

Применение дифференциаторов для идентификации полиномиального сигнала компенсационным методом в преобразователях параметров RLC-двухполюсников

В. И. ИВАНОВ, В. С. ТИТОВ

Юго-Западный государственный университет,
Курск, Россия, e-mail: viva37@mail.ru

Предложены способ и устройство определения обобщённых параметров многоэлементных RLC-двухполюсников с уравниванием сигнала измерительной цепи. В рассмотренном устройстве источниками опорных напряжений являются n дифференциаторов тестовых импульсов напряжения, изменяющегося по закону функции n -й степени времени.

Ключевые слова: RLC-двухполюсники, обобщённые параметры, преобразование параметров, дифференциаторы тестовых импульсов.

A method and apparatus of determining the generalized parameters of multicomponent RLC-two-poles by balancing signal of measurement circuit in which use as the voltage reference n differentiators of test voltage pulses varying as a function of the n th degree of time.

Key words: RLC two-terminal networks, generalized parameters, the converters parameters, differentiators test voltage impulses.

В [1] для параметрической идентификации объекта, схему замещения которого можно представить линейной пассивной двухполюсной цепью (RLC-двухполюсником), предложено использовать метод обобщённых параметров. Этими параметрами являются унифицированные величины, характеризующие реакцию многоэлементного двухполюсника (МДП) на воздействие импульса напряжения или тока, изменяющегося по закону степенной функции $x(t) = X_m t^n / t_n^n$, где X_m — амплитуда, t_n — длительность импульса, n — целое число. Установившийся после переходного процесса сигнал $v(t)$ измерительной схемы (ИС) в общем случае содержит импульсы, имеющие показатели степеней от n до нуля:

$$v(t) = \frac{F_0 X_m t^n}{t_n^n} + \frac{n! F_1 X_m t^{n-1}}{(n-1)! t_n^{n-1}} + \dots + \frac{n! F_{n-1} X_m t}{1! t_n^1} + \frac{n! F_n X_m}{0! t_n^0},$$

где $F_0, F_1, \dots, F_n$ — обобщённые параметры системной функции ИС;

$$F(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots},$$

а F -параметры определяются рекуррентными формулами [1]:

$$F_0 = b_0 / a_0;$$

$$F_1 = (b_1 - a_1 F_0) / a_0;$$

$$F_2 = (b_2 - a_2 F_0 - a_1 F_1) / a_0;$$

$$F_3 = (b_3 - a_3 F_0 - a_2 F_1 - a_1 F_2) / a_0.$$

Амплитуды составляющих выходного сигнала ИС

$$V_n = F_n X_m; V_1 = \frac{n! F_{n-1} X_m}{1! t_n^{n-1}}; V_0 = \frac{n! F_n X_m}{0! t_n^n}$$

содержат информацию об электрических параметрах МДП (сопротивлениях резисторов, ёмкостях конденсаторов, индуктивностях катушек). Непосредственное измерение амплитуды сигнала каждой формы в момент окончания импульса неприемлемо, так как вызовет большие погрешности из-за временных смещений отсчётов. Поэтому применяют уравновешенные компенсационные схемы, где разность двух активных величин приводится к нулю. Одна из этих величин формируется схемой с объектом измерения, а другая генерируется вспомогательной цепью с регулируемыми сигналами от опорных источников. Для устранения влияния неустойчивости упомянутых источников на точность измерений необходимо определить их зависимость от амплитуды тестовых импульсов. Известны разработки, в которых для формирования тестовых импульсов и опорных сигналов применяют последовательное включение n интеграторов [2], однако такое решение имеет ряд недостатков. Во-первых, диапазон амплитуд сигнала ИС, а, следовательно, и опорных сигналов составляет примерно декаду на одну ступень и уже при $n = 3$ амплитуда исходного прямоугольного импульса на входе первого интегратора равна около 10 мВ, что соизмеримо с напряжением смещения $U_{см}$ операционных усилителей (ОУ). Погрешность интегрирования, обусловленная напряжением $U_{см}$, передаётся по цепи гальванической связи от каскада к каскаду. Во-вторых, при конечном значении коэффициента усиления ОУ реакция интегратора на импульс n -й степени содержит не только составляющую $(n+1)$ -й сте-

пени, но и импульс $(n+2)$ -й степени, что создает препятствие для поэтапного раздельного уравнивания, начиная с сигнала старшей степени.

В настоящей статье предлагается применить прецизионный генератор тестовых импульсов вида $u(t) = U_m t^n / t_n^n$ (где U_m — амплитуда тестовых импульсов), осуществить n -кратное дифференцирование этих импульсов и совокупность выходных напряжений каждого из дифференциаторов использовать в качестве набора опорных сигналов. Схема устройства параметрической идентификации четырехэлементных пассивных двухполусников представлена на рис. 1. Рассмотрим работу схемы.

Генератор импульсов *ГИ* вырабатывает последовательность импульсов напряжения кубической формы $u_{\text{дп}}(t) = U_m t^3 / t_{\text{и}}^3$, которые приложены к двухполюснику объекта измерения *МДП*. В двухполюльнике возникают импульсы тока, содержащие четыре составляющие:

$$i_{\text{ДП}} = (Y_0 U_m t^3 + 3Y_1 U_m t^2 + 6Y_2 U_m t + 6Y_3 U_m) / t_n^3, \quad (1)$$

где Y_0, Y_1, Y_2, Y_3 — обобщённые параметры проводимости (Y-параметры) МДП.

В случае идеальных дифференциаторов *Диф1*, *Диф2*, *Диф3* выходное напряжение каждого каскада принимает вид:

$$u_{\text{Диф1}} = 3\tau_1 U_m t^2 / t_{\text{н}}^3;$$

$$u_{\text{диф2}} = 6\tau_1\tau_2 U_m t / t_{\text{и}}^3;$$

$$U_{\text{диф3}} = 6\tau_1\tau_2\tau_3 U_m / t_{\text{н}}^3,$$

где τ_1, τ_2, τ_3 — постоянные времени дифференциаторов 1, 2, 3, соответственно.

Целесообразно установить постоянные времени дифференциаторов из условия $3\tau_1 = 2\tau_2 = \tau_3$. При этом амплитуды опорных сигналов уменьшаются от каскада к каскаду в одно и то же число, например, в 10 раз. Для формирования импульсов компенсирующего тока можно использовать дискретно регулируемые резисторы, либо перемножающие цифроаналоговые преобразователи с токовым выходом. Сопоставив выражения для тока МДП и опорных сигналов, можно найти условия равновесия:

$$Y_0 U_m t^3 / t_M^3 = G_0 U_m t^3 / t_M^3;$$

$$3Y_1 U_m t^2 / t_u^3 = 3G_1 \tau_1 U_m t^2 / t_u^3;$$

$$6Y_2U_mt/t_M^3 = 6G_2\tau_1\tau_2U_mt/t_M^3;$$

$$6Y_3U_m/t_u^3 = 6G_3\tau_1\tau_2\tau_3U_m/t_u^3.$$

Из этих условий определим значения Y-параметров объекта измерения:

$$Y_0 = G_0; Y_1 = G_1\tau_1; Y_2 = G_2\tau_1\tau_2; Y_3 = G_3\tau_1\tau_2\tau_3,$$

где G_0, G_1, G_2, G_3 имеют размерность проводимости и характеризуют параметры преобразователей напряжение—ток (ПНТ).

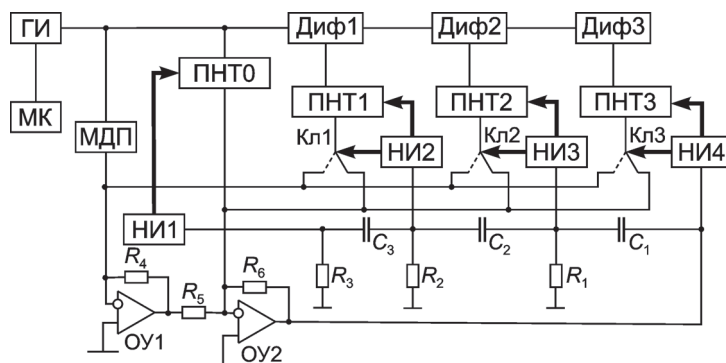


Рис. 1. Схема преобразователя параметров четырёхэлементных RLC -двухполюсников:

МК — микроконтроллер; ГИ — генератор импульсов; МДП — многоэлементный двухполюсник; НИ1,..., НИ4 — нуль-индикаторы; ОУ1, ОУ2 — операционные усилители; ПНТ0,..., ПНТ3 — преобразователи напряжение — ток; Диф1,..., Диф3 — дифференциаторы; Кл1,..., Кл3 — ключи

Ток двухполюсника $i_{\text{ДП}}$ и выходные токи преобразователей ПНТ0, ..., ПНТ3 поступают на входы дифференциального преобразователя ток-напряжение ПТН, выполненного на ОУ1, ОУ2. При равных сопротивлениях резисторов R_4, R_5 выходное напряжение ОУ2 пропорционально разности тока МДП и компенсирующего тока i_k , поступающих на входы ОУ1, ОУ2 [2]:

$$u_{\text{ПТН}} = R_6(i_{\text{ДП}} - i_{\text{К}}).$$

Уравновешивание осуществляется раздельно по каждой составляющей тока МДП, начиная со старшей степени. Для раздельного контроля этого процесса выходное напряжение ПТН подаётся на трёхкаскадный дифференциатор, построенный на RC -звеньях. В напряжении на выходе звена R_3C_3 после окончания переходного процесса присутствуют только импульсы с плоской вершиной, амплитуда которых зависит от кубичных слагаемых токов. Регулируя параметр G_0 в процессе уравновешивания кубичной составляющей тока МДП амплитуда импульса на входе первого нуля-индикатора $НИ1$ приводится к нулю. На втором этапе уравновешивания приводится к нулю амплитуда импульса на выходе звена R_2C_2 , пропорциональная разности квадратичных слагаемых токов МДП и ПНТ1. Нуль-индикатор $НИ2$ управляет регулированием параметра G_1 и переключением ключа $Kл1$, коммутирующего направление квадратичного тока на тот вход преобразователя разности токов, который соответствует знаку параметра Y_1 .

Параметр Y_0 всегда положителен, так как направление составляющей тока старшей, n -й степени, совпадает с направлением приложенного к двухполюснику напряжения, поэтому и G_0 имеет положительный знак. Параметры G_1 , G_2 , G_3 могут быть и положительными, и отрицательными, знак определяется положением ключа, с помощью которого в процессе уравнивания изменяют направление составляющей компенсирующего тока. Если для уравнивания на втором этапе компенсирующий ток необходимо подключить к инвертирующему входу ПТН, то знак G_1 следует считать положительным, а если к неинвертирующему — отрицательным. Аналогично определяются знаки регулируемых параметров G_2 , G_3 .

Третий этап уравнивания состоит в приведении к нулю амплитуды импульса на выходе звена R_1C_1 , propor-

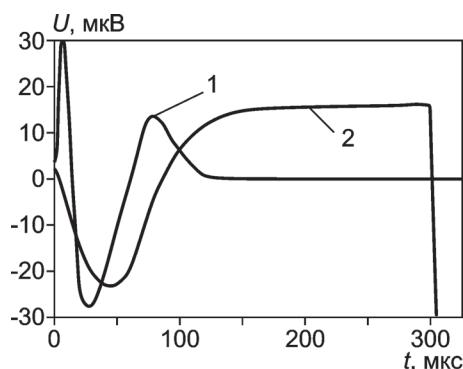


Рис. 2. Осциллограммы сигналов на выходах RC-звеньев:
1 — уравновешенного сигнала; 2 — неуравновешенного сигнала

циональной разности линейной составляющей тока МДП и тока ПНТ2. На четвёртом этапе уравнивается постоянная составляющая тока МДП регулированием параметра G3 под контролем нуля-индикатора НИИ4.

На рис. 2 показаны осциллограммы уравновешенного (график 1) и неуравновешенного (график 2) сигналов на выходах соседних RC-звеньев.

Реальный дифференциатор на ОУ без коррекции частотной характеристики имеет тенденцию к потере устойчивости в той области частот, где частотная характеристика дифференциатора, имеющая подъём 20 дБ на декаду, пересекается с характеристикой операционного усилителя, имеющей спад 20 дБ на декаду. Это означает, что частотная характеристика разомкнутого контура обратной связи имеет в некоторой части частотного диапазона спад 40 дБ на декаду; при этих условиях вполне возможно самовозбуждение.

На рис. 3, а приведена схема с элементами частотной коррекции $R_{кор}$, $C_{кор}$, являющаяся устойчивым дифференциатором в полосе частот от нуля до $f_1 = [2(\pi R_{кор} C)]^{-1}$. Частоту f_1 следует выбирать возможно более высокой при заданных полосе частот полезного сигнала и погрешности дифференцирования [3]. Частотам, равным f_1 ; $0,33f_1$; $0,1f_1$, соответствуют погрешности 50; 5; 1 %, на частоте $0,01f_1$ погрешность пренебрежимо мала.

В полосе частот от $f_2 = (\pi RC_{кор})^{-1}$ до частоты единичного усиления схема выглядит как интегратор. Значения $R_{кор}$, $C_{кор}$ часто выбирают так, чтобы $R_{кор} C = RC_{кор}$ и, следовательно, $f_1 = f_2$. Введём параметр $m = R_{кор}/R = C_{кор}/C$. Тогда передаточная функция дифференциатора Диф1 примет вид

$$K_1(p) = p\tau_1/(1 + p\tau_1)^2.$$

а его обобщённые параметры $H_0 = 0$; $H_1 = \tau_1$; $H_2 = -2m\tau_1^2$; $H_3 = 3m^2\tau_1^3$.

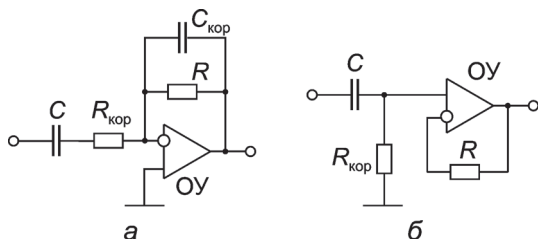


Рис. 3. Схемы дифференциаторов:

а — с частотной коррекцией; б — на RC-звеньях

При входном напряжении в форме кубической параболы $u(t) = U_m t^3 / t_m^3$ выходной сигнал Диф1 содержит составляющие, соответствующие не только первой, но и второй и третьей производным входного сигнала:

$$u_{Диф1} = (3\tau_1 U_m t^2 - 12m\tau_1^2 U_m t + 18m^2\tau_1^3 U_m) / t_m^3. \quad (2)$$

Передаточная функция двух последовательно включённых дифференциаторов имеет вид

$$K_2(p) = \frac{p^2\tau_1\tau_2}{(1 + p\tau_1)^2(1 + p\tau_2)^2},$$

их обобщённые параметры $H_0 = 0$; $H_1 = 0$; $H_2 = \tau_1\tau_2$; $H_3 = -2m\tau_1\tau_2(\tau_1 + \tau_2)$.

Выходное напряжение Диф2

$$u_{Диф2} = [6\tau_1\tau_2 U_m t - 12m\tau_1\tau_2(\tau_1 + \tau_2) U_m] / t_m^3. \quad (3)$$

Передаточная функция трёх дифференциаторов представляет произведение их передаточных функций:

$$K_3(p) = \frac{p^3\tau_1\tau_2\tau_3}{(1 + p\tau_1)^2(1 + p\tau_2)^2(1 + p\tau_3)^2},$$

их обобщённые параметры $H_0 = 0$; $H_1 = 0$; $H_2 = 0$; $H_3 = \tau_1\tau_2\tau_3$; выходное напряжение Диф3

$$u_{Диф3} = 6\tau_1\tau_2\tau_3 U_m / t_m^3. \quad (4)$$

Выражение для компенсирующего тока i_k с учётом сигналов (2)—(4) имеет вид

$$i_k(t) = [G_0 U_m t^3 + 3G_1\tau_1 U_m t^2 + 6G_2\tau_1\tau_2 U_m t - 12G_1m\tau_1^2 U_m t + 6G_3\tau_1\tau_2\tau_3 U_m - 12G_2m\tau_1\tau_2(\tau_1 + \tau_2) U_m + 18G_1m^2\tau_1^3 U_m] / t_m^3. \quad (5)$$

Условия уравнивания каждой составляющей тока двухполюсника (1) и тока (5) позволяют определить Y-параметры МДП:

$$Y_0 = G_0; Y_1 = G_1\tau_1; Y_2 = G_2\tau_1\tau_2 - 2G_1m\tau_1^2;$$

$$Y_3 = G_3\tau_1\tau_2\tau_3 - 2G_2m\tau_1\tau_2(\tau_1 + \tau_2) + 3G_1m^2\tau_1^3.$$

Уменьшение параметра коррекции m расширяет рабочую часть амплитудно-частотной характеристики и тем самым повышает точность дифференцирования, однако при этом повышается риск самовозбуждения. На практике приемлемо значение $m = 0,1 \dots 0,2$.

Возможен другой вариант схемы устойчивого дифференциатора на основе дифференцирующего RC-звена с буферным каскадом в виде повторителя напряжения на операционном усилителе (см. рис. 3, б). Так как повторители имеют

высокое входное и низкое выходное сопротивление, отсутствует взаимное влияние дифференциаторов друг на друга, передаточные характеристики соседних каскадов перемножаются. Передаточная характеристика *Диф1* имеет вид

$$H_1(p) = p\tau_1 / (1 + p\tau_1),$$

где $\tau_1 = R_1 C_1$, его обобщённые *H*-параметры: $H_{10} = 0$; $H_{11} = \tau_1$; $H_{12} = -\tau_1^2$; $H_{13} = \tau_1^3$; выходное напряжение содержит три составляющих — квадратичную, линейную и постоянную:

$$u_{\text{Диф1}} = (3\tau_1 U_m t^2 - 6\tau_1^2 U_m t + 6\tau_1^3 U_m) / t_{\text{и}}^3. \quad (6)$$

Передаточную характеристику двух дифференциаторов запишем как

$$H_2(p) = \frac{p^2 \tau_1 \tau_2}{1 + p(\tau_1 + \tau_2) + p^2 \tau_1 \tau_2},$$

где $\tau_2 = R_2 C_2$; их обобщённые параметры $H_{20} = 0$; $H_{21} = 0$; $H_{22} = \tau_1 \tau_2$; $H_{23} = -\tau_1 \tau_2 (\tau_1 + \tau_2)$.

Напряжение на выходе *Диф2* состоит из линейной и постоянной составляющих:

$$u_{\text{Диф2}} = [6\tau_1 \tau_2 U_m t - 6\tau_1 \tau_2 (\tau_1 + \tau_2) U_m] / t_{\text{и}}^3. \quad (7)$$

Передаточная характеристика трёх дифференциаторов выглядит следующим образом:

$$H_3(p) = \frac{p^3 \tau_1 \tau_2 \tau_3}{1 + p(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3) + p^2(\tau_1 \tau_2 + \tau_1 \tau_3 + \tau_2 \tau_3) + p^3 \tau_1 \tau_2 \tau_3},$$

где $\tau_3 = R_3 C_3$; их обобщённые параметры $H_{30} = 0$; $H_{31} = 0$; $H_{32} = 0$; $H_{33} = \tau_1 \tau_2 \tau_3$; напряжение на выходе *Диф3*

$$u_{\text{Диф3}} = 6\tau_1 \tau_2 \tau_3 U_m / t_{\text{и}}^3. \quad (8)$$

Выражение для компенсирующего тока i_k имеет вид

$$i_k(t) = G_0 U_m t^3 + 3G_1 \tau_1 U_m t^2 + 6G_2 \tau_1 \tau_2 U_m t - 6G_1 \tau_1^2 U_m t + \\ + 6G_3 \tau_1 \tau_2 \tau_3 U_m - 6G_2 \tau_1 \tau_2 (\tau_1 + \tau_2) U_m + 6G_1 m^2 \tau_1^3 U_m / t_{\text{и}}^3. \quad (9)$$

Сопоставив выражения (1), (9), получим условия уравнивания каждой составляющей тока двухполюсника (1) и формулы для вычисления *Y*-параметров МДП:

$$Y_0 = G_0; Y_1 = G_1 \tau_1; Y_2 = G_2 \tau_1 \tau_2 - G_1 \tau_1^2; \\ Y_3 = G_3 \tau_1 \tau_2 \tau_3 - G_2 \tau_1 \tau_2 (\tau_1 + \tau_2) + G_1 \tau_1^3. \quad (10)$$

Как следует из (6)—(9), (10), в рассмотренных устройствах отсутствует влияние амплитуды тестовых импульсов U_m на результаты измерений, что обуславливает стабильность измерений. Устройства испытывали с помощью программы схемотехнического моделирования Multisim.

В качестве примера приведём четырёхэлементный *RLC*-двухполюсник (рис. 4) с параметрами $r_1 = 1$ кОм, $c_1 = 4$ нФ, $r_2 = 3$ кОм, $l_1 = 5$ мГн; его обобщённые параметры проводимости $Y_0 = 1/r_0 = 1,0$ мСм; $Y_1 = c_1 = 4$ мСм · мкс; $Y_2 = -r_2 c_1^2 = -48$ мСм · мкс²; $Y_3 = c_1^2 (r_2^2 c_1 - l_1) = 496$ мСм · мкс³.

В ИС (см. рис. 1) использованы *RC*-дифференциаторы; для них $\tau_1 = 10$ мкс, $\tau_2 = 15$ мкс, $\tau_3 = 30$ мкс, длительность импульса 300 мкс. Функции преобразователей ПНТ0,...,ПНТ3 выполняют регулируемые резисторы. В процессе уравнивания получены их сопротивления $R_0 = 0,9999$ кОм; $R_1 = 2,502$ кОм; $R_2 = -18,72$ кОм; $R_3 = -45,5$ кОм. При вычислениях по формулам (10) найдены следующие значения *Y*-параметров двухполюсника: $Y_0 = 1,0001$ мСм; $Y_1 = 3,9968$ мСм · мкс; $Y_2 = -47,998$ мСм · мкс²; $Y_3 = 501$ мСм · мкс³. На этом завершается унифицированная часть процедуры идентификации, пригодная для широкого класса двухполюсных *RLC*-цепей, имеющих разные электрические схемы. Параметры элементов конкретного МДП вычисляют с использованием соотношений между обобщёнными и электрическими параметрами.

Таким образом, рассмотренные алгоритм и устройства обеспечивают параметрическую идентификацию различных вариантов многоэлементных пассивных двухполюсных цепей и могут быть применены при создании универсальных средств первичной обработки данных в информационно-измерительных системах.

Л и т е р а т у р а

1. **Иванов В. И., Титов В. С., Голубов Д. А.** Применение обобщённых параметров измерительной цепи для идентификации многоэлементных двухполюсников // Датчики и системы. 2010. № 8. С. 43—45.

2. **Иванов В. И., Титов В. С., Голубов Д. А.** Преобразование параметров многоэлементных двухполюсников с уравниванием токов // Известия вузов. Приборостроение. 2012. № 2. С. 73—78.

3. **Фолкенберри Л.** Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. М.: Мир, 1985.

Дата принятия 12.08.2015 г.

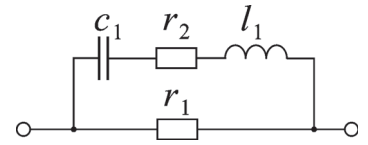


Рис. 4. Схема четырёхэлементного двухполюсника