

ДЕФЕКТОСКОПИЯ

Журнал ежемесячный
 Основан в феврале 1965 года
 Екатеринбург

№ 12
2022

СОДЕРЖАНИЕ**Акустические методы**

- А.А. Хлыбов, А.Л. Углов, А.А. Демченко.** О спектрально-акустическом способе оценки пористости металлов, полученных методом горячего изостатического прессования 3
- Л.А. Прокопьев, Я.М. Андреев, Е.С. Лукин.** Оценка степени опасности трещиноподобных дефектов на основе акустико-эмиссионного контроля при локальном низкотемпературном нагружении 17

Электромагнитные методы

- А.В. Никитин, Ю.Л. Гобов, А.В. Михайлов, Л.В. Михайлов.** Методика решения обратной геометрической задачи магнитостатики для поверхностных дефектов магнитомягкого ферромагнетика..... 24
- С.В. Щербинин, И.В. Бекетов, К.А. Ярушин.** Метод повышения чувствительности магнитоимпедансных датчиков магнитного поля 35
- Ю.Я. Реутов.** О комплексном применении постоянного и переменного полей при магнитной дефектоскопии толстостенных стальных изделий 46
- Л.Х. Коган, А.Н. Сташков, А.П. Ничипурук.** Контроль качества пайки боковых стенок хомутов в токоведущих соединениях электрических машин с учетом влияния их размеров 59
- А.А. Абоуеллаиль, Ц. Чан, А.И. Солдатов, А.А. Солдатов, М.А. Костина, С.И. Борталевич, Д.А. Солдатов.** Лабораторное обоснование термоэлектрического метода контроля переходного сопротивления контактов 70
- Информация 79

О СПЕКТРАЛЬНО-АКУСТИЧЕСКОМ СПОСОБЕ ОЦЕНКИ ПОРИСТОСТИ МЕТАЛЛОВ, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ ГОРЯЧЕГО ИЗОСТАТИЧЕСКОГО ПРЕССОВАНИЯ

© 2022 г. А.А. Хлыбов^{1,*}, А.Л. Углов¹, А.А. Демченко¹

¹Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева,
Россия 603155 Нижний Новгород, ул. Минина, 24

*E-mail: hlybov_52@mail.ru

Поступила в редакцию 13.09.2022; после доработки 14.10.2022

Принята к публикации 21.10.2022

Рассматривается возможность использования различных вариантов неразрушающего спектрально-акустического метода контроля пористости порошковой стали Х12МФ на различных этапах ее горячего изостатического прессования в диапазоне остаточной пористости от 0 до 5 %. Проанализированы существующие подходы к контролю пористости. Предложены новые алгоритмы, обеспечивающие возможность экспресс-контроля пористости на реальных объектах с односторонним доступом и невозможностью с необходимой точностью измерить толщину металла в зоне контроля. Приведены результаты экспериментальной проверки измерительных методик, базирующихся на предложенных алгоритмах, оценены соответствующие погрешности и границы применимости.

Ключевые слова: ультразвук, поверхностные акустические волны, структурный шум, упругопластическое деформирование, энергия.

DOI: 10.31857/S0130308222120016, EDN: BURUUE

ВВЕДЕНИЕ

Одной из проблем деталей, изготовленных методом порошковой металлургии, является наличие в них микропор. Используются различные технологии, направленные на устранение пористости материала, в частности, одной из перспективных технологий получения материалов из порошков является технология горячего изостатического прессования (ГИП) [1, 2]. Технология ГИП представляет собой комбинированное воздействие на обрабатываемый материал высоких температур и всестороннего давления. Источником, передающим давление на материал, является, как правило, инертный газ, например, аргон. Равенство давления во всех направлениях гарантирует изотропность характеристик материала. Приложение высокого давления обеспечивает окончательную плотность материала уже при температурах, ниже требуемых при обычном спекании для порошковой металлургии (до 10—15 %). Благодаря этому, ГИП, как правило, делает возможным более точное воздействие на микроструктуру материала и позволяет получать детали с мелкозернистой кристаллической структурой, повышенными механическими свойствами, высокими эксплуатационными характеристиками [3—6]. В результате ГИП из порошковых материалов становится возможным изготовление компактных беспористых заготовок. Детали, полученные методом ГИП, обладают более высоким уровнем механических характеристик по сравнению с аналогичными по химическому составу литыми изделиями.

Тем не менее при нарушении технологии возможно появление микропор в материале, которые приводят к значительному снижению механических характеристик металла. Необходимость оценки пористости получаемого материала является актуальной задачей.

Этим объясняется тот значительный интерес, который проявляют специалисты в области структурометрии к современным методам количественного контроля пористости.

Безусловное предпочтение имеют неразрушающие методы контроля в силу их дешевизны, оперативности и возможности использования на готовых (нередко весьма дорогостоящих) изделиях. При этом контроль может проводиться как на этапе сдачи-приемки, так и в эксплуатации для оценки их остаточного ресурса и принятия решения о работоспособности.

Анализ имеющихся литературных данных показывает, что среди развитых к настоящему времени методов неразрушающего контроля для задач оценки пористости наиболее информативным и удобным с инженерной точки зрения является акустический метод, эхо-импульсный вариант которого все шире применяется для контроля объемной пористости различных материалов: металлов и сплавов [7—15], композитов [16—23] и даже горных пород [24, 25]

В качестве информативных акустических параметров чаще всего используют скорость звука и коэффициент затухания.

Метод, основанный на измерении скорости звука, при современных аппаратно-программных средствах акустического контроля значительно точнее, что обеспечивает его высокую чувствительность к величине пористости. В условиях реальных деталей или элементов конструкций, как правило, допустим лишь односторонний доступ к поверхности объекта, что делает измерение толщины с приемлемой точностью невозможным. В этой связи для контроля пористости, так же, как и для других методик, основанных на связи скорости звука с определяемыми параметрами (например, в задачах акустоупругости), в качестве измеряемых акустических параметров используются выражения, не содержащие толщину материала в зоне измерения [12].

Целью настоящей работы является разработка и экспериментальная проверка методик неразрушающего определения пористости металлических материалов, изготовленных методом горячего изостатического прессования. При проведении контроля может быть обеспечен односторонний доступ к их поверхности и невозможность определения толщины в зоне контроля. В работе использованы два подхода — классический, базирующийся на измерении отношения скоростей распространения объемных волн различного типа, и оригинальный, основанный на анализе закономерностей трансформации спектров импульсов упругих волн, распространяющихся в пористом материале. Оценены возможности использования результатов измерения коэффициента затухания для оценки пористости.

ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ

Для получения обозримых результатов в качестве импульсов, распространяющихся в пористой среде, рассмотрим импульсы с гауссовой огибающей, имеющие на входе в материал следующий вид:

$$S(t, 0) = Ae^{-kt^2} \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где A , k — постоянные; ω_0 — круговая частота несущей импульса; φ_0 — начальная фаза.

Комплексный спектр импульса (1):

$$F(\omega, 0) = \frac{A}{2} \sqrt{\frac{\pi}{k}} e^{j\varphi_0} e^{-\frac{(\omega - \omega_0)^2}{4k}}. \quad (2)$$

Спектр импульса на расстоянии x от границы ввода сигнала:

$$F(\omega, x) = F(\omega, 0) K_i(\omega, x), \quad (3)$$

где $K_M(\omega, x)$ — передаточная функция материала, рассматриваемого как акустический четырехполюсник, записываемая в обычном виде:

$$K_i(\omega, x) = \exp \left[-\alpha(\omega)x - j \frac{\omega x}{V(\omega)} \right], \quad (4)$$

где x — акустический путь упругого импульса.

Выражения для частотно зависимых коэффициента затухания и скорости для микропористого материала с величиной пористости в соответствии с выводами работ [26—28] в рэлеевском приближении могут быть записаны следующим образом:

$$\alpha(\omega) = (k_1 + k_2 P) \omega^4; \quad (5)$$

$$V(\omega) = V_0(1 - k_3 P - k_4 P \omega^2), \quad (6)$$

где k_1, k_2, k_3, k_4 — постоянные материала, выражающиеся через усредненные константы упругости; V_0 — скорость упругих волн в беспористом поликристаллическом материале.

Выражения для постоянных материала могут быть получены на базе развитого в фундаментальной работе [26] подхода к анализу рассеяния упругих волн в микронеоднородном материале с использованием метода корреляционного приближения теории случайных функций. Однако получаемые при этом результаты оказываются слишком громоздкими для их практического применения с целью построения конкретных инженерных методик. В этой связи представляется более предпочтительным в качестве исходных использовать формулы (5), (6) с неизвестными (но постоянными) коэффициентами, которые в принципе можно трактовать как материальные параметры феноменологической модели. Как показано в дальнейшем, предлагаемые в данной работе

методики определения пористости не требуют знания конкретных величин, входящих в выражения (5), (6) неизвестных коэффициентов. Следует отметить, что коэффициент затухания и скорость звука упругих волн, распространяющихся в исследуемом материале, кроме пористости, зависят от размеров зерен. Однако, как показано ниже, в рассматриваемом температурном диапазоне ГИП размеры зерен меняются достаточно мало по сравнению с изменением уровня пористости, что позволяет при разработке инженерных методик контроля пористости таким изменением пренебречь.

Форма импульса $S(t, x)$, прошедшего расстояние x в пористом материале, определяется с помощью обратного преобразования Фурье:

$$S(t, 0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega, 0) K_i(\omega, x) e^{j\omega t} d\omega. \quad (7)$$

Будем рассматривать достаточно узкополосные сигналы (т.е. достаточно длинные импульсы), обычно излучаемые типичными пьезопреобразователями. Для таких импульсов допустима линеаризация зависимостей $\alpha(\omega)$ и $V(\omega)$ в области несущей частоты ω_0 :

$$\alpha(\omega) = (k_1 + k_2 P) \omega_0^3 (\omega - 3\omega_0), \quad (8)$$

$$V(\omega) = V_0 [1 - k_3 P - k_4 P \omega_0 (2\omega - \omega_0)]. \quad (9)$$

Подставив соотношения (8) и (9) в выражения для передаточной функции (4) и выполнив интегрирование, получим выражение для формы импульса на расстоянии x от границы среды:

$$S(t, x) = A(x) e^{-k(t')^2} \cos\{\omega_0(x) + K_{\text{см}} t' + \varphi_0 - \Delta\varphi(x)\}, \quad (10)$$

где

$$A(x) = A \left[1 - 16k^2 \frac{x}{V_0} (1 + 2k_3 P) k_4^2 P^2 (\omega_0(x))^2 \right] \times \exp \left[- (k_1 + k_2 P) x (\omega_0(x))^4 + 16k \frac{x}{V_0} (1 + 2k_3 P) k_4 P (\omega_0(x))^2 \right]; \quad (11)$$

$$t' = t - \frac{x}{V_0} (1 + k_3 P + k_4 P (\omega_0(x))^2); \quad (12)$$

$$\omega_0(x) = \omega_0 - 8(k_1 + k_2 P) x \omega_0^3; \quad (13)$$

$$K_{\text{см}} = \frac{\partial(\omega_0(x))}{\partial t} = 8k^2 \frac{x}{V_0} (1 + k_3 P) k_4 P (\omega_0(x)); \quad (14)$$

$$\Delta\varphi(x) = 4 \frac{x}{V_0} (1 + k_3 P) K_{\text{см}} \omega_0(x) [k + (\omega_0(x))^2] P. \quad (15)$$

Выражения (11)—(15) показывают, что при распространении импульса в пористой среде имеют место следующие эффекты:

в зависимость амплитуды огибающей импульса от акустического пути в качестве параметра входит величина пористости (формула (11));

возникает линейно возрастающее с расстоянием смещение средней частоты, причем величина нарастания смещения пропорциональна пористости;

появляется линейная частотная модуляция радиоимпульса с коэффициентом модуляции, зависящим от пористости и линейно возрастающим с расстоянием;

возникает линейно возрастающий с расстоянием сдвиг фазы между огибающей и несущей радиоимпульсов, который также зависит от пористости.

Любой из описанных эффектов может быть использован для определения величины пористости. Выбор того или иного эффекта для построения конкретного инженерного алгоритма оценки пористости целесообразно определять в каждом случае отдельно в зависимости от того, на какой из параметров упругого импульса величина пористости оказывает наибольшее влияние.

Выражения (11)—(15), как отмечалось выше, получены при трех сильных предположениях: спектр импульса достаточно узок, форма его гауссова, а частота заполнения постоянна, но практически ни одно из этих предположений строго не выполняется. Однако, как показывают экспериментальные исследования, все эффекты, описываемые этими выражениями, имеют место и в случае обычных упругих импульсов, сформированных пьезоэлектрическими или электромагнитно-акустическими преобразователями. Кроме того, с помощью специального численного эксперимента было установлено, что осциллограммы реальных сигналов могут быть с удовлетворительной точностью аппроксимированы выражениями (11)—(15), в которых величина P рассматривается как параметр. Отсюда следует, что при необходимости реальный упругий импульс, излученный в исследуемую среду, можно рассматривать как первоначально гауссовый, прошедший некоторую модельную среду со своей пористостью. Таким образом, алгоритмы оценки величины P , которые могут быть построены на базе выражений (11)—(15), допустимо использовать, если полученные информативные акустические параметры заменить на разности между соответствующими параметрами для импульса, прошедшего некоторый акустический путь в исследуемом материале и импульсом на входе в материал.

Все приведенные выше соотношения построены для упругих импульсов. Параметры электрических радиоимпульсов, фактически наблюдаемых в эксперименте, могут существенно отличаться, однако если измерительные методики строятся на базе сравнения параметров импульсов, прошедших различный акустический путь, то можно избежать целого ряда отрицательных эффектов, связанных с влиянием электрического тракта.

Будем использовать формулу (6) в качестве базовой для построения методики оценки пористости материала на основе метода оценки скорости упругих волн.

Многими авторами [8, 9, 11, 12 и др.] экспериментально установлено значительное влияние степени пористости на абсолютное значение скорости звука, существенно превышающее значение дисперсионных добавок. В этой связи рассмотрим простой вариант оценки пористости, который, с одной стороны, основан на высокой чувствительности к ней абсолютного значения скорости, а, с другой, не требовал бы эту скорость непосредственно измерять на реальных объектах.

Выводы работ [8, 12] позволяют пренебречь дисперсионными добавками. Это позволяет записать выражение (6) для объемных волн двух типов — продольной V_l и поперечной V_t — в виде:

$$V_l = V_l^0 (1 - k_l P); \quad (16)$$

$$V_t = V_t^0 (1 - k_t P), \quad (17)$$

где V_l^0 и V_t^0 — скорости упругих волн соответствующих типов для беспористого материала и константы материала.

При разработке измерительных методик мы будем использовать эхо-импульсный метод, высокая информативность которого отмечена выше. Использовались прямые совмещенные преобразователи, что существенно повышает точность расчетных алгоритмов определения временных характеристик, поскольку диаграммы направленности излучателя и приемника в этом случае совпадают.

В качестве информативного измеряемого параметра, не зависящего от толщины материала в зоне измерений целесообразно использовать следующий:

$$d = \frac{V_t}{V_l} = \frac{t_{l,1,n}}{t_{t,1,n}}, \quad (18)$$

где $t_{l,1,n}$, $t_{t,1,n}$ — задержки n -х отраженных импульсов соответствующих типов волн относительно первых отраженных импульсов.

Информативность параметра в задачах контроля рассеянных повреждений показана в работах [29—31 и др.], кроме того, его использование рекомендовано национальным стандартом ГОСТ Р 57283—2016 «Расчеты и испытания на прочность. Акустический метод определения поврежденности при малоцикловой усталости стали. Общие требования»

Как следует из формул (16), (17), связь параметра d с величиной пористости можно записать в виде:

$$d = d_0 \frac{1 - k_t P}{1 - k_p P}, \quad (19)$$

где d_0 — значение параметра d для беспористого материала.

Как экспериментально показано ниже, формулу (19) можно линеаризовать и записать следующим образом:

$$d = d_0 (1 + k_p P), \quad (20)$$

где $k_p = k_l - k_t$.

Из формул (19), (20) следуют расчетное выражение для определения величины пористости:

$$P = \frac{d - d_0}{k_p d_0}. \quad (21)$$

Полученные соотношения показывают, что чувствительность параметра d к величине пористости в решающей степени зависит от разности коэффициентов k_l и k_t .

Кроме достаточно очевидного параметра d , не зависящего от толщины материала, выражения (11)—(15) позволяет получить еще одну характеристику, чувствительную к величине пористости и также не зависящую от толщины.

Подставив выражение (13) в соотношение (6), получим формулу для скорости распространения фазы импульса, соответствующей центральной спектральной частоте:

$$V[(\omega_0(x))] = V_0 [1 - k_3 P - k_4 P (\omega_0(x))^2 + 16 k_1 k_4 P x (\omega_0(x))^4]. \quad (22)$$

Выражение (22) показывает, что скорость перемещения фазы импульса, соответствующей центральной частоте, увеличивается в процессе распространения импульса (своеобразное «ускорение» импульса, причем интенсивность этого увеличения пропорциональна пористости P).

Для многократно отраженных импульсов формула (22) приобретает вид:

$$\frac{2h}{t_{n,n+1}} = V_0 - AP - BP + 2nhCP, \quad (23)$$

где $A = k_3 V_0$, $B = k_4 V_0 \omega_0^2$, $C = 16 k_1 k_4 V_0 \omega_0^4$.

Из (23), пренебрегая поправками второго порядка малости, легко получить соотношение между задержками $t_{1,2}$, $t_{n,n+1}$ и величиной пористости, не содержащее неизвестной толщины материала:

$$R_n = \frac{t_{1,2} - t_{n,n+1}}{t_{1,2}^2} = CP(n-1). \quad (24)$$

Уравнение (24) можно рассматривать как уравнение линейной регрессии без свободного члена функции R_n по переменной $(n-1)$, при этом пористость определяет значение единственного коэффициента регрессии.

В данной работе для сравнения с результатами метода, базирующегося на измерении скорости звука, использовался метод, основанный на измерении коэффициентов затухания для волн обоих типов.

Коэффициенты затухания рассчитывались по уточненной по сравнению с обычными формуле:

$$\alpha(\omega) = \frac{1}{4(n-m)h} \ln \frac{E_m}{E_n} - \Delta\alpha_n, \quad (25)$$

где E_i — энергия i -го отраженного импульса, рассчитываемая по формуле:

$$E_i = \sum_{j=j_{mi}}^{j_{max}} P_j^i, \quad (26)$$

P_j^i — спектральная плотность мощности i -го отраженного импульса, рассчитываемая с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) в диапазоне спектральных частот от f_{\min} до f_{\max} , соответствующих значениям 0,9—0,95 от максимума энергетического спектра импульса;

$$i_{\min} = \text{Int} \left(\frac{f_{\min} N_{\text{БПФ}}}{f_d} \right) \text{ до } i_{\max} = \text{Int} \left(\frac{f_{\max} N_{\text{БПФ}}}{f_d} \right); N_{\text{БПФ}} \text{ — общее число отсчетов сигнала при БПФ}$$

(с учетом добавленных нулей); f_d — частота дискретизации сигнала, составляющая для используемого нами ИВК «АСТРОН» (№ в Государственном реестре средств измерений 67552-17) 180 МГц, число точек $N_{\text{БПФ}}$ при БПФ составляло 2^{13} ; $\Delta\alpha_d$ — дифракционная поправка, определяемая в соответствии с кривой дифракционного ослабления, приведенной в [32].

ОБРАЗЦЫ И МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЙ

В работе исследовали образцы в форме цилиндров высотой 25 мм и диаметром 15 мм, полученные методом ГИП из стали X12МФ. Образцы изготавливали следующим образом [4]:

вибрационная засыпка порошка в капсулы;

дегазация в вакууме;

нагрев с всесторонним сжатием.

Химический состав исследуемых сплавов показан в табл. 1.

Таблица 1

Химический состав исследуемых сплавов

Марка	C	Si	Mn	P	S	Cr	Mo	Ni	V	Ti	Cu	W	Fe
X12МФ	1,45—1,65	0,1—0,4	0,15—0,45	<0,03	<0,03	11—12,5	0,4—0,6	<0,35	0,15—0,3	—	<0,3	—	~84

В результате прессования при различных температурах и давлениях получили образцы с различной плотностью (табл. 2). Плотность образцов измерялась методом гидровзвешивания в соответствии с ГОСТ 18898—89 «Методы определения плотности содержания масла и пористости». В соответствии с ГОСТ 18898—89, относительная плотность определяется как отношение плотности спеченного сплава к плотности литого. Поскольку, как показано ниже, при температуре ГИП, равной 1150 °С, плотность литого и спеченного сплава практически совпадают, плотность последнего использовалась для расчета относительной плотности.

Таблица 2

Результаты измерения плотности образцов X12МФ

Марка	Цикл ГИП		Плотность, кг/м ³ ×10 ⁻³	Относительная плотность
	Температура, °С	Давление, МПа		
X12МФ	670	98	6,07	0,79
	700	93,6	6,13	0,80
	750	97,6	6,65	0,87
	800	106	6,96	0,91
	900	113	7,26	0,95
	1150	160	7,65	1,00

Микроструктурные исследования образцов проводили на металлографическом микроскопе Keyence VHX-1000. Для выявления структурных составляющих стали X12МФ применяли электрохимическое травление в 10 % растворе щавелевой кислоты по режиму 5В, 2А в течение 30 с.

Для различных температур и давлений ГИП были получены изображения микроструктур исследуемого сплава (рис. 1).

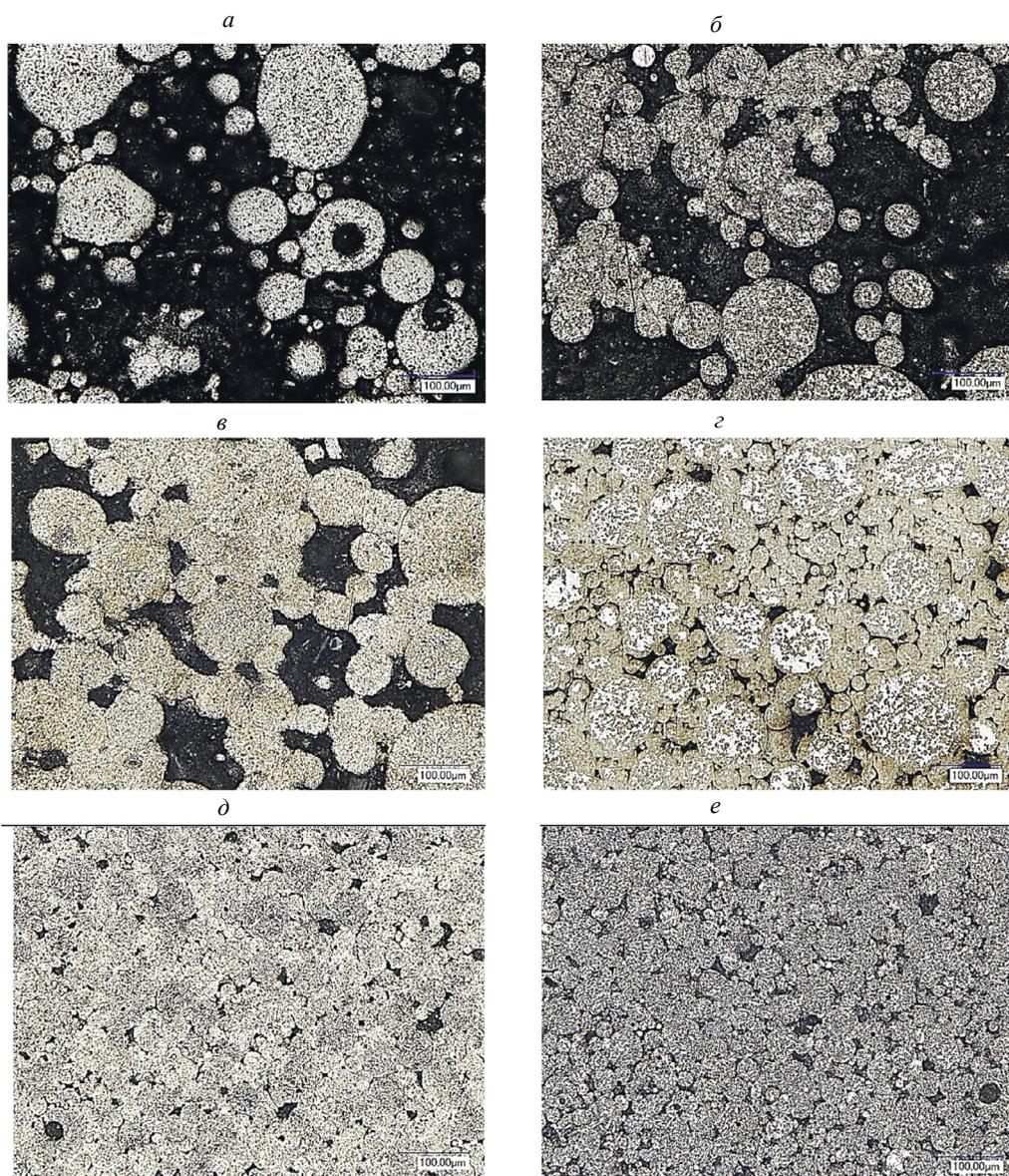


Рис. 1. Микроструктура сплава X12МФ после различных температур ГИП, $\times 500$:
a — 670 °С; *б* — 700 °С; *в* — 750 °С; *г* — 800 °С; *д* — 900 °С; *е* — 1150°С.

Как видно из результатов микроструктурных исследований, представленных на рис. 1, при температуре 670 °С в структуре наблюдаются практически неспеченные в результате ГИП частицы порошка. Дальнейшее повышение температуры ГИП выше 800 °С и давления в газостате приводит к уменьшению пористости материала и спеканию частиц материала. При 1150 °С и давлении 160 МПа наблюдается зеренная структура материала с размером зерна, определяемым исходными размерами частиц. При таких значениях параметров ГИП имеем наибольшую плотность, совпадающую с плотностью литого сплава.

На рис. 2 приведены результаты оценки относительной плотности материала, полученного при каждой температуре ГИП.

Полученные зависимости относительной плотности от температуры ГИП коррелируют с результатами проведенных ранее исследований для никелевого сплава ВЖ159 [4].

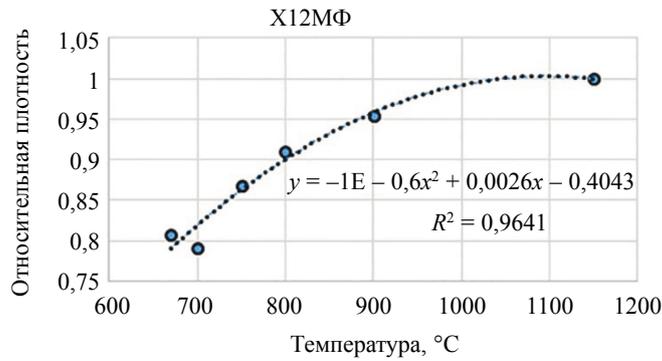


Рис. 2. Зависимости относительной плотности от температуры ГИП.

Величину пористости по P рассчитывали по формуле:

$$P = 1 - \rho_{\text{отн}}, \quad (27)$$

где $\rho_{\text{отн}}$ — величина относительной плотности.

Как видно из табл. 2 и рис. 2, значения пористости от 0 до 5 %, реально встречающейся в деталях, изготовленных по технологии ГИП, реализуются в диапазоне температур прессования от 900 до 1150 °C. Акустические измерения проводили на образцах, изготовленных в данном диапазоне температур ГИП.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Акустические измерения проводили с использованием измерительно-вычислительного комплекса «АСТРОН», позволяющего проводить прецизионное измерение амплитудно-временных параметров акустических импульсов и программную обработку результатов в реальном масштабе времени. Метрологически обеспеченная погрешность определения временных интервалов составляет 2 нс, а при дополнительной обработке недетектированных сигналов средствами программного обеспечения ИВК соответствующая погрешность уменьшается до 1 нс.

Использовали прямые совмещенные пьезопреобразователи продольных и поперечных волн с пьезопластинками в форме квадрата со стороной 4 мм.

Для первого (классического) варианта определения пористости с помощью информативного параметра d с целью исключения влияния неравенства акустических путей в случае двухкомпонентных (содержащих продольно и поперечно поляризованные пьезопластинки) преобразователей применяли оригинальный преобразователь, изготовленный в соответствии с патентом [33]. Особенностью данного преобразователя является то, что его активный элемент — пластинка из пьезокерамики ЦТС 19, вырезанная из поляризованного полуфабриката под углом 20° к направлению поляризации полуфабриката. Такой преобразователь излучает одновременно продольные и поперечные горизонтально поляризованные упругие импульсы из одной точки ввода, что обеспечивает абсолютное равенство акустических путей для импульсов обоих типов. Частота поперечных волн составляла 5 МГц, продольных — 8 МГц. Для уменьшения помех поперечные и продольные импульсы возбуждались поочередно с использованием цифровой фильтрации и соответствующей перестройки параметров зондирующего генератора, что обеспечивалось средствами программного обеспечения ИВК «АСТРОН».

Для второго, оригинального метода использовали преобразователи поперечных волн с частотой 5 МГц.

Коэффициенты затухания измеряли на частоте 5 МГц для обоих типов волн.

В соответствии с [32], длину ближней зоны можно оценить по формуле:

$$N \approx 1,37 \frac{a^2 f}{V}, \quad (28)$$

где a — сторона квадрата.

Формула (28) в нашем случае дает значение порядка 20 мм для продольных и порядка 35 мм для поперечных волн, это означает, что для наших образцов отсчеты сигналов, соответствующие первому донному импульсу, находятся заведомо в дальней зоне, где звуковое давление изменяется монотонно.

На рис. 3 приведены типичные осциллограммы импульсов поперечных волн для цилиндрических образцов.

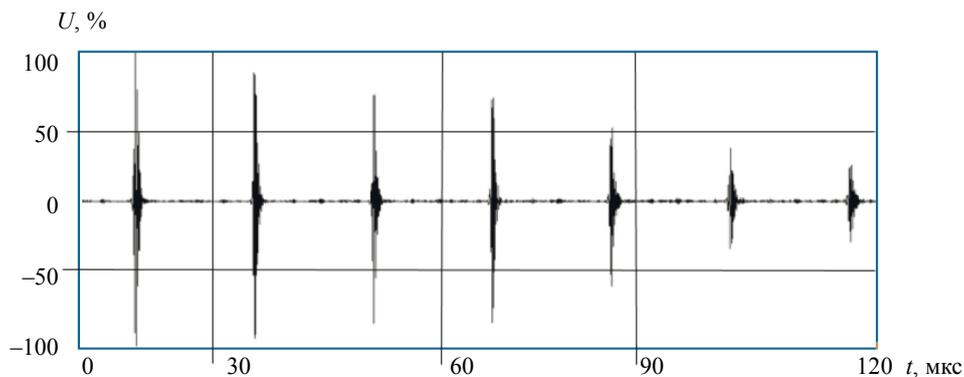


Рис. 3. Типичные осциллограммы отраженных импульсов.

Для проверки эффективности первого варианта метода, основанного на использовании независящего от толщины параметра d , рассчитываемого по формуле (18), проводили измерения задержек $t_{t,1,4}$, $t_{l,1,4}$ четырех отраженных импульсов относительно первых отраженных.

На рис. 4 приведены зависимости скоростей продольных и поперечных волн от степени пористости P .

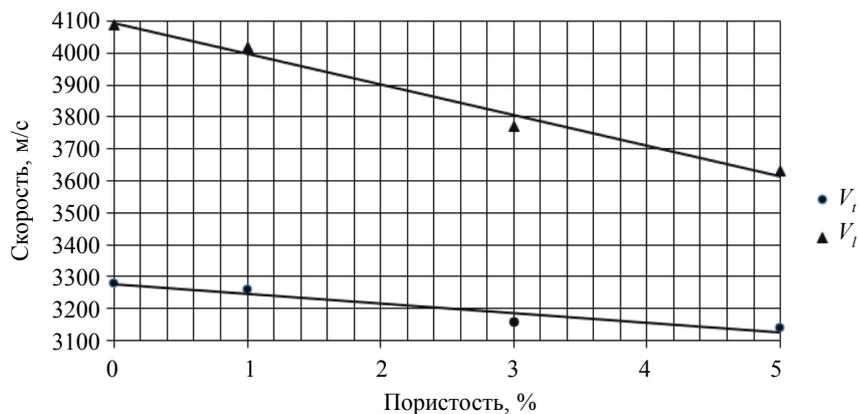
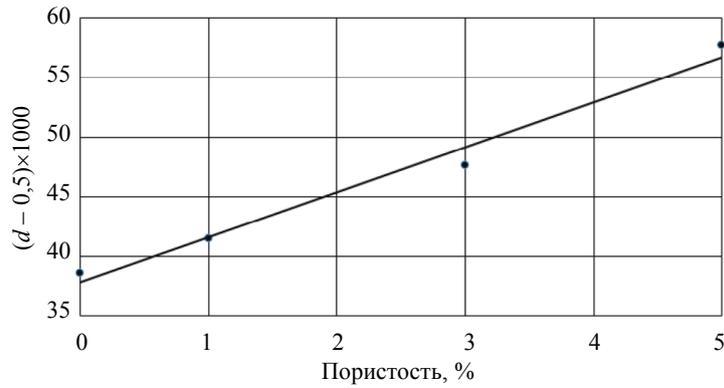


Рис. 4. Зависимости скоростей упругих волн от степени пористости.

Из рис. 4 видно, что $k_t = -\frac{1}{V_t^0} \frac{\partial V_t}{\partial P} > k_l = -\frac{1}{V_l^0} \frac{\partial V_l}{\partial P}$, поэтому параметр d должен быть чувствителен к степени пористости.

Этот вывод подтверждает рис. 5, на котором приведен график зависимости $d(P)$.

Достоверность линейной аппроксимации зависимости $d(P)$ составляет 0,99. Таким образом, в рамках данной методики возможна оценка пористости на основании измерения параметра d с использованием расчетной формулы (21).

Рис. 5. Зависимость параметра d от степени пористости.

Оценим погрешность определения пористости по формуле (21), ее значение можно рассчитать как

$$\Delta P \approx \frac{\sqrt{(d_0)^2 (\Delta d)^2 + (\bar{d})^2 (\Delta d_0)^2}}{k_p (d_0)^2}. \quad (29)$$

Абсолютная погрешность определения параметра d по формуле (19) определяется относительными погрешностями определения задержек $t_{t,1,4}$, $t_{l,1,4}$, приблизительно равных 50 и 25 мкс соответственно:

$$\Delta d = \sqrt{\left(\frac{\Delta t}{t_{t,1,4}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta t}{t_{l,1,4}}\right)^2}, \quad (30)$$

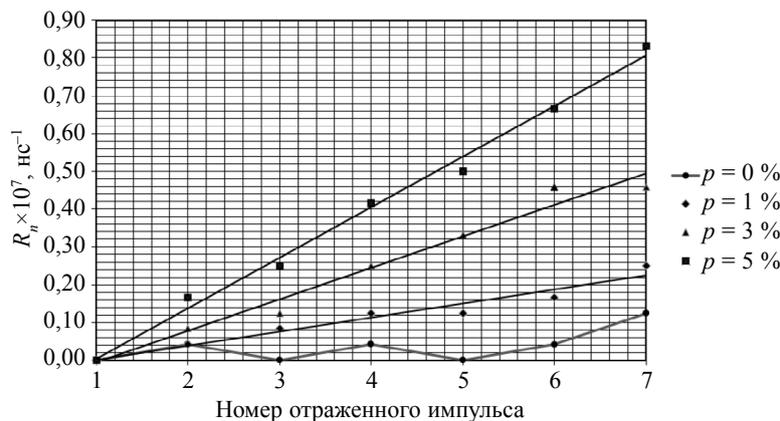
где Δt — абсолютная погрешность определения задержки, равная для ИВК «АСТРОН» 2 нс.

Из (30) получаем $\Delta d \approx 10^{-4}$.

Если рассматривать формулу (20) как уравнение линейной регрессии, то для погрешности коэффициента k_p получим:

$$\Delta k_p = \frac{\Delta d}{d_0 \sqrt{\sum_{i=1}^{N_p} (P_i - \bar{P})^2}}, \quad (31)$$

где P_i — значения пористости исследуемых образцов; \bar{P} — среднее значение пористости; N_p — количество образцов.

Рис. 6. Зависимость параметра «ускорения» R_n от номера отраженного импульса.

Из (31) следует: $\Delta k_p \approx 0,5 \times 10^{-4}$.

Таким образом, погрешность определения с помощью данной методики в соответствии с (29) составляет $\Delta P \approx 0,2 \%$.

Для оценки возможностей второго варианта метода, основанного на эффекте «ускорения» отраженных импульсов (формула (23)), измеряли задержки между n -м и $n+1$ -м импульсами для $n=1, 2 \dots 7$.

Зависимость параметра «ускорения» импульсов $R_n = \frac{t_{1,2} - t_{n,n+1}}{t_{1,2}^2}$ (формула (24)) от номера отраженного импульса приведена на рис. 6.

Для беспористого образца зависимость $R_n(n)$ не выявляется (достоверность аппроксимации $R^2 = 0,36$), для остальных образцов величина R^2 превышает значение 0,95, что позволяет говорить о корректности линейной аппроксимации для пористых образцов.

Из формулы (24) следует, что коэффициенты регрессионной зависимости $R_n(n)$ связаны с величиной CP .

На рис. 7 приведен график зависимости $CP(P)$.

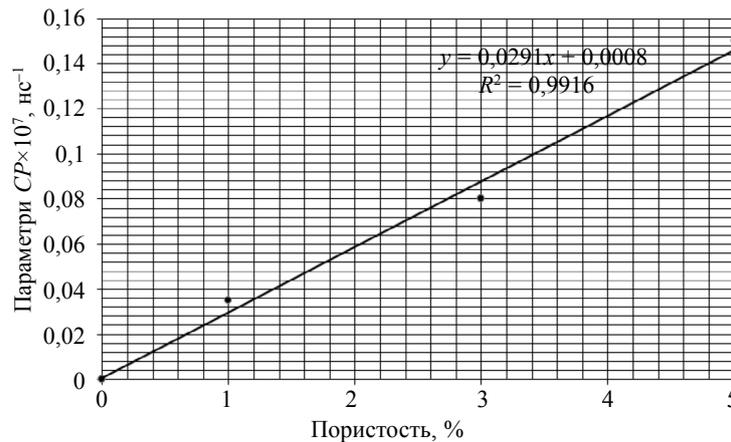


Рис. 7. График зависимости $CP(P)$.

Из рис. 7 видно, что зависимость $CP(P)$ с высоким уровнем достоверности (более 0,99) аппроксимируется прямо пропорциональной зависимостью, из чего следует, что величина коэффициента C в формуле (24) действительно постоянна и для исследуемого материала $C \approx 2,9 \times 10^{-9} \text{нс}^{-1}$.

Таким образом, величина пористости может быть определена на основании регрессионной обработки экспериментально полученной зависимости:

$$R_n = f(n-1). \quad (32)$$

При этом зависимость (26) аппроксимируется уравнением линейной регрессии без свободного члена с коэффициентом K_R , а величина пористости вычисляется по простой формуле:

$$P = \frac{K_R}{C}, \quad (33)$$

где величина C , как видно из формулы (23), зависит от скорости упругих волн в материале V_0 и используемой частоты преобразователя ω_0 , являясь постоянной в конкретных условиях эксперимента.

Значение погрешность определения пористости по формуле (33) записывается следующим образом:

$$\Delta P = \sqrt{\frac{(\Delta K_R)^2}{(\bar{C})^2} + \frac{(\bar{K}_R)^2 (\Delta C)^2}{(\bar{C})^4}}, \quad (34)$$

где \bar{C} , \bar{K}_R — средние значения величин C , K_R ; ΔC , ΔK_R , ΔC — их абсолютные погрешности, определяемые путем статистической обработки экспериментальных результатов, приведенных на рис. 6, 7.

Для нашего случая получено: $\bar{C} \approx 2,9 \times 10^{-9} \text{ нс}^{-1}$, $\bar{K}_R \approx 0,08 \times 10^{-9} \text{ нс}^{-1}$, $\Delta C \approx 0,2 \times 10^{-9} \text{ нс}^{-1}$, $\Delta K_R \approx 0,01 \times 10^{-9} \text{ нс}^{-1}$, откуда получаем погрешность измерения пористости данным способом: $\Delta P \approx 0,7 \%$.

Таким образом, обе представленные методики дают достаточно хорошие результаты. Хотя второй вариант дает меньшую точность, однако он не требует использования двух преобразователей разных типов. Данный недостаток можно обойти, если использовать электромагнитно-акустические преобразователи, но их существующие варианты не обеспечивают требуемую метрологически обеспеченную точность измерений временных интервалов.

Для сравнения рассмотрим результаты контроля пористости методом, основанный на измерении коэффициентов затухания используемых типов упругих волн.

На рис. 8 приведены графики зависимости коэффициентов затухания поперечных и продольных волн от степени пористости

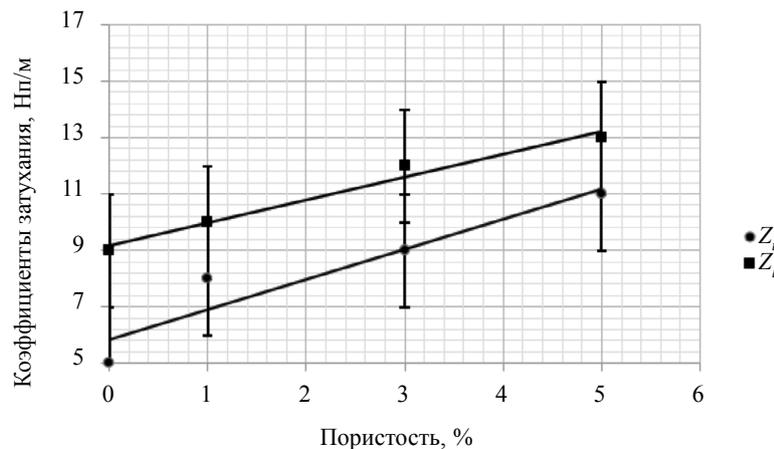


Рис. 8. Зависимость коэффициентов затухания от пористости.

С учетом погрешности определения коэффициента затухания порядка ± 2 Нп/м абсолютная ошибка определения величины пористости на основании зависимостей коэффициентов затухания для волн обоих типов оказывается не менее $\pm(2-3) \%$. Такая погрешность представляется слишком большой для контроля пористости в реальном диапазоне, допустимом для современных ГИП-материалов.

ВЫВОДЫ

1. В работе рассмотрены возможности использования различных вариантов неразрушающего спектрально-акустического метода контроля пористости порошковой стали Х12МФ на различных этапах ее горячего изостатического прессования в диапазоне остаточной пористости от 0 до 5 %.

2. Показана перспективность использования двух вариантов метода, базирующихся на использовании информативных параметров, допускающих возможность измерения временных параметров упругих импульсов на реальных объектах с односторонним подходом и неизвестным точным значением толщины в зоне измерений.

3. Экспериментальная проверка предложенных методик показала их эффективность и достаточно высокую точность определения остаточной пористости образцов из порошковой стали Х12МФ при их изготовлении методом ГИП.

4. Для сравнения проведены исследования влияния пористости на коэффициент затухания поперечных и объемных продольных волн. Несмотря на наличие выраженной регрессионной связи коэффициентов затухания с величиной остаточной пористости, ее определение на реальных объектах с использованием данной методики вряд ли может быть рекомендовано для современных материалов, изготовленных по технологии ГИП.

Исследование выполнено по гранту РФ №19-19-00332-П «Разработка научно обоснованных подходов и аппаратно-программных средств мониторинга поврежденности конструкционных

материалов на основе подходов искусственного интеллекта для обеспечения безопасной эксплуатации технических объектов в арктических условиях».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Levashov A.V., Sentyurina E.A., Loginov Z.A., Logachev P.A., Samokhin I.A.* Microstructure and thermomechanical behavior of heusler phase Ni₂AlHF-strengthened NiAl—Cr(Co) alloy produced by HIP of plasma spheroidized powder // *Materials Science and Engineering: A*. 2018. V. 729. P. 398—410.
2. *Агеев С.В., Гиришов В.Л.* Горячее изостатическое прессование в порошковой металлургии // *Металлообработка*. 2015. № 4 (88). С. 56—60.
3. *Хлыбов А.А., Рябов Д.А., Аносов М.С., Беляев Е.С.* Исследование особенностей микроструктуры и свойств металлов, полученных путем горячего изостатического прессования // *Вестник ИжГТУ имени М.Т. Калашникова*. 2021. Т. 24. № 4. С. 4—10.
4. *Хлыбов А.А., Беляев Е.С., Рябцев А.Д., Беляева С.С., Гетмановский Ю.А., Явтушенко П.М.* Влияние технологии горячего изостатического прессования на структуру и свойства изделий из порошка жаропрочного сплава ВЖ159 // *Заготовительные производства в машиностроении*. 2021. Т. 19. № 1. С. 44—48.
5. *Khomutov M., Cheverikin V., Petrovskiy P., Travyanov A., Logachev I., Smurov I., Potapkin P., Sova A.* Effect of hot isostatic pressing on structure and properties of intermetallic NiAl—Cr—Mo alloy produced by selective laser melting // *Intermetallics*. 2020. V. 120. Art. Number 106766.
6. *Huang S., Li Z., Xiong B., Zhang Y., Li X., Liu H., Yan H., Yan L.* Microstructure and Porous Defects of a Spray-Formed and Hot-Worked 7000 Aluminium Alloy // *Materials Science Forum*. 2017. V. 879. P. 1778—1782.
7. *Алешин Н.П., Григорьев М.В., Щипаков Н.А., Прилуцкий М.А., Мурашов В.В.* Применение методов неразрушающего контроля для оценки качества готовых деталей аддитивного производства // *Дефектоскопия*. 2016. № 10. С. 63—75.
8. *Алешин Н.П., Григорьев М., Щипаков Н.А., Неруши С.В.* Исследование ультразвукового метода оценки пористости изделий аддитивного производства // *Цветные металлы*. 2019. № 5. С. 45—52. DOI: 10.17580/tsm.2019.05.05
9. *Slotwinski J.A., Garboczi E.J., Hebenstreit K.M.* Porosity Measurements and Analysis for Metal Additive Manufacturing Process Control // *Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology*, 2014. V. 119. P. 494—528. DOI:10.6028/jres.119.019
10. *Wong B.S., Ong M.Y.* Non-Destructive testing of metallic 3D printed specimens. Saarbrücken, Germany: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2015. 75 p.
11. *Ren F., Case E.D., Morrison A., Tafesse M., Baumann M.J.* Resonant ultrasound spectroscopy measurement of young's modulus, shear modulus and poisson's ratio as a function of porosity for alumina and hydroxyapatite // *Philosoph. Mag.* 2009. V. 89. No. 14. P. 1163—1182.
12. *Пермикин В.С.* О диагностике ползучести теплостойких сталей по результатам изменения скорости ультразвуковых волн при неразрушающем контроле энергооборудования. 1. Датчики и устройства для измерения скорости ультразвука // *Дефектоскопия*. 2004. № 1. С. 46—58.
13. *Савченко Н.Л., Саблина Т.Ю., Севостьянова И.Н., Буякова С.П., Кульков С.Н.* Деформация и разрушение пористых хрупких материалов при различных схемах нагружения // *Известия ВУЗов. Физика*. 2015. Т. 58. № 11. С. 56—60.
14. *Adler L.* Ultrasonic method to determinate gas porosity in aluminium alloy castings: theory and experiment // *J. Appl. Phys.* 1986. V. 59. No. 2. P. 336—347.
15. *Thompson D.O., Wormley S.J., Rose James H., Thompson R.B.* Elastic wave scattering from multiple voids (porosity) // *Rev. Progr. Quant Nondestruct. Eval. Proc. S. Annu. Rev. San Diego, Calif.* 1983. V. 2A. P. 867—882.
16. *Мурашов В.В.* Определение пористости углепластиков в авиаконструкциях лазерно-акустическим способом ультразвукового контроля // *Авиационная промышленность*. 2011. № 3. С. 33—36.
17. *Мурашов В.В., Мишуров К.С.* Определение пористости углепластиков в авиационных конструкциях ультразвуковым методом // *Авиационные материалы и технологии*. 2015. № 2 (35). С. 88—92.
18. *Бойчук А.С., Мурашов В.В., Чертищев В.Ю., Диков И.А.* Определение пористости в монолитных конструкциях из углепластиков ультразвуковым эхо-методом с использованием лазерного возбуждения ультразвуковых колебаний // *Труды ВИАМ*. 2016. № 12 (48). С. 10—14.
19. *Бойчук А.С., Диков И.А., Чертищев В.Ю., Генералов А.С.* Определение пористости монолитных зон деталей и агрегатов самолета, изготавливаемых из ПКМ, с применением ультразвукового эхоимпульсного метода // *Дефектоскопия*. 2019. № 1. С. 4—9. DOI: 10.1134/S01303082190100019
20. *Бойчук А.С., Чертищев В.Ю., Диков И.А., Генералов А.С., Славин А.В.* Влияние морфологии пор на ультразвуковой контроль пористости в углепластике эхо-импульсным методом // *Контроль. Диагностика*. 2018. № 8. С. 22—29. DOI: 10.14489/td.2018.08. pp.022-029
21. *Sokolovskaya Yu.G., Podymova N.B., Karabutov A.A.* Quantitative Evaluation of Porosity in Unidirectional CFRPs Using Laser Ultrasonic Method // *Russian Journal of Nondestructive Testing*. 2020.

- V. 56. No. 3. P. 201—208. [Соколовская Ю.Г., Подымова Н.Б., Карабутов А.А. Количественная оценка пористости однонаправленных углепластиков с использованием лазерно-ультразвукового метода // Дефектоскопия. 2020. № 3. С. 14—22.]
22. Potapov A.I., Makhov V.E. Methods for Nondestructive Testing and Diagnostics of Durability of Articles Made of Polymer Composite Materials // Russian Journal of Nondestructive Testing. 2018. V. 54. No. 3. P. 151—163.
23. Sokolovskaya Y.G., Podymova N.B., Karabutov A.A. Application Of Broadband Laser-Ultrasonic Spectroscopy For Nondestructive Testing Of The Porosity In Carbon Fiber Reinforced Plastics With Various Volume Contents Of Carbon Fibers // Inorganic Materials: Applied Research. 2021. V. 12. No. 5. P. 1428—1433.
24. Cheng W., Ba J., Fu L.-Y., Lebedev M. Wave-velocity dispersion and rock microstructure // J. Petroleum Sci. and Eng. 2019. V. 183. Art. Number 106466.
25. Nikolenko P.V., Shkuratnik V.I., Chepur M.D. The effect of limestone porosity on the velocity of p- and s-waves under mechanical and thermal loading National University of Science and Technology. Moscow: MISIS, 2020. V. 56. No 5. P. 695—705.
26. Шермергор Т.Д. Теория упругости микронеоднородных сред. М.: Наука, 1977. 399 с.
27. Adler L. Ultrasonic method to determinate gas porosity in aluminium alloy castings: theory and experiment // J. Appl. Phys. 1986. V. 59. No. 2. P. 336—347.
28. Романишин Р.И., Романишин И.М. Оценка рассеянной поврежденности конструкционных материалов // Дефектоскопия. 2019. № 2. С. 25—36.
29. Хлыбов А.А., Пичков С.Н., Углов А.Л. Исследование накопления рассеянных микроповреждений в образцах из стали 08X18N10T при малоциклового усталости // Контроль. Диагностика. 2011. № 4. С. 55—61.
30. Мишакин В.В., Данилова Н.В., Курашкин К.В., Ключников В.А., Гончар А.В. Диагностика материалов конструкций на ранних стадиях усталостного разрушения и оценка НДС материала конструкций методами неразрушающего контроля // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. 2011. № 3 (27). С. 299—307.
31. Хлыбов А.А., Углов А.Л. Экспериментальное исследование закономерностей накопления усталостных повреждений в стали 08X18N10T при малоциклового блочном нагружении с использованием акустического метода // Физическая мезомеханика. 2015. Т. 18. № 6. С. 111—115.
32. Ермолов И.Н., Ланге Ю.В. Неразрушающий контроль / Справочник. В 8 т. Под общ. ред. В.В. Ключева. Т. 3. Ультразвуковой контроль. М.: Машиностроение, 2008. 864 с.
33. Углов А.Л., Андрианов В.М., Баталин О.Ю., Жуков А.Ю. Ультразвуковой датчик / Патент РФ № 2244918 G01N029/04. Опубл. 20.01.2005. Бюл. № 2.

ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ОПАСНОСТИ ТРЕЩИНОПОДОБНЫХ ДЕФЕКТОВ НА ОСНОВЕ АКУСТИКО-ЭМИССИОННОГО КОНТРОЛЯ ПРИ ЛОКАЛЬНОМ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОМ НАГРУЖЕНИИ

© 2022 г. Л.А. Прокопьев^{1,*}, Я.М. Андреев^{1,**}, Е.С. Лукин^{2,***}

¹Федеральный исследовательский центр «Якутский научный центр
Сибирского отделения Российской академии наук», Россия 677000 Якутск, ул. Петровского, 2

²Институт физико-технических проблем Севера им В.П. Ларионова Сибирского отделения

Российской академии наук, Россия 677000 Якутск, ул. Октябрьская, 1

E-mail: *l.prokopyev@yandex.ru; **yakovmich@yandex.ru 2; ***lukines@iptn.yasn.ru

Поступила в редакцию 22.07.2022; после доработки 06.10.2022

Принята к публикации 18.10.2022

Исследуются научные основы для разработки метода оценки степени опасности одиночных трещиноподобных дефектов, обнаруженных в тонколистовых металлических элементах конструкций, с помощью АЭ-контроля с использованием способа низкотемпературного нагружения. В качестве критерия предлагается использовать «критическую активность» источника АЭ, вычисленную с помощью уравнений механики разрушения и теплопроводности. Нагружение выполняется охлаждением локальной зоны кольцеобразного вида с помощью закладки диоксида углерода с температурой -78°C . При этом в результате термического сужения возникают растягивающие напряжения, нагружающие область дефекта при АЭ-контроле. Возникающие при этом температурное поле и механические напряжения рассчитаны известными теоретическими методами с помощью уравнений теплопроводности и механики разрушения. Кольцеобразный вид зоны охлаждения обуславливает инвариантность нагружения относительно угла расположения плоскости трещины. Использование критериев механики разрушения осуществляется с помощью известной степенной зависимости числа актов акустических эмиссий от коэффициента интенсивности напряжений. Таким образом, показана возможность использования критериев механики разрушения для оценки опасности трещиноподобных дефектов методом АЭ-контроля с помощью известной степенной зависимости числа актов акустических эмиссий от коэффициента интенсивности напряжений.

Ключевые слова: акустико-эмиссионный контроль, низкотемпературное нагружение, коэффициент интенсивности напряжений, число актов акустических эмиссий.

DOI: 10.31857/S0130308222120028, EDN: BUUVDP

ВВЕДЕНИЕ

Акустико-эмиссионный (АЭ) метод неразрушающего контроля является одним из перспективных методов при раннем выявлении и оценке зарождающихся трещиноподобных дефектов [1]. Из работ Данегана, Буйло и др. [2] известно о наличии степенной зависимости общего числа зарегистрированных актов акустических эмиссий от коэффициента интенсивности напряжений (КИН) для трещиноподобных дефектов. В настоящей работе исследуется возможность применения данной зависимости для более подробной оценки степени опасности трещиноподобных дефектов, классифицированных по ПБ 03-593-03 [3], как 4-й, наиболее опасный класс дефектов, с использованием критериев механики разрушения и способа локального низкотемпературного нагружения [1]. Данное исследование может позволить разработать более точный и подробный метод анализа опасных АЭ-источников, основанный на критериях механики разрушения. Поставлена следующая цель работы: расчетно-экспериментальное исследование закономерностей способа низкотемпературного нагружения при проведении акустико-эмиссионного контроля.

РАСЧЕТ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ СПОСОБА НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОГО НАГРУЖЕНИЯ

В работе исследуется возможность оценки степени опасности известного единичного источника АЭ на листовом элементе тонкостенной конструкции способом локального низкотемпературного нагружения объекта. Данный способ основан на создании локальных растягивающих напряжений в объекте в результате термических деформаций при охлаждении определенной зоны объекта контроля. При этом величина нагружения возрастает при распространении низкотемпературной зоны посредством теплопроводности. Схема нагружения показана на рис. 1.

Выбран кольцеобразный вид зоны охлаждения для инвариантности нагружения относительно угла расположения плоскости трещины, а также для уменьшения воздействия низких температур

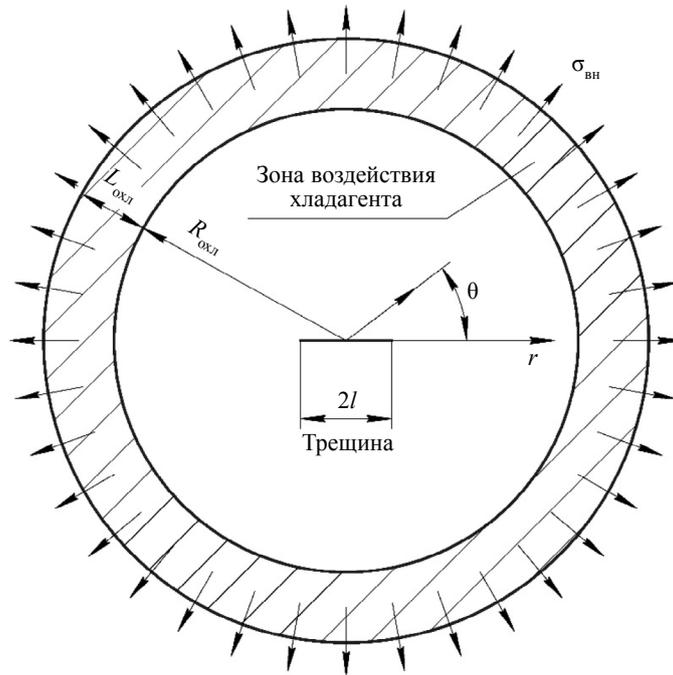


Рис. 1. Схема локального низкотемпературного нагружения.

непосредственно на область исследуемого дефекта. Размеры зоны охлаждения выбраны условно с точки зрения достаточности возникающих напряжений при нагружении и удобства проведения контроля на реальном объекте.

В настоящей работе предлагается метод оценки опасности трещиноподобных дефектов на основе сравнения активности действующего источника АЭ с теоретической активностью критического, недопустимого для исследуемого объекта контроля дефекта. В случае, если размеры найденного в ходе неразрушающего контроля дефекта неизвестны, предлагается с помощью локального низкотемпературного нагружения измерить и сравнить с «предельной» активностью данного источника АЭ. Кольцеобразный вид закладки хладагента должен обеспечить инвариантность АЭ-сигналов от угла ориентации плоских трещиноподобных дефектов.

Известно наличие степенной зависимости числа актов акустических эмиссий от коэффициента интенсивности напряжений. Наличие связи между характеристиками АЭ-сигналов и параметрами механики разрушения дает возможность вывести расчетными методами критическую активность источников АЭ, характеризующую предельное состояние материала. Данная зависимость представлена в работе [2] в следующем виде:

$$N_a = \beta K^\alpha, \quad (1)$$

где K — коэффициент интенсивности напряжений; N_a — число актов акустических эмиссий; α , β — постоянные коэффициенты, зависящие от типа нагружения, толщины образца и других условий нагружения.

При критическом значении K_c , характеризующем предельное состояние и стабильный рост трещины, число актов акустических эмиссий достигает также предельных показателей. Однако прогнозировать наступление предельного состояния и стабильный рост трещины по значениям числа актов акустических эмиссий крайне сложно, так как в данном случае требуются известные коэффициенты в вышеупомянутой степенной зависимости, характеризующие условия нагружения, текущие настройки АЭ-комплекса и так далее.

В данной работе предлагается прогнозировать достижение исследуемой трещины предельного значения коэффициента интенсивности напряжений (вязкости разрушения) использованием заранее известных и рассчитанных условий кольцеобразного низкотемпературного нагружения. Таким образом, для элемента тонколистовой стальной конструкции с центрально расположенной трещи-

ной предлагается закладка хладагента в виде твердого диоксида углерода с температурой сублимации $-78\text{ }^\circ\text{C}$. По ПБ 03-593-03[3] выставляются все необходимые настройки акустико-эмиссионного комплекса, также предварительно рассчитываются коэффициенты степенной зависимости числа АЭ актов от КИН. При заранее известных и рассчитанных коэффициентах α , β , а также известных значениях возникающих напряжений и, соответственно, КИН, становится возможным прогнозирование предельного состояния трещины по значениям числа актов акустических эмиссий с использованием зависимости (1).

С целью расчета возникающих напряжений для выбранной схемы нагружения проведено математическое моделирование данной схемы охлаждения со следующими допущениями и краевыми условиями: решается двумерная осесимметричная задача, в непосредственной зоне контакта с хладагентом действует граничное условие первого рода с постоянной температурой, равной температуре хладагента; все поверхности теплоизолированы, теплота передается теплопроводностью материала объекта. Стандартные решения краевых задач теплопроводности со смешанными граничными условиями приведены в [4]. Для простоты рассматривается одномерное распространение теплоты в теплоизолированной среде. С левой стороны, соответствующей центру нашей модели, реализуется граничное условие второго рода, подразумевающее наличие теплоизоляции. С правой стороны, соответствующей границе закладки хладагента, реализуется граничное условие первого рода с постоянной температурой, равной температуре хладагента. Другие источники или оттоки теплоты отсутствуют. Решается температурное поле в виде разницы температур от первоначальной, в радиальном направлении от центра модели до внутренней границы закладки хладагента. Температурное поле по координате в каждый момент времени выражается по формуле (2), которая описывает стандартное решение краевой задачи теплопроводности со смешанными граничными условиями и приведена в [4]:

$$u_1(r, t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4(t_0 - t_{\text{охл}}) \left[2 \sin\left(\frac{\pi k}{2}\right)^2 - 1 \right]}{\pi(2k-1)} \cos\left[\frac{\pi(2k-1)}{2R_{\text{охл}}} r\right] e^{-a_1 \left(\frac{2k-1}{2}\right)^2 \left(\frac{\pi}{R_{\text{охл}}}\right)^2 \tau}, \quad (2)$$

где t_0 — температура всей модели до закладки хладагента, $^\circ\text{C}$; $t_{\text{охл}}$ — температура хладагента, $^\circ\text{C}$; $R_{\text{охл}}$ — координата, на которой действует граничное условие первого рода с постоянной температурой, равной температуре хладагента; τ — время.

С использованием осесимметричной конфигурации решаемой схемы, приведенной на рис. 1, можно для любого луча $\theta = -\pi, \dots, +\pi$ применить вышеприведенное стандартное решение в виде формулы (2) с изменением расположения граничных условий. Таким образом, в зоне контакта хладагента с поверхностью образца, т.е. на отрезке $R_{\text{охл}} < r < R_{\text{охл}} + L_{\text{охл}}$, действует граничное условие $t = t_{\text{охл}}$. Вне зоны охлаждения, т.е. при $0 < r < R_{\text{охл}}$ и при $R_{\text{охл}} + L_{\text{охл}} < r$, температурное поле описывается формулой (2) со смещениями по оси r и заменой знака для соответствия с граничными условиями решаемой схемы нагружения. В таком случае, с учетом граничных условий для любого луча $\theta = -\pi, \dots, +\pi$ (рис. 2), температурное поле в области участка охлаждения выражается в следующем виде:

$$u(r, t) = \begin{cases} u_1(r, t) + t_{\text{охл}} & \text{при } 0 < r \leq R_{\text{охл}} \\ t_{\text{охл}} & \text{при } R_{\text{охл}} < r \leq R_{\text{охл}} + L_{\text{охл}} \\ u_1(2R_{\text{охл}} + L_{\text{охл}} - r, t) & \text{при } R_{\text{охл}} + L_{\text{охл}} < r \end{cases}. \quad (3)$$

Геометрические размеры $R_{\text{охл}} = 200\text{ мм}$, $L_{\text{охл}} = 50\text{ мм}$ выбраны для удобства закладки хладагента для реального объекта контроля и в случае необходимости могут быть изменены.

Температурное поле модели по оси r в четырех моментах времени нагружения представлен на рис. 2.

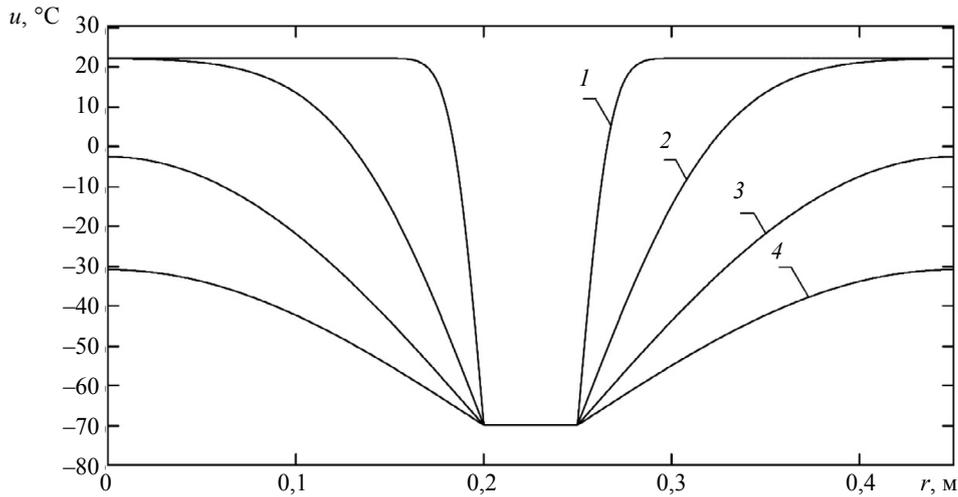


Рис. 2. Температурное поле модели в разных моментах времени нагружения:
1 — через 5 с; 2 — через 100 с; 3 — через 500 с; 4 — через 800 с.

ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ОПАСНОСТИ ТРЕЩИНОПОДОБНОГО ДЕФЕКТА НА ОСНОВЕ СПОСОБА НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОГО НАГРУЖЕНИЯ И КРИТЕРИЕВ МЕХАНИКИ РАЗРУШЕНИЯ

Напряжения, возникающие в результате термического сужения, выражаются через известный коэффициент линейного расширения материала. Если разница между начальным и текущим значением температуры материала в заданном участке задано неявно, через распределение поля температур, то средняя суммарная разница температуры в заданном участке определяется путем интегрирования температурного поля на заданном участке. В таком случае при известных значениях распределения температурного поля в каждый момент времени, а также с учетом осесимметричного вида кольцеобразного охлаждения, можно выразить возникающие в результате термического сужения радиальные напряжения, действующие по любому лучу $\theta = -\pi, \dots, +\pi$ (см. рис. 2):

$$\sigma_{rr}(t) = \alpha_t E \frac{\int_0^{L_{\text{обр}}} u(t, r) dr}{L_{\text{обр}}}, \quad (4)$$

где $L_{\text{обр}}$ — общая длина рассматриваемого температурного поля образца.

При наличии в модели центрально расположенной трещины коэффициент интенсивности напряжений (КИН) рассчитывается по известным формулам механики разрушения. Радиальные напряжения, возникающие в результате термического сужения, в самом деле возникают в теле модели по мере теплового воздействия на объект. Данные напряжения удобно представить в виде распределенной нагрузки, направленной в радиальном направлении от центра модели, действующей по срединной линии зоны воздействия хладагента. Из известных схем из справочника по КИН [5], наиболее соответствующей данной схеме низкотемпературного нагружения, является схема нагружения диска с центрально расположенной трещиной под распределенной нагрузкой $\sigma_{\text{вн}} = \sigma_{rr}$. Формула для выражения КИН в данном случае представлена в следующем виде [5]:

$$K_1 = \sigma_{rr} \sqrt{\pi a} \cdot F(a, R), \quad (5)$$

где K_1 — КИН по первой моде нагружений; a — полудлина трещины; R — радиус диска; $F(a, R)$ — поправочный коэффициент, который для данной схемы нагружения представлен в виде [5]:

$$F(a, R) = \frac{1 - 0,5C + 1,6873C^2 - 2,671C^3 + 3,32027C^4 - 1,8935C^5}{\sqrt{1 - C}}, \quad (6)$$

где $C = a/R$.

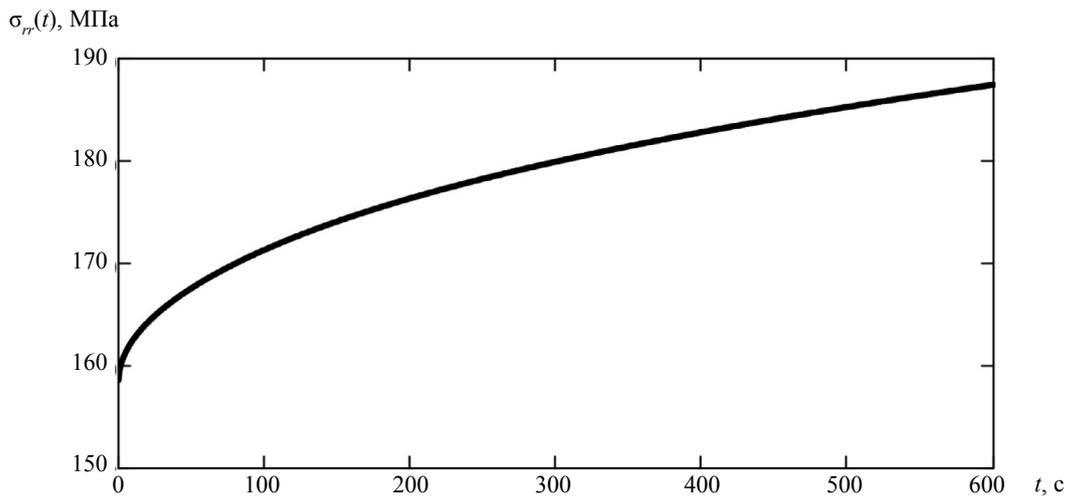


Рис. 3. Изменение расчетных величин радиальных напряжений, возникающих в результате термического сужения, при перераспределении температурного поля по времени.

Расчетные величины КИН при трех разных значениях полудлины трещины ($a = 0,005$; $a = 0,01$; $a = 0,015$) представлены на рис. 4.

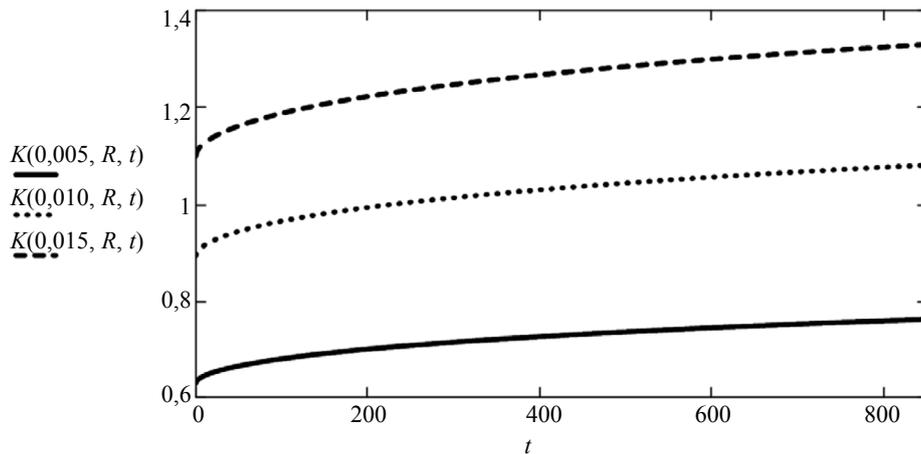


Рис. 4. Расчетные величины КИН при трех разных значениях полудлины трещины ($a = 0,005$; $a = 0,01$; $a = 0,015$) по времени низкотемпературного нагружения.

При известных значениях коэффициентов α , β в формуле (1) можно приблизительно выразить прогнозируемое количество актов акустических эмиссий, соответствующее достижению трещиной вязкости разрушения материала при некоторой «критической длине» трещины l_c . В настоящее время имеются сложности в подобном прогнозировании ввиду зависимости коэффициента β в формуле (1) от множества факторов, таких как скорость регистрации АЭ-сигналов, мертвое время и т.д. Однако показатель степени β в большей степени характеризует свойства материала и тип нагружения и показывает чувствительность количества актов АЭ к изменению значения КИН. Следовательно, для фиксированных условий нагружения и известных значениях возникающих нагрузок можно использовать параметр активности источника АЭ, также характеризующий рост количества АЭ-актов при увеличении нагрузки, для оценки степени опасности трещиноподобных дефектов.

В ПБ03-593-03[3] приведены способы классификации источников АЭ с использованием различных параметров, характеризующих опасность дефектов. Одним из таких параметров является активность источника АЭ, выражаемый в следующем виде [3]:

$$F = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \frac{N_{k+1}}{N_k}, \quad (7)$$

где N_k — число событий в k -м интервале оценки параметров; $k = 1, 2, \dots, K$ — номер интервала оценки параметров.

В настоящей работе для оценки степени опасности трещиноподобных дефектов нами предлагается использовать «критическую активность» источника АЭ, соответствующую активности трещиноподобного дефекта с недопустимой длиной l_c согласно действующим нормативным документам для исследуемого объекта контроля. Для расчета критической активности построена расчетная зависимость числа актов акустической эмиссии от времени при низкотемпературном нагружении, соответствующая источнику АЭ в виде трещины с критической длиной l_c , что показано на рис. 5.

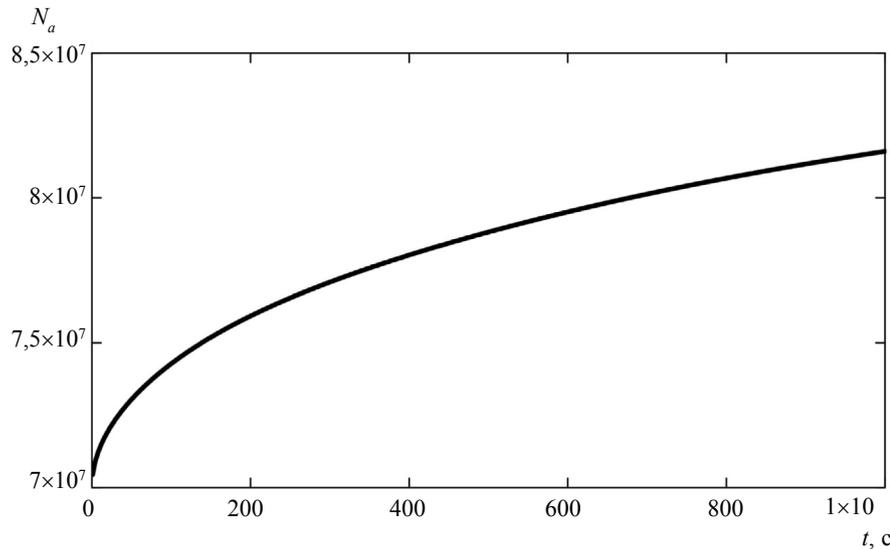


Рис. 5. Расчетная зависимость числа актов АЭ от времени локального низкотемпературного нагружения.

При проведении АЭ-контроля с использованием низкотемпературного нагружения время является важнейшим параметром, так как величина нагружения определяется скоростью распространения теплоты в теле образца. В настоящей работе выбрано оптимальное, с точки зрения удобства проведения контроля и охвата основных информативных сигналов, расчетное время регистрации АЭ-сигналов при реализации способа низкотемпературного нагружения, равное 800 секундам.

Заметим, что в настоящей работе, кроме коэффициентов α , β , все используемые при моделировании низкотемпературного нагружения параметры являются расчетными, основанными на уравнениях теплопроводности и механики разрушения. Коэффициенты $\alpha = 1,02 \cdot 10^{-0,2}$, $\beta = 0,995 \cdot 10^8$ определены в результате эксперимента для определенных условий нагружения, таких как материал и толщина образца, выставленные на комплексе АЭ-параметры: время регистрации, мертвое время и т.д.

Далее, по формуле (7) рассчитана «критическая активность» источника АЭ, соответствующая источнику АЭ в виде трещины с критической длиной l_c . Таким образом, применение кольцеобразного локального низкотемпературного нагружения дает возможность сравнивать активность неопределенного источника АЭ с «критической активностью».

РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

В работе предлагается использование способа кольцеобразного локального низкотемпературного нагружения для разработки метода оценки степени опасности одиночных трещиноподобных дефектов, обнаруженных в тонколистовых металлических элементах конструкций с помощью

АЭ-контроля. В качестве критерия метода оценки предложено использовать «критическую активность» источника АЭ. «Критическая активность» вычисляется как активность источника в виде трещины определенной нормативными документами критической длины при его низкотемпературном нагружении с точно такими же, строго определенными условиями. Нагружение выполняется охлаждением локальной зоны кольцеобразного вида вокруг дефекта с помощью закладки диоксида углерода с температурой сублимации $-78\text{ }^{\circ}\text{C}$. При этом в результате термического сужения возникают растягивающие напряжения, нагружающие область дефекта при АЭ-контроле. Кольцеобразный вид зоны охлаждения обуславливает инвариантность нагружения относительно угла расположения плоскости трещины. В результате, такие параметры, как размеры зоны термического влияния и расчетное время нагружения строго фиксируются и используются для расчета «критической активности» источника.

Подобный метод возможно применять для более подробной классификации источников 4-го класса опасности по ПБ03-593-03[3] с использованием, например критической длины l_c , при котором, по расчетам методами механики разрушения, возникает опасность внезапного раскрытия трещины. Отметим, что вместо вязкости разрушения, или критической длины трещины, можно использовать любой другой критерий механики разрушения.

Широко применяемые методы оценки опасности трещиноподобных дефектов имеют ограничения в виде сложностей точного интерпретирования и моделирования схемы нагружения, соответствия модели фактическим условиям нагружения. Развитие предлагаемого метода оценки опасности объектов, основанное на комплексном применении механики разрушения, инструментальных методов контроля с АЭ-методом, позволит расширить возможности существующих методов оценки степени опасности.

Таким образом, при достаточном изучении степенной зависимости числа актов акустических эмиссий от коэффициента интенсивности нагружения появится возможность оценки КИН и других основных параметров механики разрушения с использованием способа локального низкотемпературного нагружения и акустико-эмиссионного контроля.

ВЫВОДЫ

Предложено использование способа локального кольцеобразного низкотемпературного нагружения для оценки степени опасности одиночных трещиноподобных дефектов, обнаруженных в тонколистовых металлических элементах конструкций с помощью АЭ-контроля. В качестве критерия оценки степени опасности трещиноподобных дефектов предлагается использовать «критическую активность» источника АЭ, вычисленную с помощью уравнений механики разрушения и теплопроводности. Показана возможность использования критериев механики разрушения для оценки опасности трещиноподобных дефектов методом АЭ-контроля с помощью известной степенной зависимости числа актов акустических эмиссий от коэффициента интенсивности напряжений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Большаков А.М., Андреев Я.М.* Способ низкотемпературного локального нагружения объекта при акустико-эмиссионном методе неразрушающего контроля / Пат. 2614190. Рос. Федерация. Федеральное государственное учреждение науки Институт физико-технических проблем Севера им. В.П. Ларионова Сибирского отделения Российской академии наук, ИФТПС СО РАН. № 2016102107; заявл. 22.01.2016; опубл. 23.03.2017; бюл. № 9.
2. *Буйло С.И.* Физико-механические, статистические и химические аспекты акустико-эмиссионной диагностики / Монография. Южный федеральный университет. Ростов-на-Дону; Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2017. 184 с.
3. ПБ 03-593-03. Правила организации и проведения акустико-эмиссионного контроля сосудов, аппаратов, котлов и технологических трубопроводов. Регистрация Минюста России № 4778 19.06.2003. Госгортехнадзор России, 09.06.2003.
4. *Ревина С.В., Сазонов Л.И., Цывенкова О.А.* Уравнения математической физики. Задачи и решения. Ростов-на-Дону: Южный федеральный ун-т, 2014. С. 175.
5. *Ито Ю., Мураками Ю., Хасебэ Н., Ююки Р., Тоя М., Того К., Мията Х., Терада Х., Миядзаки Н., Аоки С.* Справочник по коэффициентам интенсивности напряжений / Пер. с англ. Под ред. Ю. Мураками. М.: Мир, 1990. 448с.

МЕТОДИКА РЕШЕНИЯ ОБРАТНОЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ ЗАДАЧИ МАГНИТОСТАТИКИ ДЛЯ ПОВЕРХНОСТНЫХ ДЕФЕКТОВ МАГНИТОМЯГКОГО ФЕРРОМАГНЕТИКА

© 2022 г. А.В. Никитин^{1,*}, Ю.Л. Гобов^{1,**}, А.В. Михайлов^{1,***}, Л.В. Михайлов^{1,****}

¹Институт физики металлов им. М.Н. Михеева УрО РАН,
Россия 620108 Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 18

E-mail: *an@imp.uran.ru; **go@imp.uran.ru; ***mikhaylov@imp.uran.ru; ****mikhaylov_lv@imp.uran.ru

Поступила в редакцию 11.07.2022; после доработки 25.10.2022

Принята к публикации 25.10.2022

Представлено детальное описание методики, позволяющей решить обратную геометрическую задачу магнитостатики для поверхностных дефектов ферромагнитной пластины в трехмерном случае при любой конфигурации взаимного расположения магнитных преобразователей и дефектов и при условии учета нелинейности отклика ферромагнетика на внешнее стационарное магнитное поле. Впервые приведено применение методики для конфигурации, при которой дефекты расположены на ближайшей к магнитным преобразователям поверхности металла.

Ключевые слова: обратная геометрическая задача магнитостатики, дефектометрия, дефекты потери сплошности металла, поверхностные дефекты, магнитное поле рассеяния дефекта, тангенциальное намагничивание, MFL-метод.

DOI: 10.31857/S013030822212003X, EDN: BUXHRH

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность контроля изделий из магнитомягких ферромагнетиков (сталей различных марок, сплавов) обусловлена широтой их применения на объектах промышленности и транспорта, а также в других важных областях человеческой жизнедеятельности. Для диагностики ферромагнитных объектов наиболее широко используется MFL-метод [1]. Аббревиатура MFL расшифровывается как Magnetic Flux Leakage — рассеяние магнитного потока, т.е. в зоне дефекта магнитный поток частично выходит из металла наружу, что фиксируют магнитные преобразователи, расположенные над поверхностью пластины. Популярность MFL-метода обусловлена портативностью первичных преобразователей, отсутствием особых требований к подготовке поверхности металла, высокой скоростью сканирования, простотой автоматизации процесса измерения [2—4]. Недостатком метода MFL является то, что в настоящее время он является индикаторным и может лишь указывать на проблемные участки объекта контроля. Для определения геометрических параметров формы дефектов необходим дополнительный анализ — например, сравнение топографии измеренных компонент магнитного поля с топографией поля эталонных дефектов [5, 6]. Решение обратной геометрической задачи магнитостатики для поверхностных дефектов [7] позволило бы существенно улучшить качество контроля методом MFL и сэкономить время и средства, направленные на исследование ферромагнитных объектов.

В [8] приведен метод приближенного решения обратной геометрической задачи магнитостатики на основе измеренного над поверхностью металла распределения магнитного поля, но этот метод применим лишь в двумерной конфигурации, при которой магнитные преобразователи расположены над поверхностью с дефектом и при постоянной величине магнитной проницаемости ферромагнетика.

В [9—11] был разработан теоретический подход к приближенному решению обратной геометрической задачи магнитостатики для трехмерных дефектов с учетом нелинейной зависимости $\mu(\mathbf{H})$ для случая расположения магнитных преобразователей над бездефектной поверхностью ферромагнитной пластины.

В настоящей работе представлена методика, позволяющая приближенно решить обратную геометрическую задачу магнитостатики для ферромагнитной пластины, содержащей поверхностный дефект на одной из своих поверхностей, по измеренному магнитному полю над любой из поверхностей пластины (рис. 1, 2). Несмотря на то, что в данной работе методика применяется к двумерному случаю, при постоянном значении магнитной проницаемости μ ($\mu \gg 1$) материала пластины методика позволяет решать обратную геометрическую задачу магнитостатики и в трехмерном случае с учетом нелинейной зависимости μ от вектора напряженности магнитного поля.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть в трехмерном пространстве расположена ферромагнитная пластина с относительной магнитной проницаемостью μ ($\mu = \text{const}$, $\mu \gg 1$), на одной из ее поверхностей находится бесконечно протяженный поверхностный дефект потери сплошности металла (см. рис. 1, 2). На рис. 1 и 2 изображены сечения пластины плоскостью, перпендикулярной прямой, вдоль которой вытянут дефект. Оси x и z лежат в плоскости рисунка, а ось y — перпендикулярна плоскости чертежа так, чтобы все три оси образовывали правую тройку. Величина внешнего намагничивающего поля постоянна: $\mathbf{H}_0 = (H_{0x}, 0, 0)$; $H_{0x} = \text{const}$; \mathbf{H}_0 — вектор напряженности внешнего магнитного поля. Рис. 1 и 2 различаются лишь по взаимному расположению магнитных преобразователей и поверхности пластины, содержащей дефект. На рис. 1 показана конфигурация расположения магнитных преобразователей над бездефектной поверхностью металла. Назовем такое взаимное расположение Конфигурацией 1. На рис. 2 изображена Конфигурация 2. Отличить, имеем мы дело с Конфигурацией 1 или Конфигурацией 2, с помощью магнитного поля можно способом, описанным в [12], используя полюсное (перпендикулярное поверхности) намагничивание пластины. Магнитные преобразователи в этом случае фиксируют магнитное поле только от дефектов на ближайшей поверхности пластины.

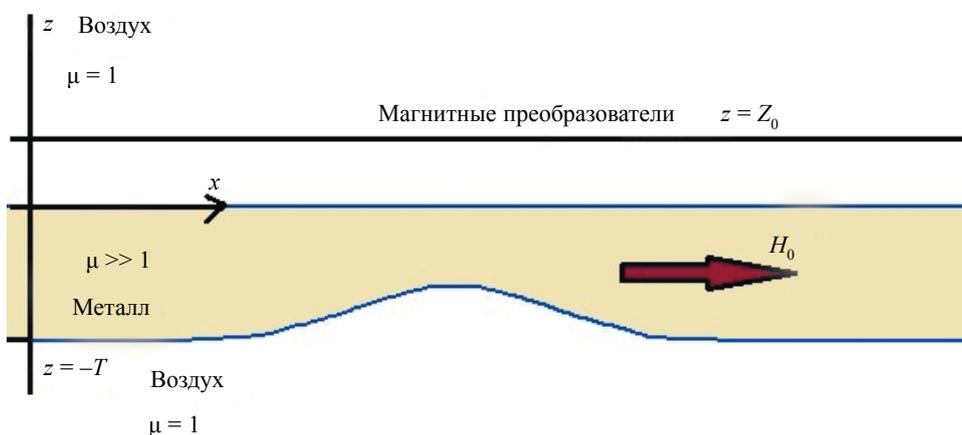


Рис. 1. Конфигурация 1. Магнитные преобразователи расположены над бездефектной поверхностью металла; T — толщина пластины.

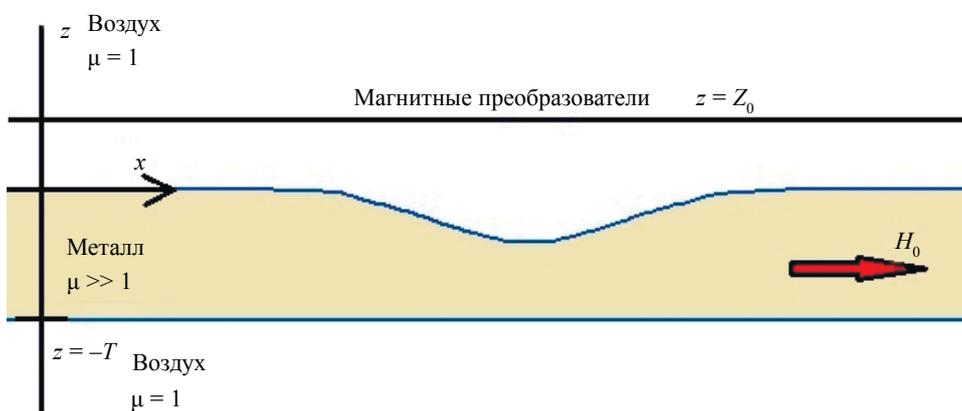


Рис. 2. Конфигурация 2. Магнитные преобразователи расположены над поверхностью пластины, содержащей дефект; T — толщина пластины.

Сформулируем задачу: по измеренному полю на уровне $z = Z_0$ необходимо определить параметры формы поверхностного дефекта потери сплошности металла для Конфигурации 1 и для Конфигурации 2.

Поскольку понимание работы методики решения задачи для Конфигурации 1 принципиально важно для понимания работы методики решения задачи для Конфигурации 2, еще раз опишем как работает методика решения задачи для Конфигурации 1 в двумерном линейном случае.

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ФОРМЫ ДЕФЕКТА ПО ИЗМЕРЕННЫМ НАД БЕЗДЕФЕКТНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ МЕТАЛЛА КОМПОНЕНТАМ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Проведем мысленный эксперимент. Если поместить вытянутую вдоль оси x ферромагнитную пластину (при этом ферромагнетик имеет бесконечно большое значение μ), содержащую на одной поверхности дефект потери сплошности металла, во внешнее однородное намагничивающее поле, направленное также по оси x (как на рис. 1, 2), то из закона преломления силовой магнитной линии на границе двух сред следует, что силовые магнитные линии, построенные вблизи границ металл—воздух внутри такого образца, будут описывать форму поверхностей пластины. При этом считаем, что дефект и прилегающие к нему справа и слева области достаточно удалены от краев пластины.

В магнитомягких ферромагнетиках относительная магнитная проницаемость велика [13] и составляет величины от 100 до 100 000. Поэтому описанное выше свойство силовых магнитных линий можно использовать для приближенного решения обратной геометрической задачи магнитостатики.

На первом этапе, используя уравнения Максвелла для случая магнитостатики, можно восстановить магнитное поле в ферромагнетике, начиная с бездефектной границы металл—воздух, где значения компонент магнитного поля известны (начальные условия) до некоторой величины по оси z (величина z может превышать реальную толщину пластины — обозначим ее T), при этом считая, что всюду ниже находится металл. Далее, используя величины вычисленных компонент магнитного поля, можно построить систему силовых магнитных линий. Силовые магнитные линии начинаются слева от дефекта в бездефектной области, где влияние магнитного поля, создаваемого дефектом пренебрежимо мало, и заканчиваются в такой же области справа от дефекта.

Выбрав силовую магнитную линию точки которой при удалении от дефекта образуют прямую с постоянной координатой z , соответствующей толщине пластины ($z = -T$, см. рис. 1), мы получим кривую, приближенно описывающую форму поверхностного дефекта. Предположение о том, что всюду ниже уровня с начальными условиями находится металл, означает, что поток вектора магнитной индукции между двумя силовыми линиями, построенными на границах металл—воздух, сверху и снизу пластины постоянен, т.е. получаем случай с $\mu = \infty$.

Предлагаемая схема расчета не учитывает реального скачка нормальной составляющей напряженности при переходе металл—воздух на поверхности дефекта (вся расчетная область считается металлом). Оценить аналитически величину возникающей по этой причине погрешности в расчете силовых линий поля внутри изделия практически невозможно. Поэтому судить о такой погрешности можно с помощью многократных тестовых расчетов по определению формы поверхностных дефектов для случаев, при которых такая форма заранее известна. Такие расчеты были проделаны путем решения прямой задачи в программе FEMM.

Для иллюстрации результатов расчетов приведем два примера, отражающих общие черты поведения силовых магнитных линий для поверхностных дефектов.

На рис. 3 для поверхностного дефекта «каверна» [7] изображены силовые линии, полученные в результате решения прямой (в программе FEMM) и обратной задачи. В качестве начальных условий для решения обратной задачи были взяты значения компонент магнитного поля на бездефектной границе металл—воздух, вычисленные в программе FEMM. Глубина дефекта «каверна» 3,5 мм, раскрытие 31 мм.

До уровня глубины дефекта силовые магнитные линии, полученные в результате решения прямой задачи, совпадают с магнитными линиями, полученными в результате решения обратной задачи. На рис. 3 эти линии обозначены номерами 1—3. Магнитные линии с номерами 4 и 5 получены в результате решения прямой задачи. До силовой магнитной линии, обозначенной на рис. 3 цифрой 4, магнитные линии, полученные в результате решения прямой задачи, выходят из металла наподобие магнитной линии с номером 5. Магнитная линия с номером 6 получена в результате решения обратной задачи. Как видно из рис. 3, она хорошо описывает глубину дефекта и несколько хуже его раскрытие. Однако локализовать дефект по оси x позволяет топография любой из рассчитанных компонент напряженности магнитного поля в металле.

На рис. 4 для поверхностного дефекта «общая коррозия» [7] изображены силовые линии, полученные в результате решения прямой (в программе FEMM) и обратной задачи. В качестве началь-

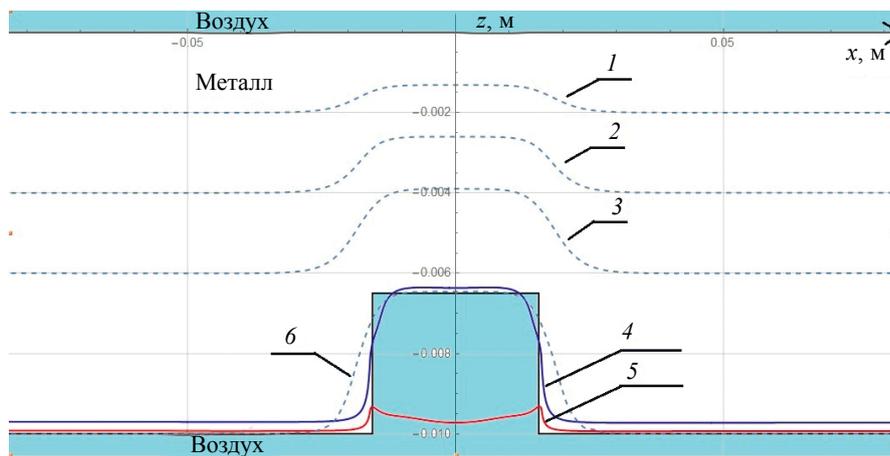


Рис. 3. Силовые магнитные линии для дефекта «каверна», построенные в результате решения прямой и обратной задачи. Значения магнитного поля в плоскости xz в прямой задаче рассчитаны в программе FEMM. В качестве начальных условий для решения обратной задачи также были взяты значения магнитного поля, рассчитанные в программе FEMM. До уровня глубины дефекта силовые магнитные линии, вычисленные в результате решения прямой и обратной задачи, совпадают (штриховые линии 1—3). Силовые магнитные линии 4 и 5 получены в результате решения прямой задачи. Силовая магнитная линия 6 (штриховая линия) получена в результате решения обратной задачи.

ных условий для решения обратной задачи были взяты значения компонент магнитного поля на бездефектной границе металл—воздух, вычисленные в программе FEMM. Глубина дефекта «общая коррозия» 3,5 мм, раскрытие 31 мм.

Как видно из рис. 4, силовые магнитные линии качественно ведут себя так же, как и на рис. 3. Но при более плавном росте глубины дефекта силовая магнитная линия, полученная в результате решения обратной задачи, лучше описывает его локальную форму.

Поскольку в трещинах и трещиноподобных дефектах [7] магнитный поток (вследствие малой величины раскрытия дефекта) проходит по воздуху, то представленная методика не может быть применена для получения параметров формы таких дефектов.

Итак, перейдем к численной реализации решения обратной задачи для Конфигурации 1 и для Конфигурации 2.

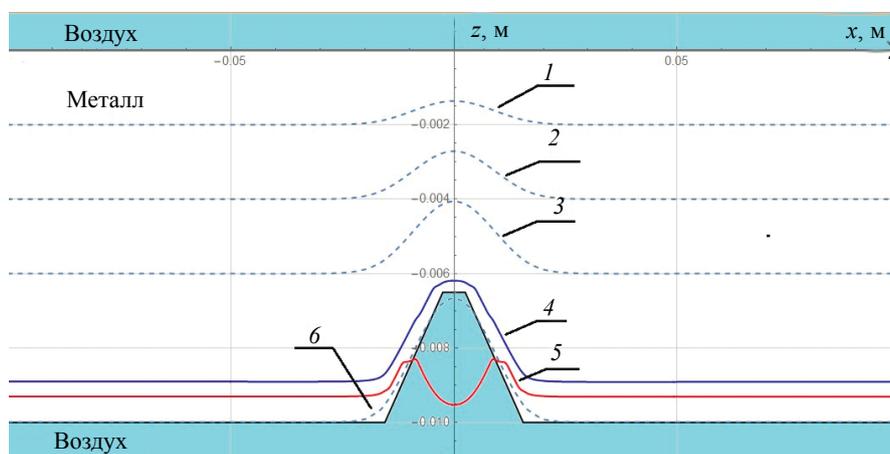


Рис. 4. Силовые магнитные линии для дефекта «общая коррозия», построенные в результате решения прямой и обратной задачи. Значения магнитного поля в плоскости xz в прямой задаче рассчитаны в программе FEMM. В качестве начальных условий для решения обратной задачи также были взяты значения магнитного поля, рассчитанные в программе FEMM. До уровня глубины дефекта силовые магнитные линии, вычисленные в результате решения прямой и обратной задачи, совпадают (штриховые линии 1—3). Силовые магнитные линии 4 и 5 получены в результате решения прямой задачи. Силовая магнитная линия 6 (штриховая линия) получена в результате решения обратной задачи.

КОНФИГУРАЦИЯ 1

Впервые методика решения обратной задачи для такой конфигурации была предложена в работах [9, 10], в [11] методика была проверена в условиях реального эксперимента с сильно вытянутым дефектом (квазидвумерный случай), обсуждены границы применимости методики. В [10, 11] показана возможность применения методики в трехмерном нелинейном (μ — нелинейная функция от $|\mathbf{H}|$) случае.

Итак, допустим для простоты, что поле измерено прямо на границе воздух—металл со стороны воздуха (рис. 5). Для пересчета величин компонент магнитного поля в металл (на границе воздух—металл) используем выражения сопряжения на границе двух сред (1):

$$\begin{aligned} H_{\text{твоздух}} &= H_{\text{тметалл}}, \\ B_{\text{нвоздух}} &= B_{\text{нметалл}} \end{aligned} \quad (1)$$

где $H_{\text{твоздух}}$, $H_{\text{тметалл}}$ — тангенциальные компоненты напряженности магнитного поля на границе воздух—металл; $B_{\text{нвоздух}}$, $B_{\text{нметалл}}$ — нормальные компоненты индукции магнитного поля на границе воздух—металл. Значения $H_{\text{тметалл}}$, $B_{\text{нметалл}}$ вместе со значениями их производных по оси x (которые можно вычислить) будут начальными данными для восстановления поля в направлении $-z$, вглубь металла.

Для восстановления поля в металле перепишем уравнения Максвелла для случая магнитостатики в виде начальной задачи Коши. А именно:

$$\begin{aligned} \text{rot } \mathbf{H} &= 0, \\ \text{div } \mathbf{B} &= \mu \cdot \text{div} = 0. \end{aligned} \quad (2)$$

Откуда получим:

$$\begin{aligned} \frac{\partial H_x}{\partial z} &= \frac{\partial H_z}{\partial x}, \\ \frac{\partial H_z}{\partial z} &= -\frac{\partial H_x}{\partial x}. \end{aligned} \quad (3)$$

Решим систему уравнений (3) методом конечных разностей. Для этого разобьем плоскость сечения металлической пластины на рис. 5 прямоугольной сеткой с шагом сетки по оси x — Δ_x ; по оси z — Δ_z . По оси z : начиная с уровня $Z_n = -0$ (с уровня границы воздух—металл со стороны металла) и заканчивая несколько ниже уровня $z = -T$. По оси x : от левого края (см. рис. 5), где влияние дефекта пренебрежимо мало, и заканчивая противоположным правым краем, на таком же удалении от дефекта. Начальные данные: компоненты магнитного поля (H_x , H_z) с помощью (1) определены в точках на границе воздух—металл со стороны металла, т.е. в узлах сетки $(1, j)$, где индекс j принимает значения от 1 до некоей величины N_j , характеризующей максимальное число столбцов сетки; производные по координате x : $\frac{\partial H_x}{\partial x}$ и $\frac{\partial H_z}{\partial x}$ вычислим с помощью конечно-разностных аппроксимаций:

$$\frac{\partial H_k}{\partial x}(1, j) = (H_k(1, j+1) - H_k(1, j-1)) / (2 \cdot \Delta_x), \quad (4)$$

где $k = x, z$. Для удобства будем считать $H_k(i, 1) = H_k(i, N_j)$ и $H_k(i, N_j + 1) = H_k(i, 2)$, где индекс i принимает значения от 1 до величины N_i , характеризующей максимальное число строк сетки.

Таким образом начальные условия определены во всех узлах сетки по оси x .

Итак, перепишем решение системы (3) в конечных разностях:

$$\begin{aligned} H_x(i+1, j) &= H_x(i, j) - \frac{\partial H_z}{\partial x}(i, j) \cdot \Delta_z; \\ H_z(i+1, j) &= H_z(i, j) - \frac{\partial H_x}{\partial x}(i, j) \cdot \Delta_z, \end{aligned} \quad (5)$$

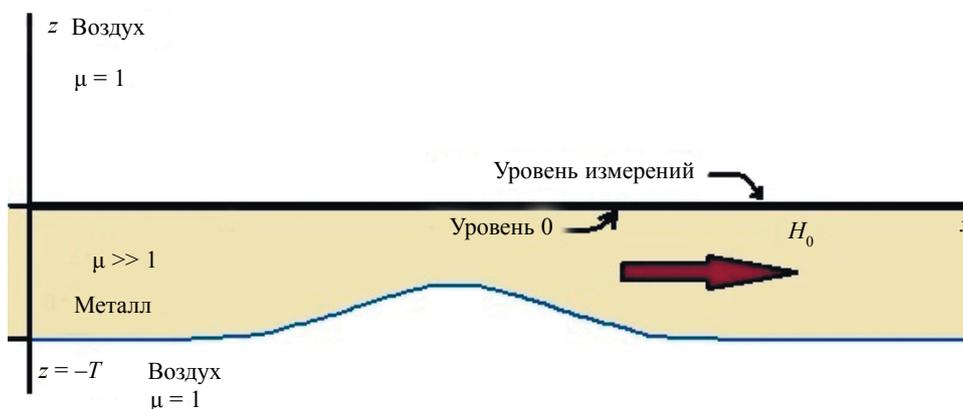


Рис. 5. Конфигурация 1. Магнитные преобразователи расположены на бездефектной поверхности металла. Магнитные преобразователи расположены на границе воздух—металл со стороны воздуха.

знаки в правой части системы уравнений (5) поставлены с учетом отрицательного направления по оси z при восстановлении поля в металле (см. рис. 5).

Используя систему (5), мы можем пересчитать значения компонент магнитного поля в узлах сетки от начального уровня до последней строки сетки, все время предполагая, что не покидаем область пространства, занятую ферромагнетиком. Значения компонент магнитного поля в любой точке между узлами сетки можно получить, используя, например, линейную интерполяцию.

Восстановив, таким образом, значения компонент магнитного поля во всем пространстве внутри сетки, мы можем строить силовые линии следующим способом:

$$Z_{B,i+1} = Z_{B,i} + \frac{H_{z,i}}{\sqrt{H_{x,i}^2 + H_{z,i}^2}} \cdot l;$$

$$X_{B,i+1} = X_{B,i} + \frac{H_{x,i}}{\sqrt{H_{x,i}^2 + H_{z,i}^2}} \cdot l, \quad (6)$$

где $Z_{B,i}$ — z -координаты точек силовой линии; $X_{B,i}$ — x -координаты точек силовой линии; l — длина малого отрезка (10—100 мкм) для построения силовой линии.

Построим силовую линию, начинающуюся из бездефектной области слева от дефекта (см. рис. 5), где влияние магнитного поля дефекта пренебрежимо мало, и заканчивающуюся в такой же области справа от дефекта на уровне $z = -T$ (T — толщина пластины). Построенная таким образом кривая определяет геометрические параметры формы поверхностного дефекта.

Границы применимости метода, полученные в результате численного эксперимента, обсуждены в [11].

На рис. 6 приведена кривая, построенная описанным выше способом, форма дефекта задана гауссианой с высотой 4 мм и раскрытием 30 мм. Толщина пластины равна 10 мм. Стоит отметить,

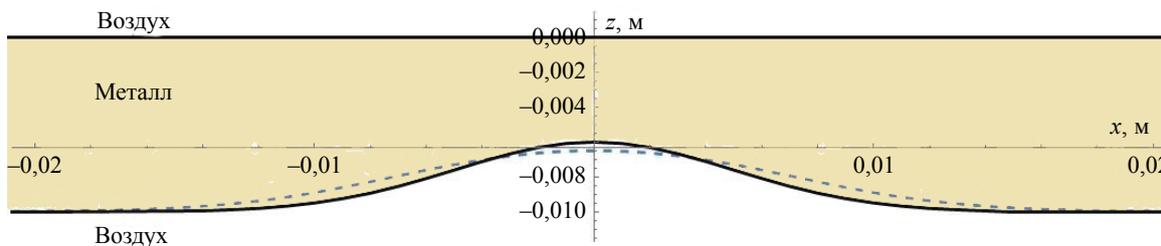


Рис. 6. Силовая магнитная линия (штриховая линия) точно повторяет форму дефекта (граница металл—воздух показана сплошной линией).

что такая толщина (10 мм) характерна как для стенок труб магистральных нефте- и газопроводов, так и для стенок бурильных и насосно-компрессорных труб. Начальные условия для решения обратной задачи были рассчитаны в результате решения прямой задачи с помощью программы FEMM.

Максимальная разница между рассчитанной кривой и кривой, описывающей форму дефекта, составляет величину около 7 %.

КОНФИГУРАЦИЯ 2

В случае такого взаимного расположения магнитных преобразователей и поверхности с дефектом (см. рис. 2) уровень по оси z , на котором можно пересчитать поле с уровня измерений (воздух) в металл, неизвестен. Однако можно найти способ частично свести решение задачи для Конфигурации 2 к уже описанному решению задачи для Конфигурации 1.

Действительно, при удалении от системы зарядов (в данном случае фиктивных магнитных зарядов) на расстояния большие, чем расстояния между зарядами в системе, топография поля от зарядов становится одинаковой, с какой бы стороны не производили измерения. В качестве иллюстрации приведем рис. 7 и 8, на которых показано полученное в результате численного экспери-

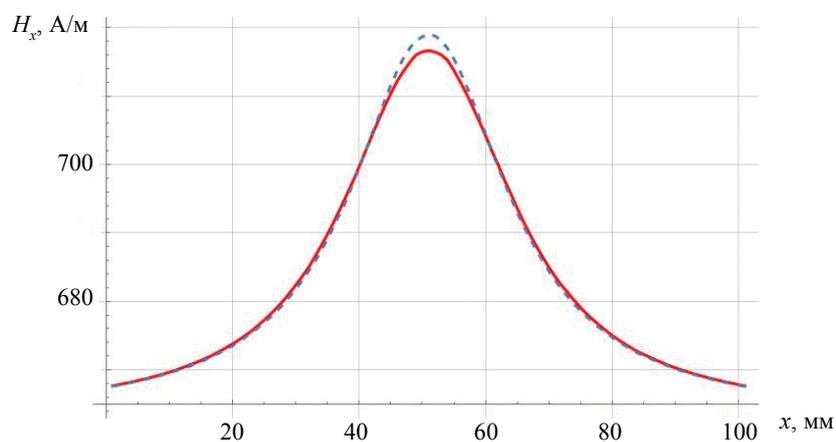


Рис. 7. Сплошная линия соответствует распределению H_x , измеренному на расстоянии $3T$ (30 мм) от бездефектной поверхности; штриховая линия соответствует распределению H_x , измеренному на расстоянии $3T$ от содержащей дефект поверхности.

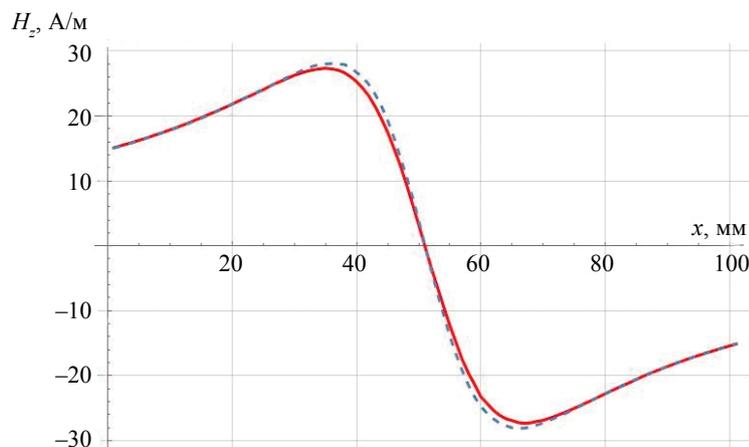


Рис. 8. Сплошная линия соответствует распределению H_z , измеренному на расстоянии $3T$ (30 мм) от бездефектной поверхности; штриховая линия соответствует распределению H_z , измеренному на расстоянии $3T$ от содержащей дефект поверхности.

мента (решение прямой задачи в программе FEMM) распределение компонент магнитного поля от пластины, содержащей уже описанный выше дефект: глубина 4 мм, величина раскрытия 30 мм, толщина пластины 10 мм. Компоненты поля измерены на расстоянии $3T$ (30 мм) от поверхности пластины для обеих конфигураций.

С учетом картины распределения компонент магнитного поля на рис. 7 и 8 можно считать, что у нас имеются компоненты магнитного поля, измеренные над бездефектной поверхностью (Конфигурация 1) и, таким образом, полностью свести задачу нахождения формы дефекта к описанному выше методу.

Однако, увеличивая расстояние, мы увеличиваем область, в которой нужно восстанавливать компоненты магнитного поля, что ведет к накоплению ошибки при пересчете поля с одного уровня по оси z на другой. Полученная в результате кривая определит форму дефекта неточно.

Предлагается следующий метод для решения задачи по восстановлению формы поверхностного дефекта в случае Конфигурации 2.

Измерив компоненты магнитного поля на расстояниях, близких к величине $T/2$, от содержащей дефект поверхности, можно использовать их при вычислении начальных условий в геометрии задачи для Конфигурации 1. Очевидно, что получившаяся (в результате решения по вышеописанному методу) кривая определит форму дефекта с ошибкой. Далее нужно найти способ уточнения геометрических параметров получившейся кривой, определяющей форму поверхностного дефекта.

Хорошим естественным критерием для уточнения формы дефекта является равенство тангенциальных составляющих напряженности магнитного поля в точках кривой на рассчитанной границе металл—воздух: а) полученное пересчетом компонент поля по воздуху, начиная от уровня измерений; б) полученное описанным в предыдущем абзаце способом от начальных условий в металле.

На рис. 9 показаны три кривые, полученные в результате решения прямой задачи при помощи программы FEMM, параметры формы дефекта те же как и ранее. Две кривые соответствуют распределению H_x , измеренному на расстоянии $0,5T$ от поверхности пластины: для Конфигурации 1 (сплошная линия с номером 1) и Конфигурации 2 (штриховая линия). Третья кривая — сплошная линия с номером 2 представляет распределение H_x на границе воздух—металл со стороны металла (Конфигурация 1), т.е. с учетом того, что в случае Конфигурации 1 компоненты H_z на границе воздух—металл со стороны металла практически равны нулю (в соответствии с выражениями сопряжения компонент магнитного поля на границе двух сред H_z уменьшается в μ раз при пересчете из воздуха в металл, $\mu = 1000$, при этом даже в зоне дефекта максимальное значение величины H_x больше максимального значения H_z), кривая 2 — это начальные условия для получения силовой магнитной линии, определяющей форму дефекта.

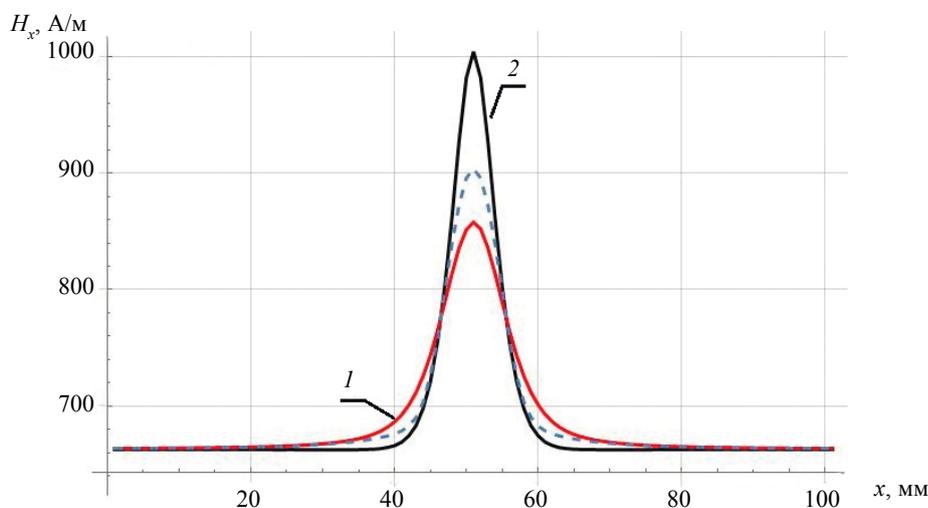


Рис. 9. Сплошная линия 1 соответствует распределению H_x , измеренному на расстоянии $0,5T$ от бездефектной поверхности; штриховая линия соответствует распределению H_x , измеренному на расстоянии $0,5T$ от содержащей дефект поверхности; сплошная линия 2 — это распределение H_x на границе воздух—металл со стороны металла на бездефектной поверхности пластины.

По геометрии кривых на рис. 9 видно, что штриховая линия может быть хорошим первым приближением для получения с помощью некоего алгоритма сплошной линии с номером 2. Очевидно, что измеренное над дефектом поле для любой формы поверхностного дефекта будет хорошим приближением для начальных условий на бездефектной поверхности. Это замечание относится только к объяснению логики построения метода, применяемого для решения задачи в случае Конфигурации 2. В действительности, в случае Конфигурации 2 мы не имеем возможности измерить распределение H_x на бездефектной поверхности металла.

Итак, в качестве первого шага используем результаты измерений, полученные на расстоянии $0,5T$ от поверхности с дефектом (штриховая линия на рис. 9) в качестве начальных условий на границе металла, на бездефектной поверхности. Используем метод для решения обратной геометрической задачи магнитостатики для Конфигурации 1. Результат показан на рис. 10.

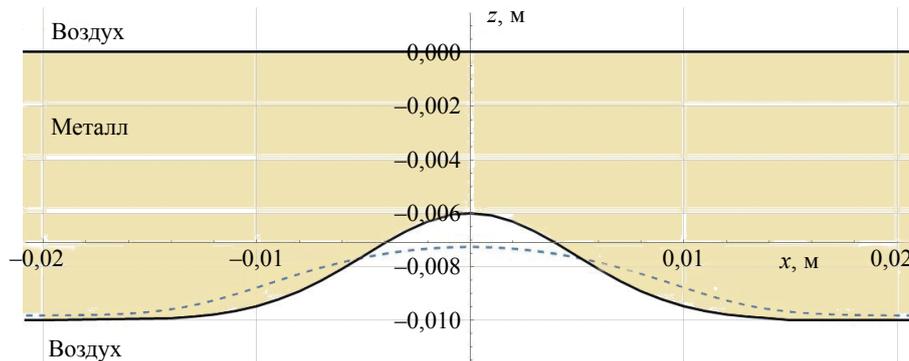


Рис. 10. Вычисленная магнитная силовая линия (штриховая кривая). В качестве начальных данных взяты результаты измерений H_x , полученные на расстоянии $0,5T$ от поверхности с дефектом.

Как и ожидалось, получившаяся линия описывает форму дефекта неточно. Максимальная разница между рассчитанной кривой и кривой, описывающей форму дефекта, составляет величину немного более 20 %. На рис. 11 показана разница (ΔH_τ) в точках вычисленной кривой между тангенциальными составляющими напряженности магнитного поля, вычисленными от уровня измерений в воздухе и от уровня начальных данных в металле.

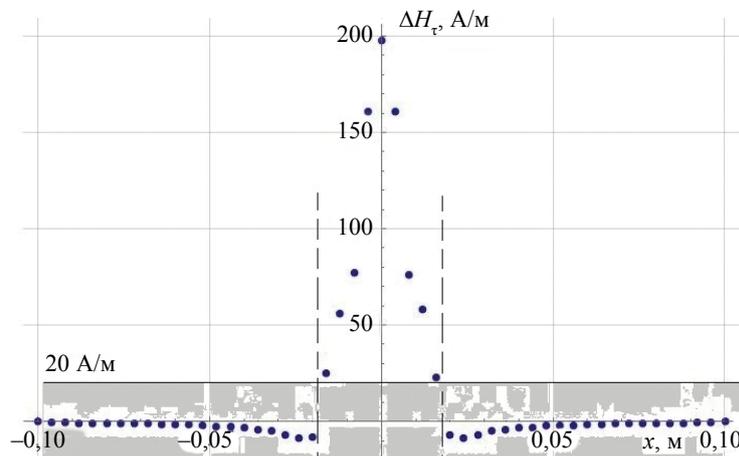


Рис. 11. ΔH_τ в точках вычисленной кривой — штриховой линии на рис. 10.

Условимся, что если в любой точке вычисленной кривой $|\Delta H_\tau| < 20$ А/м, то такая точка является решением обратной геометрической задачи. Таким образом, на рис. 11 множество точек, расположенных до левой штриховой линии и после правой штриховой линии, является решением обратной задачи.

Для получения точек пространства между штриховыми линиями, удовлетворяющих описанному выше критерию и, значит, определяющих форму дефекта, повторим процедуру решения обратной задачи для Конфигурации 1. В качестве новых начальных условий в узлах сетки на границе металл—воздух со стороны металла положим следующие значения тангенциальной составляющей напряженности магнитного поля:

$$H_{x,1,i}^{\text{мет}} = k_i \cdot (H_{\tau,i}^{\text{возд}} + H_{\tau,i}^{\text{мет}}) / 2, \quad (7)$$

где $k_i = H_{x,i}^{\text{мет нач}} / H_{\tau,i}^{\text{мет}}$ — коэффициент уменьшения. Он показывает, насколько уменьшается тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля в точках по оси x при переходе с уровня границы поверхности металла с дефектом на уровень начальных условий; $H_{x,i}^{\text{мет нач}}$ — начальное значение в i -й точке по оси x тангенциальной компоненты напряженности магнитного поля, на границе в металле, на бездефектной поверхности; $H_{\tau,i}^{\text{мет}}$ — значение тангенциальной составляющей напряженности магнитного поля в i -й точке по оси x в металле, на границе поверхности металла с дефектом, рассчитанное от начальных условий в металле; $H_{\tau,i}^{\text{возд}}$ — значение в i -й точке по оси x тангенциальной составляющей напряженности магнитного поля в воздухе, на границе поверхности металла с дефектом, рассчитанное от уровня измерений в воздухе.

После двух итераций с использованием формулы (7) для задания начальных условий, получаем множество точек, определяющих форму дефекта, как показано на рис. 12. Во всех точках выполнено условие $|\Delta H_i| < 20$ А/м.

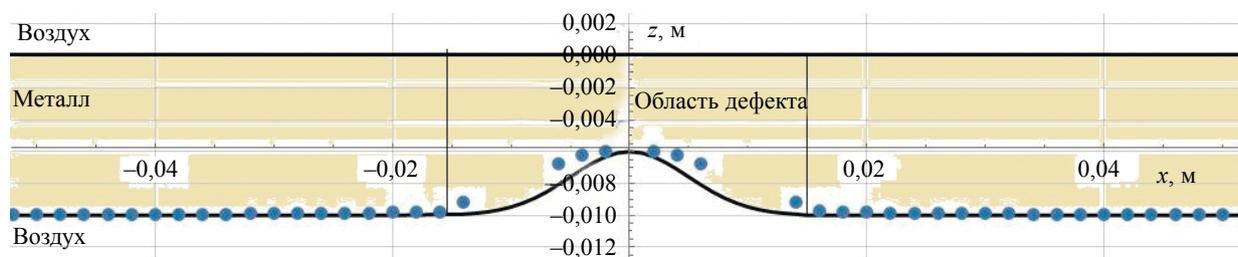


Рис. 12. Полученное после двух итераций множество точек, в которых $|\Delta H_i| < 20$ А/м, определяет параметры формы дефекта. Точность определения глубины дефекта превышает 97 %.

Заметим, что в начале каждой «итерации» мы задаем новые начальные условия, которые используются для вычисления производных. Численное дифференцирование приближенно заданных функций (результаты измерений) является некорректной задачей, поэтому спустя три-четыре «итерации» получившаяся кривая перестает быть непрерывной функцией аргумента: малые изменения аргумента приводят к значительным изменениям значений функции. Отсюда следует, что предложенным методом можно определить лишь фрагменты формы дефекта, а также его раскрытие (как и в случае Конфигурации 1 [11]) и глубину.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленный метод показывает возможность определения параметров формы дефекта, находящегося на любой поверхности исследуемой металлической пластины, при использовании стандартного MFL-метода.

Работа выполнена в рамках государственного задания по теме «Диагностика», Г.р. № 122021000030-1.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Shi Yan, Zhang Chao, Li Rui, Cai Maolin, Jia Guanwei. Theory and Application of Magnetic Flux Leakage Pipeline Detection // Sensors (Basel). 2015. Dec. V. 15. No. 12. P. 31036—31055. <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC4721765/>
2. Внутритрубная диагностика с помощью магнитных дефектоскопов MFL/CDP и (или) TFI/AFD, в том числе HIGH RESOLUTION. НТЦ «НефтеГазДиагностика», 2013. https://ntcngd.com/uslugi/article_post/vnutritrubnaya-diaagnostika-spomoshchyu-magnitnykh-defektoskopov-vysokogo-razresheniya

3. *Большакова В.В., Кукин Н.А., Дымкин Г.Я.* О возможности применения магнитных методов неразрушающего контроля для оценки напряженно-деформированного состояния трубопроводов // Известия Петербургского университета путей сообщения. 2014. № 38. С. 92—98. <https://cyberleninka.ru/journal/n/izvestiya-peterburgskogo-universiteta-putey-soobscheniya?i=897018>
4. *Слесарев Д.А., Абакумов А.А.* Обработка и предоставление информации в MFL-методе неразрушающего контроля // Дефектоскопия. 2013. № 9. С. 3—9. <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=21194503&>
5. *Канайкин В.А.* Внутритрубная магнитная дефектоскопия магистральных трубопроводов / Под ред. А.Ф. Матвиенко. Рос. акад. наук, Урал. отд-ние, Ин-т физики металлов, ЗАО НПО «Спецнефтегаз». Екатеринбург: УрО РАН, 2009. 307 с.
6. *Дякин В.В., Кудряшова О.В., Раевский В.Я.* Поле рассеяния пластины с поверхностным дефектом в однородном внешнем поле // Дефектоскопия. 2018. № 12. С. 23—31.
7. Specifications and requirements for in-line inspection of pipelines, 2016. <https://pipelineoperators.org/>
8. *Кротов Л.Н.* Реконструкция границы раздела сред по пространственному распределению магнитного поля рассеяния. II. Постановка и метод решения обратной геометрической задачи магнитостатики // Дефектоскопия. 2004. № 6. С. 36—44.
9. *Gobov Yu.L., Nikitin A.V., Popov S.E.* Solving the Inverse Geometric Problem of Magnetostatics for Corrosion Defects // Russian Journal of Nondestructive Testing. 2018. V. 54. No. 10. P. 726—732. <https://elibrary.ru/item.asp?id=38652516>
10. *Gobov Yu.L., Nikitin A.V., Popov S.E.* Solving the Inverse Geometric Problem of Magnetostatics for Corrosion Defects with Allowance for Nonlinear Properties of Ferromagnet // Russian Journal of Nondestructive Testing. 2018. V. 54. No. 12. P. 849—854; <https://elibrary.ru/item.asp?id=38674783>
11. *Nikitin A.V., Mikhailov A.V., Petrov A.S., Popov S.E., Gobov Y.L.* A technique for practical reconstruction of the form parameters of surface two-dimensional defects taking into account nonlinear properties of a ferromagnet // Russian Journal of Nondestructive Testing. 2021. V. 57. No. 12. P. 1103—1112. [*Никитин А.В., Михайлов А.В., Петров А.С., Попов С.Э., Гобов Ю.Л.* Методика практического восстановления параметров формы поверхностных двумерных дефектов с учетом нелинейных свойств ферромагнетика // Дефектоскопия. 2021. № 12. С. 46—55.]
12. *Nikitin A.V., Mikhaylov A.V., Gobov Yu.L., Popov S.E.* Determination of the Surface of Defect Location and Restoration of Its Geometric Parameters by the Mfl Method with One-Sided Access to the Ferromagnetic Plate // Diagnostics, Resource and Mechanics of materials and structures. 2021. Is. 6. P. 45—53. http://dream-journal.org/issues/2021-6/2021-6_348.html
13. *Преображенский А.А., Бишард Е.Г.* Магнитные материалы и элементы. М.: Высшая школа, 1986. 349 с.

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ МАГНИТОИМПЕДАНСНЫХ ДАТЧИКОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

© 2022 г. С.В. Щербинин^{1,2,*}, И.В. Бекетов^{1,2}, К.А. Ярушин²

¹Институт электрофизики УрО РАН, Россия 620016 Екатеринбург, ул. Амундсена, 106

²Уральский Федеральный Университет, Россия 620002 Екатеринбург, ул. Мира, 19

E-mail: *scher@ier.uran.ru

Поступила в редакцию 29.06.2022; после доработки 27.09.2022

Принята к публикации 07.10.2022

Рассматривается повышение чувствительности магнитоимпедансных (металлических) датчиков магнитного поля за счет включения в высокочастотный резонансный контур. Представлены различные схемы резонансных контуров, позволяющие увеличить чувствительность металлического магнитоимпедансного датчика на частоте 75 МГц. Наилучшие результаты получены для контура с умножением добротности, дающим увеличение коэффициента передачи датчика от напряженности внешнего магнитного поля с 31 %/Э до 132 %/Э при сужении полосы пропускания до 2,5 МГц, что в результате обеспечивает возрастание на порядок отношения сигнал/шум. Данный подход с применением квадратурной демодуляции сигнала позволяет различать сигналы переменного магнитного поля амплитудой 1 нТл при отношении сигнал/шум на уровне 10 дБ. Предложенный метод может быть применен для магнитоимпедансных, магниторезистивных датчиков магнитного поля, а также и для металлических тензометрических датчиков при проведении высокочувствительных измерений.

Ключевые слова: повышение чувствительности, резонансный метод, магнитоимпедансный датчик, квадратурный демодулятор.

DOI: 10.31857/S0130308222120041, EDN: BUXJYU

ВВЕДЕНИЕ

Магнитоимпедансные датчики широко применяются в измерительной технике благодаря малому уровню собственных шумов. В тензометрии используются датчики на основе медно-никелевых, никель-хроможелезных сплавов, нихрома, алюминия и т.п., обладающие сопротивлением в единицы Ом [1]. Для регистрации слабых магнитных полей используются датчики на основе магнитоимпедансного и магниторезистивного эффекта, сопротивление которых может составлять от долей до сотен Ом [2—6].

Одним из путей увеличения чувствительности датчиков является возможность включения датчика в резонансный контур и повышение частоты преобразования сигнала [7, 8], что не исключает использование низкоомных датчиков в мостовых схемах и дифференциальных каскадах [9].

В статье рассмотрен метод повышения чувствительности магнитоимпедансного датчика, включенного в контур с умножением добротности, при работе на частоте 75 МГц в составе детектора с квадратурной демодуляцией сигнала.

ПОВЫШЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ДАТЧИКОВ ЗА СЧЕТ ПЕРЕНОСА СПЕКТРА СИГНАЛА В ВЫСОКОЧАСТОТНУЮ ОБЛАСТЬ

Повышение чувствительности датчиков, как правило, сопровождается увеличением времени формирования сигнала. Таким образом, характерные времена процессов, регистрируемых чувствительными датчиками магнитного поля, варьируются от миллисекунд до десятков секунд. В результате, спектр исследуемых процессов лежит в области т.н. фликкер-шума (рис. 1а). Для регистрации слабых сигналов на фоне шума на низких частотах спектр сигнала датчика необходимо перенести в более высокочастотную область (рис. 1б). Удобным образом для исследований на высоких частотах является микропроволока на основе бериллиевой латуни диаметром 100 мкм с электроосажденным слоем пермаллоя Fe₁₉Ni₈₁, толщиной 1 мкм, которая применялась в 1970-х годах для изготовления блоков памяти в компьютерах, таких, например, как UNIVAC [10]. В проводниках на высоких частотах в десятки мегагерц за счет скин-эффекта электромагнитное поле концентрируется в тонком приповерхностном слое. Это позволяет использовать для магнитоимпедансного датчика только внешний слой пермаллоя, обладающий циркулярной анизотропией, а сердцевину микропроволоки изготовить из проводящего материала, обладающего необходимыми механическими свойствами, например, из бериллиевой латуни. Поэтому значительно снижается влияние магнитных шумов, наблюдаемых в сердцевине ферромагнитного провода на высоких частотах [11]. Исследования проведены на частоте

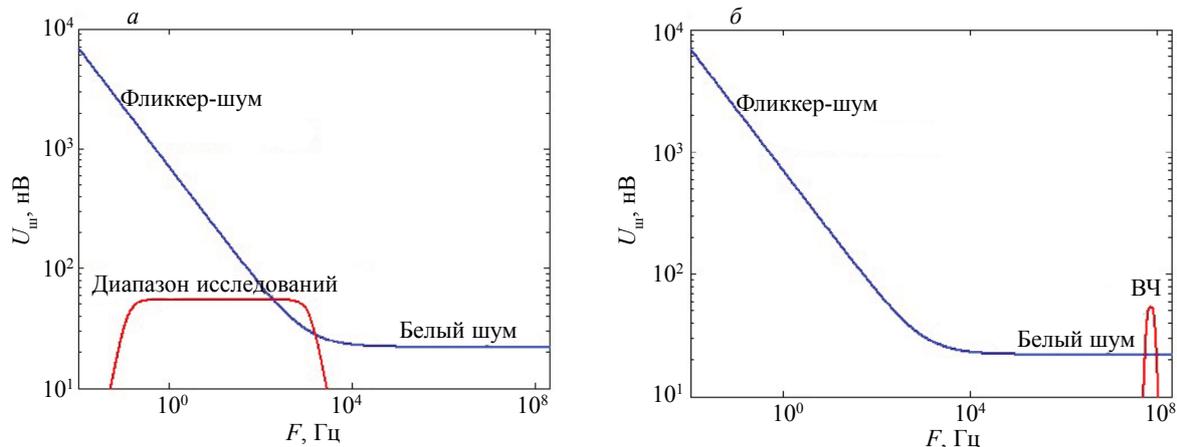


Рис. 1. Спектр полезного сигнала датчика в зоне влияния фликкер-шума (а) и перенос спектра в высокочастотную область (б).

75 МГц (рис. 2), что продиктовано отсутствием вблизи рабочей зоны радиовещательных станций, а также наличием и ценой соответствующей элементной базы.

Измерения с помощью спектроанализатора DSA815-TG позволили определить активную R и реактивную X составляющие импеданса отрезка ферромагнитной проволоки длиной 12 мм на частоте 75 МГц (см. рис. 2). Что, в свою очередь, позволяет определить модуль импеданса $Z = |\dot{Z}| = \sqrt{R^2 + X^2}$ и аргумент $\varphi = \frac{180^\circ}{\pi} \cdot \arg(\dot{Z})$ (рис. 3).

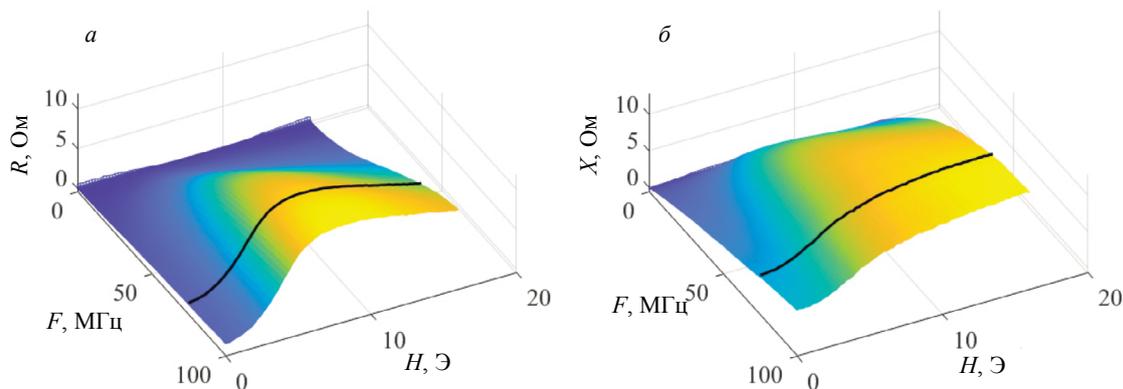


Рис. 2. Активная (а) и реактивная (б) составляющие импеданса проволоки с электроосажденным слоем пермаллоя во внешнем магнитном поле.

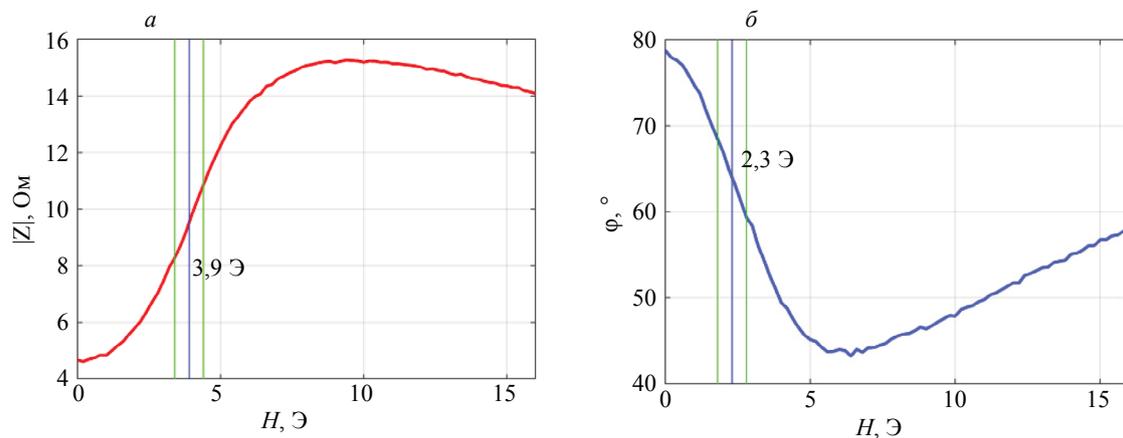


Рис. 3. Модуль (а) и аргумент (б) импеданса чувствительного элемента.

Таким образом, на частоте 75 МГц для обеспечения максимальной чувствительности по модулю импеданса для данного элемента необходимо приложить постоянное поле смещения на уровне 3,9 Э (рис. 3а), а на уровне 2,3 Э — для обеспечения максимальной чувствительности по аргументу (рис. 3б).

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ДАТЧИК МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Принципиальная электрическая схема одного из вариантов датчика представлена на рис. 4. Датчик содержит чувствительный элемент Z длиной 12 мм, вставленный в катушку индуктивности, подключенную к прецизионному источнику тока на основе LT3092 с исключительно низкой спектральной плотностью шума $2,7 \text{ пА}/\sqrt{\text{Гц}}$. Источник тока обеспечивает необходимое постоянное поле смещения для достижения максимальной чувствительности на частоте 75 МГц. В состав датчика также входит усилитель высокой частоты, собранный из немагнитных компонентов (рис. 5). Выступ печатной платы с чувствительным элементом вставляется в катушку подмагничивания, содержащую 2200 витков провода ПЭВ-1 диаметром 0,1 мм. Датчик собран в цилиндрическом медном корпусе диаметром 18 мм и длиной 70 мм.

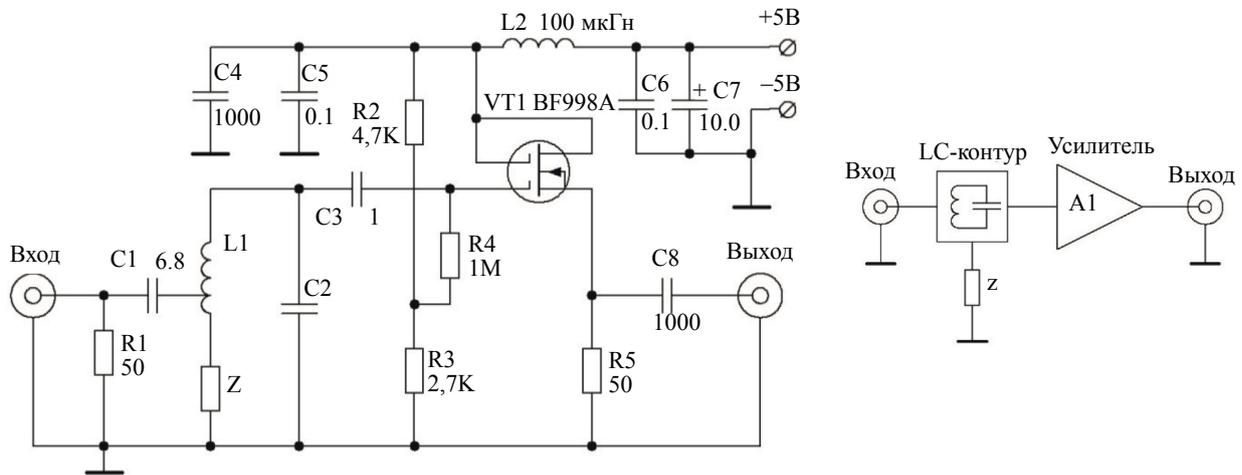


Рис. 4. Принципиальная электрическая схема датчика с усилителем высокой частоты (а) и соответствующая структурная схема (б).

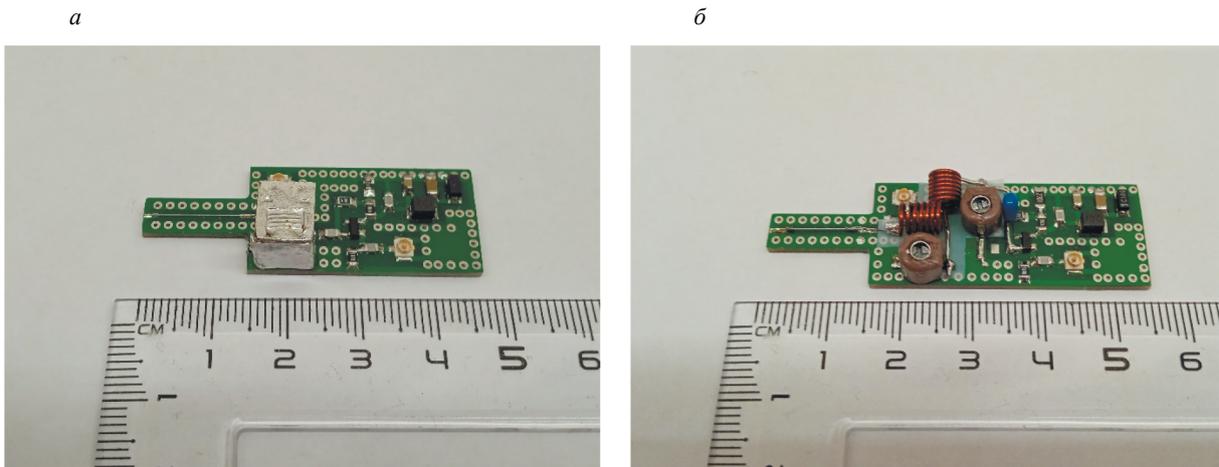


Рис. 5. Плата датчика с одноконтурной (а) и двухконтурной (б) входными цепями. Катушка подмагничивания (не показана) надевается на выступ платы с чувствительным элементом (слева).

На высоких частотах чувствительность датчика может быть увеличена за счет включения магнитоимпеданного чувствительного элемента Z в LC-контур. Параметры контура подбираются таким образом, чтобы при малых изменениях сопротивления элемента происходило значительное изменение добротности и, соответственно, коэффициента передачи контура. Колебательный контур должен также ослаблять влияние промышленных помех и радиовещательных станций на результаты измерений. Различные варианты включения магнитоимпеданного элемента в колебательный контур рассмотрены на рис. 6—8.

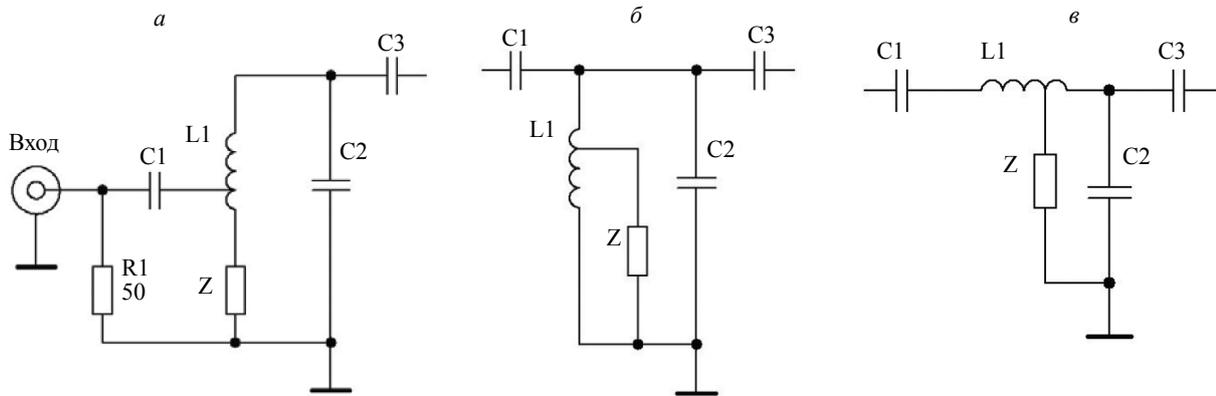


Рис. 6. Включение чувствительного элемента в LC-контур (а—в).

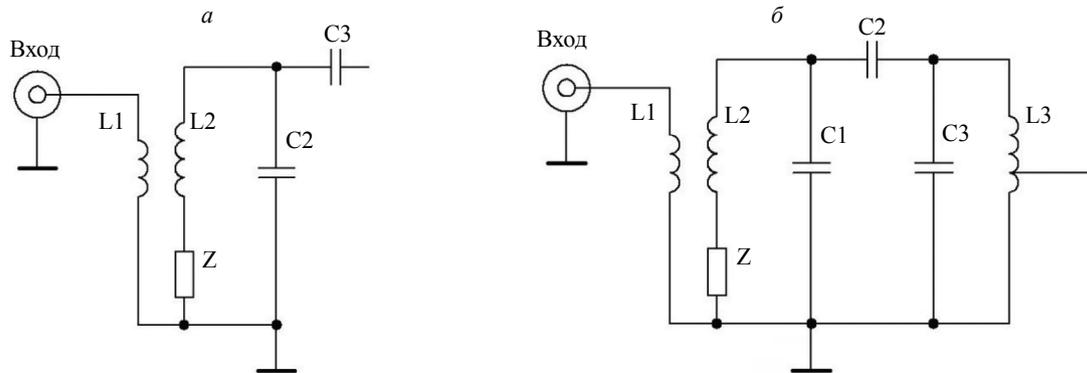


Рис. 7. Схема с индуктивной связью на входе (а); двухконтурная входная цепь (б).

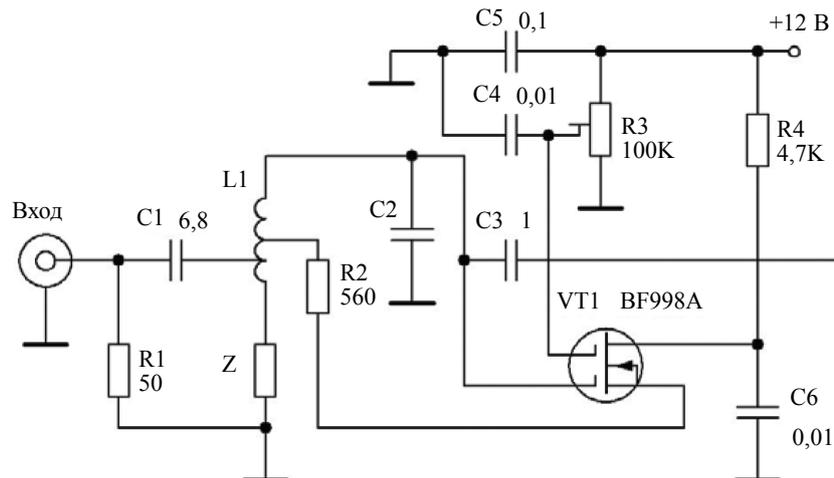


Рис. 8. Схема включения чувствительного элемента в колебательный контур с умножением добротности.

Номиналы элементов резонансных контуров (см. рис. 6—8) определены из условия максимума чувствительности по внешнему магнитному полю $\frac{d|K|}{dH}$ на частоте 75 МГц и согласования входных и выходных сопротивлений, где $|K| = \sqrt{(\text{Re}K)^2 + (\text{Im}K)^2}$ — модуль коэффициента передачи цепи; $\psi = \arg\left(\frac{\text{Im}K}{\text{Re}K}\right)$ — аргумент коэффициента передачи цепи; H — напряженность внешнего магнитного поля. Например, коэффициент передачи цепи для контура рис. 6а:

$$K = \frac{Z_{16}}{R_g + Z_{16}} \cdot \frac{j\omega C_1 Z_{26}}{1 + \omega^2 C_1 M + j\omega C_1 Z_{26}} \cdot Z_{36}, \quad (1)$$

где

$$Z_{16} = \frac{R_1 \cdot (1 + \omega^2 C_1 M)}{j\omega R_1 C_1 + 1 + \omega^2 C_1 M}; \quad (2)$$

$$Z_{26} = \frac{(j\omega(L_2 + M) + Z) \cdot (j\omega(L_2 + M) + Z_{46})}{j\omega(L_1 + L_2 + 2M) + Z + Z_{46}}; \quad (3)$$

$$Z_{36} = \frac{1 + j\omega C_3 R_L}{j\omega(L_1 + M) \cdot (j\omega(C_2 + C_3) - \omega^2 C_2 C_3 R_L) + 1 + j\omega C_3 R_L}; \quad (4)$$

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 L_2} \quad (5)$$

— взаимная индуктивность верхней (L1) и нижней (L2) по схеме частей катушки L1; k — коэффициент связи; Z — импеданс чувствительного элемента; R_g, R_L — сопротивление генератора и нагрузки соответственно.

Для всех схем включения чувствительного элемента, представленных на рис. 6—8, проведено моделирование в программе Micro-Cap 12 [12] и проверена работа узлов на печатных платах (см. рис. 5). С помощью анализатора спектра DSA815-TG измерены амплитудно-частотные характеристики и фазочастотные характеристики контуров. На основе полученных в результате измерений АЧХ рассчитаны такие параметры датчика, как максимальное изменение коэффициента передачи от напряженности внешнего магнитного поля $\left(\frac{\partial|K|}{\partial H}\right)_{\max}$ (максимальная чувствительность), напряженность поля подмагничивания и ширина полосы пропускания по уровню –3 дБ в области максимального изменения коэффициента передачи (табл. 1). На основе ФЧХ рассчитаны максимальные чувствительности измеряемых цепей по фазе сигнала $\left(\frac{\partial\psi}{\partial H}\right)_{\max}$ (см. табл. 1).

Семейство амплитудно-частотных характеристик при изменении поля подмагничивания для схемы с последовательным включением чувствительного элемента (см. рис. 6а) представлено на рис. 9а. Соответствующее семейство фазочастотных характеристик представлено на рис. 9б.

В табл. 1 представлены основные параметры резонансных контуров с чувствительным элементом Z , которые возможно использовать для повышения чувствительности датчика.

Сравнение различных схем включения чувствительного элемента во входную цепь показывает, что наилучшими параметрами обладает схема с умножением добротности (см. рис. 8). Несмотря на то, что пассивные схемы (см. рис. 6б, в) характеризуются значительным изменением коэффициента передачи от внешнего магнитного поля (109 %/Э и 188 %/Э), достигается это за счет неоправданно большой ширины полосы пропускания (11,4 МГц и 9,2 МГц). Двухконтурные входные цепи позволяют сузить полосу пропускания, но усложняют настройку, снижают общий коэффициент передачи, увеличивают габариты датчика. Пример одной из возможных двухконтурных цепей

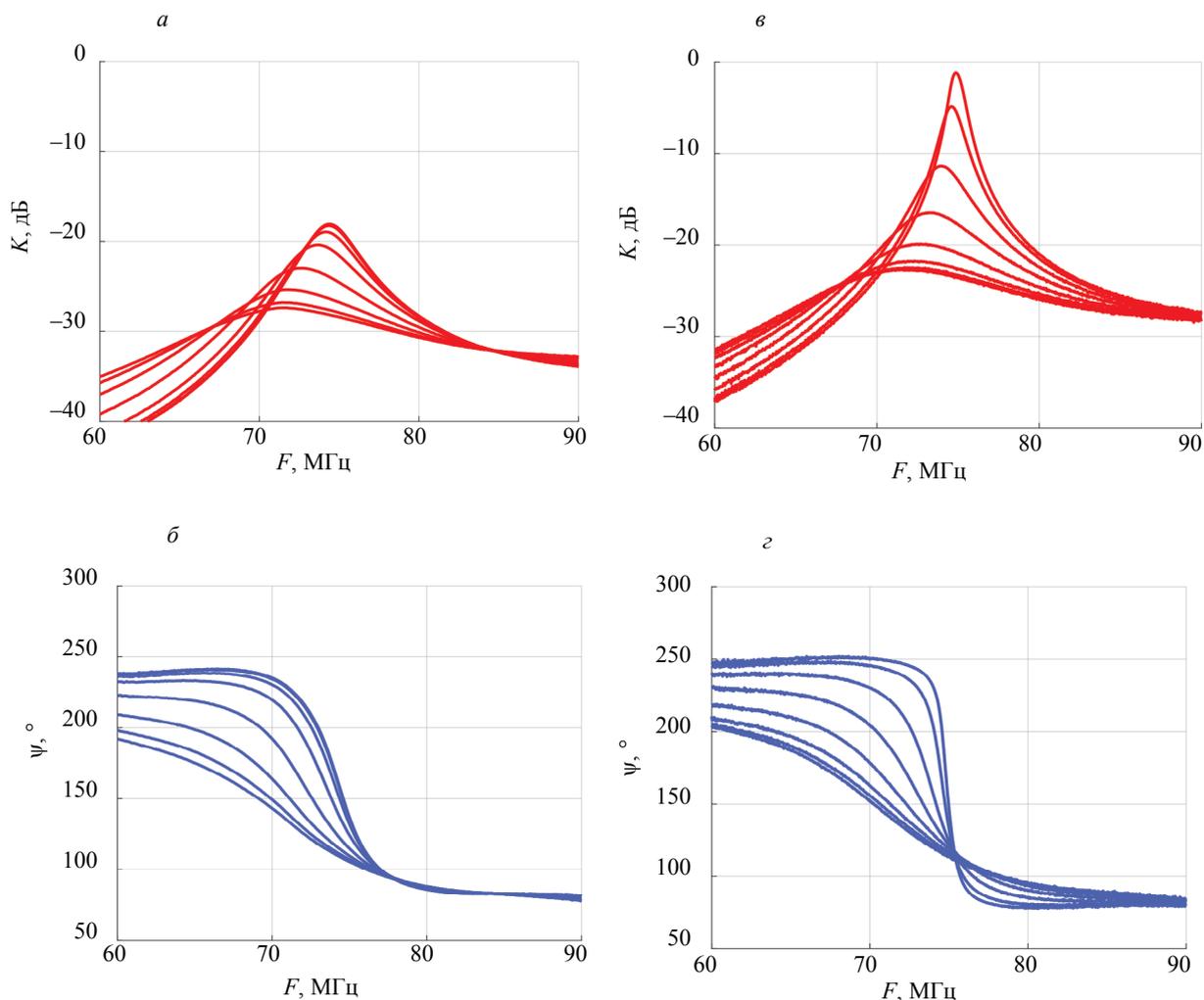


Рис. 9. АЧХ и ФЧХ-цепи с последовательным включением чувствительного элемента в контур (а, б) и цепи с умножением добротности (в, з).

Таблица 1

Схема	Коэффициент передачи ¹	Макс. чувствительность $\frac{d K }{dH}$ (75 МГц)	Поле подмагничивания	Ширина полосы пропускания ²	Макс. чувствительность $\frac{d\psi}{dH}$ (75 МГц)
Z в линии 50 Ом	-16,2 дБ	2,3 дБ/Э 31 %/Э	3,8 Э	—	9 °/Э (75 МГц)
Рис. 6а	-23,2 дБ	3,2 дБ/Э 45 %/Э	3,6 Э	5,6 МГц	33 °/Э (72 МГц)
Рис. 6б	-25,7 дБ	6,4 дБ/Э 109 %/Э	2,6 Э	11,4 МГц	64 °/Э (67 МГц)
Рис. 6в	-34 дБ	9,2 дБ/Э 188 %/Э	2,8 Э	9,2 МГц	48 °/Э (70 МГц)
Рис. 8	-9,4 дБ	7,3 дБ/Э 132 %/Э	1,5 Э	2,5 МГц	48 °/Э (74 МГц)

¹Коэффициент передачи в области максимальной чувствительности (75 МГц).

²Ширина полосы пропускания по уровню -3 дБ в области макс. чувствительности (75 МГц).

представлен на рис. 7б. На рис. 7а показано, что вместо частичного включения возможно применение индуктивной трансформаторной связи, что позволяет упростить настройку входной цепи, но ведет к усложнению конструкции и образованию высокочастотных паразитных контуров. Трансформаторная связь также может быть полезной, если необходимо развязать гальванически генератор сигналов и детектор [13].

Пассивные цепи (см. рис. 6, 7) не требуют дополнительного источника питания, обладают минимальными собственными шумами, но могут значительно ослабить входной сигнал. Тем не менее схема с умножением добротности (см. рис. 8) при сопоставимой со схемами (см. рис. 6б, в) чувствительностью (132 %/Э) обладает минимальной из всех испытанных шириной полосы пропускания (2,5 МГц) и максимальным коэффициентом передачи (-9,4 дБ). АЧХ и ФЧХ резонансной цепи с датчиком представлены на рис. 9в и г соответственно.

Немаловажным является и тот факт, что максимальное изменение фазы в схеме с умножением добротности наблюдается на частоте, близкой к 75 МГц, что позволяет выбрать режим в квадратурном демодуляторе с одновременным мониторингом амплитуды и фазы сигнала. Достоинством применения данной схемы является также возможность значительного снижения напряженности постоянного поля подмагничивания ($H = 1,5$ Э), к чему стремятся многие разработчики магнитоимпедансных датчиков [14], поскольку при меньшем поле подмагничивания меньше нагрев катушки и меньше влияние шумов источника постоянного тока.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ ДАТЧИКА С КВАДРАТУРНЫМ ДЕМОДУЛЯТОРОМ СИГНАЛА

Датчик слабых магнитных полей с умножителем добротности испытан в составе детектора на основе квадратурного демодулятора сигнала. Структурная схема детектора представлена на рис. 10.

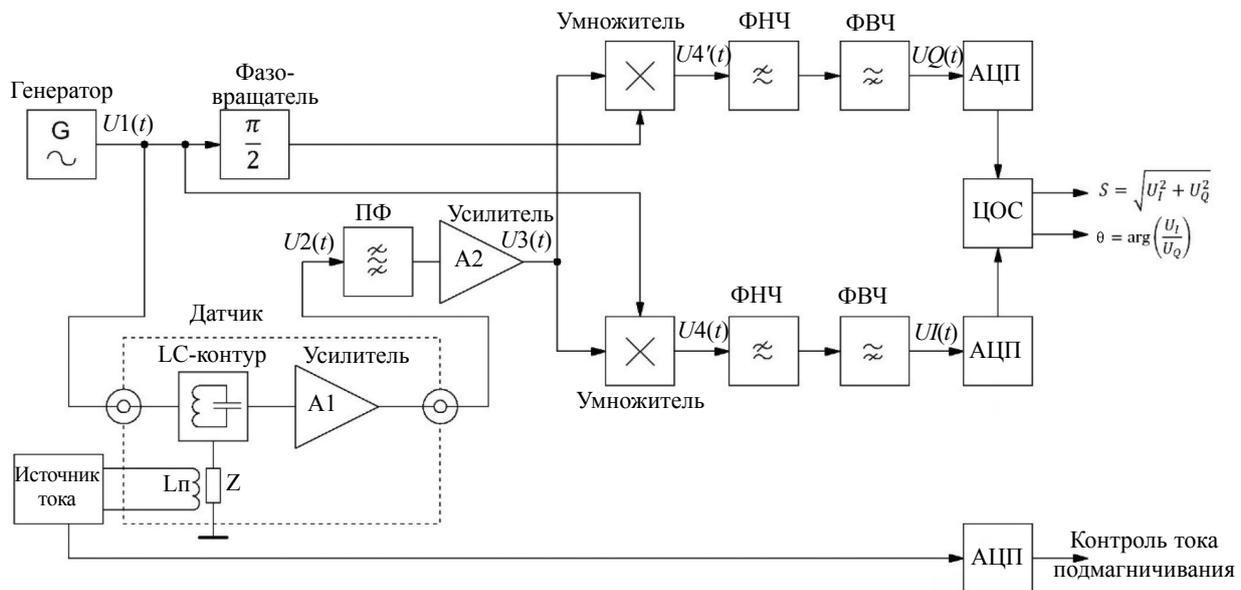


Рис. 10. Структурная схема детектора на основе квадратурного демодулятора сигнала.

В корпусе датчика кроме чувствительного элемента собран также предварительный усилитель на малощумящем двухзатворном КМОП-транзисторе BF998А, что позволило значительно снизить наводки на коаксиальный кабель от радиостанций УКВ диапазона. Предварительный усилитель также необходим для согласования импеданса LC-контура (см. рис. 10) с волновым сопротивлением кабеля и входным сопротивлением 50 Ом полосового фильтра FTR-3874. Полосовой фильтр (ПФ) с резонансным усилителем (А2) обеспечивают выделение полезного сигнала частотой 75 МГц за счет сужения полосы пропускания тракта до 30 кГц (по уровню -3 дБ).

Далее в квадратурном демодуляторе полезный сигнал перемножается в умножителях, выполненных на AD831, с опорным сигналом и смещенным по фазе на 90° опорным сигналом. Фильтры низких частот (ФНЧ) с частотой среза 2,5 кГц не пропускают на вход АЦП высокочастотные про-

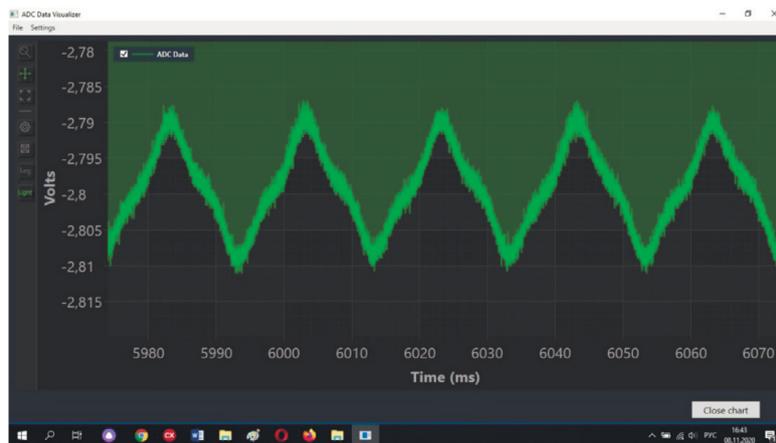


Рис. 11. Окно программы в режиме просмотра полученных данных.

дукты перемножения. Фильтры высоких частот (ФВЧ) с частотой среза 0,1 Гц предназначены для ограничения регистрации медленных флуктуаций магнитного поля, влияющих на смещение нулевого уровня высокочувствительного детектора. Синфазный и квадратурный сигналы преобразуются в цифровой вид в четырехканальном 14-бит АЦП E20-10 [15], работающем с частотой дискретизации 250 кГц. На один из каналов АЦП подается также сигнал с источника тока (см. рис. 10) для контроля тока подмагничивания чувствительного элемента. Цифровые сигналы считываются с АЦП программой, работающей под управлением ОС Windows 10. Программа обладает удобным интерфейсом, позволяющим оператору наблюдать за изменением магнитного поля в режиме реального времени, записывать результаты работы детектора на жесткий диск ноутбука, а также просматривать записанные файлы [16]. В режиме просмотра программа позволяет оператору масштабировать полученные графики по осям X и Y , выделять зону интереса, находить значения полученных данных в определенных точках (рис. 11). Программа позволяет производить с полученными данными такие функции цифровой обработки сигналов, как вычисление амплитуды и фазы сигнала, определение скользящего среднего, вычисление быстрого преобразования Фурье.

УРОВЕНЬ ИЗМЕНЕНИЙ МАГНИТНОГО ПОЛЯ, ФИКСИРУЕМЫЙ ДАТЧИКОМ

Для калибровки и оценки чувствительности детектора слабых магнитных полей датчик помещен в систему компенсации магнитного поля Земли (рис. 12). Кроме того, пара катушек Гельмгольца подключена к выходу генератора DG-3121 для создания калибровочного переменного магнитного поля частотой от 0,01 Гц до 2,5 кГц. Сигнал снимается с нагрузочного сопротивления $R2$, равного 50 Ом (см. рис. 12).

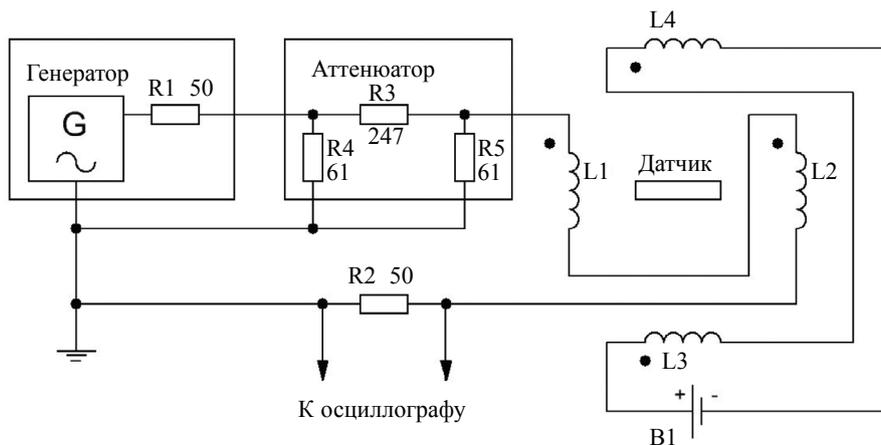


Рис. 12. Схема установки для калибровки детектора слабых магнитных полей.

Для калибровки детектора генератор DG-3121 формирует прямоугольные импульсы амплитудой от 9,99 В до 10 мВ. Прямоугольные импульсы амплитудой 1 мВ формируются с использованием аттенуатора (20 дБ, 50 Ом). Амплитудное значение силы тока в катушках Гельмгольца L1L2 измерено за счет падения напряжения на нагрузочном сопротивлении R2 с помощью осциллографа Tektronix TDS-1021 (см. рис. 12). При амплитуде прямоугольных импульсов 9,99 В амплитуда силы тока составила $I_m = 98$ мА. Собственное сопротивление $R = 1,9$ Ом и индуктивность $L = 2,3$ мГн катушек L1L2 вносят незначительную погрешность на низких частотах. Соответственно, амплитуда напряженности магнитного поля в центре между катушками L1L2:

$$H_m = 0,716 \cdot \frac{I_m \cdot N}{r} = 7,7 \frac{\text{А}}{\text{м}}, \quad (6)$$

где $N = 27$ — число витков в катушке; $r = 245$ мм — радиус катушек Гельмгольца.

Для определения начальной точки калибровки использован миллитесламетр ТПУ 28134-04. При амплитуде прямоугольных импульсов 9,99 В амплитуда измеренной индукции была на уровне $B_m = \mu_0 H_m = 9,7$ мкТл.

Это позволило определить верхнюю точку калибровочной прямой, а далее пользоваться формулой (6) для определения чувствительности детектора в широком динамическом диапазоне, составляющем более 80 дБ.

Для снижения влияния шумов и промышленных помех после умножителей включены ФНЧ и ФВЧ, ограничивающие ширину полосы входного сигнала АЦП. Благодаря этому полоса пропускания детектора магнитного поля по уровню -3 дБ составляет диапазон от 0,5 Гц до 1 кГц (рис. 13).

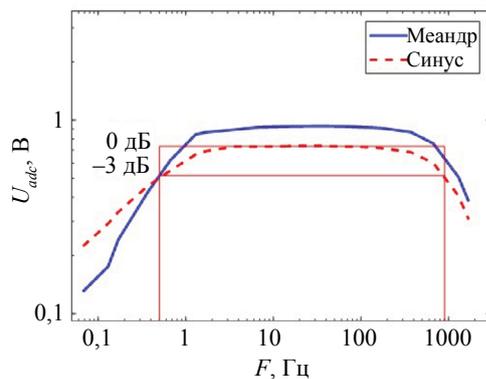


Рис. 13. Диапазон частот работы детектора при синусоидальном и близком к прямоугольному изменению магнитного поля с максимальной индукцией $B_m = 100$ нТл.

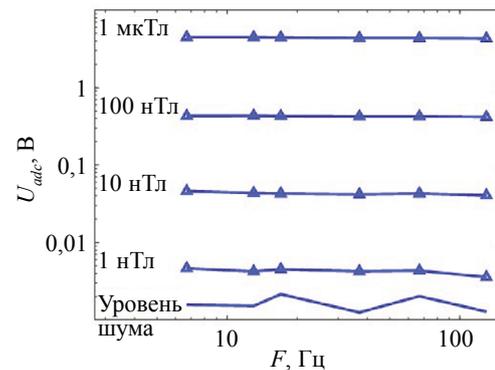


Рис. 14. Регистрируемая детектором амплитуда первой гармоники сигнала при различных уровнях индукции внешнего магнитного поля.

Показания детектора линейны в частотном диапазоне от единиц до ста герц в области изменений внешнего магнитного поля от 1 нТл до 1 мкТл (рис. 14). Значения уровня белого шума на графике более чем на 10 дБ ниже величины сигнала на входе АЦП, при которой регистрируется сигнал амплитудой 1 нТл. Пример регистрации детектором прямоугольных импульсов магнитного поля частотой 13 Гц после цифрового подавления частот, кратных 50 Гц, представлен на рис. 15.

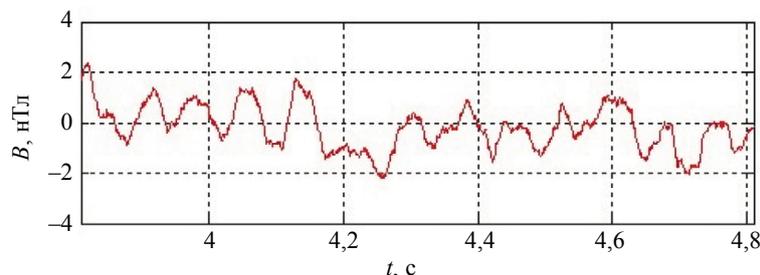


Рис. 15. Регистрация детектором прямоугольных импульсов магнитного поля амплитудой 1 нТл и частотой 13 Гц.

Достигнутая чувствительность слабых переменных магнитных полей амплитудой 1 нТл при комнатной температуре и в условиях промышленных электромагнитных помех сопоставима с чувствительностью лучших мировых аналогов [17] и чувствительностью датчиков на основе феррозондов в области инфранизких частот [18]. Кроме того, предлагаемая методика позволяет увеличить чувствительность быстродействующих датчиков, поскольку рассчитана на работу в области частот десятки-сотни мегагерц [19]. При применении квадратурной демодуляции сигнала быстродействие датчика ограничено шириной полосы пропускания полосового фильтра (ПФ) и может достигать десятков микросекунд. Очевидно, что шумы датчика могут быть уменьшены за счет снижения температуры чувствительного элемента и за счет проведения исследований в специальном экранированном помещении, что увеличит достоинства предложенного метода.

ВЫВОДЫ

1) Предложенный метод включения чувствительного магнитоимпедансного элемента на основе проволоки с электроосажденным пермаллоем в колебательный контур с умножением добротности позволяет повысить чувствительность датчика магнитного поля (от 31 %/Э до 132 %/Э) при работе на частоте 75 МГц.

2) Включение чувствительного элемента в контур с умножением добротности сопровождается сужением полосы входного сигнала до 2,5 МГц, и, в результате, на порядок возрастает отношение сигнал/шум датчика.

3) Описанный тип включения магнитоимпедансного датчика позволяет снизить напряженность постоянного магнитного поля смещения с 3,9 Э до 1,5 Э, что значительно упрощает систему подмагничивания и снижает влияние шумов источника тока.

4) Разработанный резонансный датчик в составе квадратурного демодулятора сигнала позволяет различать изменения магнитного поля на уровне 1 нТл при отношении сигнал/шум 10 дБ.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 20-48-660044.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Датчики / Справочное пособие. Под общ. ред. В.М. Шарапова, Е.С. Полищука. М.: Техносфера, 2012. 624 с.
2. Балбашов А.М., Червоненкис А.Я. Магнитные материалы для микроэлектроники. М.: Энергия, 1979. 216 с.
3. Vazquez M. Giant magneto-impedance in soft magnetic wires // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. 2001. V. 226. P. 693—699.
4. Курляндская Г.В., Волчков С.О., де Кос Д. Магниточувствительные преобразователи для неразрушающего контроля, работающие на основе гигантского магнитоимпедансного эффекта (Обзор) // Дефектоскопия. 2009. № 6. С. 13—42.
5. Сысоева С. Датчики магнитного поля. Ключевые технологии и новые перспективы. Часть 3. XMR (АМР/ГМР/ТМР) — конкуренты датчиков Холла // Компоненты и технологии. 2014. № 8. С. 49—62.
6. Маргелов А. Модульные и компонентные магниторезистивные датчики и компасы Honeywell // Новости электроники. 2006. Т. 10. С.10—14.
7. Shcherbinin S.V., Volchkov S.O., Chlenova A.A., Kurlyandskaya G.V. Load Matching for Giant Magnetoimpedance Sensor in Coaxial Configuration // Key Engineering Materials. 2019. V. 826. P. 19—24.
8. Le Anh-Tuan, Phan Manh-Huong. Advanced Magnetic Microwires as Sensing Elements for LC-resonant-type Magnetoimpedance Sensor: a Comprehensive Review // Journal of Superconductivity and Novel Magnetism. 2012. V. 25. P. 181—195.
9. Nie Xinhua, Pan Zhongming. Differential-type Integrating GMI Magnetic Sensor Based on Orthogonal Vector Lock-in Amplifier / 2013 Chinese Automation Congress. Publisher: IEEE. Changsha, China. P. 344—347. DOI: 10.1109/CAC.2013.6775756
10. UNIVAC 9000 Series. Facts and Figures. 1969. Sperry Rand Corporation.
11. Beach R.S., Smith N., Platt C.L., Jeffers F., Berkowitz A.E. Magneto-impedance effect in NiFe plated wire // Applied Physics Letters. 1996. V. 68. P. 2753.
12. www.spectrum-soft.com
13. Горшелев В.Д., Красноцветова З.Г., Федорцов Б.Ф. Основы проектирования радиоприемников. Л.: Энергия, 1977. 384 с.
14. Atalay S., Izgi T., Buznikov N.A., Kolat V.S. Asymmetric giant magnetoimpedance effect created by micro magnets // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. 2018. V. 453. P.163—167.

15. E20-10. USB 2.0 модуль АЦП / Руководство пользователя. ЗАО «Л-Кард». 2008.
16. *Yarushin K.A., Shcherbinin S.V., Kurlyandskaya G.V.* DDS control and magneto-impedance sensor signal lock-in amplifier data reading program. The VII International Researches Conference — Physics, Technology, Innovations (PTI-2020) // AIP Conference Proceedings. 2020. V. 2313. P. 040022.
17. *Uchiyama T., Mohri K., Honkura Y., Panina L.V.* Recent advances of pico-Tesla resolution magneto-impedance sensor based on amorphous wire CMOS IC MI sensor // IEEE Transactions on Magnetism. 2012. V. 48. № 11. P. 3833—3839.
18. *Реутов Ю.Я.* Чувствительный феррозондовый магнитометр // Дефектоскопия. 2008. № 6. С. 18—25.
19. *Голубева Е.В., Волчков С.О., Щербинин С.В., Курляндская Г.В.* Магнитоимпедансные свойства аморфной проволоки CoFeSiB в широком частотном диапазоне: фокус на сенсорные приложения // Дефектоскопия. 2018. № 10. С. 42—50.
-

О КОМПЛЕКСНОМ ПРИМЕНЕНИИ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ПОЛЕЙ ПРИ МАГНИТНОЙ ДЕФЕКТΟΣКОПИИ ТОЛСТОСТЕННЫХ СТАЛЬНЫХ ИЗДЕЛИЙ

© 2022 г. Ю.Я. Реутов^{1,*}

¹Институт физики металлов им. М.Н. Михеева УрО РАН,
Россия 620108 Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 18
E-mail: *asija1@yandex.ru

Поступила в редакцию 21.10.2022; после доработки 28.10.2022
Принята к публикации 28.10.2022

Приведены результаты численного моделирования и экспериментального исследования возможностей использования одновременного намагничивания проверяемого ферромагнитного изделия сильным постоянным и слабым переменным полями для выяснения возможности повышения достоверности магнитной дефектоскопии магистральных газопроводов, в особенности для выявления стресс-коррозионных повреждений. Подтверждено выявленное ранее появление в присутствии сильного постоянного магнитного поля на бездефектной стороне объекта контроля локальной аномалии магнитной проницаемости материала изделия, коррелирующей с параметрами лежащего под ней дефекта сплошности. Вследствие этого широко используемый для дефектоскопии магистральных газопроводов метод рассеяния магнитного потока (MFL) в принципе может быть дополнен использованием для выявления указанной локальной аномалии магнитной проницаемости накладного вихретокового преобразователя. Этот преобразователь может применяться вместо (или в сочетании) сенсора постоянного тангенциального магнитного поля, обычно используемого в методе MFL. Преимуществом такой замены не выявлено. Также не выявлено возможностей обнаружения стресс-коррозионных повреждений по локальным изменениям электропроводности в месте расположения дефекта и возможностей для использования в контроле магистральных газопроводов метода SLOFEC из-за недопустимо большой энергоемкости.

Ключевые слова: магистральный газопровод, магнитный контроль, намагничивание, рассеяние магнитного потока, метод MFL, метод SLOFEC, накладной вихретоковый преобразователь, преобразователь Холла, магнитная проницаемость, стресс-коррозионное повреждение, магнитное насыщение.

DOI: 10.31857/S0130308222120053, EDN: BUYAOB

Предлагаемая статья посвящена изложению результатов поисков возможностей усовершенствования неразрушающего магнитного контроля магистральных газопроводов, уложенных под землю. В основном требуется выявлять коррозионные повреждения и нарушения сплошности наружной поверхности стальной стенки газопровода. Очевидно, что контроль можно осуществлять только с помощью автономного снаряда-дефектоскопа, обследующего внутреннюю поверхность стенки трубы. Снаряд-дефектоскоп должен передвигаться по длине контролируемого газопровода под давлением транспортируемого газа и записывать результаты замеров тех или иных параметров с последующей их обработкой после извлечения дефектоскопа из трубопровода. По условиям работы такое извлечение происходит после преодоления снарядам-дефектоскопом в трубе расстояния порядка ста и более километров. Известно, что для плавного и безопасного для объекта контроля передвижения дефектоскопа внутри трубы скорость такого передвижения должна быть порядка двух метров в секунду. Простой расчет показывает, что запасов электроэнергии, потребной для обеспечения функционирования электронной аппаратуры дефектоскопа на протяжении 100 км пути, должно хватать более чем на 10 часов. Отсюда очевидно, что к электронной аппаратуре снаряда-дефектоскопа предъявляются достаточно жесткие требования по части энергопотребления. Например, намагничивание стальной стенки объекта контроля, необходимое для получения информации о состоянии ее внешней поверхности, возможно осуществлять только сильными постоянными магнитами. Применение каких-либо электромагнитов здесь недопустимо.

С учетом вышеизложенного, в настоящее время основным методом контроля таких газопроводов является метод рассеяния магнитного потока [1—4], именуемый в мировой технической литературе как MFL. Суть метода состоит в измерении компоненты магнитного поля вблизи внутренней поверхности стенки газопровода, параллельной этой поверхности и ориентированной вдоль направления поля, осуществляющего искусственное намагничивание этой стенки. При наличии на внешней стороне трубы (или под ней) коррозионного повреждения или нарушения сплошности появится затруднение прохождению магнитного потока по трубе, и он вытеснится из стенки трубы наружу как с внешней, так и с внутренней ее стороны, что будет зафиксировано преобразователем магнитного поля, находящимся вблизи внутренней поверхности трубы.

К настоящему времени в мировой практике накоплен достаточно большой опыт [5—10] успешного применения метода MFL и расшифровки его результатов для неразрушающего контроля магистральных газопроводов, уложенных под землю. Вместе с тем, с появлением газопроводов, уложенных на морское дно, появилась необходимость расширения диапазона толщин стенок труб таких газопроводов. Если толщина стенок труб подземных газопроводов не превышает, как правило, 20—25 мм, то у подводных она может достигать 40 мм. В связи с этим возникают проблемы с промагничиванием стенки трубопровода на достаточную глубину. Кроме того, нерешенной является проблема выявления отдельных видов стресс-коррозионных повреждений [11, 12] наружной поверхности трубы, свойственная как подземным, так и подводным магистральным трубопроводам. Заключается она в том, что участки таких стресс-коррозионных повреждений характеризуются нарушениями сплошности, разделенными столь малыми промежутками, что они в очень незначительной степени препятствуют преодолению их магнитным потоком. Вследствие этого рассеяния магнитного потока из стенки трубы вблизи таких дефектов практически не происходит, и они методом MFL не обнаруживаются, хотя и представляют определенную опасность.

Между тем, микроскопические промежутки между продуктами разрушения являются заметным (почти непреодолимым) препятствием прохождению электрического тока, например, вихревого тока, обусловленного воздействием переменного магнитного поля вихретокового преобразователя. То есть, такие повреждения, в принципе, могут быть выявлены вихретоковым методом. Но тут возникают значительные трудности, связанные с существованием поверхностного эффекта. Дело в том, что стали, идущие на изготовление труб магистральных газопроводов, обладают удельной электропроводностью около 6 млн См/м и относительной начальной магнитной проницаемостью порядка 100—200. Как известно [13], глубина проникновения a переменного магнитного поля частотой f в толщу ферромагнитного материала с удельной электропроводностью σ и относительной магнитной проницаемостью μ определяется выражением:

$$a = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \sigma}}, \quad (1)$$

где μ_0 — магнитная постоянная.

Подставив в это выражение типичные параметры материала стальной трубы $\mu = 100$ и $\sigma = 6$ млн См/м, получаем для частоты 100 Гц глубину проникновения 2 мм, в то время как типичная толщина стенки трубы магистрального газопровода — 20 мм. Для преодоления такой толщины потребуются вихретоковый преобразователь с рабочей частотой 1 Гц. Но такая частота совершенно неприемлема для использования в снаряде-дефектоскопе, движущемся внутри газопровода со скоростью 2 м/с.

Не так давно появился метод, именуемый SLOFEC, позволяющий искусственно увеличить глубину проникновения переменного магнитного поля в ферромагнетик путем его намагничивания до состояния, близкого к насыщению, постоянным магнитным полем [14—17].

Идея метода, выдвинутая его авторами, заключается в том, что намагнитив ферромагнетик сильным постоянным полем, мы существенно понизим его магнитную проницаемость, которая фигурирует в выражении (1), и тем самым увеличим глубину проникновения магнитного поля. При всей заманчивости такого метода он упирается в очевидное препятствие. Намагнитив постоянным полем ферромагнетик практически до насыщения, мы понизим его проницаемость до единицы. Это предел. Но и в таком случае мы добьемся лишь десятикратного увеличения глубины проникновения по сравнению с отсутствием подмагничивания. На практике же выигрыш от такого подмагничивания составит лишь 3—4 раза.

Тем не менее и такой выигрыш оказывается полезным. Метод SLOFEC широко применяется для обнаружения коррозионных повреждений днищ топливных резервуаров, заглубленных в грунт, путем их обследования с «дневной» стороны. Для такого контроля скорость обследования не критична и рабочая частота вихретокового преобразователя может снижаться до единиц герц, что недопустимо при контроле магистральных газопроводов.

Наконец, заслуживает внимания и еще один метод, предложенный в 1960 г. нашим соотечественником Н.В. Мирошиным [18, 19] и базирующийся на вихретоковом контроле ферромагнитного изделия, намагничиваемого сильным постоянным полем. Внешне этот метод неотличим от метода SLOFEC, но идея, заложенная в его основу, существенно отличается от предложенной авторами метода SLOFEC. Суть ее заключается в том, что коррозионное повреждение или нарушение сплошности ферромагнитной плиты (или трубы), намагничиваемой вдоль поверхности сильным

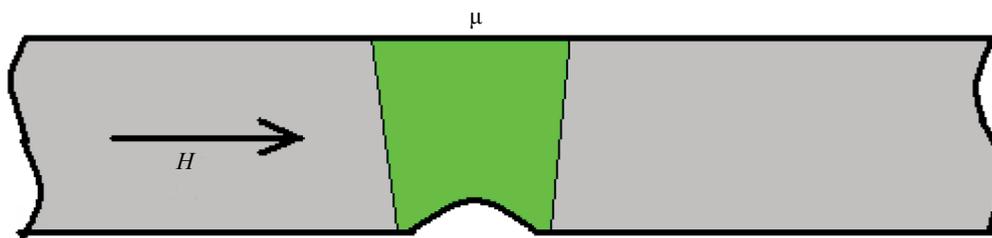


Рис. 1. Локальная аномалия магнитной проницаемости, вызванная дефектом.

постоянным полем, обязательно сопровождается приблизительно цилиндрической локальной аномалией магнитной проницаемости, простирающейся от места дефекта до поверхности изделия с бездефектной стороны. Утрировано это выглядит как показано на рис. 1.

Наличие аномалии магнитной проницаемости на бездефектной стороне изделия, отражающее существование дефекта с противоположной стороны, позволяет обнаружить ее накладным вихретоковым преобразователем, прилегающим непосредственно к поверхности объекта контроля с бездефектной стороны. А поскольку преобразователь расположен в непосредственной близости от аномалии, для ее обнаружения можно использовать сколь угодно высокие частоты. Ограничения здесь накладываются лишь степенью шероховатости поверхности изделия с бездефектной стороны.

Работоспособность метода, предложенного Н.В. Мирошиным, была неоднократно и успешно проверена в нашей стране [20—22], Однако при этом использовались вихретоковые преобразователи, создававшие переменные поля, соперничающие по интенсивности с постоянным подмагничивающим полем. Соответственно и мощности, затрачиваемые на создание таких полей, составляли десятки и сотни ватт. Фактически в этих разработках было предвосхищено появление метода SLOFEC. Очевидно, что в таком виде использование метода Н.В.Мирошина для внутритрубной дефектоскопии магистральных газопроводов совершенно неприемлемо. Задача данного исследования состояла в проверке применимости методов SLOFEC и Н.В. Мирошина для внутритрубной дефектоскопии.

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Численное моделирование выполняли в программе Elcut, отличающейся удобным интерфейсом [23]. Решали плоскую двумерную магнитоэстатическую задачу. Моделировали плоскую стальную плиту толщиной 25 мм со щелью шириной 0,1 мм и глубиной от 5 до 25 мм (полный разрыв), намагничиваемую постоянным полем, направленным в плоскости плиты поперек щели (см. рис. 2).

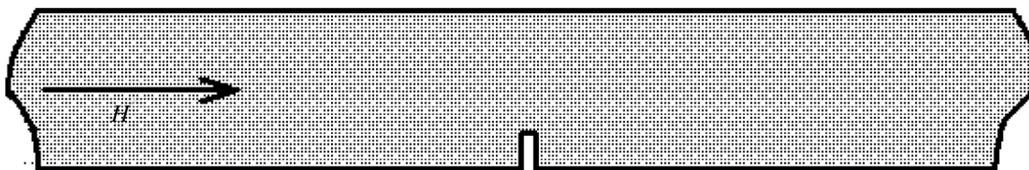


Рис. 2. Плита с дефектом.

При моделировании использовали кривую намагничивания материала плиты, изображенная на рис. 3.

На рис. 4 приведена зависимость полной магнитной проницаемости материала от индукции в нем, полученная из кривой рис. 3.

Вычисляли зависимости полной проницаемости материала плиты на глубине 1 мм от ее поверхности с бездефектной стороны от координаты x , характеризующей отклонение точки наблюдения от середины щели по горизонтали вдоль плиты. Результаты вычислений приведены на последующих рис. 5 и 6. На этих рисунках по горизонтали отложена координата x , а по вертикали величина S , представляющая собой отношение магнитной проницаемости на данной координате x к ее значению

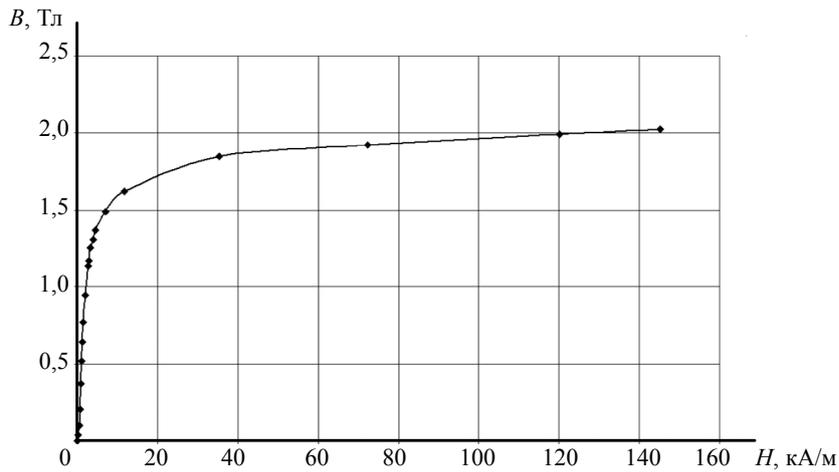


Рис. 3. Кривая намагничивания материала плиты.

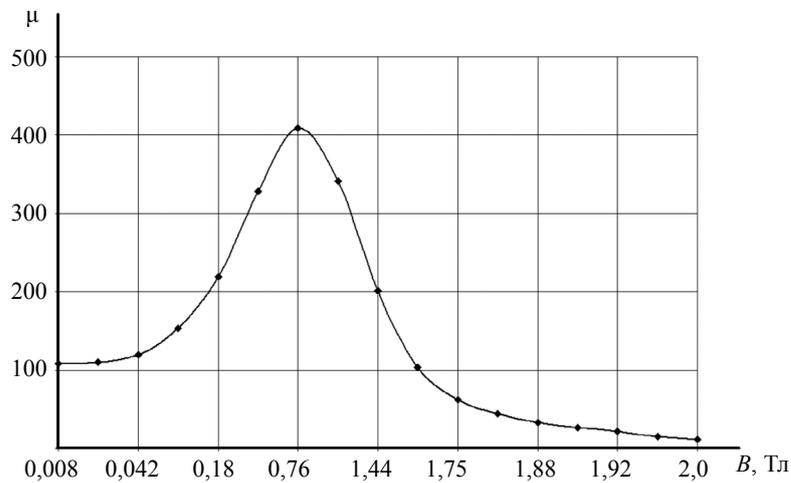


Рис. 4. Магнитная проницаемость плиты при разных индукциях.

вдали от места расположения дефекта (опять же по координате x). Вычисления показывают, что на участке кривой намагничивания, соответствующем росту магнитной проницаемости с ростом индукции, наблюдается ее локальное возрастание над дефектным местом (см. рис. 5), а за перегибом кривой намагничивания (убывание проницаемости с ростом индукции), наоборот, — ее локальное уменьшение (провал), что видно из рис. 6.

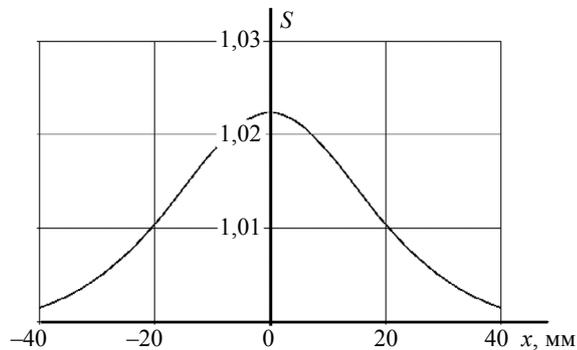


Рис. 5. Приращение проницаемости над дефектом: по горизонтали — продольная координата; по вертикали — относительное приращение проницаемости над дефектом глубиной 0,2 от толщины плиты; индукция 0,37 Тл.

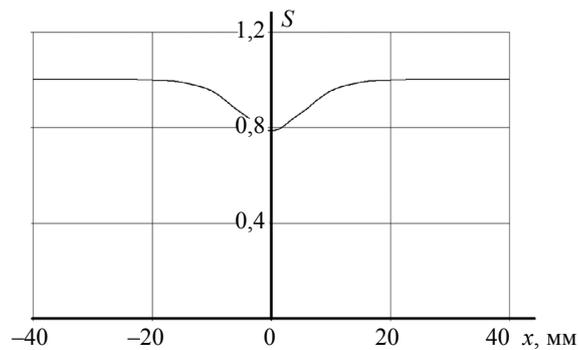


Рис. 6. Убывание проницаемости над дефектом: по горизонтали — продольная координата; по вертикали — относительное приращение проницаемости над дефектом глубиной 0,2 от толщины плиты; индукция 1,44 Тл.

Возможное объяснение этому заключается в том, что в области дефекта происходит «сгущение» магнитного потока в толще материала. На участке нарастания проницаемости с ростом намагничивающего поля локальное увеличение индукции сопровождается ростом локальной проницаемости и наоборот.

На рис. 7 представлена обобщенная зависимость реакции проницаемости материала на расстоянии 1 мм вглубь от бездефектной поверхности на дефект глубиной 0,2 от толщины плиты при вариациях индукции постоянного поля в широких пределах.

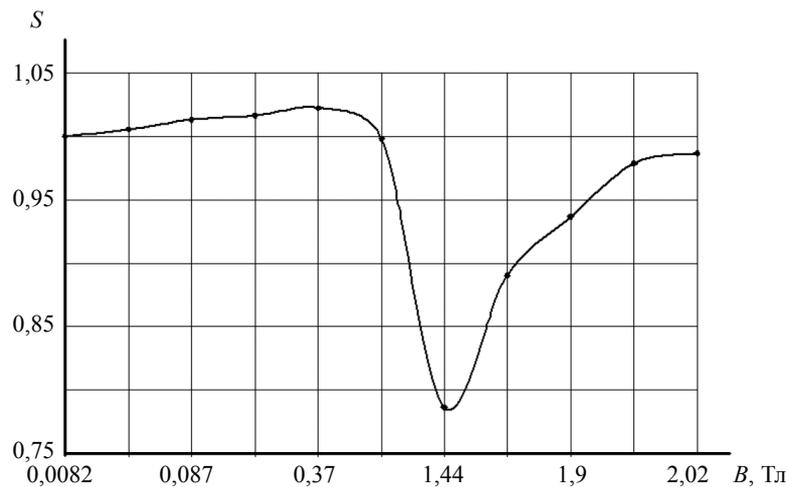


Рис. 7. Реакция проницаемости материала вблизи бездефектной поверхности на дефект глубиной 0,2 от толщины плиты в зависимости от индукции постоянного поля в теле плиты: по горизонтали — индукция поля; по вертикали — реакция проницаемости на дефект.

Из этого рисунка следует, что для обнаружения дефектов по изменению проницаемости на бездефектной стороне выгоднее намагничивать изделие до индукций за перегибом кривой намагничивания. Здесь реакция проницаемости на дефект существенно больше, да и слабее зависит от магнитной предыстории изделия. Вместе с тем, в таком случае реакция в заметной степени зависит от величины индукции намагничивающего постоянного поля. Это иллюстрируется рис. 8.

Моделированием вычисляли распределение неоднородности проницаемости, вызванной наличием дефекта глубиной 0,2 от толщины плиты, в ее толще. На рис. 9 показано изменение проницаемости по продольной координате на разных расстояниях (вглубь изделия) от бездефектной поверхности. Видно, что аномалия проницаемости усугубляется по мере приближения к дефекту и становится более локальной. Это подтверждает наличие в толще ферромагнетика своеобразного «туннеля» локальной аномалии магнитной проницаемости, связывающего между собой дефект и бездефектную поверхность плиты (см. рис. 1). Причем «туннель» расширяется по мере удаления от дефекта.

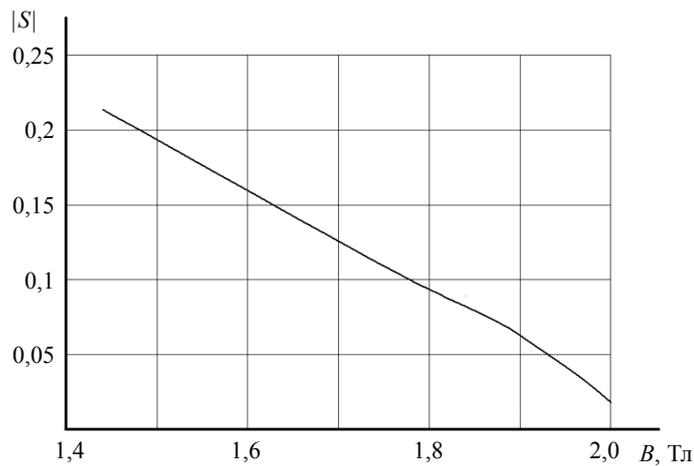


Рис. 8. Зависимость реакции проницаемости на дефект глубиной 0,2 от толщины пластины от индукции намагничивающего поля: по горизонтали — индукция поля; по вертикали — реакция проницаемости (по модулю).

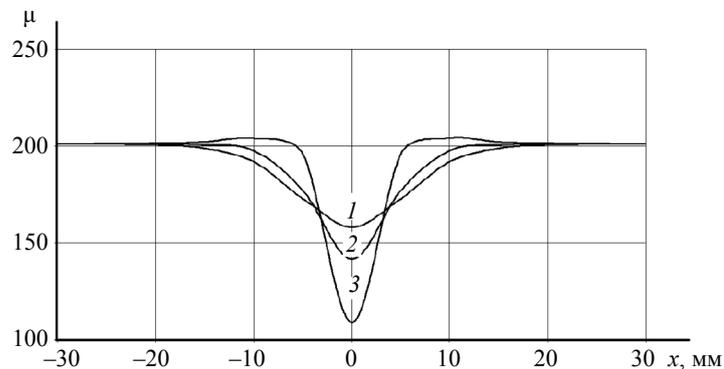


Рис. 9. Проницаемость вдоль продольной координаты на разных глубинах в толще плиты: по горизонтали — продольная координата; по вертикали — проницаемость в толще плиты (1 — 5 мм вглубь от бездефектной стороны; 2 — 10 мм вглубь; 3 — 20 мм вглубь; индукция поля 1,44 Тл).

На рис. 10 показана расчетная зависимость реакции проницаемости на дефект от его глубины. Видно, что с увеличением глубины дефекта увеличивается и реакция проницаемости на него. Локальность аномалии возрастает по мере увеличения глубины дефекта. Это объясняется приближением «вершины» дефекта к бездефектной поверхности плиты по мере роста его глубины.

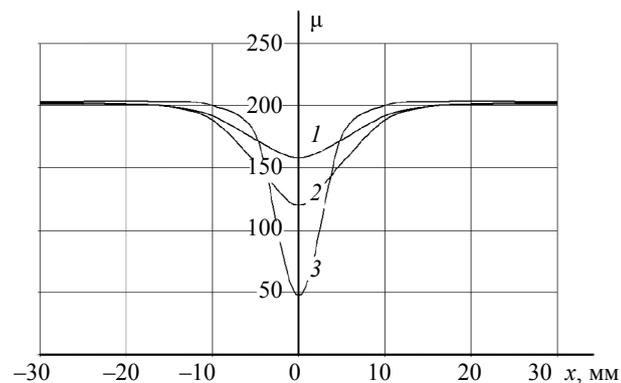


Рис. 10. Реакция проницаемости в зависимости от глубины дефекта: по горизонтали — продольная координата; по вертикали — проницаемость на 1 мм ниже бездефектной поверхности; индукция поля 1,44 Тл (1 — глубина щели 5 мм; 2 — глубина 10 мм; 3 — глубина 20 мм).

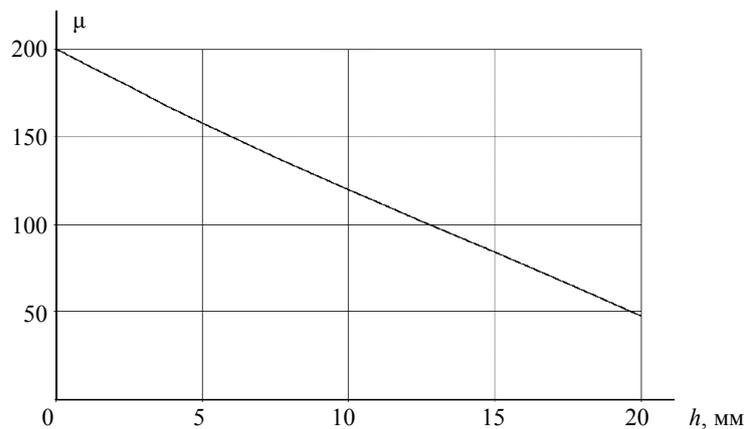


Рис. 11. Проницаемость в 1 мм вглубь от бездефектной поверхности над серединой щели: по горизонтали — глубина щели; по вертикали — магнитная проницаемость; индукция постоянного поля 1,44 Тл.

Рис. 11 иллюстрирует линейность зависимости аномалии проницаемости от глубины дефекта.

Подводя итоги численному моделированию намагничивания стальной плиты с дефектом постоянным полем, можно констатировать, что предположение Н.В. Мирошина о существовании локальной аномалии магнитной проницаемости вблизи бездефектной поверхности стальной плиты над дефектом на противоположной поверхности, при условии подмагничивания плиты продольным постоянным полем, находит свое подтверждение. Благодаря этому появляется возможность выявлять дефекты накладным вихретоковым преобразователем, размещаемым над бездефектной поверхностью. При таком размещении (при наличии постоянного подмагничивающего поля) поверхностный эффект проявляется в минимальной степени и позволяет использовать вихретоковые преобразователи с повышенными рабочими частотами. Близость вихретокового преобразователя и бездефектной поверхности с аномалией магнитной проницаемости позволяет обходиться минимальными затратами электрической энергии на обеспечение его работоспособности. Здесь вихретоковый преобразователь служит заменой сенсору постоянного магнитного поля, обычно используемому в методе MFL. В некоторых случаях это может оказаться полезным. Вместе с тем очевидно, что такой преобразователь не воспринимает информацию о локальных аномалиях электрической проводимости в районе дефекта, поскольку она не «транслируется» на бездефектную поверхность. Такую информацию вихретоковый преобразователь воспримет лишь при условии более или менее беспрепятственного проникновения создаваемого им переменного поля через толщу объекта контроля и возвращения к нему соответствующего отклика, т.е. на достаточно низких частотах. А это в реальных условиях внутритрубного контроля магистрального газопровода неприемлемо. Получается, что численное моделирование не выявило ожидаемых преимуществ от использования накладного вихретокового преобразователя в методе MFL для контроля магистральных газопроводов.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МЕТОДА Н.В. МИРОШИНА

Несмотря на высокую достоверность результатов численного моделирования в программе ELCUT, в данном исследовании была выполнена экспериментальная проверка возможностей использования метода, предложенного Н.В. Мирошиным. Ее результаты излагаются далее.

Образцы

Исследования выполняли на стальной плите размерами $486 \times 486 \times 12$ мм³ со следующими искусственными дефектами:

- а) одиночная щель длиной 70 и глубиной 3,5 мм;
- б) четыре параллельных щели длиной по 70 и глубиной 3,5 мм, отстоящих друг от друга на 10 мм;
- в) четыре прерывистые щели длиной по 30 и глубиной по 3,5 мм, отстоящих на 10 мм друг от друга;
- г) овальная выемка размерами 70×30 мм² и глубиной 1 мм.

Экспериментальная установка

Для создания постоянного подмагничивающего поля применяли двухкатушечный электромагнит с сердечником из железа «армко» с возможностью изменения расстояния между полюсами. Питание электромагнита осуществляли постоянным током от централизованного источника 110 В через тумбовый реостат.

Фотография общего вида экспериментальной установки приведена на рис. 12.

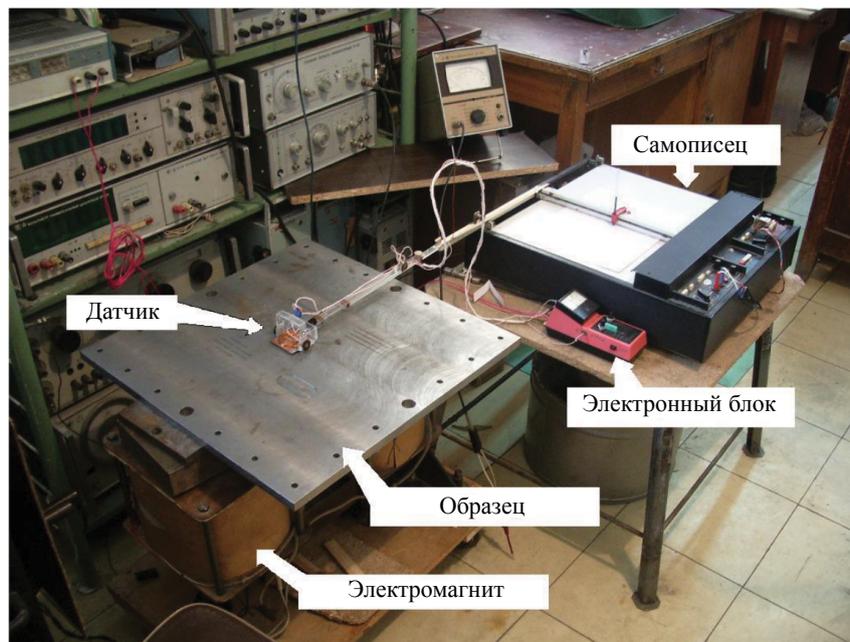


Рис. 12. Общий вид экспериментальной установки.

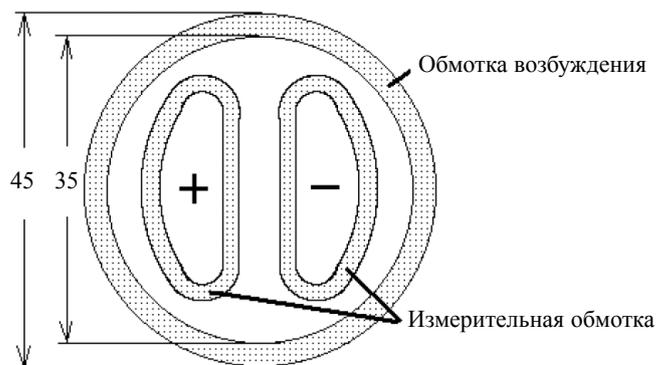


Рис. 13. Эскиз накладного вихретокового преобразователя (вид в плане).

Эскизный чертёж накладного вихретокового преобразователя представлен на рис. 13.

Преобразователь состоял из плоской круглой намагничивающей (возбуждающей) обмотки, содержащей 450 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,1 мм (толщина обмотки 2 мм) и двух идентичных друг другу измерительных (приемных) обмоток, содержащих по 200 витков того же провода. Измерительные обмотки соединены последовательно — встречно, вследствие чего одинаковые ЭДС индукции, наводимые в них магнитным полем катушки возбуждения, взаимно

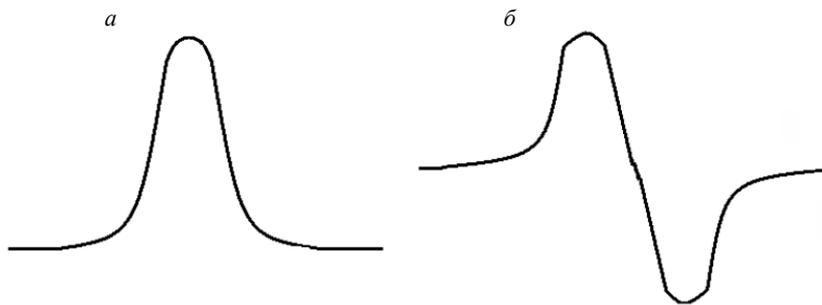


Рис. 14. Топография аномалии магнитной проницаемости: аномалия топографии проницаемости (а); производная топографии аномалии по продольной координате (б).

компенсируются. Таким образом, преобразователь получал информацию о разности реакции образца на воздействие переменным полем. Вследствие этого происходило дифференцирование сигнала по продольной координате, и топография локальной аномалии магнитной проницаемости из вида на рис. 14а преобразовывалась в N-образную кривую по рис. 14б. Такая картина и наблюдалась на выходе накладного вихретокового преобразователя.

На рис. 15 изображена топография магнитного поля, создаваемого намагничивающей обмоткой вихретокового преобразователя в толще ферромагнетика, полученная численным моделированием в программе ELCUT при нулевой частоте. Видно, что переменное поле, создаваемое вихретоковым преобразователем в исследуемой плите, пренебрежимо мало по сравнению с постоянным подмагничивающим полем, которое будет действовать в плите в ходе эксперимента.

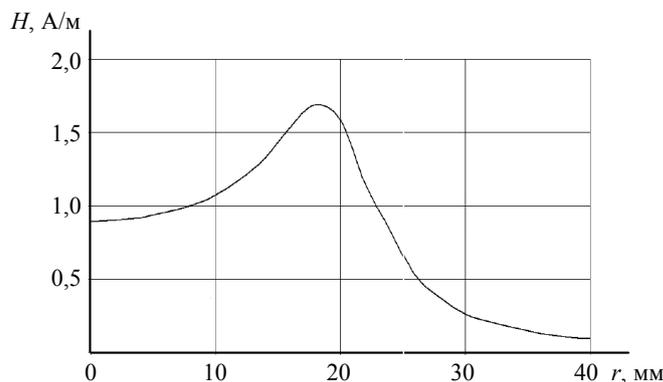


Рис. 15. Топография магнитного поля от накладного вихретокового преобразователя в стальной плите на глубине 1 мм: ток в обмотке 6 мА; частота равна нулю; по горизонтали — расстояние от оси симметрии намагничивающей обмотки; по вертикали — поле в плите.

Накладной вихретоковый преобразователь был укреплен на миниатюрной двухколесной тележке, что позволяло перемещать его по поверхности исследуемого образца вдоль направления подмагничивающего постоянного поля. Расстояние от поверхности образца до плоскости вихретокового преобразователя составляло 2 мм. Там же, в центре вихретокового преобразователя, размещался микросхемный [24] преобразователь магнитного поля SS495, измерявший тангенциальную компоненту постоянного поля вдоль направления поля намагничивающего электромагнита.

Фотография преобразователя с тележкой приведена на рис. 16.

Электронный блок обеспечивал подачу переменного тока заданной частоты и амплитуды в намагничивающую обмотку вихретокового преобразователя, а также усиление и синхронное детектирование сигнала с его приемной обмотки.

Для возвратно-поступательного перемещения вихретокового преобразователя вдоль поверхности образца использовался один из каналов планшетного двухкоординатного самописца Н 307, на

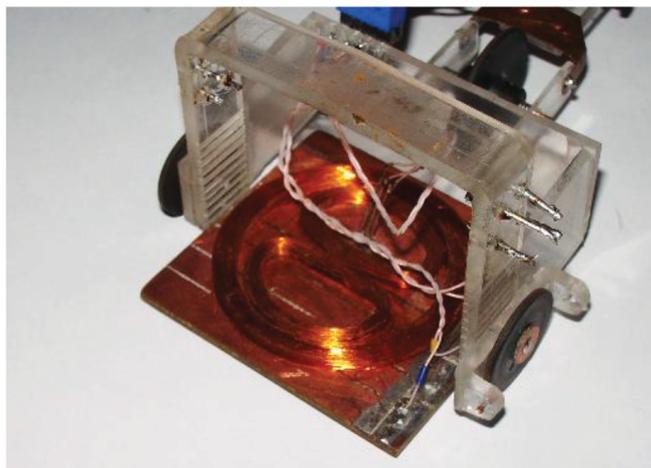


Рис. 16. Тележка с преобразователем.

вход которого подавалось пилообразное напряжение с генератора Г6-37. На другой вход самописца поступало напряжение с выхода электронного блока.

Результаты экспериментов

Прежде всего, на частоте 340 Гц выяснялось влияние направления подмагничивающего постоянного поля на выявляемость дефекта, расположенного на нижней стороне обследуемой плиты. Было установлено, что с бездефектной стороны дефект типа щели не обнаруживался вихретоковым преобразователем как при отсутствии подмагничивающего поля, так и при его наличии в направлении длины щели (до сотен А/см). В то же время дефект легко обнаруживался при намагничивании поперек длины щели, что подтверждает ранее опубликованные результаты [25]. Это свидетельствует о том, что здесь вихретоковый преобразователь реагирует именно на локальную аномалию магнитной проницаемости, которая появляется лишь при ориентации щели поперек направления постоянного поля. Если бы он реагировал на аномалию электропроводности, то взаимная ориентация щели и намагничивающего постоянного поля никак бы не сказывалась.

Следует учесть, что приводимые здесь результаты получены на рабочих частотах вихретокового преобразователя более 300 Гц. Возможно, что на гораздо меньших частотах, пригодных для контроля днищ резервуаров, метод SLOFEC может быть полезен и для обнаружения стресс-коррозионных трещин по аномалиям электропроводности, но для их выявления в магистральных газопроводах он неприемлем.

На рис. 17 приведены характерные кривые сигналов с вихретокового преобразователя для дефектов четырех видов, ориентированных вдоль подмагничивающего постоянного поля. Там же для сравнения приведены кривые индукции тангенциальной компоненты поля дефекта, полученные с помощью преобразователя Холла. Все кривые получены с преобразователей, размещенных с бездефектной стороны плиты.

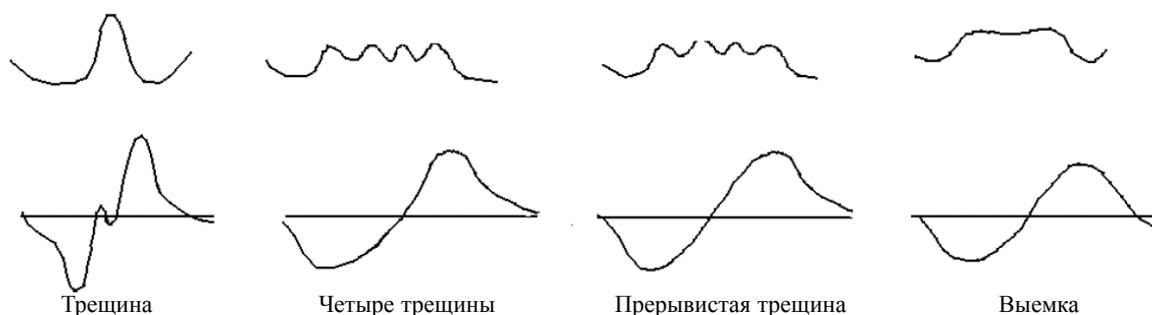


Рис. 17. Топографии результатов контроля, полученные с сенсора постоянного магнитного поля и с вихретокового преобразователя: в верхнем ряду сигналы с преобразователя Холла; в нижнем — с вихретокового преобразователя.

Видно, что в отличие от сигналов с преобразователя Холла сигналы вихретокового преобразователя практически одинаковы по форме для разных видов дефектов. Скорее всего, это связано с большими размерами вихретокового преобразователя.

При частоте тока возбуждения вихретокового преобразователя 340 Гц исследовалась зависимость размаха сигнала с его выхода (в милливольтгах) от тока в электромагните и, следовательно, от напряженности постоянного намагничивающего поля. В табл. 1 приведены результаты измерений для одиночной щели с бездефектной стороны. Тангенциальная компонента намагничивающего поля измерялась преобразователем Холла в двух миллиметрах от поверхности плиты. В табл. 2 — 4 приведены аналогичные данные для трех других видов дефектов.

Таблица 1

Одиночная щель

Ток, А	1	2	4	10
Поле без дефекта, Э	6,7	11,7	18,4	36,7
Поле дефекта, Э	3,3	11,7	26,7	48,4
Выход ВТП, мВ	142	198	205	238

Таблица 2

Четыре щели

Ток, А	1	2	4
Поле без дефекта, Э	6,7	10	20
Поле дефекта, Э	3,3	11,7	27
Выход ВТП, мВ	149	251	271

Таблица 3

Прерывистые щели

Ток, А	4	6
Поле без дефекта, Э	15	25
Поле дефекта, Э	11,7	13,4
Выход ВТП, мВ	221	221

Таблица 4

Выемка

Ток, А	4	6
Поле без дефекта, Э	21,7	31
Поле дефекта, Э	5	8,4
Выход ВТП, мВ	109	122

Из таблиц видно, что, начиная с тока в 2 А, размах сигнала с вихретокового преобразователя слабо зависит от напряженности подмагничивающего постоянного поля (в заданных пределах).

Измерения при разных частотах возбуждающего поля показали, что при неизменной амплитуде поля сигналы с выхода вихретокового преобразователя возрастали с ростом частоты, по крайней мере, до 10—30 кГц.

На рис. 18 приведено сравнение сигналов, полученных вихретоковым преобразователем на частоте 8 кГц, от различных видов дефектов. Видно, что выемка обнаруживается хуже остальных дефектов.



Рис. 18. Сигналы от дефектов с выхода вихретокового преобразователя в сравнении с сигналом от одиночной щели.

Как следует из вышеизложенного, добавление к обследованию в сильном постоянном поле обследования с применением накладного вихретокового преобразователя не принесло заметных преимуществ по сравнению с общепринятым методом MFL.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, расчетами и исследованиями показано, что обнаружение подповерхностных дефектов, подмагниченных постоянным полем до области насыщения, с помощью накладного вихретокового преобразователя достаточно эффективно и перспективно.

Показано, что физической основой такого обнаружения (как и указывалось Н.В. Мирошиным) является локальное нарушение однородности магнитной проницаемости материала изделия в районе дефекта с бездефектной стороны при намагничивании поперек нарушения сплошности. Вследствие этого происходит нарушение равномерности распределения вихревых токов, наводимых на поверхности изделия с бездефектной стороны вихретоковым преобразователем.

По этой причине частота тока возбуждения вихретокового преобразователя может быть достаточно высокой (десятки килогерц) и ограничивается, вероятно, поверхностной неоднородностью изделия с бездефектной стороны.

Показано, что рассматриваемый метод непригоден для выявления стресс-коррозионных дефектов по уменьшению электрической проводимости в их объеме. Это справедливо, по крайней мере, применительно к контролю магистральных газопроводов по причине жестких ограничений на минимальную скорость обследования и энергопотребление. Тем не менее он может оказаться полезным при существенном повышении толщины стенок труб газопровода, например, в подводном исполнении. Напряженность постоянного поля, намагничивающего изделие поперек дефекта, не критична, но она должна быть достаточной для преодоления перегиба кривой намагничивания.

Работа выполнена в рамках государственного задания МИНОБРНАУКИ России (тема 9, «Диагностика» № 122021000030-1).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Канайкин В.А.* Диагностика коррозионных повреждений магистральных газопроводов. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. 103 с.
2. *Канайкин В.А.* Коррозия и дефектоскопия труб магистральных газопроводов. Екатеринбург: Банк культурной информации, 2003. 368 с.
3. *Патраманский Б.В.* Разработка, создание и эксплуатация средств магнитного контроля состояния труб магистральных газопроводов. Екатеринбург: Банк культурной информации, 2006. 238 с.
4. *Канайкин В.А.* Диагностика состояния труб магистральных газопроводов методом внутритрубной магнитной дефектоскопии. Екатеринбург: Банк культурной информации, 2006. 176 с.
5. *Реутов Ю.Я., Лоскутов В.Е., Гобов Ю.Л., Ваулин С.Л.* Магнитное поле кольцевого стыкового шва магистрального газопровода // Дефектоскопия. 2003. № 11. С. 51—61.
6. *Лоскутов В.Е.* Внутритрубная магнитная дефектоскопия магистральных газопроводов. Екатеринбург: УрО РАН, Ин-т физики металлов [и др.], 2008. 200 с.

7. *Гобов Ю.Л., Попов С.Э., Лоскутов В.Е.* Реконструкция параметров дефектов при обработке результатов внутритрубной магнитной дефектоскопии / XXIV Уральская конференция «Физические методы неразрушающего контроля» тезисы докладов, 6—9 апреля 2009. Екатеринбург. С. 170.
8. *Гобов Ю.Л., Попов С.Э.* Восстановление топографии поверхностных дефектов ферромагнетиков при нормальном намагничивающем поле // Дефектоскопия. № 4. 2021. С. 35—41.
9. *Ваганов Р.К.* Сравнение и интерпретация результатов обработки данных внутритрубной диагностики для условий транспортировки коррозионно-агрессивного газа // Дефектоскопия. № 8. 2021. С. 62—71.
10. *Никитин А.В., Михайлов А.В., Петров А.С., Попов С.Э.* Методика практического восстановления параметров формы поверхностных двухмерных дефектов с учетом нелинейных свойств ферромагнетика // Дефектоскопия. № 12. 2021. С. 46—55.
11. *Конакова М. А., Теплинский Ю.А.* Коррозионное растрескивание под напряжением трубных сталей. СПб.: Инфо-да, 2004. 358 с.
12. *Базилевский А.А., Корзунин Г.С., Матвиенко А.Ф.* Стресс-коррозия в трубах разного диаметра при дефектоскопии магистральных газопроводов // Дефектоскопия. 2013. № 1. С. 71—77.
13. Неразрушающий контроль. Справочник / Под ред. Клюева В.В. Т. 2. М.: Машиностроение, 2005. 688 с.
14. *Owsten C.N.* On-Site examination of ferritic steel tubes in heat exchangers using an internal probe and an electro-magnetic technique // British Journal of NDT. July 1985. P. 227—231.
15. *de Raad J.A.* Novel Techniques for outside inspection of plant pipe work // INSIGHT. 1995. June. V. 37. No. 6.
16. *Jansen H.J.M., Festen M.M.* Intelligent pigging for on-stream inspection of pipelines // Proceedings of Pipeline Technology. 1995. V. 1. P. 185—196.
17. *Stalenhoef J.H.J., de Raad J.A.* MFL and PEC tools for plant inspection // INSIGHT. 2000. February. V. 42. No. 2.
18. *Мирошин Н.В.* Физические основы метода магнитной дефектоскопии при одновременном намагничивании образца постоянным и переменным полями // Известия ВУЗов. Физика. 1960. № 4. С. 139—146.
19. *Мирошин Н.В.* Выявление дефектов в рельсах при одновременном намагничивании движущимся постоянным и переменным полями // Известия ВУЗов. Физика. 1961. № 2. С. 92—97.
20. *Пашагин А.И., Щербинин В.Е., Донской С.А.* Исследование магнитных полей поверхностных дефектов при комбинированном намагничивании изделий // Дефектоскопия. 1983. № 2. С. 75—81.
21. *Пашагин А.И., Донской С.А., Щербинин В.Е.* Исследование магнитных полей дефектов внутренней поверхности при комбинированном намагничивании изделий // Дефектоскопия. 1983. № 4. С. 25—30.
22. *Загидулин Р.В., Мужичицкий В.Ф., Бакунов А.С., Шубочкин А.Е.* Исследование сигнала вихретокового дефектоскопа при намагничивании стальных изделий постоянным магнитным полем // Контроль. Диагностика. 2009. № 5. С. 8—12.
23. *Бутырин П.А., Дубицкий С.Д., Коровкин Н.В.* Использование компьютерного моделирования в преподавании теории электромагнитного поля // Электричество. 2014. № 10. С. 66—71.
24. *Реутов Ю.Я., Щербинин В.Е., Волков А.В.* Возможности выбора преобразователей магнитного поля для дефектоскопии // Дефектоскопия. 2014. № 12. С. 72—84.
25. *Реутов Ю. Я., Лоскутов В.Е.* Обнаружение подповерхностных дефектов накладным вихретоковым преобразователем / IV Российская научно-техническая конференция «Ресурс и диагностика материалов и конструкций». Екатеринбург, 26—28 мая 2009 г. С. 170.

КОНТРОЛЬ КАЧЕСТВА ПАЙКИ БОКОВЫХ СТенок ХОМУТОВ В ТОКОВЕДУЩИХ СОЕДИНЕНИЯХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ИХ РАЗМЕРОВ

© 2022 г. Л.Х. Коган^{1,*}, А.Н. Сташков^{1,**}, А.П. Ничипурук^{1,***}

¹Институт физики металлов имени М.Н. Михеева УрО РАН, Россия 620108 Екатеринбург,
ул. С. Ковалевской, 18

E-mail: *lhkog@el.ru; **stashkov@imp.uran.ru; ***nichip@imp.uran.ru

Поступила в редакцию 04.10.2022; после переработки 14.10.2022

Принята к публикации 14.10.2022

Рассмотрена возможность применения амплитудного вихретокового метода и вихретокового П-образного первичного преобразователя с прямоугольными вырезами в его сердечнике для контроля качества пайки боковых стенок хомутов с выводными концами токоведущих «стержней» в соединениях обмоток статоров гидро- и турбогенераторов. Разработана методика, позволяющая учесть влияние технологических разбросов размеров хомутов в токоведущих соединениях на результаты контроля. Перед проведением контроля требуется предварительно настроить вихретоковый дефектоскоп на трех настроечных образцах, два из которых имитируют полностью пропаянные (100 %) контролируемые соединения и имеют разные геометрические размеры и один образец имитирует контролируемое соединение с пропаянностью 0 %. С целью отстройки от влияния размеров паяных соединений на результаты вихретокового контроля предложено проводить измерения сигнала первичного преобразователя на двух частотах.

Ключевые слова: амплитудный вихретоковый метод, энергетическое оборудование, токоведущие соединения, достоверность контроля качества пайки, вихретоковый преобразователь с прямоугольными вырезами в полюсах П-образного сердечника, двухчастотная схема контроля.

DOI: 10.31857/S0130308222120065, EDN: BVABLJ

ВВЕДЕНИЕ

Контролю качества паяных соединений энергетического оборудования с помощью неразрушающих методов контроля посвящены статьи [1—3].

В статье [1] авторы приводят результаты контроля с помощью импульсной термографии медных паяных соединений. Установлено, что при толщине медного шунта 2 мм дефекты непропая с длиной кромки 4 мм могут быть обнаружены с помощью инфракрасной камеры с болометрической системой детектирования после импульсного нагрева. В [2] показана возможность выявления дефектов непропая соединений шин сверхпроводящих магнитов в ЦЕРНе ультразвуковым методом с применением антенных фазированных решеток. В работе [3] рассматриваются вопросы контроля качества паяных соединений теплообменных аппаратов. Описаны возникающие дефекты, проанализированы существующие решения, выявлены достоинства и недостатки. Представлены решения основных вопросов, возникающих при создании автоматизированной установки ультразвукового контроля.

Вихретоковые преобразователи широко используются для выявления несплошностей в неферромагнитных материалах [4].

В [5] показана возможность выявления дефектов непропая соединений шин сверхпроводящих магнитов в ЦЕРНе. В качестве первичного преобразователя применялся вихретоковый преобразователь (ВТП) с П-образным сердечником. Конструктивно сердечник состоит из тонких пластин трансформаторного железа.

В [6] показана возможность использования преобразователя экранного типа [7] для контроля качества пайки соединений обмоток статоров турбогенераторов.

Многочастотные вихретоковые методы позволяют существенно повысить достоверность определения различных параметров контролируемых изделий.

Применение многочастотного вихретокового контроля параметров слоев, упрочненных лазером, описано в [8]. В [9] приводятся результаты контроля толщины неферромагнитных пластин с применением многочастотного вихретокового метода. Вихретоковому контролю качества изделий, применяемых в аэрокосмической отрасли, с возбуждением вихревых токов на двух частотах посвящена работа [10]. В работах [11—13] описаны результаты контроля толщины покрытий и их свойств с применением многочастотных вихретоковых методик.

Разработка и изготовление гидро- и турбогенераторов большой мощности является важнейшей частью энергетического комплекса. В традиционных конструкциях гидро- и турбогенераторов

токоведущие соединения обмоток статоров («стержни») соединяются между собой посредством хомутов (рис. 1). «Стержни» состоят из пакета медных шин. Для уменьшения электрических потерь шины и хомут спаиваются между собой. Применяются припои на серебряной или свинцово-оловянистой основе [14, 15]. Такой вид соединений «стержней» между собой является достаточно трудоемкой и технологически сложной задачей.

В Институте физики металлов имени М.Н. Михеева УрО РАН (г. Екатеринбург) были разработаны и внедрены методика [14] и вихретоковый дефектоскоп паяных соединения ДПС-8 [15] для контроля качества пайки токоведущих соединений энергетического оборудования. Дефектоскоп состоит из электронного блока и вихретокового преобразователя (ВТП) с П-образным сердечником (см. рис. 1). При осуществлении контроля токоведущее соединение после пайки размещают между полюсами ВТП. Результат контроля в процентах заполнения припоем промежутков между частями медного токоведущего соединения высвечивается на экране электронного блока. Дефектоскоп снабжен автономным источником питания (аккумулятором) и энергонезависимой памятью. Электромагнитное поле в П-образном сердечнике первичного преобразователя направлено поперек контролируемого соединения, а возбуждаемые в нем замкнутые вихревые токи протекают вдоль него, в силу чего сигнал измерительной обмотки ВТП определяется степенью пропаянности шин между собой и с внутренней верхней и нижней поверхностью хомута и не зависит от того, как они спаяны с боковыми стенками хомута.

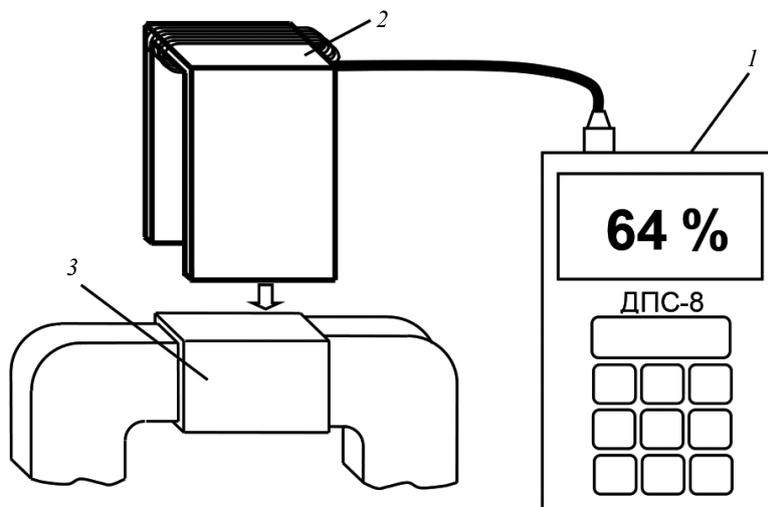


Рис. 1. Схематическое изображение измерительного блока дефектоскопа ДПС-8 (1), ВТП с П-образным сердечником (2) и контролируемого соединения (3).

В современных конструкциях гидро- и турбогенераторов применяется соединение «стержней» с использованием хомутов (рис. 2а, в) или общего для двух «стержней» хомута (рис. 2б), а также соединительных планок (рис. 3). Изготовление такого типа соединений обмоток статоров технологически гораздо проще и дешевле.

В таких соединениях возникает необходимость контроля качества пайки боковых стенок хомутов. В работе [15] описан специализированный трансформаторный ВТП с прямоугольными вырезами в полюсах П-образного сердечника (рис. 4). Он позволяет за счет установки контролируемых паяных соединений в этих вырезах перпендикулярно полюсам сердечника возбуждать замкнутые вихревые токи в поперечном сечении соединений и таким образом иметь возможность контролировать качество пайки боковых стенок хомутов с выводными концами токоведущих «стержней» в соединениях обмоток статоров в современных конструкциях гидро- и турбогенераторов.

Однако подлежащий пайке зазор между боковыми стенками хомутов и выводными концами «стержней» мал по сравнению с внешним сечением таких соединений и изменение сигнала измерительной обмотки ВТП мало при изменении степени пропаянности. Для того, чтобы надежно фиксировать малые изменения сигнала ВТП, необходимо разрабатывать аппаратуру контроля с

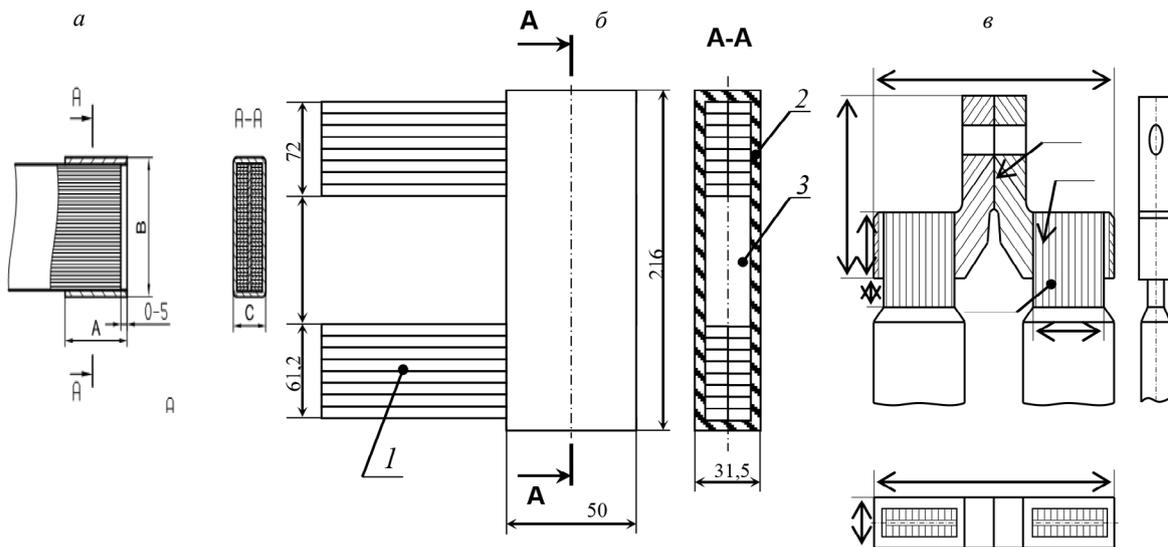


Рис. 2. Токоведущие соединения с хомутами: А = 49—54 см; В = 73—123 см; С = 24—36 см; 1 — «стержни»; 2 — общий хомут; 3 — медная вставка.

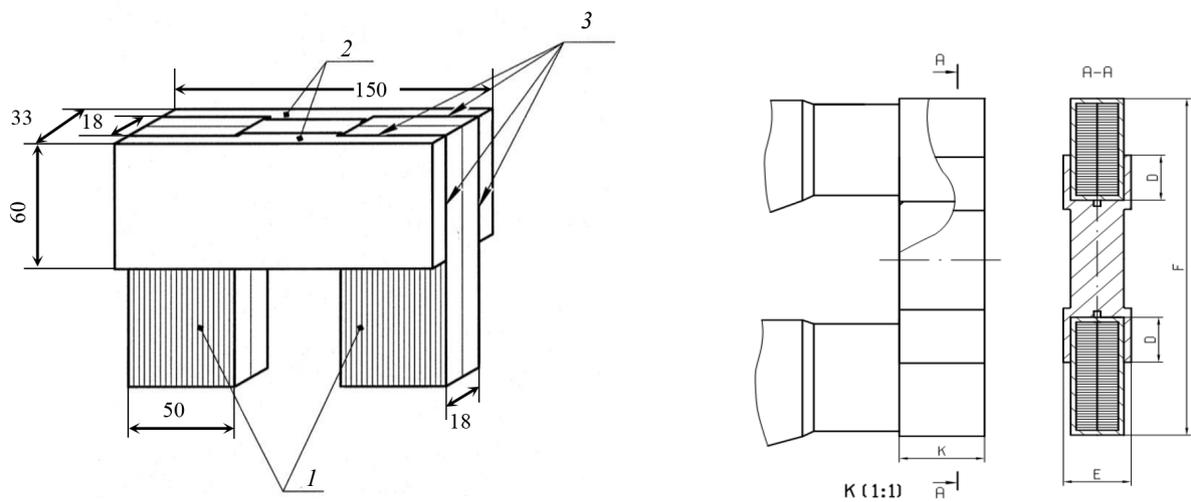


Рис. 3. Токоведущие соединения с соединительными планками: 1 — «стержни»; 2 — соединительные планки; 3 — места пайки.

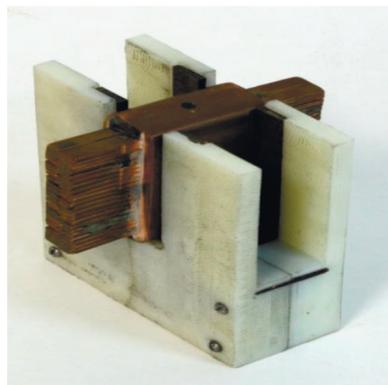


Рис. 4. Внешний вид специализированного ВТП с прямоугольными вырезами в полюсах П-образного сердечника.

высокой чувствительностью. Помимо степени пропаянности (т.е. полезного сигнала) на сигнал ВТП влияют и геометрические размеры соединений. Разброс размеров соединений, вызванный особенностями их изготовления, если их не учитывать, может приводить к существенным ошибкам определения степени пропаянности соединения.

В [16, 17] описана разработанная двухчастотная вихретоковая методика контроля качества пайки сверхпроводящих токоведущих соединений электромагнитов, используемых в ЦЕРНе. Методика позволяет отстроиться от влияния сечения контролируемых соединений, изменение которого неизбежно происходит в процессе изготовления и пайки, на результаты контроля степени пропаянности.

В работе [14] с использованием ВТП с П-образным сердечником подробно исследованы возможности контроля пропаянности соединений выводных концов токоведущих «стержней» с хомутами (при их размещении между его полюсами) в обмотках статоров традиционных конструкций гидро- и турбогенераторов (см. рис. 1) и влияние различных факторов на его сигналы.

Целью данной работы является разработка вихретоковой методики контроля качества пайки боковых стенок хомутов с выводными концами токоведущих «стержней» в соединениях обмоток статоров в современных конструкциях гидро- и турбогенераторов.

ОБРАЗЦЫ И МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЙ

Исследование проводили на хомутах из меди марки М1 (99,7 % Cu, 0,05 O₂, ρ = 0,01724 мкОм·м) с разными внешними размерами и внутренним размером окна 17,50×44,3×40 мм. Также использовались сплошные медные образцы (из той же марки М1), геометрические размеры которых изменялись как по толщине, так и по высоте и длине путем шлифования.

Подобного типа хомуты размерами 23,3×50,2×40 мм использовались для соединения токоведущих «стержней» обмоток статоров гидрогенератора ВГСМ 1523/135-120 Саратовской ГЭС, для контроля качества пайки которых была разработана и внедрена в производство методика и вихретоковый дефектоскоп паяных соединений [14].

Одна часть образцов представляла собой хомуты со сплошными медными вставками длиной 40 мм, другая часть — со вставками, выходящими за пределы хомута на 7 мм (так называемыми «хвостами», имитирующими пропайку проводников стержней вне хомута [14]). Характеристики образцов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Образцы токоведущих медных соединений

Образец, №	Размеры хомутов, мм	Пропаянность	Длина «хвостов», мм
1	23,446×50,655×40,058	Без вставки	Без проводников «стержня»
2	23,446×50,655×40,058	0 %	С проводниками «стержня» длиной 54 мм
3	23,446×50,655×40,058	Сплошная вставка (17,376×44,085×40,0 мм)	0 мм
4	23,446×50,655×40,058	Сплошная вставка (17,376×44,085×54,0 мм)	7 мм
5	Сплошной 23,650×50,488×40,287	100 %	0 мм
6	Сплошной 23,600×50,655×40,058	100 %	7 мм
7	Сплошной 23,600×50,484×40,287	100 %	0 мм
8	23,600×50,394×40,000	Без вставки	Без проводников «стержня»
9	23,600×50,394×40,000	Сплошная вставка (17,376×44,085×40,0 мм)	0 мм
10	23,600×50,394×40,000	Сплошная вставка (17,376×44,085×54,0 мм)	7 мм

Образцы со сплошными вставками являлись аналогами соединений пропаянных выводных концов «стержней» с хомутом, имеющими пропаянность боковых стенок 0 %. Перед контролем

качества пайки боковых стенок описанного соединения по технологии производится контроль уровня пропаянности выводных концов «стержней» с использованием дефектоскопа ДПС-8 и его величина должна быть не менее 90 %.

Сплошные медные образцы имитировали соединение с пропаянностью боковых стенок хомутов 100 %.

Влияние изменения внешних геометрических размеров соединений на определение качества их пайки изучалось на двух сплошных медных образцах № 5 и № 7 (см. табл. 1), геометрические размеры которых изменялись путем шлифования по толщине, а также по высоте и длине. Размеры образцов измерялись с помощью электронного микрометра.

Исследования проводили с помощью ВТП с П-образным сердечником и прямоугольными вырезами в нем (см. рис. 4): ширина прямоугольных вырезов составляла 24 мм при ширине полюса 48 мм, межполюсное расстояние — 25 мм. Такой ВТП использовался в работе [15].

На рис. 5 приведена структурная схема лабораторной вихретоковой установки, используемой в работе.

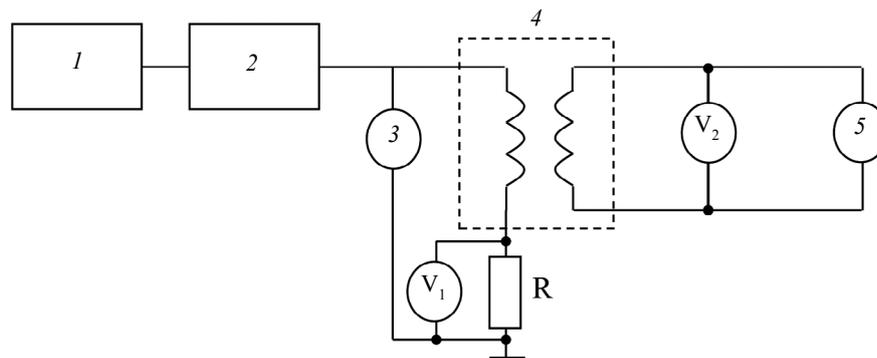


Рис. 5. Структурная схема лабораторной вихретоковой установки:

1 — генератор АК ИП – 3409/3; 2 — усилитель тока; 3 — частотомер; 4 — специализированный трансформаторный ВТП с П-образным сердечником; 5 — осциллограф; V_1 — вольтметр В7-34А (предназначен для определения величин тока в обмотке возбуждения ВТП); V_2 — вольтметр DMM 4040.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Для определения основной (рабочей) частоты, при которой имеет место наибольшая чувствительность к изменению уровня пропаянности боковых стенок хомутов, были проведены измерения разности напряжений измерительной обмотки ВТП ($\Delta U_{\text{изм}}$, мВ) на образцах № 4 (0 % пропаянности боковой стенки) и № 6 (100 % пропаянности) на частотах от 20 до 120 Гц. Измерения показали, что частота 60 Гц является оптимальной для контроля качества пайки боковых стенок хомутов. Далее эта частота называется основной.

Средневыпрямленное значение переменного тока в возбуждающей обмотке ВТП составляло 200 мА. При этом амплитудное значение напряженности магнитного поля в межполюсном пространстве ВТП, измеренное датчиком Холла, равно $\vec{H} = 30,2$ А/см.

В работе [14] показано, что при контроле качества пайки соединений токоведущих «стержней» с хомутами в обмотках статоров традиционных конструкций гидро- и турбогенераторов сигналы ВТП с П-образным сердечником (см. рис. 1) однозначно зависят от пропаянности проводников шин между собой или, что одно и то же, от толщины проводников, вставляемых в хомут.

На рис. 6 приведена зависимость сигналов измерительной обмотки ($U_{\text{изм}}$) специализированного ВТП с прямоугольными вырезами в П-образном сердечнике (при измерении на $f = 60$ Гц) от толщины проводников длиной 54 мм, вставляемых в хомут (образец № 2, см. табл. 1), при установке его в этих вырезах перпендикулярно полюсам сердечника и возбуждении замкнутых вихревых токов в поперечном сечении такого соединения. Толщина проводников, помещаемых в хомут, составляла 2,2; 4,0; 8,8; 14,2 и 22,0 мм. Кроме того, в хомут вставлялась сплошная медная вставка размерами 17,376×44,085×54,0 мм (образец № 4). Этот образец представлял собой аналог соединения с пропаянностью боковой стенки хомута 0 %. Сплошной образец № 6 (см. табл. 1) имитировал соединение с пропаянностью боковой стенки 100 %.

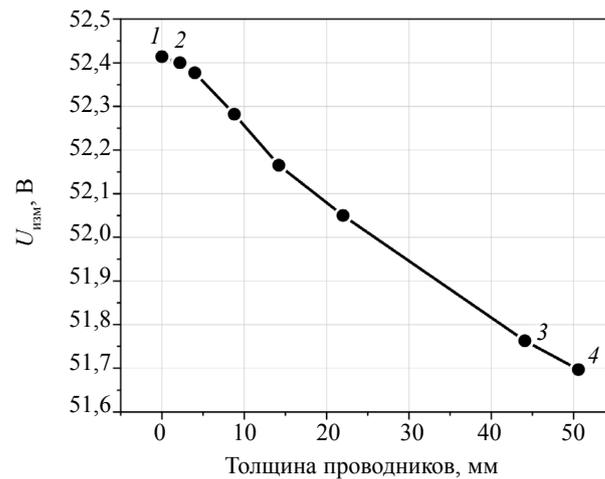


Рис. 6. Зависимость сигналов специализированного ВТП с прямоугольными вырезами в П-образном сердечнике от толщины проводников, вставляемых в хомут: точка 1 соответствует образцу № 1 (см. табл. 1); 2 — образцу № 2 (с проводниками толщиной 2,2 мм, что соответствует пропаянности соединения 0 % в традиционных конструкциях); 3 — образцу № 4 (соответствует пропаянности боковой стенки 0 %); 4 — образцу № 6 (соответствует пропаянности боковой стенки и всего соединения 100 %).

Из анализа зависимости, приведенной на рис. 6, следует, что:

1) при определении качества пайки соединений обмоток статоров в современных конструкциях гидро- и турбогенераторов с использованием специализированного ВТП необходимо учитывать влияние их геометрических размеров на результаты контроля;

2) при определении качества пайки соединений обмоток статоров в традиционных конструкциях гидро- и турбогенераторов с использованием специализированного ВТП, позволяющего возбуждать в контролируемом паяном соединении замкнутые вихревые токи в двух взаимно перпендикулярных направлениях, существенно повышается достоверность контроля [15], при этом влияние вариаций их геометрических размеров на результаты контроля несущественно.

На основной частоте 60 Гц сигналы специализированного ВТП зависят как от пропаянности боковых стенок соединения, так и от его внешних геометрических размеров. Для возможности учета вариаций внешнего поперечного сечения соединения на результаты контроля необходимо выбрать такую частоту, при которой сигналы ВТП не зависели бы от пропаянности боковых стенок. Номинальная толщина стенки хомута составляет 3,0 мм и может варьироваться в некоторых пределах в зависимости от его внешнего сечения. Поэтому было проведено определение разности сигналов ВТП при измерении на образцах № 4 (толщина стенки 3,0 мм) и № 6 с одинаковым внешним сечением и пропаянностью «боковых стенок» 0 и 100 % (см. табл. 1) на разных частотах. Установлено, что в диапазоне частот от 1350 до 1560 Гц сигналы ВТП одинаковы. Поэтому высокая частота, необходимая для учета влияния внешнего сечения соединения на результаты контроля, была выбрана в середине этого диапазона и составила 1460 Гц. На этой частоте ток был выбран равным $I = 19,5$ мА ($\vec{H} = 2,9$ А/см). При данном токе сигналы возбуждающей и измерительной обмоток не искажались.

На частоте 1460 Гц сигналы измерительной обмотки ВТП ($U_{изм}$), как указано выше, зависят от вариации внешних геометрических размеров (толщины t , высоты h и длины l) хомутов контролируемых соединений. Кроме того, их величина также зависит и от радиуса R фаски хомутов, величина которых может варьироваться в пределах от R2,0 до R3,5 мм.

Подробно влияние вариации этих параметров на $U_{изм}$ при измерении на частотах 60 и 1460 Гц было исследовано при их изменении путем шлифования сплошных медных образцов № 5 и № 7 (см. табл. 1). Сначала длина l образцов была доведена до номинальной величины 40 мм. Этот размер указан в технической документации завода-изготовителя детали. При этом было определено, каким образом это изменение влияет на $U_{изм}$ при измерении на двух выбранных частотах.

Высота h образцов № 5 и № 7 была изменена таким образом, чтобы она отличалась от номинальной высоты контролируемых соединений (50,2 мм): минимальная высота образцов была 50,072 мм, максимальная — 50,375 мм.

Толщина t контролируемых соединений в процессе пайки из-за нагрева и возможности налипания припоя на их поверхности может иметь большой разброс (до 0,5—0,6 мм) по сравнению с

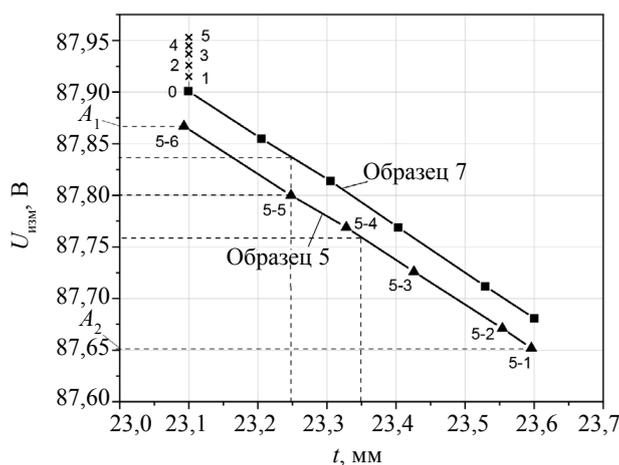


Рис. 7. Зависимости сигналов ВТП ($U_{изм}$) от толщины образцов № 5 (высота $h = 50,375$ мм) и № 7 (высота $h = 50,072$ мм). Точки 0—5 соответствуют образцу № 7 с радиусами фаски $R = 0; 2; 2,5; 3; 3,5$ и 4 мм соответственно. Измерения на частоте 1460 Гц.

высотой h . Поэтому толщина образцов № 5 и № 7 в эксперименте последовательно путем шлифования уменьшалась с $23,600$ до $23,093$ мм ($\Delta t = 0,51$ мм).

На рис. 7 и 8 приведены зависимости сигналов ВТП ($U_{изм}$) от толщины сплошных медных образцов № 5 и № 7, полученные при измерении на частотах 1460 и 60 Гц соответственно.

Из данных рис. 7 следует, что при изменении толщины t сплошного медного образца № 5 на $0,1$ мм (например, от $23,35$ до $23,25$ мм) разность сигналов измерительной обмотки ВТП составила $\Delta U_{изм} = 47$ мВ (на $f = 1460$ Гц), а из рис. 8 — $\Delta U_{изм} = 17$ мВ (на $f = 60$ Гц). При изменении высоты h образцов № 5 и № 7 на ту же величину $\Delta U_{изм} = 12$ мВ при измерении на частоте 1460 Гц и $\Delta U_{изм} = 4,3$ мВ — на частоте 60 Гц. То есть при измерении на этих частотах изменение толщины t образцов на $0,1$ мм примерно в $3,9$ раза сильнее влияет на сигналы вихретокового преобразователя, чем аналогичное изменение их высоты h .

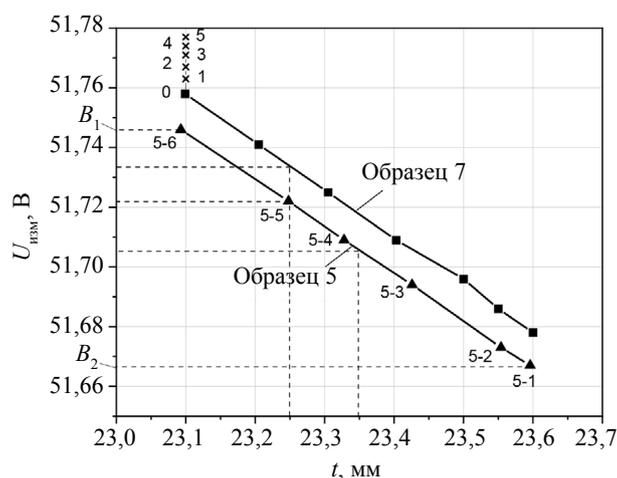


Рис. 8. Зависимости сигналов ВТП ($U_{изм}$) от толщины образцов, аналогичные рис. 7. Измерения на частоте 60 Гц.

По приведенным выше данным можно рассчитать коэффициенты C при изменении толщины ($C = 17$ мВ/ 47 мВ = $0,362$) и высоты ($C = 4,3$ мВ/ 12 мВ = $0,358$) на $0,1$ мм, позволяющие учитывать влияние изменения этих параметров от внешнего сечения контролируемых соединений при измерении на основной частоте 60 Гц.

Длина l хомутов соединений при изготовлении несущественно ($\pm 0,15$ мм) может отличаться от номинальной длины, равной 40 мм. Для определения влияния изменения длины хомутов на сигналы ВТП при измерении на частотах 60 и 1460 Гц сплошные медные образцы № 5 и № 7 от исходных размеров (см. табл. 1) были ошлифованы на 0,285 мм по длине до номинальной, равной 40 мм. При этом сигналы ВТП увеличились на $\Delta U_{\text{изм}} = 3$ и 8 мВ при измерении на обоих образцах соответственно на частотах 60 и 1460 Гц, т.е. при изменении длины хомутов на 0,1 мм сигналы ВТП несущественно изменяются на 1,05 и 2,8 мВ при измерении на этих частотах, а коэффициент $C = 0,375$.

Как было указано выше, хомуты токоведущих соединений имеют фаски, радиус R которых может варьироваться в пределах от 2,0 до 3,5 мм. Образцы, которые исследовались в данной работе (см. табл. 1), имели прямоугольную форму. Для определения влияния этого фактора геометрии контролируемых соединений на сигналы ВТП у образца № 7 размерами 23,099×50,072×40 мм последовательно увеличивались радиусы фаски от 0 до 4 мм (см. рис. 7 и 8). При этом изменении радиуса фасок сигналы ВТП увеличились на 19 и 52 мВ (см. рис. 7 и 8) соответственно на частотах 60 и 1460 Гц, а коэффициент пересчета на частоте 60 Гц оказался равным $C = 0,365$.

Выше упоминалось о том, что часть припоя может вытекать за пределы хомута, вызывая пропайвание проводников стержня обычно на 4—7 мм (т.н. «хвосты» [15]). Для проверки влияния длины «хвостов» на сигналы ВТП у образца № 6 один из них был сточен на 3 мм. При этом $U_{\text{изм}}$ увеличилось на 12 мВ при измерении на $f = 60$ Гц и на 33 мВ — на $f = 1460$ Гц, а коэффициент пересчета составил $C = 0,362$.

Таким образом, исследования образцов на высокой (1460 Гц) частоте показали, что различные параметры их внешних геометрических размеров (t , h , l и R) существенно, но по-разному влияют на сигналы ВТП ($U_{\text{изм}}$). При этом коэффициенты $C = 0,36—0,37$ примерно одинаковые при изменении всех геометрических параметров, что позволяет учитывать влияние их вариации при измерении на основной частоте 60 Гц.

Образцы № 9 и № 10, представляющие собой хомут со вставками размерами (17,376×44,085 мм) и длиной 40 и 54 мм, являются аналогами соединения с пропаянностью боковой стенки 0 % с «хвостами» и без них. При этом зазор между внутренней поверхностью хомута и внешней поверхностью вставки у них примерно равен 0,1 мм. В реальных условиях этот зазор между пропаянным концом токоведущего стержня и внутренней поверхностью хомута составляет примерно 0,3 мм, для того чтобы припой, толщина пластин которого составляет 0,2 или 0,5 мм, надежно заполнял пространство этого зазора.

Для определения разности сигналов ВТП при пропаянности боковой стенки 0 и 100 % при измерении на основной низкой частоте (60 Гц) были проведены измерения на образцах № 9 (длина вставки 40 мм) и сплошном образце № 7 с одинаковой геометрией (23,600×50,363×40 мм) и зазором между поверхностями хомута и вставки примерно 0,1 мм. Разность сигналов ВТП при этом составила $\Delta U_{\text{изм}} = 63$ мВ. Затем толщина вставки была уменьшена таким образом, чтобы величина зазора составляла 0,3 и 0,45 мм. Разность сигналов ВТП выросла до 106 и 129 мВ соответственно. Изменение величины зазора на ± 5 % приводило к изменению величины $U_{\text{изм}}$ не более чем на $\pm 1,5$ %.

Аналогичные результаты были получены при измерении на образцах с «хвостами» № 6 и № 10 (вставка длиной 54 мм) имеющими такие же геометрические размеры (23,600×50,363×40,00 мм).

Из приведенных данных следует, что при зазоре 0,3 мм между поверхностями хомута и вставкой вариация геометрии соединений (t , h , l и R) в пределах допуска может приводить к погрешности определения пропаянности боковой стенки более 30 % при измерении на основной рабочей частоте 60 Гц.

На рис. 9 приведены зависимости сигналов ВТП $U_{\text{изм}}$ от поперечного сечения S сплошных медных образцов 5 и 7, полученные при измерении на частоте 1460 Гц.

В работе [16] была разработана двухчастотная вихретоковая методика контроля качества пайки сверхпроводящих токоведущих соединений электромагнитов. Она позволяла обеспечить независимость результата контроля качества пайки от изменения сечения контролируемого соединения.

В нашем случае на результаты контроля качества пайки боковой стенки соединения влияет большее количество параметров внешней геометрии контролируемого соединения. Тем не менее, приведенные выше результаты исследований показали возможность учета их влияния на результаты контроля благодаря тому, что они имеют примерно одинаковый коэффициент ($C = 0,36—0,37$), с помощью которого можно учесть их влияние при измерении на основной частоте 60 Гц.

Рассмотрим, какой должна быть двухчастотная методика контроля в данном случае.

С целью предварительной настройки аппаратуры перед проведением контроля степени пропаянности боковых стенок хомутов в токоведущих соединениях с учетом влияния их размеров необходимо подготовить:

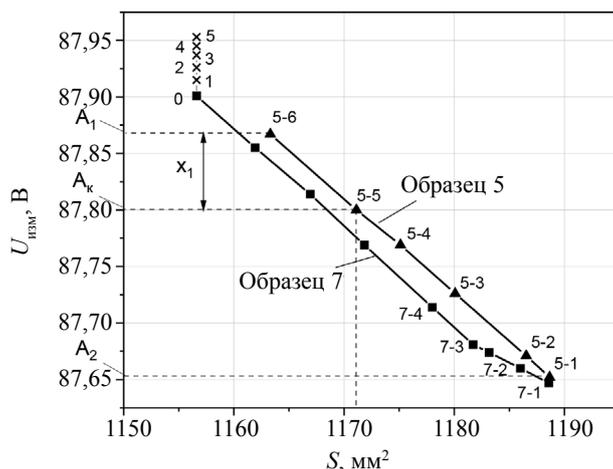


Рис. 9. Зависимости сигналов ВТП $U_{\text{изм}}$ от площади поперечного сечения сплошных медных образцов № 5 (высота $h = 50,375$ мм) и № 7 (высота $h = 50,072$ мм). Точка 7-1 соответствуют $h = 50,363$ мм, точка 7-2 — $h = 50,253$ мм, точка 7-3 — $h = 50,134$ мм, точка 7-4 — $h = 50,072$ мм. Измерения на частоте 1460 Гц.

два сплошных медных образца прямоугольной формы, имитирующих соединение с пропаянностью боковой стенки 100 % и имеющих номинальную по ТУ высоту (50,2 мм) и длину (40,00 мм). Один из образцов имеет минимально возможную при данной технологии пайки толщину 23,1 мм, другой — максимальную толщину 23,6 мм;

третий образец, имитирующий пропаянность стенки 0 %, состоящий из хомута и внутренней вставки; хомут имеет такую же высоту и длину, как у сплошных образцов, и минимальную толщину 23,1 мм; зазор между внутренней поверхностью хомута и поверхностью вставки составляет 0,3 мм.

Все три вышеперечисленных настроечных образца должны быть изготовлены из той марки меди М1 (99,7 % Cu, 0,05 O₂, $\rho = 0,01724$ мкОм·м), что и подлежащие контролю соединения.

Порядок измерений на настроечных образцах для определения коэффициента C , аналогично [16], должен быть следующим:

1) на высокой частоте 1460 Гц определяется разность сигналов ВТП $\Delta A = A_1 - A_2$ (см. рис. 7) при измерении на описанных выше сплошных образцах № 5 и № 7, имитирующих соединения с пропаянностью боковой стенки 100 %, а на основной частоте 60 Гц определяется разность сигналов ВТП $\Delta B = B_1 - B_2$ (см. рис. 8);

2) вычисляется коэффициент $C = \Delta B / \Delta A$;

3) проводятся измерения на основной частоте 60 Гц на образцах с пропаянностью боковой стенки 0 и 100 %, имеющих номинальную высоту и длину, с минимально возможной толщиной. Разность сигналов ВТП соответствует изменению пропаянности боковой стенки соединения от 0 до 100 %. Эта разность сигналов ВТП соответствует всей шкале измерения степени пропаянности в процентах. Операция настройки закончена.

Процедура контроля степени пропаянности боковой стенки контролируемого соединения не отличается описанному в работе [16] и состоит из трех этапов:

1) проводят измерения на высокой частоте 1460 Гц и определяют разность сигналов ВТП (в мВ) при измерении на сплошном образце, имитирующем пропаянность боковой стенки соединения 100 % с номинальной высотой, длиной и минимально возможной толщиной соединения, получают значение A_1 . Аналогично получают значение A_k после измерения на контролируемом соединении. Рассчитывают значение $X_1 = A_1 - A_k$ (см. рис. 9);

2) проводят измерения на контролируемом соединении на основной частоте 60 Гц и получают результат X_2 (в мВ);

3) вычисляют конечный результат X (в мВ), соответствующий пропаянности соединения с учетом его внешних геометрических размеров по формуле $X = X_2 + C \cdot (\pm X_1)$. После этого вычисляют процент пропаянности соединения в процентах по заранее установленной шкале (см. пункт 3 измерений на настроечных образцах).

Стоит отметить, что при минимальном значении толщины и высоты контролируемого соединения за счет наличия фаски радиусом $R = 2,0—3,5$ мм величина X_1 может иметь отрицательное значение.

Поскольку варьирование толщины t , высоты h , длины l и радиуса фаски R контролируемых соединений по-разному влияют на изменение сигналов ВТП (основное влияние дает толщина t), для калибровки используются образцы, у которых варьируется только толщина t при неизменных остальных ($h, l, R = \text{const}$). Это позволяет определить коэффициент C для пересчета сигналов ВТП, измеренных на основной рабочей частоте, и учесть влияние всех геометрических размеров контролируемых соединений на определение качества их пайки.

Приведем пример использования разработанной методики:

а) сначала проводят измерения на высокой частоте (1460 Гц) на настроечном образце № 5, имитирующем пропаянность боковой стенки 100 %. Высота образца 50,375 мм, толщина t варьируется от 23,596 мм (точка 5-1 на рис. 7) до 23,093 мм (точка 5-6 на рис. 7), т.е. $\Delta t = 0,503$ мм. При этом разность сигналов ВТП составит $\Delta A = A_1 - A_2 = 215$ мВ (см. рис. 7), а на частоте 60 Гц аналогичная разность составит $\Delta B = B_1 - B_2 = 79$ мВ (см. рис. 8);

б) рассчитывается коэффициент $C = \Delta B / \Delta A = 79 \text{ мВ} / 215 \text{ мВ} = 0,367$, позволяющий учитывать влияние сечения контролируемого соединения при измерении на основной частоте 60 Гц;

в) предположим, что у контролируемого соединения такое же сечение, как у образца 5-5 ($S = 1175,12 \text{ мм}^2$), и пропаянность 100 % (см. рис. 9). Тогда на частоте 1460 Гц сигнал ВТП будет равен $A_k = 87800$ мВ (см. рис. 9). Определим разность сигналов ВТП при измерении на образце 5-6 ($A_1 = 87867$ мВ) с минимально возможной толщиной соединения 23,093 мм и контролируемом соединении (A_k) при измерении на $f = 1460$ Гц: $X_1 = A_1 - A_k = 87867 \text{ мВ} - 87800 \text{ мВ} = 67 \text{ мВ}$. Умножив эту разность X_1 на коэффициент $C = 0,367$, получим величину $C \cdot X_1 = 67 \text{ мВ} \cdot 0,367 \approx 25 \text{ мВ}$, которая позволит учесть влияние сечения контролируемого соединения на результаты контроля при измерении на основной частоте 60 Гц. У контролируемого соединения, за счет большего сечения ($S = 1175,12 \text{ мм}^2$), чем у образца 5-6 ($S = 1163,31 \text{ мм}^2$) при измерении на основной частоте $f = 60$ Гц, сигнал ВТП (X_2) будет на 25 мВ меньше, чем при измерении на образце 5-6 (см. рис. 8): $X_2 = 51746 \text{ мВ} - 25 \text{ мВ} = 51721 \text{ мВ}$. Без применения методики это соответствует степени пропаянности 76 % вместо 100 %. Воспользовавшись формулой $X = X_2 + C(\pm X_1)$ (где X_2 — сигнал вихретокового преобразователя при измерении на контролируемом соединении на $f = 60$ Гц), вычисляем величину сигнала ВТП, позволяющего определить пропаянность этого соединения с учетом его сечения: $X = 51721 \text{ мВ} + 25 \text{ мВ} = 51746 \text{ мВ}$. Эта величина соответствует степени пропаянности 100 %, как у калибровочного образца 5-6 (см. рис. 8).

ВЫВОДЫ

Разработана двухчастотная вихретоковая методика контроля качества пайки боковых стенок хомутов с выводными концами токоведущих «стержней» в соединениях обмоток статоров в современных конструкциях гидро- и турбогенераторов с использованием специализированного трансформаторного вихретокового преобразователя с прямоугольными вырезами в полюсах П-образного сердечника. Разработанная методика позволяет выявлять дефекты пайки боковой стенки хомутов в такого типа соединениях при вариациях их геометрических размеров, вызванных технологией изготовления.

Работа выполнена в рамках государственного задания МИНОБРНАУКИ России (тема «Диагностика», № г.р. 122021000030-1).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Maierhofer Christiane, Rollig Mathias, Steinfurth Henrik, Ziegler Mathias, Kreutzbruck Marc, Scheuerlein Christian, Heck Simon.* Non-destructive testing of Cu solder connections using active thermography // NDT&E International. 2012. V. 52. P. 103—111.
2. *Principe Rosario, Vallejo Louis Mora, Bailey Jasper, Berthet Richard, Favier Ludovic, Grand-Clement Ludovic, Savary Frederic.* Phased Array Ultrasonic Nondestructive Tests of Soldered Current-Carrying Bus-Bar Splices of Superconducting Magnets // IEEE transactions on applied superconductivity. 2018. V. 28. No. 4.
3. *Малый В.В., Костюхин А.С., Кинжагулов И.Ю.* Разработка технологии неразрушающего контроля качества паяных соединений теплообменных аппаратов и определение принципов ее автоматизации // Технично-технологические проблемы сервиса. 2022. № 3 (61). С. 11—17.
4. *Дорофеев А.Л.* Электро-индуктивная дефектоскопия. М.: Машиностроение, 1967. 231 с.
5. *Kogan L., Nichipuruk A., Savary F., Principe R., Datskov V., Rozenfel'd E., Khudjakov B.* Eddy Current Quality of Soldered Current-Carrying Bus-Bar Splices of Superconducting Magnets // Insight. 2015. V. 57. No. 12. P. 697 (6 p.).

6. Сясько В.А., Ройтгарц М. Б., Коротеев М.Ю., Соломенчук П.В. Контроль качества паяных соединений стержней статорных обмоток турбогенераторов на заводе «Электросила» // В мире неразрушающего контроля. 2010. № 2 (48). С. 1—9.
7. Федосенко Ю.К., Шкатов П.Н., Ефимов А.Г. Вихретоковый контроль. Учебное пособие / Под общ. ред. В.В. Клюева. М.: Издательский дом «Спектр», 2011. 224 с.
8. Sidi-Ahmed K., Maouche B., Gabi Y., Alloui L., Strab B., Wolter B., Feliachi M. Numerical simulations and experimental investigation of laser hardening depth investigation via 3MA-eddy current technique // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. 2022. V. 550. P. 169046.
9. Ge Jiu hao, Yusa Noritaka, Fan Mengbao. Frequency component mixing of pulsed or multi-frequency eddy current testing for nonferromagnetic plate thickness measurement using a multi-gene genetic programming algorithm // NDT & E International. 2021. V. 120. P. 102423.
10. Sasi B., Rao B.P. Dual-frequency Eddy Current Non-destructive Detection of Fatigue Cracks in Compressor Discs of Aero Engines // Defence Science Journal. 2004. V. 54. P. 563—570.
11. Yin W., Peyton A.J. Thickness measurement of non-magnetic plates using multi frequency eddy current sensors // NDT&E International. 2007. V. 40. P. 43—48.
12. Malikov V.N., Dmitriev S.F. Research of Conductive Materials by Multifrequency Measuring System on the Basis of Eddy Current Transducers // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2017. V. 189. No. 1. P. 1—5.
13. Реутов Ю.Я. Обнаружители намагниченных предметов (теория и практика индукционного обнаружения). Екатеринбург, 2018. 336 с.
14. Коган Л.Х., Ничипурук А.П., Розенфельд Е.В., Худяков Б.А. Вихретоковый контроль качества пайки соединений токоведущих соединений электрических машин. II. Эксперимент // Дефектоскопия. 2010. № 4. С. 72—82.
15. Коган Л.Х., Сташков А.Н., Ничипурук А.П. Повышение достоверности вихретокового контроля качества пайки токоведущих медных соединений и расширение номенклатуры контролируемых соединений в энергетическом оборудовании // Дефектоскопия. 2018. № 11. С. 43—48.
16. Коган Л.Х., Сташков А.Н., Ничипурук А.П. Вихретоковый контроль качества пайки сверхпроводящих токоведущих соединений с учетом влияния вариации их сечения на результаты контроля // Дефектоскопия. 2019. № 9. С. 20—28.
17. Коган Л.Х., Сташков А.Н. Способ вихретокового контроля качества пайки соединений токоведущих шин сверхпроводящих электромагнитов / Патент N 2726910. 16.07.2020.

ЛАБОРАТОРНОЕ ОБОСНОВАНИЕ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО МЕТОДА КОНТРОЛЯ ПЕРЕХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ КОНТАКТОВ

© 2022 г. А.А. Абоуеллаиль^{1,*}, Ц. Чан^{2,**}, А.И. Солдатов^{3,4,***}, А.А. Солдатов^{3,4,****},
М.А. Костина^{3,4,*****}, С.И. Борталевич^{5,*****}, Д.А. Солдатов^{3,*****}

¹Сфинкс университет, Региональная зона обслуживания, Новый Асьют 71515, Египет

²Институт перспективных исследований Шеньженского университета,
Китай 3688, г. Шеньжень, пр. Нанхай

³Национальный исследовательский Томский политехнический университет,
Россия 634050 Томск, пр. Ленина, 30

⁴Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
Россия 634050 Томск, пр. Ленина, 40

⁵ Институт проблем рынка РАН, Россия 117418 Москва, Нахимовский пр-т, 47

E-mail: *ahmed.abouellail@sphinx.edu.eg; ** jiangleichang@foxmail.com; *** asoldatof@tpu.ru; *
*** soldatov.88@bk.ru; ***** mariyakostina91@mail.ru; ***** 680097@inbox.ru; ***** dimasoldatov@sibmail.com

Поступила в редакцию 04.10.2022; после доработки 28.10.2022

Принята к публикации 28.10.2022

Приведены результаты моделирования нагрева переходного сопротивления контакта двух проводников при протекании тока, показано, что его температура может достигать значений сравнимых с температурой плавления и воспламенения изоляции. При этом контроль контактного сопротивления современными способами затруднен. Предложен термоэлектрический метод контроля переходного сопротивления контактов, проведено его моделирование и лабораторные исследования на контактном соединении двух типов проводников: алюминий—медь, образующих термопару в силовой сети. Проведены лабораторные исследования термоэлектрических свойства контактного соединения из алюминия и меди при температуре 300 °С.

Ключевые слова: метод термоэлектродвижущей силы, контактное переходное сопротивление, воспламенение изоляции, испытание контактного сопротивления, коэффициент Зеебека, термопара.

DOI: 10.31857/S0130308222120077, EDN: BVCDTM

ВВЕДЕНИЕ

Важнейшей составляющей национальных интересов является обеспечение безопасности личности, общества и государства в условиях чрезвычайных ситуаций природного и техногенного характера и их последствий. Согласно статистике, в 2021 году в России случилось 57390 пожаров, произошедших вследствие нарушения правил устройства и эксплуатации электрооборудования и бытовых электроприборов, погибло 2289 человека, еще 2545 было травмировано. Причиненный материальный ущерб составил 15 244,7 млн рублей [1].

Существующие системы мониторинга состояния электросети ориентированы, в основном, на мониторинг объемов потребления электроэнергии, качества питающего напряжения и наличия аварийных ситуаций. Одной из трудно решаемых задач в этой области — это контроль большого переходного сопротивления (БПС) контактов, которые являются одной из причин пожаров в электроустановках.

Переходные сопротивления образуются в местах соединения проводников между собой, а также в местах присоединения проводников к машинам, аппаратам, приборам. В нормативных документах указано, что величина переходного сопротивления, которое регламентируется РД 34.45-51.300-97 и ПТЭЭП, не должна превышать 0,05 Ом (во взрывоопасных помещениях и зонах переходное сопротивление контактов должно быть не более 0,03 Ом). БПС возникают в местах плохих контактов за счет уменьшения усилия сжатия проводников в процессе эксплуатации, например, при протекании импульсных ударных токов при коротких замыканиях или пусках электродвигателей, длящихся десятые доли секунды [2], величина которых существенно превышает рабочие токи, что приводит к резкому повышению температуры проводников в контактном соединении и соответствующему увеличению размеров проводника и их последующей деформации [3, 4] или из-за вибрации проводника [5], малой поверхности контакта за счет шероховатости, неплотного контакта и неровностей в местах соединения и оконцевания проводов (особенно при наличии вибрации оборудования), уменьшение сечения в месте соединения, окисление металлов [6], которое часто возникает в сырых, особо сырых или с химически активной средой помещениях.

Наличие контактного сопротивления отмечается многими исследователями, в том числе предлагаются различные методы его уменьшения [7—22]. В этом случае площадь действительного соприкосновения уменьшается, сопротивление в данном месте увеличивается. Увеличивается количество выделяющегося в этом месте тепла. Возникает локальный перегрев, что может приводить к воспламенению изоляции и сгораемых элементов конструкций и в конечном итоге стать причиной отказа электросети [23, 24]. Особенность БПС усугубляется тем, что их трудно обнаружить, а аппараты защиты по току не срабатывают, т.к. ток в цепи не увеличивается, а уменьшается.

Обнаруживают БПС обычно уже тогда, когда оно стало причиной отказа. Поэтому особое значение приобретают мероприятия, направленные на то, чтобы не допустить появления БПС. Это возможно при их своевременном обнаружении в контролируемой цепи и устранение причины их возникновения. Однако профилактика БПС является очень трудоемкой задачей и на сегодняшний день выполняется только вручную, путем механической разборки контактного соединения. Температуру контактного соединения можно контролировать термонаклейками, которые выпускают как зарубежные, так и отечественные производители, например, компания ИНТЕМ. Электронных приборов непрерывного мониторинга БПС в настоящее время не существует. Применение термонаклеек не спасает положение, т.к. ежедневный осмотр трудозатратен, а при периодическом осмотре возможен пропуск аварийной ситуации. Кроме того, они являются одноразовыми и после срабатывания требуют замены. Поэтому существует актуальная задача по разработке научно обоснованных подходов к созданию методов и приборов контроля переходного сопротивления контактов.

В настоящее время измерение переходных сопротивлений контактных соединений производится микроомметрами или контактомерами, т.е. специальными приборами для измерения малых сопротивлений. Не каждый электротехнический персонал имеет такое оборудование, поэтому сопротивление в соединителях, разветвителях и т.п. не измеряется.

Поэтому задача представленной статьи провести теоретический анализ и лабораторные исследования возможности применения термоэлектрического метода для мониторинга переходного сопротивления контактов, в действующей сети электроснабжения без отключения потребителей, в режиме реального времени. Термоэлектрический метод нашел применение в неразрушающем контроле металлов и сплавов [25—38], а для контроля переходного сопротивления контактов ранее не применялся.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В электрической сети встречаются кабели из двух металлов: алюминия и меди, а так же их сплавы. Проводники электрических кабелей производятся из электролитической меди марки CU-M-03-W и CU-M-02-W, которая отличается наличием примесей 0,1 % в CU-M-03-W и 1 % в CU-M-02-W [39]. Различные добавки к меди могут снижать ее проводящую способность, увеличивать прочность либо придавать различные свойства.

Для электрических проводников из алюминия применяют марки AA-1350 и AA-8000 с добавками железа и кремния в объеме 0,05 %. Эти примеси ухудшают проводимость, но повышают механическую прочность проводника [40].

Электрическая сеть может быть как из одного типа металлов (например, из алюминия) или может состоять из соединения различных типов: алюминий—медь. Соединение проводников может быть различным: клеммная колодка, болтовое соединение, припой, сварка, обжим. Соединители, разветвители являются слабыми местами в электропроводке и обладают большими переходными сопротивлениями, чем сами проводники. При протекании тока через контакт из-за высокого переходного сопротивления выделяется тепло и контакт нагревается. Электрическая сеть, имеющая соединители или разветвители, можно представить в виде термопары, имеющей два разных проводника, спаи которых имеют разную температуру.

МЕТОД РЕШЕНИЯ

При протекании тока через переходное сопротивление контакта на нем выделится тепло и по эффекту Зеебека [41] появится термоЭДС в виде постоянного напряжения, величина которого прямо пропорциональна разности температур контактов проводника [42]:

$$E = \int_{T_1}^{T_2} [S_1(T) - S_2(T)] dT, \quad (1)$$

где T_2 и T_1 — температура горячего и холодного контакта соответственно; S_1 и S_2 — коэффициенты Зеебека для первого и второго материала соответственно.

Если температура горячего и холодного контактов изменяются в небольшом интервале, можно считать изменение коэффициентов Зеебека линейным и использовать более простое выражение:

$$E = (S_1 - S_2) \cdot (T_2 - T_1). \quad (2)$$

Мощность, выделяемая на контактном соединении, можно определить из тока и сопротивления:

$$P = I^2 R. \quad (3)$$

Из закона Джоуля — Ленца можно вычислить выделяемое тепло:

$$dQ = P \cdot dt = I^2 \cdot R \cdot dt, \quad (4)$$

где dQ — количество тепла; I — действующее значение силы тока, через проводник; R — величина контактного сопротивления; t — время протекания тока.

Часть этого тепла нагревает контактное сопротивление, что приводит к повышению его температуры, а оставшаяся часть отводится за счет теплоотдачи.

Тепло идущее на нагрев контактного сопротивления можно определить из выражения:

$$dQ_1 = m \cdot c \cdot \Theta, \quad (5)$$

где m — вес контакта; c — удельная теплоемкость материала контакта; Θ — перегрев (превышение температуры контакта над температурой окружающей среды):

$$\Theta = T - T_0, \quad (6)$$

где T и T_0 — температуры контакта и окружающей среды соответственно.

Тепло, рассеиваемое контактом за время dt , определяется из формулы:

$$dQ_2 = K \cdot S \cdot (T - T_0) \cdot dt = K \cdot S \cdot \Theta \cdot dt, \quad (7)$$

где K — общий коэффициент теплоотдачи, учитывающий все ее виды; S — поверхность охлаждения контакта.

Уравнение теплового баланса имеет вид:

$$dQ = dQ_1 + dQ_2. \quad (8)$$

Учитывая (4)—(6), уравнение теплового баланса примет вид:

$$I^2 \cdot R \cdot dt = m \cdot c \cdot \Theta + K \cdot S \cdot \Theta \cdot dt. \quad (9)$$

После преобразования:

$$\frac{I^2 \cdot R}{m \cdot c} = \frac{d\Theta}{dt} + \frac{K \cdot S}{m \cdot c} \cdot \Theta. \quad (10)$$

Если изменение температуры проводника происходит в небольшом диапазоне, то можно считать, что R , c , K будут константами. Получаем решение дифференциального уравнения (10):

$$\Theta = A \cdot e^{\frac{K \cdot S}{m \cdot c} t} + \frac{I^2 \cdot R}{K \cdot S}, \quad (11)$$

где A — постоянная, определяемая начальными условиями.

Начальным условием является равенство температур контакта и окружающей среды при $t = 0$. Отсюда можно найти постоянную A :

$$A = -\frac{I^2 \cdot R}{K \cdot S}. \quad (12)$$

С учетом (12) выражение (11) будет выглядеть как

$$\Theta = T - T_0 = \frac{I^2 \cdot R}{K \cdot S} \cdot \left(1 - e^{-\frac{K \cdot S}{m \cdot c} t}\right). \quad (13)$$

Выражение (13) описывает зависимость температуры проводника от времени. Если в уравнении (13) принять время $t = \infty$, то можно найти установившееся значение:

$$\Theta_{t=\infty} = T_{t=\infty} - T_0 = \frac{I^2 \cdot R}{K \cdot S}, \quad (14)$$

где $T_{t=\infty}$ — установившаяся температура контакта; $\Theta_{t=\infty}$ — установившееся значение превышения температуры контакта над температурой окружающей среды.

Преобразовав (14), получим:

$$I^2 \cdot R = K \cdot S \cdot (T_{t=\infty} - T_0). \quad (15)$$

Из уравнения (15) видно, что в установившемся режиме все выделяющееся в контакте тепло будет отдаваться в окружающее пространство.

Обозначив $X = \frac{m \cdot c}{K \cdot S}$, получим более простой вид уравнения нагрева:

$$\Theta = T - T_0 = \Theta_{t=\infty} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{X}}\right). \quad (16)$$

Величина $X = \frac{m \cdot c}{K \cdot S}$ называется постоянной времени нагрева и представляет собой отношение теплопоглощающей способности тела к его теплоотдающей способности.

Хотя из уравнения нагрева следует, что установившийся режим наступает через неограниченно длительное время, на практике время достижения установившейся температуры принимают равным $(3 \dots 4)X$, так как при этом температура нагрева составляет более 98 % своего окончательного значения $\Theta_{t=\infty}$.

Используя выражение (16), было проведено моделирование процесса нагрева контактного сопротивления. Результаты моделирования нагрева контакта из меди приведены на рис. 1 и рис. 2. При расчете масса контакта варьировалась от 1 до 3 г; переходное сопротивление контакта варьировалось от 0,01 до 1; ток, протекающий через контакт, равен 10 А; удельная теплоемкость меди $c = 385$ Дж/(кг·К).

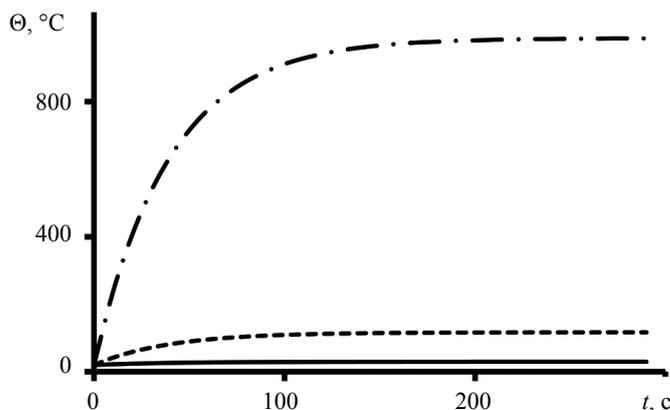


Рис. 1. Результаты моделирование процесса нагрева контактного сопротивления массой 2 г и сопротивлением 0,01 (сплошная линия), 0,1 (штриховая линия) и 1 Ом (штрихпунктирная линия).

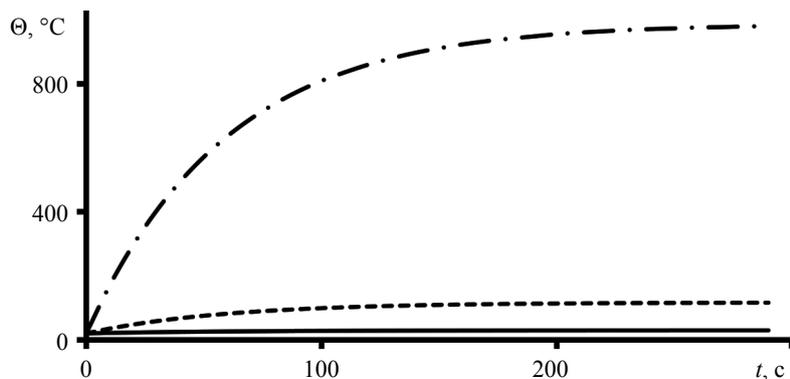


Рис. 2. Результаты моделирование процесса нагрева контактного сопротивления массой 3 г и сопротивлением 0,01 (сплошная линия), 0,1 (штриховая линия) и 1 Ом (штрихпунктирная линия).

При увеличении массы контакта в 2 г переходной процесс займет около 200 с (см. рис. 1).

В установившемся режиме температура контакта увеличится на 1000 град через 100 с при токе 10 А и сопротивлении 1 Ом. Если сопротивление контакта будет 0,1 Ом, то температура увеличится на 115 и на 30 град при сопротивлении 0,01 Ом. Чем меньше величина контактного сопротивления, тем быстрее заканчивается переходной процесс.

При увеличении массы контакта до 3 г переходной процесс займет около 300 с (см. рис. 2). Значения температур для контактных сопротивлений 0,1 и 0,01 Ом будут одинаковыми как для контактного сопротивления массой 2 г.

Из анализа рис. 1 и 2 можно сделать вывод, что увеличение температуры будет продолжаться, достигая максимального значения в момент равенства мощности нагрева и потерь на излучение и конвекцию. Максимальная величина может достигать значения близкого к температуре плавления изоляции и последующему возгоранию (рис. 3).



Рис. 3. Пример плавления изоляции.

Например, температура самовоспламенения полиэтиленовой изоляции составляет 350 °С. Изоляция из ПВХ подвержена обугливанию и материал становится полупроводником при кратковременном воздействии (около 10 ч) температурой 160 °С. Более длительное воздействие (около 1 месяца) может привести к отказам при температурах до 110 °С [43, 44].

Изменение температуры контактного сопротивления приводит к появлению термоЭДС в соответствии с выражением (2). Результаты расчета термоЭДС для контактной пары медь—алюминий сопротивлением 1 Ом и массой 1, 2 и 3 г представлены на рис. 4.

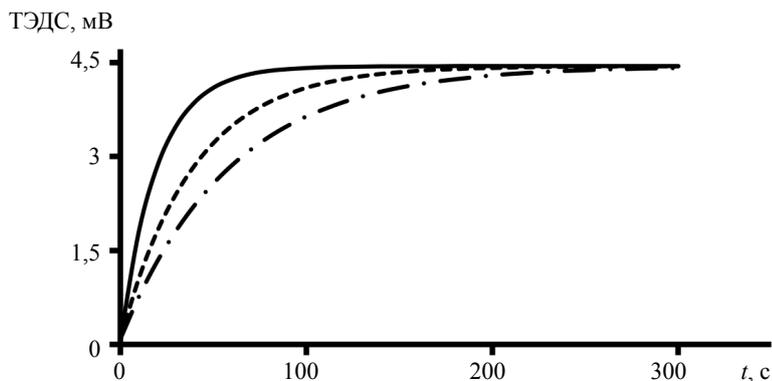


Рис. 4. Зависимость термоЭДС от времени нагрева для контактной пары медь—алюминий сопротивлением 1 Ом и массой 1 (сплошная линия), 2 (штриховая линия) и 3 г (штрихпунктирная линия).

С увеличением массы контактного соединения увеличивается время его нагрева, в то же время максимальное изменение температуры и соответственно термоЭДС остаются практически одинаковыми, т.е. не зависят от массы контактного соединения.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Для подтверждения результатов моделирования были проведены экспериментальные исследования в силовой сети. Для исключения влияния различных нагрузок в силовой сети, был использован развязывающий трансформатор с коэффициентом передачи $k = 1$. Для разделения напряжения силовой сети и термоЭДС был использован фильтр низких частот с частотой среза около 0,5 Гц. В качестве нагрузки использовали десять ламп накаливания общей мощностью 950 Вт.

Экспериментальная установка (рис. 5) включала в себя трансформатор мощностью 1000 Вт с коэффициентом трансформации 1. Вторичная цепь состоит из нагрузки с последовательно подключенными измерительным амперметром и контактным соединением алюминий—медь, у которого коэффициент Зеебека по разным источникам составляет (3,6...4,5) мкВ/град [45, 46]. Контактное соединение двух проводников выполнили с помощью клеммной колодки, предварительно медный проводник нагревали в печи для получения окисной пленки, сопротивление которой составило 0,89 Ом, его измеряли с помощью мультиметра Rigol DM3068, который позволяет измерять сопротивление в диапазоне 200 Ом, с дискретностью 100 мОм и погрешностью измерения $\pm 0,014$ %. При протекании переменного тока, контактное сопротивление нагрелось до температуры $(300 \pm 5) ^\circ\text{C}$, которую контролировали бесконтактным способом с помощью пирометра DT-811. При этом в цепи появилась термоЭДС. Ее измеряли на выходе фильтра низких частот мультиметром Rigol DM3068, который позволяет измерять постоянное напряжение от 10 мкВ, с погрешностью измерения $\pm 0,004$ %.

Измерение термоЭДС проводили 2 раза в секунду в течение 5 мин. Вначале измерили термоЭДС во вторичной цепи без подключения трансформатора к силовой сети (около 20 с). Затем первичную обмотку трансформатора подключили к силовой сети и измеряли термоЭДС. На каждом

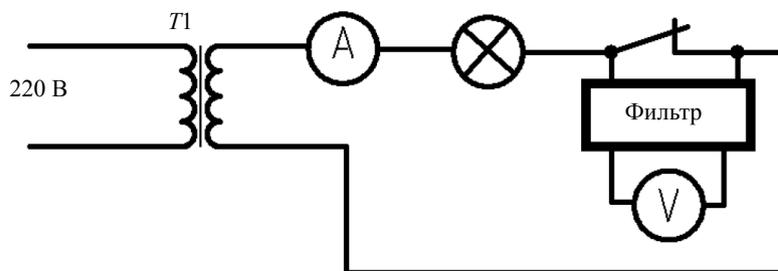


Рис. 5. Схема экспериментальной установки.

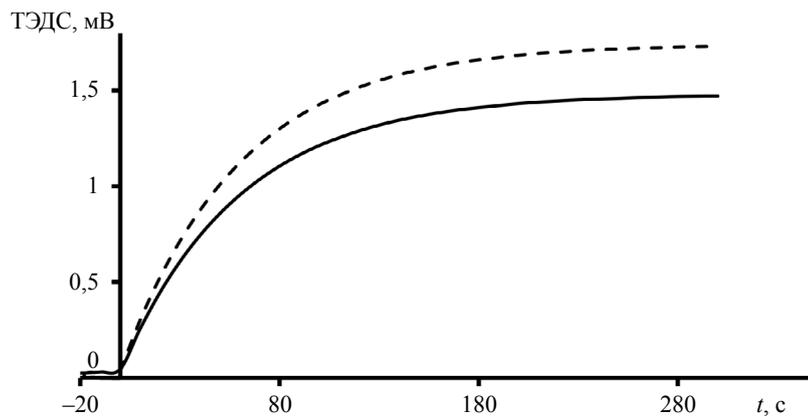


Рис. 6. Динамика изменения термоЭДС в цепи: сплошная линия — экспериментальные исследования (среднее значение по 10 измерениям); штриховая линия — результаты моделирования.

этапе измеряли термоЭДС и одновременно контролировали температуру контакта и ток нагрузки. Результаты экспериментальных исследований приведены на рис. 6. Доверительный интервал не превышает 8 %. Здесь же для сравнения приведены результаты моделирования. Для удобства сравнения экспериментальных значений с расчетными, начало координат для экспериментальных значений сдвинули на 20 с, совместив с началом нагрева.

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Из рис. 6 видно, что величина термоЭДС при 300 °С составила 1,7 мВ. Расчетное значение составляет 1,42 мВ. Отличие обусловлено возможным наличием примесей в используемых материалах контактного соединения медь—алюминий и соответственно другим коэффициентом Зеебека. Изменение полярности включения термопары, которая образована контактным соединением двух проводников: медь—алюминий, прогнозируемо привело к смене полярности термоЭДС. Можно сделать вывод, что появление постоянной составляющей в цепи переменного тока обусловлено только наличием термоЭДС нагретого контактного соединения (термопары) медь—алюминий. Следует отметить, что нагрузка в сети переменного тока была резистивная, в схеме отсутствовали реактивные элементы (конденсаторы и индуктивности). Мониторинг тока нагрузки показал его постоянное значение при всех изменениях термоЭДС. Это связано с тем, что величина переменного тока в сотни раз больше величины постоянного тока.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Электрическая сеть состоит из множества соединений, разветвлений и нагрузок разного характера. Места контактов имеют значительно большее сопротивление, чем сам проводник, и протекающий ток будет нагревать место контакта сильнее самого проводника. Поэтому, с учетом разного типа металлов, используемых в контактных соединениях, в цепи будет появляться термоЭДС, величина которой будет зависеть от температуры контактного соединения и марки используемых металлов и сплавов. Проведенные теоретические и лабораторные исследования показали, что возникающую термоЭДС в электрической цепи переменного тока можно детектировать и использовать для мониторинга контактного соединения. Однако область применения термоэлектрического метода в настоящее время ограничена его проверкой в лабораторных условиях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чечетина Т.А., Гончаренко В.С., Сибирко В.И., Загуменнова М.В. Обстановка с пожарами в российской федерации в 2021 году // Пожарная безопасность. 2022. № 1 (106). С. 98—115.
2. Титков В.В., Бекбаев А.Б., Сарсенбаев Е.А. О возможностях мониторинга нестационарных тепловых процессов в контактах силовых электроустановок // Научно-технические ведомости СПбПУ. Естественные и инженерные науки. 2017. Т. 23. № 1. С. 168—178.
3. Чалый А.М., Дмитриев В.А., Павлейно М.А., Павлейно О.М. Нагрев силовоточных электрических контактов ударными токами короткого замыкания // Электронная обработка материалов. 2013. № 49 (5). С. 81—88.

4. Чалый А.М., Дмитриев В.А., Павлейно М.А., Павлейно О.М., Сафонов М.С. Об особенностях сваривания и разрушения поверхности сильноточных контактов импульсными токами // Электронная обработка материалов. 2016. № 52 (6). С. 12—18.
5. Троицкий О.А., Сташенко В.И., Скворцов О.Б. Вибрации проводников при пропускании импульсного электрического тока и неразрушающий контроль // Инженерный журнал: наука и инновации. Электронное научно-техническое издание. 2018. № 3. DOI: 10.18698/2308-6033-2018-3-1741
6. Чупрова Л.В., Ершова О.В., Муллина Э.Р. Химико-технологические аспекты проблемы окисления медных контактов электрооборудования, эксплуатируемого в цехах очистки воды // Молодой ученый. 2013. № 9 (56). С. 77—80.
7. Apostolakis G., Kazarians M., Bley D.C. Methodology for assessing the risk from cable fires // Nucl. Saf. 1982. V. 23. Is. 4. ID 5329326.
8. Delplace M., Vos E. Electric short circuits help the investigator determine where the fire started // Fire Technology. 1983. V. 19. Is. 3. P. 185—191.
9. Wang J., Wu Z., Mao C., Zhao Y., Yang J., Chen Y. Effect of electrical contact resistance on measurement of thermal conductivity and wiedemann-franz law for individual metallic nanowires // Scientific Reports. 2018. V. 8. Is. 1. ID 23291.
10. Kim S.-W., Kim S.-H., Kim G.-S., Choi C., Choi R., Yu H.-Y. The Effect of Interfacial Dipoles on the Metal-Double Interlayers-Semiconductor Structure and Their Application in Contact Resistivity Reduction // ACS Applied Materials and Interfaces. 2016. V. 8. Is. 51. P. 35614—35620.
11. Khoo K.H., Leong W.S., Thong J.T.L., Quek S.Y. Origin of Contact Resistance at Ferromagnetic Metal-Graphene Interfaces // ACS Nano. 2016. V. 10. Is. 12. P. 11219—11227.
12. Dillig M., Biedermann T., Karl J. Thermal contact resistance in solid oxide fuel cell stacks // Journal of Power Sources. 2015. V. 300. P. 69—76.
13. Münzenrieder N., Salvatore G.A., Petti L., Zysset C., Büthe L., Vogt C., Cantarella G., Tröster G. Contact resistance and overlapping capacitance in flexible sub-micron long oxide thin-film transistors for above 100 MHz operation // Applied Physics Letters. 2014. V. 105. Is. 26. ID 263504.
14. Alhazmi N., Ingham D.B., Ismail M.S., Hughes K., Ma L., Pourkashanian M. The through-plane thermal conductivity and the contact resistance of the components of the membrane electrode assembly and gas diffusion layer in proton exchange membrane fuel cells // Journal of Power Sources. 2014. V. 270. P. 59—67.
15. Kwiatkowski R., Vladimirescu M., Zybura A. Contact resistance anomalies in reed contacts - Influence of temperature and external magnetic field // HOLM. 2013. ID 6651403.
16. Ren W., Chen Y., Cao S., Cui L., Liang H. A new automated test equipment for measuring electrical contact resistance of real size rivets // HOLM. 2013. ID 6651396.
17. Мозгалин Н.Ф. Электропроводящие смазки — надежная мера снижения аварийности в сетях и уменьшения потерь в электрических контактах // Промышленная энергетика. 2010. № 11. С. 12—16.
18. Беляев В.Л., Шалагинов А.А. Исследование влияния электропроводящих смазок на сопротивление сильноточных контактных систем электролизеров и электрических аппаратов // Промышленная энергетика. 2014. № 5. С. 34—37.
19. Sivkov A.A., Shanenkova Y.L., Saygash A.S., Shanenkov I.I. High-speed thermal plasma deposition of copper coating on aluminum surface with strong substrate adhesion and low transient resistivity // Surface and Coatings Technology. 2016. V. 292. P. 63—71.
20. Беляев В.Л., Куклев Ю.В., Шалагинов А.А. Математическое моделирование полного переходного сопротивления идеализированного сильноточной контактной системы электролизеров и электрических аппаратов // Электротехника. 2014. № 2. С. 35—37.
21. Сивков А.А., Сайгаш А.С., Колганова Ю.Л. Влияние свойств медного покрытия на алюминиевой контактной поверхности на переходное сопротивление // Электротехника. 2013. № 8. С. 11—14.
22. Колганова (Шаненкова) Ю.Л., Шаненков И.И., Сайгаш А.С. Влияние микрогеометрии поверхности на величину удельного переходного контактного сопротивления / Современные техника и технологии: сборник трудов XIX Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. В 3 т. Томск, 15—19 Апреля 2013. Томск: ТПУ, 2013. Т. 1. С. 54—55.
23. Jiang Z.-F., Xue F., Gou X.-F. Influences of the Bi₂Sr₂CaCu₂O_x/Ag interface and interfilamentary bridge connections on AC loss of composite wires // Physica C: Superconductivity and its Applications. 2018. V. 547. P. 69 — 76.
24. Cong S., Zhang W.W., Wang Y.S., Wen Z.J., Tian Y.H. Effect of heat input on failure mode and connection mechanism of parallel micro-gap resistance welding for copper wire // Int. J. of Advanced Manufacturing Technology. 2018. V. 96. P. 299 — 306.
25. Abouellail A.A., Obach I.I., Soldatov A.A., Soldatov A.I. Surface inspection problems in thermoelectric testing // MATEC Web Conf. 2017. V. 102. ID 01001.
26. Soldatov A.I., Soldatov A.A., Sorokin P.V., Loginov E.L., Abouellail A.A., Kozhemyak O.A., Bortalevich S.I. Control system for device «thermotest» / 2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). 2016. ID 7491869.

27. *Soldatov A.I., Soldatov A.A., Sorokin P.V., Abouellail A.A., Obach I.I., Bortalevich V.Y., Shinyakov Y.A., Sukhorukov M.P.* An experimental setup for studying electric characteristics of thermocouples / 2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). 2017. ID 7998534.
28. *Soldatov A.I., Soldatov A.A., Kostina M.A., Kozhemyak O.A.* Experimental studies of thermoelectric characteristics of plastically deformed steels ST3, 08KP and 12H18N10T // *Key Engineering Materials*. 2016. V. 685. P. 310 — 314
29. *Soldatov A.A., Dement'ev A.A., Soldatov A.I., Vasil'ev I.M.* Control of Quality of Applying Heat-Conducting Compound // *Russian Journal of Nondestructive Testing*. 2020. V. 56 (3). P. 284—290
30. *Soldatov A.A., Seleznev A.I., Fiks I.I., Soldatov A.I., Kröning Kh.M.* Nondestructive proximate testing of plastic deformations by differential thermal EMF measurements // *Russian Journal of Nondestructive Testing*. 2012. V. 48 (3). P. 184—186.
31. *Ismailov T.A., Yevdulov O.V., Nasrulaev A.M.* A Mathematical Model of a Thermoelectric Device for Extracting Foreign Objects from the Human Body by Freezing / *Biomedical Engineering*. 2021. V. 55 (3). P. 219—223.
32. *Kikuchi M.* Dental alloy sorting by the thermoelectric method // *European Journal of Dentistry*. 2010. V. 4. No. 1. P. 66—70.
33. *Ismailov T.A., Yevdulov O.V., Mispakhov, I.S., Adamov A.P.* A Thermoelectric Refrigerator for Short-Term Storage and Transportation of Biological Materials // *Biomedical Engineering*. 2020. V. 54 (4). P. 240—243.
34. *Ismailov T.A., Ragimova T.A., Khazamova M.A.* Research on a thermoelectric device for thermopuncture // *Journal of Thermoelectricity*. 2017. No. 1. P. 29—33.
35. *Carreon Héctor.* Thermoelectric Detection of Fretting Damage in Aerospace Materials // *Russian Journal of Nondestructive Testing*. 2014. V. 50. No. 11. P. 684—692.
36. *Ismailov T.A., Yevdulov O.V., Ragimova T.A., Nabiev N.A.* A Thermoelectric Device to Stop Bleeding // *Biomedical Engineering*. 2019. V. 53 (2). P. 92—96.
37. *Абуеллаиль А.А., Солдатов А.А., Сорокин П.В., Солдатов А.И., Хан В.* Исследование характеристик термоэлектрических источников ЭДС // *Дефектоскопия*. 2018. № 7. С. 54—60.
38. *Stuart C.* Thermoelectric Differences Used for Metal Sorting // *Journal of Testing and Evaluation*. 1987. V. 15. No. 4. P. 224—230. doi.org/10.1520/JTE11013J. ISSN 0090-3973
39. Copper-wire-7440-50-8. Available at: <https://www.americanelements.com/copper-wire-7440-50-8/>, free. (Accessed: December 16, 2021.)
40. Aluminum-alloy-1350. Available at: <https://www.americanelements.com/aluminum-alloy-1350/>, free. (Accessed: December 16, 2021.)
41. *de Boor Johannes, Mueller Eckhard.* Data analysis for Seebeck coefficient measurements // *The Review of scientific instruments*. 2013. V. 84. No. 6. ID 065102. DOI: 10.1063/1.4807697
42. *Binguier E.* The thermodynamical foundation of electronic conduction in solids // *European Journal of Physics*. 2018. V. 39. Is. 2. ID 025101.
43. *Courty L., Garo J.P.* External heating of electrical cables and auto-ignition investigation // *Journal of Hazardous Materials*. 2016. V. 321. No. 9. DOI: 10.1016/j.jhazmat.2016.09.042
44. *Wang Zhi, Wang Jian.* Comparative thermal decomposition characteristics and fire behaviors of commercial cables // *Journal of Thermal Analysis and Calorimetry*. 2020. V. 144. No. 7. P. 1—3. DOI: 10.1007/s10973-020-10051-z
45. *Moore J.P.* Absolute Seebeck coefficient of platinum from 80 to 340 K and the thermal and electrical conductivities of lead from 80 to 400 K // *Journal of Applied Physics*. 1973. V. 44 (3). P. 1174—1178. DOI:10.1063/1.1662324
46. *Muhammad I U.K., Umar S.* Experimental Performance Investigations and Evaluation of Base Metals Thermocouples // *International Journal of Modern Applied Physics*. 2013. V. 3. No. 1. P. 26—37.

ПАМЯТИ УЧЕНОГО

24 октября 2022 года ушел из жизни **Мельгуй Михаил Александрович** — известный белорусский ученый в области магнитной структуроскопии, доктор технических наук (1994), профессор (1995), заслуженный изобретатель БССР (1990), давний автор журнала «Дефектоскопия».

Всю свою сознательную жизнь Михаил Александрович отдал белорусской науке в рамках Академии наук, начав аспирантом (1961—1964 гг.), работая затем начальником лаборатории магнитных методов контроля СКБ-3, потом главным инженером и старшим научным сотрудником Отдела физики неразрушающего контроля, с 1970 года до выхода на пенсию в 1993 году занимал должность заведующего лаборатории магнитных методов контроля, а с 1993 г. по 2017 г. — должность главного научного сотрудника Института прикладной физики НАН Беларуси.

За годы своей научной деятельности им опубликовано 365 научных работ, в том числе одна монография, одна брошюра, 169 статей (25 из которых в зарубежных изданиях), 70 авторских свидетельств и 46 патентов на изобретения.

Михаил Александрович Мельгуй подготовил шесть кандидатов наук, два его ученика защитили докторские диссертации.

Им были заложены основы импульсного магнитного метода неразрушающего контроля изделий из ферромагнитных сталей, нашедшего широкое практическое применение на предприятиях СССР и за его пределами. При непосредственном участии Михаила Александровича разработана серия импульсных магнитных анализаторов типа ИМА, импульсные локальные контролеры ИЛК, импульсные магнитные контролеры типа ИМПОК разных модификаций. Многие из этих разработок имеют государственную сертификацию и успешно работают на ряде машиностроительных и металлургических предприятий, в том числе в зарубежных странах.

В 1976 г. за разработку и внедрение электромагнитных методов и средств неразрушающего контроля механических свойств ферромагнитных материалов и изделий М. А. Мельгую присуждена Государственная премия БССР, а в 1979 г. он был награжден Грамотой Президиума Верховного Совета БССР. В 1990 г. ему присвоено звание «Заслуженный изобретатель БССР». М.А. Мельгуй награжден золотой, двумя серебряными и четырьмя бронзовыми медалями ВДНХ БССР. В 1991 г. за разработку и освоение новых процессов производства высококачественной стали марки 18ЮА и автоматизированных средств контроля качества на Магнитогорском и Череповецком металлургических комбинатах Михаилу Александровичу была присуждена премия Совета министров СССР.

Михаила Александровича отличали доброта и интеллигентность. Светлая память о нем сохранится в сердцах всех, кто знал этого прекрасного ученого и замечательного человека.



Информация для авторов и рецензентов

Согласно новым требованиям издательства ООО «ИКЦ АКАДЕМКНИГА» и РАН, с 2020 года статьи в журнал «Дефектоскопия» будут приниматься и отправляться на рецензирование только через портал электронной редакционно-издательской системы (РИС).

В связи с этим просим Вас зарегистрироваться через портал РИС по адресу: <https://publish.sciencejournals.ru/login> как автор, затем **сообщить в редакцию о Вашей регистрации и указать Вашу эл.почту при регистрации. Тогда мы сможем предоставить Вам полномочия рецензента.**

Просьба не задерживаться с регистрацией в системе РИС.

Через портал этой системы Вам будет загружена статья для рецензирования.

Для корректной работы рекомендуется использовать следующие браузеры: Google Chrome версии 60 и выше, Safari версия 11 и выше.

Редколлегия