

УДК 621.317.733

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПАССИВНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ

Б.М. Мамиконян

Национальный политехнический университет Армении, Гюмрийский филиал

Рассмотрены особенности построения измерителей, предназначенных для инвариантного измерения параметров пассивных электрических двухполюсников фазовым методом. Исследованы их измерительные цепи (ИЦ), получены математические модели преобразования. Обоснован выбор элементов и источника питания ИЦ, а также программируемого микроконтроллера, который управляет измерительным процессом и выполняет обработку результатов измерений. Представлены результаты исследования погрешности измерения информативных параметров дифференциального и емкостного измерительных преобразователей. Проанализировано влияние различных факторов на точность измерения. Показано, что наиболее высокую точность обеспечивает фазовый метод раздельного измерения параметров пассивных электрических двухполюсников на переменном токе, основанный на временном разделении канала измерения.

Ключевые слова: инвариантное измерение, фазовый метод, двухполюсник, измерительная цепь, программируемый микроконтроллер.

Введение. Пассивные электрические двухполюсники с различными комбинациями RLC -параметров представляют эквивалентные схемы замещения различных электротехнических устройств переменного тока. Катушки индуктивности электрических машин и аппаратов, индуктивные измерительные преобразователи, электрические конденсаторы и изоляционные материалы с диэлектрическими потерями, емкостные измерительные преобразователи, применяемые для определения состава различных веществ и материалов, при сравнительно низких частотах переменного тока (до нескольких сотен мегагерц) могут быть представлены эквивалентной схемой замещения пассивного двухэлементного активно-реактивного двухполюсника [1, 2]. Для инвариантного (в том числе и раздельного) измерения параметров таких двухполюсников наибольшее распространение получили мосты переменного тока с самоуравновешиванием, резонансные методы, метод динамических измерений по характеристикам переходного процесса и др. [2-6]. Недостатками существующих методов являются сложность реализации, использование в них главным образом потенциальных (в отдельных случаях - и токовых) сигналов, которые подвержены

влиянию различных видов шумов и помех, трудность сопряжения с современными средствами вычислительной техники.

Объекты и методы исследования. Нами разработан фазовый метод инвариантного измерения параметров пассивных двухэлементных двухполюсников, основанный на временном разделении канала измерения и использующий программируемый микроконтроллер (МК) для управления по заданному алгоритму процессом измерения и обработки результатов измерений [7-10]. При этом носителем информации является только фазовый сигнал. Исследованы и выявлены схемы измерительных цепей, которые позволяют при заданной схеме двухполюсника осуществлять инвариантное измерение его параметров фазовым методом. Ниже описаны и анализированы некоторые из этих схем. На рис. 1а двухэлементный двухполюсник представлен параллельным соединением активного сопротивления R_x и индуктивности L_x . ИЦ представляет собой делитель напряжения, образованный последовательным соединением двухполюсника и опорных резисторов R_1 и R_2 и подключенный через токоограничивающий элемент к генератору переменного (преимущественно – синусоидального) тока. К выводам резистора R_2 подключены контакты электронного переключателя. Выходным сигналом ИЦ является угол фазового сдвига φ между напряжениями u_S и u_N .

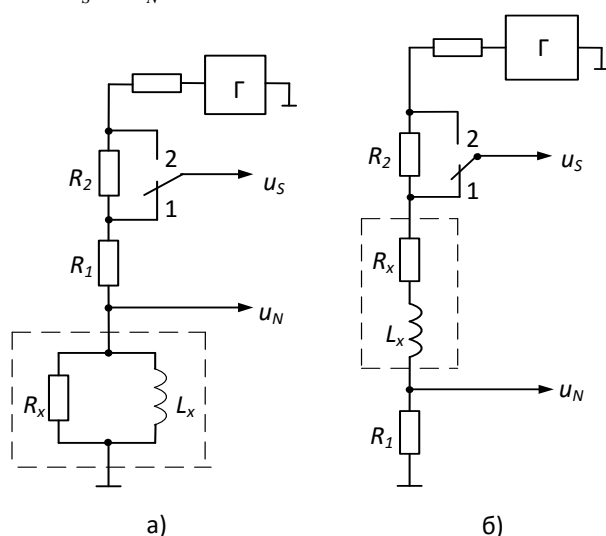


Рис. 1. Схема ИЦ для измерения параметров активно-индуктивного двухполюсника с параллельным (а) и последовательным (б) соединением R - L

Связь между углом φ и параметрами двухполюсника в общем случае определяется выражением

$$tg\varphi_1 = Im(\dot{U}_S/\dot{U}_N)/Re(\dot{U}_S/\dot{U}_N). \quad (1)$$

Для положений 1 и 2 переключателя из (1) следует $tg\varphi_1 = -\frac{R_1 R_X}{(R_1 + R_X)\omega L_X}$,

$tg\varphi_2 = -\frac{(R_1 + R_2)R_X}{(R_1 + R_2 + R_X)\omega L_X}$, с учетом которых получаем

$$R_X = \frac{R_1(R_1 + R_2)(tg\varphi_2/tg\varphi_1 - 1)}{R_2 - R_1(tg\varphi_2/tg\varphi_1 - 1)}, \quad (2)$$

$$L_X = \frac{R_1(R_1 + R_2)}{\omega R_2} \cdot (ctg\varphi_2 - ctg\varphi_1). \quad (3)$$

В формуле (2) не фигурирует L_X , а в (3) - R_X , т.е. обеспечивается их раздельное определение. При этом необходимо измерить только угол φ в двух положениях переключателя, что с помощью современных средств цифровой техники выполняется с достаточно высокой точностью.

В разработанном устройстве напряжения u_s и u_N поступают на входы программируемого МК, который управляет работой переключателя и измеряет значения угла φ . В МК угол φ преобразовывается во временной интервал τ . Временные интервалы τ и T (период напряжений u_s и u_N) измеряются методом дискретного счета путем заполнения их импульсами образцовой частоты f_0 тактового генератора МК с использованием его интегрированного таймер-счетчика. Далее угол φ вычисляется по очевидной формуле $\varphi = \tau \cdot 360^\circ / T$. Затем по измеренным значениям φ МК вычисляет значения L_X , R_X по формулам (2), (3). Для повышения точности измерений каждое измерение МК повторяет 10 раз и выводит на цифровое отсчетное устройство среднее значение результатов. В случае необходимости, можно из МК оцифрованные сигналы углов φ_1 и φ_2 через преобразователь интерфейса (например, AVR309) отправить в компьютер, там их обработать и результаты измерения вывести на монитор компьютера.

Анализ возможных ИЦ показывает, что в случае, когда активно-индуктивный двухполюсник задан в виде последовательного соединения R_X и L_X , то в качестве ИЦ необходимо выбрать схему рис. 1б, чтобы можно было обеспечить раздельное измерение R_X и L_X . Для этой схемы в положениях 1 и 2 переключателя в соответствии с формулой (1) получаем

$$tg\varphi_1 = \omega L_X / (R_1 + R_X), \quad tg\varphi_2 = \omega L_X / (R_1 + R_2 + R_X),$$

с помощью которых находим формулы для раздельного определения R_X и L_X :

$$R_x = \frac{R_2 \cdot \operatorname{tg} \varphi_2}{\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi_2} - R_1, \quad L_x = \frac{R_2}{\omega(\operatorname{ctg} \varphi_2 - \operatorname{ctg} \varphi_1)}.$$

Очевидно, что в ИЦ по схеме рис. 1 исследуемый двухполюсник может быть также и одинарным индуктивным измерительным преобразователем, заданным параллельным либо последовательным соединением R_x и L_x .

Активно-емкостный двухполюсник, заданный параллельным соединением R_x и C_x , является наиболее распространенной эквивалентной схемой замещения емкостного измерительного преобразователя (ЕИП), в межэлектродном пространстве которого находится исследуемое вещество с диэлектрическими потерями [8]. В этом случае необходимо выбрать схему ИЦ рис. 2а, для которой, пользуясь формулой (1), определяем

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{\omega R_1 R_x C_x}{R_1 + R_x}, \quad \operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\omega(R_1 + R_2) R_x C_x}{R_1 + R_2 + R_x}$$

и получаем формулы для раздельного определения R_x и C_x :

$$R_x = \frac{R_1(R_1 + R_2) \cdot (\operatorname{tg} \varphi_2 - \operatorname{tg} \varphi_1)}{(R_1 + R_2) \cdot \operatorname{tg} \varphi_1 - R_1 \cdot \operatorname{tg} \varphi_2}, \quad C_x = \frac{R_2}{\omega R_1(R_1 + R_2)} \cdot \frac{1}{\operatorname{ctg} \varphi_1 - \operatorname{ctg} \varphi_2}.$$

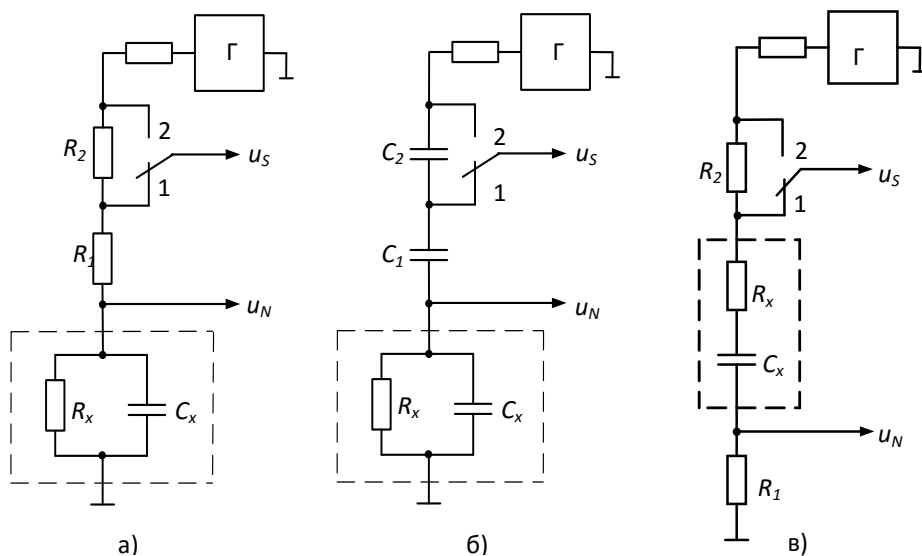


Рис. 2. Схемы ИЦ для измерения параметров активно-емкостного двухполюсника: при параллельном соединении R-C - с резистивным (а) и емкостным (б) делителем напряжения; при последовательном соединении R-C (в)

Для этого же двухполюсника можно использовать схему ИЦ рис. 2б; в этом случае результат определения C_x не будет зависеть от частоты генератора, как следует из получаемых формул:

$$R_x = \frac{ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2}{\omega(C_1 - C_{12})}, \quad C_x = \frac{C_1 \cdot ctg\varphi_2 - C_{12} \cdot ctg\varphi_1}{ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2}, \quad \text{где } C_{12} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2).$$

Если активно-емкостный двухполюсник задан последовательным соединением R_x и C_x , то следует использовать ИЦ по схеме рис. 2в, чтобы реализовать раздельное определение этих параметров по получаемым для этого случая формулам

$$R_x = \frac{R_2 \cdot tg\varphi_2}{tg\varphi_1 - tg\varphi_2} - R_1, \quad C_x = \frac{1}{\omega R_2} \cdot (ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2).$$

В дифференциальных индуктивных измерительных преобразователях (ИИП) информативными параметрами могут быть как индуктивности катушек (классические индуктивные ИП), так и их активные сопротивления (индуктивные ИП вихретокового типа). Для раздельного измерения этих параметров следует выбрать ИЦ по схеме рис. 3а, для которой в соответствующих положениях переключателя получаются формулы

$$tg\varphi_1 = \omega L_1 / (R_1 + R_N), \quad tg\varphi_2 = \omega L_2 / (R_2 + R_N).$$

Если информативным параметром является разбаланс индуктивностей (ΔL), то $L_1 = L_0 + \Delta L$, $L_2 = L_0 - \Delta L$, $R_1 = R_2 = R_0$,

где R_0 и L_0 - известные начальные значения этих параметров, и формула для определения информативного параметра ИИП будет

$$\Delta L = L_0 \cdot \frac{tg\varphi_1 - tg\varphi_2}{tg\varphi_1 + tg\varphi_2} = L_0 \cdot \frac{\sin(\varphi_1 - \varphi_2)}{\sin(\varphi_1 + \varphi_2)}. \quad (4)$$

Если же информативным параметром является разбаланс активных сопротивлений, то $R_1 = R_0 + \Delta R$, $R_2 = R_0 - \Delta R$, $L_1 = L_2 = L_0$,

$$\Delta R = (R_0 + R_N) \cdot \frac{ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2}{ctg\varphi_1 + ctg\varphi_2} = (R_0 + R_N) \cdot \frac{\sin(\varphi_2 - \varphi_1)}{\sin(\varphi_1 + \varphi_2)}. \quad (5)$$

Из формул (4) и (5) следует, что ИЦ по схеме рис. 3а позволяет осуществлять раздельное измерение параметров дифференциального ИИП фазовым методом. Видно, что в данном случае в расчетных формулах не фигурирует частота генератора, а это означает, что точность измерения будет обеспечена, даже если форма кривой питающего ИЦ напряжения не чисто синусоидальная.

Для ИЦ с дифференциальным преобразователем ЕИП (рис. 3б) функция преобразования будет

$$\Delta C = C_0 \cdot \frac{\sin(\varphi_1 - \varphi_2)}{\sin(\varphi_1 + \varphi_2)}. \quad (6)$$

Видно, что в этом случае на результат измерения не влияют также частота генератора и значение сопротивления опорного резистора R_N , а следовательно, и переходные сопротивления контактов переключателя.

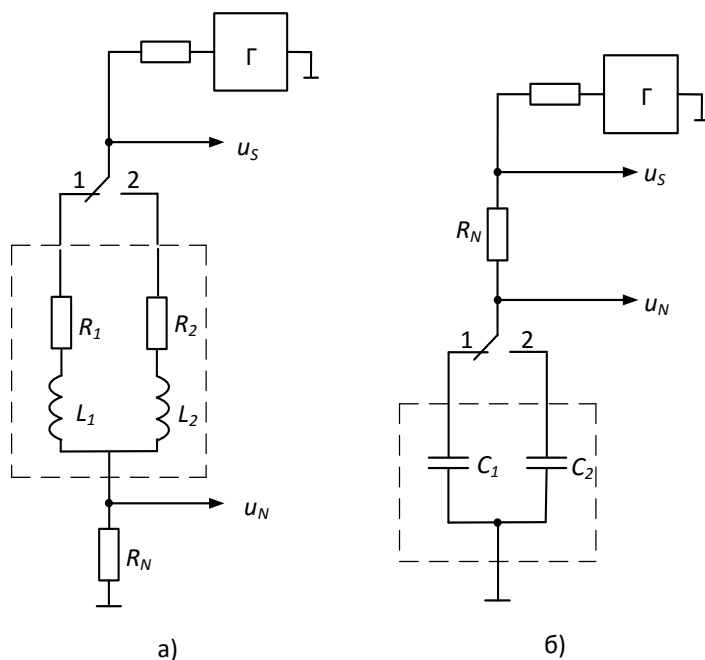


Рис. 3. Схема ИЦ для измерения параметров дифференциального преобразователя: индуктивного (а), емкостного (б)

Выбор элементов ИЦ. При выборе генератора питания ИЦ следует учесть, что стабильность напряжения генератора не существенна, поскольку в полученных выше расчетных формулах параметров двухполюсников напряжение генератора не фигурирует, но результаты измерения в большинстве рассмотренных случаев зависят от частоты генератора. Однако наличие МК диктует целесообразность использования микросхем программируемых генераторов синусоидальных сигналов (например, типа AD9833). При каждом измерении МК задает частоту генератора и использует это значение частоты при расчете параметров двухполюсника по соответствующим формулам, вследствие чего изменение частоты генератора не влияет на точность измерения. Следует иметь в виду, что в измерителях параметров катушек индуктивности частоту тока питания ИЦ необходимо выбрать равной рабочей частоте объекта измерения. В случае ИИП следует учесть, что катушки большинства современных ИИП имеют многослойные обмотки и сердечник из ферритов с высокой магнитной проницаемостью и рассчитаны на питание переменным током частотой $7 \dots 15$ кГц. В ИЦ с

активно-емкостными двухполюсниками частота измерительного тока должна быть не менее 50 кГц . При этом, как будет показано ниже, с увеличением частоты питания ИЦ точность измерения фазовым методом снижается.

Опорные резисторы ИЦ по возможности необходимо выбрать так, чтобы обеспечивалась максимальная чувствительность преобразования параметра двухполюсника в угол φ . Например, в схеме рис. 3б это имеет место, если в начальной точке преобразования, когда $C_1 = C_2 = C_0$, обеспечивается условие $\varphi_1 = \varphi_2 \approx 45^\circ$. Следовательно, из условия $\operatorname{tg} \varphi = \omega R_N C_0 = 1$ значение R_N должно быть равно $X_{C_0} = 1/\omega C_0$. Например, при использованных значениях $C_0 = 50 \text{ нФ}$, $f = 50 \text{ кГц}$ должно быть $R_N = 1/\omega C_0 = 63,7 \text{ кОм}$. В разработанных устройствах в качестве опорных резисторов ИЦ используются резисторы типа С2-29В с допуском 0,1%.

В качестве переключателя в рассмотренных ИЦ целесообразно выбрать прецизионный электронный переключатель-мультиплексор ADG859 (фирма Analog Devices). Микросхема предназначена для коммутации цепей постоянного и переменного тока, обладает следующими параметрами: сопротивление канала в замкнутом состоянии - $1,3 \text{ Ом}$, в разомкнутом - $\sim 10^{11} \text{ Ом}$, рассогласование сопротивлений каналов - $0,01 \text{ Ом}$, максимальный ток через замкнутый канал - 300 мА , напряжение питания однополярное, $1,8 \dots 5,5 \text{ В}$, время включения/выключения - $8/4,5 \text{ нс}$, частотный диапазон - 125 МГц , температурный диапазон эксплуатации - от $-40 \text{ }^\circ\text{C}$ до $+125 \text{ }^\circ\text{C}$. Эта микросхема наилучшим образом соответствует условиям работы рассмотренных ИЦ.

При выборе МК следует учесть, что он должен иметь по возможности высокую частоту f_0 тактового генератора и, что более важно, обязательно два внутренних компаратора, на входы которых будут поступать выходные напряжения u_s и u_x ИЦ (целесообразно через повторители напряжения-буферы, чтобы не загружать ИЦ) для преобразования угла φ в длительность τ прямоугольных импульсов. Использование для этой цели внутреннего аналого-цифрового преобразователя (АЦП) МК нецелесообразно, т.к. значение периода преобразования (дискретизации) АЦП ограничивает минимально возможное значение τ , существенно увеличивая тем самым порог чувствительности измерителей [9].

Оценка погрешности измерения. Разработана методика теоретического исследования погрешности измерения параметров двухполюсников фазовым методом, которая может быть применена ко всем рассмотренным здесь ИЦ [9]. В частности, применительно к ИЦ рис. 3а и 3б, для которых получены идентич-

ные формулы (4) и (6), выражение относительной погрешности измерения получается в виде

$$\delta(\Delta L, \Delta C) = \frac{f}{f_0} \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) \cdot \operatorname{ctg}(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (7)$$

Видно, что погрешность измерения тем меньше, чем больше частота f_0 тактового генератора МК и чем меньше частота f генератора питания ИЦ. При этом с увеличением разности $(\varphi_1 - \varphi_2)$ погрешность уменьшается. Оценим возможные значения погрешности по формуле (7). Пусть в схеме рис. 3а дифференциальный ИИП имеет параметры $L_0 = 10 \text{ мГн}$, $R_0 = 3 \text{ Ом}$, $\Delta L = 0...5 \text{ мГн}$, $f = 10 \text{ кГц}$, $f_0 = 64 \text{ МГц}$. Для обеспечения условия $\varphi_0 = 45^\circ$ опорный резистор должен иметь сопротивление $R_N = 628 \text{ Ом}$. Формула (7) для этого случая будет: $\delta(\Delta L) = 0,15625 \cdot 10^{-3} \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) \cdot \operatorname{ctg}(\varphi_1 - \varphi_2)$. Приращению $\Delta L = 0...5 \text{ мГн}$ соответствуют изменения углов в пределах $\varphi_1 = 45^\circ...56^\circ 18'$, $\varphi_2 = 45^\circ...26^\circ 34'$ и изменения относительной погрешности в пределах $\delta(\Delta L) = 0,0156...0,0142\%$.

В случае ИЦ рис. 3б, когда $f_0 = 64 \text{ МГц}$, но $f = 50 \text{ кГц}$, из (7) получаем $\delta(\Delta C) = 0,78125 \cdot 10^{-3} \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) \cdot \operatorname{ctg}(\varphi_1 - \varphi_2)$. При значениях $C_0 = 50 \text{ нФ}$; $R_0 = 63,7 \text{ кОм}$; $\varphi_0 = 45^\circ$ приращению $\Delta C = 0...30 \text{ нФ}$ соответствуют изменения углов в пределах $\varphi_1 = 45^\circ...58^\circ 20''$, $\varphi_2 = 45^\circ...21^\circ 48'$ и изменения относительной погрешности в пределах $\delta(\Delta C) = 0,078...0,067\%$. Увеличение погрешности по сравнению с ИЦ рис. 3а обусловлено увеличением частоты напряжения питания ИЦ. Если по техническим соображениям требуется еще более высокая частота напряжения питания ИЦ, то следует выбрать МК с более высокой частотой тактового генератора. Произведена оценка погрешности измерения также для рассмотренных выше других ИЦ. Выявлено, что путем соответствующего выбора параметров ИЦ и частот генераторов можно обеспечить требуемую точность измерения. Разработана также методика экспериментального исследования метрологических характеристик устройств с описанными ИЦ. Измеряемые параметры R_x , L_x и C_x моделируются высокоточными образцовыми магазинами сопротивлений, индуктивностей и емкостей, абсолютная погрешность измерения оценивается как разность показаний цифрового отсчетного устройства, подключенного к выходу МК, и значений R_x , L_x , C_x на указанных магазинах.

Выводы. Анализ рассмотренных ИЦ показывает, что фазовый метод раздельного измерения параметров пассивных электрических двухполюсников

на переменном токе, основанный на временном разделении канала измерения, обладает простотой практической реализации, обеспечивает цифровое инвариантное измерение параметров двухполюсников и высокую точность измерения. Теоретическое исследование метрологических характеристик разработанных микроконтроллерных измерителей, многократные измерения и анализ результатов показали, что фазовым методом, основанным на применении фазовых сигналов вместо потенциальных и токовых, можно обеспечить раздельное измерение параметров R , L , C двухэлементных двухполюсников с пределом допускаемой основной относительной погрешности, не превышающей 0,1%.

Литература

1. **Федотов А.В.** Расчет и проектирование индуктивных измерительных устройств. – М.: Машиностроение, 1979.- 176 с.
2. **Мелентьев В.С., Костенко Е.В., Миронов Д.А.** Аппроксимационные методы раздельного определения параметров двухэлементных двухполюсных электрических цепей // Ползуновский вестник. - 2011. - № 3/1.– С. 47-50.
3. **Куликовский К.Л., Купер В.Я.** Методы и средства измерений: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1986.– 448 с.
4. **Гриневич, Ф.Б., Новик А.И.** Измерительные компенсационно-мостовые устройства с емкостными датчиками. – Киев: Наукова думка, 1987.– 112 с.
5. **Мартяшин А.И., Куликовский К.Л., Куроедов С.К., Орлова Л.В.** Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей. - М.: Энергоатомиздат, 1990.- 216 с.
6. **Неболюбов Е.Ю., Новик А.И.** Электронные преобразователи для работы с емкостными датчиками (аналоговые и цифровые) // Техн. электродинамика.– 2015.- №3.- С. 67-74.
7. **Мамиконян Б.М., Мамиконян Х.Б.** Измерительные цепи индуктивных и емкостных первичных преобразователей с фазовыми выходными сигналами // Приборы.- 2015.- №7.– С. 11-16.
8. **Мамиконян Б.М., Мамиконян Х.Б.** К выбору метода измерения и схемы измерительной цепи влагомера древесины // Приборы.- 2015.- №10.– С. 29-35.
9. **Mamikonyan V.M., Mamikonyan Kh.B., Nikoghosyan D.S., Abrahamyan L.S.** Capacitive Measuring Device // IJEERT.- 2016.- Vol. 4, No1.- P. 19-28.
10. **Mamikonyan V.M., Nikoghosyan D.S.** Measurement of Dielectric Loss by Phase Method // American Scientific Research Journal for Engineering, Technology, and Sciences. – 2017. – Vol. 29, No1. – P. 124-137.

*Поступила в редакцию 20.04.2017.
Принята к опубликованию 08.06.2017.*

ՊԱՍՍԻՎ ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ԵՐԿՔԵՎԵՌՆԵՐԻ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ՉԱՓՈՒՄԸ ՓՈՒԼԱՅԻՆ ՄԵԹՈԴՈՎ

Բ.Մ. Մամիկոնյան

Դիտարկված են փուլային մեթոդով պասսիվ էլեկտրական երկբևեռների պարամետրերի ինվարիանտ չափման համար նախատեսված չափիչների կառուցման առանձնահատկությունները: Հետազոտվել են դրանց չափողական շղթաները (ՉԾ), ստացվել կերպափոխման մաթեմատիկական մոդելները: Հիմնավորվել է ՉԾ-ի տարրերի և սնուցման աղբյուրի, ինչպես նաև ծրագրավորվող միկրոկոնտրոլերի ընտրությունը, որը կառավարում է չափողական գործընթացը և կատարում չափումների արդյունքների մշակումը: Ներկայացված են դիֆերենցիալ ինդուկտիվ և ունակային կերպափոխիչների պարամետրերի ինվարիանտ չափման սխալանքի հետազոտության արդյունքները, վերլուծվել են տարբեր գործոնների ազդեցությունները չափման ճշգրտության վրա:

Ցույց է տրված, որ առավել բարձր ճշգրտություն ապահովում է հաստատուն հոսանքի պասսիվ էլեկտրական երկբևեռների պատամետրերի առանձին չափումների փուլային մեթոդը՝ հիմնված չափման ուղու ժամանակավոր բաժանման վրա:

Առանցքային բաներ. ինվարիանտ չափում, փուլային մեթոդ, երկբևեռ, չափողական շղթա, ծրագրավորվող միկրոկոնտրոլեր:

MEASURING THE PARAMETERS OF PASSIVE ELECTRICAL TWO-POLES BY THE PHASE METHOD

B.M. Mamikonyan

The features of construction of meters intended for the invariant measurement of parameters of passive electrical two-poles by the phase method are considered. Their measuring circuits (MC) have been studied; mathematical models of transformation have been obtained. The choice of the elements and the power source of the MC, as well as the programmable microcontroller, controlling the measuring process and performing the processing of the measurement results is justified. The results of the study of the measurement error of informative parameters of differential and capacitive measuring transducers are presented, and the influence of various factors on the accuracy of the measurement is analyzed. It is shown that the highest accuracy of measurement is ensured by the phase method of separate measurement of the parameters of passive electrical two-poles of alternating current based on the temporary separation of the measurement channel.

Keywords: invariant measurement, phase method, two-pole, measuring circuit, programmable microcontroller.