

Преобразователи параметров многоэлементных двухполюсников с дифференцированием сигналов

В. И. ИВАНОВ, В. С. ТИТОВ, А. С. ПЕТРОВ

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

Предложен способ определения параметров многоэлементного RLC-двухполюсника, основанный на питании измерительной схемы импульсами напряжения, изменяющегося от времени в n -й степени, n -кратном дифференцировании сигналов на входе и выходе схемы и вычислении обобщенных параметров ее передаточной функции через отношения сигналов от каждого канала дифференцирования.

Ключевые слова: многоэлементные двухполюсники, обобщенные параметры и их преобразование.

The method of direct determination of parameters of multielement RLC-dipole based on power supply of the measuring scheme (MS) by voltage pulses changing according to n -degree of time law function, n -fold differentiation of signals at the input and output of MS and on calculation of generalized parameters of its transmission function through the relationships of signals from each differentiation channel is suggested.

Key words: multielement dipoles, generalized parameters, parameters conversion.

Для получения информации о каждом из параметров многоэлементного двухполюсника (МДП), характеризующих его как комплексное сопротивление, применяют преобразование параметров в унифицированные величины, в частности, электрические сигналы требуемого вида. Питание измерительной схемы (ИС), в которую включен измеряемый двухполюсник, осуществляется тестовым сигналом (напряжением или током). Удачный выбор формы тестового сигнала и алгоритма обработки сигналов позволяет создавать оптимальные условия для раздельного преобразования параметров элементов схемы МДП в электрические сигналы.

Известны устройства определения параметров МДП, основанные на анализе отсчетов сигнала переходного процесса в ИС при возбуждении ее перепадом напряжения или тока [1, 2]. В настоящей статье предлагается алгоритм обработки сигналов ИС в установившемся режиме, позволяющий создавать преобразователи параметров широкого класса RLC-двухполюсников. Для питания ИС используются импульсы напряжения, изменяющегося по закону n -й степени времени. Реакция на ее выходе после завершения переходного процесса представляет собой сумму импульсов, имеющих форму степенных функций с показателями от n до нуля. Амплитуда каждого из этих импульсов содержит информацию об одном или нескольких параметрах МДП [3].

Сущность предлагаемого способа преобразования параметров двухполюсной цепи поясняется на примере четырехэлементного двухполюсника [4]. Структурная схема преобразователя приведена на рис. 1. Измерительная схема представляет собой делитель напряжения $Z_0 - Z$, составленный из последовательно включенных образцового, обычно одноэлементного двухполюсника Z_0 и МДП с комплексным сопротивлением Z . Генератор импульсов ГИ формирует тестовые импульсы напряжения в форме кубической параболы:

$$u_1(t) = U_m t^3 / t_i^3, \quad (1)$$

где U_m , t_i — амплитуда и длительность импульсов.

После окончания переходного процесса в ИС на измеряемом двухполюснике устанавливается принужденная составляющая реакции, которая состоит из импульсов кубической, квадратичной, линейной и прямоугольной форм:

$$u_2(t) = (H_0 U_m t^3 + 3H_1 U_m t^2 + 6H_2 U_m t + 6H_3 U_m) / t_i^3, \quad (2)$$

где H_0 , H_1 , H_2 , H_3 — обобщенные параметры передаточной функции делителя $Z_0 - Z$, операторное изображение которой в общем случае имеет вид

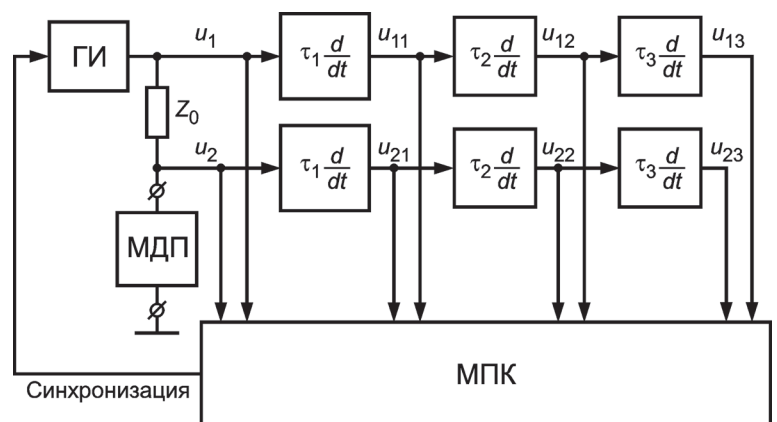


Рис. 1. Структурная схема преобразователя параметров с дифференциаторами: ГИ — генератор импульсов; МДП — многоэлементный двухполюсник; МПК — микропроцессорный контроллер

$$H(p) = (b_0 + b_1p + b_2p^2 + \dots) / (a_0 + a_1p + a_2p^2 + \dots).$$

Здесь $b_0, b_1, b_2, \dots, a_0, a_1, a_2, \dots$ определяются элементами МДП и образцового двухполюсника Z_0 . Обобщенные параметры передаточной функции находят при помощи рекуррентной формулы [3]:

$$H_0 = b_0/a_0; H_1 = (b_1 - H_0a_1)/a_0;$$

$$H_2 = (b_2 - H_0a_2 - H_1a_1)/a_0;$$

$$H_3 = (b_3 - H_0a_3 - H_1a_2 - H_2a_1)/a_0.$$

Для реализации предлагаемого способа преобразования необходимо выполнение условия $a_0 \neq 0$; $b_0 \neq 0$. С этой целью, если МДП имеет конечное (не нулевое и не бесконечное) сопротивление для постоянного тока, в качестве образцового двухполюсника используют образцовый резистор R_0 , при нулевом сопротивлении МДП — образцовую катушку индуктивности L_0 , а если на постоянном токе МДП представляет собой разрыв — образцовый конденсатор C_0 . Для определения обобщенных параметров четырехэлементного МДП применяют трехкратное дифференцирование питающих импульсов $u_1(t)$ и сигнала $u_2(t)$ с выхода ИС. Напряжение кубичных импульсов $u_1(t)$ подается на вход первого канала дифференцирования, состоящего из трех последовательно включенных идентичных дифференцирующих каскадов, а напряжение сигнала $u_2(t)$ — на вход второго канала дифференциаторов. Положим, что все дифференцирующие каскады в обоих каналах имеют идеальную передаточную функцию $K(p) = p\tau$ с одинаковыми значениями постоянной времени: τ_1 — у первых, τ_2 — у вторых и τ_3 — у третьих дифференциаторов. Напряжения на выходах каждого из каскадов первого канала дифференцирования имеют форму квадратичного, линейного и прямоугольного импульсов, соответственно:

$$u_{11}(t) = 3\tau_1 U_m t^2 / t_{и}^3; u_{12}(t) = 6\tau_1 \tau_2 U_m t / t_{и}^3;$$

$$u_{13}(t) = 6\tau_1 \tau_2 \tau_3 U_m / t_{и}^3,$$

напряжения на выходах дифференцирующих каскадов второго канала

$$u_{21}(t) = (3\tau_1 H_0 U_m t^2 + 6\tau_1 H_1 U_m t + 6\tau_1 H_2 U_m) / t_{и}^3;$$

$$u_{22}(t) = (6\tau_1 \tau_2 H_0 U_m t + 6\tau_1 \tau_2 H_1 U_m) / t_{и}^3;$$

$$u_{23}(t) = 6\tau_1 \tau_2 \tau_3 H_0 U_m / t_{и}^3.$$

Напряжение питающего импульса $u_1(t)$ и выходное напряжение измерительной схемы $u_2(t)$, а также сигналы с выходов дифференциаторов первого $u_{11}(t)$, $u_{12}(t)$, $u_{13}(t)$ и второго $u_{21}(t)$, $u_{22}(t)$, $u_{23}(t)$ каналов поступают на измерительные входы микропроцессорного контроллера МПК, который осуществляет выборку и аналого-цифровое преобразование мгновенных значений указанных величин в один и тот же момент времени t и вычисляет отношение напряжений на

выходах третьих, вторых и первых дифференцирующих каскадов обоих каналов, а также напряжений на двухполюснике (2) и питающего импульса (1):

$$u_{23}/u_{13} = H_0; \quad (3)$$

$$u_{22}/u_{12} = H_0 + H_1/t; \quad (4)$$

$$u_{21}/u_{11} = H_0 + 2H_1/t + 2H_2/t^2; \quad (5)$$

$$u_2/u_1 = H_0 + 3H_1/t + 6H_2/t^2 + 6H_3/t^3. \quad (6)$$

Из (3) — (6) можно определить обобщенные параметры ИС с включенным в нее двухполюсником:

$$H_0 = u_{23}/u_{13};$$

$$H_1 = (u_{22}/u_{12} - u_{23}/u_{13})t; \quad (7)$$

$$H_2 = (u_{21}/u_{11} - 2u_{22}/u_{12} + u_{23}/u_{13})t^2/2; \quad (8)$$

$$H_3 = (u_2/u_1 - 3u_{21}/u_{11} + 3u_{22}/u_{12} - u_{23}/u_{13})t^3/6. \quad (9)$$

Как видно, процедура определения обобщенных параметров H_0, H_1, H_2, H_3 имеет универсальный характер и не связана с конкретной моделью пассивного многоэлементного двухполюсника. Кроме того, в выражения (3) — (6) для обобщенных параметров не входит амплитуда питающих импульсов и, следовательно, устраняются погрешности измерений, обусловленные ее нестабильностью.

На заключительном этапе вычисляют электрические параметры элементов измеряемого объекта, используя конкретные формулы, связывающие значения обобщенных параметров данного многоэлементного двухполюсника с электрическими параметрами его элементов.

Проиллюстрируем процесс преобразования параметров МДП на примере четырехэлементного RLC-двухполюсника, схема которого приведена на рис. 2. Для такого двухполюсника в измерительную схему следует включить образцовый резистор R_0 . В этом случае передаточная функция измерительной схемы имеет вид

$$H(p) = \frac{R_1 + pR_1R_2C_1 + p^2R_1L_1C_1}{R_0 + R_1 + p[(R_0 + R_1)R_2C_1 + R_0R_1C_1] + p^2(R_0 + R_1)L_1C_1},$$

а обобщенные параметры многоэлементного двухполюсника выражаются как

$$H_0 = R_1 / (R_0 + R_1); H_1 = -H_0^2 R_0 C_1; H_2 = H_0^2 R_0 C_1^2 (R_2 + H_0 R_0);$$

$$H_3 = H_0^2 R_0 C_1^2 [L_1 - (R_2 + H_0 R_0)^2 C_1].$$

Подставляя в эти уравнения полученные значения H_0, H_1, H_2, H_3 , вычисляем электрические параметры элементов МДП:

$$R_1 = H_0 R_0 / (1 - H_0); C_1 = -H_1 / (H_0^2 R_0);$$

$$R_2 = H_2 / (H_0^2 R_0 C_1^2) - H_0 R_0;$$

$$L_1 = H_3 / (H_0^2 R_0 C_1^2) + (R_2 + H_0 R_0)^2 C_1.$$

Дифференцирующие каскады с передаточной функцией $K(p) = p\tau$ можно построить на основе активного элемента — усилителя с частотно-зависимой отрицательной обратной связью. На рис. 3, а изображена схема инвертирующего дифференциатора на операционном усилителе ОУ. При «идеальном» ОУ передаточная функция дифференциатора имеет вид $K(p) = pRC$. Однако такой дифференциатор работает неустойчиво — возбуждается, генерируя паразитные колебания. Для стабильной работы применяют частотную коррекцию ОУ в области высоких частот. На рис. 3, б и в приведены две схемы с одинаковыми частотными свойствами. В одной из них включен корректирующий резистор с небольшим сопротивлением $R_{кор} \ll R$, а в другой — корректирующий конденсатор с емкостью $C_{кор} \ll C$. Обозначим $R_{кор} = mR$, $C_{кор} = mC$, где множитель $0 < m < 1$. В обоих случаях передаточная функция одного каскада дифференциатора выражается формулой

$$K(p) = p\tau / (1 + pm\tau), \quad (10)$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени.

Рассмотрим общий случай с различными параметрами в первых, вторых и третьих дифференцирующих каскадах. Передаточные функции двух и трех последовательно включенных дифференциаторов перемножаются:

$$K_2(p) = \frac{p^2 \tau_1 \tau_2}{(1 + pm_1 \tau_1)(1 + pm_2 \tau_2)}; \quad (11)$$

$$K_3(p) = \frac{p^3 \tau_1 \tau_2 \tau_3}{(1 + pm_1 \tau_1)(1 + pm_2 \tau_2)(1 + pm_3 \tau_3)}. \quad (12)$$

Используя выражения для операторного изображения питающего импульса (1) и передаточных функций (10) — (12), находим сигналы на выходах каждого из трех дифференциаторов первого канала:

$$u_{11}(t) = 3\tau_1 U_m (t^2 - 2m_1 \tau_1 t + 2m_1^2 \tau_1^2) / t_{и}^3;$$

$$u_{12}(t) = 6\tau_1 \tau_2 U_m (t - m_1 \tau_1 - m_2 \tau_2) / t_{и}^3;$$

$$u_{13}(t) = 6\tau_1 \tau_2 \tau_3 U_m / t_{и}^3.$$

Аналогично, используя операторное изображение напряжения на измеряемом двухполюснике (2) и передаточные функции (10) — (12), находим сигналы на выходах каждого из трех дифференциаторов второго канала после окончания переходного процесса в измерительной цепи:

$$u_{21}(t) = \left[3\tau_1 H_0 U_m (t^2 - 2m_1 \tau_1 t + 2m_1^2 \tau_1^2) + \right. \\ \left. + 6\tau_1 H_1 U_m (t - m_1 \tau_1) + 6\tau_1 H_2 U_m \right] / t_{и}^3;$$

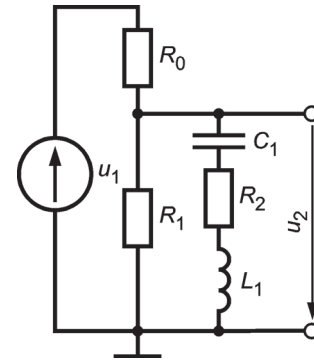


Рис. 2. Измерительная схема для четырехэлементного RLC-двухполюсника

$$u_{22}(t) = [6\tau_1 \tau_2 H_0 U_m (t - m_1 \tau_1 - m_2 \tau_2) + 6\tau_1 \tau_2 H_1 U_m] / t_{и}^3;$$

$$u_{23}(t) = 6\tau_1 \tau_2 \tau_3 H_0 U_m / t_{и}^3.$$

Напряжение питающего импульса $u_1(t)$ и выходное напряжение измерительной схемы $u_2(t)$, а также сигналы с выходов дифференциаторов первого $u_{11}(t)$, $u_{12}(t)$, $u_{13}(t)$ и второго $u_{21}(t)$, $u_{22}(t)$, $u_{23}(t)$ каналов поступают в микропроцессорный контроллер, который в момент времени t осуществляет выборку и аналого-цифровое преобразование мгновенных значений указанных величин.

Отношения мгновенных значений напряжений на выходах третьих, вторых и первых дифференцирующих каскадов обоих каналов, а также напряжений питающего импульса (1) и на двухполюснике (2) в момент отсчета t составляют соответственно

$$u_{23}/u_{13} = H_0; \quad (13)$$

$$u_{22}/u_{12} = H_0 + H_1 / (t - m_1 \tau_1 - m_2 \tau_2); \quad (14)$$

$$\frac{u_{21}}{u_{11}} = H_0 + \frac{2H_1(t - m_1 \tau_1) + 2H_2}{t^2 - 2m_1 \tau_1 t + 2m_1^2 \tau_1^2}; \quad (15)$$

$$u_2/u_1 = H_0 + 3H_1/t + 6H_2/t^2 + 6H_3/t^3. \quad (16)$$

Из уравнений (14) — (16) можно определить обобщенные параметры ИС с включенным в нее двухполюсником:

$$H_0 = u_{23}/u_{13};$$

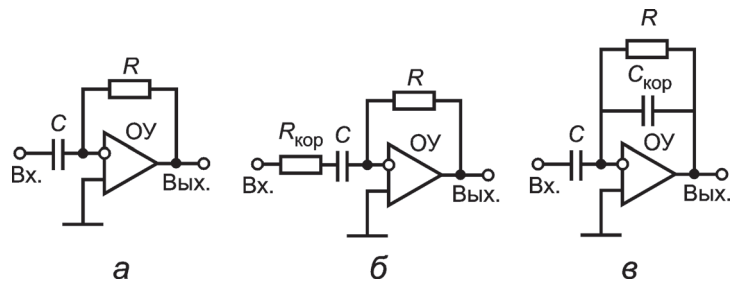


Рис. 3. Схемы однокаскадного дифференциатора на операционном усилителе ОУ

$$H_1 = (u_{22}/u_{12} - u_{23}/u_{13})(t - m_1\tau_1 - m_2\tau_2); \quad (17)$$

$$H_2 = \left(\frac{u_{21}}{u_{11}} - 2 \frac{u_{22}}{u_{12}} + \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) \left(\frac{t^2}{2} - m_1\tau_1 t + m_1^2 \tau_1^2 \right) + \left(\frac{u_{22}}{u_{12}} - \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) m_2\tau_2 (t - m_1\tau_1); \quad (18)$$

$$H_3 = \left(\frac{u_2}{u_1} - 3 \frac{u_{21}}{u_{11}} + 3 \frac{u_{22}}{u_{12}} - \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) \frac{t^3}{6} + \left(\frac{u_{21}}{u_{11}} - 2 \frac{u_{22}}{u_{12}} + \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) m_1\tau_1 t (t - m_1\tau_1) + \left(\frac{u_{22}}{u_{12}} - \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) \left(\frac{m_1\tau_1 + m_2\tau_2}{2} t^2 + m_1\tau_1 m_2\tau_2 t \right). \quad (19)$$

Формулы (17) — (19) приобретают более простой вид, если все каскады имеют одинаковые параметры: $m_1 = m_2 = m_3$ и $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3$. С уменьшением постоянной времени $m\tau$ корректирующих цепей выражения для обобщенных параметров приближаются к соответствующим формулам (7)—(9) для идеальных дифференциаторов.

Рассмотренный способ прямого преобразования электрических параметров элементов пассивных двухполюсных

цепей RC -, RL - и RLC -типов при помощи обобщенных параметров измерительной схемы может найти применение при создании измерителей параметров многоэлементных двухполюсников с широкими функциональными возможностями.

Литература

1. Мартяшин А. И. и др. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / Под ред. А. И. Мартяшина. М.: Энергоатомиздат, 1990.
2. Фаянс А. М. Определение параметров многоэлементных RLC -двухполюсников по характеристикам переходного процесса // Датчики и системы. 2011. № 4. С. 29—33.
3. Иванов В. И., Титов В. С., Голубов Д. А. Применение обобщенных параметров измерительной цепи для идентификации многоэлементных двухполюсников // Датчики и системы. 2010. № 8. С. 43—45.
4. Пат. № 2422838 РФ. Способ и устройство измерения параметров многоэлементных двухполюсников / В. И. Иванов, В. С. Титов, А. С. Петров // Изобретения. Полезные модели. 2011. № 18.

Дата принятия 13.04.2012 г.

621.317.7+389.1(075.8)

Измерение феррозондом в режиме детерминированного хаоса

В. П. КОРОТКИЙ, В. Н. ИЛЬИН

Институт физики им. Б. И. Степанова НАН Беларуси, Минск, Беларусь, e-mail: ilyin@inel.bas-net.by

Рассмотрены возможности проведения измерений магнитомодуляционным преобразователем в режиме детерминированного хаоса. Обсуждается принцип построения преобразователя.

Ключевые слова: феррозонд, магнито- и ферромодуляционные преобразователи, детерминированный хаос.

The possibilities of measurements by magnetic modulation converter in deterministic chaos regime are considered. The converter construction principle is discussed.

Key words: ferroprobe, magnetic and ferromodulation converters, deterministic chaos.

Системы линейных дифференциальных уравнений, являющихся приближениями по своей сути нелинейного Мира, благодаря упрощенным предположениям позволили описать многочисленные приложения и легли в основу их моделей. Они были некогда единственно приемлемыми, так как отвечали духу времени, требованиям получения решения любым способом, но в замкнутом виде (в виде формулы). В связи с возможностями вычислительной техники необходимость в упрощении моделей приобретает второстепенное значение, на первый план выдвигается адекватность математической модели сущности описываемого ею процесса. Стало возможным применять модели в виде систем нели-

нейных дифференциальных уравнений. И хотя их решения, как правило, нельзя представить в замкнутом виде, но ЭВМ позволяет наблюдать за характером их поведения. При некоторых сочетаниях параметров модели ведут себя непредсказуемо. Решения в виде временных реализаций напоминают шум, их характер зависит от начальных условий. Такое явление получило название детерминированного хаоса. Оно часто встречается, но мало изучено, характерно для нелинейных колебательных систем и контуров.

В измерительных технологиях детерминированный хаос может представить интерес в связи с применением активных датчиков (первичных преобразователей) в виде нели-