

С. М. КАЗАКОВ, С. П. НОВИЦКИЙ, К. М. СОБОЛЕВСКИЙ
 (Новосибирск)

РАЗДЕЛЬНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НЕРЕЗОНАНСНЫХ ТРЕХЭЛЕМЕНТНЫХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ

1. Задача раздельного измерения параметров пассивных двухполюсников при двухэлементных схемах замещения к настоящему времени решена принципиально и в значительной мере практически. Это решение достигнуто в первую очередь благодаря работам К. Б. Карандеева и его учеников и отражено в обобщенной теории электроизмерительных цепей уравнивания и в экстремально-модуляционных методах уравнивания измерительных цепей [1—3]. Методов же раздельного измерения параметров двухполюсников при большем количестве элементов схем замещения до последнего времени известно не было, хотя необходимость в таких методах ощущается все острее в связи с тенденциями к получению информации о многих исследуемых или управляемых объектах и процессах в их динамике.

В частности, весьма актуальна задача раздельного измерения параметров нерезонансных трехэлементных двухполюсников (см., например, рис. 1, а и б); такие двухполюсники являются основными при научных исследованиях с помощью датчиков комплексного сопротивления

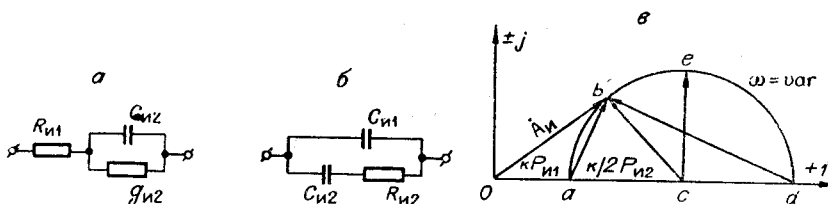


Рис. 1.

(импеданса) в ряде современных областей науки (электрохимия, коллоидная химия, биофизика). Известные методы определения параметров указанных двухполюсников базируются или на предварительном снятии частотной характеристики [4, 5], или же на моделировании исследуемого двухполюсника в электроизмерительной цепи уравнивания, питаемой от источника переменного тока сканируемой частоты [6]. Вполне очевидно, что при достаточно быстром изменении параметров двухполюсника такой путь определения этих параметров, громоздкий

в своей основе, приводит к затруднениям принципиального порядка. Указанные затруднения могут быть преодолены лишь путем отдельного автоматического измерения требуемых параметров, позволяющего непрерывно следить за их изменениями.

Как показано в настоящей статье, отдельное автоматическое измерение параметров нерезонансных трехэлементных двухполюсников принципиально осуществимо [7]. Нетрудно убедиться, что предлагаемые нами способы отдельного измерения указанных параметров дают возможность реализовать соответствующие автоматические измерительные устройства, используя в основном обычные элементы, широко распространенные в современной технике измерения параметров комплексных величин.

2. Пассивную комплексную величину \tilde{P}_n (сопротивление или проводимость) исследуемого трехэлементного двухполюсника удобно представить в виде цепной дроби:

$$\tilde{P}_n = P_{n1} + 1/\tilde{P}_{n2} = P_{n1} + 1/(P_{n2x} \pm j P_{n2y}), \quad (1)$$

где P_{n1} — пассивная величина, характеризующая чистый элемент, который включен последовательно или параллельно остальной двухэлементной части трехполюсника, и принимающая в зависимости от характера этого элемента значения P_{n1x} или $\pm j P_{n1y}$; $\tilde{P}_{n2} = P_{n2x} \pm j P_{n2y}$ — пассивная величина полного комплексного вида, характеризующая двухэлементную часть исследуемого трехполюсника. Используя известные методы уравнивания, отдельно можно измерить только такие параметры пассивной комплексной величины \tilde{P}_n , как синфазная P_{nx} и квадратурная P_{ny} компоненты, модуль P_{nr} и фаза φ_n . Поэтому задачу отдельного измерения параметров трехэлементных пассивных двухполюсников можно сформулировать в общем случае как задачу разделения исследуемой пассивной величины на векторы P_{n1} и \tilde{P}_{n2} с последующим отдельным измерением параметров \tilde{P}_{n2} .

Для решения указанной задачи заманчивым было бы отыскать по аналогии с измерением параметров двухэлементных двухполюсников, какую-нибудь специальную цепь уравнивания, приведение которой в некоторое измерительное состояние позволило бы отдельно определить один из параметров P_{n1} , P_{n2x} и P_{n2y} . Однако в такой постановке задача принципиально не разрешима, поскольку это означало бы, что можно определить три неизвестных из двух независимых уравнений, описывающих какие-либо две составляющие вектора \tilde{P}_n . Следовательно, необходимо получение дополнительных сведений об объекте, что возможно только путем специального воздействия на его элементы. Таким воздействием может служить частота, изменение которой приводит к изменению реактивных элементов исследуемого двухполюсника. Поскольку восприятие пассивной величины P_n возможно только путем преобразования ее в активный сигнал \dot{A} , то вид указанного воздействия тесно связан с видом функции преобразования „ $\tilde{P}_n \rightarrow \dot{A}$ “.

Технически выделение вектора, пропорционального \tilde{P}_{n2} , возможно двумя способами. В первом из них \tilde{P}_n предварительно преобразовывается в активную величину, из которой затем схемным путем с использованием различных компенсирующих активных величин организуется требуемый вектор; нетрудно убедиться, что разделение в этом случае

возможно только при прямом пропорциональном преобразовании „ $\tilde{\Pi}_n \rightarrow \dot{A}$ “. Второй способ заключается в подключении к исследуемому объекту отрицательного сопротивления $\Pi_0 = -\Pi_{n1}$; вид преобразования „ $\tilde{\Pi}_n \rightarrow \dot{A}$ “ при этом может быть в принципе любым.

3. Для отыскания приемов, позволяющих при прямом пропорциональном преобразовании разделить величину $\tilde{\Pi}_n$ на Π_{n1} и $\tilde{\Pi}_{n2}$, удобно воспользоваться частотным годографом (см. рис. 1, в) преобразованной активной величины \dot{A}_n вида

$$\dot{A}_n = K \{P_{n1} + [P_{n2} + (j\omega)^{\pm 1} P_{n3}]^{-1}\}, \quad (2)$$

где K — коэффициент преобразования; а $P_{n1} - P_{n3}$ — измеряемые частотонезависимые параметры, связанные с искомыми величинами пропорциональной зависимостью (например, $P_{n3} = 1/C_{n2}$ при искомой величине C_{n2}).

Наиболее простое (в принципиальном смысле) решение поставленной задачи дает использование нулевой и бесконечной частоты, при которых исследуемый объект вырождается в одно- или двухэлементный двухполюсник. В первом случае дополнительное уравнение $\dot{A}_{0a} = K P_{n1}$ позволяет непосредственно отсчитать P_{n1} . Вычитая из величины $\dot{A}_n = \dot{A}_{0b}$ при конечных частотах запомненную активную величину \dot{A}_{0a} , мы получаем непосредственно вектор

$$\dot{A}_{ab} = K/[P_{n2} + (j\omega)^{\pm 1} P_{n3}].$$

Во втором случае дополнительное уравнение имеет вид $\dot{A}_{0d} = K(P_{n1} + 1/P_{n2})$. Это уравнение тоже легко использовать для автоматического разделения величины \dot{A}_n в цепи уравнивания на векторы \dot{A}_{0a} и \dot{A}_{0b} . Для этого достаточно при конечных частотах из \dot{A}_n или \dot{A}_{ab} вычесть чисто синфазную компенсирующую величину \dot{A}_k , регулируемую до тех пор, пока разностная величина $\dot{A}_n - \dot{A}_k$ или $\dot{A}_{ab} - \dot{A}_k$ и величина \dot{A}_{ab} не станут ортогональными. При этом для $(\dot{A}_n - \dot{A}_k) \perp \dot{A}_{ab}$ имеем $\dot{A}_k = K P_{n1}$ и $\dot{A}_{0a} - \dot{A}_k = \dot{A}_{0d} = \frac{K}{P_{n2}}$, а для $(\dot{A}_{ab} - \dot{A}_k) \perp \dot{A}_{ab}$; $\dot{A}_k = K/P_{n2}$ и $\dot{A}_{0d} - \dot{A}_k = \dot{A}_{0a} = K P_{n1}$, причем значение P_{n3} определяется из вектора \dot{A}_{ab} .

В некоторых случаях выполнить условие $\omega \rightarrow 0$ или $\omega \rightarrow \infty$ с достаточной степенью точности невозможно (измерение на очень высокой частоте выполнить трудно технически, а прохождение постоянного тока по объекту вызывает нежелательные эффекты, например поляризацию). Дополнительным уравнением при этом может служить равенство $P_{n2} = (\omega)^{\pm 1} P_{n3}$, соблюдаемое при попадании конца вектора \dot{A}_n в точку e и характеризующее максимумом квадратурной компоненты вектора \dot{A}_n [7]. При достижении указанного состояния исследуемый двухполюсник имеет только два неизвестных параметра P_{n1} и P_{n2} . Значение P_{n2} можно отсчитать по квадратурной компоненте \dot{A}_n (см. отрезок ce), а P_{n1} по разности синфазной и квадратурной компонент \dot{A}_n (см. отрезок $oa = oc - ce = oc - ca$). Поскольку параметр P_{n3} связан с параметром P_{n2} через частоту, то отдельный отсчет P_{n3} технически легко получить по синфазной компоненте активной величины \dot{A}_n , пропущенной через дифференцирующий или интегрирующий усилитель переменного тока.

Дополнительным уравнением может служить также равенство $\dot{A}_{oc} = K(P_{n1} + 1/2 P_{n2})$. При этом для указания измерительного состояния, в котором компенсирующий вектор $\dot{A}_k = KP_0$ равен вектору \dot{A}_{oc} , удобно использовать независимость модуля разностного вектора $|\dot{A}_n - \dot{A}_k| = |\dot{A}_{cb}|$ от приращений частоты. Как и в предыдущем способе, параметр P_{n2} можно определить непосредственно по модулю величины \dot{A}_{cb} , а параметр P_{n1} — по разности модулей $|\dot{A}_k|$ и $|\dot{A}_{cb}|$. Параметр P_{n3} определяется из вектора \dot{A}_{ab} , который легко получить автоматически путем вычитания из величины \dot{A}_{cb} чисто действительного другого компенсирующего вектора $\dot{A}_{k1} = |\dot{A}_{cb}|$ или из величины \dot{A}_n вектора $\dot{A}_{k2} = |\dot{A}_{oa}| = |\dot{A}_{oc}| - |\dot{A}_{ac}|$. Если не ставить задачи раздельного измерения P_{n3} , то достаточно полную информацию о \tilde{P}_{n2} можно получить и непосредственно по вектору \dot{A}_{cb} , поскольку его модуль равен $K/2 P_{n2}$, а фаза ($\angle bcd$) — удвоенному фазовому углу $\angle bac$, т. е. $2\varphi_{n2}$.

4. При использовании отрицательных сопротивлений вид преобразования „ $\Pi \rightarrow \dot{A}$ “, как уже указывалось, может быть в принципе любым. При прямом пропорциональном преобразовании вид функциональных связей и приемы разделения не отличаются от рассмотренных выше. Наиболее интересным является случай с обратным пропорциональным преобразованием:

$$\dot{A}_n = \frac{K \tilde{P}_{n2}}{(\Pi_{n1} - \Pi_0) \tilde{P}_{n2} + 1} = \frac{K [P_{n2} + (j\omega)^{\pm 1} P_{n3}]}{(\Pi_{n1} - \Pi_0) \tilde{P}_{n2} + 1}. \quad (3)$$

При достижении измерительного состояния $\Pi_{n1} = \Pi_0$ величина \dot{A}_n оказывается прямо пропорциональной пассивной комплексной величине \tilde{P}_{n2} , поэтому по компонентам A_{nx} и A_{ny} можно непосредственно отсчитать искомые параметры P_{n2} и P_{n3} . Указанная пропорциональность служит одновременно и критерием достижения измерительного состояния. Точнее, образцовую отрицательную пассивную величину Π_0 (активное сопротивление, емкость или индуктивность) необходимо изменять до тех пор, пока одна из величин A_{nx} , $A_{ny}/\omega^{\pm 1}$, $A_{nx}(\omega)^{\pm 1}/A_{ny}$ или $A_{ny}/A_{nx}(\omega)^{\pm 1}$ не будет инвариантна относительно приращений частоты.

5. Рассмотрим теперь вкратце вопросы технической реализации предложенных способов раздельного измерения параметров трехэлементных двухполюсников. Особенностью прямого пропорционального преобразования „ $\tilde{\Pi}_n \rightarrow \dot{A}$ “ является необходимость выбора такого коэффициента преобразования K , при котором параметр P_{n1} оказывается всегда чисто действительным и частотонезависимым [см. (2)]. Это условие легко выполняется при использовании операционных усилителей переменного тока. Так, на рис. 2 для примера приведен преобразователь „ $\tilde{\Pi}_n \rightarrow \dot{A}$ “ на усилителе с ООС по напряжению. Выходное напряжение преобразователя имеет вид

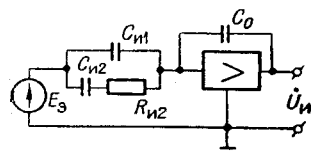


Рис. 2.

$$U_n = E_3 \frac{1}{C_0} \left[C_{n1} + \frac{1}{\frac{1}{C_{n2}} + j\omega R_{n2}} \right].$$

Объясним подробнее способ отдельного измерения параметров нерезонансных трехэлементных двухполюсников с использованием прямого пропорционального преобразования „ $\tilde{\Pi} \rightarrow \dot{A}$ “ и модуляции частоты на примере устройства уравнивания, блок-схема которого приведена на рис. 3. Комплексное сопротивление

$$Z_{н1} = R_{н1} + (g_{н2} + j \omega C_{н2})^{-1}$$

исследуемого двухполюсника преобразуется в напряжение

$$\dot{U}_н = \dot{E}_э g_{01} [R_{н1} + (g_{н2} + j \omega C_{н2})^{-1}]$$

с помощью усилителя Y_1 , охваченного относительно входа и выхода глубокой отрицательной обратной связью по току. Для отыскания точки c (см. рис. 1, в) используется регулируемый делитель D_1 , вычитающий каскад BK_1 и модульный указатель измерительных состояний МУИС₁. Указатель модулирует частоту генератора Γ и выработывает воздействие q_1 , посредством которого делитель регулируется до тех пор, пока не исчезнет амплитудная модуляция напряжения $\dot{U}_5 = \dot{U}_н - \dot{U}_1 = \dot{U}_н - \dot{E}_э K_1$.

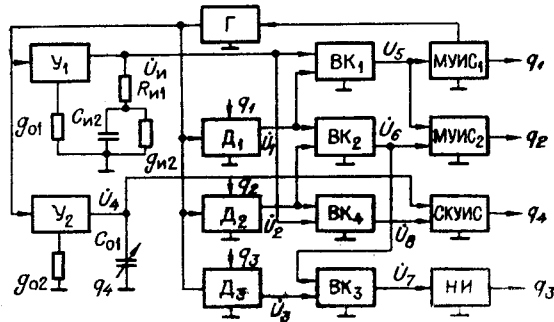


Рис. 3.

Измерение сопротивления $R_{н1}$ производится с помощью делителя D_2 , вычитающего каскада BK_2 и модульного указателя МУИС₂. Последний, сравнивая модули напряжений \dot{U}_5 и $\dot{U}_6 = \dot{U}_1 - \dot{U}_2 = \dot{E}_э (K_1 - K_2)$, выработывает воздействие q_2 , которым делитель регулируется до тех пор, пока $|\dot{U}_5| = |\dot{U}_6| (K_1 - K_2)$. Поскольку $|\dot{U}_5| = |\dot{E}_э| \frac{g_{01}}{2 g_{н2}}$, а $K_1 = (R_{н1} + 1/2 g_{н2}) \times g_{01}$, получаем $R_{н1} = K_2/g_{01}$, а $\dot{U}_6 = \dot{E}_э g_{01}/2 g_{н2}$.

Проводимость $g_{н2}$ определяется по напряжению \dot{U}_6 методом уравнивания с помощью гиперболического делителя D_3 , вычитающего каскада BK_3 и нуль-индикатора НИ, выработывающего воздействие q_3 , которым управляется делитель D_3 . При $\dot{U}_8 = \dot{U}_6 - \dot{U}_3 = \dot{E}_э \left(\frac{g_{01}}{2 g_{н2}} - \frac{1}{K_3} \right) = 0$ имеем $g_{н2} = \frac{g_{01}}{2} K_3$.

Измерение емкости $C_{н2}$ производится по напряжению $\dot{U}_8 = \dot{U}_н - \dot{U}_2 = \dot{E}_э g_{01}/(g_{н2} + j \omega C_{н2})$ с помощью обычного устройства уравнивания с обратным пропорциональным преобразованием „ $\tilde{\Pi} \rightarrow \dot{A}$ “, приводимого в синфазно-компонентное измерительное состояние

$$u_{48} = \text{Re} \frac{\dot{U}_4}{\dot{U}_8} = 1 \quad [8].$$

В это устройство входит образцовый регулируемый блок на усилителе Y_2 , напряжение на выходе которого равно

$$\dot{U}_4 = \dot{E}_э \frac{g_{02}}{j \omega C_{01}},$$

и синфазно-компонентный указатель измерительных состояний (СКУИС). Последний вырабатывает воздействие q , управляющее переменным конденсатором до тех пор, пока величина

$$u_{48} = \operatorname{Re} \frac{g_{н2} + j \omega C_{н2}}{j \omega C_{о1}} \frac{g_{о2}}{g_{о1}}$$

не станет равной единице. При этом имеем $C_{н2} = C_{о1} \frac{g_{о1}}{g_{о2}}$.

6. Реализация отрицательных сопротивлений в настоящее время не вызывает принципиальных затруднений. Уже известны работы, в которых эти сопротивления используются для измерительных целей (см., например, [9]). Поэтому можно утверждать, что способ раздельного измерения параметров нерезонансных трехэлементных двухполюсников с использованием обратного пропорционального преобразования $\tilde{\Pi} \rightarrow \tilde{A}$ и эффекта отрицательного сопротивления вполне реализуем. На рис. 4

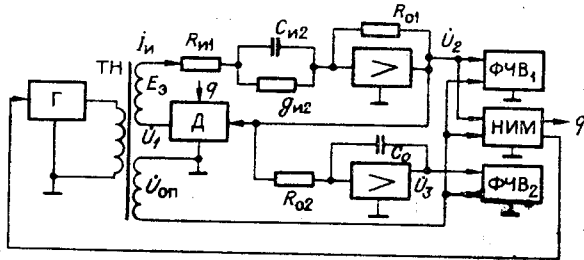


Рис. 4.

для примера приведена схема одного из таких устройств, использующая широко известные элементы. Эффект регулируемого отрицательного сопротивления в устройстве достигнут благодаря тому, что в контур с выходной обмоткой трансформатора напряжения ТН, исследуемым комплекс-

ным сопротивлением $Z_{н} = R_{н1} + j\omega L_{н1} / (g_{н2} + j\omega C_{н2})$ и выходом операционного усилителя У переменного тока включен нулевой выход делителя напряжения Д. Так как на вход делителя подается напряжение $U_2 = -I_1 R_0$, то на его выходе развивается сопротивление

$$R_x = \frac{U_1}{I_n} = \frac{-I_n K_x R_{о1}}{I_n} = -K_x R_{о1},$$

где K_x — коэффициент передачи делителя Д. Ток I_n при этом равен

$$I_n = E_3 / R_{н1} - K_x R_{о1} + 1 / g_{н2} + j\omega C_{н2},$$

а синфазные U_{2c} и U_{3c} компоненты напряжений U_2 и U_3 относительно опорного напряжения $U_{оп}$ имеют вид:

$$U_{2c} = E_3 R_{о1} \frac{g_{н2} + \Delta R (g_{н2}^2 + \omega^2 C_{н2}^2)}{1 - \Delta R [2 g_{н2} + \Delta R (g_{н2}^2 + \omega^2 C_{н2}^2)]};$$

$$U_{3c} = E_3 R_{о1} \frac{C_{н2} / C_о R_{о2}}{1 + \Delta R [2 g_{н2} + \Delta R (g_{н2}^2 + \omega^2 C_{н2}^2)]},$$

где $\Delta R = R_{н1} - K_x R_{о1}$. Момент компенсации $R_{н1}$ ($\Delta R = 0$) отмечается с помощью нуль-индикатора модуляции (НИМ), который, модулируя частоту генератора Г, вырабатывает воздействие q , регулирующее делитель Д до тех пор, пока не исчезнет модуляция синфазной

компоненты U_{2c} . После этого синфазные компоненты U_{2c} и U_{3c} , пропорциональные искомым параметрам:

$$U_{2c} = E_3 R_{01} g_{n2}; \quad U_{3c} = E_3 \frac{R_{01} C_{n2}}{R_{02} C_0},$$

измеряются с помощью фазочувствительных вольтметров ФЧВ₁ и ФЧВ₂.

7. Сравнивая между собой рассмотренные способы отдельного измерения параметров нерезонансных трехэлементных двухполюсников, следует особо выделить два последних способа, использующих для получения дополнительного уравнения независимость каких-либо величин от приращений частоты. Поскольку величину этих приращений можно выбрать достаточно малой, то отдельное измерение параметров производится практически на одной частоте, которую экспериментатор может выбрать специальным образом. Последнее очень важно, так как в большом количестве случаев схема замещения исследуемого объекта является трехэлементной только на определенных частотах. Так, например, в электрохимии вместо g_{n2} (см. рис. 1, а) обычно включен импеданс Фарадея, который может иметь сложный комплексный характер. Если же измерение производится на достаточно высоких частотах (более 100 кГц), то этот импеданс вырождается в чисто активное сопротивление реакции [5]. Использование предложенных способов позволяет, выбрав частоту измерения высокой, скомпенсировать паразитное сопротивление раствора (R_{n1} на рис. 1, а) и емкость двойного слоя (C_n на рис. 1, а), а затем, перейдя на более низкие частоты, измерить частотную характеристику импеданса Фарадея. При этом не только упрощается обработка частотной характеристики, но, что самое главное, повышается точность определения параметров реакции.

ЛИТЕРАТУРА

1. К. Б. Карандеев, Г. А. Штамберггер. Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1961.
2. К. М. Соболевский. Обобщенный анализ и элементы синтеза электроизмерительных цепей уравнивания.—Сб. «Проблемы электрометрии». Новосибирск, «Наука», 1967.
3. Ф. Б. Гриневич. Автоматические мосты переменного тока. Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1964.
4. Н. П. Гнусин, А. Г. Фомин. Графический метод расчета параметров импеданса двойного слоя по частотной характеристике его модуля.—Изв. СО АН СССР, серия хим. наук, 1965, вып. 1, № 1.
5. Д. И. Лейкис. Импеданс электрохимических систем с твердыми электродами как источник информации о свойствах этих систем. Автореферат докт. дисс. М., 1967.
6. Б. Я. Красильщик, И. Ю. Фишер. Способ измерения комплексных сопротивлений. Авторское свидетельство № 158627.—Бюллетень изобретений, 1963, № 22.
7. К. М. Соболевский, С. М. Казаков, С. П. Новицкий. Способ измерения параметров нерезонансных пассивных трехэлементных двухполюсников. Авторское свидетельство № 234508.—ИПОТЗ, 1967, № 4.
8. С. М. Казаков. Некоторые вопросы отдельного измерения параметров комплексных величин методами уравнивания. Автореферат канд. дисс. Новосибирск, 1969.
9. А. И. Мирошников. Дробное дифференцирование и компенсация объемного сопротивления в осциллографической полярографии. Реферат канд. дисс. Казань, 1963.

Поступила в редакцию
2 июня 1969 г.