ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ

Б.М. Мамиконян, Х.Б. Мамиконян

Национальный политехнический университет Армении, Гюмрийский филиал

Исследована проблема измерения параметров катушек индуктивности (КИ) на переменном токе. Для измерения выбран фазовый метод, который позволяет сравнительно просто реализовать инвариантное измерение параметров КИ без использования потенциально-токовых сигналов. В измерительной цепи (ИЦ) параметры КИ преобразуются в угол φ фазового сдвига между двумя синусоидальными напряжениями. Это позволяет сопрягать ИЦ с микроконтроллером (МК) непосредственно, без промежуточных преобразований выходных сигналов переменного тока ИЦ. МК управляет процессом измерения, измеряет угол φ и вычисляет значения измеряемых параметров по заданным алгоритмам. Изложена методика исследования погрешностей измерения. Погрешности обусловлены допусками и нестабильностью параметров элементов ИЦ, точностью преобразования параметров КИ в угол φ и точностью измерения этого угла в МК. Расчеты погрешностей произведены при частотах $f = 1000 \text{ Гц}$ - измерительного тока и $f_0 = 80 \text{ МГц}$ - тактовых импульсов МК. Погрешность измерения угла получается тем больше, чем больше f , меньше f_0 и φ . Результаты исследования показывают, что погрешности измерения увеличиваются практически прямо пропорционально значению измеряемого параметра. Диапазоны измерения индуктивности и активного сопротивления КИ могут быть любыми, а добротности желательно ограничить сверху значением $Q = 100$. При $Q = 300$ предел допускаемой основной относительной погрешности измерения на частотах до $f = 1000 \text{ Гц}$ с доверительной вероятностью 0,9 может составить до 3,0%.

Ключевые слова: катушка индуктивности, фазовый метод, индуктивность, добротность, угол фазового сдвига, погрешность измерения.

Введение. Индуктивность является одной из основных величин, характеризующих параметры электрических цепей. Катушки индуктивности, как элемент электрической цепи, широко используются при создании электро- и

радиотехнического оборудования: электрических машин, трансформаторов, фильтров, устройств намагничивания, средств автоматизации, компьютерной и телекоммуникационной аппаратуры, бытовой и автомобильной техники, промышленного и медицинского оборудования, средств мобильной связи и др. Качество и параметры КИ оказывают большое влияние на работу этих устройств. Поэтому при их производстве и эксплуатации широко используются различные методы и средства измерений параметров КИ, требования к метрологическим и эксплуатационным характеристикам которых постоянно возрастают [1]. В связи с этим исследования, посвященные методам и средствам измерения и контроля характеристик КИ, являются актуальными.

Объект измерения. Основными параметрами КИ являются номинальная индуктивность L_x и добротность Q . Индуктивность характеризует свойство КИ преобразовывать энергию электрического тока в энергию магнитного поля. Добротность характеризует потери энергии в виде тепла от протекающего через катушку тока, поэтому служит мерой качества КИ. При сравнительно невысокой частоте тока (до нескольких сотен килогерц) полную эквивалентную схему замещения КИ заменяют упрощенной схемой замещения в виде последовательного соединения резистора R_x и индуктивности L_x [2], при этом добротность определяют в виде отношения $Q = \omega L_x / R_x$. В небольшом диапазоне рабочих частот, на который рассчитывается КИ, активное и индуктивное сопротивления изменяются примерно одинаково, так что их отношение оказывается постоянной величиной. Поэтому добротность достаточно точно характеризует свойства КИ во всём диапазоне рабочих частот [3].

Возможные значения индуктивности КИ лежат в пределах примерно от 1 нГн до 10 кГн [4]. В частности, для силовых трансформаторов типичные значения индуктивности и сопротивления первичной обмотки составляют: $L_x = 10...100$ Гн, $R_x = 50...200$ Ом [5]. Мощные дроссели (катушки фильтров выпрямителей и т.п.), предназначенные для небольших усилителей, имеют, как правило, индуктивность 10...15 Гн и рассчитаны на токи 100...250 мкА. Для таких дросселей резонансная частота составляет от 3 до 12 кГц. Считается, что необходимый для практики диапазон измерений индуктивности находится в пределах от долей мкГн до 108 Гн в частотном диапазоне от 0,01 Гц до СВЧ [1].

Современные КИ имеют добротность в весьма широких пределах в зависимости от назначения, конструкции и используемых материалов [6]. Наибольшую добротность имеют КИ с сердечниками из ферритов - до 300. Контурные КИ используются совместно с конденсаторами для получения резонансных контуров. В диапазоне длинных и средних волн эти катушки

многослойные, как правило, с намоткой типа “универсаль”. Для повышения добротности применяют многожильные провода типа “литцендрат”. В диапазоне коротких и ультракоротких волн используются однослойные катушки с индуктивностью порядка единиц микрогенри и добротностью порядка 50...100. Для гибридных микросхем на частотах порядка 10...100 МГц находят применение *тонкоплёночные спиральные* КИ. Добротность таких катушек не превышает 20...30. В аппаратуре, где требуется миниатюризация, наиболее широко применяют *чиповые* КИ, которые имеют, в зависимости от производителей, минимальное значение добротности от 10 до 24 [6]. У *многослойных керамических* КИ, предназначенных для поверхностного монтажа, минимальная добротность составляет от 10 до 15 [7]. Таким образом, считается, что наиболее необходимый для практики диапазон измерений добротности КИ находится в пределах от 10 до 300 [6].

Методы измерения. К измерителям параметров КИ предъявляются специфические требования. Поскольку схема замещения КИ представляет собой комплексное сопротивление, то измерительная цепь должна обеспечить раздельное измерение параметров R_x и L_x . Активное сопротивление R_x КИ зависит также от частоты питающего катушку тока, следовательно, параметры КИ необходимо измерять переменным током той частоты, на которой предусмотрено применение КИ. Большинство современных КИ имеют многослойные обмотки, сердечник из ферритов с высокой магнитной проницаемостью и рассчитаны на питание переменным током частотой 1...15 кГц. Учитывая также нелинейность кривой намагничивания магнитопровода, измерительный ток желательно выбрать равным рабочему току КИ.

Для раздельного измерения параметров двухэлементной схемы замещения КИ наибольшее распространение получили уравновешенные мосты переменного тока и некоторые схемы резонансного метода [1, 8-11]. Мостовой метод применяется на сравнительно низких частотах – до 1000 Гц, погрешность измерения составляет порядка 1...3%, пределы измерения индуктивности - 0,01...1000 Гн [9]. Известен ряд разновидностей резонансного метода для измерения параметров КИ, из которых наибольшее практическое применение получил метод куметра [9]. На низких частотах резонанс проявляется менее резко, поэтому метод куметра используют на частотах от 10 кГц до 1,5 МГц. С целью повышения точности измерения в куметрах диапазон $Q = 0...300$ разбивается на несколько поддиапазонов, каждому из которых соответствует свой поддиапазон частоты генератора. В резонансных измерителях пределы измерений индуктивности - от 0,05 мкГн до 100 мГн [9], погрешность измерения куметром добротности КИ, в зависимости от используемой схемы, может составлять до

5...6% [12]. Это определяется нестабильностью и погрешностью установки частоты генератора, непостоянством его выходного напряжения, погрешностью градуировки шкал образцовых конденсаторов и вольтметров, а также неточностью настройки в резонанс куметра.

Упомянутые методы сложны в реализации, требуют наличия эталонных регулируемых и градуированных элементов, в них отсутствует непосредственный выходной электрический сигнал для сопряжения измерителя с современными вычислительными средствами обработки информации и использования результата измерения в системах управления.

Сравнительно новым направлением в области раздельного измерения параметров пассивных электрических двухполюсников является амплитудно-фазовый метод, использующий одновременно потенциально-токовые и фазовые сигналы [13-16]. Развитие этого метода во многом обусловлено повсеместным применением микроконтроллеров в измерительной технике. Метод исследован в [16] на примере раздельного измерения параметров КИ с номинальными значениями $L_X = 0,72 \text{ мГн}$, $R_X = 3,0 \text{ Ом}$. Последовательно с КИ был подключен образцовый магазин сопротивлений Р4831, изменением сопротивления которого имитировалось изменение R_X . Измерительный ток выбран равным $1,0 \text{ мА}$, частота - 2 кГц . Многократные измерения, анализ результатов, а также теоретическая оценка метрологических характеристик измерителя показали, что прибор может успешно использоваться для производственных измерений параметров КИ с пределом допускаемой основной относительной погрешности измерения 2,5%. При этом львиная доля погрешности (порядка 2,0%) обусловлена необходимостью преобразования в среднеквадратические значения сигналов переменного тока (для их обработки в МК), и это при том, что примененная в качестве преобразователя микросхема AD637 является одной из наиболее точных [16].

Поиски путей повышения точности раздельного измерения параметров КИ привели к целесообразности использования фазового метода [17]. Это позволяет избежать промежуточных преобразований выходных сигналов ИЦ и подавать их непосредственно на входы МК. В результате упрощается схема измерителя и устраняются погрешности, вызываемые дополнительными преобразованиями. Соответствующая схема ИЦ представлена на рисунке. Как видно из рисунка, опорное напряжение создается с помощью операционного усилителя (ОУ) с токовой обратной связью, образованной опорным резистором R_N . Последовательно с исследуемой КИ соединен образцовый резистор R_1 . ИЦ питается током генератора синусоидального напряжения (непосредственно или через токоограничивающее устройство R_A). ИЦ имеет два выходных напряжения

относительно общей точки: напряжение u_s общего контакта переключателя и напряжение u_N опорного резистора R_N , при этом информативным сигналом является угол φ фазового сдвига между этими напряжениями.

Рис. Функциональная схема ИЦ микроконтроллерного измерителя параметров КИ фазовым методом

Для вывода формул преобразования схемы исходим из следующих допущений. Поскольку ОУ имеет очень большой коэффициент усиления и высокое входное сопротивление (например, в опытном образце использован прецизионный ОУ типа ICL7650, коэффициент усиления которого $A=10^6$, входное сопротивление $R_{IN}=10^{12}$ Ом), то практически инвертирующий вход ОУ виртуально “заземлен”, а измерительный ток $\dot{I}$ целиком течет через цепочку обратной связи. Выходные напряжения $\dot{U}_N$ и $\dot{U}_S$ относительно потенциала “земли” определяются выражениями $\dot{U}_N = \dot{I}R_N$, $\dot{U}_{S1} = \dot{I}Z_X = \dot{I}(R_X + j\omega L_X)$, $\dot{U}_{S2} = \dot{I}(R_1 + Z_X) = \dot{I}(R_1 + R_X + j\omega L_X)$, а угол φ определяется выражением $\varphi = \psi_{U_S} - \psi_{U_N}$. В положениях 1 и 2 переключателя имеем

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{I_m (\dot{U}_{S1} / \dot{U}_N)}{\operatorname{Re} (\dot{U}_{S1} / \dot{U}_N)} = \frac{\omega L_X}{R_X}; \quad \operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{I_m (\dot{U}_{S2} / \dot{U}_N)}{\operatorname{Re} (\dot{U}_{S2} / \dot{U}_N)} = \frac{\omega L_X}{R_1 + R_X},$$

с учетом которых получаем

$$R_X = \frac{R_1 \cdot \operatorname{tg} \varphi_2}{\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi_2}, \quad L_X = \frac{R_1}{\omega (\operatorname{ctg} \varphi_2 - \operatorname{ctg} \varphi_1)}, \quad Q = \frac{\omega L_X}{R_X} = \operatorname{tg} \varphi_1. \quad (1)$$

Видно, что результаты преобразования не зависят от сопротивления опорного резистора, следовательно, исключается влияние на результат измерений его допуска и температурной нестабильности, а значение добротности не зависит

также от R_1 . Следует отметить, что напряжение смещения ОУ, его дрейф и входные токи не влияют на точность преобразования параметров КИ, поскольку, в отличие от выходных напряжений, угол φ от них не зависит.

Выражения (1) позволяют осуществлять отдельное определение параметров КИ, при этом необходимо измерять только углы φ_1 и φ_2 , что выполняется одними и теми же аппаратными средствами, к тому же фазовый угол, в отличие от аналоговых сигналов, может быть измерен непосредственно в МК с высокой точностью методом дискретного счета.

В опытном образце разработанного устройства напряжения u_s и u_N через повторители напряжения (буферы) поступают на аналоговые входы программируемого МК, имеющего в своем составе два входных компаратора с устройствами переключения по входам (один из них используется для переключения резистора R_1). опорное напряжение для обоих компараторов формируется в МК. Это же напряжение поступает на положительный вход усилителя опорной частоты. Тем самым сигнал опорной частоты смещается на величину опорного напряжения. Благодаря этому срабатывание компараторов осуществляется в нулевой точке синусоидального сигнала. По сигналу прерывания от первого компаратора запускается счетчик внутри МК, и начинается счет от тактового генератора. По прерыванию от срабатывания второго компаратора счетчик останавливается. В результате угол φ преобразуется в пропорциональный интервал времени, который заполняется тактовыми импульсами. Таким образом, МК осуществляет управление процессом измерения, измеряет углы φ_1 и φ_2 и по алгоритмам (1) вычисляет значения параметров КИ. В разработанном образце использован программируемый МК типа PIC32MX695F512H, с целью повышения точности тактового сигнала которого в устройстве предусмотрен внешний кварцевый резонатор с частотой 8 МГц. В МК эта частота умножается на 10, получается 80 МГц, на которой работают МК, ядро, счетчики и все периферийные устройства. Это та максимальная частота, на которой может работать данный МК.

Методика и результаты исследования погрешностей измерения.

Абсолютная погрешность измерения индуктивности L_x определяется полным приращением соответствующей функции (1), обусловленном нестабильностью (в том числе и допусками) фигурирующих в ней параметров:

$$\Delta L_x = \frac{\partial L_x}{\partial \omega} \cdot \Delta \omega + \frac{\partial L_x}{\partial R_1} \cdot \Delta R_1 + \frac{\partial L_x}{\partial (\operatorname{ctg} \varphi_1)} \cdot \Delta (\operatorname{ctg} \varphi_1) + \frac{\partial L_x}{\partial (\operatorname{ctg} \varphi_2)} \cdot \Delta (\operatorname{ctg} \varphi_2). \quad (2)$$

МК измеряет угол φ по формуле $\varphi = \frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ$, где τ - соответствующий этому углу интервал времени, T - период измерительного тока, и использует частоту $\omega = 2\pi/T$ при расчете L_X по формуле (1). Временные интервалы τ и T измеряются путем заполнения их импульсами частоты f_0 тактового генератора МК. Это означает, что точность измерения ω определяется стабильностью частоты кварцевого резонатора, которая находится на уровне порядка 0,0001%, вследствие чего изменение частоты ω не может влиять на точность измерения L_X , т.е. $\Delta(\omega) = 0$.

Найдем частные производные, входящие в (2):

$$\frac{\partial L_X}{\partial R_1} = \frac{1}{\omega(ctg\varphi_2 - ctg\varphi_1)}, \quad \frac{\partial L_X}{\partial(ctg\varphi_1)} = \frac{R_1}{\omega} \cdot \frac{1}{(ctg\varphi_2 - ctg\varphi_1)^2},$$

$$\frac{\partial L_X}{\partial(ctg\varphi_2)} = \frac{R_1}{\omega} \cdot \frac{-1}{(ctg\varphi_2 - ctg\varphi_1)^2}.$$

С учетом полученных выражений частных производных из (2) находим выражение относительной погрешности определения индуктивности:

$$\gamma(L_X) = \frac{\Delta L_X}{L_X} = \gamma_R(L_X) + \gamma_\varphi(L_X), \quad (3)$$

где

$$\gamma_R(L_X) = \gamma(R_1), \quad (4)$$

$$\gamma_\varphi(L_X) = \frac{ctg\varphi_1 \cdot \gamma(ctg\varphi_1) - ctg\varphi_2 \cdot \gamma(ctg\varphi_2)}{ctg\varphi_2 - ctg\varphi_1}. \quad (5)$$

В этих выражениях: $\gamma_R(L_X)$ - частная погрешность определения L_X от неточности сопротивления резистора R_1 ; $\gamma(R_1) = \Delta R_1 / R_1$ - относительное изменение сопротивления резистора R_1 (с учетом допуска) в условиях эксплуатации; $\gamma_\varphi(L_X)$ - частная погрешность определения L_X от погрешности определения $ctg\varphi_1$ и $ctg\varphi_2$ соответственно; $\gamma(ctg\varphi_1) = \Delta(ctg\varphi_1) / ctg\varphi_1$, $\gamma(ctg\varphi_2) = \Delta(ctg\varphi_2) / ctg\varphi_2$ - относительные погрешности определения $ctg\varphi_1$ и $ctg\varphi_2$ соответственно, которые, в свою очередь, зависят от точности измерения фазовых углов φ_1 и φ_2 .

В качестве резистора R_1 выбираем наиболее высокоточный металлофольговый резистор типа С5-61. Они выпускаются только мощностью 0,25 Вт с минимальным допусковым отклонением от номинального

сопротивления $\pm 0,005\%$ и с минимальным температурным коэффициентом сопротивления $\alpha_t = \pm 10 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ [12]. Промежуточные значения номинальных сопротивлений этих резисторов соответствуют ряду E192 по ГОСТ 28884-90 [18,19]. Определим допустимое изменение сопротивления резистора R_1 в нормальных условиях (при температуре $20 \pm 5 \text{ } ^\circ\text{C}$) с учетом того, что если прибор налаживается при температуре $15 \text{ } ^\circ\text{C}$ или $25 \text{ } ^\circ\text{C}$, то изменение температуры может быть равно $\Delta t = \pm 10 \text{ } ^\circ\text{C}$. Следовательно, температурное изменение сопротивления резистора R_1 будет

$$\Delta R_{1t} = \alpha_t \cdot \Delta t \cdot R_{1N} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 10 R_{1N} = \pm 10^{-4} R_{1N},$$

где R_{1N} - номинальное сопротивление резистора. Тогда суммарное абсолютное изменение сопротивления резистора в условиях эксплуатации для данного значения допуска ($\pm 0,005\%$) будет

$$\Delta R_{1\Sigma} = 0,00005 R_{1N} + \Delta R_{1t} = \pm 1,5 \cdot 10^{-4} R_{1N},$$

следовательно, $\gamma(R_1) = \Delta R_{1\Sigma} / R_{1N} = 1,5 \cdot 10^{-4}$ или $\gamma_R(L_X) = 1,5 \cdot 10^{-4}$.

Частная погрешность $\gamma_\varphi(L_X)$ определения L_X по формуле (5) зависит от точности определения $\text{ctg}\varphi_1$ и $\text{ctg}\varphi_2$, которые, в свою очередь, зависят только от точности измерения фазовых углов φ_1 и φ_2 . Относительная погрешность измерения фазового сдвига φ имеет две составляющие: погрешность $\gamma(\tau)$ преобразования угла φ во временной интервал τ и погрешность $\gamma(\varphi)$ измерения длительности импульсного сигнала: $\gamma_\Sigma(\varphi) = \gamma(\tau) + \gamma(\varphi)$. Погрешность формирования временного интервала τ зависит от напряжений смещения нуля компараторов. Погрешность $\gamma(\tau)$ практически можно устранить, используя биполярную схему фазометра, в котором τ определяется по четырем моментам перехода через нулевые значения синусоиды в обоих направлениях (в течение одного периода входного напряжения получается два временных интервала τ) [20]. Следовательно, относительная погрешность определения $\text{ctg}\varphi$ будет зависеть только от точности измерения фазового сдвига φ .

Относительная погрешность определения $\text{ctg}\varphi$ может быть вычислена по выражению

$$\gamma(\text{ctg}\varphi) = \frac{\Delta(\text{ctg}\varphi)}{\text{ctg}\varphi} = \frac{1}{\text{ctg}\varphi} \cdot \frac{\partial(\text{ctg}\varphi)}{\partial\varphi} \cdot \Delta\varphi = -\frac{\varphi}{\text{ctg}\varphi \cdot \sin^2\varphi} \cdot \frac{\Delta\varphi}{\varphi} = -\frac{2\varphi \cdot \gamma(\varphi)}{\sin 2\varphi},$$

или
$$\gamma(\operatorname{ctg} \varphi) = -\frac{2\pi\varphi \cdot \gamma(\varphi)}{180 \cdot \sin 2\varphi} = -\frac{0,035\varphi \cdot \gamma(\varphi)}{\sin 2\varphi} = \beta \cdot \gamma(\varphi),$$

где $\beta = -\frac{0,035\varphi}{\sin 2\varphi}$; φ - в радианах; $\gamma(\varphi) = \Delta\varphi/\varphi$ - относительная погрешность

измерения угла фазового сдвига. Следовательно, получим

$$\gamma(\operatorname{ctg} \varphi_1) = \beta_1 \cdot \frac{\Delta\varphi_1}{\varphi_1} = \beta_1 \cdot \gamma(\varphi_1), \quad \gamma(\operatorname{ctg} \varphi_2) = \beta_2 \cdot \frac{\Delta\varphi_2}{\varphi_2} = \beta_2 \cdot \gamma(\varphi_2).$$

Погрешности $\gamma(\operatorname{ctg} \varphi_1)$ и $\gamma(\operatorname{ctg} \varphi_2)$ являются случайными и независимыми, поэтому с доверительной вероятностью 0,95 можно принять, что $\gamma(\operatorname{ctg} \varphi_1) = 2\sigma_{\gamma(\operatorname{ctg} \varphi_1)}$, $\gamma(\operatorname{ctg} \varphi_2) = 2\sigma_{\gamma(\operatorname{ctg} \varphi_2)}$. Так как среднеквадратическое отклонение суммы независимых случайных величин равно

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2},$$

то, учитывая выражение (5), для относительного изменения суммы случайных погрешностей получим

$$\gamma_{\varphi}(L_X) = \frac{\sqrt{\gamma^2(\operatorname{ctg} \varphi_1) \cdot \operatorname{ctg}^2 \varphi_1 + \gamma^2(\operatorname{ctg} \varphi_2) \cdot \operatorname{ctg}^2 \varphi_2}}{\operatorname{ctg} \varphi_2 - \operatorname{ctg} \varphi_1} = \frac{\sqrt{\beta_1^2 \cdot \gamma^2(\varphi_1) \cdot \operatorname{ctg}^2 \varphi_1 + \beta_2^2 \cdot \gamma^2(\varphi_2) \cdot \operatorname{ctg}^2 \varphi_2}}{\operatorname{ctg} \varphi_2 - \operatorname{ctg} \varphi_1}.$$

Углы φ_1 и φ_2 измеряются одними и теми же аппаратными средствами практически одновременно, поэтому можно принять, что $\gamma(\varphi_1) \approx \gamma(\varphi_2) = \gamma(\varphi)$. Следовательно,

$$\gamma_{\varphi}(L_X) = \frac{\gamma(\varphi) \sqrt{\beta_1^2 \cdot \operatorname{ctg}^2 \varphi_1 + \beta_2^2 \cdot \operatorname{ctg}^2 \varphi_2}}{\operatorname{ctg} \varphi_2 - \operatorname{ctg} \varphi_1}. \quad (6)$$

С учетом выражения β имеем

$$\beta_1 \cdot \operatorname{ctg} \varphi_1 = -0,0175 \cdot \frac{\varphi_1}{\sin^2 \varphi_1}, \quad \beta_2 \cdot \operatorname{ctg} \varphi_2 = -0,0175 \cdot \frac{\varphi_2}{\sin^2 \varphi_2}.$$

Следовательно, из (6) получим

$$\gamma_{\varphi}(L_X) = \frac{0,0175 \cdot \gamma(\varphi)}{\operatorname{ctg} \varphi_2 - \operatorname{ctg} \varphi_1} \cdot \sqrt{\left(\frac{\varphi_1}{\sin^2 \varphi_1}\right)^2 + \left(\frac{\varphi_2}{\sin^2 \varphi_2}\right)^2}. \quad (7)$$

Для вычисления относительной погрешности по выражению (7) необходимо найти значение $\gamma(\varphi)$. Цифровое измерение фазового сдвига φ основано на цифровом методе измерения длительности интервала времени τ , соответствующей фазовому сдвигу, при этом $\varphi = \frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ$, где T - период

синусоидального напряжения. В МК временные интервалы τ и T измеряются методом дискретного счета путем заполнения их импульсами образцовой частоты f_0 тактового генератора МК с использованием его интегрированного таймер-счетчика. Показание счетчика будет

$$\varphi = \frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ = \frac{nT_0}{NT_0} \cdot 360^\circ = \frac{n}{N} \cdot 360^\circ, \quad (8)$$

где n и N - количества импульсов, поступивших на счетчик за время τ и T соответственно.

Из (8) следует, что измеренное значение фазового сдвига не зависит от частоты, если одновременно измеряется и период синусоидального сигнала.

Погрешность измерения угла φ определяется в основном погрешностями квантования τ и T , поскольку частота f_0 квантующих импульсов, формируемая от тактового генератора МК, поддерживается постоянно с высокой точностью, к тому же изменение f_0 одинаково влияет на числитель и знаменатель выражения (8). Погрешность квантования складывается из случайной погрешности дискретности, т.е. возможности потери в числах n и N по одному счетному импульсу. При этом абсолютная погрешность измерения угла φ будет

$$\Delta\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial n} \Delta n + \frac{\partial\varphi}{\partial N} \Delta N = \left(\frac{\Delta n}{N} - \frac{n}{N^2} \Delta N \right) \cdot 360^\circ,$$

а относительная погрешность:

$$\gamma(\varphi) = \frac{\Delta\varphi}{\varphi} = \frac{\Delta n}{n} - \frac{\Delta N}{N}.$$

Наихудший случай имеет место, когда $\Delta n = 1$, $\Delta N = -1$:

$$\gamma(\varphi) = \frac{1}{n} + \frac{1}{N} = \frac{T_0}{nT_0} + \frac{T_0}{NT_0} = T_0 \left(\frac{1}{\tau} + \frac{1}{T} \right) = \frac{f}{f_0} \left(1 + \frac{360^\circ}{\varphi} \right). \quad (9)$$

Формула (9) показывает, что погрешность измерения угла φ тем больше, чем больше частота $f = 1/T$ тока питания измерительной цепи, меньше тактовая частота генератора МК и меньше измеряемый угол φ . В нашем случае $f = 1 \text{ кГц}$, $f_0 = 80 \text{ МГц}$, поэтому получаем

$$\gamma(\varphi) = \pm 1,25 \cdot 10^{-5} \cdot \left(1 + \frac{360^\circ}{\varphi} \right). \quad (10)$$

В табл. 1 представлены значения переменных и погрешности $\gamma_\varphi(L_X)$, соответствующие диапазону измерения индуктивности $L_X = 5...450 \text{ мГн}$, вычисленные по формулам (7) и (10), где приняты обозначения

$$A = \operatorname{ctg} \varphi_2 - \operatorname{ctg} \varphi_1, \quad B = \sqrt{\left(\frac{\varphi_1}{\sin^2 \varphi_1}\right)^2 + \left(\frac{\varphi_2}{\sin^2 \varphi_2}\right)^2},$$

а в формуле (10) подставлены значения $\varphi = \varphi_2$, поскольку всегда $\varphi_2 < \varphi_1$, а нас интересует предел допускаемой погрешности измерения.

Таблица 1

Расчетные значения переменных и погрешностей $\gamma(\varphi)$ и $\gamma_\varphi(L_X)$ в зависимости от значения измеряемой индуктивности при $f = 1000$ Гц,
 $f_0 = 80 \cdot 10^6$ Гц, $R_X = 3,14$ Ом, $R_1 = 6,28$ Ом

$L_X, \text{мГн}$	$\varphi_1, \text{град}$	$\varphi_2, \text{град}$	A	B	$\gamma(\varphi) \cdot 10^5$	$\gamma_\varphi(L_X), \%$
5	84,29	73,3	0,2	2,0377	7,3891	0,0013
10	87,14	81,47	0,1	2,1069	6,7735	0,0025
25	88,85	86,56	0,04	2,1693	6,4483	0,0061
50	89,43	88,28	0,02	2,1943	6,3473	0,0122
75	89,62	88,85	0,0134	2,2031	6,3145	0,0182
100	89,71	89,14	0,01	2,2076	6,2982	0,0243
150	89,81	89,43	0,0067	2,2122	6,2820	0,0363
300	89,91	89,71	0,00335	2,2168	6,2659	0,0726
450	89,94	89,81	0,0022	2,2183	6,2605	0,1104

График, построенный по результатам расчетов, представленным в табл. 1, показывает, что частная погрешность определения L_X , обусловленная погрешностью измерения угла φ , растет практически прямо пропорционально увеличению диапазона измерения L_X с углом наклона $\alpha = \operatorname{arctg} 0,000276 \text{ \%}/\text{мГн}$.

Полная погрешность измерения L_X равна сумме частных погрешностей $\gamma_R(L_X)$ и $\gamma_\varphi(L_X)$. Указанные погрешности являются случайными и независимыми, поэтому для предела допускаемой полной основной относительной погрешности измерения L_X для рассматриваемого диапазона измерения $L_X = 5 \dots 450 \text{ мГн}$ с доверительной вероятностью 0,95 получаем

$$\gamma(L_X) = \sqrt{[\gamma_R(L_X)]^2 + [\gamma_\varphi(L_X)]^2} = \sqrt{0,015^2 + 0,1105^2} \approx 0,112\%.$$

Такого же порядка погрешность получается для измерения R_X .

По формуле (1) можно оценить чувствительность S преобразования $\varphi_1 = f(Q)$ добротности Q в фазовый угол следующим образом:

$$\frac{1}{S} = \frac{dQ}{d\varphi_1} = \frac{d(\operatorname{tg}\varphi_1)}{d\varphi_1} = \frac{1}{\cos^2 \varphi_1},$$

следовательно,

$$S = \cos^2 \varphi_1. \quad (11)$$

В табл. 2 представлены вычисленные по формуле (11) значения чувствительности S для диапазона добротности $Q = 10 \dots 300$, соответствующей значениям R_X , L_X и частоты f , указанным в табл. 1. График, построенный по результатам расчетов, представленным в табл. 2, показывает, что с увеличением Q чувствительность резко падает, следовательно, с точки зрения чувствительности, фазовый метод цифрового измерения добротности КИ целесообразно применять для малых и средних добротностей не выше значения $Q = 100$.

Таблица 2

Расчетные значения S в зависимости от измеряемой
индуктивности при $f = 1000$ Гц, $R_X = 3,14$ Ом

$L_X, \text{мГн}$	$\varphi_1, \text{град}$	$\cos \varphi_1$	Q	$S \cdot 10^5$
5	84,29	0,09953	10	990,6
10	87,14	0,04997	20	249,7
25	88,85	0,01999	50	39,98
50	89,43	0,00999	100	9,992
75	89,62	0,00659	150	4,351
100	89,71	0,00499	200	2,496
150	89,81	0,00330	300	1,089

Погрешность измерения добротности КИ по формуле (1) зависит от погрешности измерения угла φ_1 и вычисления $\operatorname{tg}\varphi_1$. Абсолютная погрешность определения Q будет

$$\Delta Q = \frac{\partial Q}{\partial \varphi} \cdot \Delta \varphi_1 = \frac{\partial Q}{\partial (\operatorname{tg}\varphi_1)} \cdot \frac{\partial (\operatorname{tg}\varphi_1)}{\partial \varphi_1} \cdot \Delta \varphi_1 = \frac{1}{\cos^2 \varphi_1} \cdot \Delta \varphi_1,$$

а относительная погрешность:

$$\gamma(Q) = \frac{\Delta Q}{Q} = \frac{\Delta \varphi_1}{\operatorname{tg}\varphi_1 \cdot \cos^2 \varphi_1} = \frac{2}{\sin 2\varphi_1} \cdot \Delta \varphi_1 = \beta \cdot \Delta \varphi_1, \quad (12)$$

где обозначено $\beta = 2/\sin 2\varphi_1$.

В табл. 3 приведены расчетные значения β для диапазона измерений $Q=10...300$. Видно, что значение β практически не отличается от значения Q , поскольку угол φ_1 находится в диапазоне $\varphi_1 = (84,29^0 ... 89,81^0)$. Это можно доказать и теоретически:

$$\beta = \frac{2}{\sin 2\varphi_1} = \frac{1}{\sin \varphi_1 \cdot \cos \varphi_1} = \frac{\sin \varphi_1}{\sin^2 \varphi_1 \cdot \cos \varphi_1} = \frac{\operatorname{tg} \varphi_1}{\sin^2 \varphi_1} = \frac{Q}{\sin^2 \varphi_1}.$$

Для значений угла φ_1 , приведенных в табл. 3, $\sin^2 \varphi_1 = 0,995...0,9999$, т.е. $\sin^2 \varphi_1 \approx 1$, значит $\beta \approx Q$, поэтому выражение (12) можно заменить на

$$\gamma(Q) = Q \cdot \Delta \varphi_1. \quad (13)$$

Таблица 3

Значения коэффициента β для диапазона измерений $Q=10...300$

Q	10	20	50	100	150	200	300
$\varphi_1, \text{град}$	84,29	87,14	88,85	89,43	89,62	89,71	89,81
$2\varphi_1, \text{град}$	168,58	174,28	177,70	178,86	179,24	179,42	179,62
$\sin 2\varphi_1$	0,1980	0,0996	0,0401	0,0199	0,0133	0,0101	0,0066
β	10,1010	20,0803	49,875	100,502	150,375	198,02	303,030

Таким образом, относительная погрешность измерения добротности КИ фазовым методом пропорционально увеличивается с увеличением добротности, что также подтверждает нецелесообразность применения метода для измерения добротностей выше значения $Q=100$.

В выражении (13), представив $\Delta \varphi_1$ в виде $\Delta \varphi_1 = \varphi_1 \cdot \gamma(\varphi_1)$ и учитывая (10), для нашего случая, когда $f=1$ кГц и $f_0=80$ МГц, получаем

$$\gamma(Q) = \pm 1,25 \cdot 10^{-5} \cdot \left(1 + \frac{360^0}{\varphi_1}\right) \cdot Q \cdot \varphi_1. \quad (14)$$

В табл. 4 приведены расчетные значения $\gamma(Q)$ для диапазона измерений $Q=10...300$, вычисленные по формуле (14).

Таблица 4

Значения погрешности $\gamma(Q)$ для диапазона измерений $Q=10...300$ при
частоте $f=1000$ Гц

Q	10	20	50	100	150	200	300
$\varphi_1, \text{град}$	84,29	87,14	88,85	89,43	89,62	89,71	89,81
$\varphi_1, \text{рад}$	1,4711	1,5208	1,5508	1,5608	1,5642	1,5658	1,5675
$1 + 360^\circ/\varphi_1$	5,2709	5,1313	5,0518	5,0255	5,0169	5,0129	5,0085
$\gamma(Q), \%$	0,0969	0,1951	0,4896	0,9805	1,4714	1,9623	2,9446

Заклучение. Фазовый метод инвариантного измерения параметров КИ обладает простотой практической реализации, может обеспечить достаточную для практики точность, при этом погрешности измерения увеличиваются практически прямо пропорционально значению измеряемого параметра. Диапазоны измерения индуктивности и активного сопротивления КИ могут быть любыми, а добротности желательно ограничить сверху значением $Q=100$. При увеличении диапазона измерения добротности до значения $Q=300$ предел допускаемой основной относительной погрешности измерения на частотах до $f=1000$ Гц с доверительной вероятностью 0,9 может составить до 3,0%.

Литература

1. **Егоров П.М.** Исследование и разработка методов и средств передачи размера единицы индуктивности на основе новых многозначных мер: Дис. к.т.н. - СПб.: ГП "ВНИИМ им. Д.И. Менделеева", 1999. – 189 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. **Романова И.** Индуктивные компоненты компании Murata для силовых и высокочастотных применений // Электроника: НТБ.– 2014. - №4. – С. 72-82.
4. **Федотов А.В.** Расчет и проектирование индуктивных измерительных устройств. – М.: Машиностроение, 1979. - 176 с.
5. **Васильченко Е.** Измерение параметров магнитопроводов резонансным методом. – М.: Солон-Пресс, 2003. – 10 с.
6. **Арбузов А.** Современные индуктивные элементы для РЭА // Современная электроника. – 2006. - № 5. – С. 22-26.
7. Катушки индуктивности без сердечника (Air coil WE-KI; WE-MK) // http://www.alfa-elektronik.com/php/wurth/induct/air_coil3.php.

8. **Евтихеев Н.Н., Купершмидт Я.А., Папуловский В.Ф., Скугоров В.Н.** Измерение электрических и неэлектрических величин: Учеб. пособие для вузов / Под общ. ред. Н.Н. Евтихеева. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 352 с.
9. **Атамальян Э.Г.** Приборы и методы измерения электрических величин: Учебное пособие для студентов вузов. – М.: Высшая школа, 1989. – 384 с.
10. **Смирнов В.И.** Методы и средства функциональной диагностики и контроля технологических процессов на основе электромагнитных датчиков / Ульяновский государственный технический университет. - Ульяновск: Изд-во УлГТУ, 2001. - 190 с.
11. **Топильский В.Б.** Микроэлектронные измерительные преобразователи: Учебное пособие. - М.: БИНОМ, Лаборатория знаний, 2013. - 493 с.
12. **Шипмарёв В.Ю., Шанин В.И.** Электрорадиоизмерения. – М.: Изд-во “Юрайт”, 2018. - 336 с.
13. **Рудик А.В., Возняк А.Н.** Высокочастотный амплитудно-фазовый метод измерения влагосодержания сыпучих веществ // Сборник трудов Международного симпозиума “Наука и предпринимательство”. – Винница-Львов, 1998. – С. 311-314.
14. US Patent № 6703847. G01R 27/26. Determining the dielectric properties of wood / **L.Venter, J. Viljoen.** - 2004.
15. Прецизионный измеритель индуктивностей с интерфейсом USB // <http://www.samm.zp.ua/Lmeter>.
16. **Мамиконян Б.М., Мамиконян Х.Б.** Методы и средства раздельного измерения параметров катушек индуктивности на переменном токе // Вестник НПУА: Электротехника, энергетика. – 2014. - №2. – С. 9-24.
17. **Мамиконян Б.М., Мамиконян Х.Б.** Инвариантное преобразование электрических параметров пассивных двухэлементных двухполюсников // Вестник НПУА: Электротехника, энергетика. – 2020. - №2. – С. 91-100.
18. Резисторы постоянные металлофольговые C5-61 // <http://amb-lab.narod.ru/References/ES/0004-3-1992/016.pdf>
19. ГОСТ 28884-90 (МЭК 63-63). Межгосударственный стандарт. Ряды предпочтительных значений для резисторов и конденсаторов. – М.: Стандартинформ, 2006.
20. **Орнатский П.П.** Автоматические измерения и приборы. – Киев: Вища школа, 1986. – 504 с.

*Поступила в редакцию 14.06.2021.
Принята к опубликованию 15.07.2021.*

ԻՆԴՈՒԿՏԻՎՈՒԹՅԱՆ ԿՈՃԵՐԻ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ՓՈԽԱՅԻՆ ՄԵԹՈԴՈՎ ՉԱՓՄԱՆ ՍԽԱԼԱՆՔՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Բ.Մ. Մամիկոնյան, Խ.Բ. Մամիկոնյան

Հետազոտվել է փոփոխական հոսանքով ինդուկտիվության կոճերի (ԻԿ) պարամետրերի չափման հիմնախնդիրը: Չափման համար ընտրվել է փուլային մեթոդը, որը թույլ է տալիս համեմատաբար պարզորեն իրականացնել ԻԿ-ի պարամետրերի ինվարիանտ չափում՝ առանց պոտենցիալահոսանքային ազդանշանների օգտագործման: Չափման շղթայում (ՉԾ) ԻԿ-ի պարամետրերը կերպափոխվում են երկու սինուսոիդային լարման միջև փուլային շեղման φ անկյան: Դա թույլ է տալիս համակցել ՉԾ-ն միկրոկոնտրոլերի (ՄԿ) հետ անմիջականորեն՝ առանց ՉԾ-ի ելքային փոփոխական հոսանքի ազդանշանների միջանկյալ կերպափոխումների: ՄԿ-ն կառավարում է չափման գործընթացը, չափում է φ անկյունը և հաշվում չափվող պարամետրերի արժեքները՝ սահմանված ալգորիթմներով: Շարադրված է չափման սխալանքների հետազոտման մեթոդակարգը: Սխալանքները պայմանավորված են ՉԾ-ի տարրերի պարամետրերի թույլտվածքներով և անկայունությամբ, ԻԿ-ի պարամետրերի՝ φ անկյան կերպափոխման և ՄԿ-ում այդ անկյան չափման ճշգրտությամբ: Սխալանքների հաշվարկները կատարվել են չափման հոսանքի $f = 1000$ Հց և ՄԿ-ի տակտային իմպուլսների $f_0 = 80$ ՄՀց հաճախությունների դեպքում: Անկյան չափման սխալանքն ստացվում է այնքան մեծ, որքան մեծ է f -ը, և փոքր են f_0 -ն ու φ -ն: Հետազոտության արդյունքները ցույց են տալիս, որ չափման սխալանքները մեծանում են գործնականորեն ուղիղ համեմատական չափվող պարամետրի արժեքին: ԻԿ-ի ինդուկտիվության և ակտիվ դիմադրության չափման տիրույթ կարող է լինել ցանկացածը, իսկ բարորակությունը ցանկալի է սահմանափակել վերևից $Q = 100$ արժեքով: $Q = 300$ արժեքի դեպքում չափման թույլատրելի հիմնական հարաբերական սխալանքի սահմանը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ կարող է կազմել 3,0%:

Առանցքային բառեր. ինդուկտիվության կոճ, փուլային մեթոդ, ինդուկտիվություն, բարորակություն, փուլային շեղման անկյուն, չափման սխալանք:

STUDYING THE MEASUREMENT ERRORS OF THE INDUCTANCE COIL PARAMETERS BY THE PHASE METHOD

B.M. Mamikonyan, Kh.B. Mamikonyan

The problem of measuring the parameters of inductance coils (IC) on alternating current is investigated. The phase method is chosen for the measurement, which makes it relatively easy to implement the invariant measurement of the IC parameters without using potential-current signals. In the measuring circuit (MC), the IC parameters are converted into a phase shift angle

φ between two sinusoidal voltages. This allows the MC to be aligned with a microcontroller (MCC) directly, without intermediate conversions of the MC output signals. MCC controls the measurement process, measures the angle φ and calculates the values of the measured parameters according to the specified algorithms. A technique for investigating the measurement errors is described. Errors are due to the tolerances and instability of the parameters of the IC elements, the accuracy of converting the parameters of the IC into an angle φ and the accuracy of measuring this angle in the MCC. Calculations of errors are made at frequencies of $f = 1000 \text{ Hz}$ of the measuring current and $f_0 = 80 \text{ MHz}$ of MCC clock pulses. The greater f , the smaller f_0 and φ are, the greater is the angle measurement error. The research results show that measurement errors increase in almost direct proportion to the value of the measured parameter. The ranges for measuring the inductance and active resistance of the IC can be any, and for the quality-factor it is desirable to limit its value with $Q = 100$. At the $Q = 300$ the limit of the basic relative measurement error at frequencies up to $f = 1000 \text{ Hz}$ with a confidence level of 0,9 can be up to 3,0%.

Keywords: inductance coil, phase method, inductance, quality factor, phase shift angle, measurement error.