциональное преобразование  $(\dot{A}_n = \dot{A}_s \tilde{\Pi}_n^{\pm 1})$  в активные величины комплексных сопротивлений и проводимостей  $\tilde{\Pi}_n$  осуществляется в простейшем случае путем подключения к исследуемому двухполюснику источника независимой активной электрической величины  $\dot{A}_s$  и снятия с него зависимой активной электрической величины  $\dot{A}_n$ . Например, в двойных трансформаторных мостах с замкнутым накоротко компаратором токов в качестве источника  $\dot{A}_s$  служит обмотка трансформатора напряжения, а в качестве устройства, воспринимающего зависимую электрическую величину — ток  $\dot{I}_n$  — обмотка компаратора токов. Если в таких преобразователях выходное сопротивление источника  $\dot{A}_s$  и входное сопротивление устройства, воспринимающего преобразованную

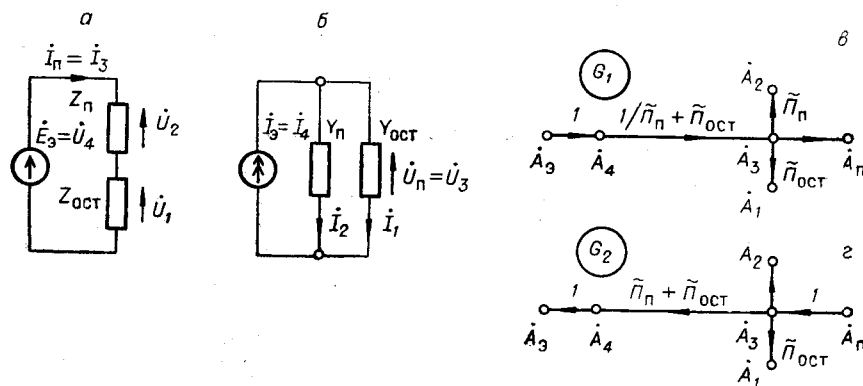


Рис. 1.

величину  $A_n$ , конечны, то возникает погрешность преобразования. Эту погрешность можно уменьшить путем специального включения электронных корректирующих устройств. Синтезу структур таких преобразователей комплексных сопротивлений и проводимостей в активные электрические величины и посвящена настоящая статья.

Для графического изображения структур преобразователей воспользуемся сигнально-потокowymi графами Мэсона [1, 2]. Известные приемы преобразования этих графов, как увидим далее, позволяют весьма просто и наглядно анализировать известные структуры и синтезировать новые.

Интересующие нас пропорциональные преобразователи без электронной коррекции погрешности сводятся к двум дуальным по отношению друг к другу схемам, изображенным на рис. 1, а и б, где  $Z_n$  и  $Y_n$  — преобразуемые, а  $Z_{ост}$  и  $Y_{ост}$  — остаточные сопротивления и проводимости. Граф  $G_1$ , отражающий структуру обеих схем, имеет вид, показанный на рис. 1, в. Поскольку в общем случае активные величины  $\dot{A}_3$  и  $\dot{A}_4$  непосредственно на двухэлементной цепочке могут не совпадать соответственно с активными величинами  $\dot{A}_n$  и  $\dot{A}_s$ , то на графе они выделены отдельными вершинами. В идеальном случае, когда  $\tilde{\Pi}_{ост} = 0$ , вид преобразования " $\tilde{\Pi}_n \rightarrow \dot{A}_n$ " обратно пропорциональный. Если же  $\tilde{\Pi}_{ост} \neq 0$ , то возникает погрешность преобразования, которую удобно характеризовать коэффициентом погрешности  $\tilde{K}_\Delta = \dot{A}_s / \dot{A}_n \tilde{\Pi}_n$ . Этот коэффициент легко определяется по инверсированному графу  $G_2$  (см. рис. 1, г), получаемому из прямого графа  $G_1$  инверсией пути „ $\dot{A}_s \rightarrow \dot{A}_4 \rightarrow \dot{A}_3 \rightarrow \dot{A}_n$ “, и равен

$$\tilde{K}_\Delta = 1 + \delta, \quad (1)$$

где  $\delta = \tilde{\Pi}_{ост} / \tilde{\Pi}_n$ .

Из рассмотрения инверсированного графа  $G_2$  следует, что погрешность преобразования можно уменьшить двумя способами: последовательной и параллельной коррекцией.

1. Параллельная коррекция осуществляется подачей в вершину  $\dot{A}_s$  инверсированного графа корректирующего сигнала, величина которого, очевидно, должна стремиться к  $\dot{A}_s \tilde{\Pi}_{ост} = \dot{A}_1$ . Поскольку вершины  $\dot{A}_1$  и  $\dot{A}_4$  необходимо развязать разделительным устройством, то возможны два варианта инверсированного графа с коррекцией —  $G_3$  и  $G_4$  (рис. 2, а и б). Коэффициент погрешности передачи графа  $G_3$  равен

$$\tilde{K}_\Delta = [1 + \delta (1 - \tilde{K}_y)] \frac{1}{\tilde{K}_y}, \quad (2)$$

а коэффициент погрешности передачи графа  $G_4$  —

$$\tilde{K}_\Delta = 1 + \delta (1 - K_y). \quad (3)$$

Инверсируя пути " $\dot{A}_n \rightarrow \dot{A}_3 \rightarrow \dot{A}_4 \rightarrow \dot{A}_s$ " графов  $G_3$  и  $G_4$ , получим прямые графы  $G_5$  и  $G_6$  (рис. 2, в и г), отражающие структуры пропорциональных преобразователей „ $\tilde{\Pi} \rightarrow \dot{A}$ “ с корректирующими устройствами в виде повторителей сигналов, коэффициенты передачи которых  $\tilde{K}_y \leq 1$ .

Поскольку для рассматриваемых двухэлементных цепей справедливо равенство  $\dot{A}_4 = \dot{A}_1 + \dot{A}_2$ , то для коррекции можно использовать и ве-

личину  $\dot{A}_2$ . Подавая в вершину  $\dot{A}_4$  вместо величины  $\dot{A}_1$  разность  $\dot{A}_4 - \dot{A}_2$ , получим графы  $G_7$  и  $G_8$  (рис. 2, *д* и *е*). Граф  $G_8$  удобно дополнительно преобразовать к виду  $G_9$  (рис. 2, *ж*). Если теперь принять, что повторители сигналов выполнены на усилителях с большим коэффициентом передачи ( $\tilde{K}_y \rightarrow \infty$ ), охваченных единичной отрицательной обратной

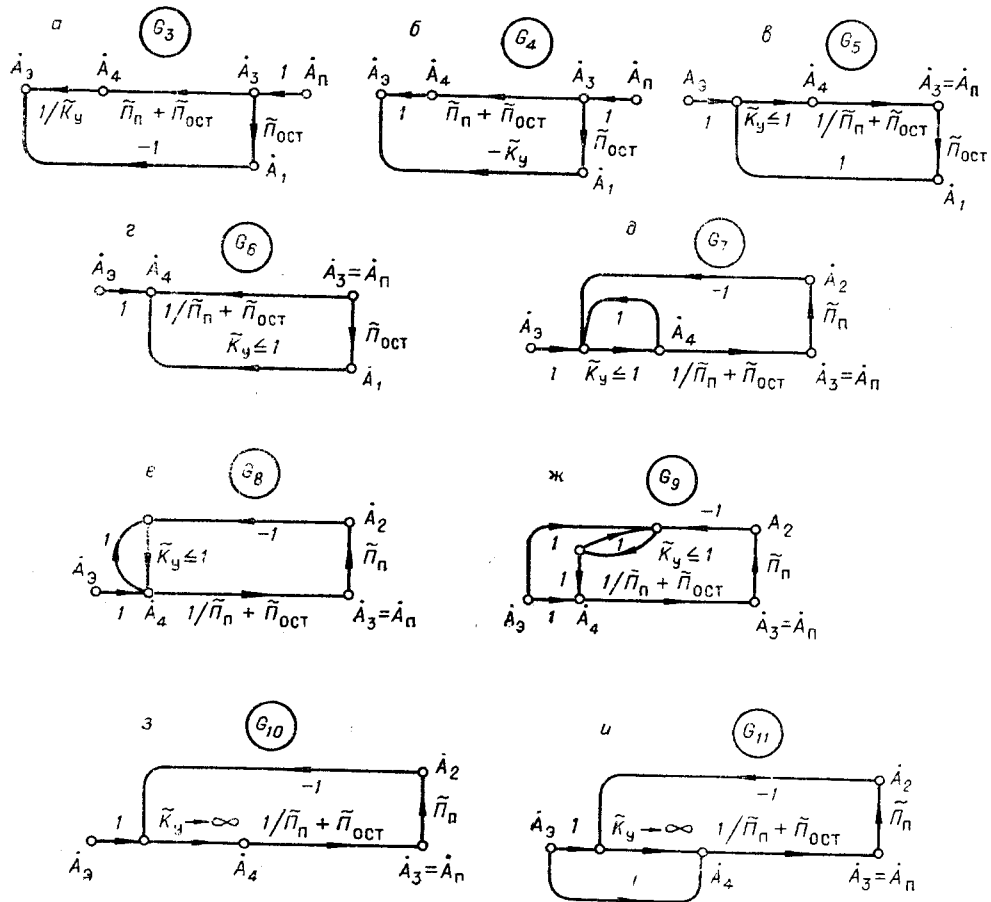


Рис. 2.

связью, то получим графы  $G_{10}$  и  $G_{11}$  (рис. 2, *з* и *и*), отражающие структуры пропорциональных преобразователей „ $\tilde{\Pi} \rightarrow A^u$ “ с корректирующими устройствами в виде усилителей сигналов, коэффициенты передачи которых  $\tilde{K}_y \rightarrow \infty$ . Коэффициент погрешности для структуры по графу  $G_{10}$  равен

$$\tilde{K}_\Delta = \frac{\dot{A}_9}{\dot{A}_n \tilde{\Pi}_n} = 1 + \frac{1}{\tilde{K}_y} + \delta \frac{1}{\tilde{K}_y}, \quad (4)$$

а по графу  $G_{11}$  —

$$K_\Delta = \frac{\dot{A}_9}{\dot{A}_n \tilde{\Pi}_n} = 1 + \delta \frac{1}{\tilde{K}_y + 1}. \quad (5)$$

2. Последовательная коррекция осуществляется включением после-

довательно в путь " $\dot{A}_3 \rightarrow \dot{A}_n$ " ветви с коэффициентом передачи  $1 + \frac{\tilde{\Pi}_{ост}}{\tilde{\Pi}_n}$ . Очевидно, что такая коррекция может быть реализована только при известных значениях преобразуемой и паразитной пассивных величин. Выполняя корректирующую ветвь с помощью вспомогательной двухэлементной цепи, отношение  $\delta_v$  которой равно  $\tilde{K}_\delta \delta$ , и уси-

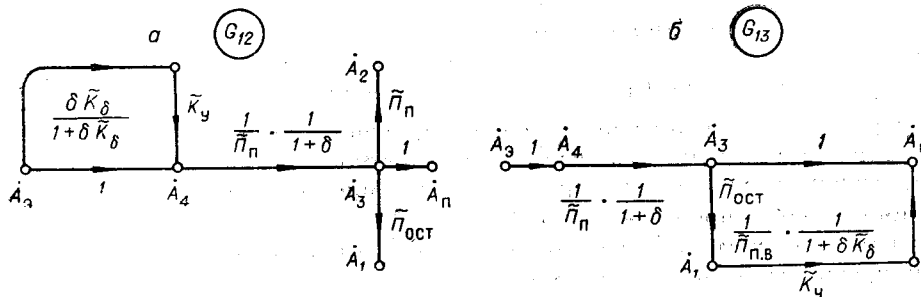


Рис. 3.

лителя сигналов с коэффициентом передачи  $\tilde{K}_y$  и, включая ее между вершинами  $\dot{A}_3$  и  $\dot{A}_4$  или  $\dot{A}_3$  и  $\dot{A}_n$ , получим два графа  $G_{12}$  и  $G_{13}$  (рис. 3, а и б). Погрешность преобразования по графу  $G_{12}$  равна

$$\tilde{K}_A = \frac{\dot{A}_3}{\dot{A}_n \tilde{\Pi}_n} = 1 + \frac{\delta(1 - \tilde{K}_\delta \tilde{K}_y) + \delta^2 \tilde{K}_\delta}{1 + \delta \tilde{K}_\delta (1 + \tilde{K}_y)}, \quad (6)$$

а по графу  $G_{13}$  —

$$\tilde{K}_A = \frac{\dot{A}_3}{\dot{A}_n \tilde{\Pi}_n} = 1 + \frac{\delta(1 - \tilde{K}_\delta \tilde{K}_n \tilde{K}_y) + \delta^2 \tilde{K}_\delta}{1 + \delta \tilde{K}_\delta (1 + \tilde{K}_n \tilde{K}_y)}, \quad (7)$$

где  $\tilde{K}_n$  — отношение остаточной пассивной величины основной двухэлементной цепи к остаточной пассивной величине вспомогательной двухэлементной цепи. Как видно из полученных выражений, эффект коррекции погрешности достигается только при произведении  $\tilde{K}_\delta \tilde{K}_y$  или  $\tilde{K}_\delta \tilde{K}_n \tilde{K}_y$ , близком к единице. Степень коррекции повышается при уменьшении  $\tilde{K}_\delta$  и соответственно при увеличении  $\tilde{K}_y$  (разумеется, что  $\tilde{K}_y$  при этом должно быть стабильно). Поскольку корректирующая ветвь выполнена на двухэлементной цепи, подобной основной, то ее погрешность можно уменьшить, используя коррекцию по любой из полученных структур.

Сравним полученные структуры. Как уже указывалось, основным отличием структур с последовательной коррекцией (графы  $G_{12}$  и  $G_{13}$ ) является необходимость использования в них вспомогательных двухэлементных цепей, подобных основной. Это, естественно, существенно сужает область их применения. Практически структуры преобразователей с последовательной коррекцией могут быть использованы только в образцовых блоках. Примером применения структуры  $G_{13}$  может служить преобразователь, составленный из образцовых резисторов, кон-

денсаторов и электронных усилителей и обеспечивающий индуктивный характер проходного сопротивления в широком диапазоне частот [3]. Подобным образом можно построить образцовую «индуктивность» и по структуре  $G_{12}$ . Достоинство структур с последовательной коррекцией погрешности по сравнению со структурами с параллельной коррекцией погрешности заключается в их абсолютной устойчивости.

Структуры с параллельной коррекцией погрешности более универсальны и могут быть использованы при построении точных пропорциональных преобразователей в активную величину измеряемых комплексных сопротивлений и проводимостей, что и является в настоящее время наиболее актуальной задачей. Сравнивая эти структуры между собой, видим, что структуры  $G_6$ ,  $G_8$  и  $G_{11}$  не критичны к модулю коэффициента передачи  $K_u$  электронных корректирующих устройств.

Покажем теперь на нескольких примерах, что по полученным структурам можно весьма просто строить принципиальные схемы пропорциональных преобразователей «П—А».

Предположим, что необходимо построить обратно пропорциональный преобразователь в ток малых комплексных сопротивлений. Очевидно, что для получения достаточной точности преобразования необходимо ввести коррекцию погрешности преобразования, вызываемой выходным сопротивлением источника напряжения, сопротивлением подводящих проводов и входным сопротивлением устройства, воспринимающего преобразованный ток. Не углубляясь в анализ достоинств той или другой схемы, построим преобразователи „ $Z_n - I_n$ “ по всем полученным структурам с параллельной коррекцией.

Исходная двухэлементная цепь преобразователя „ $Z_n - I_n$ “ соответствует, очевидно, схеме на рис. 1, а. Эту же цепь можно путем замены источника  $\dot{E}_s$  с сопротивлением  $Z_{ост}$  на источник  $\dot{I}_s = \dot{E}_s Y_{ост}$  с проводимостью  $Y_{ост}$  представить и в виде схемы на рис. 1, б; для коррекции погрешности преобразования при этом уже необходимо, очевидно, исключить влияние на распределение токов преобразуемой проводимости. Здесь, как мы видим, остаточная и преобразуемая величины поменялись ролями.

В соответствии со структурой  $G_5$  двухэлементную цепь необходимо подключить к выходу повторителя сигналов, на вход которого подается сумма активной независимой величины  $\dot{A}_s$  и величины  $\dot{A}_n \tilde{\Pi}_{ост} = \dot{A}_1$ . В исходной последовательной цепи (см. рис. 1, а) повторителем сигналов должен служить, естественно, повторитель напряжения с высоким входным и малым выходным сопротивлениями. Схема преобразователя при этом имеет вид, показанный на рис. 4, а. Поскольку по структуре  $G_5$  источник  $\dot{A}_s$  и преобразовательная цепь разделены повторителем сигналов, то преобразователь, соответствующий эквивалентной параллельной цепи, физически реализован быть не может.

В преобразователях со структурой  $G_6$  на двухэлементную цепь следует подать сумму активной независимой величины  $\dot{A}_s$  и выходной величины повторителя сигналов, на вход которого подана величина  $\dot{A}_n \tilde{\Pi}_{ост} = \dot{A}_1$ . Схема преобразователя, соответствующая исходной последовательной цепи, при этом имеет вид, показанный на рис. 4, б, а схема преобразователя, соответствующая эквивалентной параллельной цепи, — вид, показанный на рис. 4, в и г.

В преобразователях со структурой  $G_{10}$  двухэлементная цепь подключается к выходу усилителя сигналов с большим коэффициентом пе-

передачи, на вход которого подается разность  $\dot{A}_3 - \dot{A}_n \tilde{\Pi}_n$ . В схеме преобразователя, соответствующей исходной последовательной цепи, при этом используется усилитель напряжения (см. рис. 4, д). Преобразователь, соответствующий эквивалентной параллельной цепи, по структуре  $G_{10}$ , так же как и по структуре  $G_5$ , физически нереализуем.

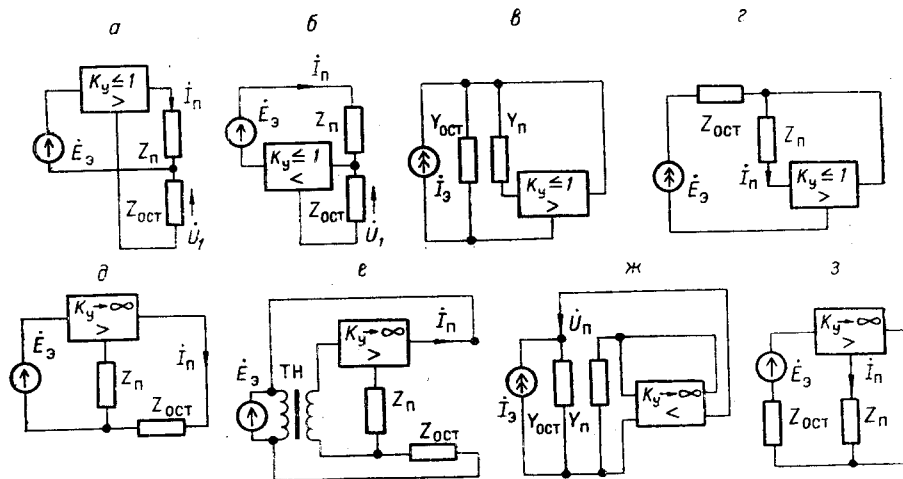


Рис. 4.

В преобразователях со структурой  $G_{11}$  на двухэлементную цепь следует подать сумму активной величины  $\dot{A}_3$  и выходной величины усилителя сигналов с большим коэффициентом передачи, на вход которого подается разность  $\dot{A}_3 - \dot{A}_n \tilde{\Pi}_n$ . Схема преобразователя, соответствующая исходной последовательной цепи, отличается при этом от схемы рис. 4, д только дополнительным устройством, подающим напряжение источника  $\dot{E}_3$  в контур с преобразовательной цепью, например, трансформатором напряжения (см. рис. 4, е). Схему преобразователя, соответствующую эквивалентной параллельной цепи, можно изобразить так, как показано на рисунках 4, ж и з. В этих преобразователях на вход усилителя тока с малым входным и большим выходным сопротивлениями подается разность токов  $\dot{I}_3 - \dot{U}_n Y_{ост}$ .

Заметим, что некоторые из полученных принципиальных схем преобразователей известны. Так, схемы на рис. 4, д и з известны в литературе под названием усилителей, охваченных относительно входа глубокой отрицательной обратной связью по току, а схема на рис. 4, б при  $Z_{ост} = 1/j\omega C$  известна под названием интегратора с единичной положительной обратной связью.

В заключение построим по структуре  $G_{12}$  образцовый четырехполюсник с чисто индуктивным проходным сопротивлением. Так же, как и в образцовом четырехполюснике, предложенном в [3], исходной преобразовательной цепью является последовательная  $R-C$  цепь, в которой сопротивление  $R$  является преобразуемым, а емкость  $C$  — паразитной. В соответствии

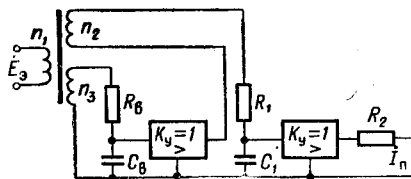


Рис. 5.

со структурой на вход основной двухэлементной цепи следует подать сумму активной независимой величины  $A_3$  — напряжения  $E_3$  — и выходной величины повторителя напряжения, на вход которого подается напряжение с конденсатора вспомогательной корректирующей цепочки (рис. 5). Для уменьшения погрешности преобразования выберем отношение  $\delta_3$  равным 0,1  $\delta$ , а отношение витков  $n_3/n_2$  соответственно равным 10. Тогда коэффициент погрешности преобразования будет равным [см. выражение (6)]

$$\tilde{K}_\Delta = \frac{E_3}{I_{\Pi} j \omega C_1 R_1 R_2 n_1/n_2} = 1 - \frac{0,1 Q_1^2}{1 - j 1,1 Q_1},$$

где  $Q_1 = 1/\omega C_1 R_1 = j\delta$  — добротность преобразовательной цепи. Приняв добротность равной, например, 0,1, получим проходное сопротивление  $j \omega C_1 R_1 R_2 \frac{n_1}{n_2}$  ( $0,999 - j 0,11 \cdot 10^{-3}$ ), что соответствует катушке индуктивности с добротностью  $\approx 1000$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. С. Мэзон, Г. Циммерман. Электронные цепи, сигналы и системы. М., Изд-во иностр. лит., 1963.
2. Чэнь. Использование методов топологии для анализа схем.— Электроника, 1967, № 20.
3. Ю. В. Братусь, В. П. Карпенко, В. М. Хазанов. Мост с индуктивно связанными плечами для измерения параметров катушек индуктивности. Авторское свидетельство № 213968.— ИПОТЗ, 1968, № 11.

Поступила в редакцию  
25 сентября 1969 г.