

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ МЕР ТОЛЩИНЫ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПОКРЫТИЙ

© 2018 г. В.А. Сясько^{1,*}, С.С. Голубев², Я.Г. Смородинский^{3,4}, А.И. Потапов¹, П.В. Соломенчук⁵, Н.И. Смирнова⁶

¹Горный университет, Россия 199106 Санкт-Петербург, Васильевский остров, 21 линия, 2

²Росстандарт, Россия 109074 Москва, Россия, Китайгородский пр., 7, стр. 1

³Институт физики металлов имени М.Н. Михеева УрО РАН, Россия 620108 Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 18

⁴Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Россия 620002 Екатеринбург, ул. Мира, 19

⁵ООО «КОНСТАНТА», Россия 198097 Санкт-Петербург, ул. Маршала Говорова, 29, корп. О

⁶ФГУП ВНИИМ им. Д.И. Менделеева, Россия 190005 Санкт-Петербург, Московский пр-т, 19

*E-mail: 9334343@gmail.com

Поступила в редакцию 05.03.2018

Описаны меры толщины электропроводящих покрытий на электропроводящем основании, для которых нормируются не только геометрические, но и электрофизические параметры, такие как удельная электрическая проводимость и комплексная относительная магнитная проницаемость основания меры, удельная электрическая проводимость покрытия меры. Описаны методика и способ измерения удельной электрической проводимости основания меры по методу ван дер Пау, комплексной относительной магнитной проницаемости металла на кольцевых образцах с применением переметра, методика передачи значения этого параметра основанию меры произвольной формы с плоской поверхностью, а также методика и способ измерения удельной электрической проводимости материала покрытия меры с применением вихретокового преобразователя с волнообразной обмоткой возбуждения.

Ключевые слова: меры толщины покрытия, удельная электрическая проводимость покрытия, комплексная магнитная проницаемость, распределенный эталон.

DOI:

При производстве современных изделий широко используются защитные и функциональные металлические покрытия, применяется множество различных технологий их нанесения, возрастают требования к качеству, что усложняет процесс контроля за ним. Одним из основных параметров качества является толщина T_n покрытия, диапазон измерения которой может составлять от десятых долей микрометра до нескольких миллиметров. В условиях активно развивающихся высокотехнологичных производств становится все более актуальной задача повышения точности измерений T_n .

Для измерения толщины металлических покрытий широко используют вихретоковые толщиномеры, реализующие амплитудный, фазовый и амплитудно-фазовый методы измерения, основанные на анализе электромагнитного поля вихревых токов, наводимых в объекте контроля и зависящих от группы параметров: электрофизических (удельной электрической проводимости материалов покрытия σ_n и основания $\sigma_{осн}$), а также относительной магнитной проницаемости материала основания $\mu_{осн}$) и геометрических (T_n , шероховатости, радиуса кривизны поверхности и др.) [1].

Для обеспечения единства измерений, координации работ метрологических служб, производителей и потребителей вихретоковых толщиномеров металлических покрытий, парк которых в РФ составляет более 500 шт., необходимо обеспечивать прослеживаемость к государственным первичным эталонам через поверочную схему, включающую в качестве вторичных эталонов меры толщины металлических покрытий на металлических основаниях (МТМП) с известными задаваемыми электрофизическими и геометрическими параметрами. Такие меры необходимы для градуировки, первичной и периодических поверок, а также для калибровки вихретоковых толщиномеров при выполнении измерений в производственных условиях [2].

В настоящее время в Государственный реестр средств измерений внесены три типа МТМП, из описания которых следует, что при их производстве и поверке должны проверяться только геометрические параметры без учета электрофизических [3–5]. Очевидно, что отсутствие сведений об электрофизических параметрах мер не позволяет в достаточной степени использовать их в целях обеспечения единства измерений в области толщинометрии покрытий, координации работ метрологических служб, производителей и потребителей вихретоковых толщиномеров металлических покрытий.

Анализ публикаций в научных периодических журналах подтверждает актуальность вопроса нормирования наряду с механическими электромагнитными параметрами мер толщины покрытий,

используемых совместно с вихретоковыми и индукционными толщиномерами. Так, в [6] обозначен вопрос и предложен способ измерения удельной электрической проводимости покрытия при измерении толщины относительно толстых (0,1—0,5 мм) покрытий. В [7] описывается проблема влияния магнитных свойств материала основания, а также указывается на необходимость тарировки толщиномеров при измерении толщины покрытия, нанесенного на стали разных марок, однако в обеих работах вопрос метрологического обеспечения измерений не раскрыт. В [8] описан способ поверки вихретоковых толщиномеров покрытий методом сличения с помощью мер толщины покрытий с неизвестными электрофизическими свойствами материалов. Предложенный способ позволяет минимизировать влияние электрофизических свойств материалов мер толщины покрытий на точность измерений, однако вопрос их измерения по-прежнему остается актуальным.

Рассмотрим особенности измерения электрофизических параметров МТМП, а также требования к их конструкции и технологии изготовления.

ИЗМЕРЕНИЕ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОВОДИМОСТИ ОСНОВАНИЙ МТМП

Традиционно основания МТМП изготавливаются в форме цилиндра или параллелепипеда. В соответствии с [9] толщина $T_{\text{осн}}$ основания меры выбирается из условия $T_{\text{осн}} \geq \delta_0$, где δ_0 — стандартная глубина проникновения вихревых токов при заданной частоте f тока возбуждения первичного измерительного преобразователя. Так как величина $\sigma_{\text{осн}}$ не зависит от f , представляет интерес (особенно в случае ферромагнитных электропроводящих металлов и сплавов) использование прямого измерения $\sigma_{\text{осн}}$ методом ван дер Пау, устанавливающего соотношения для перекрестных сопротивлений плоского электропроводящего образца и являющегося вариантом четырехзондового способа [10]. Результаты моделирования и расчетов показывают, что для обеспечения корректных измерений (устранения влияния формы и ширины контактов) оптимальной является конструкция основания меры, представленная на рис. 1. Также для обеспечения заданной точности измерений основание меры должно представлять шлифованную плоскопараллельную пластину, противоположные стороны которой имеют непараллельность не более $\pm 0,05$ мм и шероховатость поверхности $Ra \leq 3,2$ мкм.

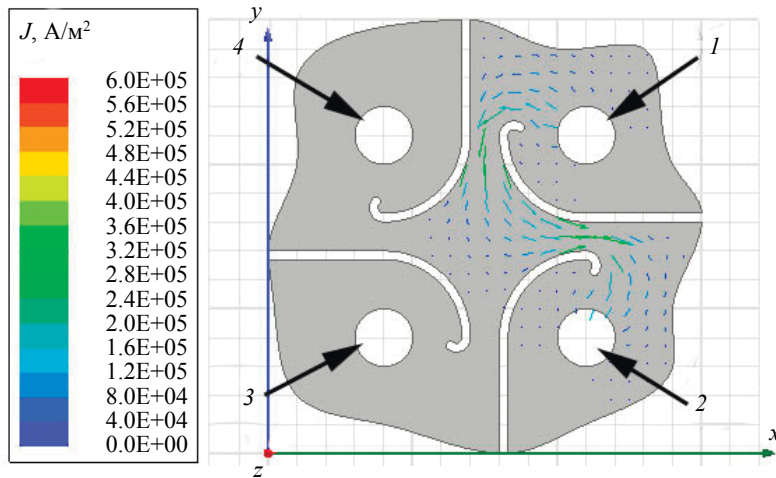


Рис. 1. Основание меры с контактными площадками 1—4 и фигурными пропилами и картина протекания тока между контактами 1—2 по результатам моделирования.

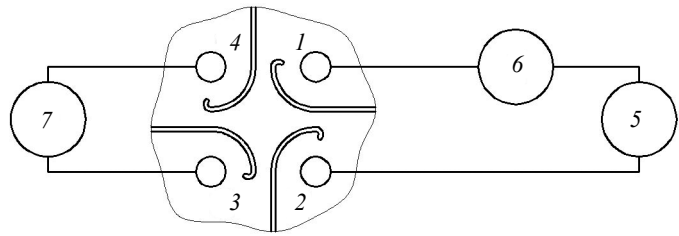
Подключение источника тока 5, амперметра 6 и вольтметра 7 к контактам выполняется в соответствии с рис. 2.

При этом ток I_{12} от контакта 1 последовательно протекает через перешеек меры, образованный фигурными пропилами, рабочую область и второй перешеек к контакту 2 (см. рис. 1). Падение напряжения U_{34} измеряется на противоположных контактах основания меры (3 и 4). Измерения I_{jk} и U_{mn} осуществляются четыре раза с последовательным переключением элементов схемы по контактам на один шаг. По результатам четырех измерений (в соответствии с [10]) вычисляется

$$\sigma_{\text{осн}} = \frac{4 \ln(2)}{\pi \bar{h} \left(\frac{U_{34}}{I_{12}} + \frac{U_{41}}{I_{23}} + \frac{U_{12}}{I_{34}} + \frac{U_{23}}{I_{41}} \right)}, \quad (1)$$

где \bar{h} — среднее значение толщины основания меры.

Рис. 2. Подключение контактов основания меры к источнику тока и измерительным приборам:
 1, 2 — контактные площадки для подключения источника тока; 3, 4 — контактные площадки для подключения вольтметра; 5 — источник тока; 6 — амперметр; 7 — вольтметр.



ИЗМЕРЕНИЕ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ОСНОВАНИЙ МТМП

Для низкочастотных магнитных полей традиционно относительная магнитная проницаемость ферромагнитных материалов рассчитывается по формуле

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}, \quad (2)$$

где μ — абсолютная магнитная проницаемость материала; μ_0 — магнитная постоянная, $4\pi 10^{-7}$ Гн/м.

Однако ввиду того, что в большинстве применений вихретоковые толщиномеры металлических покрытий работают при f до 10 МГц [11], относительную магнитную проницаемость следует рассматривать как комплексную величину [12]

$$\bar{\mu}_r = \mu_1 - j\mu_2, \quad (3)$$

где μ_1 — действительная, «упругая» составляющая, характеризующая обратимые процессы в ферромагнитном материале, а μ_2 — мнимая, «вязкая» составляющая, характеризующая необратимое рассеяние энергии при перемагничивании, пропорциональное величине f . На практике удобно использовать величину тангенса угла магнитных потерь

$$\operatorname{tg} \delta_\mu = \frac{\mu_2}{\mu_1}. \quad (4)$$

В связи с этим при изготовлении и калибровке МТМП необходимо иметь возможность определения μ_1 и μ_2 оснований МТМП в указанном выше диапазоне f .

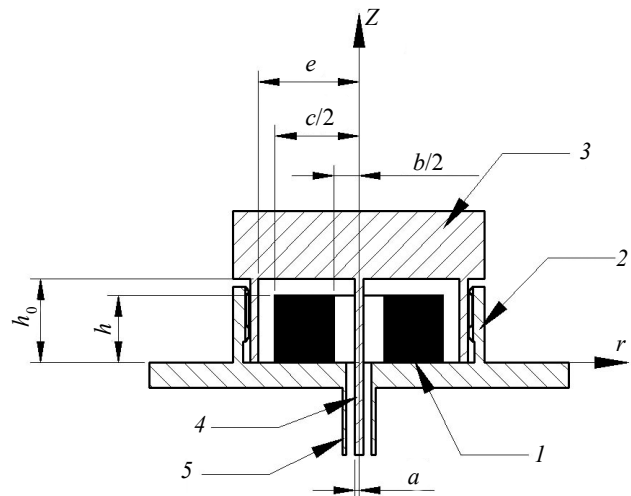
Также следует учитывать, что большинство первичных измерительных преобразователей вихретоковых толщиномеров используют весьма низкие величины напряженности магнитного поля, в связи с чем необходимо определять значение начальной комплексной магнитной проницаемости

$$\bar{\mu}_{r\text{нач}} = \mu_{1\text{нач}} - j\mu_{2\text{нач}}. \quad (5)$$

Наивысшая точность измерения $\bar{\mu}_{r\text{нач}}$ достигается при использовании кольцевых образцов (сердечников) и создании внутри них переменного кольцевого магнитного поля, так как именно у ферромагнитных сердечников кольцевой формы размагничивающий фактор воздействует меньше всего на результаты измерений, а уровень магнитных полей рассеивания минимален и приближается к теоретически достижимому пределу [13]. Проведение измерений в диапазоне частот до 2 МГц оптимально проводить с использованием пермеаметра.

Рис. 3. Конструкция пермеаметра и расположение образца при измерениях:

1 — кольцевой образец; 2 — основание; 3 — крышка; 4 — контактный штырек крышки; 5 — кольцевой контакт основания.



Конструкция пермеаметра, обеспечивающая выполнение указанных выше условий, применительно к рассматриваемой задаче представлена на рис. 3.

При установке кольцевого образца в пермеаметр получается практически идеальный индуктор, представляющий собой один тороидальный виток проводника, образованный основанием 2 и крышкой 3, вокруг кольцевого испытуемого образца 1, магнитные поля рассеяния которого пренебрежимо малы. Контактный штырек 4, расположенный в центре крышки 3, проходит через отверстие испытуемого образца и отверстие в центре основания 2. Контактный штырек 4 с кольцевым контактом 5, расположенным на основании, образуют коаксиальный разъем, через который пермеаметр подключается к измерителю импеданса.

Собственная индуктивность пермеаметра определяется уравнением

$$L = \frac{1}{I} \int B ds = \int_a^e \int_0^{h_0} \frac{\mu_1}{2\pi r} dr dz, \quad (6)$$

где B — действующее значение магнитной индукции во внутреннем объеме пермеаметра; I — действующее значение тока, протекающего по его тороидальному витку. Раскроем уравнение (6)

$$L = \int_{\frac{c}{2}}^e \int_0^{h_0} \frac{\mu_0}{2\pi r} dr dz + \int_{\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}} \int_0^h \frac{\mu_0 \mu_1}{2\pi r} dr dz + \int_{\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}} \int_h^{h_0} \frac{\mu_0}{2\pi r} dr dz + \int_a^{\frac{b}{2}} \int_0^{h_0} \frac{\mu_0}{2\pi r} dr dz. \quad (7)$$

После упрощения получаем

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \left((\mu_1 - 1) h \ln \frac{c}{b} + h_0 \ln \frac{e}{a} \right). \quad (8)$$

Для вычисления μ_1 трансформируем выражение (8)

$$\mu_1 = \frac{2\pi(L - L_{ss})}{\mu_0 h \ln \frac{c}{b}} + 1, \quad (9)$$

где L_{ss} — собственная индуктивность пермеаметра без установленного в него испытуемого образца, равная

$$L_{ss} = \frac{\mu_0}{2\pi} h_0 \ln \frac{e}{a}. \quad (10)$$

Испытуемый образец, помещенный в переменное магнитное поле пермеаметра, вызывает изменение реактивной ωL и активной R составляющих полного сопротивления (импеданса) \bar{Z} цепи, по которой протекает ток, где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота переменного поля намагничивания. По их изменению можно судить о характеристиках магнитного материала.

Так как для индуктивно-резистивной электрической цепи импеданс можно записать выражением

$$\bar{Z} = R + j\omega L = j\omega \left(\frac{R}{j\omega} + L \right), \quad (11)$$

то при учете магнитных потерь будет справедливой в (9) замена L на $\frac{\bar{Z}}{j\omega}$. При этом формула (9) трансформируется в выражение

$$\bar{\mu}_r = \frac{2\pi(\bar{Z} - j\omega L_{ss})}{j\omega \mu_0 h \ln \frac{c}{b}} + 1. \quad (12)$$

Поскольку пермеаметр, используемый для измерения магнитных параметров кольцевых образцов, является физическим устройством конечных размеров, а в его состав входят разъемы и соединительные кабели, являющиеся частью электрической цепи, при измерениях возникают паразитные явления, которые необходимо учитывать при расчетах.

На рис. 4 изображены схемы общего вида пермеаметра и его эквивалентные электрические схемы при проведении измерений с установленным испытуемым образцом и без него.

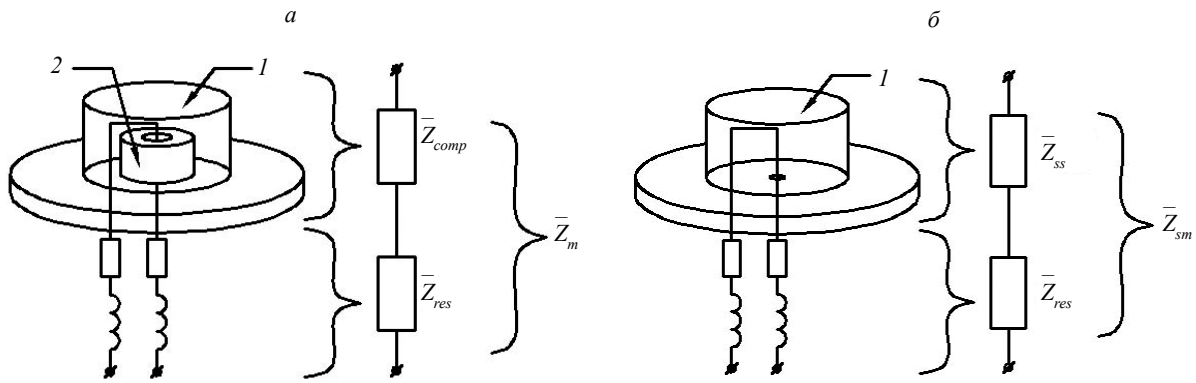


Рис. 4. Пермеаметр, схема общего вида и эквивалентная электрическая схема:
 а — с установленным испытуемым образцом; б — без установленного испытуемого образца.
 1 — пермеаметр, 2 — испытуемый кольцевой образец.

Для представленных на рис. 4 схем можно записать

$$\bar{Z}_{res} = \bar{Z}_{sm} - \bar{Z}_{ss}, \quad (13)$$

где \bar{Z}_{res} — импеданс, обусловленный влиянием коммутационных цепей; \bar{Z}_{ss} — импеданс идеального пермеаметра на холостом ходу, без установленного испытуемого образца; \bar{Z}_{sm} — суммарный импеданс пермеаметра и коммутационных цепей.

Влияние \bar{Z}_{res} может быть минимизировано путем компенсации импеданса «холостого хода». Тогда импеданс \bar{Z}_{comp} испытуемого образца можно рассчитать по формуле

$$\bar{Z}_{comp} = \bar{Z}_m - \bar{Z}_{res}, \quad (14)$$

где \bar{Z}_m — значение суммарного импеданса, полученное при проведении измерения с испытуемым образцом.

Так как $\bar{Z}_{ss} = j\omega L_{ss}$, то выражение (9) можно привести к виду

$$\mu_r = \frac{2\pi(\bar{Z}_m - \bar{Z}_{sm})}{j\omega\mu_0 h \ln \frac{c}{b}} + 1. \quad (15)$$

Для проведения исследований в переменных магнитных полях пермеаметр должен быть подключен к измерителю иммитанса, в основу работы которого положена схема автобалансируемого моста (рис. 5)

Измеритель иммитанса содержит генератор переменного тока I , который генерирует синусоидальный ток заданной амплитуды I_x и частоты f . Синусоидальный ток протекает через измеряемую цепь Z_x , задающий резистор R_r и компенсируется преобразователем ток—напряжение, построенным

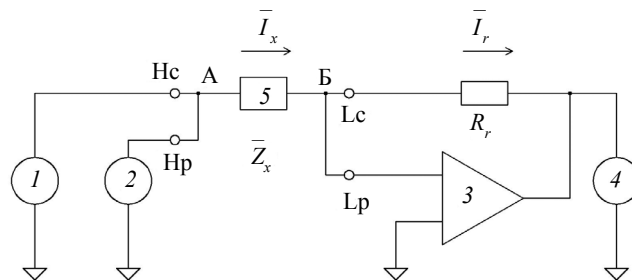


Рис. 5. Структурная схема автобалансируемого моста с подключенным пермеаметром:
 1 — генератор синусоидального тока; 2, 4 — вольтметры; 3 — преобразователь ток—напряжение; 5 — пермеаметр с установленным испытуемым образцом; Hc и Lc — токовые терминалы высокого и низкого (нулевого) потенциалов соответственно; Hp и Lp — потенциальные терминалы высокого и низкого (нулевого) потенциалов соответственно.

на базе операционного усилителя 3. Вольтметр 2 измеряет потенциал на измеряемой цепи в точке А, в точке Б поддерживается нулевой потенциал, а вольтметр 4 измеряет потенциал на задающем резисторе R_r , пропорциональный току. Импеданс измеряемой цепи (пермеаметра 5) вычисляется по формуле [14]

$$\bar{Z}_x = \frac{\bar{U}_x}{\bar{I}_x} = R_r \frac{\bar{U}_x}{\bar{U}_r}. \quad (16)$$

Результат измерения получается в виде комплексного значения импеданса измеряемой цепи \bar{Z} или в виде $(R_x; 2\pi f L_x)$ при заданных f и I .

В реальном высокочастотном измерителе иммитанса вместо преобразователя ток—напряжение 3 необходимо использовать нуль-детектор, состоящий из фазового детектора, интегратора и векторного модулятора, обеспечивающего высокую точность измерений на частотах более 1 МГц.

Кольцевые образцы для измерения магнитных свойств материала по описанной выше методике мало пригодны для изготовления из них мер оснований толщины покрытий. По этой причине значение $\mu_{нач}$ от них передается основаниям мер цилиндрической или иной формы с плоской поверхностью, на которую может быть нанесено гальваническое покрытие, толщина которого измеряется вихретоковыми толщиномерами.

Для переноса значения относительной магнитной проницаемости может использоваться накладной вихретоковый трансформаторный преобразователь с П-образным сердечником, образующим с объектом контроля (кольцевым образцом или основанием меры) замкнутую магнитную цепь. Сердечник должен изготавливаться из шихтованного металла, имеющего наивысшую магнитную проницаемость в слабых магнитных полях, например из сплава 79НМ. Непосредственное вычисление $\mu_{нач}$ аналогично тому, как это делается при измерении кольцевых образцов, нецелесообразно ввиду большого количества неконтролируемых мешающих параметров, связанных с существенно большим количеством магнитных полей рассеяния преобразователя и его сложными геометрическими коэффициентами, которые необходимо учитывать при расчетах. По этой причине вихретоковый преобразователь с П-образным сердечником должен градуироваться на наборе кольцевых мер с определенными по описанной выше методике значениями $\mu_{нач}$. Ввиду особенностей кривизны характеристики П-образного вихретокового преобразователя набор должен состоять как минимум из трех мер.

На рис. 6 представлен накладной вихретоковый трансформаторный преобразователь с П-образным сердечником на ферромагнитном плоскопараллельном основании: графическое представление конечно-элементной модели (а) и структурная схема (б).

Начало обмотки возбуждения 6 вихретокового преобразователя подключается к источнику гармонического тока I с заданными f и I (разъем Нс измерителя иммитанса). Начало измерительной обмотки 7 подключается к разъему Нр измерителя иммитанса. Концы обеих обмоток подключаются к точке Б, в которой поддерживается нулевой потенциал. Вольтметр 2 измеряет потенциал \bar{U}_x на измерительной обмотке, а вольтметр 4 — потенциал \bar{U}_r на задающем резисторе R_r , пропор-

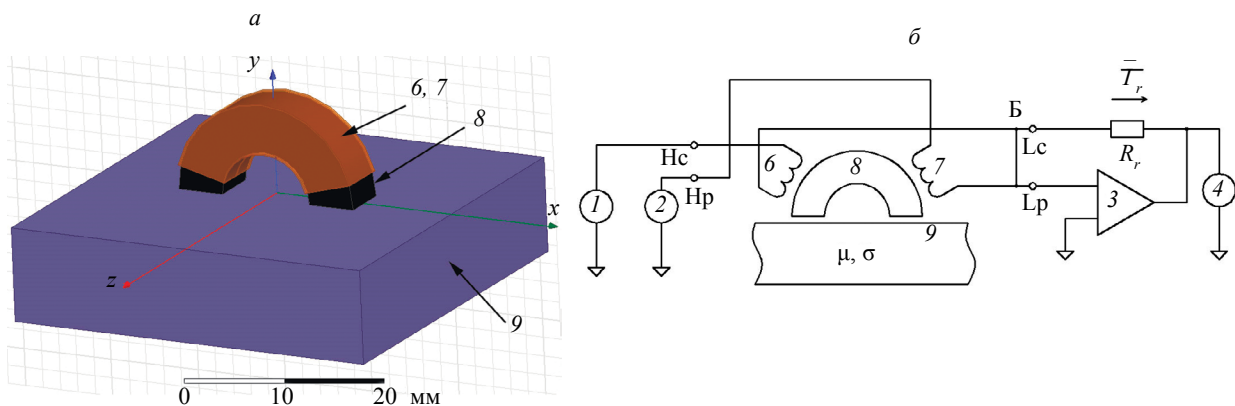


Рис. 6. Накладной вихретоковый трансформаторный преобразователь с П-образным сердечником:

а — изображение конечно-элементной модели; б — структурная схема.

I — генератор синусоидального тока; 2, 4 — вольтметры; 3 — преобразователь ток—напряжение; Нс и Лс — токовые терминалы высокого и низкого (нулевого) потенциалов соответственно; Нр и Лр — потенциальные терминалы высокого и низкого (нулевого) потенциалов соответственно; 7 — измерительная обмотка; 6 — обмотка возбуждения, намотанная поверх измерительной обмотки; 8 — сердечник; 9 — объект контроля.

циональный току возбуждения вихретокового преобразователя. Выходным сигналом преобразователя является его эквивалентный импеданс $\bar{Z}_{ВТП}$, вычисляемый по формуле

$$\bar{Z}_{ВТП} = R_r \frac{\bar{U}_x}{\bar{U}_r}. \quad (17)$$

В дальнейшем анализируются действительная и мнимая составляющие $\bar{Z}_{ВТП}$. При анализе $\bar{Z}_{ВТП}$ принято допущение, что действительная и мнимая составляющие $\mu_{r \text{ нач}}$ влияют на мнимую и действительную составляющую $\bar{Z}_{ВТП}$ соответственно независимо друг от друга [13].

Зависимость мнимой составляющей $\bar{Z}_{ВТП}$ от действительной составляющей магнитной проницаемости с достаточной точностью аппроксимируется кубическим выражением. На основании этого можно записать

$$\mu_{\text{нач}} = a * \text{Im}(\bar{Z}_{ВТП})^3 + b * \text{Im}(\bar{Z}_{ВТП})^2 + c * \text{Im}(\bar{Z}_{ВТП}), \quad (18)$$

где $\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП})$ — мнимая составляющая $\bar{Z}_{ВТП}$; a , b и c — интерполирующие коэффициенты, необходимые для построения градуировочной характеристики, вычисляемые по формулам:

$$a = \frac{M_a}{M_z}, b = \frac{M_b}{M_z}, c = \frac{M_c}{M_z}, \quad (19)$$

где M_a , M_b , M_c , M_z — определители матриц:

$$M_z = \begin{vmatrix} (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП1}))^3 & (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП1}))^2 & \text{Im}(\bar{Z}_{ВТП1}) \\ (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП2}))^3 & (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП2}))^2 & \text{Im}(\bar{Z}_{ВТП2}) \\ (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП3}))^3 & (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП3}))^2 & \text{Im}(\bar{Z}_{ВТП3}) \end{vmatrix}; \quad (20)$$

$$M_a = \begin{vmatrix} \mu_1 1 & (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП1}))^2 & \text{Im}(\bar{Z}_{ВТП1}) \\ \mu_1 2 & (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП2}))^2 & \text{Im}(\bar{Z}_{ВТП2}) \\ \mu_1 3 & (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП3}))^2 & \text{Im}(\bar{Z}_{ВТП3}) \end{vmatrix}; \quad (21)$$

$$M_b = \begin{vmatrix} (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП1}))^3 & \mu_1 1 & \text{Im}(\bar{Z}_{ВТП1}) \\ (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП2}))^3 & \mu_1 2 & \text{Im}(\bar{Z}_{ВТП2}) \\ (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП3}))^3 & \mu_1 3 & \text{Im}(\bar{Z}_{ВТП3}) \end{vmatrix}; \quad (22)$$

$$M_c = \begin{vmatrix} (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП1}))^3 & (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП1}))^2 & \mu_1 1 \\ (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП2}))^3 & (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП2}))^2 & \mu_1 2 \\ (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП3}))^3 & (\text{Im}(\bar{Z}_{ВТП3}))^2 & \mu_1 3 \end{vmatrix}, \quad (23)$$

здесь $\bar{Z}_{ВТП1}$, $\bar{Z}_{ВТП2}$, $\bar{Z}_{ВТП3}$ — значения эквивалентного импеданса преобразователя, установленного на первую, вторую и третью градуировочные кольцевые меры соответственно; $\mu_1 1$, $\mu_1 2$, $\mu_1 3$ — значения действительной составляющей относительной магнитной проницаемости первой, второй и третьей градуировочных кольцевых мер соответственно.

Аналогично вычисляется мнимая составляющая магнитной проницаемости по формуле

$$\mu_{\text{нач}} = d * \text{Re}(\bar{Z}_{ВТП})^3 + e * \text{Re}(\bar{Z}_{ВТП})^2 + g * \text{Re}(\bar{Z}_{ВТП}), \quad (24)$$

где $\text{Re}(\bar{Z}_{ВТП})$ — действительная составляющая $\bar{Z}_{ВТП}$; d , e , g — интерполирующие коэффициенты, необходимые для построения градуировочной характеристики, вычисляемые по формулам:

$$d = \frac{M_d}{M_y}, e = \frac{M_e}{M_y}, g = \frac{M_g}{M_y}, \quad (25)$$

где M_d, M_e, M_g, M_y — определители матриц:

$$M_y = \begin{vmatrix} (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП1}}))^3 & (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП1}}))^2 & \operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП1}}) \\ (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП2}}))^3 & (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП2}}))^2 & \operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП2}}) \\ (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП3}}))^3 & (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП3}}))^2 & \operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП3}}) \end{vmatrix}; \quad (26)$$

$$M_d = \begin{vmatrix} \mu_2 1 & (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП1}}))^2 & \operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП1}}) \\ \mu_2 2 & (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП2}}))^2 & \operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП2}}) \\ \mu_2 3 & (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП3}}))^2 & \operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП3}}) \end{vmatrix}; \quad (27)$$

$$M_e = \begin{vmatrix} (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП1}}))^3 & \mu_2 1 & \operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП1}}) \\ (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП2}}))^3 & \mu_2 2 & \operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП2}}) \\ (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП3}}))^3 & \mu_2 3 & \operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП3}}) \end{vmatrix}; \quad (28)$$

$$M_g = \begin{vmatrix} (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП1}}))^3 & (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП1}}))^2 & \mu_2 1 \\ (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП2}}))^3 & (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП2}}))^2 & \mu_2 2 \\ (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП3}}))^3 & (\operatorname{Re}(\bar{Z}_{\text{ВТП3}}))^2 & \mu_2 3 \end{vmatrix}, \quad (29)$$

здесь $\mu_2 1, \mu_2 2, \mu_2 3$ — значения мнимой составляющей относительной магнитной проницаемости первой, второй и третьей градуировочных кольцевых мер соответственно.

ИЗМЕРЕНИЕ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОВОДИМОСТИ МАТЕРИАЛА ПОКРЫТИЯ МТП

Для измерения удельной электрической проводимости σ_n материала покрытия МТП могут быть применены контактные [15, 16] и бесконтактные [17—19] методы измерений. В частности, может быть использован один из методов вихретокового вида неразрушающего контроля. При этом для того чтобы электромагнитные свойства материала основания МТП не влияли на результаты измерений σ_n , необходимо, чтобы минимальная толщина покрытия $T_{\text{нм}}$ удовлетворяла следующему условию [20]:

$$2,5\delta \leq T_{\text{нм}}, \quad (30)$$

где δ — стандартная глубина проникновения вихревых токов, определяемая по формуле [18]

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma_n \mu_0}}, \quad (31)$$

здесь f — частота тока возбуждения вихретокового измерительного преобразователя (ВТП).

Для измерения σ_n покрытий малой толщины ($T_{\text{нм}} \geq 10$ мкм) необходимо использовать соответствующие, достаточно высокие, значения f . При этом условная граница, на которой применимы классические методы анализа процессов передачи и обработки электрических сигналов, рассматривается в диапазоне частот от 30 до 300 МГц. При больших частотах начинают явно проявляться волновые эффекты, для анализа которых должны применяться методики радиоволнового вида неразрушающего контроля. Максимальная частота, на которой работают доступные на рынке

измерители иммитанса, в основу работы которых положена схема автобалансируемого моста, — 120 МГц [22, 23]. При $f = 120$ МГц величина $T_{\text{пм}}$ покрытия, при измерении $\sigma_{\text{п}}$ которого электромагнитные свойства материала основания не влияют, находится в диапазоне от 15 до 43 мкм (при $\sigma_{\text{п}}$ — от 58 до 7 МСм/м соответственно). Для описания степени взаимодействия ВТП с объектом контроля удобно использовать значение характеристической частоты [21] или обобщенного параметра β [24] для ферромагнитных покрытий, вычисляемого по формуле

$$\beta = R\sqrt{2\pi f\mu_0\sigma_{\text{п}}}, \quad (32)$$

где R — радиус большей из обмоток трансформаторного ВТП.

Для обеспечения чувствительности ВТП к изменению $\sigma_{\text{п}}$ необходимо получить значение обобщенного коэффициента β в пределах от 3 до 30 [25]. Расчеты показывают, что для рассматриваемой задачи диаметр ВТП должен быть не более 0,1—0,15 мм. Технологически такой преобразователь может быть изготовлен в виде проводника на печатной плате. На рис. 7 изображена конечно-элементная модель накладного трансформаторного высокочастотного ВТП, состоящего из одновитковых обмоток возбуждения и измерительной.

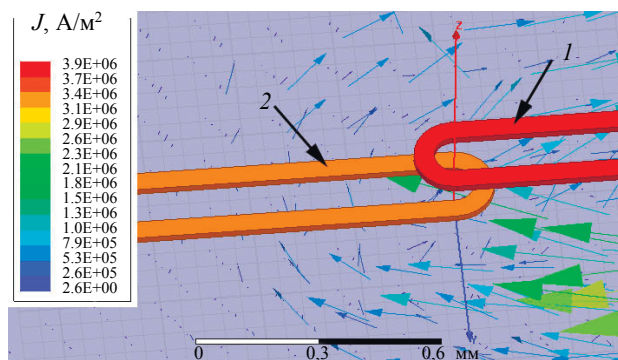


Рис. 7. Конечно-элементная модель накладного трансформаторного ВТП, состоящего из одновитковых обмоток возбуждения (1) и измерительной (2).

Для этой модели уровень сигнала на одновитковой миниатюрной измерительной обмотке будет малым для дальнейших преобразований. В данной работе использовался измеритель импеданса W65120p фирмы Wayne Kerr Electronics. Его погрешность измерения зависит от значения измеряемого сопротивления (импеданса) и частоты тестового сигнала. При рекомендуемой амплитуде тока возбуждения 10 мА амплитуда напряжения на измерительной обмотке будет менее 100 мкВ, что эквивалентно измерению импеданса порядка 10 мОм. Очевидно, что при этом будет наблюдаться недопустимая погрешность [22].

Для обеспечения амплитуды сигналов, достаточной для их дальнейшей обработки, можно применять многovitковые обмотки, однако традиционные печатные многovitковые спиральные обмотки для этой цели не подходят ввиду того, что наружные витки будут иметь недопустимо большой диаметр и, как следствие, значение обобщенного параметра β для ВТП будет также неприемлемо большим. Многослойные печатные обмотки так же неприемлемы ввиду того, что слои обмоток, расположенных на расстоянии более 0,1 мм от поверхности объекта контроля, в данном случае будут неэффективны. Представляется интересным использование для построения ВТП в качестве первичной обмотки проводника, образующего эквивалентную волнообразную многovitковую обмотку возбуждения 1, и в качестве вторичной обмотки прямолинейного проводника 2, расположенного симметрично относительно волнообразной обмотки возбуждения 1 (рис. 8).

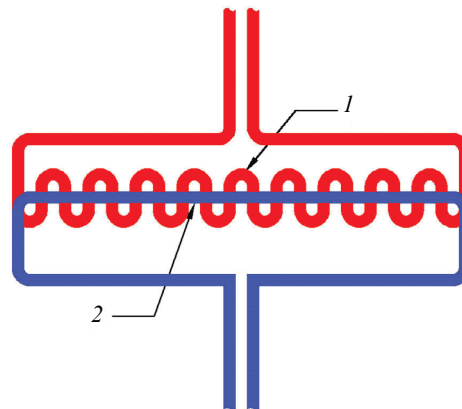


Рис. 8. Схематичное изображение ВТП с волнообразной обмоткой возбуждения 1, содержащей 19 эквивалентных витков, и прямолинейной измерительной обмоткой 2.

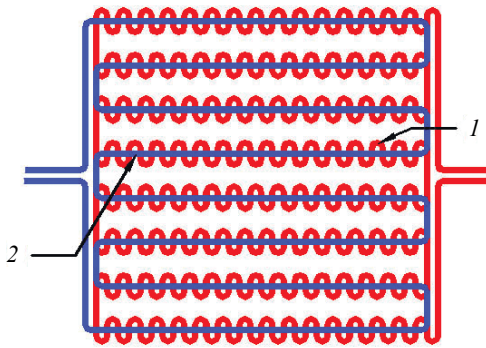


Рис. 9. Схематическое изображение сечения ВТП с волнообразной обмоткой возбуждения 1, содержащей 240 эквивалентных витков, и измерительной обмоткой 2.

Каждый изгиб волнообразной обмотки возбуждения образует неполный виток обмотки. Каждый прямолинейный участок измерительной обмотки, пересекающий неполный виток обмотки возбуждения, воспринимает часть магнитного поля соответствующего неполного витка обмотки возбуждения и вихревых токов, наведенных им. Прямолинейная форма измерительной обмотки обеспечивает минимально возможное значение ее индуктивности и паразитной емкости. Относительно невысокая

эффективность примененных неполных витков компенсируется возможностью масштабирования ВТП. Моделирование показало, что данный подход к конструированию ВТП обеспечит получение приемлемых для дальнейшей обработки сигналов.

На основании данной модели построен предлагаемый для измерения σ_n секционированный ВТП, содержащий 240 эквивалентных витков первичной обмотки (рис. 9).

Расчетные годографы сигнала $\bar{U}_{изм}$ ВТП, представленного на рис. 9, при изменении контролируемого и мешающих параметров для $f = 120$ МГц приведены на рис. 10.

На рис. 10 изображены линия 4 влияния σ_n при зазоре между ВТП и поверхностью МТПП $h = 0,01$ мм, обусловленного толщиной изоляции, нанесенной на поверхность печатной катушки; линии 1, 2 и 3 влияния h при $\sigma_n = 0,5, 5$ и 50 МСм/м соответственно; точками на линиях 1, 2 и 3 указаны зазоры $h = 0,01$; $h = 0,05$; $h = 0,1$; $h = 0,2$ мм.

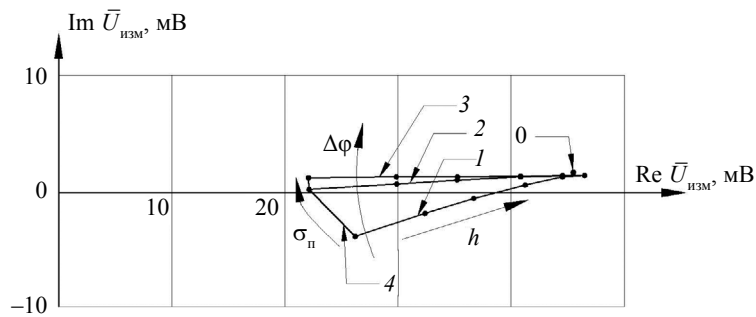


Рис. 10. Годографы сигналов секционированного ВТП: 1, 2 и 3 — линии влияния зазора h при $\sigma_n = 0,5, 5$ и 50 МСм/м соответственно (точками на линиях указаны зазоры $0,01$; $0,05$; $0,1$; $0,2$ мм); 4 — линия влияния σ_n при зазоре $h = 0,01$ мм между ВТП и поверхностью МТПП; $\Delta\varphi$ — сдвиг фазы сигнала $\bar{U}_{изм}$, измеряемый относительно точки 0.

Анализ годографов на рис. 10 показывает, что для измерения σ_n в качестве первичного информативного параметра следует использовать сдвиг фазы сигнала $\bar{U}_{изм}$, вычисленный из точки 0, — точки сходимости прямолинейных участков линий 1, 2 и 3.

Для вычисления сдвига фазы сигнала используется алгоритм, подробно рассмотренный в [26].

Для преобразования $\Delta\varphi$ сигнала $\bar{U}_{изм}$ ВТП в значение σ_n должна производиться градуировка измерительной установки по мерам удельной электрической проводимости, значение которых соответствует диапазону измеряемого значения σ_n .

КОНСТРУКЦИЯ МЕР ТОЛЩИНЫ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПОКРЫТИЙ

Общий вид разработанной меры толщины металлических покрытий, предполагающей реализацию описанных выше методик, приведен на рис. 11.

На мере условно выделены три зоны: 1 — зона с нанесенным на рабочую поверхность гальваническим покрытием, 2 — зона без покрытия. Эти зоны предназначены для установки на них вихретоковых преобразователей толщиномеров при использовании меры по назначению. Помимо этого, в зоне 2 производятся измерения $\bar{\mu}_{r,нач}$ при передаче мере значения этой вели-

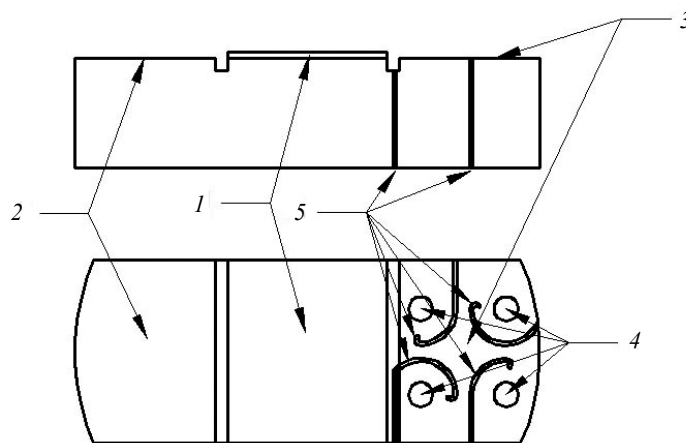


Рис. 11. Общий вид меры толщины металлического покрытия:

1 — зона с нанесенным на рабочую поверхность гальваническим покрытием; 2 — зона без покрытия; 3 — зона, предназначенная для измерения удельной электрической проводимости основания; 4 — контакты для подключения кабелей источника тока, амперметра и вольтметра; 5 — фигурные пропилы.

ны. Зоны 1 и 2 предназначены так же для проведения измерения толщины гальванического покрытия с применением профилометра или длинномера; 3 — зона, предназначенная для измерения удельной электрической проводимости основания меры. В ней расположены контакты 4 для подключения кабелей источника тока, амперметра и вольтметра, а также фигурные прорезы 5, образующие оптимальную форму зоны протекания постоянного тока при измерении $\sigma_{\text{осн}}$ по методу ван дер Пау.

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МЕРЫ ТОЛЩИНЫ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПОКРЫТИЙ

Процедура измерения параметров МТМП состоит из стадии комплектования установки для измерения, подготовительной части и самой процедуры измерения.

При комплектовании установки для измерения необходимо изготавливать и калибровать необходимые наборы кольцевых мер магнитной проницаемости и мер удельной электрической проводимости.

Подготовительная часть должна включать градуировку на кольцевых мерах магнитной проницаемости накладного трансформаторного ВТП с П-образным сердечником, предназначенного для измерения магнитной проницаемости основания $\bar{\mu}_{r, \text{нач}}$ МТМП и градуировку на мерах удельной электрической проводимости высокочастотного накладного трансформаторного ВТП, предназначенного для измерения $\sigma_{\text{п}}$.

Процедура измерения параметров МТМП будет состоять из следующих этапов:

измерение толщины $T_{\text{п}}$ покрытия МТМП с помощью профилометра (при $T_{\text{п}} \leq 400$ мкм) или с помощью длинномера (при $T_{\text{п}} > 400$ мкм);

измерение удельной электрической проводимости основания меры $\sigma_{\text{осн}}$ по методу ван дер Пау с помощью вольтметра, источника тока, амперметра и микрометра с цифровым счетным устройством;

измерение магнитной проницаемости основания $\bar{\mu}_{r, \text{нач}}$ МТМП с помощью трансформаторного ВТП с П-образным сердечником, подключенного к анализатору импеданса;

измерение удельной электрической проводимости покрытия $\sigma_{\text{п}}$ МТМП с помощью высокочастотного трансформаторного ВТП, подключенного к анализатору импеданса;

обработка результатов всех измерений с помощью прикладного программного обеспечения (на основе MS Excel) персонального компьютера.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные технические решения и методики, а также разработанная оригинальная конструкция мер толщины металлических покрытий могут быть положены в основу при разработке распределенного эталона для измерения электрофизических параметров МТМП, которые будут

применяться в качестве эталонов при градуировке, поверке и калибровке вихретоковых толщиномеров, что обеспечит повышение их точности, единство и достоверность измерений.

Работа выполнена в рамках государственного задания ФАНО России (тема «Диагностика», № АААА-А18-118020690196-3).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Голубев С.С., Смирнова Н.И., Складановская М.И. Обеспечение единства измерений толщины металлических покрытий вихретоковыми фазовыми толщиномерами при их калибровке и поверке // Измерительная техника. 2017. № 6. С. 25—28.
2. Сясько В.А., Ивкин А.Е. Обеспечение достоверности результатов измерений толщины металлических покрытий магнитными и вихретоковыми методами в условиях машиностроительных производств // Метрология. 2011. № 2. С. 3—12.
3. Описание типа средства измерений. «Меры толщины покрытий натурные МТП типа МП на МО, МП на НТО, НТП на МО, НТП на НТО» № 54008-13. СПб.: ООО «КОНСТАНТА».
4. Описание типа средства измерений «Меры толщины покрытий типа МП на МО, МП на НТО, НТП на МО, НТП на НТО, ИТП» № 34825-07. М.: ФГУП «ВНИИМС».
5. Описание типа средства измерений «Меры толщины покрытий МТОНП, МТНП, МТДХПН» № 44899-10. Минск, Институт прикладной физики НАН Беларуси.
6. Чернышев А.В., Шарандо В.И., Загорский И.Е. Вихретоковый многочастотный толщиномер / Сборник статей 6-й Международной научно-технической конференции «Современные методы и приборы контроля качества и диагностики состояния объектов». Могилев, 2017.
7. Наумчик И.В., Шевченко А.В., Алексеев К.В. Неразрушающий контроль толщины покрытий. Пенза: Изд. Дом «Академия Естествознания», 2015.
8. Бабаджанов Л.С., Бабаджанова М.Л., Корюшкина Т.А. Поверка вихретоковых толщиномеров покрытий методом сличения. М.: ВНИИМС, Законодательная и прикладная метрология, 2017.
9. ISO 21968:2005 Non-magnetic metallic coatings on metallic and non-metallic basis materials — Measurement of coating thickness — Phase-sensitive eddy-current method. www.iso.org
10. van der Pauw L.J. A method of measuring specific resistivity and Hall Effect of discs of arbitrary shape // Philips Research Reports, 1958. V. 13. No. 1—9.
11. Сясько В.А. Теория и методы создания электромагнитных приборов контроля толщины покрытий и стенок изделий. СПб.: Константа, 2015. 372 с.
12. Дорофеев А.Л., Казаманов Ю.Г. Электромагнитная дефектоскопия. М.: Машиностроение, 1980. С. 52—54.
13. Keysight 16454A Magnetic Material Test Fixture, Operation and Service Manual (16454-90020). Keysight Technologies, 2015.
14. Impedance Measurement Handbook. A guide to measurement technology and techniques, 6th Edition (5950-3000). Keysight Technologies, 2016.
15. ГОСТ 23776—79. Изделия углеродные. Методы измерения удельного электрического сопротивления. М.: Изд-во стандартов, 1987. 16 с. Введен с 01.01.1982.
16. Смирнов В.И. Неразрушающие методы контроля параметров полупроводниковых материалов и структур. Ульяновск: Учебное издание, 2012. С. 55—58.
17. ГОСТ 27333—87. Контроль неразрушающий. Измерение удельной электрической проводимости цветных металлов вихретоковым методом. М.: Изд-во стандартов, 2004. 6 с. Введен с 01.07.1988.
18. ASTM E1004-17. Standard Test Method for Determining Electrical Conductivity Using the Electromagnetic (Eddy Current) Method, ASTM International, West Conshohocken, PA, 2017, www.astm.org
19. DIN EN 2004-1. Aerospace series; test methods for aluminium and aluminium alloy products; part 1: determination of electrical conductivity of wrought aluminium alloys.
20. ISO 21968:2005. Non-magnetic metallic coatings on metallic and non-metallic basis materials — Measurement of coating thickness — Phase-sensitive eddy-current method, www.iso.org
21. ГОСТ Р ИСО 12718—2009. Контроль неразрушающий, контроль вихретоковый, термины и определения. М.: Стандартинформ, 2011. 35 с. Введен с 01.12.2010.
22. Анализаторы импеданса прецизионные WK6500. Руководство по эксплуатации (WK65120p). Wine Kerr Electronics Ltd, 2014. 68 с.
23. Impedance Analyzer E4990A-120. Data Sheet. Keysight Technologies, 2017. 12 p.
24. ГОСТ Р 55611—2013. Контроль неразрушающий вихретоковый, термины и определения. М.: Стандартинформ, 2014. 16 с. Введен с 01.01.2015.
25. Неразрушающий контроль / Справочник в 8 т. Под ред. В.В. Клюева Т. 2. М.: Машиностроение, 2006. 687 с.
26. Сясько В.А., Соломенчук П.В., Коротеев М.Ю. Вихретоковый неразрушающий контроль резьбы насосно-компрессорных труб // Контроль. Диагностика. 2012. № 10. С. 17—22.