

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

Mamikonyan B.M.

*doctor of technical science, professor,
head of EEIAS department,*

Gyumri branch of National polytechnic university of Armenia

Melikyán T.A.

PhD student of EEIAS department,

Gyumri branch of National polytechnic university of Armenia

DIGITAL MEASUREMENT OF QUALITY FACTOR OF INDUCTANCE COILS BY PHASE METHOD

Мамиконян Б.М.

*Доктор химических наук, профессор,
завкафедрой ЭЭИАС,*

Гюмрийский филиал Национального политехнического университета Армении

Меликян Т.А.

Аспирант кафедры ЭЭИАС,

Гюмрийский филиал Национального политехнического университета Армении

ЦИФРОВОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ДОБРОТНОСТИ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ

Summary. The problem of measuring the quality factor of inductance coils on alternating current is investigated. A comparative analysis of methods of measuring the quality factor of the coil is carried out. The main schemes of the bridge and resonance methods, their advantages and disadvantages are considered. The preference is given to the use of alternating-current voltage dividers using the phase method. The advantages of this technical solution are largely due to the possibilities of using microcontrollers. The phase method of measurement, that uses a simple measuring circuit for direct conversion of the quality factor of the coil into the phase shift angle between two output voltages of the measuring circuit, is investigated in detail.

Аннотация. Исследована проблема измерения добротности катушек индуктивности на переменном токе. Проведен сравнительный анализ методов измерения добротности катушки. Рассмотрены основные схемы мостового и резонансного методов, их преимущества и недостатки. Предпочтение дано использованию делителей напряжения переменного тока с применением фазового метода. Преимущества этого технического решения во многом обусловлены возможностями использования микроконтроллеров. Подробно исследован фазовый метод измерения, использующий простую измерительную цепь для непосредственного преобразования добротности катушки в угол фазового сдвига между двумя выходными напряжениями измерительной цепи.

Keywords: inductance coil, quality factor, measuring circuit, phase method, sensitivity, error.

Ключевые слова: катушка индуктивности, добротность, измерительная цепь, фазовый метод, чувствительность, погрешность.

Постановка проблемы. Индуктивность является одной из основных величин, характеризующих параметры электрических цепей. Катушки индуктивности (КИ), как элемент электрической цепи, широко используются при создании электро- и радиотехнического оборудования: генераторов, фильтров, устройств намагничивания, средств автоматизации, компьютерной и телекоммуникационной аппаратуры, бытовой и автомобильной техники, промышленного и медицинского оборудования, средств мобильной связи и многих других. 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 их характеристик КИ, были и остаются актуальными.

Анализ последних исследований и публикаций. Основными параметрами КИ являются номинальная индуктивность L и добротность Q . Индуктивность характеризует свойство КИ преобразовать энергию электрического тока в энергию магнитного поля. 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]. Добротность характеризует потери энергии в виде тепла от протекающего через катушку тока, поэтому служит мерой качества КИ. Добротность КИ равна отношению индуктивного сопротивления к активному сопротивлению, она изменяется с частотой. 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 [2]. Современные КИ имеют добротность в весьма широких пределах в зависимости от назначения, конструкции и используемых материалов [3]. 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 [3]. У *многослойных керамических* КИ, предназначенных для поверхностного монтажа, минимальная добротность составляет от 10 до 15 [4]. Таким образом, можно считать, что необходимый для практики диапазон измерений добротности КИ находится в пределах от 10 до 300 [3].

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 [5]; при этом добротность определяют в виде отношения $Q = \frac{\omega L_X}{R_X}$. Для измерения параметров КИ широко используются методы уравнивающего преобразования (с помощью мостовых схем переменного тока - универсальных и специального назначения, автоматических и с ручным уравниванием), резонансные методы (с помощью куметра), погрешности измерения которых в большинстве случаев составляют от 0,02 до нескольких процентов [1, 6, 7]. В куметрах, с целью повышения точности измерения, диапазон $Q = 0...300$ разбивается на несколько поддиапазонов, каждому

из которых соответствует свой поддиапазон частоты генератора. В зависимости от используемой схемы, погрешность измерения куметром добротности КИ составляет 5-6% [8]. 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.

В этой связи определенным интерес представляет фазовый метод раздельного измерения параметров КИ, обеспечивающий достаточно простым способом требуемую практикой точность измерения. В методе используются измерительные, управляющие и вычислительные возможности программируемых микроконтроллеров (МК) в сочетании с структурно-алгоритмическими методами инвариантных преобразований измеряемых параметров [9]. Сущность метода поясняется схемой измерителя рис. 1, где: 1 – измерительная цепь (ИЦ); 2 – КИ; 3 – программируемый генератор синусоидальных сигналов; 4 – электронный переключатель; 5 – МК; 6 – цифровое отсчетное устройство (ЦОУ); 7 – преобразователь интерфейса; 8 – компьютер.

ИЦ представляет собой делитель напряжения, образованный последовательным соединением КИ и образцовых резисторов R_1, R_2 , и питаемый током генератора Γ синусоидального переменного напряжения (непосредственно или через токоограничивающее устройство). ИЦ имеет два выходных напряжения относительно общей точки, которые поступают на вход МК: напряжение u_S общего контакта переключателя и напряжение u_N опорного резистора R_1 , при этом информативным сигналом является угол φ фазового сдвига между этими напряжениями. В процессе измерения МК устанавливает требуемую частоту ω генератора, управляет положением переключателя, измеряет значения φ_1 и φ_2 угла φ в двух положениях a и b переключателя соответственно, и по результатам измерений вычисляет параметры КИ. Из векторной диаграммы рис. 1б следует:

$$\operatorname{ctg} \varphi_1 = \frac{R_1 + R_X}{\omega L_X}, \operatorname{ctg} \varphi_2 = \frac{R_1 + R_X + R_2}{\omega L_X},$$

откуда следует

$$L_X = \frac{R_2}{\omega(\operatorname{ctg} \varphi_2 - \operatorname{ctg} \varphi_1)}, R_X = \frac{(R_1 + R_2)\operatorname{ctg} \varphi_1 - R_1 \operatorname{ctg} \varphi_2}{\operatorname{ctg} \varphi_2 - \operatorname{ctg} \varphi_1},$$

$$Q = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)\operatorname{ctg} \varphi_1 - R_1 \operatorname{ctg} \varphi_2}. \quad (1)$$

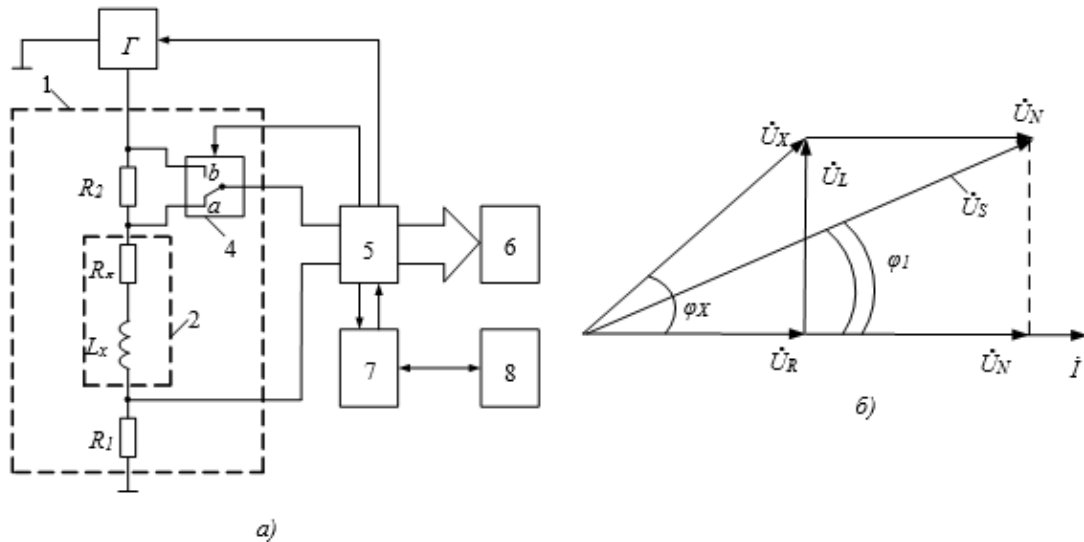


Рис. 1. Измеритель параметров КИ: а - упрощенная функциональная схема; б - векторная диаграмма тока и напряжений ИЦ в исходном положении переключателя

Формулы (1) позволяют производить раздельное определение параметров КИ на переменном токе. Требуется измерять только угол фазового сдвига φ между двумя выходными напряжениями ИЦ. В случае необходимости можно из МК оцифрованные сигналы углов φ_1 и φ_2 через преобразователь интерфейса послать в компьютер, там их обработать и результаты измерения выводить на монитор компьютера.

В общем случае результаты измерения зависят от частоты питающего ИЦ тока, поэтому возникает задача стабилизации этой частоты либо ее контроля в процессе измерения. С учетом этого обстоятельства в качестве источника питания ИЦ использован программируемый генератор синусоидальных сигналов AD9833. При каждом измерении МК задает частоту генератора и использует это значение частоты при расчете параметров КИ, вследствие чего изменение частоты генератора не влияет на точность измерения. Стабильность напряжения генератора

не существенна, поскольку в формулах (1) это напряжение не фигурирует.

Выделение нерешенных ранее частей общей проблемы. В случаях, когда требуется измерять только добротность Q , использование устройства по схеме рис. 1 нецелесообразно: ИЦ содержит переключатель и два резистора, расчетные формулы (1) сложны, на точность измерения влияют допуски и температурные изменения сопротивлений резисторов.

Цель статьи. Целью статьи является упрощение схемы ИЦ и процесса измерения добротности КИ фазовым методом.

Изложение основного материала. Указанная цель достигается за счет использования схемы ИЦ, представленной на рис. 2. Из векторной диаграммы (рис. 2б) видно, что угол $\varphi = 180^\circ + \varphi_x = -180^\circ + \varphi_x$, где $\operatorname{tg} \varphi_x = \frac{\omega L_x}{R_x} = Q$. Поскольку $\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg}(180^\circ + \varphi_x) = \operatorname{tg} \varphi_x$, то в этой схеме реализуется зависимость

$$Q = \operatorname{tg} \varphi \quad (2)$$

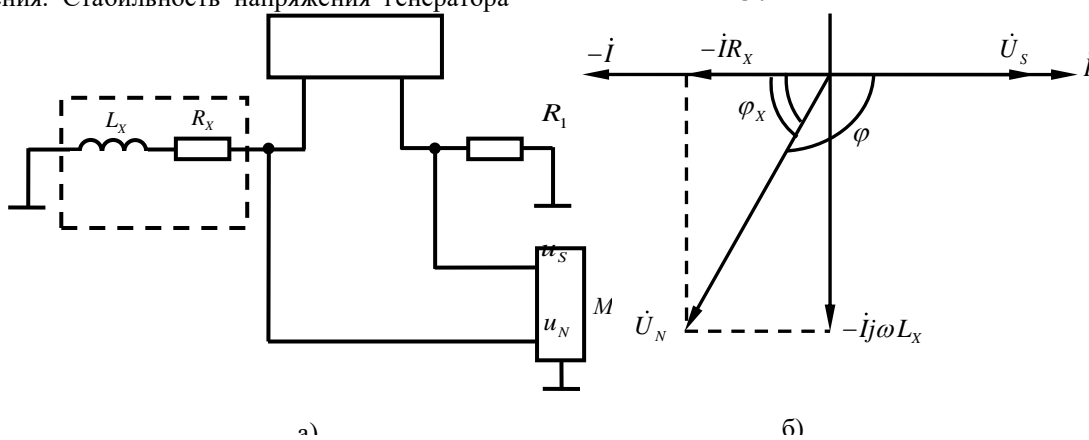


Рис. 2. Схема ИЦ для измерения добротности КИ (а), векторная диаграмма тока и напряжений (б)

Сравнение формул (1) и (2) показывает, что в устройстве по схеме рис. 2, кроме упрощения

схемы и процесса измерения, возможно достижение более высокой точности определения

добротности КИ, поскольку в правой части формулы (2) фигурирует только один параметр – угол φ , и только от погрешности его измерения зависит результирующая точность определения добротности КИ.

Чувствительность S преобразования $\varphi = f(Q)$ определяется из формулы (2):

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

следовательно,

$$S = \cos^2 \varphi. \quad (3)$$

В табл. 1 представлены вычисленные по формуле (3) значения чувствительности для диапазона добротности $Q = 10 \dots 300$.

Таблица 1

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ДОБРОТНОСТИ

Q	10	15	20	30	50
φ_x , град.	84,2894	86,1859	87,13759	88,0908	88,8542
$-\varphi$, град.	95,7106	93,8141	92,86241	91,9092	91,1458
$-\cos \varphi$	0,0995	0,0665	0,0499	0,0333	0,01999
S	0,00990	0,004422	0,00249	0,001109	0,000399

Q	100	150	200	250	300
φ_x , град.	89,427	89,6180	89,7135	89,7708	89,8090
$-\varphi$, град.	90,573	90,382	90,2865	90,2292	90,191
$-\cos \varphi$	0,01000	0,006667	0,005	0,004	0,003333
S	0,0001	0,000044	0,000025	0,000016	0,000011

Построены графики зависимости $S = f(Q)$ (рис. 3), видно, что с увеличением Q чувствительность резко уменьшается, особенно после значения $Q = 100$, следовательно, с точки

зрения чувствительности, метод целесообразно применять для малых и средних добротностей, а значения угла φ ограничить снизу значением $\varphi \approx -90,5$ град.

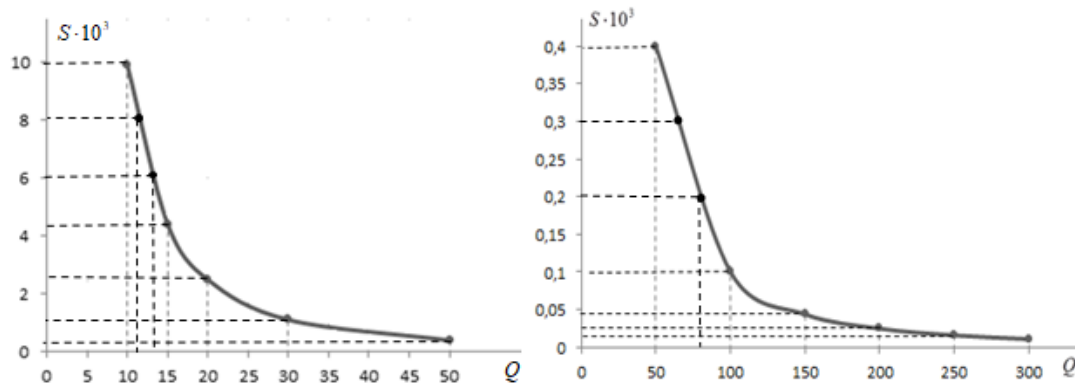


Рис. 3. Графики зависимости чувствительности преобразования от величины измеряемой добротности

Оценим погрешность измерения добротности катушки по формуле (3). Погрешность измерения Q зависит от погрешности измерения угла φ и

вычисления $\operatorname{tg}\varphi$. Абсолютная погрешность определения Q будет

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

а относительная погрешность

$$\gamma(Q) = \frac{\Delta Q}{Q} = \frac{\Delta \varphi}{\operatorname{tg}\varphi \cdot \cos^2 \varphi} = \frac{2}{\sin 2\varphi} \cdot \Delta \varphi = \beta \cdot \Delta \varphi, \quad (4)$$

где обозначено $\beta = \frac{2}{\sin 2\varphi}$.

В табл. 2 приведены расчетные значения β для диапазона измерений $Q = 10 \dots 300$. Видно, что угол φ находится в диапазоне

$\varphi = -(90,2^0 \dots 95,71^0)$, а значение коэффициента β практически не отличается от значения Q . Это можно доказать и теоретически:

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

Для значений угла φ , приведенных в табл. 2, значения $\sin^2 \varphi$ находятся в пределах $\sin^2 \varphi = 0,99...0,9999$, то есть $\sin^2 \varphi \approx 1$, следовательно, $\beta \approx Q$, поэтому выражение (4) можно заменить на

$$\gamma(Q) = Q \cdot \Delta\varphi, \quad (5)$$

Таблица 2

ЗНАЧЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА β ДЛЯ ДИАПАЗОНА ИЗМЕРЕНИЙ $Q = 10...300$

Q	10	20	50	100	200	300
$-\varphi, \text{град.}$	95,7106	92,8624	91,1458	90,5729	90,2865	90,191
$-2\varphi, \text{град.}$	191,4212	185,7248	182,2916	181,1458	180,573	180,382
$\sin 2\varphi$	0,1980	0,0998	0,0400	0,0200	0,0100	0,0067
β	10,1010	20,0401	50,00	100,00	200,00	298,507

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 $Q = 100$.

Угол φ измеряется в МК цифровым методом путем его преобразования во временной интервал τ в соответствии с зависимостью

$$\varphi = \frac{\tau \cdot 2\pi}{T} = \tau \cdot 2\pi f = \omega \cdot \tau, \quad (6)$$

где $T = \frac{1}{f}$ - период синусоидального напряжения генератора G . В процессе измерения МК устанавливает требуемую частоту ω генератора и использует это значение при определении угла φ , поэтому точность определения угла φ по формуле (6) зависит только от погрешности формирования временного интервала τ с помощью МК ($\Delta\tau_1$) и погрешности квантования τ ($\Delta\tau_2$):

$$\Delta\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial\tau} \Delta\tau = \omega(\Delta\tau_1 + \Delta\tau_2),$$

следовательно, из (5) получаем

$$\gamma(Q) = Q \cdot \omega(\Delta\tau_1 + \Delta\tau_2) = \gamma_1(Q) + \gamma_2(Q), \quad (7)$$

где обозначены $\gamma_1(Q) = Q \cdot \Delta\varphi_1 = Q \cdot \omega \cdot \Delta\tau_1$; $\gamma_2(Q) = Q \cdot \Delta\varphi_2 = Q \cdot \omega \cdot \Delta\tau_2$.

Временной интервал τ формируется входными компараторами МК при переходах напряжений u_S и u_N через нуль. Так как переключение компараторов происходит в линейной области характеристики усиления операционного усилителя (ОУ), то время переключения зависит от скорости изменения входного напряжения и напряжения смещения компараторов (быстродействие компараторов применяемого МК существенно выше частоты генератора G). Поэтому погрешность $\Delta\tau_1$ можно практически полностью исключить соответствующим выбором амплитуды напряжений u_S и u_N , от которой зависит скорость изменения входного напряжения. Представим эти напряжения в общем виде $u = U_m \sin \omega t$, скорость их изменения будет

$$V = \frac{du}{dt} = \omega U_m \cos \omega t.$$

Компараторы МК срабатывают при переходах напряжений u_S и u_N через нуль, где $\cos \omega t = 1$ и

$V_{m_{max}}$. Если напряжение смещения компараторов равно ΔU_0 , то за время одного периода тактового генератора МК $T_0 = \frac{1}{f_0}$ приращение входного напряжения должно быть как минимум в $\alpha = 5...10$ раз больше ΔU_0 . Это необходимо, чтобы длительность фронтов сигнала временного интервала τ была меньше или равна периоду тактовых импульсов во избежание потерь тактовых импульсов в течение фронтов начала и конца сигнала τ . Это условие запишется в виде

$$\omega U_m T_0 \geq \alpha \cdot \Delta U_0. \quad (8)$$

Для минимального значения U_m получим:

$$(U_m)_{\min} = \frac{\alpha \Delta U_0}{\omega}. \quad (9)$$

В разработке использован МК типа PIC32MX695F512H с тактовой частотой $f_0 = 80$ МГц, стабилизируемый кварцевым резонатором. Из-за такой высокой тактовой частоты из (9) получается чрезмерно большая амплитуда U_m , особенно при низких частотах f генератора G . В компараторах используются наиболее прецизионные ОУ, например, типов ОРА, ОРАУ, TLE (Texas Instruments), имеющие сверхмалые напряжения смещения, не превышающие $\Delta U_0 = (0,005...0,125) \text{ мВ}$ (при 25°C) [10]. Поэтому при исследованиях можно ориентироваться на значение ΔU_0 порядка $\Delta U_0 \approx 0,1 \text{ мВ}$. В этом случае при частоте $\omega = 314 \text{ с}^{-1}$ ($f = 50 \text{ Гц}$), из (9) получается при $\alpha = 5$:

$$(U_m)_{\min} = \frac{5 \cdot 80 \cdot 10^{-6} \cdot 0,1 \cdot 10^{-3}}{314} \text{ В},$$

в то время, как в нашей разработке, исходя из технических характеристик используемого МК, амплитуда напряжений u_S и u_N не может быть больше $U_m = 1,65 \text{ В}$. Поэтому, вместо идеального условия (8), при котором полностью исключается погрешность $\Delta\tau_1$, более реально нормировать эту погрешность некоторым приемлемым для практики значением, поэтому необходимо установить зависимость погрешности $\Delta\varphi_1$ от ΔU_0 и U_m . Для измерения угла фазового сдвига φ между двумя синусоидальными напряжениями $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$ и $u_2 = U_{2m} \sin(\omega t - \varphi)$ их подают на входы компараторов напряжений (КН) К1 и К2, вторые входы которых подключены к напряжению условного "0" (рис. 4).

Когда напряжения u_1 и u_2 приравняются напряжению "0", на выходах КН получаются

короткие сигналы в моменты времени t_{1i} и t_{2i} . В идеальном случае интервал времени τ между этими моментами пропорционален углу

$$\varphi: t_{2i} - t_{1i} = \tau = \frac{T}{2\pi} \varphi = \frac{\varphi}{\omega} \text{ и } \varphi = \omega\tau. \quad (10)$$

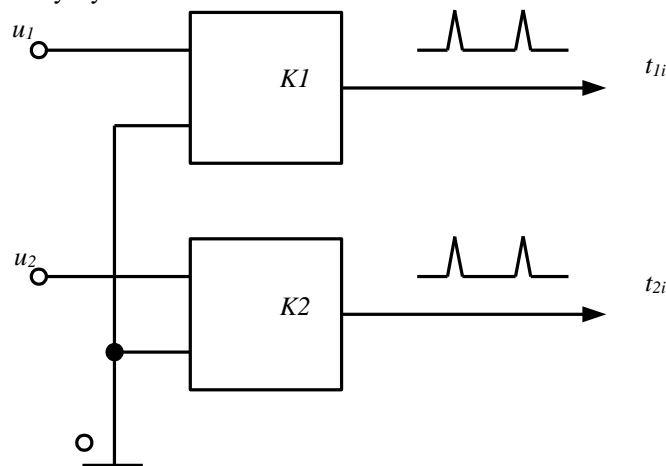


Рис. 4. К преобразованию угла фазового сдвига между двумя синусоидальными напряжениями в интервал времени

Поскольку в реальности КН имеют напряжения смещения нуля ΔU_{01} и ΔU_{02} , то моменты времени t_{1i} и t_{2i} получаются не в точках $u = 0$, а в точках $u_1 = \Delta U_{01}$ и $u_2 = \Delta U_{02}$ (рис. 5): Поэтому интервал времени τ получается с некоторой погрешностью. Если $\Delta U_{01} = \Delta U_{02}$, то эту погрешность практически можно не учитывать. В общем случае $\Delta U_{01} \neq \Delta U_{02}$, поэтому для моментов времени t_{1i}^* и t_{2i}^* выходных сигналов КН можно написать

$$\Delta U_{01} = U_{1m} \sin \omega t_{1i}^*, \Delta U_{02} = U_{2m} \sin \omega t_{2i}^*. \quad (11)$$

Для напряжений u_1 и u_2 моменты t_{1i} и t_{2i} соответствуют значению $\sin \omega t = 0$, поэтому формулы (11) для общего случая можно представить в виде

$$\begin{aligned} \Delta U_{01} &= U_{1m} \sin \omega t_{1i}^* - U_{1m} \sin \omega t_{1i} = \\ &= U_{1m} (\sin \omega t_{1i}^* - \sin \omega t_{1i}), \\ \Delta U_{02} &= U_{2m} \sin \omega t_{2i}^* - U_{2m} \sin \omega t_{2i} = \\ &= U_{2m} (\sin \omega t_{2i}^* - \sin \omega t_{2i}), \end{aligned}$$

а из-за малости углов синусы можно заменить их аргументами:

$$\Delta U_{01} = \omega U_{1m} (t_{1i}^* - t_{1i}), \Delta U_{02} = \omega U_{2m} (t_{2i}^* - t_{2i}).$$

Следовательно,

$$\begin{aligned} \omega(t_{2i}^* - t_{2i}) - \omega(t_{1i}^* - t_{1i}) &= \frac{\Delta U_{02}}{U_{2m}} - \frac{\Delta U_{01}}{U_{1m}}, \\ \omega(t_{2i}^* - t_{1i}^*) - \omega(t_{2i} - t_{1i}) &= \frac{\Delta U_{02}}{U_{2m}} - \frac{\Delta U_{01}}{U_{1m}}, \\ \omega t^* - \omega\tau &= \frac{\Delta U_{02}}{U_{2m}} - \frac{\Delta U_{01}}{U_{1m}}, \\ \varphi^* - \varphi &= \Delta\varphi_1 = \frac{\Delta U_{02}}{U_{2m}} - \frac{\Delta U_{01}}{U_{1m}}. \end{aligned}$$

Если настроить ИЦ так, чтобы обеспечилось условие $U_{1m} \approx U_{2m} = U_m$, получим

$$\Delta\varphi_1 = \frac{(\Delta U_{02} - \Delta U_{01})}{U_m}. \quad (12)$$

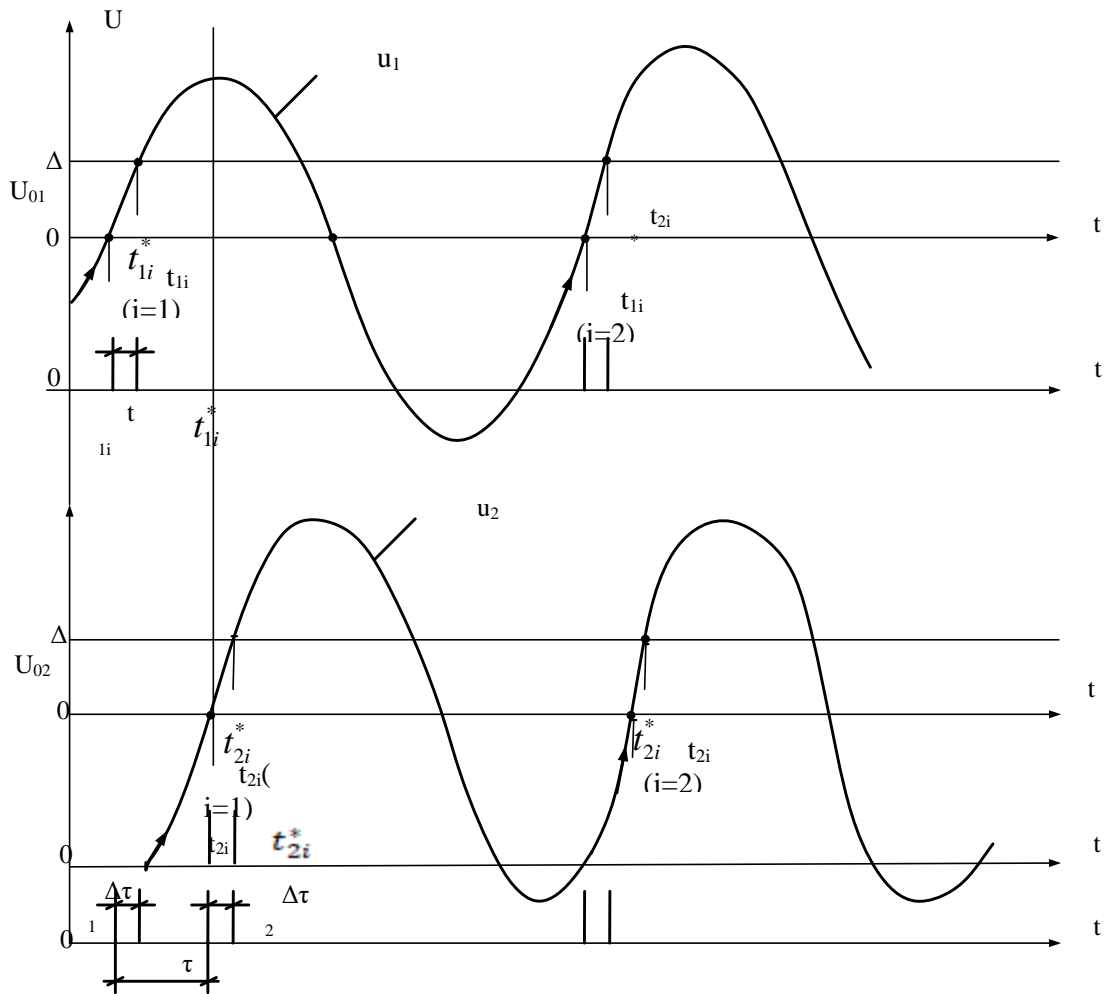


Рис. 5. К определению погрешности от напряжения смещения нуля компараторов напряжений

Полученное выражение (12) позволяет выбрать необходимое значение U_m . В наихудшем случае, когда $\Delta U_{01} = -\Delta U_{02}$, получаем $\Delta\varphi_1 = \frac{2\Delta U_0}{U_m}$, откуда

$$U_m \geq \frac{2\Delta U_0}{\Delta\varphi_1}$$

Например, если $\Delta U_0 = 0,1 \text{ мВ}$, $\Delta\varphi_1 = 10^{-4}$, получаем $U_m = 2,0 \text{ В}$: Однако, необходимо учесть, что напряжения ΔU_{01} и ΔU_{02} являются независимыми друг от друга случайными величинами, поэтому при их сложении в (12) нужно

учесть их дисперсии или среднеквадратические отклонения (σ). Известно [11], что случайные погрешности, независимо от закона их распределения, могут быть нормированы значением 2σ с доверительной вероятностью 0,9. Значит, можно практически принять, что для двух КН $\sigma_{10} = \sigma_{20} = \sigma_0$, а нормированные значения их напряжений смещения нуля будут $\Delta U_0 = 2\sigma_0$. Следовательно, выражение (12) можно представить через среднеквадратическое отклонение ($\Delta U_{02} - \Delta U_{01}$):

$$\sigma[\Delta U_{02} - \Delta U_{01}] = \sqrt{\sigma^2[\Delta U_{02}] + \sigma^2[\Delta U_{01}]} = \sqrt{2(\sigma_0)^2} = \sigma_0\sqrt{2} \approx 1,4\sigma_0 = \frac{1,4}{2}\Delta U_0.$$

С той же доверительной вероятностью 0,9 можно принять, что

$$(\Delta U_{02} - \Delta U_{01}) = 2\sigma[\Delta U_{02} - \Delta U_{01}] = 2 \cdot \frac{1,4}{2} \cdot \Delta U_0 = 1,4\Delta U_0.$$

Следовательно, выражение (12) примет вид

$$\Delta\varphi_1 = \frac{1,4\Delta U_0}{U_m}. \quad (13)$$

Таким образом, для разных предельных значений Q и $\gamma_1(Q)$ можно вычислить предельное значение $\Delta\varphi_1$ и с помощью выражения (13) определить необходимое значение U_m по формуле

$U_m \geq \frac{1,4\Delta U_0}{\Delta\varphi_{1l}}$, где $\Delta\varphi_{1l}$ - допустимое предельное значение $\Delta\varphi_1$ (в рад.), или же при выбранном значении U_m определить погрешность

$$\gamma_1(Q) = Q \cdot \Delta\varphi_1 = \frac{1,4 \cdot Q \cdot \Delta U_0}{U_m}. \quad (14)$$

В табл. 3 представлены расчетные значения зависимости $\gamma_1(Q) = f(U_m)$ для предела измерения $Q = 100$ при $\Delta U_0 = 0,1$ мВ.

Таблица 3

ЗНАЧЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ $\gamma_1(Q) = f(U_m)$ ПРИ $Q = 100, \Delta U_0 = 0,1$ МВ

U_m, B	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,65
$\gamma_1(Q), \%$	1,75	1,55	1,4	1,27	1,17	1,08	1,00	0,93	0,88	0,85

Следует отметить, что при необходимости погрешность $\gamma_1(Q)$ можно уменьшить, если увеличить U_m до нужного значения $\gamma_1(Q)$ по формуле (14), а напряжения u_S и u_N подавать на входы компараторов МК через ограничители амплитуд.

В схеме рис. 2а генератор Г обеспечивает режим заданного напряжения, значения которого на опорном резисторе и на КИ могут составлять до $UmNm_{sm} B$, однако они устанавливаются на уровне $U_m = 1,6 B$, при котором погрешность $\gamma_1(Q)$ составляет $\gamma_1(Q) = 0,88\%$.

$$\Delta\tau_2 = \frac{\partial\tau}{\partial N_X} \cdot \Delta N_X = \frac{1}{f_0} \cdot \Delta N_X = \pm \frac{1}{f_0}, \gamma_2(Q) = Q\omega \cdot \Delta\tau_2 = \frac{Q\omega}{f_0}. \quad (15)$$

Видно, что погрешность $\gamma_2(Q)$ прямо пропорциональна частоте f генератора Г и уменьшается с увеличением частоты f_0 тактового генератора МК. С увеличением Q погрешность $\gamma_2(Q)$ также пропорционально увеличивается.

При суммировании погрешностей $\gamma_1(Q)$ и $\gamma_2(Q)$ в формуле (7) необходимо учесть, что они случайны и некоррелированы, при этом $\gamma_1(Q)$ подчиняется нормальному распределению, а $\gamma_2(Q)$ - равномерному. Поэтому их сумму с

временной интервал τ измеряется в МК методом дискретного счета с использованием интегрированного таймер-счетчика путем его заполнения импульсами образцовой частоты f_0 тактового генератора. Число квантуемых импульсов, поступающих на цифровой счетчик за время τ будет $N_X = f_0\tau$. Частота f_0 стабилизируется кварцевым резонатором с высокой точностью, а $\Delta N_X = \pm 1$, поэтому в выражении (7) погрешности $\Delta\tau_2$ и $\gamma_2(Q)$ определяются выражениями

доверительной вероятностью 0,9 будем определять по формуле [11]

$$\gamma(Q) = \sqrt{\gamma_1^2(Q) + \gamma_2^2(Q)}. \quad (16)$$

В табл. 4 представлены результаты расчета $\gamma(Q)$ по формуле (16) для предела измерения $Q = 100$ при различных частотах f генератора. Видно, что до частоты $f = 1000$ Гц погрешность измерения не превышает 1,2%.

Таблица 4

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТИ $\gamma(Q)$ ПРИ $Q = 100, f_0 = 80$ МГц, $\gamma_1(Q) = 0,88\%$

$f, Гц$	50	100	250	500	750	1000
$\gamma_2(Q), \%$	0,0393	0,0785	0,1963	0,3925	0,5887	0,785
$\gamma(Q), \%$	0,8808	0,8809	0,9016	0,9635	1,0588	1,1792

Выводы и предложения. Фазовый метод цифрового измерения добротности КИ можно использовать для измерения добротности КИ в диапазоне $Q = 10 \dots 100$ на частотах до 1000 Гц с пределом основной относительной погрешности измерения, не превышающей 1,2% с доверительной вероятностью 0,9.

Список литературы

- Егоров П.М. Исследование и разработка методов и средств передачи размера единицы индуктивности на основе новых многозначных мер. Дисс. на соиск. уч. степени к.т.н. // СПб.: ГП "ВНИИМ им. Д.И. Менделеева", 1999. – 189 с.
- Романова И. Индуктивные компоненты компании Murata для силовых и высокочастотных применений // "Электроника: НТБ". - №4. – 2014. – С. 72-82.
- Арбузов А. Современные индуктивные элементы для РЭА // Современная электроника. – 2006. - № 5. – С. 22-26.

- Катушки индуктивности без сердечника (Air coil WE-KI; WE-MK) // http://www.alfa-elektronik.com/php/wurth/induct/air_coil3.php.

- 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.

- 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.

- Топильский В. Б. Микроэлектронные измерительные преобразователи. Учебное пособие. - М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2013. - 493 с.

- Шишмарёв В.Ю., Шанин В.И. Электрорадиоизмерения. – М.: Изд-во: Юрайт, 2018. - 336 с.

- Мамиконян Б.М. Измерение параметров пассивных электрических двухполюсников

фазовым методом // Вестник НПУА: Электротехника, энергетика. - 2017. - №1. – С. 67-76.

10. Микросхемы для аналоговых сигнальных цепей // Texas Instruments IQ 2011. – 137 с. (<http://www.ti.com.cn/cn/lit/sg/rust015/rust015.pdf>).

11. Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. - Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 248 с.

Работа выполнена в рамках государственного финансирования по теме 18А-2b14 Комитета Науки Республики Армения

Меликян Татул Артурович

СТРАТЕГИЧЕСКИЙ ПЛАН КАК ВОЗМОЖНОСТЬ РАЗВИТИЯ БИЗНЕСА

Стратегический подход к планированию деятельности субъектов малого и среднего предпринимательства является неотъемлемой частью эффективного управленческого процесса. Стратегический план позволяет вовремя сформировать представление о возможностях внешней среды, а также вероятных угрозах с выработкой соответствующей реакции на них у компании, более того, эффективность общего управления предприятием в значительной степени зависит от характеристик стратегического плана, используемого для принятия управленческих решений тактического и операционного характера. Сопоставление вектора фактически принимаемых и воплощаемых в жизнь управленческих решений компании со стратегическим планом позволяет оценить эффективность и качество использования ресурсов организации.

Субъекты малого и среднего предпринимательства, функционирующие на территории постсоветского пространства, в том числе, в Республике Казахстан, как правило, стратегическим планированием на системном уровне не занимаются. Как следствие, жизненный цикл таких компаний относительно небольшой, поскольку единожды, в момент основания малой компанией, была адекватно определена некая тенденция внешней среды, с исчезновением или трансформацией которой бизнес малой организации перестает быть адекватным внешней среде, в результате чего субъект малого или среднего предпринимательства просто прекращает свое существование. Однако те малые предпринимательские структуры, которые отслеживают среднесрочные и долгосрочные тенденции внешней среды и превентивно реагируют на ее изменение, что и подразумевает процесс стратегического планирования, обладают более высоким уровнем жизнеспособности. И, если процесс стратегического планирования в такой компании есть процесс системный, то в обозримые сроки стратегически ориентированный субъект малого или среднего предпринимательства масштабируется до более крупных размеров.

Вопросам стратегического планирования посвящены несколько теоретико-методологических концепций. В них отражены вопросы практики оценки состояния внутренней и внешней среды субъекта малого / среднего предпринимательства, оценки возможностей и рисков, выработки мероприятий для того, чтобы максимально полно использовать возможности и

нивелировать угрозы внешней среды, техника проведения стратегического аудита внутрикорпоративной среды в целом и каждой ее функциональной среды в частности с учетом использования современных управленческих технологий, др. Результатом всех этих процессов является разработка самого главного документа в системе целеполагания малой предпринимательской структуры – стратегического плана.

Динамика бизнеса в современной деловой среде Республики Казахстан уже настолько высокая, что возникает объективная потребность в новых подходах к формированию и развитию систем управления компанией, основанных на стратегическом планировании, как следствие, меняются требования к обязательным компетенциям и навыкам, которыми должен обладать предприниматель и руководители топ-уровня. При этом обострение конкурентной борьбы обуславливает необходимость действовать на опережение конкурентов, то есть субъект малого / среднего предпринимательства должен быть более адекватным сложившимся во внешней и внутрикорпоративной среде условиям, чего возможно достигнуть лишь на стратегическом уровне управления при условии качественно реализованной управленческой функции стратегического планирования.

Стратегия развития подразумевает решение следующих задач:

- рассмотреть стратегический план субъекта малого или среднего бизнеса и его структурные элементы с точки зрения базовых теоретических концепций;
- изучить методологию формирования стратегических планов;
- провести стратегический анализ внутренней среды компании;
- идентифицировать и проанализировать факторы дальнего и ближнего окружения внешней среды функционирования компании – объекта исследования;
- осуществить выбор стратегической альтернативы развития;
- разработать стратегический план и сформировать стратегическую карты развития;
- разработать организационный аспект развертывания стратегического плана с применением диаграммы Ганта;