

Б.М. МАМИКОНЯН, Т.А. МЕЛИКЯН

**ИЗМЕРЕНИЕ ВЗАИМНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ КАТУШЕК  
ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ**

Рассмотрена проблема измерения взаимной индуктивности магнитно-связанных катушек, изложен принцип ее измерения фазовым методом. Представлена принципиальная схема устройства реализации фазового метода. Получена математическая модель преобразования. Анализирована чувствительность измерения, рассмотрены особенности выбора параметров схемы. Разработана методика теоретического исследования метрологических характеристик устройства, оценен предел допускаемой погрешности измерения.

**Ключевые слова:** катушка индуктивности, взаимная индуктивность, измерение, фазовый метод, погрешность измерения.

**Введение.** Взаимная индуктивность  $M$  двух магнитно-связанных катушек с индуктивностями  $L_1$  и  $L_2$  выражается через коэффициент связи  $k$  посредством формулы [1]

$$M = k\sqrt{L_1L_2} . \quad (1)$$

Значение коэффициента  $k$  изменяется в пределах  $k = 0...1$  и зависит от близости катушек, материала их сердечника, их взаимной ориентации, формы и количества витков. Принято считать, что у слабо связанных катушек  $k < 0,5$ , у сильно связанных катушек  $k > 0,5$ . Если две катушки плотно намотаны одна над другой на общем ферромагнитном сердечнике, их связь почти идеальна, и значение коэффициента  $k$  приближается к единице. Если же расстояние между катушками велико, значение  $k$  очень мало и приближается к нулю. Взаимная индуктивность выражается через количество витков  $w_1$  и  $w_2$  катушек выражением

$$M = w_1w_2/R_M , \quad (2)$$

где  $R_M$  - магнитное сопротивление замкнутого контура, по которому проходит общий для обеих катушек магнитный поток.

Если в указанном замкнутом контуре имеются вещества, в которых происходят потери энергии, обусловленные явлениями гистерезиса и вихревых токов, то магнитное сопротивление  $R_M$  становится комплексной величиной  $Z_M = R_M + jX_M$  с активной  $R_M$  и реактивной  $X_M$  составляющими. Из выражений (1) и (2) следует, что всегда  $M_{12} = M_{21} = M$ , т.е. взаимная индуктивность двух катушек не зависит от того, какой катушкой создается магнитный поток.

**Методы исследования.** Измерение взаимной индуктивности может производиться или обычными мостами переменного тока, предназначенными для измерения индуктивности, или специальными мостами, в плечи которых включаются взаимные индуктивности. В первом случае измерение взаимной индуктивности сводится к измерению собственных индуктивностей катушек [1]. Индуктивно связанные катушки с индуктивностями  $L_1$  и  $L_2$  сначала соединяются последовательно-согласно, и измеряется эквивалентная индуктивность  $L_a = L_1 + L_2 + 2k\sqrt{L_1L_2}$ . Затем катушки соединяются последовательно-встречно, и измеряется второе значение эквивалентной индуктивности  $L_b = L_1 + L_2 - 2k\sqrt{L_1L_2}$ . Определяют  $M$  по формуле  $M = (L_a - L_b)/4$ . Абсолютная погрешность измерения будет

$$\Delta M = \frac{\partial M}{\partial L_a} \cdot \Delta L_a + \frac{\partial M}{\partial L_b} \cdot \Delta L_b = \frac{1}{4}(\Delta L_a + \Delta L_b),$$

а относительная погрешность -  $\gamma(M) = (\Delta L_a + \Delta L_b)/(L_a - L_b)$ .

Видно, что чем меньше разность  $L_a - L_b$ , т.е. когда  $M$  мала, тем большую погрешность дает данный способ.

Во втором случае измерение коэффициента взаимной индуктивности производится сравнением его с образцовой взаимоиндуктивностью магазина взаимоиндуктивности по схеме моста рис. 1 [2, 3]. Испытуемая катушка имеет собственную индуктивность  $L_x$ , взаимную индуктивность  $M_x$  и сопротивление  $R_x$ , образцовая катушка – соответственно  $L_3$ ,  $M_3$ ,  $R_3$ . Для уравновешивания моста минимум две его составляющие должны быть регулируемы, чтобы обеспечить уравновешивание моста как по модулю, так и по фазе напряжения разбаланса.

Измерение осуществляется следующим образом: сначала переключатели  $S_1$  и  $S_2$  устанавливаются в положение 1. Мост уравновешивается регулировкой  $L_3$  и  $R_3$ . Затем переключатели переводятся в положение 2, и  $M_3$  регули-

руют до установления равновесия с  $M_x$ . Условия равновесия моста определяются выражениями

$$M_x = \frac{R_2}{R_4} M_3, \quad L_x = \frac{R_2}{R_4} L_3, \quad R_x = \frac{R_2}{R_4} R_3,$$

где отношением резисторов  $R_2/R_4$  выбирается требуемый предел измерения.

Такой измеритель взаимной индуктивности используется сравнительно редко из-за трудности получения стабильных и точных образцовых взаимных индуктивностей. К тому же сходимость мостов с образцовой индуктивностью намного хуже, чем мостов с образцовой емкостью, используемой обычно для уравнивания мостов переменного тока [2].

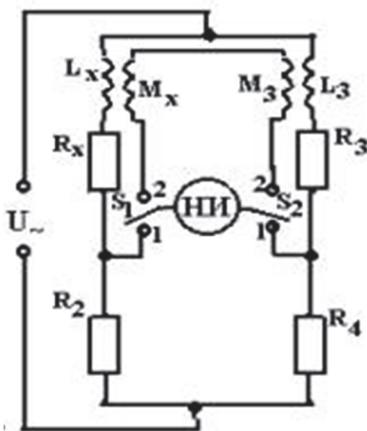


Рис. 1. Схема моста переменного тока с образцовой взаимной индуктивностью

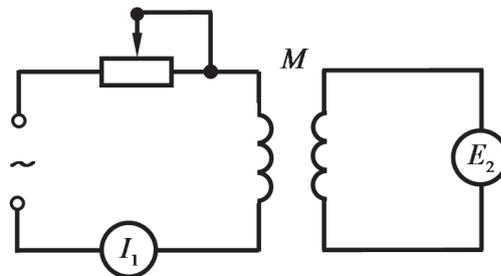


Рис. 2. Схема измерения взаимной индуктивности методом трансформатора в режиме холостого хода

Более прост метод трансформатора в режиме холостого хода (рис. 2) [1]. С помощью исследуемых катушек образуют первичную и вторичную обмотки трансформатора. Первичную обмотку питают переменным током  $I_1$ , измеряют этот ток и напряжение  $U_2 = E_2$  зажимов вторичной обмотки в режиме холостого хода и определяют взаимную индуктивность катушек по формуле  $M = U_2 / \omega I_1$ . Метод не может обеспечить высокой точности измерения взаимной индуктивности, так как результат измерения определяется по показаниям приборов непосредственной оценки.

**Результаты исследования.** Рассмотренные методы измерения взаимной индуктивности имеют общий недостаток: в них не обеспечивается выходной сигнал с единственным информативным параметром для передачи на

расстояние или сопряжения со средствами вычислительной техники для автоматизированной обработки измерительной информации.

Этот недостаток устранен в разработанной схеме рис. 3а для измерения взаимной индуктивности двух магнитно-связанных катушек фазовым методом [4]. Здесь катушки 1 и 2 образуют обмотки трансформатора, к общему выводу которых подключен опорный резистор  $R_0$ . Первичная обмотка 1 трансформатора питается синусоидальным током  $I_1$  генератора  $\Gamma$  (непосредственно или через токоограничивающий резистор  $R$ ), а вторичная обмотка 2 работает в режиме холостого хода. Выходным сигналом является угол фазового сдвига  $\varphi$  между напряжениями  $u_s$  и  $u_N$ , которые приложены ко входу микроконтроллера (МК) непосредственно или через буферы.

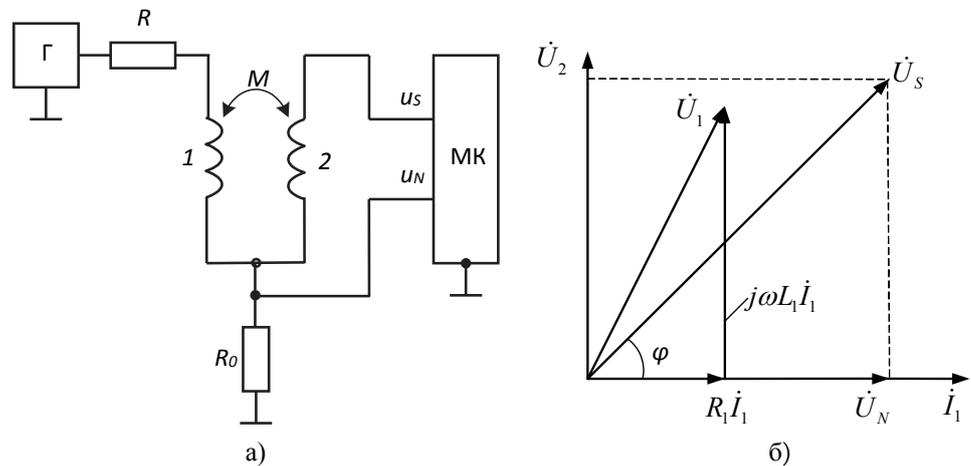


Рис. 3. Измерение параметров взаимной индуктивности фазовым методом: а – схема измерительной цепи; б – векторная диаграмма тока и напряжений

В векторной диаграмме (рис. 3б) через  $R_1$ ,  $L_1$  и  $U_1$  обозначены активное сопротивление, индуктивность и напряжение первичной обмотки трансформатора соответственно,  $\dot{U}_N = \dot{I}_1 R_0$ ,  $\dot{U}_2 = \dot{E}_2 = j\omega M \dot{I}_1$ ,  $\dot{U}_S = \dot{U}_N + \dot{U}_2$ ,  $\operatorname{tg} \varphi = \frac{U_2}{U_N} = \frac{\omega M I_1}{I_1 R_0} = \frac{\omega M}{R_0}$ , следовательно,

$$M = \frac{R_0}{\omega} \cdot \operatorname{tg} \varphi. \quad (3)$$

Из формулы видно, что результат измерения не зависит от напряжения генератора и тока питания измерительной цепи, а угол  $\varphi$  является един-

ственным информативным параметром. МК измеряет угол  $\varphi$  и определяет значение  $M$  по формуле (3). Кодированные значения угла  $\varphi$  или  $M$  из МК можно передавать на расстояния или использовать для сопряжения измерительного устройства со средствами вычислительной техники для автоматизированной обработки измерительной информации. Чувствительность  $S$  преобразования  $\varphi = f(M)$  определяется из формулы (3):

$$\frac{1}{S} = \frac{dM}{d\varphi} = \frac{R_0}{\omega} \cdot \frac{d(\operatorname{tg}\varphi)}{d\varphi} = \frac{R_0}{\omega} \cdot \frac{1}{\cos^2 \varphi},$$

следовательно,  $S = \frac{\omega}{R_0} \cdot \cos^2 \varphi$ .

Из графика зависимости  $S = f(\varphi)$  (рис. 4) видно, что при значениях  $\varphi > 60^\circ$  чувствительность преобразования становится меньше значения  $S = 0,25 \cdot S_{\max}$ , следовательно, шкалу угла  $\varphi$  целесообразно ограничивать сверху значением  $\varphi = 60^\circ$ .

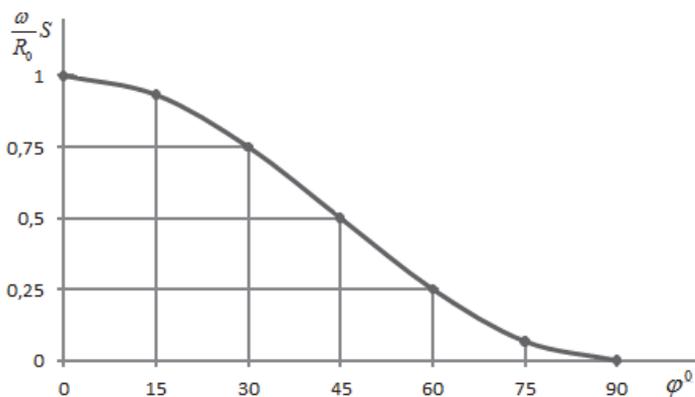


Рис. 4. График зависимости чувствительности преобразования от величины угла фазового сдвига

Если заданы пределы измерения  $M = 0 \dots M_{\max}$ , то значению  $M = M_{\max}$  должно соответствовать из (3)  $M_{\max} = \frac{R_0}{\omega} \cdot \operatorname{tg} 60^\circ = \sqrt{3} \frac{R_0}{\omega}$ , откуда определяем значение сопротивления резистора  $R_0$  при известном значении  $\omega$ :  $R_0 = \frac{\omega M_{\max}}{\sqrt{3}}$ . Значит, пределы измерений можно установить с помощью

соответствующего выбора сопротивления  $R_0$ . Например, для предела измерения  $M = 0...0,1$  Гн при частоте измерительного тока  $f = 10$  кГц получается  $R_0 = 3,625$  кОм, а для  $M = 0...10$  мГн должно быть  $R_0 = 362,5$  Ом.

Исследованы метрологические характеристики измерителя. Абсолютная погрешность определения  $M$  будет

$$\Delta M = \frac{\partial M}{\partial R_0} \Delta R_0 + \frac{\partial M}{\partial \omega} \Delta \omega + \frac{\partial M}{\partial (tg\varphi)} \Delta (tg\varphi) = \frac{1}{\omega} \left( \Delta R_0 \cdot tg\varphi - R_0 \cdot tg\varphi \cdot \frac{\Delta \omega}{\omega} + R_0 \cdot \Delta (tg\varphi) \right),$$

а относительная погрешность:

$$\gamma(M) = \frac{\Delta M}{M} = \frac{\Delta R_0}{R_0} - \frac{\Delta \omega}{\omega} + \frac{\Delta (tg\varphi)}{tg\varphi} = \gamma(R_0) - \gamma(\omega) + \gamma(tg\varphi). \quad (4)$$

Составляющие погрешности  $\gamma(M)$ , входящие в формулу (4), являются случайными и независимыми, они обычно нормируются своими средними квадратическими отклонениями величиной  $2\sigma$  с доверительной вероятностью 0,95. Поэтому можно принять, что такой же доверительной вероятностью можно считать суммарную погрешность  $\gamma(M) = 2\sigma[\gamma(M)]$ . Следовательно, с учетом (4) можем написать

$$\gamma(M) = 2\sigma[\gamma(M)] = \sqrt{\{2\sigma[\gamma(R_0)]\}^2 + \{2\sigma[\gamma(\omega)]\}^2 + \{2\sigma[\gamma(tg\varphi)]\}^2}$$

или

$$\gamma(M) = \sqrt{\gamma^2(R_0) + \gamma^2(\omega) + \gamma^2(tg\varphi)}. \quad (5)$$

Составляющие погрешности  $\gamma(R_0)$  и  $\gamma(\omega)$  можно значительно уменьшить путем соответствующего выбора типов резистора  $R_0$  и генератора. В качестве резистора целесообразно выбрать высокоточные металлопленочные резисторы типа С5-61 [5]. Они выпускаются мощностью 0,5 Вт с минимальным допускаемым отклонением  $\pm 0,005\%$  от номинального сопротивления и температурным коэффициентом сопротивления (ТКС)  $\alpha_t = \pm 10 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ . Промежуточные значения номинальных сопротивлений этих резисторов соответствуют ряду Е192 по ГОСТ 28884-90 [6]. С учетом значения нормальной температуры  $20 \pm 5 \text{ } ^\circ\text{C}$  максимальное изменение температуры можно принять равным  $\Delta t = 10 \text{ } ^\circ\text{C}$ , тогда для температурного изменения сопротивления

резистора получим  $\Delta R_0 = R_0 \alpha_r \Delta t = 10^{-4} R_0$ . Следовательно, максимальное абсолютное изменение сопротивления резистора будет  $\Delta R_{0\Sigma} = 5 \cdot 10^{-5} R_0 + 10^{-4} R_0 = 1,5 \cdot 10^{-4} R_0$ , а для максимального относительного изменения сопротивления резистора получим  $\gamma(R_0) = 1,5 \cdot 10^{-4}$ .

В качестве генератора питания измерительной цепи целесообразно использовать RC-генераторы на операционном усилителе (ОУ) с мостом Вина, которые являются основным элементом многочисленных лабораторных и промышленных генераторов синусоидальных сигналов, работающих в диапазоне частот от 20 Гц до 200 кГц [7, 8]. Стабильность частоты этих генераторов определяется стабильностью параметров применяемых резисторов, конденсаторов и ОУ. Применение глубокой отрицательной обратной связи (ООС) обеспечивает высокую стабильность параметров ОУ [9]. В [10] проведено исследование неустойчивости частоты этих генераторов. Показано, что при коэффициенте усиления ОУ  $K = 10^4$  температурное изменение частоты составляет  $\frac{\Delta \omega}{\Delta t} = 4,5 \cdot 10^{-4}$  рад/град. Поэтому неустойчивость частоты генератора определяется, в основном, зависимостью от температуры параметров элементов R-C цепей, входящих в цепи ОС. В зависимости от типа используемых резисторов, конденсаторов и других пассивных элементов, неустойчивость частоты может быть получена в пределах  $\gamma(\omega) = 0,1 \dots 3\%$  [11]. Применяя резисторы и конденсаторы с минимальными температурными коэффициентами и охватывая ОУ глубокой ООС, можно получить стабильность частоты примерно  $10^{-4}$  на 1 К [12]. Это означает, что при нормальных условиях, когда  $\Delta t = 10^0$  С, составляющая погрешности от изменения частоты генератора будет  $\gamma(\omega) = 10^{-3} = 0,1\%$ .

Составляющую погрешности  $\gamma(tg\varphi)$  можно определить с учетом следующих выражений:

$$\Delta(tg\varphi) = \frac{\partial tg\varphi}{\partial \varphi} \cdot \Delta\varphi = \frac{1}{\cos^2 \varphi} \cdot \Delta\varphi, \quad \gamma(tg\varphi) = \frac{\Delta(tg\varphi)}{tg\varphi} = \frac{\Delta\varphi}{tg\varphi \cdot \cos^2 \varphi} = \frac{2}{\sin 2\varphi} \cdot \Delta\varphi. \quad (6)$$

При измерении угла цифровым методом в МК производится его преобразование во временной интервал  $\tau$  в соответствии с зависимостью  $\varphi = \frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ$ , где  $T$  - период синусоидального напряжения генератора Г. Временные интервалы  $\tau$  и  $T$  измеряются методом дискретного счета с исполь-

зованием интегрированного в МК таймер-счетчика путем их заполнения импульсами образцовой частоты  $f_0$  тактового генератора МК. Показание счетчика будет

$$\varphi = \frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ = \frac{nT_0}{NT_0} \cdot 360^\circ = \frac{n}{N} \cdot 360^\circ = \frac{2\pi n}{N} \text{ (рад.)}, \quad (7)$$

где  $n$  и  $N$  - количества импульсов, которые поступают в счетчик в течение интервалов времени  $\tau$  и  $T$  соответственно. Как видно из (7), погрешность измерения угла  $\varphi$  в основном определяется погрешностями квантования  $\tau$  и  $T$ , поскольку частота  $f_0$  квантующих импульсов, которые формируются тактовым генератором МК, сохраняется постоянной с высокой точностью, к тому же изменение  $f_0$  одинаково влияет на числитель и знаменатель формулы (7). Погрешность квантования возникает от случайной погрешности дискретности измерения количества чисел  $n$  и  $N$ . При этом в соответствии с (7) абсолютная погрешность измерения угла  $\varphi$  будет

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

а относительная погрешность:

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

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

$$\gamma(\varphi) = \frac{1}{n} + \frac{1}{N} = \frac{T_0}{nT_0} + \frac{T_0}{NT_0} = T_0 \left( \frac{1}{\tau} + \frac{1}{T} \right) = \frac{f}{f_0} \left( 1 + \frac{2\pi}{\varphi} \right). \quad (8)$$

Формула (8) показывает, что погрешность измерения угла  $\varphi$  тем больше, чем больше частота  $f = 1/T$  генератора питания измерительной цепи, меньше тактовая частота  $f_0$  генератора МК и меньше измеряемый угол  $\varphi$ . В соответствии с выражением (8) имеем

$$\Delta\varphi = \frac{f}{f_0} \left( 1 + \frac{2\pi}{\varphi} \right) \cdot \varphi = D(2\pi + \varphi), \quad (9)$$

где  $D = f/f_0$ . Следовательно, с учетом (9) из (6) получим

$$\gamma(\operatorname{tg}\varphi) = \frac{2D}{\sin 2\varphi} \left( 2\pi + \frac{\varphi}{57} \right). \quad (10)$$

В таблице представлены некоторые значения переменных, входящих в формулу (10). Видно, что с уменьшением угла  $\varphi$  погрешность  $\gamma(\operatorname{tg}\varphi)$  резко возрастает.

Таблица

Значения переменных, входящих в формулу (10)

$\varphi$ , град	3,0	6,0	10	15	20	30	45	50	60
$2\varphi$ , град	6,0	12	20	30	40	60	90	100	120
$\sin 2\varphi$	0,1045	0,2079	0,342	0,5	0,643	0,865	1,0	0,985	0,865
$2/\sin 2\varphi$	19,138	9,62	5,85	4,0	3,11	2,31	2,0	2,03	2,31
$\operatorname{tg}\varphi$	0,0524	0,1051	0,176	0,268	0,364	0,577	1,0	0,839	1,732
$\gamma(\operatorname{tg}\varphi)$	121,2D	61,42D	37,7D	26,1D	20,5D	15,7D	14,1D	14,5D	16,9D

В цифровых измерительных приборах отношение пределов измерений поддиапазонов в основном принимается равным 10. При этом начальные участки шкалы, примерно 10% предела измерения, практически не применяются, поскольку эти значения измеряемой величины более точно измеряются предыдущим поддиапазоном. Исходя из этого, в таблице шкалу угла  $\varphi$  можно ограничивать снизу значением, соответствующим измеряемой величине  $M_{\min} = 0,1M_{\max}$ . С помощью формулы (3) находим это значение  $\varphi = \varphi_{\min}$ :  $M_{\max} = \frac{R_0}{\omega} \cdot \operatorname{tg} 60^\circ = \frac{R_0}{\omega} \cdot 1,732$ ,  $M_{\min} = 0,1M_{\max} = \frac{R_0}{\omega} \cdot 0,1732$ ,  $\operatorname{tg}\varphi_{\min} = 0,1732$ ,  $\varphi_{\min} = 9^\circ 50' \approx 10^\circ$ .

Значение погрешности для этого угла в таблице  $\gamma(\operatorname{tg}\varphi) = 37,7D$ , следовательно, максимально возможное значение этой погрешности можно принять  $\gamma(\operatorname{tg}\varphi) = 40D$ . Тогда с учетом численных значений  $\gamma(R_0) = 1,5 \cdot 10^{-4}$ ,  $\gamma(\omega) = 10^{-3}$ ,  $\gamma(\operatorname{tg}\varphi) = 40D$ , согласно формуле (5), получаем

$$\gamma(M) = \sqrt{2,25 \cdot 10^{-8} + 10^{-6} + 16 \cdot 10^2 D^2}. \quad (11)$$

В реализованном устройстве по рис. 3а использован МК типа PIC32MX695F512H, центральный процессор которого может работать до максимальной частоты 80 МГц. Для создания этой частоты с целью повышения

точности измерения использовался внешний кварцевый резонатор частотой 8 МГц. Эта частота умножается внутри МК на 10, получается  $f_0 = 80$  МГц, на которой работают МК, его ядро, счетчики и все периферийные устройства. Питание измерительной цепи осуществляется частотой  $f = 1000$  Гц, следовательно,

$$D = \frac{f}{f_0} = \frac{10^3}{80 \cdot 10^6} = 0,125 \cdot 10^{-4}. \text{ В результате из (11) получаем}$$

$$\gamma(M) = \sqrt{2,25 \cdot 10^{-8} + 10^{-6} + 25 \cdot 10^{-8}} \approx 1,13 \cdot 10^{-3} \text{ или } \gamma(M) = 0,113\%.$$

Как следует из результатов расчета, подавляющая доля погрешности измерения  $M$  приходится на  $\gamma(\omega)$ , которая почти на порядок больше двух других составляющих. Наличие МК позволяет уменьшить  $\gamma(\omega)$ . Для этого можно не записывать в МК заданное номинальное значение частоты генератора, а в формуле (3) использовать реальное значение  $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ , тем более, что период  $T$  измеряется МК методом дискретного счета при каждом определении угла  $\varphi$  по формуле (7). Частота  $f_0$  квантовых импульсов, которые формируются тактовым генератором МК, сохраняется постоянной с высокой точностью. Поэтому в этом случае погрешность измерения  $\omega$  будет определяться только погрешностью квантования, т.е. случайной погрешностью дискретности измерения количества числа  $N$  импульсов, поступающих в счетчик в течение измеряемого интервала времени  $T$ , что обусловлено потерей одного тактового импульса. В результате находим значение погрешности  $\gamma(\omega)$  следующим образом:

$$\begin{aligned} \omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}, \quad \Delta\omega = \frac{\partial\omega}{\partial T} \cdot \Delta T = -2\pi \frac{\Delta T}{T^2}, \\ \gamma(\omega) = \frac{\Delta\omega}{\omega} = -\frac{\Delta T}{T} = -\frac{\Delta N}{N} = \frac{1}{Tf_0} = \frac{f}{f_0} = D. \end{aligned} \quad (12)$$

В формуле (11) в результирующей погрешности  $\gamma(M)$  имеется составляющая погрешности величиной  $\gamma(\text{tg}\varphi) = 40D$ , в сравнении с которой погрешность  $\gamma(\omega) = D$  пренебрежимо мала, и этой погрешностью можно пренебречь. При рассмотренных значениях частот  $f = 1000$  Гц,  $f_0 = 80$  МГц погрешность  $\gamma(\omega) = D$  составит  $\gamma(\omega) = \frac{f}{f_0} = \frac{1000}{80 \cdot 10^6} = 1,25 \cdot 10^{-5}$ , при которой погрешность

$\gamma(M)$  будет  $\gamma(M) = \sqrt{2,25 \cdot 10^{-8} + 1,156 \cdot 10^{-10} + 25 \cdot 10^{-8}} \approx 0,053 \cdot 10^{-2}$  или  $\gamma(M) = 0,053\%$ .

**Заключение.** Фазовый метод измерения взаимной индуктивности магнитно-связанных катушек позволяет существенно упростить процесс измерения, обеспечивает получение помехоустойчивого выходного сигнала в виде угла фазового сдвига между двумя синусоидальными напряжениями. При современной элементной базе радиоэлектроники предложенный фазовый метод может обеспечить измерение взаимной индуктивности с пределом допускаемой относительной погрешности измерения, не превышающим 0,06% с доверительной вероятностью 0,95.

*Работа выполнена в рамках госбюджетного финансирования по теме 18А-2б14 Комитета по науке Республики Армения.*

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Бессонов Л.А.** Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. – М.: Высшая школа, 1996. – 638 с.
2. Мосты для измерения индуктивности // <http://analogiu.ru/4/4-3-1.html>
3. **Шульц Ю.** Электроизмерительная техника: Справочник. - М.: Энергоатомиздат, 1989. - 288 с.
4. **Мамиконян Б.М.** Измерение некоторых параметров электрических цепей фазовым методом // Вестник НПУА: Электротехника, энергетика. – 2018. - №2. – С. 85-94.
5. Резисторы постоянные металлофольговые С5-61 // <http://amb-lab.narod.ru/References/ES/0004-3-1992/016.pdf>
6. ГОСТ 28884-90 (МЭК 63-63). Межгосударственный стандарт. Ряды предпочтительных значений для резисторов и конденсаторов. – М.: Стандартинформ, 2006. – 7 с.
7. **Андреев В.С.** Теория нелинейных электрических цепей: Учебное пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1982. - 280 с.
8. **Mamikonyan B.M., Melikyan T.A.** Features of the Development of the Oscillator with the Wien Bridge // Journal of Scientific and Engineering Research. – 2019. - Vol. 6, issue 3. - P. 181-187.
9. RC-Генераторы // [http://sci.sernam.ru/book\\_tnec.php?id=61](http://sci.sernam.ru/book_tnec.php?id=61)
10. **Костенко В.Л., Омельчук Н.А., Семенов В.В.** Оптимизация параметров генераторов для частотных датчиков по критерию неустойчивости начальной частоты // Радиоэлектроника, информатика, управление. – 1999. - №2. – С. 16-22.
11. Генераторы электрических сигналов // [http://portal.tpu.ru:7777/SHARED/g/GREBENNIKOVVV/umm\\_disciplines\\_electronics\\_1\\_2/Tab1/Tab/22\\_Electronics\\_12\\_Oscillators\\_2016.pdf](http://portal.tpu.ru:7777/SHARED/g/GREBENNIKOVVV/umm_disciplines_electronics_1_2/Tab1/Tab/22_Electronics_12_Oscillators_2016.pdf)

12. **Бобровников Л.З.** Электроника: Учебник для вузов. - 5-е издание, перераб. и доп. – СПб.: Питер, 2004. – 560 с.

Национальный политехнический университет Армении, Гюмрийский филиал.  
Материал поступил в редакцию 02.07. 2019.

**Բ.Մ. ՄԱՄԻԿՈՆՅԱՆ, Թ.Ա. ՄԵԼԻԿՅԱՆ**

**ԿՈՃԵՐԻ ՓՈԽԱՂԱՐՁ ԻՆԴՈՒԿՏԻՎՈՒԹՅԱՆ ՉԱՓՈՒՄԸ ՓՈՒԼԱՅԻՆ  
ՄԵԹՈՂՈՎ**

Դիտարկված է մագնիսակապակցված կոճերի փոխադարձ ինդուկտիվության չափման հիմնախնդիրը, շարադրված է փուլային մեթոդով դրա չափման սկզբունքը: Ներկայացված է փուլային մեթոդի իրականացման սարքի սկզբունքային սխեման, ստացվել է կերպափոխման մաթեմատիկական մոդելը, վերլուծվել է չափման զգայնությունը, դիտարկվել են սխեմայի պարամետրերի ընտրության առանձնահատկությունները: Մշակվել է սարքի չափագիտական բնութագրերի տեսական հետազոտության մեթոդակարգը, գնահատվել է չափման թույլատրելի սխալանքի սահմանը:

*Առանցքային բառեր.* ինդուկտիվության կոճ, փոխադարձ ինդուկտիվություն, չափում, փուլային մեթոդ, չափման սխալանք:

**B.M. MAMIKONYAN, T.A. MELIKYAN**

**MEASURING THE MUTUAL INDUCTANCE OF THE COILS BY THE  
PHASE METHOD**

The problem of measuring the mutual inductance of magnetically coupled coils is considered, the principle of its measurement by the phase method is stated. A schematic diagram of the device for the implementation of the phase method is presented, a mathematical model of conversion is obtained, the sensitivity of measurement is analyzed, the features of the choice of circuit parameters are considered. A technique for a theoretical study of the metrological characteristics of the device is developed, and the limit of permissible measurement error is estimated.

*Keywords:* inductance coil, mutual inductance, measurement, phase method, measurement error.