

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ, МОЛОДЕЖИ И СПОРТА  
УКРАИНЫ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
“ХАРЬКОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ”

**А.А. Авраменко, Б.М. Горкунов, Н.Н. Сиренко, С.Г. Львов**

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН**

Учебно-методическое пособие

Утверждено  
редакционно-издательским  
советом университета,  
протокол № 2 от 01.12.10 г.

Харьков  
НТУ “ХПИ”  
2011

УДК 620.179.14

ББК 31.222

А - 21

Рецензент: *В.О. Стороженко*, д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ  
*С.Н. Глоба*, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ"

Навчально-методичний посібник містить теоретичні основи роботи первинних вимірювальних перетворювачів для визначення геометричних, електричних і магнітних характеристик електропровідних виробів різних конфігурацій.

Призначено для студентів освітньо-кваліфікаційних напрямів підготовки "Прилади", "Метрологія та вимірювальна техніка" при вивченні дисциплін "Датчики фізичних величин", "Магнітні та електричні види неруйнівного контролю", "Метрологічне забезпечення".

Электромагнитные измерительные преобразователи физических величин : учеб.-метод. пособ./ Авраменко А.А., Горкунов Б.М., Сиренко Н.Н., Львов С.Г. – Х.: НТУ «ХПИ», 2011. – 80 с. – На рус. яз.

ISBN 978-966-593-895-8

Учебно-методическое пособие содержит теоретические основы работы первичных измерительных преобразователей для определения геометрических, электрических и магнитных характеристик электропроводящих изделий различных конфигураций.

Предназначено для студентов образовательно-квалификационных направлений подготовки "Приборы", "Метрология и измерительная техника" при изучении дисциплин "Датчики контроля физических величин", "Магнитные и электрические виды неразрушающего контроля", "Метрологическое обеспечение".

Ил. 28. Табл. 2 . Библиогр. 21 назв.

ББК 31.222

ISBN 978-966-593-895-8

© А.А. Авраменко, Б.М. Горкунов  
Н.Н. Сиренко, С.Г. Львов, 2011 г.

## СОДЕРЖАНИЕ

Вступление.....	4
1. Дифференциальный электромагнитный преобразователь для измерения приращений толщин трубчатых и листовых немагнитных изделий.....	6
1.1. Теория работы преобразователя.....	6
1.2. Определение оптимальных режимов работы датчика.....	11
1.3. Оценка погрешностей измерений толщин изделий.....	16
2. Преобразователь для измерения удельной электрической проводимости немагнитных материалов.....	19
2.1. Теория работы устройства для измерения удельной электрической проводимости.....	19
2.2. Погрешности измерений удельной электрической проводимости.....	21
3. Конструктивные решения универсального накладного датчика.....	23
4. Методика проверки оптимальных режимов работы датчика.....	30
5. Электромагнитные преобразователи с магнитопроводами.....	36
5.1. Типовые конструкции преобразователей.....	36
5.2. Требования к преобразователям.....	37
5.3. Измерения магнитных характеристик изделий.....	43
5.4. Расчет погрешностей измерения магнитных характеристик.....	46
6. Электромагнитный накладной преобразователь для бесконтактного определения удельной электрической проводимости цилиндрических изделий.....	49
6.1. Теория работы преобразователя. Методы определения удельной электрической проводимости.....	49
6.2. Описание устройств, реализующих амплитудный и фазовый методы определения $\sigma$ .....	61
6.3. Выбор рациональных режимов работы устройств с точки зрения чувствительностей и погрешностей.....	66
Список источников информации.....	77

## ВСТУПЛЕНИЕ

Среди многообразия накладных преобразователей выделяются датчики с ферромагнитным сердечником, имеющие воздушный зазор. При помещении такого датчика на исследуемое изделие последнее, перекрывая зазор, замыкает магнитный поток магнитопровода. Изменение магнитного потока в зазоре несет информацию о физических свойствах, толщине, химическом составе изделия. Основное преимущество указанных преобразователей состоит в высокой чувствительности, поскольку сконцентрированный в зазоре магнитный поток может достигать значительных величин по сравнению с потоками других накладных датчиков при тех же значениях возбуждающих ампер-витков. Кроме того, в преобразователях с магнитопроводом накладного типа для достижения высокой чувствительности ограничения на габариты возбуждающей обмотки являются менее жесткими по сравнению с требованиями к размерам преобразователей без сердечников. Это связано с тем, что в первых преобразователях каждый из намагничивающих ампер-витков независимо от места расположения дает практически равноценный вклад в возбуждающий магнитный поток в зазоре магнитопровода, в то время как в преобразователях без магнитопровода наиболее эффективны ампер-витки, расположенные вблизи изделия. Ампер-витки, удаленные по высоте катушки от изделия, в силу влияния эффектов рассеяния магнитного потока, оказывают слабое воздействие на величину зондирующего магнитного потока.

Расчет накладных датчиков без магнитопровода для измерений характеристик изделий различных конфигураций был проведен в ряде работ [1,2–6,7]. Однако использование результатов этих расчетов для практических целей затруднено, поскольку выходные сигналы таких преобразователей несут многопараметровую информацию не только об измеряемых характеристиках изделий, но и о мешающих факторах, среди которых основным является воздушный зазор между датчиком и изделием. С этой

точки зрения, на величину выходных сигналов таких преобразователей оказывает существенное влияние изменение взаимного расположения датчика и изделия, которое в значительной степени затрудняет непрерывный контроль. Расчет первичного индуктивного преобразователя с магнитопроводом, в общем случае, провести сложно ввиду трудности определения различных потоков внутри магнитопровода и вне его (потоков рассеяния). Вычисления еще в большей степени усложняются при учете нелинейного характера намагничивания материала магнитопровода. Хотя и существуют определенные расчетные модели [8,9] таких датчиков, учитывающие в какой-то мере указанные факторы, однако, конечные соотношения этих работ настолько громоздки, что все еще далеки от практического применения в реальных условиях производства.

Следует отметить, что существующие преобразователи с магнитопроводом применимы для контроля изделий только одного типоразмера. Оказывается, при соблюдении определенных требований к конструктивным и схемным решениям можно существенно упростить теоретические выкладки, описывающие работу такого типа преобразователей. Это тем более важно, поскольку результаты такого теоретического обоснования можно применить к универсальному датчику, используемому в силу конструктивных возможностей для исследований изделий различных конфигураций.

В пособии изложены вопросы теории, конструкции и схемное решение универсального накладного преобразователя с магнитопроводом, применяемого для контроля толщины и удельной электрической проводимости цилиндрических и плоских немагнитных проводящих изделий. Проводятся также оценки погрешностей при исследовании указанных характеристик.

Приведены конструкции преобразователей, предназначенных для контроля магнитных характеристик ферромагнитных изделий и образцов замкнутой и разомкнутой формы. Описана теория работы таких датчиков.

Рассмотрена также теория работы накладного вихретокового датчика без магнитопровода в однородном поперечном магнитном поле, который используется для определения удельной электрической проводимости цилиндрических немагнитных изделий и образцов.

# 1. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПРИРАЩЕНИЙ ТОЛЩИНЫ ТРУБЧАТЫХ И ЛИСТОВЫХ НЕМАГНИТНЫХ ИЗДЕЛИЙ

## 1.1. Теория работы преобразователя

Рассмотрим индуктивный преобразователь с разомкнутым магнитопроводом для измерения толщин немагнитных листовых и трубчатых изделий. Чувствительность одного датчика к измеряемому параметру оказывается низкой. Для ее увеличения два одинаковых датчика включены по дифференциальной схеме (рис.1.1). Рабочий РД и компенсационный КД датчики имеют по две идентичные намагничивающие и измерительные обмотки, размещенные на магнитопроводах с зазорами. Рабочий датчик устанавливается на испытуемое изделие ИИ, а компенсационный – на образцовое ОИ. Намагничивающие обмотки с числами витков  $W_1$  включаются последовательно-согласно и питаются от генератора  $G$ . Величина тока в намагничивающей цепи регулируется сопротивлением  $R_C$  и измеряется амперметром  $PA$ . Измерительные обмотки с количеством витков  $W_2$  включаются последовательно-встречно, разностный сигнал ЭДС  $\Delta E$  измеряется вольтметром  $PV$ . Знак приращения толщины изделия определяется при помощи фазочувствительного вольтметра.

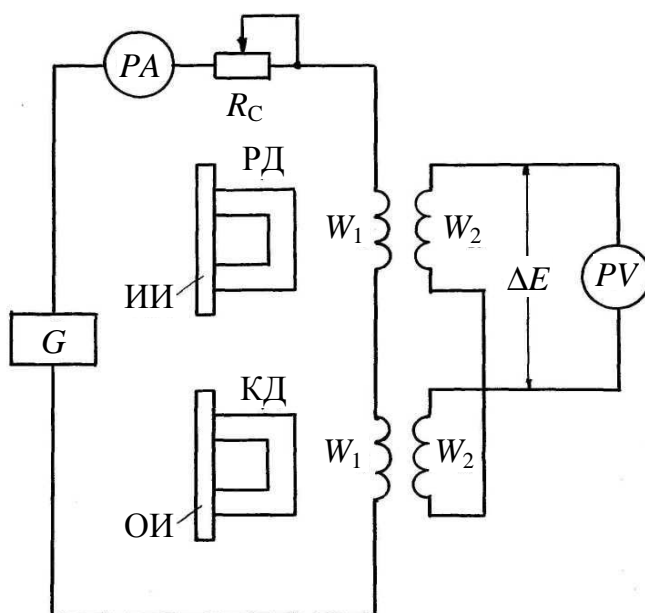


Рисунок 1.1 – Электрическая схема включения преобразователей

На рис.1.2 а, б показано размещение магнитопроводов рабочего и компенсационного датчиков на листовом и трубчатом изделиях. Даны обозначения:  $\Phi_{a\mp\Delta a}$ ,  $\Phi_{a1\pm\Delta a}$  и  $\Phi_{p1}$  – мгновенные значения потоков в исследуемом изделии, в слое воздуха за изделием и рассеяния;  $\Phi_a$ ,  $\Phi_{a1}$  и  $\Phi_{p2}$ , – мгновенные значения потоков в образцовом изделии, в слое воздуха за ним и рассеяния;  $a$  и  $a_1$  – толщины изделия и слоя воздуха за ним, ограничивающие соответствующие потоки;  $\Delta a$  – изменение толщины изделия; знаки  $\mp$  соответствуют уменьшению и увеличению толщины изделия;  $b$  – толщина магнитопровода;  $c$  – расстояние между полюсами магнитопровода;  $d$  – ширина полюса магнитопровода.

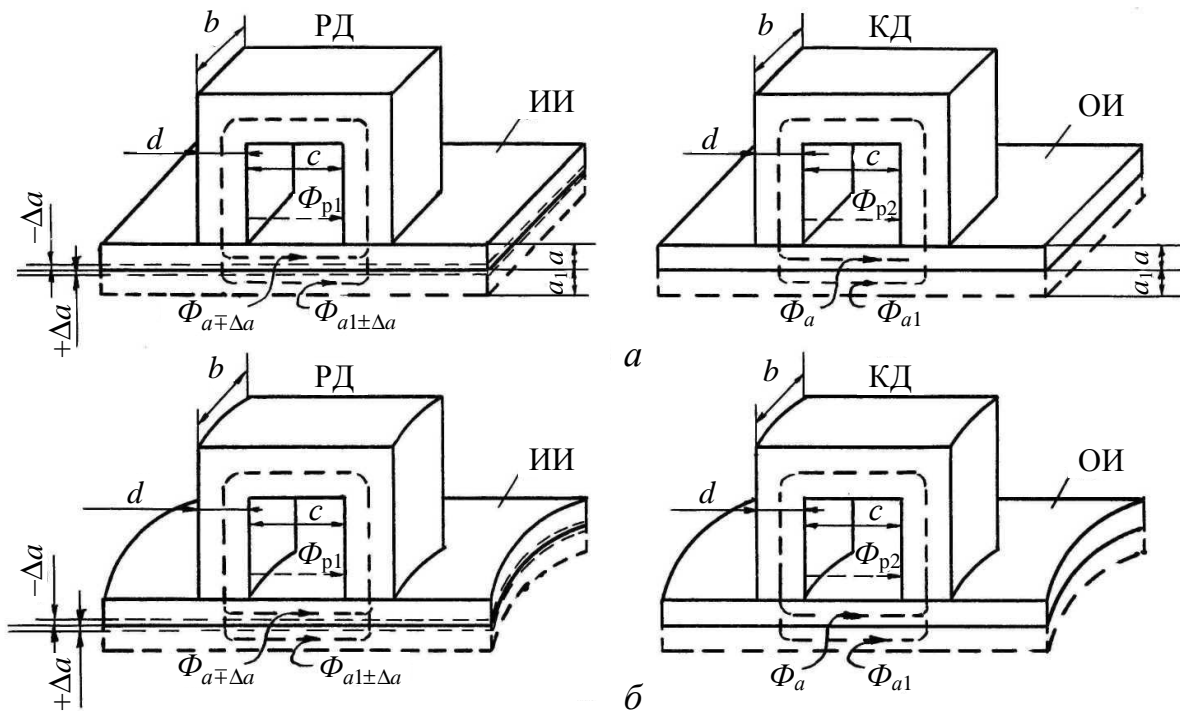


Рисунок 1.2 – Размещение магнитопроводов рабочего и компенсационного датчиков на листовом (а) и трубчатом (б) изделиях

Назовем  $\Phi_{a\mp\Delta a} + \Phi_{a1\pm\Delta a}$  эффективным потоком рабочего датчика, а  $\Phi_a + \Phi_{a1}$  – эффективным потоком образцового датчика. Примем некоторые допущения. Поскольку воздушный зазор в магнитопроводе сравнительно велик, эффективный магнитный поток будет определяться магнитным сопротивлением зазора, а не сопротивлением магнитопровода. Кроме эффективного потока, существуют потоки рассеяния, расчет которых можно

провести, используя работу [9]. Будем считать, что практически весь эффективный поток ограничивается размером ширины полюса магнитопровода  $d = a + a_1$ . Последнее подтверждается теоретическими и экспериментальными данными [7,9,10].

Выражение для мгновенного значения разностной ЭДС во вторичных обмотках датчиков имеет вид [121]

$$\Delta e = -W_2 \frac{d(\Phi_{a\mp\Delta a} + \Phi_{a1\pm\Delta a} + \Phi_{p1} - \Phi_a - \Phi_{a1} - \Phi_{p2})}{dt}. \quad (1.1)$$

Так как рабочий и компенсационный датчики выполнены идентичными и включаются по дифференциальной схеме, можно считать, что потоки рассеяния будут одинаковыми (то есть  $\Phi_{p1} = \Phi_{p2}$ ) и в выражении (1.1) взаимно компенсируются. Это относится к немагнитному изделию, поскольку магнитные потоки, связанные с вихревыми токами, значительно меньше потоков рассеяния.

В основу расчета эффективных потоков датчиков положены законы распространения электромагнитного поля в случае падающей плоской электромагнитной волны [11]. Воспользовавшись выражением для напряженности магнитного поля в теле эталонного и исследуемого изделий и за ними, с учетом изменения толщины последнего, определим соответствующие магнитные потоки. При этом выражения для них имеет вид:

$$\Phi_{a\mp\Delta a} = \frac{1}{\sqrt{2}} H_0 \mu_0 \mu_r \delta b \left[ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) - e^{-\frac{a\mp\Delta a}{\delta}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4} - \frac{a\mp\Delta a}{\delta}\right) \right], \quad (1.2)$$

$$\Phi_{a1\pm\Delta a} = (a_1 \pm \Delta a) H_0 \mu_0 \mu_r b e^{-\frac{a\mp\Delta a}{\delta}} \sin\left(\omega t - \frac{a\mp\Delta a}{\delta}\right), \quad (1.3)$$

$$\Phi_a = \frac{1}{\sqrt{2}} H_0 \mu_0 \mu_r \delta b \left[ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) - e^{-\frac{a}{\delta}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4} - \frac{a}{\delta}\right) \right], \quad (1.4)$$



$$\Phi_{a1} = a_1 H_0 \mu_0 \mu_r b e^{-\frac{a}{\delta}} \sin\left(\omega t - \frac{a}{\delta}\right), \quad (1.5)$$

где  $H_0$  – средняя напряженность магнитного поля в воздушном зазоре датчика;

$\mu_0$  – магнитная постоянная ( $4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м) ;

$\mu_r$  – относительная магнитная проницаемость изделия;

$\omega$  – циклическая частота;

$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \mu_r \sigma \omega}}$  – глубина проникновения магнитного поля в среду;

$\sigma$  – удельная электрическая проводимость материала изделия.

Данные соотношения получены при условии равенства относительных магнитных проницаемостей ( $\mu_r = 1$ ) и удельных электропроводностей материалов исследуемого и образцового изделий. Это можно выполнить на практике с помощью подбора образцовых изделий по значению  $\sigma$ , соответствующей удельной электрической проводимости исследуемого изделия. Если размеры изделия достаточно велики, то оба датчика можно разместить на нем, но при этом должна быть известна толщина изделия в месте размещения образцового датчика.

Воспользовавшись результатами работ [9,10], можно получить выражение для значения средней напряженности магнитного поля в воздушном зазоре датчика [12,14]

$$H_0 = I_H W_1 \frac{b \left[ 0,26 + \frac{1}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{2d}{c} \right) \right] + 2(0,077c + 0,25d)}{bd}, \quad (1.6)$$

где  $I_H$  – величина тока в намагничивающей цепи.

Подставив значений магнитных потоков (1.2–1.5) в выражение (1.1), получим формулу для мгновенного значения разностной ЭДС

$$\Delta e = \omega W_2 H_0 \mu_0 \mu_r b e^{-\frac{a}{\delta}} \sqrt{M^2 + Q^2} \sin\left(\omega t + \arctg \frac{Q}{M}\right), \quad (1.7)$$

где

$$M = e^{\pm \frac{\Delta a}{\delta}} \left( a_1 \pm \Delta a - \frac{\delta}{2} \right) \left( \cos \frac{a}{\delta} \cos \frac{\Delta a}{\delta} \pm \sin \frac{a}{\delta} \sin \frac{\Delta a}{\delta} \right) + \\ + \cos \frac{a}{\delta} \cdot \left( \frac{\delta}{2} \mp \frac{\delta}{2} e^{\pm \frac{\Delta a}{\delta}} \sin \frac{\Delta a}{\delta} - a_1 \right) + \frac{\delta}{2} \sin \frac{a}{\delta} \left( e^{\pm \frac{\Delta a}{\delta}} \cos \frac{\Delta a}{\delta} - 1 \right); \quad (1.8)$$

$$Q = e^{\pm \frac{\Delta a}{\delta}} \left( \frac{\delta}{2} - a_1 \mp \Delta a \right) \left( \sin \frac{a}{\delta} \cos \frac{\Delta a}{\delta} \mp \cos \frac{a}{\delta} \sin \frac{\Delta a}{\delta} \right) - \\ - \sin \frac{a}{\delta} \left( \frac{\delta}{2} \mp \frac{\delta}{2} e^{\pm \frac{\Delta a}{\delta}} \sin \frac{\Delta a}{\delta} - a_1 \right) + \frac{\delta}{2} \cos \frac{a}{\delta} \left( e^{\pm \frac{\Delta a}{\delta}} \cos \frac{\Delta a}{\delta} - 1 \right). \quad (1.9)$$

Выражения (1.7–1.9) значительно упрощаются при условии  $\Delta a/\delta \ll 1$ , что соответствует небольшим изменениям толщины исследуемого изделия относительно образцового или малым частотам питающего тока. В этом случае формула для эффективного значения разностной ЭДС имеет вид [12]

$$\Delta E = \omega W_2 H_0 \mu_0 \mu_r b \Delta a e^{-\frac{a}{\delta}} \rho, \quad (1.10)$$

Величина  $\rho$  рассчитывается из следующих соотношений, при уменьшении толщины исследуемого изделия относительно образцового:

$$\rho = \frac{a_1}{\delta} \sqrt{\left( 1 + \frac{\Delta a}{a_1} \right)^2 + \left( 1 + \frac{\Delta a}{a_1} + \frac{\Delta a}{\delta} \right)^2}, \quad (1.11)$$

при ее увеличении

$$\rho = \frac{a_1}{\delta} \sqrt{\left( \frac{\Delta a}{a_1} - 1 \right)^2 + \left( 1 - \frac{\Delta a}{a_1} - \frac{\Delta a}{\delta} \right)^2}. \quad (1.12)$$

Использование выражений (1.7–1.12) для измерения толщин трубчатых изделий справедливо при условии  $b/(\pi D) < 1$  ( $D$  – наружный диаметр трубчатого изделия).

Следует отметить, что для толщинометрии различных изделий можно было бы использовать и фазовые измерения (см. выражения 1.7–1.9). Однако численные оценки, проведенные по точным и приближенным выражениям для фазовых углов, показывают, что для различных исходных толщин разрешающая способность фазовых измерений значительно ниже амплитудных при тех же изменениях  $\Delta a$ . К этому можно также добавить неудобство проведения фазовых измерений, связанное со сравнительно низкой точностью измерителей фазовых сдвигов, требованиями к минимальным входным сигналам и другие.

Поскольку, наряду с магнитным потоком в изделии важным зондирующим параметром является величина вихревого тока, создаваемого этим потоком, то имеет смысл привести выражение для распределения плотности вихревых токов  $j_T$  внутри изделия. Воспользовавшись результатами работы [11], можно получить соотношение для  $j_T$  с учетом полученной выше  $H_0$ :

$$j_T = H_0 \sqrt{\mu_0 \mu_r \sigma \omega} e^{-\frac{y}{\delta}} \sin\left(\omega t - \frac{y}{\delta} - \frac{\pi}{4}\right) \quad (2.13)$$

где  $y$  – текущая координата толщины изделия ( $y = 0$  на поверхности образца в месте расположения датчика).

## 1.2. Определение оптимальных режимов работы датчика

На величину выходных параметров устройства для измерения изменений толщины изделий могут оказывать существенное влияние различные факторы: соотношение геометрических размеров датчиков, изделия, частота намагничивающего тока, степень идентичности датчиков, материал магнитопроводов, изменение удельной электрической проводимости, величина воздушного зазора между преобразователем и изделием.

Естественно, для того чтобы измерять толщину изделия, необходимо полностью его промагнитить. С этой точки зрения, глубина проникновения магнитного поля  $\delta$  должна быть больше толщины изделия. Однако случай

$\delta \gg a$  приводит к значительному снижению чувствительности преобразователя. Оценки показывают, что достаточно высокая чувствительность устройства достижима при условии  $0,3 \leq a/\delta \leq 0,77$ . При этом необходимо обеспечить выполнение ограничений на соотношение геометрических размеров магнитопровода и изделия, связанных с распространением магнитного поля в изделии и за ним ( $c \geq d, d = a + a_1$ ). Увеличение толщины магнитопровода приводит к росту чувствительности устройства, однако, существует ограничение и на этот размер, связанное с требуемой площадью контролируемого участка изделия, соприкасаемой с рабочей поверхностью магнитопровода.

Даже из физических соображений ясно, что рассматриваемый электромагнитный преобразователь должен иметь оптимальный режим работы по такому параметру, как частота намагничивающего тока (или возбуждающего магнитного поля). Действительно, при низких частотах ( $\delta \gg a$ ) чувствительность устройства мала. Та же ситуация должна наблюдаться и при высоких частотах, когда  $\delta \ll a$ . Отсюда следует, что должен существовать такой частотный диапазон, при котором чувствительность датчика к изменению толщины будет максимальной.

Достаточно простое приближенное расчетное соотношение для оптимальной частоты преобразователя по величине наибольшей относительной чувствительности к изменению толщины изделия можно получить из выражения (1.10) при условии  $a/\delta < 1$ . В этом случае

$$f_{\text{опт}} = \frac{9}{64\pi a^2 \mu_0 \mu_k \sigma}. \quad (1.14)$$

Из формулы (1.14) следует, что в зависимости от материалов используемого магнитопровода и изделия существуют определенные ограничения на минимальную толщину эталонного образца  $a$ . Если применять в качестве материала магнитопровода феррит, то даже при малой исходной толщине изделия измерения на оптимальных частотах не представляют особых трудностей. К примеру, при  $a = 0,2$  мм для медного листа  $f_{\text{опт}} \approx 16$  кГц. В случае использования шихтованного магнитопровода, набранного из ферромагнитных пластин (конструкции которого будут рассмотрены ниже), имеется максимальное значение частоты, при которой

еще не сильно выражен поверхностный эффект в отдельных пластинах магнитопровода. Таким образом, есть верхний предел по частоте для шихтованного магнитопровода, который зависит от толщины и материала используемых пластин. Например, для пластин, выполненных из электротехнической стали толщиной 0,35 мм каждая, наибольшая частота составляет 4–5 кГц. Если принять эту частоту в качестве оптимальной, то из выражения (2.14) следует ограничение на минимальный размер исходной толщины изделия. К примеру, для медного изделия ( $\sigma = 5,6 \cdot 10^{-7} \text{См/м}$ ) и частоте 5 кГц  $a_{\min} = 0,35$  мм, а для изделия из алюминиевого сплава ( $\sigma = 1,72 \cdot 10^{-7} \text{См/м}$ )  $a_{\min} = 0,6$  мм. Следует отметить, что ограничение на наибольшее значение исходной толщины изделия  $a$  связано с требуемым отношением полезного сигнала к сигналу небаланса  $E_n$  двух датчиков, помещённых на идентичные изделия. В практически важном случае  $\Delta a/a_1 \ll 1$  наибольшую исходную толщину изделия можно определить из выражения

$$a \leq \delta - \frac{\delta^2 \frac{\Delta E}{\Delta a E_n} E_n}{\sqrt{2d\omega W_2 H_0 \mu_0 b}}. \quad (1.15)$$

Порядок вычисления этой величины следующий. Измерив значение сигнала небаланса  $E_n$  и считая, что полезный сигнал  $\Delta E$  должен превышать величину  $E_n$  хотя бы на порядок, можно определять  $a$ , которое соответствует минимальным заданным приращениям толщины  $\Delta a$ .

При использовании формулы (1.10) необходимо также ввести ограничение на наибольшее изменение толщины  $\Delta a$ . В этом случае предельно допустимая величина  $\Delta a$  связана с погрешностью разложений. Простую оценку такой погрешности можно получить из соотношения

$$\frac{\Delta a}{\delta} = \pm \frac{\beta}{2} + \sqrt{\left(\frac{\beta}{2}\right)^2 + \beta}, \quad (1.16)$$

где  $\beta$  – задаваемая погрешность разложения; верхний и нижний знаки соответствуют уменьшению и увеличению толщины изделия. Например, при

$\beta = 3 \%$  величины допустимых относительных приращений  $\Delta a/\delta$  толщин изделий составляют 0,19 и 0,16 при уменьшении и увеличении толщины  $a$ .

Увеличение величины напряженности магнитного поля  $H_0$  в зазоре магнитопровода играет важную роль в повышении чувствительности устройства. Однако такое увеличение должно быть конечным и связано, по-видимому, с эффектами нагрева изделия вихревыми токами, которые могут привести к изменению характеристик изделия. Степень нагрева изделия зависит от величины  $H_0$ , закона распределения плотности вихревых токов, материала изделия, состояния его поверхности и др. Приведенное выше выражение (1.13), описывающее распределение плотности вихревых токов, недостаточно для оценки предельной величины  $H_0$ . Более целесообразно оценивать эту величину по значению плотности тока усредненной по толщине изделия, так как в случае толщинометрии  $\delta > a$ . Используя соотношение (1.13), можно получить выражение для такой усредненной плотности тока, модуль которой имеет вид

$$|j_T| = \frac{H_0}{a} \sqrt{\left(1 - e^{-\frac{a}{\delta}} \cos \frac{a}{\delta}\right)^2 + \left(e^{-\frac{a}{\delta}} \sin \frac{a}{\delta}\right)^2}. \quad (1.17)$$

Исходя из формулы (1.17), можно для каждого материала определить предельную величину  $H_0$  по допустимой плотности вихревых токов.

Определение допустимых величин плотностей токов для различных материалов с точки зрения минимального нагрева связано с решением сложных уравнений диффузии тепла и теплового баланса проводящего изделия. Для решения вопроса выбора диапазона допустимого изменения  $H_0$ , исходя из компромиссных решений достижения сравнительно высокой чувствительности и слабого влияния тепловых эффектов вихревых токов, можно использовать справочные данные по допустимым плотностям тока для различных материалов. Например, если принять для медной пластины допустимую плотность тока  $j_{\text{доп}} = 2 \text{ А/мм}^2$ , то для предельного случая  $a/\delta = 0,77$ ;  $a = 0,35 \text{ мм}$  и  $f = 5000 \text{ Гц}$  (шихтованный магнитопровод) наибольшее значение напряженности магнитного поля в зазоре магнитопровода  $H_{\text{доп}}$  составляет 944 А/м. При увеличении толщины изделия и при том

же отношении  $a/\delta$ , как видно из выражения (1.17), для достижения таких же допустимых плотностей вихревых токов следует использовать более высокие значения напряженности магнитного поля, что, в свою очередь, приведет к увеличению чувствительности устройства.

Мешающими параметрами при измерении приращения толщин являются удельная электрическая проводимость (электропроводность)  $\sigma$  изделия и воздушный зазор между первичным преобразователем и поверхностью изделия.

На рис.1.3 приведены расчетные кривые зависимостей относительных значений выходных ЭДС дифференциального индуктивного преобразователя от величины  $\delta$  при изменении удельной электрической проводимости ( $\omega = \text{const}$ ). Кривые построены для значений  $a = 10^{-2}$  м,  $a_1 = 4 \cdot 10^{-3}$  м,  $\Delta a = 10^{-3}$  м в случае уменьшения толщины (кривая 1),  $a = 6 \cdot 10^{-3}$  м,  $a_1 = 8 \cdot 10^{-3}$  м,  $\Delta a = 10^{-3}$  м – для увеличения толщины (кривая 2).

Из графических зависимостей (рис.1.3) видно, что наибольшее влияние  $\sigma$  на результаты измерений наступает при глубинах проникновения переменного магнитного поля  $\delta \approx a$  (кривая 1).

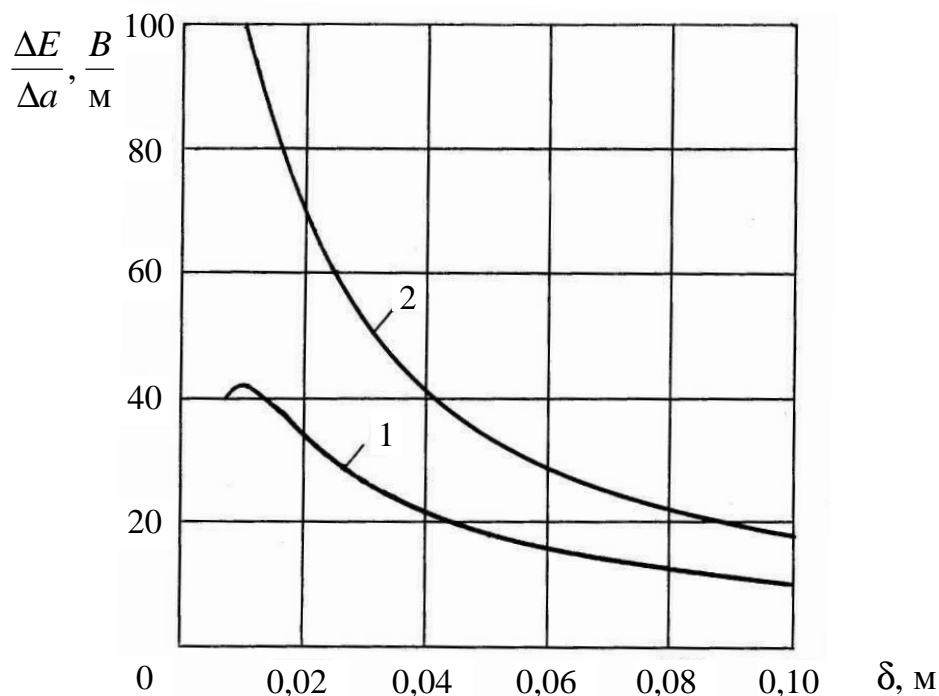


Рисунок 1.3 – Зависимость относительной ЭДС от  $\delta$  при изменении удельной электрической проводимости изделия

Однако в окрестности этого значения  $\delta$  воздействие изменения удельной электрической проводимости минимально. В благоприятном, с точки зрения оптимальных режимов работы устройства, диапазоне изменений  $a/\delta$  влияние изменения величины  $\sigma$  также мало. К примеру, при  $a/\delta = 0,6$  ( $a = 10^{-2}$  м), изменение сигнала  $\Delta E/\Delta a$  не превышает 2,0 %, а для  $a/\delta = 0,35$  ( $a = 6 \cdot 10^{-3}$  м),  $\Delta E/\Delta a$  изменяется на 2,9 % при изменении  $\sigma$  на 10 % в обоих случаях. Следует отметить, что увеличение  $\delta$  приводит к уменьшению влияния удельной электрической проводимости на результаты измерений приращений толщин.

Как было указано выше, преобразователь помещается непосредственно на испытуемое изделие. Во многих случаях необходимо предусмотреть наличие небольшого зазора  $l_3$  между полюсами магнитопровода и изделием. В силу того что в рассматриваемых преобразователях воздушный зазор магнитопровода, определяемый средней силовой линией, значительно превышает величину  $l_3$ , не следует ожидать большого воздействия последней на результаты измерений. При учете  $l_3$  значение разностной ЭДС уменьшится на величину  $2\Delta E l_3 / (c + d)$ . Например, для датчиков с величиной  $c + d = 28 \cdot 10^{-3}$  м наличие зазора  $l_3 = 0,5 \cdot 10^{-3}$  м приводит к уменьшению выходной ЭДС на 3,6 %.

### 1.3. Оценка погрешностей измерений толщин изделий

При анализе погрешностей измерений необходимо учитывать то, что метод измерения, положенный в основу работы дифференциального толщиномера, является косвенным. Отсюда следует, что погрешности измерений величины приращений толщины изделий нужно определять, пользуясь результатами обработки косвенных измерений. При условии  $\Delta a/\delta \ll 1$  (практически важный случай) окончательные формулы для оценки погрешностей не будут отличаться в случаях увеличения и уменьшения толщины изделия. Тогда, воспользовавшись выражениями (1.10)–(1.12), получим формулу для результирующей относительной погрешности измерения приращений толщины:

$$\gamma_{\Delta a} = \gamma_{\Delta E} + \gamma_{H0} + \gamma_{a1} + \gamma_b + \frac{a}{\delta} \gamma_a + \frac{1}{2} \left( 3 - \frac{a}{\delta} \right) \gamma_{\omega} + \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{a}{\delta} \right) \gamma_{\sigma} + \gamma_{E_n^*}, \quad (1.18)$$



Где  $\gamma_{\Delta E}$ ,  $\gamma_{H_0}$ ,  $\gamma_{a1}$ ,  $\gamma_b$ ,  $\gamma_a$ ,  $\gamma_{\omega}$ ,  $\gamma_{\sigma}$  – относительные погрешности соответствующих параметров;  $\gamma_{E_H}^*$  – относительная погрешность, вызванная сигналом небаланса, получаемого на двух идентичных эталонных изделиях;  $\gamma_{E_H}^* = E_H / \Delta E_{\min}$ ;  $\Delta E_{\min}$  – минимальный полезный сигнал; величины  $a$  и  $\delta$  соответствуют заданным толщинам эталонного изделия и глубинам проникновения магнитного поля в эталонное изделие.

Относительную погрешность определения средней напряженности магнитного поля определим, исходя из выражения (1.6):

$$\gamma_{H_0} = \gamma_{I_H} + C_b \gamma_b + C_c \gamma_c + C_d \gamma_d, \quad (1.19)$$

где  $\gamma_{I_H}$ ,  $\gamma_b$ ,  $\gamma_c$ ,  $\gamma_d$  – относительные погрешности измерения параметров  $I_H$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$ ;

$$C_b = - \frac{2(0,077c + 0,25d)}{b \left[ 0,26 + \frac{1}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{2d}{c} \right) \right] + 2(0,077c + 0,25d)};$$

$$C_c = - \frac{2bd - 0,154\pi c^2 \left( 1 + \frac{2d}{c} \right)}{\pi c \left( 1 + \frac{2d}{c} \right) \left\{ b \left[ 0,26 + \frac{1}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{2d}{c} \right) \right] + 2(0,077c + 0,25d) \right\}};$$

$$C_d = - \frac{b \left( 1 + \frac{2d}{c} \right) \ln \left( 1 + \frac{2d}{c} \right) + 0,26\pi b \left( 1 + \frac{2d}{c} \right) + 0,154c \left( 1 + \frac{2d}{c} \right) - 2bd}{\pi \left( 1 + \frac{2d}{c} \right) \left\{ b \left[ 0,26 + \frac{1}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{2d}{c} \right) \right] + 2(0,077c + 0,25d) \right\}}$$

– коэффициенты влияния.

Поскольку величину  $H_0$  можно для каждого датчика определить экспериментально при помощи контура заданных размеров, подключенного к вольтметру, то в этом случае погрешность  $\gamma_{H_0}$  будет определяться классом точности используемого вольтметра.

Поскольку составляющие результирующей погрешности не зависят друг от друга и носят случайный характер, то, как показано в работе [13], в этом случае целесообразно оценивать величину погрешности косвенных измерений при доверительной вероятности 0,95, исходя из выражения

$$\gamma_{\Delta a} = 1,1 \sqrt{\gamma_{\Delta E}^2 + \gamma_{H_0}^2 + \gamma_{a1}^2 + \gamma_b^2 + \left(\frac{a}{\delta} \gamma_a\right)^2 + \left[\left(\frac{3}{2} - \frac{a}{2\delta}\right) \gamma_\omega\right]^2 + \left[\left(\frac{1}{2} - \frac{a}{2\delta}\right) \gamma_\sigma\right]^2 + \gamma_{En}^2} \quad (1.20)$$

Из (1.20) следует, что погрешности измерения толщины изделия не критичны к разбросам такого важного мешающего фактора, как удельная электрическая проводимость материала изделия. При сравнительно больших приращениях толщины к погрешности  $\gamma_{\Delta a}$  следует прибавить еще методическую погрешность, связанную с применяемым разложением (1.16). Так, например, в случае уменьшения толщины изделия на величину  $\Delta a = 3 \cdot 10^{-3}$  м ( $a = 10^{-2}$  м,  $\delta = 17,2 \cdot 10^{-3}$  м) методическая погрешность не превышает 3 %, а для случая увеличения толщины на такую же величину ( $a = 6 \cdot 10^{-3}$  м,  $\delta = 17,2 \cdot 10^{-3}$  м) эта погрешность не более 4 %.

Величина погрешности, рассчитанная по формуле (1.20), является максимальной. Численное значение этой погрешности можно уменьшить за счет уточнения результатов путем обработки данных многократных измерений.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие условия позволяют получить простые соотношения для выходного сигнала измерителя толщины изделия?
2. Какие факторы влияют на величину выходного сигнала измерителя толщины?
3. Что определяет рабочую частоту толщиномера?
4. С чем связано ограничение на максимальную величину напряженности магнитного поля?
5. Как рассчитать наибольшую исходную толщину изделия?
6. Как рассчитать предельно допустимое изменение толщины изделия?

## 2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОВОДИМОСТИ НЕМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

### 2.1. Теория работы устройства для измерения удельной электрической проводимости

Аналогичный подход можно использовать при разработке дифференциального измерителя удельной электрической проводимости, основанного на применении трансформаторных накладных датчиков с магнитопроводом. При этом, в указанных выше пределах применимости, его можно использовать для измерения и контроля как плоских, так и цилиндрических изделий.

Теоретическое описание работы и окончательные соотношения рассматриваемого устройства существенно упрощаются при  $d < a$ .

Поскольку, как правило, представляет интерес определение абсолютного значения величины  $\sigma$  изделия, то, в данном случае, используя дифференциальный метод, необходимо расположить рабочий и компенсационный датчики, как показано на рис.2.1. При этом рабочий датчик расположен на изделии, а компенсационный имеет воздушный зазор. Магнитный поток в этом зазоре обозначен  $\Phi_b$ . Предполагается, что он ограничен размером полюса магнитопровода  $d$ . Тогда

$$\Phi_b = H_0 \mu_0 b d \sin \omega t. \quad (2.21)$$

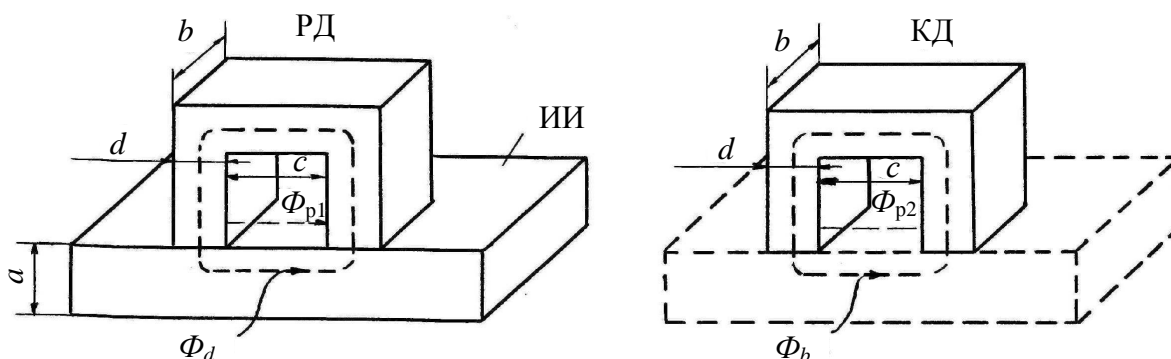


Рисунок 2.1 – Расположение преобразователей при измерении удельной электрической проводимости изделия

При указанном выше условии магнитный поток в изделии можно записать как

$$\Phi_d = \frac{1}{\sqrt{2}} H_0 \mu_0 \mu_r \delta b \left[ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) - e^{-\frac{d}{\delta}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4} - \frac{d}{\delta}\right) \right]. \quad (2.22)$$

Для определения разностного магнитного потока воспользуемся формулами (2.21) и (2.22). После преобразований выражение для мгновенного значения разностного магнитного потока можно записать в виде

$$\Delta\Phi = H_0 \mu_0 \mu_r b e^{j\omega t} \begin{bmatrix} \mu_r \delta \left( 1 - e^{-\frac{d}{\delta}} \cos \frac{d}{\delta} + e^{-\frac{d}{\delta}} \sin \frac{d}{\delta} \right) - a \\ -j \mu_r \delta \left( 1 - e^{-\frac{d}{\delta}} \cos \frac{d}{\delta} - e^{-\frac{d}{\delta}} \sin \frac{d}{\delta} \right) \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

В случае низких частот (т.е.  $d/\delta < 1$ ) последнее выражение существенно упрощается, при этом комплексную величину  $\Delta\dot{\Phi}$  для  $\mu_r = 1$  (немагнитное изделие) запишем как

$$\Delta\dot{\Phi} = -H_0 \mu_0 b e^{j\omega t} \left( \frac{d^2}{\delta} + j \frac{d^2}{\delta} \right), \quad (2.24)$$

тогда модуль разностной ЭДС, вызванной этим потоком, определим из соотношения

$$\Delta E_{\sigma} = \sqrt{2} \omega W_2 H_0 \mu_0 b \frac{d^2}{\delta}. \quad (2.25)$$

Из формулы (2.25) следует выражение для определения удельной электрической проводимости по измеренному значению разностной ЭДС, которое имеет вид

$$\sigma = \frac{\Delta E_{\sigma}^2}{\omega^3 W_2^2 \mu_0^3 b^2 H_0^2 d^4}. \quad (2.26)$$

Из соотношения (2.26) видно, что зависимость  $\sigma = f(\Delta E_{\sigma})$  имеет параболический характер.

К преимуществу рассматриваемой модели (при условии  $d < a$ ) следует отнести практическое отсутствие влияния на результаты измерений изменения толщины одного и того же изделия при контроле  $\sigma$  в разных точках либо при переходе от одного изделия к другому. Последнее связано с тем, что зондирующий магнитный поток пронизывает не всю деталь, а только часть ее, ограниченную шириной полюса магнитопровода. Правильность используемого условия доказывают экспериментальные результаты, которые состоят в том, что, начиная с некоторых толщин ( $a \approx d$ ), разностный сигнал  $\Delta E_{\sigma}$  не изменяется с ростом толщины одного и того же изделия.

Что касается требований к величине напряженности магнитного поля, то здесь по-прежнему остается в силе ранее приведенное компромиссное решение, основанное на достижении сравнительно высокой чувствительности и слабого влияния тепловых эффектов зондирующих вихревых токов, практически не вызывающих изменение удельной электрической проводимости. Это решение основано на том, что плотность вихревых токов в изделии (1.17) должна быть меньше предельно допустимой. В данном случае это условие является менее жестким, поскольку толщина изделия всегда больше ширины магнитопровода, а применяемые частоты низкие.

## 2.2. Погрешности измерений удельной электрической проводимости

Для анализа погрешностей измерений удельной электропроводимости  $\sigma$  воспользуемся тем же методом обработки результатов косвенных измерений.

Используя выражение (2.26), получим

$$\gamma_{\sigma} = 2\gamma_{\Delta E_{\sigma}} + 2\gamma_b + 4\gamma_d + 3\gamma_{\omega} + 2\gamma_{H_0} + \gamma_{E_{H^*}}, \quad (2.27)$$

где  $\gamma_{\Delta E\sigma}$  – относительная погрешность измерения  $\Delta E_{\sigma}$ ;  $\gamma_{E_{H1}}^*$  – погрешность, вызванная сигналом небаланса, получаемого при балансировке двух датчиков с воздушными зазорами (без изделий);

$$\gamma_{E_{H1}}^* = E_H / \Delta E_{\sigma \min}; \Delta E_{\sigma \min} - \text{минимальный полезный сигнал.}$$

Учитывая, что эти погрешности не связаны между собой функциональной зависимостью и носят случайный характер, запишем формулу для относительной погрешности измерения  $\sigma$  при доверительной вероятности 0,95:

$$\gamma_{\sigma} = 1,1 \sqrt{(2\gamma_{\Delta E\sigma})^2 + (2\gamma_b)^2 + (4\gamma_d)^2 + (3\gamma_{\omega})^2 + (2\gamma_{H_0})^2 + \gamma_{E_{H1}}^2} \quad (2.28)$$

Из соотношения (2.28) видно, что наибольший вклад в результирующую погрешность вносят составляющие, связанные с разбросом ширины полюса магнитопровода (что особенно существенно при шихтованном магнитопроводе) и с ошибками определения напряженности магнитного поля  $H_0$ .

Как и в предыдущем случае, погрешности определения  $\sigma$  можно уточнить, применяя методы обработки данных многократных измерений.

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какое условие соотношения размеров магнитопровода и толщины изделия должно выполняться при измерении удельной электрической проводимости изделий?
2. Как должны быть размещены рабочий и компенсационный преобразователи при измерении удельной электрической проводимости изделий?
3. Чем ограничена величина напряженности магнитного поля при измерении электрических параметров изделия?
4. Как рассчитать погрешность измерения удельной электрической проводимости изделий?

### 3. КОНСТРУКТИВНЫЕ РЕШЕНИЯ УНИВЕРСАЛЬНОГО НАКЛАДНОГО ДАТЧИКА

Как отмечалось выше, основными преимуществами накладных преобразователей с магнитопроводами являются высокая чувствительность за счет концентрации магнитного потока в зазоре магнитопровода и локализация зоны контроля. К недостаткам же таких датчиков следует отнести узкий диапазон контроля, заключающийся в том, что каждый из них предназначен, в основном, для исследования изделия с конкретной конфигурацией. Применение таких преобразователей для широкого сортамента изделий приводит к появлению больших погрешностей, связанных с влиянием усиливающихся негативных факторов (воздушный зазор, неустойчивость его положения на изделии).

С целью расширения сортамента контролируемых изделий можно использовать первичные накладные электромагнитные преобразователи с магнитопроводами, имеющими полюса с переменной геометрией. Ниже описывается ряд конструкций таких датчиков [14].

Для определения толщин и удельных электрических проводимостей цилиндрических и плоских изделий магнитопровод преобразователя выполняются в виде пакета ферромагнитных пластин, которые могут свободно перемещаться до соприкосновения с поверхностью исследуемого изделия. На рис.3.1 приведен электромагнитный преобразователь с Ш-образным магнитопроводом, расположенный на изделии с цилиндрической поверхностью. В этом случае чувствительность преобразователя будет в два раза выше по отношению к чувствительности датчика с П-образным магнитопроводом.

Датчик состоит из магнитопровода 1, выполненного в виде пакета ферромагнитных пластин, обмотки возбуждения 2, измерительной обмотки 3, металлических немагнитных щек 4, стяжных болтов с гайками 5. Преобразователь устанавливается на исследуемое изделие, и пластины магнитопровода регулируются таким образом, чтобы его полюса приняли форму поверхности изделия, после чего пластины магнитопровода фиксируются стяжными болтами с гайками.

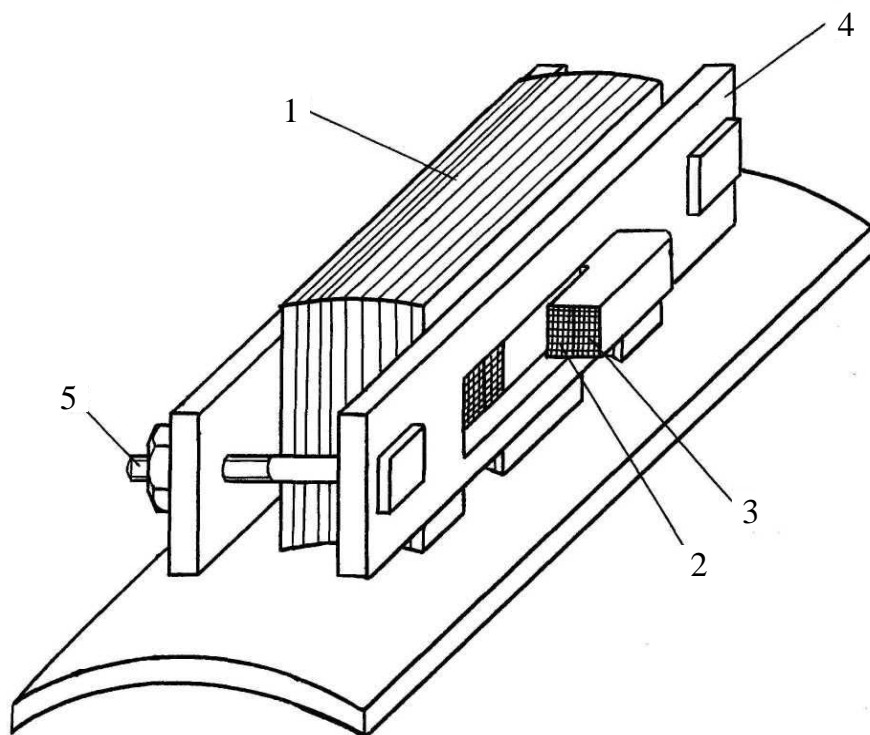


Рисунок 3.1 – Электромагнитный преобразователь с Ш-образным магнитопроводом

Преобразователь может работать в двух режимах. Первый режим работы заключается в том, что обмотка возбуждения питается от источника постоянного тока. Этот ток создает постоянный магнитный поток в магнитной цепи, состоящей из магнитопровода и исследуемого изделия. По величине этого магнитного потока судят о толщине и магнитных характеристиках слабомагнитного и ферромагнитного изделия. Измерения в первом режиме проводятся при изменении направления тока возбуждения либо при перемещении датчика относительно изделия.

При работе во втором режиме обмотка возбуждения питается от источника синусоидальных сигналов. Ток возбуждения создает переменный магнитный поток в магнитопроводе и изделии. Последний наводит в изделии вихревую ЭДС, под действием которой протекают вихревые токи, создающие свой переменный магнитный поток. Геометрическая сумма этого потока и потока, вызванного током возбуждения, дает результирующий магнитный поток, который наводит ЭДС в измерительной обмотке. По величине амплитуды последней можно судить о толщине, магнитных и электрических характеристиках исследуемого изделия, выполненного из маг-



нитного либо немагнитного материала. Применение датчиков двух типов (с П-образным и Ш-образным магнитопроводами) диктуется протяженностью изделия и чувствительностью преобразователя. Оба типа датчиков создают магнитный поток, направленный вдоль образующей цилиндрической поверхности. Отсюда следует, что таким преобразователем осуществляют неразрушающий контроль и измерение продольных магнитных и геометрических характеристик цилиндрических, плоских изделий.

Так как полюса магнитопровода плотно соприкасаются с исследуемой поверхностью изделия за счет контакта каждой пластины магнитопровода, то при этом резко снижается влияние воздушного зазора между изделием и полюсами магнитопровода на результаты измерений, а следовательно, увеличивается точность измерений. Перемещение ферромагнитных пластин дает возможность исследования большого сортамента изделий с цилиндрическими поверхностями различных радиусов кривизны одним и тем же датчиком.

С целью проведения контроля и измерения как продольных, так и поперечных электромагнитных характеристик изделий широкого сортамента, а также деталей сложной геометрической конфигурации можно использовать накладной преобразователь с составным магнитопроводом (рис.3.2, 3.3). Магнитопровод состоит из одного горизонтального и двух вертикальных пакетов, причем последние и пластины в них могут свободно перемещаться до соприкосновения с поверхностью изделия и фиксироваться в требуемом положении при минимальном зазоре между соприкасающимися поверхностями горизонтального и вертикальных пакетов. Описываемый преобразователь используется для определения как продольных, так и поперечных геометрических и электромагнитных характеристик. С этой целью для исследования изделий с цилиндрической поверхностью вертикальные пакеты выполнены с возможностью поворота вокруг своих продольных осей на  $90^\circ$ .

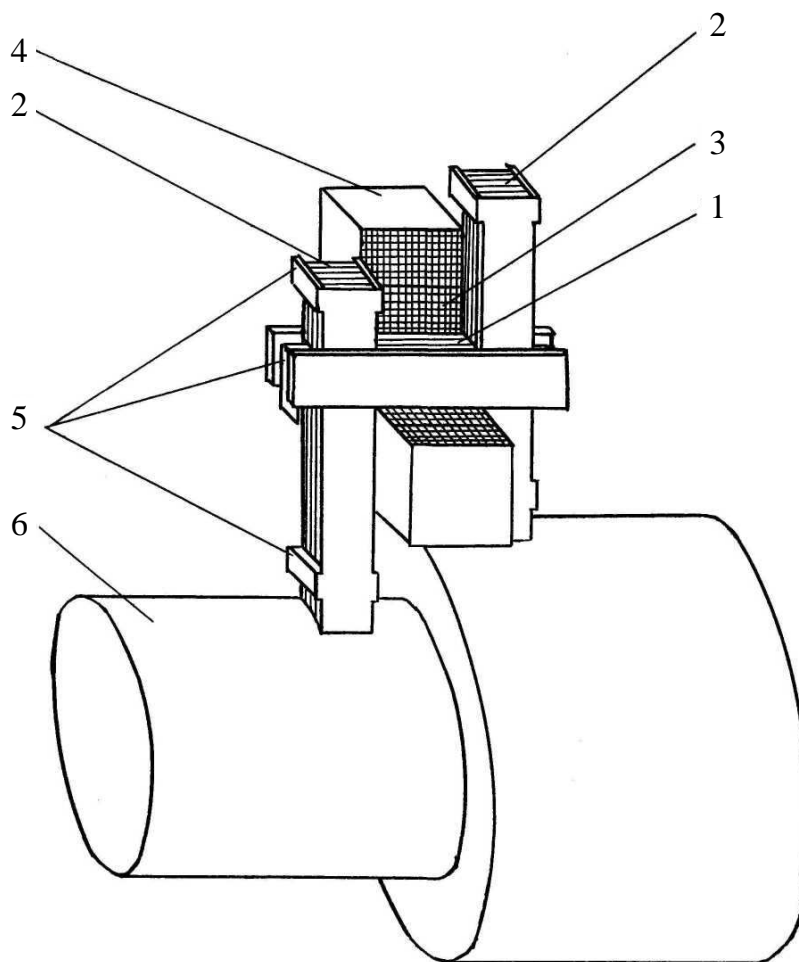


Рисунок 3.2 – Накладной преобразователь с составным магнитопроводом на цилиндрическом изделии ступенчатой конфигурации

На рис.3.2 показано расположение датчика на изделии сложной формы (например, ступенчатый вал). На рис.3.3 показано расположение преобразователя при исследовании характеристик цилиндрических изделий в направлении, перпендикулярном к образующей.

Принятые на рис.3.2, 3.3 обозначения: 1 – горизонтальный пакет ферромагнитных пластин; 2 – вертикальные пакеты; 3 – обмотка возбуждения; 4 – измерительная обмотка; 5 – фиксаторы; 6 – исследуемое изделие.

Режимы работы такого преобразователя аналогичны режимам работы описанного выше датчика.

Для оценки анизотропных свойств цилиндрических объектов можно применить устройство, показанное на рис.3.4 [15].

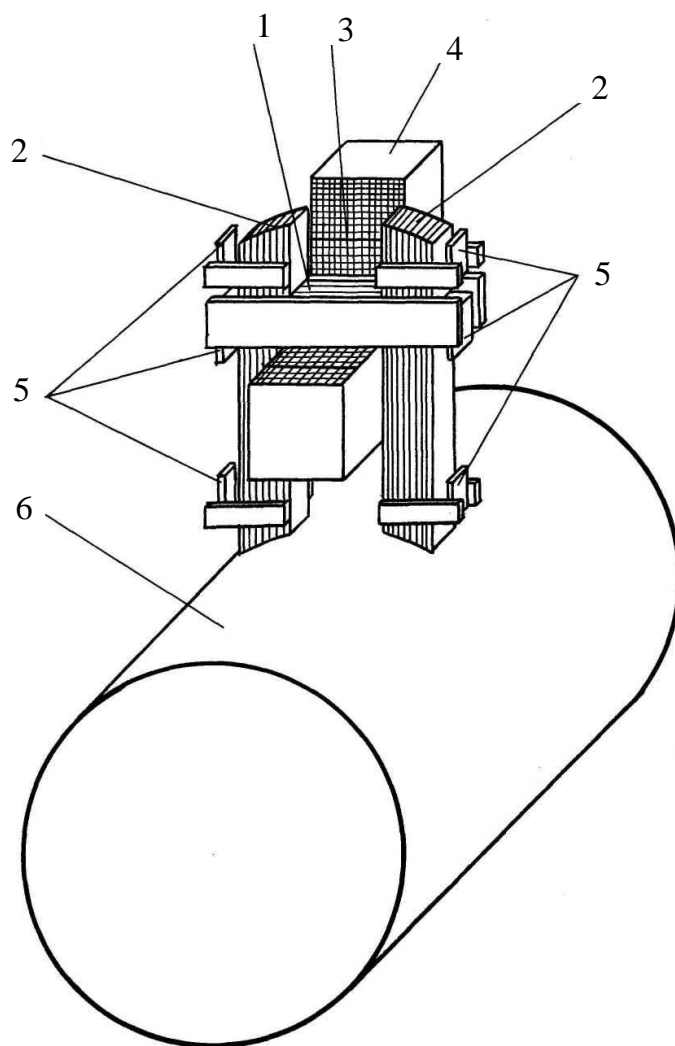


Рисунок 3.3 – Расположение преобразователя с составным магнитопроводом на цилиндрическом изделии перпендикулярно образующей

Устройство состоит из двух идентичных шихтованных П-образных магнитопроводов 1, возбуждающей обмотки 2, измерительных обмоток 3 и 4, пластин для фиксации набора магнитопроводов в заданном положении 5, стяжек 6, направляющей 7, стяжных 8 и фиксирующих 9 болтов с гайками.

Магнитопроводы устройства соединены через винты с барашковыми гайками, относительно которых они могут разворачиваться. Магнитопроводы могут также перемещаться вдоль паза направляющей для регулировки расстояния между смежными полюсами магнитопроводов, которое устанавливается в пределах от 0,25 до 0,5 расстояния между полосами одного магнитопровода [15].

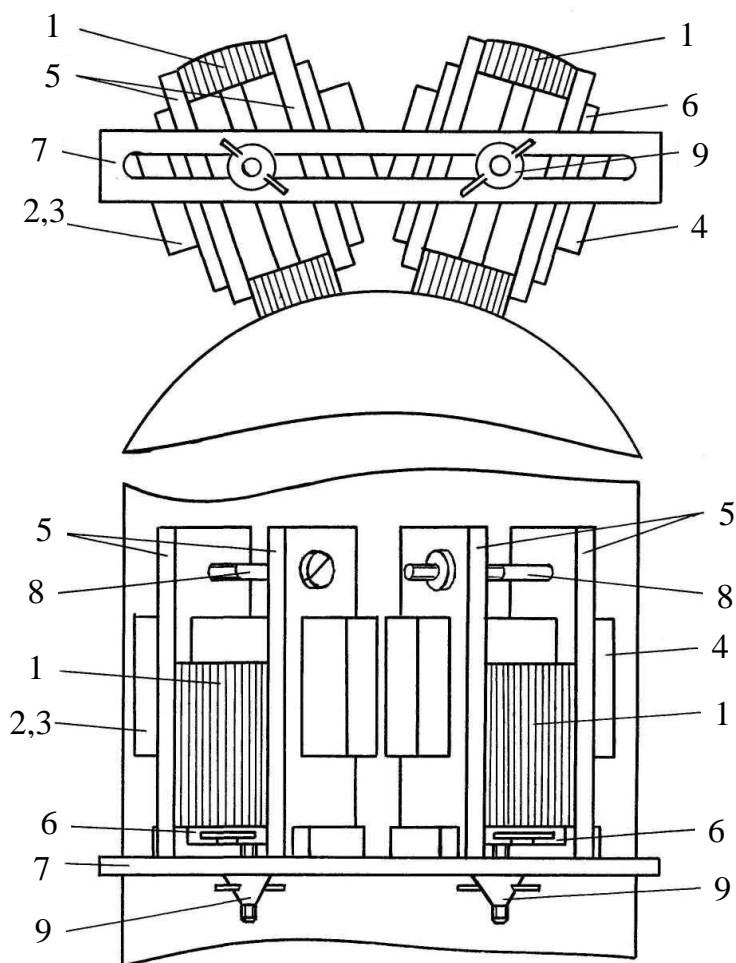


Рисунок 3.4 – Устройство для исследования анизотропных свойств изделий

Устройство работает следующим образом. Намагничивающая обмотка питается от источника синусоидальных сигналов. Ток, протекающий по намагничивающей обмотке, создает в магнитопроводе магнитный поток  $\Phi_M$  (рис.3.5), который расщепляется на два потока в изделии  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ . Поток  $\Phi_1$  замыкается через изделие в направлении воздушного зазора магнитопровода с намагничивающей обмоткой, а  $\Phi_2$  – в направлении, перпендикулярном потоку  $\Phi_1$ . Поток  $\Phi_1$  характеризует усредненные электромагнитные характеристики, а  $\Phi_2$  – поперечные магнитные ( $\mu_T$ ) и продольные электрические ( $\sigma$ ) характеристики изделия. Таким образом, устройство с двумя идентичными магнитопроводами, одной намагничивающей и двумя измерительными обмотками, позволяет определять как величины средних значений электромагнитных характеристик, так и величины этих характеристик в одном из направлений, т.е. исследовать анизотропные свойства изделий.

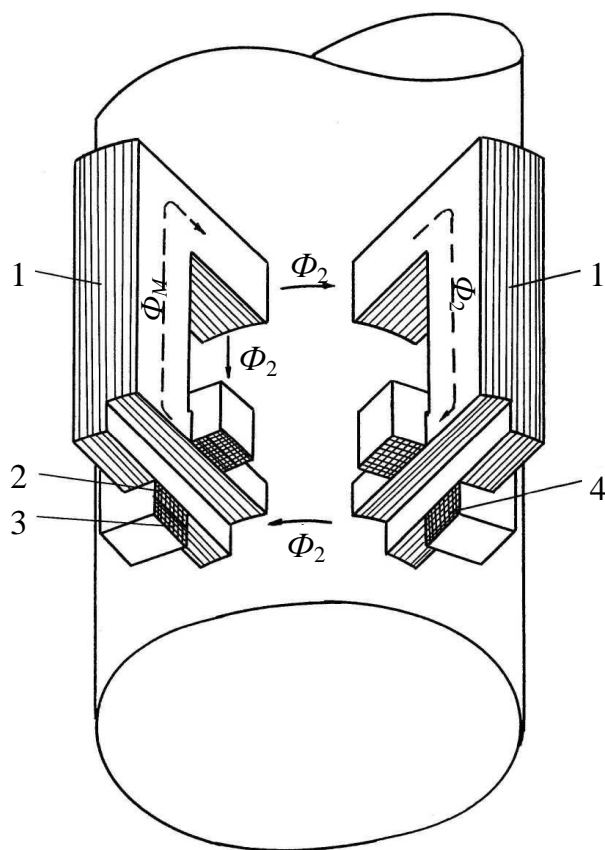


Рисунок 3.5 – Магнитные потоки в магнитопроводах устройства и изделия

Помимо стационарного контроля цилиндрических и плоских изделий, рассмотренные накладные преобразователи могут быть использованы и при непрерывном, поточном контроле. В этом случае необходимо предусматривать равномерный воздушный зазор, причем формы поверхности полюсов должны соответствовать форме поверхности исследуемого изделия.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каким образом уменьшается влияние воздушного зазора при контроле плоских и цилиндрических изделий одним и тем же датчиком?
2. Опишите конструкцию магнитопровода датчика для контроля деталей сложной геометрической конфигурации.
3. Каков принцип действия первичного преобразователя для определения анизотропных свойств изделий?
4. Как осуществить непрерывный поточный контроль датчиками с магнитопроводами?

#### 4. МЕТОДИКА ПРОВЕРКИ ОПТИМАЛЬНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ДАТЧИКА

С целью определения характеристик накладных преобразователей с магнитопроводами были проведены эксперименты на листовых и трубчатых образцах. В экспериментах использовались Ш-образные датчики, показанные на рис.3.1. Электрическая схема включения таких преобразователей показана на рис.1.1.

Для измерения приращений толщин изделий применялись датчики с параметрами:  $W_1 = 810$ ;  $W_2 = 4000$ ;  $d = 14 \cdot 10^{-3}$  м;  $c = 14 \cdot 10^{-3}$  м;  $b = 19,8 \cdot 10^{-3}$  м. Измерения проводились при величине намагничивающего тока 0,08 А. Для уменьшения влияния тепловых эффектов на характеристики изделий величина напряженности магнитного поля в зазоре датчиков выбиралась из условия  $j_t < j_{\text{доп}}$ . Средняя напряженность магнитного поля составляла 4963,0 А/м. В качестве образцов выбирались трубчатые изделия из сплава Д16 с величиной удельной электрической проводимости  $1,72 \cdot 10^7$  См/м. Трубчатые изделия имели наружный диаметр  $D = 0,146$  м. При уменьшении толщины исследуемого изделия относительно образцового толщина изделия  $a$  была равной  $10^{-2}$  м и изменялась на величины  $\Delta a$ , равные  $0,5 \cdot 10^{-3}$  м;  $10^{-3}$  м;  $1,5 \cdot 10^{-3}$  м;  $2 \cdot 10^{-3}$  м;  $2,5 \cdot 10^{-3}$  м;  $3 \cdot 10^{-3}$  м. При увеличении толщины изделия относительно образцового  $\Delta a$  изменялась на те же величины, а толщина изделия  $a = 6 \cdot 10^{-3}$  м.

Листовые образцы были изготовлены из алюминиевого сплава с величиной удельной электрической проводимости  $\sigma = 1,72$  См/м. Величины  $\sigma$  для листовых и цилиндрических изделий определялись прибором типа ВЭ-20Н. При уменьшении толщины исследуемого изделия относительно образцового толщина последнего была  $a = 10^{-2}$  м. Толщина исследуемого изделия изменялась на величины  $\Delta a$ , равные  $10^{-3}$  м;  $1,5 \cdot 10^{-3}$  м;  $2,0 \cdot 10^{-3}$  м;  $2,3 \cdot 10^{-3}$  м;  $2,5 \cdot 10^{-3}$  м;  $3,0 \cdot 10^{-3}$  м. При увеличении толщины ИИ исходная толщина  $a$  была равна  $6 \cdot 10^{-3}$  м и изменялась на величины  $10^{-3}$  м;  $1,5 \cdot 10^{-3}$  м;  $1,7 \cdot 10^{-3}$  м;  $2,0 \cdot 10^{-3}$  м;  $2,5 \cdot 10^{-3}$  м;  $3 \cdot 10^{-3}$  м.

Величина удельной электрической проводимости измерялась датчиками с параметрами:  $W_1 = 740$ ;  $W_2 = 3600$ ;  $d = 6,0 \cdot 10^{-3}$  м;  $c = 12,0 \cdot 10^{-3}$  м;  $b = 20,0 \cdot 10^{-3}$  м. Измерения проводились на частоте 50 Гц при значении то-

ка в намагничивающей цепи  $I_n = 0,08$  А, при этом напряженность возбуждающего магнитного поля составляла 7133,6 А/м. Величина удельной электрической проводимости определялась как для трубчатых, так и для листовых образцов, выполненных из различных материалов.

В экспериментах использовались: вольтметр Ф5053, вольтмиллиамперметр типа Ф563, частотомер ЧЗ-34, генератор ГЗ-18.

При измерении приращений толщин преобразователи предварительно балансировались на эталонных изделиях с толщинами  $a$ . Точность изготовления образцов составляла 0,5 %.

Балансировка датчиков для определения удельной электрической проводимости  $\sigma$  изделий проводилась на воздухе.

С целью улучшения условий балансировки в конструкциях преобразователей предусмотрено наличие регулируемых магнитных шунтов.

На рис.4.1, 4.2 приведены экспериментальные зависимости чувствительности устройства (рис.1.1) от частоты питающего тока  $f$  для случая уменьшения (рис.4.1) и увеличения (рис.4.2) толщины исследуемого изделия относительно образцового. Видно, что максимальная чувствительность устройства при уменьшении толщины образцов, выполненных из сплава Д16, в пределах  $(0,5 \div 3,0) \cdot 10^{-3}$  м по отношению к  $a = 10^{-2}$  м наступает при  $f_{\text{опт}} \approx (18 \div 28)$  Гц. При подстановке в формулу (1.14) указанных значений  $a$  и  $\sigma$  получим  $f_{\text{опт}} \approx 21$  Гц. При увеличении же толщины образцов в пределах  $(0,5 \div 3,0) \cdot 10^{-3}$  м по отношению к  $a = 6 \cdot 10^{-3}$  м максимальная чувствительность наступает при частотах возбуждающего поля  $f_{\text{опт}} \approx (50 \div 60)$  Гц. Вычисленное по формуле (1.14) значение  $f_{\text{опт}}$  будет равно 57 Гц. Как следует из рис.4.1, 4.2 относительная чувствительность устройства изменится незначительно по сравнению с максимальной, если использовать промышленную частоту 50 Гц, что позволит упростить электрическую схему преобразователя.

Расчетные кривые зависимости выходного сигнала от толщины трубчатого и листового изделий при работе устройства на частоте 50 Гц, а также экспериментальные результаты приведены на рис.4.3, 4.4 соответственно. Кривые 1 рассчитаны для случая уменьшения толщины исследуемого изделия относительно образцового, 2 – для случая увеличения. Выбор частоты  $f = 50$  Гц в обоих случаях обусловлен удобством работы с преобразователем, поскольку при измерениях целесообразно поддерживать частоту намагничивающего тока постоянной и близкой к оптимальной.

Из рис.4.3 видно, что небольшие значения погрешностей, получаемых в эксперименте, наступают при сравнительно малых изменениях толщины. В этих случаях данные значения погрешности согласуются с расчетными значениями погрешностей, получаемых из соотношения (1.20). Если принять характерные для применяемых приборов численные значения относительных погрешностей измерения параметров, входящих в формулы (1.19), (1.20),  $\gamma_{\Delta E} = 0,5 \%$ ;  $\gamma_{I_{\text{И}}} = 0,5 \%$ ;  $\gamma_b = \gamma_c = \gamma_d = 0,5 \%$ ;  $\gamma_a = \gamma_{a1} = 0,5 \%$ ;  $\gamma_{\omega} = 0,1 \%$ ;  $\gamma_{\sigma} = 3,0 \%$ ;  $\gamma_{E_{\text{И}}}^* = 4,0 \%$ , то для случая уменьшения толщины изделия ( $a = 10^{-2}$  м) получим  $\gamma_{\Delta a} = 4,7 \%$ , а при увеличении толщины изделия ( $a = 6 \cdot 10^{-3}$  м)  $\gamma_{\Delta a} = 4,8 \%$ . Экспериментально полученные значения погрешностей при  $\Delta a \leq 10^{-3}$  м для трубчатых изделий соответственно составляют 3,3 % и 3,4 %. С ростом величины приращения толщины на результирующую расчетную погрешность оказывает существенное влияние погрешность, связанная с ограничением только линейными членами в разложении формулы (1.16). Поэтому, как видно из рис.4.3, наблюдается увеличение отклонений между результатами экспериментов и расчетными данными.

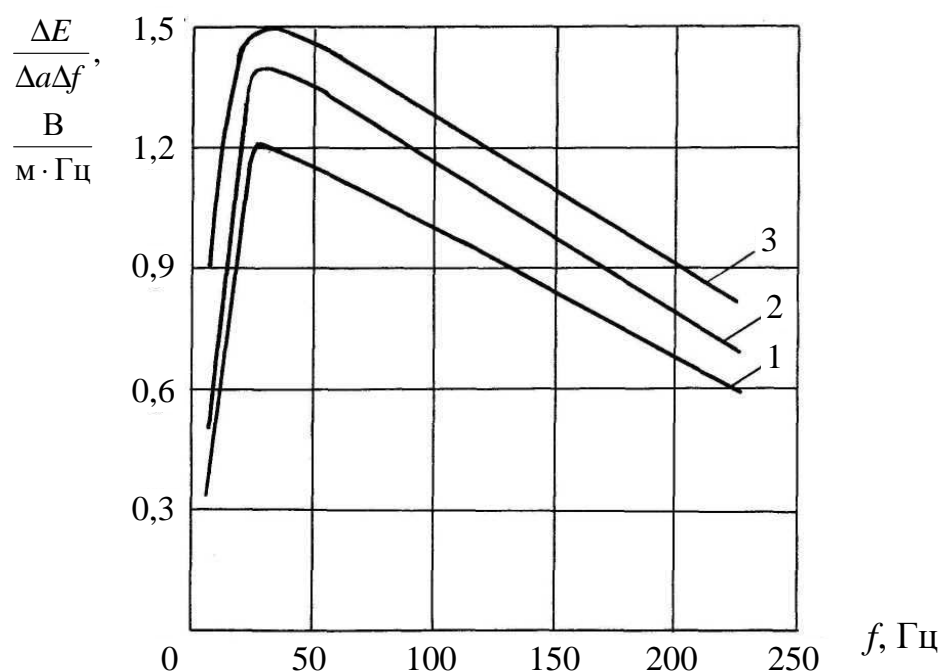


Рисунок 4.1 – Экспериментальные кривые чувствительности устройства в случае уменьшения толщины изделия



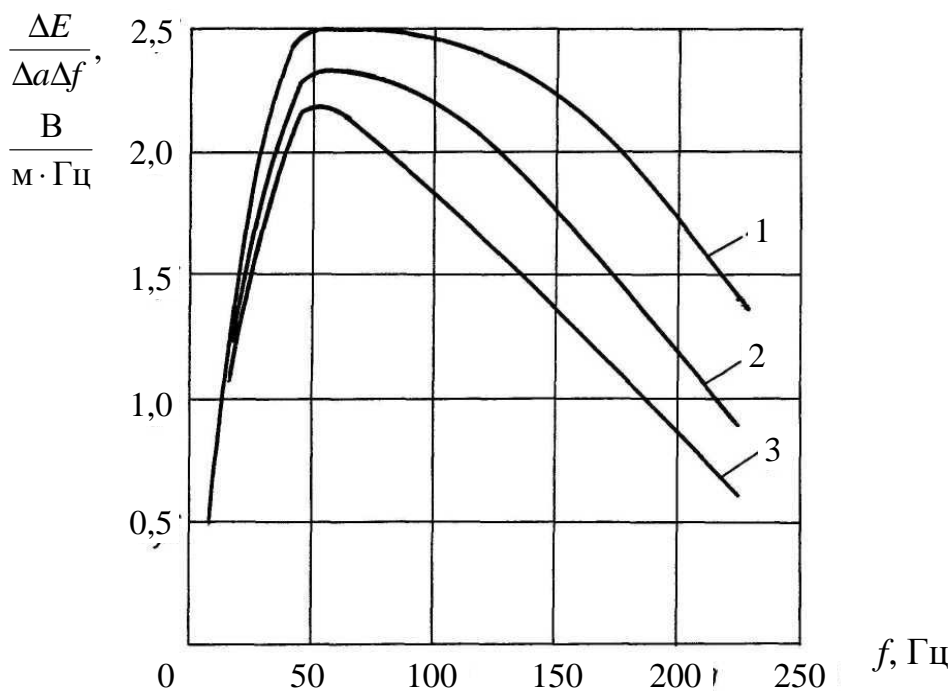


Рисунок 4.2 – Экспериментальные кривые чувствительности устройства в случае увеличения толщины изделия

Уменьшение таких отклонений осуществляется градуировкой устройства на образцах с известными величинами  $\Delta a$ . Следует отметить, что численные значения рассматриваемых погрешностей относятся к измерению приращений толщин.

На рис.4.4 представлены расчетные зависимости  $\Delta E = f(\Delta a)$  и экспериментальные данные, полученные с помощью тех же датчиков с переменной геометрией полюсов для листовых образцов. Как видно из рисунка, характер поведения погрешности аналогичен ее поведению в предыдущем случае. Численные значения экспериментальных погрешностей для случая уменьшения (кривая 1) и увеличения (кривая 2) толщины изделия  $\Delta a \leq 2 \cdot 10^{-3}$  м соответственно составляют 3,2 % и 3,6 %.

В табл. 4.1 приведены результаты измерений удельной электрической проводимости  $\sigma$  указанными выше преобразователями для листовых и цилиндрических изделий, выполненных из различных материалов. Здесь же даны данные контрольного метода (мостового)  $\sigma'$ , полученные на образцах из тех же материалов.

Расчетное значение погрешности измерения  $\sigma$  получим из выражения (2.28) для численных значений относительных погрешностей  $\gamma_{\Delta E\sigma} = 0,5\%$ ;  $\gamma_b = \gamma_d = \gamma_c = 0,5\%$ ;  $\gamma_\omega = 0,1\%$ ;  $\gamma_{E_{H1}}^* = 0,05\%$ , в этом случае  $\gamma_\sigma = 3,6\%$ .

Из табл.4.1 видно, что расчетные значения погрешностей  $\gamma_\sigma$  согласуются с погрешностями эксперимента  $\gamma_\sigma$ , обусловленными расхождениями результатов измерений рассматриваемым устройством и контрольным прибором Р-329.

Таблица 4.1 – Результаты измерений

Материал	$\Delta E_\sigma$ , В	$\sigma \cdot 10^7$ , См/м	$\sigma' \cdot 10^7$ , См/м	$\gamma_\sigma$ , %
Нержавеющая сталь X18H10T	0,170	0,137	0,135	1,48
Латунь ЛС69	0,547	1,42	1,41	0,71
Латунь ЛС69	0,575	1,57	1,58	0,63
Сплав алюминия Д16	0,660	2,07	2,03	1,93
Сплав алюминия	0,705	2,36	2,40	1,67

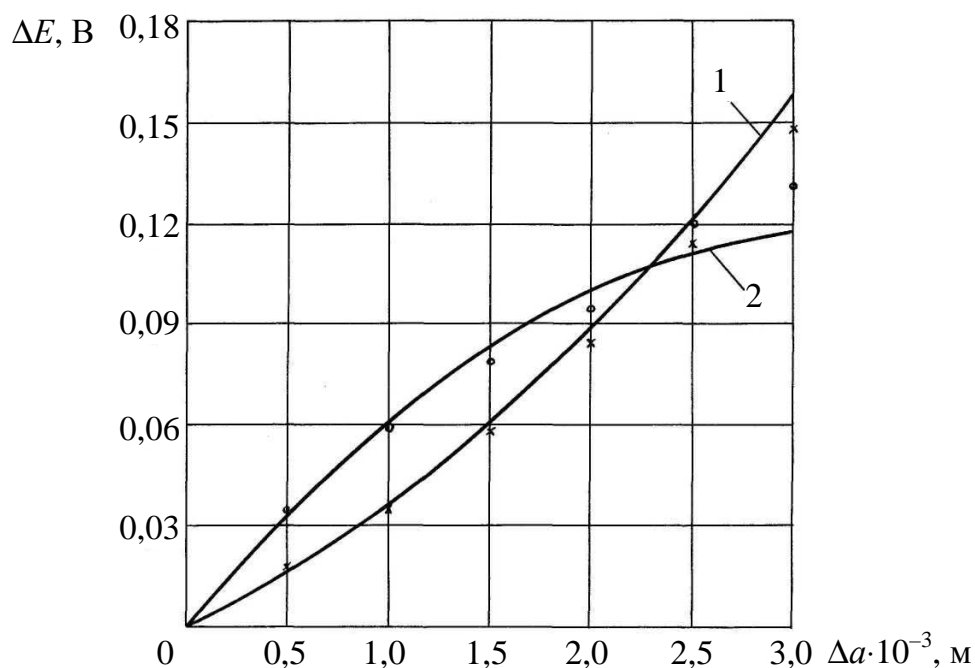


Рисунок 4.3 – Расчетные кривые и экспериментальные данные величины разностной ЭДС для различных  $\Delta a$  при измерениях трубчатых изделий (× – уменьшение толщины, ° – увеличение толщины)

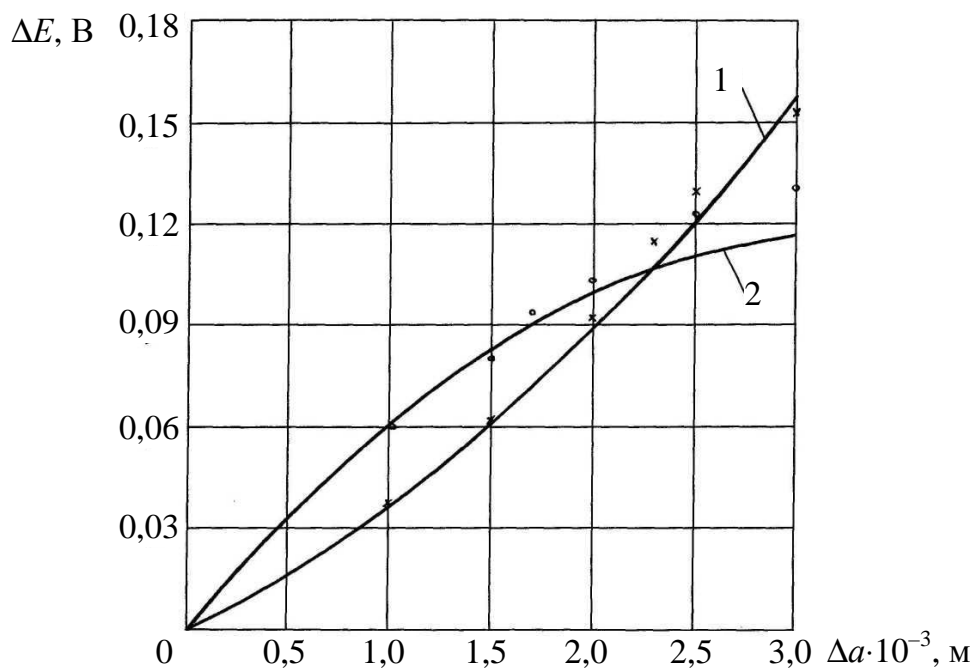


Рисунок 4.4 – Расчетные кривые и экспериментальные данные величины разностной ЭДС для различных  $\Delta a$  при измерениях листовых изделий. (x – уменьшение толщины, ° – увеличение толщины)

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как осуществляется балансировка датчиков?
2. Почему с ростом приращений толщины изделия увеличивается погрешность измерений?
3. Каковы значения погрешностей измерителя толщины?
4. Назовите численные значения расчетных и экспериментальных величин погрешности измерителя удельной электрической проводимости?

## **5. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С МАГНИТОПРОВОДАМИ**

### **5.1. Типовые конструкции преобразователей**

Электромагнитные измерительные преобразователи с магнитопроводами предназначены для контроля магнитных характеристик ферромагнитных изделий и образцов как замкнутой, так и разомкнутой формы, и не требуют предварительного нанесения намагничивающих и измерительных обмоток непосредственно на испытуемый образец.

Их принцип действия состоит в том, что основное магнитное поле (магнитный поток) создается не внутри, а вне образца в магнитопроводе преобразователя. Магнитопровод выполняется шихтованным, т.е. набранным из пластин тонколистовой электротехнической стали, обладающей высокой магнитной проницаемостью материала. Использование таких преобразователей для испытаний замкнутых образцов (кольцевой, эллиптической и других форм) а также изделий разомкнутой формы (полос, листов) удобно тем, что на результаты измерений не оказывает влияния размагничивающий фактор. При этом магнитная цепь «преобразователь – образец» оказывается замкнутой посредством магнитопроводов преобразователей.

Исследование теории работы электромагнитных преобразователей с магнитопроводами связано с расчетом их магнитных цепей. Схемы этих цепей зависят от конструктивных особенностей магнитопроводов в сочетании с конфигурацией и формами образцов. Рассмотрим наиболее характерные конструкции таких преобразователей.

Одним из типовых является относительно простое устройство для магнитных испытаний ферромагнитных образцов замкнутой формы, радиальная ширина которых намного превышает высоту [16, 17]. Устройство содержит магнитопровод, выполненный в виде шихтованного ферромагнитного стержня, в центре которого размещен каркас с намагничивающей и измерительной обмотками. По обе стороны от каркаса установлены две подвижные струбцины с упорными винтами, обеспечивающими контакт образцов с поверхностью магнитопровода.

Практические исследования такого преобразователя выявили наличие магнитных потоков рассеяния, влияющих на результаты магнитных

испытаний [17]. Еще одним недостатком этого устройства является невозможность проведения магнитного контроля изделий разомкнутой формы.

Для устранения этих недостатков авторами разработан универсальный измерительный преобразователь с магнитопроводом [18, 19]. Конструкция преобразователя с размещенными на нем образцами замкнутой (кольцевой) и разомкнутой (полоса) форм приведена на рис. 5.1 и рис. 5.2 соответственно.

Преобразователь содержит центральный магнитопровод 1, выполненный в виде ферромагнитного шихтованного стержня с каркасом 2 для намагничивающей обмотки, и шихтованные полюсные наконечники 3.

На краях стержня расположены струбцины 4 с упорами 5 и пружинами 6. Струбцины предназначены для обеспечения плотного контакта испытуемого изделия с полюсными наконечниками 3, что обеспечивает минимальное магнитное сопротивление в месте их контакта. Струбцины вместе с наконечниками 3 могут перемещаться вдоль магнитопровода 1, что важно при магнитном контроле образцов различных размеров. Струбцины, охватывающие магнитопровод 1, выполнены с разрезом (воздушным зазором), препятствующим замыканию вихревых токов в них. Прижимные упоры 5 установлены в струбцинах 4 с возможностью фиксации в отжатом положении посредством пружин 6.

Дополнительно предусмотрены центрирующие приспособления 7 с направляющей 8 и упорными гайками 9, перемещающимися по винту 10. Они предназначены для центрирования образца при его установке относительно осей симметрии магнитопровода. Причем гайки 9 имеют форму, позволяющую центрировать образцы как замкнутой (рис. 5.1), так и разомкнутой формы (рис. 5.2). Каркасы 11 и 12 с секциями измерительной обмотки размещены на краях наконечников 3.

## **5.2. Требования к преобразователям**

Основными требованиями к преобразователям с магнитопроводами являются:

- возможность контроля магнитных характеристик ферромагнитных изделий замкнутой и разомкнутой форм широкого ассортимента, т. е. *универсальность*;

- минимальное магнитное сопротивление магнитопровода и полюсных наконечников преобразователя, минимальные рассеяния основного магнитного потока, а также полное промагничивание изделия в поперечном сечении и вдоль длины, что обеспечивает заданную *точность* контроля;
- высокая *чувствительность* при определении магнитных характеристик;
- *удобство* и *простота* эксплуатации.

Проанализируем на примере рассмотренного устройства (см. рис. 5.1), что необходимо учитывать для выполнения поставленных требований при разработке конструкций универсальных измерительных преобразователей с магнитопроводами.

Для выполнения первого требования универсальности контроля по отношению к формам изделий предусмотрено следующее.

Длина магнитопровода 1 и длина центрирующего приспособления 7 выбираются с учетом возможности испытаний изделий различных типов и форм (замкнутой, разомкнутой). Этой же цели служит и выполнение струбцин 4 (сопряженных с наконечниками 3 Г - образными выступами 13) подвижными вдоль магнитопровода 1 (рис. 5.1, 5.2). Такими решениями обеспечивается универсальность применения преобразователя.

Одним из основных требований к конструкциям преобразователей с позиции точности контроля является то, что сумма магнитных сопротивлений всех элементов магнитопровода и зазоров должна быть существенно меньше магнитного сопротивления испытуемого образца. Чтобы выполнить это условие, необходимо свести к минимуму воздушные зазоры в магнитной цепи системы «преобразователь – образец». Также требуется выполнять элементы магнитопровода с площадью их поперечного сечения, значительно (примерно в 100 раз и более) превышающей площадь сечения испытуемых образцов.

Чтобы выработать конструктивные меры для повышения точности контроля, проанализируем распределение магнитных потоков в системе «преобразователь – образец». Для этого вначале рассмотрим магнитную цепь этого преобразователя с тороидальным образцом (рис. 5.3) и ее эквивалентную схему (рис. 5.4).

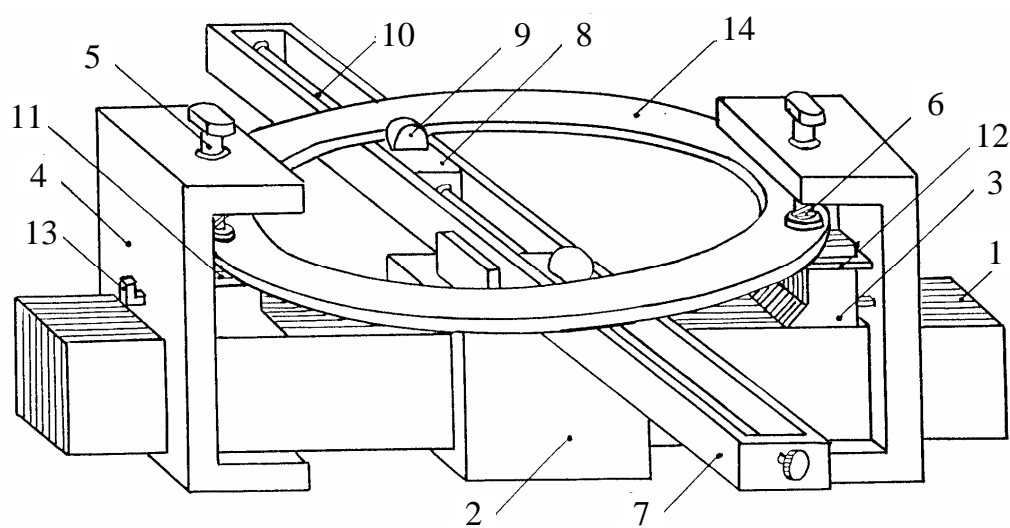


Рисунок 5.1 – Преобразователь с кольцевым образцом

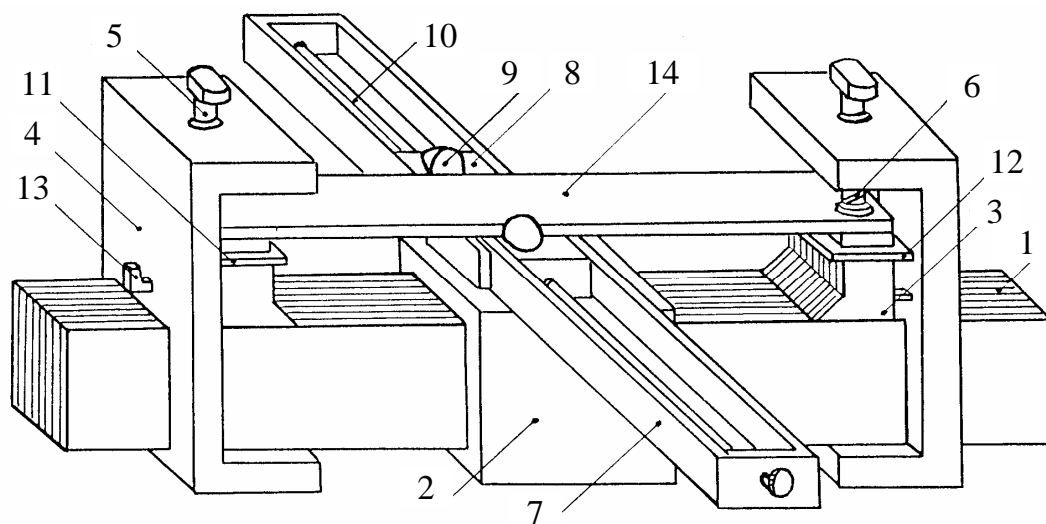


Рисунок 5.2 – Преобразователь с полосовым образцом

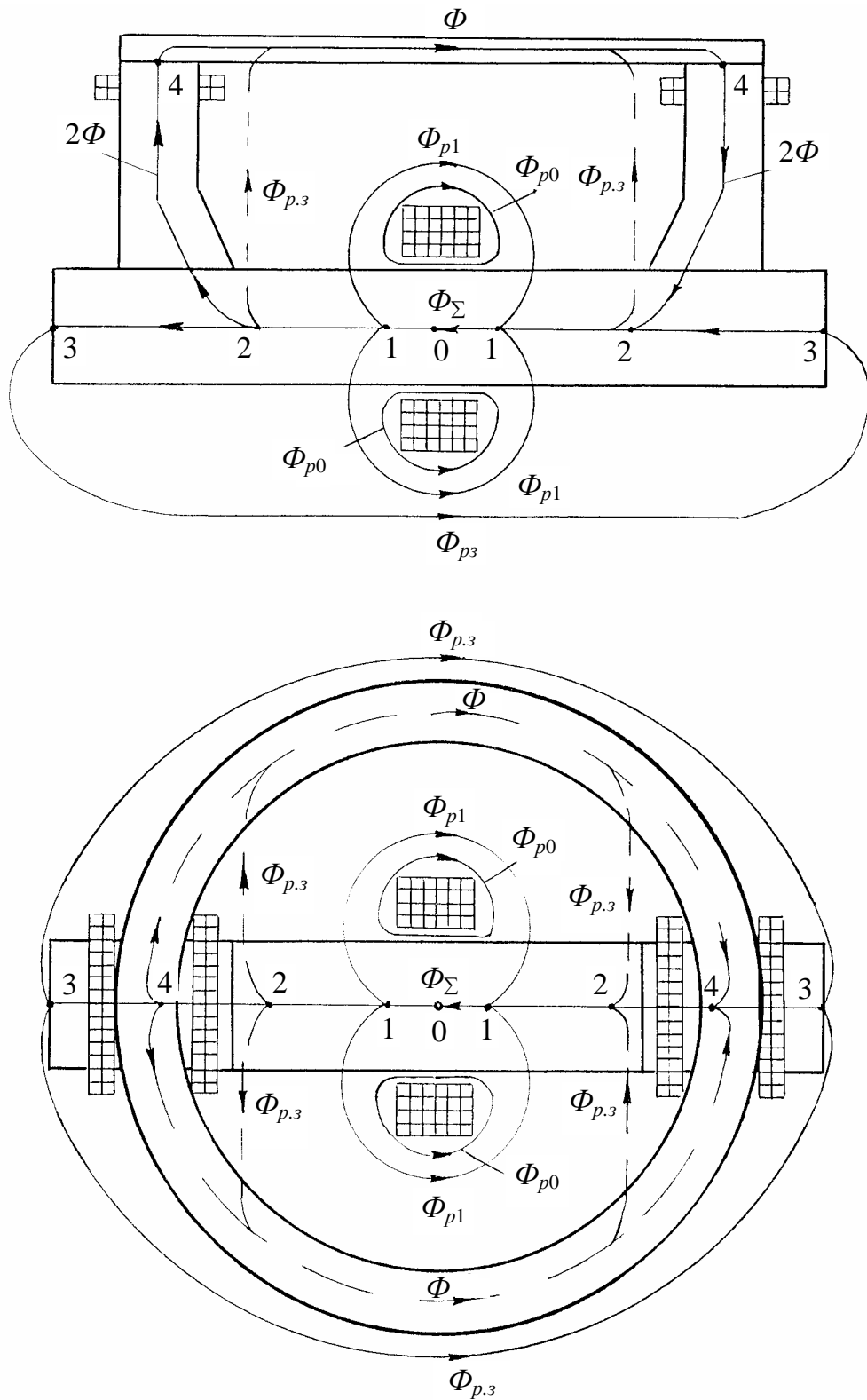


Рисунок 5.3 – Магнитная цепь преобразователя с тороидальным образцом



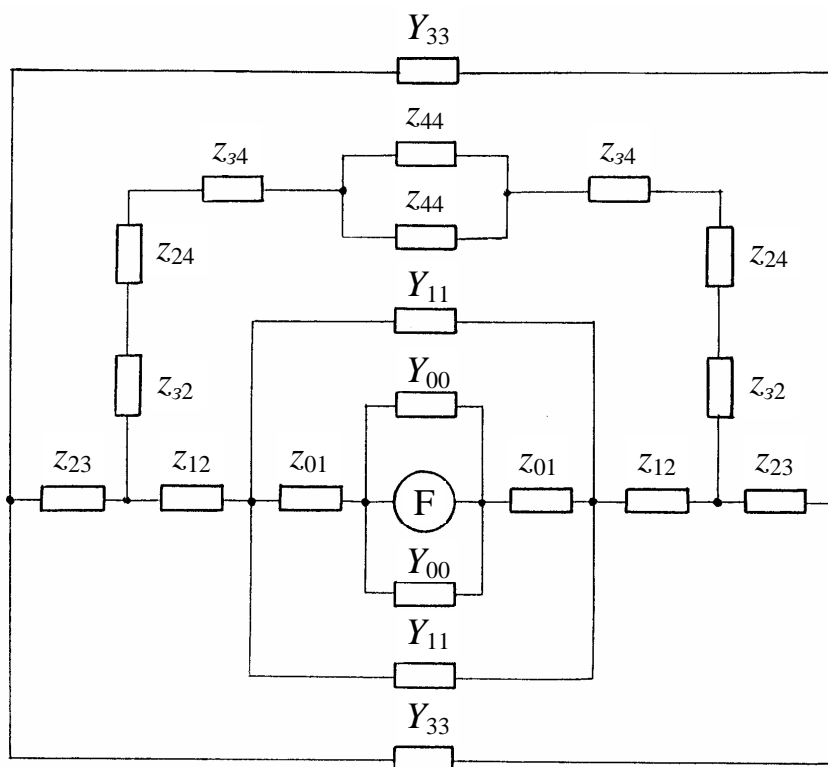


Рисунок 5.4 – Эквивалентная схема преобразователя

Анализ магнитных потоков в системе «преобразователь–образец» показывает следующее. Основной магнитный поток  $\Phi_{\Sigma}$  создается в центральном магнитопроводе преобразователя при протекании тока по его намагничивающей обмотке. При проведении магнитного контроля изделия поток  $\Phi_{\Sigma}$  разветвляется на два потока  $\Phi$ , растекающихся по половинам кольцевого образца (полукольцам), а также на несколько характерных потоков рассеяния  $\Phi_{p0}$ ,  $\Phi_{p1}$ ,  $\Phi_{p3}$ , шунтирующих рабочие потоки  $\Phi$ .

Применение в конструкции рассматриваемого преобразователя полюсных наконечников 3 предусматривает достаточное увеличение расстояния (воздушного зазора) между магнитопроводом 1 и образцом 14. Тем самым практически устраняется поток рассеяния  $\Phi_{p3}$  (рис. 5.3).

Размещение каркасов 11, 12 с секциями измерительной обмотки на краях наконечников 3 (рис. 5.1) позволяет измерять только рабочие магнитные потоки  $\Phi$ , зондирующие испытуемый образец. Потоки рассеяния  $\Phi_{p0}$ ,  $\Phi_{p1}$  и  $\Phi_{p3}$  не учитываются, поскольку они не пересекают плоскость измерительных катушек 11 и 12 (рис. 5.3). Кроме этого, наличие двух секций измерительной обмотки дает возможность увеличить чувствитель-

ность преобразователя к измеряемым величинам. Приспособление 7 необходимо для точного центрирования образцов различных типоразмеров и форм относительно осей симметрии преобразователя, что особенно важно для обеспечения заданной точности измерений при испытаниях замкнутых образцов.

Таким образом, все перечисленные конструктивные решения в совокупности позволяют реализовать в конструкции преобразователя отстройку от влияния ряда потоков рассеяния на результаты контроля, улучшить характеристики точности измерений с помощью преобразователя, повысить его чувствительность.

Однако и такому преобразователю свойственны влияющие на точность измерений факторы. Это магнитные сопротивления воздушных зазоров в зонах контактов полюсных наконечников с магнитопроводом и образцом, а также проводимости путей утечек магнитного потока в воздухе, шунтирующие магнитные сопротивления образцов (либо половин детали замкнутой формы).

Для существенного уменьшения влияния магнитных сопротивлений указанных зазоров в конструкции преобразователя также предусмотрен ряд конструктивных и подготовительных мер.

Во-первых, это достаточно сильное и стабильное прижатие образца к полюсным наконечникам и последних к магнитопроводу посредством упоров пружин прижимного приспособления.

Во-вторых, контактные поверхности наконечников и магнитопровода тщательно шлифованы.

Кроме того, влияние проводимостей путей утечек потока в воздухе, шунтирующих магнитные сопротивления изделия, можно значительно уменьшить, используя предварительную градуировку преобразователя с использованием аттестованных стандартных образцов серийной продукции.

При работе преобразователя в режиме измерений динамических магнитных характеристик для выполнения требования полного промагничивания изделия в его поперечном сечении необходимо выполнение еще двух условий:

- глубина  $\delta$  проникновения переменного магнитного поля должна быть

больше половины толщины контролируемого образца;

- глубина  $\delta$  проникновения переменного магнитного поля должна быть больше половины толщины пластины шихтованного магнитопровода.

Указанные требования можно представить в виде

$$\delta = \sqrt{2/(\mu_0 \mu_{r0} \sigma_0 \omega)} > \Delta_0 / 2, \quad (5.1)$$

$$\delta = \sqrt{2/(\mu_0 \mu_{rM} \sigma_M \omega)} > \Delta_M / 2, \quad (5.2)$$

где  $\mu_0$  – магнитная постоянная,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м,  $\mu_{r0}$  и  $\mu_{rM}$  – магнитные проницаемости материала образца и пластины шихтованного магнитопровода соответственно;  $\sigma_0$  и  $\sigma_M$  – удельные электрические проводимости материала образца и пластины магнитопровода соответственно;  $\omega$  – круговая частота изменения магнитного поля;  $\Delta_0$  и  $\Delta_M$  – толщина образца и пластины магнитопровода соответственно.

Это требование выполняется путем предварительных расчетов величин указанных глубин проникновения и последующего выбора пластин для шихтованного магнитопровода преобразователя с толщиной не более величины  $\Delta_M$  с учетом использования его для испытаний образцов, толщина которых не превышает величины  $\Delta_0$ .

Удобство применения обеспечивается практически всеми узлами конструкции, в частности элементами прижимного и центрирующего устройств.

### 5.3. Измерения магнитных характеристик изделий

Измерения магнитных характеристик изделий при использовании преобразователей с магнитопроводами проводятся известными методами, основными из которых является феррометрический метод (в переменных полях) и баллистический метод (в постоянных полях) с применением стандартной магнитоизмерительной аппаратуры.

В режиме измерений *динамических* магнитных характеристик изделий расчет значения индукции в испытуемом образце  $B_m$  следует проводить по формуле

$$B_m = \frac{V_{\text{cp}}}{k_1 f W_{\text{H}} S} \quad (5.3)$$

где  $V_{\text{cp}}$  – среднее значение напряжения на концах измерительной обмотки преобразователя;  $k_1$  – градуировочный коэффициент, зависящий от типа и параметров преобразователя, формы испытуемого изделия (для рассматриваемого преобразователя при контроле образцов замкнутой формы  $k_1 \approx 16$ , разомкнутой –  $k_1 \approx 4$ );  $f$  – частота намагничивающего тока;  $W_{\text{H}}$  – число витков измерительной обмотки преобразователя (для рассматриваемого преобразователя – сумма чисел витков двух секций измерительной обмотки);  $S$  – площадь поперечного сечения испытуемого образца.

Значения градуировочных коэффициентов  $k_1$  и последующих градуировочных коэффициентов ( $k_2 - k_5$ ) определяются экспериментально для конкретного преобразователя и образцов заданных формы и размеров из конкретного материала, выбираемых из партии (серии) изделий. Такие образцы подвергаются предварительной метрологической аттестации с целью определения их магнитных характеристик. После этого им присваивается статус стандартных образцов магнитных свойств материала.

Воспользовавшись законом полного тока для магнитной цепи «преобразователь – образец», найдем соотношение для расчета амплитуды напряженности  $H_m$  магнитного поля в образце:

$$H_m = \frac{k_2 I_{\text{H.m}} W_{\text{H}}}{l_c}, \quad (5.4)$$

где  $k_2$  – градуировочный коэффициент (для разработанного пермеаметра при испытании замкнутых деталей,  $k_2 \approx 2$ , разомкнутых –  $k_2 \approx 1$ );  $I_{\text{H.m}}$  – амплитудное значение силы намагничивающего тока преобразователя;  $W_{\text{H}}$  – число витков намагничивающей обмотки преобразователя;  $l_c$  – средняя длина испытуемого образца.

При измерениях напряженности  $H_m$  с помощью преобразователя в *статическом* режиме (в постоянном магнитном поле) необходимо использовать также формулу (5.4). Соотношение для определения индукции  $B$

при условии коммутации постоянного тока имеет вид:

$$B = \Delta\Psi / (k_3 W_{\text{и}} S), \quad (5.5)$$

где  $\Delta\Psi$  – разность потокосцеплений с витками  $W_{\text{и}}$  измерительной обмотки преобразователя;  $k_3$  – градуировочный коэффициент (для рассматриваемого преобразователя в случае контроля замкнутых образцов  $k_3 \approx 8$ , разомкнутых образцов –  $k_3 \approx 2$ ).

Иногда с целью повышения точности результатов контроля измерительную обмотку (с разъемными витковыми контактами) размещают непосредственно на испытуемом образце. Как правило, при испытании ферромагнитных изделий, число витков  $W'_{\text{и}}$  таких обмоток не превышает 10. При этом преобразователь используется в качестве только намагничивающего устройства. В этом случае напряженность поля рассчитывается по формуле (5.4), а индукция определяется по соотношениям:

в статическом режиме

$$B = \Delta\Psi / (2W'_{\text{и}} S), \quad (5.6)$$

в динамическом режиме

$$B = V_{\text{ср}} / (4fW'_{\text{и}} S). \quad (5.7)$$

Важной характеристикой для магнитных испытаний ферромагнитных изделий, особенно для электротехнической промышленности, являются удельные потери мощности  $P_{\text{уд}}$  в функции индукции. Наиболее широкое практическое применение имеет ваттметровый метод измерения потерь. Для этого метода характерны высокая точность и простота измерения. Потери  $P_{\text{уд}}$  при использовании электромагнитных преобразователей находят по формуле

$$P_{\text{уд}} = \left( \frac{W_{\text{н}}}{W_{\text{и}}} P - P_{\text{пр}} \right) \frac{1}{G} k_5, \quad (5.8)$$

где  $P$  – измеренная ваттметром величина потерь в образце;  $P_{\text{пр}}$  – потери

мощности в приборах (ваттметре, вольтметрах средних и эффективных (действующих) значений), подключенных к измерительным обмоткам преобразователя;  $G$  – масса испытуемого образца;  $k_5$  – градуировочный коэффициент, зависящий от величины индукции и частоты магнитного поля, параметров преобразователя и предварительно определяемый для конкретного сорта (марки) материала экспериментальным путем.

Потери в приборах можно определить по формуле:

$$P_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{эф}}^2}{R_{\Sigma}}, \quad (5.9)$$

где  $U_{\text{эф}}$  – эффективное значение напряжения на измерительной обмотке;  $R_{\Sigma}$  – суммарное сопротивление измерительной цепи преобразователя с учетом сопротивления его измерительных обмоток и входных сопротивлений вольтметров и обмотки напряжения ваттметра, подключенных к ним.

#### 5.4. Расчет погрешностей измерения магнитных характеристик

Погрешности измерения напряженности (как статической, так и динамической) магнитного поля определяются относительными погрешностями измерений силы намагничивающего тока  $\gamma_{I_{\text{н}}}$ , средней длины образца  $\gamma_l$  и числа витков намагничивающей обмотки  $\gamma_{W_{\text{н}}}$  преобразователя (5.3). Эти составляющие не зависят друг от друга и являются случайными, поэтому формулу для расчета относительной погрешности  $\gamma_H$  определения напряженности поля в образце при доверительной вероятности 0,95 получим в виде

$$\gamma_H = 1,1\sqrt{\gamma_{I_{\text{н}}}^2 + \gamma_{W_{\text{н}}}^2 + \gamma_l^2}. \quad (5.10)$$

Если принять характерные численные значения указанных составляющих  $\gamma_{I_{\text{н}}} = 0,5 \%$ ,  $\gamma_l = \gamma_{W_{\text{н}}} = 0,2 \%$ , то величина результирующей погрешности  $\gamma_H$  не превысит 0,64 %.

Для оценки относительной погрешности  $\gamma_B$  определения динамической индукции используем соотношение, полученное с учетом (5.3):

$$\gamma_B = 1,1\sqrt{\gamma_{V_{cp}}^2 + \gamma_{W_H}^2 + \gamma_f^2 + \gamma_S^2}, \quad (5.11)$$

где  $\gamma_{V_{cp}}$ ,  $\gamma_f$ ,  $\gamma_{W_H}$  и  $\gamma_S$  – относительные погрешности определения величин, обозначенных индексами.

Приняв максимальные численные значения этих составляющих равными  $\gamma_{V_{cp}} = 0,5\%$ ,  $\gamma_f = 0,1\%$ ,  $\gamma_{W_H} = 0,2\%$ ,  $\gamma_S = 0,2\%$ , получим, что значение погрешности  $\gamma_B$  составит  $0,64\%$ .

Формула для определения относительной погрешности измерения статической магнитной индукции представима (с учетом (5.17)) в виде

$$\gamma_B = 1,1\sqrt{\gamma_{\Delta\Psi}^2 + \gamma_{W_b}^2 + \gamma_S^2}, \quad (5.12)$$

где  $\gamma_{\Delta\Psi}$  – относительная погрешность определения разности потокоцеплений  $\Delta\Psi$ .

В этом случае результирующая ошибка  $\gamma_B$  при характерном значении  $\gamma_{\Delta\Psi} = 0,1\%$  не превышает  $1,2\%$ .

Аналогичным образом при использовании выражений (5.8) и (5.9) можно получить соотношение для расчета относительной погрешности измерений удельных потерь мощности:

$$\gamma_{P_{уд}} = 1,1\sqrt{(m\gamma_{W_H})^2 + (n\gamma_{W_H})^2 + (2c\gamma_{U_{эф}})^2 + (c\gamma_{R_\Sigma})^2 + \gamma_G^2}, \quad (5.13)$$

где  $m$ ,  $n$  и  $c$  – коэффициенты влияния,

$$m = P / \left( P - \frac{W_H}{W_H} P_{пр} \right), \quad (5.14)$$

$$n = -P / \left( P - \frac{W_H}{W_H} P_{пр} \right), \quad (5.15)$$

$$c = -P_{\text{пр}} / \left( P \frac{W_{\text{и}}}{W_{\text{н}}} - P_{\text{пр}} \right), \quad (5.16)$$

где  $P_{\text{пр}}$  – потери в приборах, включенных в измерительную цепь преобразователя.

Оценим величину результирующей погрешности  $\gamma_{P_{\text{уд}}}$  для случая  $W_{\text{н}} = W_{\text{и}}$ . Учитывая характерное для практики соотношение  $P_{\text{пр}} = 0,02 \cdot P$ , а также максимальные значения составляющих результирующей погрешности  $\gamma_{W_{\text{н}}} = \gamma_{W_{\text{и}}} = 0,2 \%$ ,  $\gamma_{U_{\text{эф}}} = 0,5 \%$ ,  $\gamma_{R_{\Sigma}} = 0,2 \%$ ,  $\gamma_G = 1,0 \%$ , получим, что  $\gamma_{P_{\text{уд}}} \leq 1,2 \%$ .

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Для чего предназначены электромагнитные измерительные преобразователи с магнитопроводом? Принцип их действия.
2. Какие основные требования к преобразователям?
3. Как выполняются требования в типовой конструкции преобразователя?
4. Как замыкаются потоки рассеяния в системе «преобразователь – образец»?
5. Как рассчитываются величины динамических и статических напряженностей магнитного поля, индукции, потерь мощности?
6. Как рассчитываются погрешности измерения магнитных характеристик с помощью преобразователей с магнитопроводами?



## 6. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ НАКЛАДНОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОВОДИМОСТИ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ

### 6.1. Теория работы преобразователя. Методы определения удельной электрической проводимости

Рассмотрим проникновение однородного переменного магнитного поля в цилиндрическое изделие (рис. 6.1). Все обозначения цилиндрической системы координат, размеры изделия и измерительной катушки ИК приведены на этом рисунке. Напряженность возбуждающего поля  $H_0$  направлена перпендикулярно к оси цилиндра. Такое направление внешнего поля возбуждает в изделии дипольный вихревой ток, который протекает вдоль координаты  $Y$ .

Для определения распределения напряженности магнитного поля в рассматриваемом случае воспользуемся уравнениями Максвелла, которые имеют вид

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \sigma \bar{E} + \frac{\partial \bar{E}}{\partial t}, \quad (6.1)$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial B}{\partial t}, \quad (6.2)$$

где  $E$  – напряженность электрического поля;  $t$  – время;  $B$  – магнитная индукция;  $\sigma E$  – плотность тока.

Примем общепринятые допущения, связанные с особенностями вихревого контроля. Возбуждающее поле считается квазистационарным, и волновыми процессами в диэлектрической среде пренебрегают ввиду того, что размеры контролируемых изделий значительно меньше длины волны при используемых частотах внешнего поля. Так как напряженность магнитного поля невелика, то можно считать, что  $\mu_r = \text{const}$ . Кроме того, предполагается, что материал изделия характеризуется постоянным значением удельной электрической проводимости  $\sigma$ .

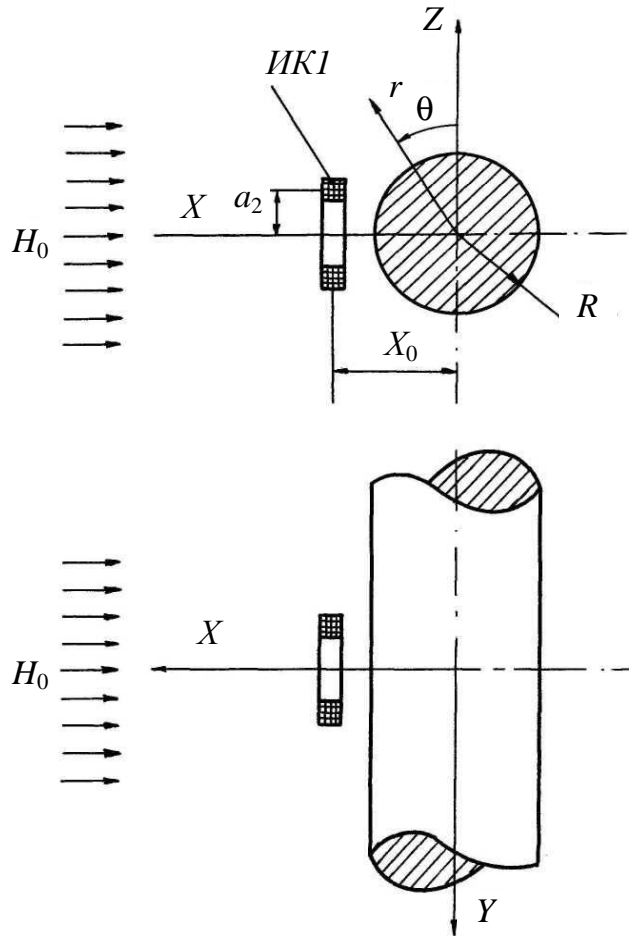


Рисунок 6.1 – Изделие и измерительная катушка в поперечном однородном магнитном поле

С учетом принятых допущений последним слагаемым в правой части уравнения (6.1) можно пренебречь.

В цилиндрической системе координат уравнения (6.1), (6.2) сводятся к системе уравнений

$$\frac{\partial j}{\sigma \partial r} = \frac{\partial B_{\theta}}{\partial t}, \quad (6.3)$$

$$\frac{\partial j}{r \sigma \partial \theta} = -\frac{\partial B_Y}{\partial t}, \quad (6.4)$$

где  $j = \sigma E_Y$ ;  $B_{\theta}$ ,  $B_r$ ,  $E_Y$  – составляющие индукции и напряженности электрического поля вдоль соответствующих координат.

Продифференцировав уравнение (6.1) по времени и используя выражения (6.3), (6.4), получим дифференциальное уравнение для плотности продольного тока:

$$\frac{\mu_r}{\sigma} \left[ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial j}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 j}{\partial \theta^2} \right] = \frac{\partial j}{\partial t}. \quad (6.5)$$

Решение этого уравнения для случая  $r \leq R$  – получим в виде

$$j = \frac{\partial \dot{N}}{\partial t} I_1(\dot{k}r) \sin \theta, \quad (6.6)$$

где  $\dot{N}$  – комплексная константа;  $I_1$  – модифицированная функция Бесселя первого рода;  $\dot{k} = \sqrt{2i}/\delta$ .

Для случая  $r \geq R$  электромагнитное поле является потенциальным, то есть удовлетворяет уравнению  $\text{rot } \bar{H} = 0$ , или  $\bar{H} = \text{grad } \dot{\Omega}$ , где потенциал  $\dot{\Omega}$  находится из выражения

$$\dot{\Omega} = \dot{H}r \cos \theta + \dot{C} \cos \frac{\theta}{r}. \quad (6.7)$$

Здесь  $\dot{C}$  – константа. В цилиндрической системе координат справедливы выражения

$$\dot{H}_r = \frac{\partial \dot{\Omega}}{\partial r}, \quad \dot{H}_\theta = \frac{1}{r} \frac{\partial \dot{\Omega}}{\partial \theta}, \quad (6.8)$$

где  $H_r$  и  $H_\theta$  – составляющие напряженности магнитного поля. Граничные условия определяются соотношениями

$$\frac{\partial H_\theta}{\partial t}(r \leq R) = \frac{\partial H_\theta}{\partial t}(r \geq R); \quad (6.9)$$

$$\mu_0 \mu_r \frac{\partial H_r}{\partial t}(r \leq R) = \mu_0 \frac{\partial H_r}{\partial t}(r \geq R). \quad (6.10)$$

Используя (6.3), (6.4) и (6.8), получим

$$\frac{1}{\mu_0 \mu_r \sigma} \frac{\partial j}{\partial r} = \frac{1}{r} \frac{\partial \dot{\Omega}}{\partial \theta}, \quad (6.11)$$

$$-\frac{1}{\sigma r} \frac{\partial j}{\partial \theta} = \frac{\partial \dot{\Omega}}{\partial r}. \quad (6.12)$$

Подставив выражения (6.6) и (6.7) в уравнения (6.11) и (6.12) и решая эту систему при  $r = R$ , получим выражения для констант  $\dot{N}$  и  $\dot{C}$

$$\dot{N} = \frac{2\dot{H}_0 \mu_r R \sigma}{\dot{k} R \left[ I_0(\dot{k} R) + \frac{\mu_r + 1}{\dot{k} R} I_1(\dot{k} R) \right]}, \quad (6.13)$$

$$\dot{C} = \dot{H}_0 R^2 \left\{ \frac{2\mu_r I_1(\dot{k} R)}{\dot{k} R \left[ I_0(\dot{k} R) + \frac{\mu_r - 1}{\dot{k} R} I_1(\dot{k} R) \right]} \right\}, \quad (6.14)$$

где  $I_0$  – модифицированная функция Бесселя первого рода;  $H_0$  – напряженность возбуждающего магнитного поля. В дальнейшем будем использовать понятие напряженности поперечного магнитного поля, выражение для которой имеет вид

$$\dot{H}_\perp = \dot{H}_r \sin \theta - \dot{H}_\theta \cos \theta. \quad (6.15)$$

В итоге для области  $r \leq R$

$$\dot{H}_\perp = \dot{H}_0 \frac{I_0(\dot{k} R) - I_2(\dot{k} R) \cos 2\theta}{I_0(\dot{k} R) + \frac{\mu_r - 1}{\dot{k} R} I_1(\dot{k} R)}, \quad (6.16)$$

а для  $R \leq r \leq \infty$

$$\dot{H}_{\perp} = \dot{H}_0 \left[ \frac{I_2(\dot{k} R) - \frac{\mu_r - 1}{\dot{k} R} I_1(\dot{k} R)}{I_0(\dot{k} R) + \frac{\mu_r - 1}{\dot{k} R} I_1(\dot{k} R)} \frac{R^2}{r^2} \cos 2\theta \right], \quad (6.17)$$

где  $I_2$  – модифицированная функция Бесселя первого рода.

В практике неразрушающего контроля и измерений используется выражение для напряженности результирующего поперечного переменного магнитного поля снаружи изделия, так как оно характеризует реакцию цилиндрического объекта на возбуждающее внешнее поле.

Для немагнитного изделия ( $\mu_r \approx 1$ ) выражение (6.17) упрощается и принимает вид [20]

$$\dot{H}_{\perp} = \dot{H}_0 \left[ 1 - \frac{I_2(\dot{k} R)}{I_0(\dot{k} R)} \frac{R^2}{r^2} \cos 2\theta \right], \quad (6.18)$$

Характерной особенностью выражений для расчета внешней напряженности магнитного поля (формулы (6.17) и (6.18)) является зависимость величины  $\dot{H}_{\perp}$  от угловой координаты  $\theta$ .

Величину внешнего результирующего магнитного потока можно определить из соотношения

$$\Phi_p = \mu_0 \int_S \dot{H}_{\perp} dS, \quad (6.19)$$

где  $S$  – площадь поверхности измерительной катушки ИК, которая пронизывается магнитным потоком.

Для того чтобы преобразователь измерял непосредственно реакцию цилиндрического изделия на внешнее возбуждающее поле, введем понятие разностного нормированного магнитного потока равного  $(\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p) / \dot{\Phi}_0$ , где  $\dot{\Phi}_0$  – магнитный поток возбуждающего поля, пронизывающий измерительную катушку ИК в отсутствие изделия. Воспользовавшись выраже-

ниями (6.17), (6.18) и (6.19), получим формулу для определения этого потока, которая имеет вид

$$\lambda \frac{\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p}{\dot{\Phi}_0} = \frac{I_2(x\sqrt{i})}{I_0(x\sqrt{i})}, \quad (6.20)$$

где  $\lambda$  – безразмерная геометрическая функция, которая зависит от формы, размеров датчика, цилиндрического изделия и их взаимного расположения;  $x$  – обобщенный параметр

$$x = R\sqrt{\mu_0\sigma\omega}. \quad (6.21)$$

Конкретный вид геометрической функции  $\lambda$  определяется при интегрировании выражения (6.17) с учетом конечных размеров измерительной катушки, цилиндрического изделия и их взаимного расположения.

Для изделий с  $\mu_r \neq 1$  соотношение для разностного нормированного магнитного потока будет иметь вид

$$\lambda \frac{\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p}{\dot{\Phi}_0} = \frac{I_2(x\sqrt{i}) - \frac{\mu_r - 1}{x\sqrt{i}} I_1(x\sqrt{i})}{I_0(x\sqrt{i}) + \frac{\mu_r - 1}{x\sqrt{i}} I_1(x\sqrt{i})}, \quad (6.22)$$

Безразмерная геометрическая функция для круглой ИК, плоскость которой перпендикулярна к исходному магнитному полю, определяется выражением [21]

$$\lambda = \frac{1}{2\left(\frac{R}{a_2}\right)^2 \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + (a_2/X_0)^2}}\right]}, \quad (6.23)$$

где  $a_2$  – средний радиус ИК;  $X_0$  – расстояние от центра изделия до середины ИК. Расположение такой измерительной катушки и необходимые размеры

показаны на рис.6.2, а. В случае прямоугольной измерительной катушки эта функция выражается соотношением

$$\lambda = \frac{1}{\frac{R^2}{X_0(z_2 - z_1)} \left[ \frac{z_2 / X_0}{1 + (z_2 / X_0)^2} - \frac{z_1 / X_0}{1 + (z_1 / X_0)^2} \right]}, \quad (6.24)$$

где  $z_1, z_2$  и  $X_0$  указаны на рис.6.2, б. Учитывая, что  $I_2(x\sqrt{i}) = I_0(x\sqrt{i}) - \frac{2I_1(x\sqrt{i})}{x\sqrt{i}}$ , из выражения (6.20) получим

$$\lambda \frac{\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p}{\dot{\Phi}_0} = 1 - \frac{2\sqrt{2}I_1(x\sqrt{i})}{(1+i)xI_0(x\sqrt{i})}, \quad (6.25)$$

Пусть  $\frac{I_1(x\sqrt{i})}{xI_0(x\sqrt{i})} = \dot{A}$ , тогда модуль и фазу разностного нормированно-

го магнитного потока можно записать в виде

$$\left| \lambda \frac{\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p}{\dot{\Phi}_0} \right| = \left| \lambda \frac{\Delta \dot{\Phi}}{\dot{\Phi}_0} \right| = \sqrt{1 - \sqrt{2}(\operatorname{Re} \dot{A} + \operatorname{Im} \dot{A}) + |\dot{A}|^2}, \quad (6.26)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\operatorname{Re} \dot{A} - \operatorname{Im} \dot{A}}{\sqrt{2} - (\operatorname{Re} \dot{A} + \operatorname{Im} \dot{A})}, \quad (6.27)$$

где  $\operatorname{Re} \dot{A}$ ,  $\operatorname{Im} \dot{A}$  и  $|\dot{A}|$  – действительная, мнимая части и модуль комплексной величины  $\dot{A}$ ;  $\varphi$  – угол сдвига фаз между потоками  $\dot{\Phi}_0$  и  $\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p$ .

Выразив  $I_0(x\sqrt{i})$  и  $I_1(x\sqrt{i})$  через *ber*-, *bei*- функции нулевого и первого порядков, получим выражения для  $\operatorname{Re} \dot{A}$ ,  $\operatorname{Im} \dot{A}$  и  $|\dot{A}|$ .

$$\operatorname{Re} \dot{A} = \frac{2}{x} \frac{\operatorname{ber} x \cdot \operatorname{bei}_1 x - \operatorname{ber}_1 x \cdot \operatorname{bei} x}{\operatorname{ber}^2 x + \operatorname{bei}^2 x}; \quad (6.28)$$

$$\text{Im} \dot{A} = -\frac{2 \text{ber}_1 x \cdot \text{ber} x + \text{bei}_1 x \cdot \text{bei} x}{x \text{ber}^2 x + \text{bei}^2 x}; \quad (6.29)$$

$$|\dot{A}| = \sqrt{\text{Re}^2 \dot{A} + \text{Im}^2 \dot{A}}. \quad (6.30)$$

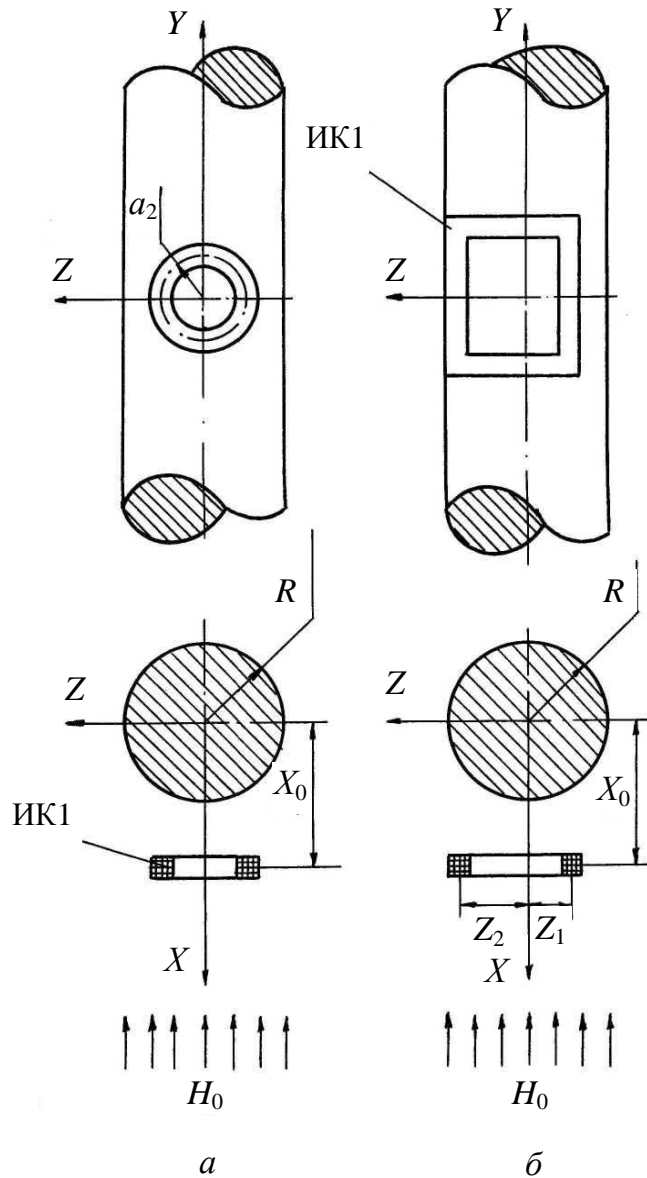


Рисунок 6.2 – Расположение круглой (а) и прямоугольной (б) измерительных катушек вблизи изделия



На рис.6.3 приведены графические зависимости: кривая 1 –  $\text{Re } \dot{A} = f(x)$ ; 2 –  $\text{Im } \dot{A} = f(x)$  и 3 –  $|\dot{A}| = f(x)$ .

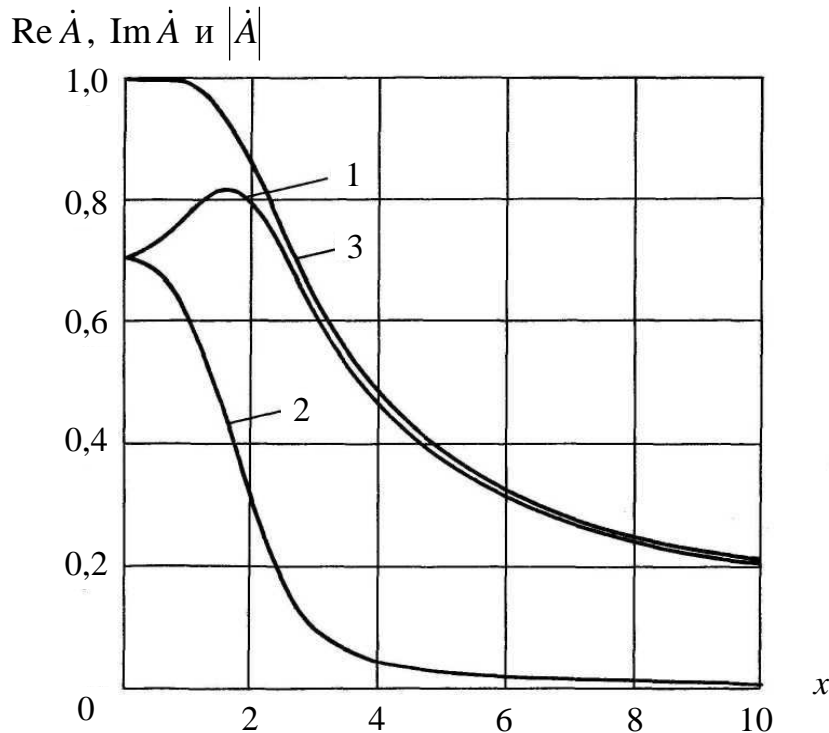


Рисунок 6.3 – Зависимость реальной, мнимой частей и модуля  $\dot{A}$  от  $x$

Подставив соотношения (6.28) – (6.30) в выражения (6.26) и (6.27) и учитывая, что  $ber_1x = \frac{1}{\sqrt{2}}(ber'x - bei'x)$  и  $bei_1x = \frac{1}{\sqrt{2}}(ber'x + bei'x)$ , запишем формулу для модуля и фазы разностного нормированного магнитного потока в виде

$$\left| \lambda \frac{\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p}{\dot{\Phi}_0} \right| = \sqrt{1 - \frac{4}{x^2} \frac{xber'x \cdot bei'x - xbei'x \cdot ber'x - ber'^2x - bei'^2x}{ber^2x + bei^2x}}, \quad (6.31)$$

$$tg\varphi = \frac{\frac{2}{x}(ber'x \cdot ber'x + bei'x \cdot bei'x)}{ber^2x + bei^2x - \frac{2}{x}(ber'x \cdot bei'x - bei'x \cdot ber'x)}, \quad (6.32)$$

где знак "штрих" означает производную по аргументу.

На рис.6.4, 6.5 приведены графические зависимости  $\left| \lambda \frac{\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p}{\dot{\Phi}_0} \right| = f(x)$

и  $\text{ctg } \varphi = f(x)$  соответственно. В практике возникает необходимость измерений на низких частотах и при малых радиусах ( $x \leq 1$ ) а также на высоких частотах и при больших радиусах ( $x \geq 10$ ) цилиндрических изделий. В этих случаях можно использовать приближенные формулы, получаемые разложением бесселевых функций в степенные ряды. Эти формулы имеют вид

для  $x \leq 1$

$$\left| \lambda \frac{\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p}{\dot{\Phi}_0} \right| = \sqrt{\frac{1 - \frac{1}{576}x^4 + \frac{1}{147456}x^8}{1 + \frac{1}{32}x^4 + \frac{1}{4096}x^8}}, \quad (6.33)$$

$$\text{ctg } \varphi = \frac{1}{6}x^2 \frac{1 - \frac{1}{576}x^4}{1 - \frac{1}{384}x^4}, \quad (6.34)$$

для  $x \geq 10$

$$\left| \lambda \frac{\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p}{\dot{\Phi}_0} \right| = \sqrt{\frac{1 - \frac{15\sqrt{2}}{8x} + \frac{225}{64x^2}}{1 + \frac{\sqrt{2}}{8x} - \frac{1}{64x^2}}}, \quad (6.35)$$

$$\text{ctg } \varphi = \frac{1}{\sqrt{2}}x \frac{1 - \frac{7\sqrt{2}}{8x} - \frac{1}{64x^2}}{1 - \frac{3}{4\sqrt{2}x}}, \quad (6.36)$$

При построении кривой рис.6.5 использовалась функция  $\text{ctg } \varphi$ , поскольку эта зависимость практически линейна.

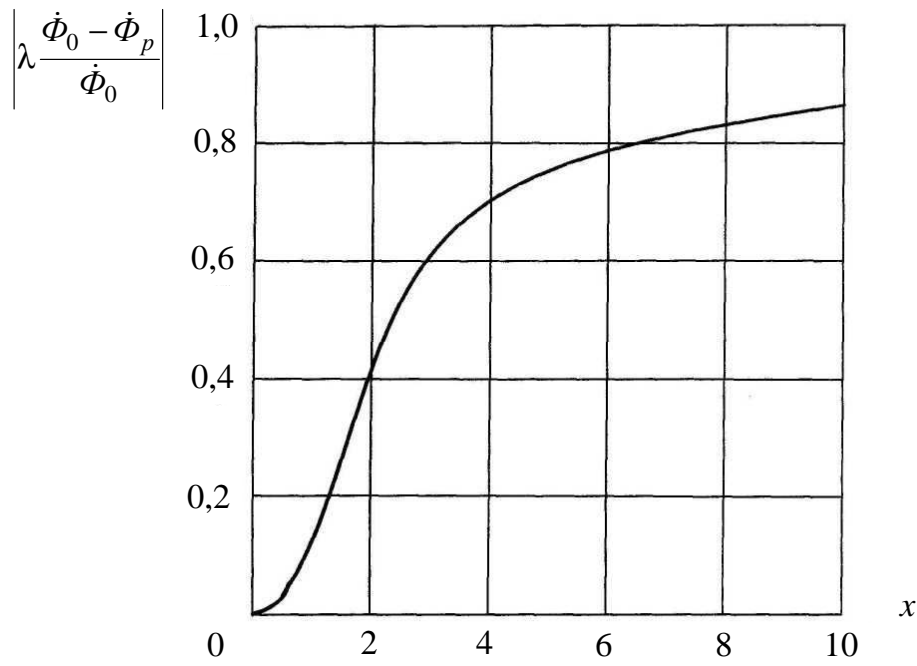


Рисунок 6.4 – Зависимость амплитуды разностного нормированного магнитного потока от величины обобщенного параметра

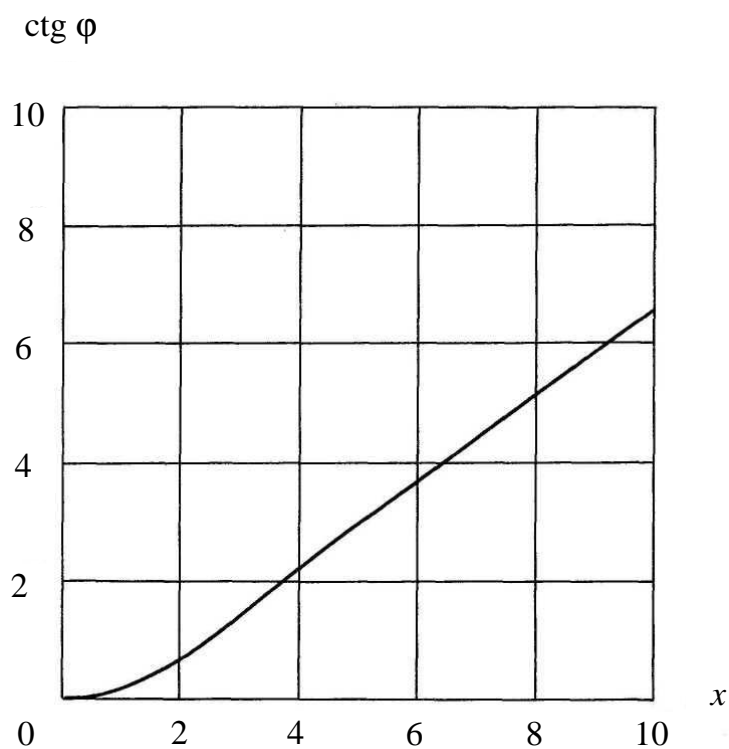


Рисунок 6.5 – Зависимость фазы разностного нормированного магнитного потока от величины x

Так как в качестве аргумента применяется обобщенный параметр  $x$ , то представленные на рис.6.4, 6.5 зависимости являются универсальными и распространяются на цилиндрические изделия с различными величинами диаметров и удельных электрических проводимостей  $\sigma$ .

Полученные выше соотношения дают возможность установить определенную последовательность действий, необходимую для измерения величины  $\sigma$ . При этом возможны два случая.

Первый из них (амплитудный) состоит в том, что по измеренной величине разностной нормированной ЭДС, пропорциональной разностному нормированному магнитному потоку, и известной геометрической функции  $\lambda$  из графической зависимости рис.6.4 либо по таблице находят обобщенный параметр  $x$ . При использовании второго метода (фазового) по измеренному значению угла  $\varphi$  из графика рис.6.5 также находят параметр  $x$ . Величину удельной электрической проводимости  $\sigma$  при использовании как амплитудного, так и фазового методов рассчитывают по формуле

$$\sigma = \frac{x^2}{R^2 \mu_0 \omega}. \quad (6.37)$$

Следует отметить, что полученное значение  $\sigma$  соответствует величине продольной удельной электрической проводимости, поскольку при выбранном направлении напряженности возбуждающего поля она определяется зондирующими вихревыми токами, текущими вдоль образующей цилиндрического изделия.

Анализ выражений (6.31), (6.32) показывает, что фаза разностного нормированного магнитного потока  $\varphi$  не зависит от геометрической функции  $\lambda$ , то есть от размеров измерительной катушки, изделия и расстояния между ними. Это дает возможность проведения фазовых измерений и контроля удельной электрической проводимости изделий практически без отстройки от такого существенного мешающего фактора, как воздушный зазор между изделием и измерительной катушкой, что важно в практике неразрушающего контроля. В то же время амплитудные измерения удельной электрической проводимости требуют учета геометрических факторов (размеры датчика, изделия и их взаимное расположение).

## **6.2. Описание устройств, реализующих амплитудный и фазовый методы определения $\sigma$**

Одним из главных элементов при разработке устройств, реализующих предложенные методы, является источник однородного магнитного поля. В существующих накладных преобразователях, как правило, используются источники неоднородного магнитного поля [1, 2, 5], которые, как указывалось, наряду с главным преимуществом (локализация области измерения и контроля) имеют существенные недостатки, связанные с зависимостью результатов измерений от расположения изделия и сложностью теоретического обоснования, включая анализ характеристик, в том числе поведение погрешности измерений при различных режимах работы. В этом смысле более предпочтительным является использование первичных преобразователей с однородным магнитным полем.

В качестве источников такого поля могут быть достаточно длинные проходные и комбинированные преобразователи, внутри которых магнитное поле направлено вдоль изделия [1]. Проходные преобразователи соленоидального типа обладают тем важным преимуществом, что на результаты измерений практически не оказывает влияния положение изделия внутри преобразователя. Однако такие поля имеют ряд существенных недостатков, обусловленных прежде всего большой протяженностью участка магнитного поля (отсюда получение усредненных по длине изделия измеряемых характеристик) и трудностью свободного доступа к исследуемому объекту при неразрушающем контроле другими преобразователями. Кроме того, как уже указывалось, с помощью проходных преобразователей можно измерять усредненную по объему изделия поперечную удельную электрическую проводимость. Все эти недостатки в той или иной мере присущи и комбинированным преобразователям с магнитным полем, направленным вдоль цилиндрического изделия [1].

Поскольку стоит задача бесконтактного измерения продольной электрической проводимости, то в этом случае необходимо выбрать такие преобразователи, возбуждающее поле которых направлено перпендикулярно образующей цилиндрического изделия. Очевидно, в этом случае необходимо использовать иные, чем описуемые в [1] комбинированные преобразователи. Среди последних можно выделить следующие: электромагниты с

воздушным зазором; соленоидальные протяженные катушки с изделием, которое проходит через последнюю перпендикулярно образующей по середине соленоида; катушки Гельмгольца с изделием, размещенным по оси, проходящей через центр параллельно плоскостям катушек.

Что касается использования электромагнитов в практике неразрушающего контроля, то здесь следует отметить, что такой источник поля может быть применен только для изделий с относительно малым диаметром, исследование которых осуществляться должно в низкочастотном диапазоне (из-за наличия ферромагнитного сердечника). Рост диаметра изделия, а значит и воздушного зазора, приводит к увеличению габаритов магнитопровода при условии постоянства протяженности участка магнитного поля.

Комбинированный преобразователь с соленоидальной катушкой, создающей поле перпендикулярно цилиндрическому изделию, хотя и обладает тем важным преимуществом, что имеет достаточно однородное поперечное магнитное поле на малой длине изделия, но он не нашел широкого использования в связи со сложностью конструкции и ограниченным доступом к контролируемому изделию.

Катушки Гельмгольца, создающие переменное магнитное поле перпендикулярно изделию, наиболее полно удовлетворяют требованиям однородности магнитного поля, его небольшой протяженности, свободного доступа к объекту контроля, возможности исследования широкого ассортимента цилиндрических изделий одним и тем же преобразователем и контроля весьма протяженных изделий (провока, буровая колонна, трубы и др.). Таким образом, комбинированный преобразователь на основе сочетания катушек Гельмгольца с поперечным полем относительно образца и измерительной катушки, плоскость которой перпендикулярна возбуждающему полю, и будет использован при построении устройств, реализующих предлагаемые методы бесконтактного измерения продольной удельной электрической проводимости.

С точки зрения требований высокой чувствительности к ответной реакции изделия на возбуждающее поле и малых погрешностей, исходя из сути описанных выше разностных методов (амплитудного и фазового), очевидно, реализующие их устройства должны быть основаны на дифференциальных принципах измерений.

На рис.6.6 представлена электрическая схема устройства для измерения удельной электрической проводимости разностным амплитудным методом. В схеме используются две пары идентичных катушек Гельмгольца (рабочие – КГР и компенсационные – КГК), включенных последовательно-согласно. Питание схемы осуществляется от генератора  $G$  синусоидальных напряжений. В намагничивающей цепи предусмотрены устройства для регулировки  $R_C$  и регистрации  $PA$  величины тока. Используются две измерительные катушки (рабочая – ИК1 и компенсационная ИК2). ИК1 расположена вблизи образца  $O$  (рис.6.6), а ИК2 помещена в магнитное поле катушек КГК. Измерительные катушки включены последовательно-встречно. Вместо компенсационных устройств может быть использована переменная взаимоиנדуктивность (вариометр), первичная обмотка которой включается последовательно-согласно с КГР, а вторичная – последовательно-встречно с ИК1.

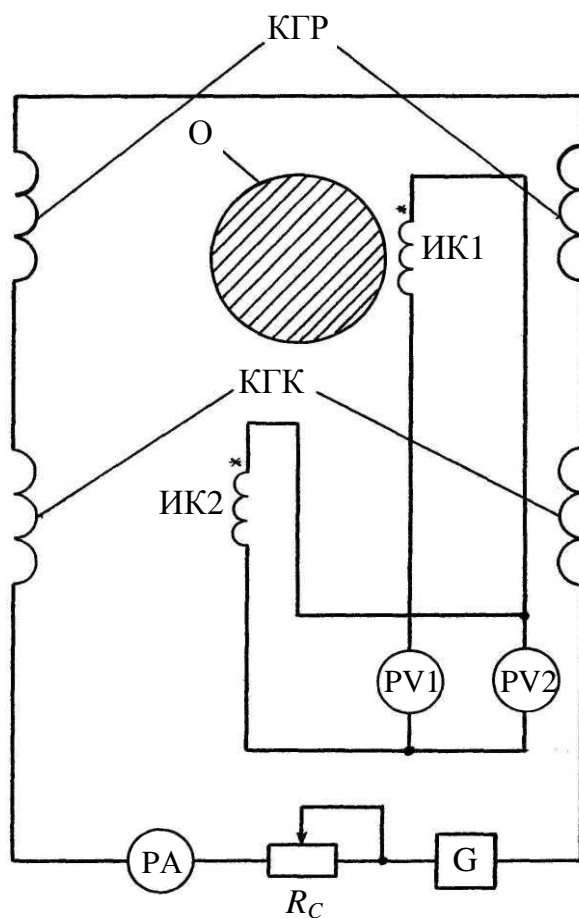


Рисунок 6.6 – Электрическая схема устройства для измерения  $\sigma$  разностным амплитудным методом

Настройку схемы осуществляют таким образом, чтобы в отсутствие образца разностная ЭДС  $\Delta E$  измерительных катушек была равной нулю. Последнее достигается подбором числа витков ИК2 либо вариометром.

Величина  $\Delta E$ , пропорциональная  $\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p$  измеряется вольтметром PV1, а ЭДС  $E_0$ , наведенную потоком  $\dot{\Phi}_0$ , определяют с помощью вольтметра PV2.

На рис.6.7 показана электрическая схема разностных фазовых измерений. В отличие от предыдущей схемы в качестве измерительного прибора она содержит фазометр  $\Phi$ , который измеряет разность сдвига фаз между  $\Delta E$  и  $E_0$  (то есть тот же угол между  $\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p$  и  $\dot{\Phi}_0$ ).

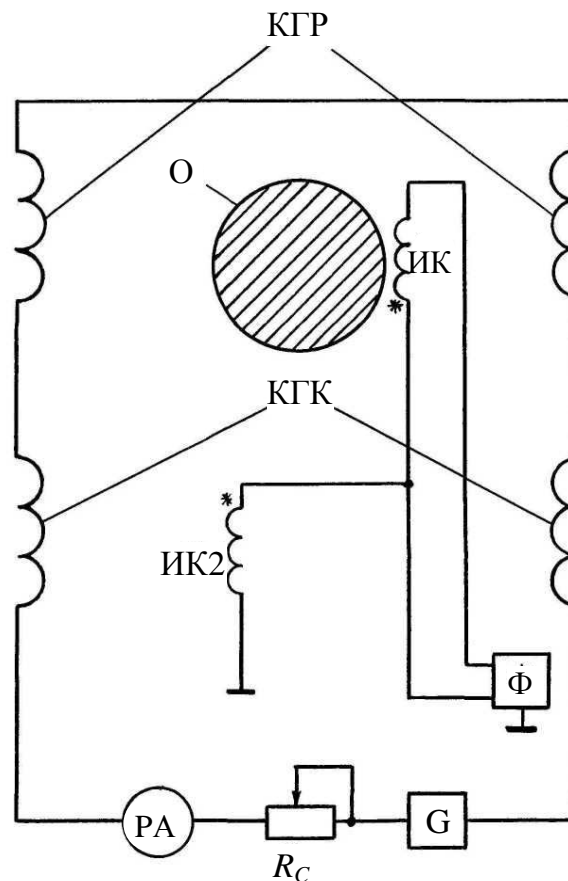


Рис.6.7 – Электрическая схема устройства для измерения  $\sigma$  разностным фазовым методом

Введение обобщенных безразмерных параметров, характеризующих магнитное поле, геометрию изделия, измерительной катушки и их взаимное расположение, а также установление функциональных связей между этими



параметрами и электрическими сигналами позволяет решить важную для практики задачу, связанную с определением ожидаемых выходных сигналов по заданным значениям характеристик изделий. Решение такой задачи дает возможность осуществить расчёт первичного преобразователя, установить пределы измерений и выбрать измерительную аппаратуру.

Для случая разностных методов измерений последовательность действий при определении величин электрических сигналов (амплитуда и фазы разностной нормированной ЭДС) следующая. При заданной частоте возбуждающего магнитного поля и минимальных значениях  $\sigma$  и  $R$  по формуле (6.21) вычисляют обобщенный параметр  $x$ . Из графических зависимостей рис.6.4, 6.5 определяют амплитуду и фазу разностной нормированной ЭДС. При этом функция  $\lambda$  рассчитывается по соотношениям (6.23), (6.24) исходя из заданных размеров ИК1, изделия и их взаимного расположения. Значение амплитуды и фазы разностной нормированной ЭДС можно получить для вычисленного  $x$ , используя соотношения (6.26) – (6.30) либо формулы (6.26), (6.27) и графические зависимости рис.6.3. Зная параметры ИК1 и значение напряженности возбуждающего магнитного поля, определяют численное значение ЭДС  $E_0$  при данной частоте и в итоге рассчитывают разностную ЭДС  $\Delta E$ . Аналогичная расчетная процедура выполняется для случая больших радиусов и величин удельной электрической проводимости изделия.

В качестве источника однородного магнитного поля использовались катушки Гельмгольца с параметрами: число витков на каждом кольце  $W_n = 145$ ;  $R_k = 0,124$  м. Величина напряженности возбуждающего магнитного поля в центре катушек оценивалась исходя из соотношения

$$H_0 = \frac{8}{5\sqrt{5}} \frac{I_n W_n}{R_k}, \quad (6.38)$$

где  $I_n$  – величина тока в катушках. Зоны однородности напряженности магнитного поля в рабочем объеме катушек Гельмгольца определялись экспериментально. Данные экспериментов показывают, что участок однородного поля вдоль продольной оси КГР составляет  $0,85R_k$ , а вдоль оси изделия –  $0,90R_k$ . В обоих случаях неоднородность магнитного поля не превышала 1 %.

Измерительная катушка ИК1 имела средний радиус  $a_2 = 11,3 \cdot 10^{-3}$  м,

длина  $3 \cdot 10^{-3}$  м, число витков 1000. Расстояние  $X_0$  устанавливалось в пределах  $(22,5 \div 22,7) 10^{-3}$  м.

В результате расчетов амплитуды и фазы разностной нормированной ЭДС определяют диапазоны изменения электрических сигналов, по которым выбирают измерительную аппаратуру. Следует отметить, что ограничение на величину разностной ЭДС  $\Delta E$  обусловлено, в основном, порогом чувствительности к входным сигналам существующих измерителей фазовых сдвигов.

Для проверки качества расчета ожидаемых сигналов были проведены эксперименты на конкретных образцах из различных материалов. Ниже в таблице приведены результаты измеренных, рассчитанных величин амплитуд и фаз нормированных разностных (табл.6.1).

Из таблицы видно, что измеренные и вычисленные по предлагаемой методике величины параметров нормированных ЭДС отличаются в пределах точности измерительной аппаратуры.

Предлагаемые модели расчета позволяют кроме определения амплитуд и фаз нормированных потоков (ЭДС), найти закономерности распределения характеристик электромагнитного поля в пространстве вокруг проводящего цилиндрического изделия.

В настоящем подразделе рассматривалась методика расчетов пределов измерений вихретоковых устройств. Однако определение рациональных режимов работы таких преобразователей связано с анализом поведения таких характеристик, как чувствительность и погрешность измерений  $\sigma$  в зависимости от обобщенного параметра  $x$ .

### **6.3 Выбор рациональных режимов работы устройств с точки зрения чувствительностей и погрешностей**

При расчете характеристик устройств целесообразно определить зависимости чувствительностей и погрешностей не от величины удельной электрической проводимости, а от обобщенного параметра, куда входит величина  $\sigma$ . Такой подход к решению задачи позволяет с помощью дискретного изменения частоты возбуждающего поля исследовать изделия с различными геометрическими характеристиками и физическими свойствами в оптимальных режимах.

Таблица 6.1 – Результаты рассчитанных и измеренных величин амплитуд и фаз нормированных разностных ЭДС

$$a_2 = 11,3 \cdot 10^{-3} \text{ м}$$

Измеренные величины										Вычисленные величины			
Материал	$R \cdot 10^{-3}$ , м	$\sigma \cdot 10^7$ , См/м	$\omega$ , 1/с	$X_0 \cdot 10^{-3}$ , м	$\Delta E, \text{В}$	$E_0, \text{В}$	$\lambda$	$\lambda \Delta E / E_0$	$\varphi$ , град	$x$	$ \lambda \Delta \Phi / \Phi_0 $	$tg \varphi$	$\varphi$ , град
X18H10T	18,96	0,135	4200π	22,5	0,313	0,869	1,670	0,601	38,0	2,84	0,594	0,791465	38,3
АМг 6	18,97	1,89	340π	22,5	0,106	0,289	1,668	0,612	35,1	3,02	0,619	0,710354	35,4
Сплав меди	18,97	4,74	140π	22,5	0,0553	0,1465	1,668	0,630	34,7	3,07	0,626	0,690582	34,6
Сплав меди	18,99	6,04	110π	22,5	0,0423	0,1135	1,665	0,621	35,0	3,07	0,626	0,690582	34,6
Д16	17,00	1,77	440π	22,5	0,0332	0,112	2,077	0,616	36,4	2,98	0,614	0,726957	36,0
ЛС 63	17,00	1,54	500π	22,5	0,037	0,127	2,077	0,605	36,8	2,95	0,611	0,735579	36,3
X18H10T	11,77	0,142	7000π	22,7	0,086	0,770	4,398	0,491	48,8	2,33	0,497	0,137684	48,7
Д16	11,75	1,73	960π	22,7	0,0695	0,500	4,413	0,613	35,7	3,00	0,617	0,718481	35,7
ЛС 63	11,74	1,53	1040π	22,7	0,0314	0,226	4,421	0,614	36,5	2,94	0,609	0,744351	36,6

Для определения дифференциальной чувствительности устройств, реализующих амплитудный и фазовый разностные методы, воспользуемся зависимостями, приведенными на рис.6.4 и 6.5. При этом формула для чувствительности устройства, основанного на амплитудных измерениях имеет вид

$$S_k = \frac{dK}{dx}, \quad (6.39)$$

где  $K = \lambda \Delta E / E_0$ .

Поскольку при амплитудных измерениях предполагаются фиксированные значения  $\lambda$  и  $E_0$ , то, очевидно, что чувствительность  $S_k$  является одновременно и чувствительностью полезного сигнала  $\Delta E$  к обобщенному параметру.

Производную  $dK/dx$  определим с помощью графического дифференцирования кривой рис.6.4 либо приближенно, причем  $S_k \approx \Delta K / \Delta x$ , где  $\Delta K$  и  $\Delta x$  – приращения соответствующих величин в рабочей точке.

Чувствительность устройства на основе фазового разностного метода определяют по формуле

$$S_\varphi = \frac{d\varphi}{dx} = -\sin^2 \varphi \frac{d \operatorname{ctg} \varphi}{dx}, \quad (6.40)$$

где угол  $\varphi$  выбирается в рабочей точке. Расчет этой чувствительности проводят аналогично предыдущему случаю. Чувствительность  $S_\varphi$  представляет собой чувствительность измерителя разности фаз к параметру  $x$ .

На рис.6.8, 6.9 показаны зависимости чувствительностей  $S_k$  и  $S_\varphi$  от величины  $x$ . Как видно, максимальные значения чувствительностей в обоих методах измерений наступают при  $x \approx 1,6 \div 1,8$ . Такое совпадение значений чувствительностей связано с наибольшей ответной реакцией изделия на внешнее поле, заключающейся в том, что производные амплитуды и фазы относительного разностного магнитного потока по обобщенному параметру имеют максимумы при данном  $x$  [21].

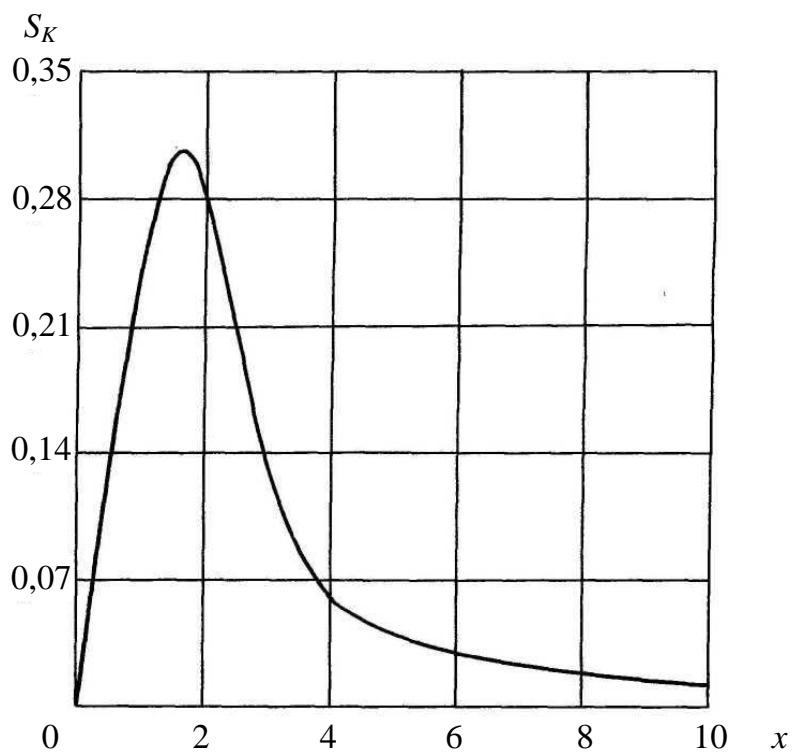


Рис.6.8 – Зависимость чувствительности разностных амплитудных измерений  $\sigma$  от величины  $x$

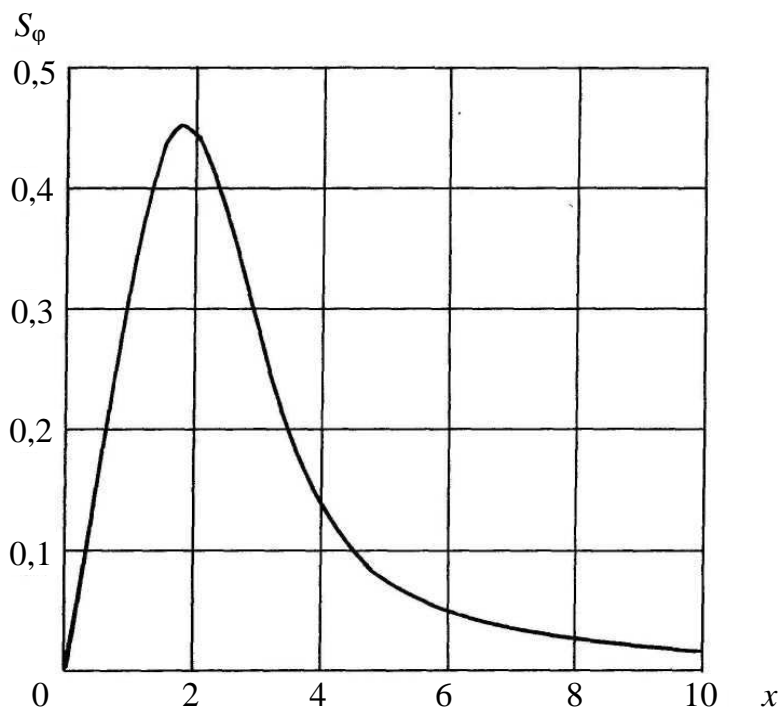


Рис.6.9 – Зависимость чувствительности разностных фазовых измерений  $\sigma$  от величины  $x$

При описании разностных методов измерений удельной электрической проводимости было показано, что необходимо придерживаться определенной последовательности действий. Эту же последовательность нужно сохранить при определении погрешностей измерительных устройств. Действительно, погрешности измерений амплитуды и фазы разностной нормированной ЭДС приводят к погрешности определения  $x$ , которая, в свою очередь, вызывает ошибки в нахождении  $\sigma$ .

Поскольку в рассматриваемых случаях измерения носят косвенный характер и установлены функциональные связи между параметрами, то для нахождения погрешностей измерений  $\sigma$  воспользуемся классической методикой определения погрешностей косвенных измерений.

Обозначим зависимости, представленные на рис.6.4, 6.5, как

$$x = f_1(K), \quad (6.41)$$

$$x = f_2(M), \quad M = \operatorname{ctg}\varphi, \quad (6.42)$$

Используя выражения (6.23), (6.24), (6.37), (6.41), (6.42) и результаты работы [13], получим выражения для оценки относительных значений погрешностей определения  $\sigma$  амплитудного и фазового разностных методов в случае косвенных измерений. Поскольку относительные погрешности параметров, входящие в выражения (6.23), (6.24), (6.31), (6.32), (6.37), (6.41) и (6.42), носят случайный характер и не зависят друг от друга, то, как указано в работе [13], более целесообразно оценивать погрешности косвенных измерений при доверительной вероятности 0,95, исходя из выражений

$$\gamma_{\sigma k} = 1,1\sqrt{(2C_k)^2[(2\gamma_{X_0})^2 + (2\gamma_R)^2 + \gamma_{\Delta E}^2 + \gamma_{\Delta E_0}^2] + \gamma_{\omega}^2 + (2\gamma_R)^2 + \gamma_{kH}^2}; \quad (6.43)$$

$$\gamma_{\sigma\varphi} = 1,1\sqrt{(C_{\varphi}\gamma_{\varphi})^2 + \gamma_{\omega}^2 + (2\gamma_R)^2 + \gamma_{\varphi H}^2}, \quad (6.44)$$

где  $\gamma_{X_0}$ ,  $\gamma_R$ ,  $\gamma_{\Delta E}$ ,  $\gamma_{E_0}$ ,  $\gamma_{\omega}$ ,  $\gamma_{\varphi}$  – относительные значения погрешностей параметров, соответствующих указанным индексам;

$$C_k = \frac{f_1'(K)K}{x} \text{ и } C_\varphi = \frac{4\varphi}{\sin 2\varphi} \frac{f_2'(M)M}{x}$$

$C_k$  и  $C_\varphi$  – коэффициенты влияния;  $f_1'(K)$  и  $f_2'(M)$  – производные функций по аргументам, указанным в скобках ( $f_1'(K) \approx \Delta x / \Delta K$ ;  $f_2'(M) \approx \Delta x / \Delta M$ );  $\gamma_{кн}$  и  $\gamma_{\phiн}$  – относительные значения погрешностей, связанные с небалансом ИК1 и ИК2 в отсутствие изделия. Последние составляющие погрешностей определяются отношениями абсолютных амплитудных и фазовых сигналов небалансов к соответствующим минимальным полезным сигналам. Для уменьшения погрешности  $\gamma_{\phiн}$  в отсутствие образца можно применить коррекцию угла  $\varphi \rightarrow 0$ , используя фазовращатель.

Если принять характерные численные значения относительных погрешностей измерений параметров электрической цепи, размеров изделия и координат, определяющих расположение датчика, таких как  $\gamma_{x0} = 0,5 \%$ ;  $0,2 \%$ ;  $\gamma_R = 0,5 \%$ ;  $\gamma_{\Delta E} = 0,5 \%$ ;  $\gamma_{E0} = 0,5 \%$ ;  $\gamma_\omega = 0,1 \%$ ;  $\gamma_\varphi = 1 \%$ ;  $\gamma_{кн} = 0,2 \%$ ;  $\gamma_{\phiн} = 0,2 \%$  и вычислить коэффициенты влияния в соответствующих точках функций (6.41), (6.42) и их производных, то получим зависимости  $\gamma_{\sigma K}$  и  $\gamma_{\sigma\varphi}$  от обобщенного параметра  $x$ . Эти зависимости приведены на рис.6.10, 6.11. Кривые 1 и 2 рис.6.10 рассчитаны для  $\gamma_{x0} = 0,5 \%$  и  $0,2 \%$  соответственно.

Результаты измерений амплитудным разностным методом дают монотонное возрастание значений погрешностей с увеличением параметра  $x$ . Это существенно ограничивает частотный диапазон амплитудных измерений с точки зрения точностных характеристик. Кроме того, как видно из рис.6.10, для уменьшения погрешности  $\gamma_{\sigma K}$  необходимо достаточно точное определение величины расстояния  $X_0$ . Требования к остальным допускам на точность установки первичного преобразователя (ИК1) относительно изделия являются менее жесткими.

Зависимость  $\gamma_{\sigma\varphi} = f(x)$  имеет минимум погрешности при  $x \approx 3,3$ . Для  $x > 3,3$  погрешности измерений фазовым методом стремятся к постоянной величине, равной  $2,5 \%$ . При  $x < 3,3$  наблюдается возрастание погрешности  $\gamma_{\sigma\varphi}$ , связанное с ростом коэффициента влияния  $C_\varphi$ , так как  $\varphi \rightarrow \pi/2$ .

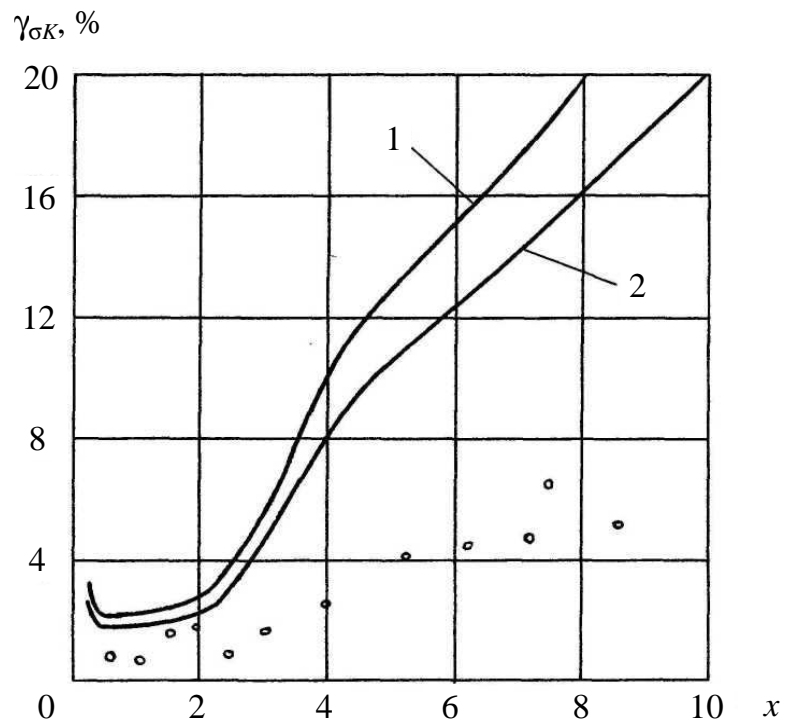


Рисунок 6.10 – Зависимость погрешности разностных амплитудных измерений  $\sigma$  от величины  $x$

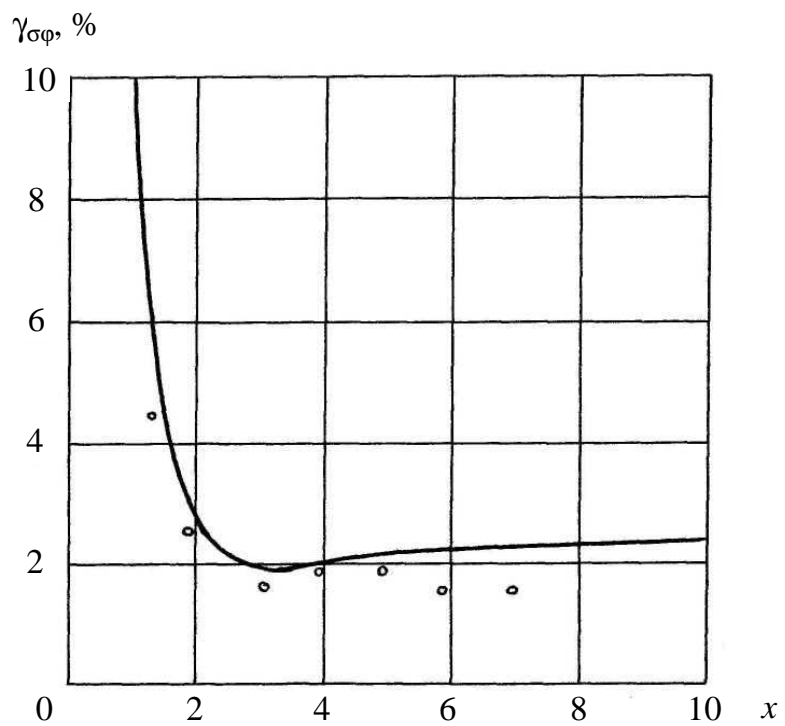


Рисунок 6.11 – Зависимость погрешности разностных фазовых измерений  $\sigma$  от величины  $x$



К преимуществам фазового метода следует отнести то, что на результаты измерений, как видно из выражения (6.32), не оказывают влияния геометрические размеры датчика, изделия и их взаимное расположение. Изменение указанных геометрических характеристик ограничено только порогом чувствительности измерителей фазовых сдвигов. Из графических зависимостей рис.6.8 – 6.11 видно, что амплитудный метод целесообразно применять тогда, когда необходимо определить значение  $\sigma$ , усредненное по объему изделия, что соответствует низким частотам возбуждающего магнитного поля ( $x \leq 2$ ). Определение же  $\sigma$  вблизи поверхности образца, как правило, представляет особый интерес, поскольку в этих областях вследствие воздействия на структуру материала различных видов обработок следует ожидать изменения величины удельной электрической проводимости по сравнению с  $\sigma$  внутренних слоев изделий.

Анализ точностных характеристик устройств для измерения удельной электрической проводимости  $\sigma$  показывает, что погрешности  $\gamma_{\sigma K}$  и  $\gamma_{\sigma\phi}$  определяются положением рабочей точки кривых рис.6.4, 6.5, то есть величиной  $x$  и погрешностями используемых измерительных приборов. Отсюда следует, что представленные на рис.6.10, 6.11 кривые погрешностей носят универсальный характер и при указанных значениях относительных ошибок измерительной аппаратуры могут быть использованы для определения погрешностей измерений  $\sigma$  изделий с различными значениями радиусов и удельных электрических проводимостей, поскольку вариации последних при постоянной частоте приводят к изменению обобщенного параметра  $x$ , а, следовательно, и погрешностей измерений. Изменяя частоту внешнего магнитного поля, можно задавать рациональные режимы работы вихретоковых устройств с точки зрения достижения малых значений  $\gamma_{\sigma K}$  и  $\gamma_{\sigma\phi}$ .

Сопоставление результатов расчетов чувствительностей и погрешностей измерений показывает, что при амплитудных измерениях оптимальный режим наступает при  $0,5 < x < 2,0$ . В этом случае максимальной чувствительности соответствуют минимальные погрешности. Случай  $x < 0,5$  приводит к существенному уменьшению чувствительности и возрастанию погрешностей, связанных со слабой реакцией изделия на возбуждающее поле.

Что же касается фазовых измерений, то рациональный по погрешностям режим наступает при  $x > 2$ . При этом диапазоны изменения  $x$ , соот-

ветствующие минимальным погрешностям и максимальной чувствительности, не совпадают.

Погрешности измерений  $\sigma$  изделий можно уменьшить во всем диапазоне изменения  $x$ , если подобрать измерительную аппаратуру с более высокими классами точности по сравнению с используемой в рассматриваемых устройствах. При этом, однако, характер поведения кривых зависимостей погрешностей от  $x$  не изменится.

Выбор рациональных режимов накладывает определенные ограничения на частотный диапазон возбуждающего поля применительно к устройствам, основанным на обоих методах измерений. Эти ограничения связаны с параметрами преобразователя, изделия и измерительной аппаратуры. Верхний частотный предел для обоих методов связан с характеристиками преобразователя и ограничивается значением частоты  $f < 50$  кГц (при этом на результатах измерений несущественно сказывается влияние паразитной распределенной емкости многослойных катушек). Требование к такой частоте накладывает, в свою очередь, ограничение на наименьший радиус исследуемого изделия. Например, при амплитудных измерениях на медном изделии ( $\sigma = 5,6 \cdot 10^7$  См/м) для  $x = 0,5$  минимальное значение радиуса составит  $0,11 \cdot 10^{-3}$  м. В случае фазовых измерений для изделий из того же материала и  $x = 2$  наименьший радиус изделия  $R = 0,43 \cdot 10^{-3}$  м.

Для сравнительно массивных цилиндрических изделий ограничение по частоте возбуждающего поля связано с параметрами измерительной аппаратуры. Если принять характерный нижний предел по частоте  $f = 20$  Гц для стандартных измерителей напряжения, то для цилиндрического изделия из нержавеющей стали с малым значением  $\sigma = 0,135 \cdot 10^7$  См/м в случае оптимального режима  $x \approx 2$ , наибольшее значение радиуса изделия соответствует  $0,137$  м. Для фазовых измерений, с точки зрения точности измерений, при частоте  $f = 20$  Гц, практически нет ограничений на наибольший радиус цилиндрического изделия. Это дает возможность проводить измерения  $\sigma$  разностным фазовым методом трубчатых изделий с большим радиусом.

При работе устройств, реализующих предложенные методы измерений, могут возникать дополнительные погрешности измерений, связанные с воздействием внешних электромагнитных полей, взаимным влиянием

КГР и КГК друг на друга, температурными нестабильностями, отклонением от однородности распределения магнитного поля по длине образца, со смещениями и перекосами изделия относительно измерительной катушки и другими факторами.

Воздействие внешних магнитных полей и взаимное влияние КГР и КГК друг на друга можно значительно уменьшить определенной ориентацией КГР и КГК в пространстве.

Температурная погрешность может быть также существенно уменьшена путем стабилизации намагничивающего тока и применения измерительных приборов со сравнительно большими входными сопротивлениями.

Оценку дополнительной погрешности, связанной с отклонением от однородного закона распределения напряженности магнитного поля вдоль образца, теоретически провести достаточно сложно. В данном случае удобно воспользоваться экспериментом. Результаты измерений показывают, что погрешности, связанные с размерами изделий и неоднородностью напряженности магнитного поля катушек Гельмгольца в объеме изделия, не превышают 1 % при  $l \geq 2 R_k$ ,  $a_2 \ll R_k$ ,  $2R \leq R_k/3$ , где  $l$  – длина цилиндрического изделия;  $R_k$  – средний радиус катушек Гельмгольца. При этом измерительная катушка располагается в области с высокой однородностью магнитного поля, то есть на продольной оси катушек Гельмгольца вблизи поверхности образца. В таком случае основной вклад в сигнал измерительной катушки будет определяться реакцией изделия на однородное магнитное поле.

Предлагаемые методы предназначены для измерения удельной электрической проводимости  $\sigma$  относительно длинных изделий и могут быть использованы для контроля качества изготовления и обработки прутков. В случае коротких изделий для обеспечения требуемой точности измерений необходимо проводить градуировку рассматриваемых устройств на образцах с известными значениями  $\sigma$  и таких же размеров, как испытываемые.

Как было отмечено выше, изменение взаимного расположения ИК1 и изделия не оказывает влияния на результаты измерений только при использовании разностного фазового метода измерений. В других случаях изменение зазора и перекосы воздействуют на показания приборов. Оценки показывают, что угловой наклон датчика по отношению к направлению

внешнего поля в пределах  $\pm 5^\circ$  вызывает дополнительную погрешность измерения  $\sigma$  около 0,5 %; смещение измерительной катушки вдоль оси  $Z$  на  $\pm 10\%$  по отношению к радиусу  $R$  приводит к погрешности измерений порядка 0,1 %. Влияние изменения положения изделия относительно измерительной катушки можно существенно уменьшить за счет использования двух пар диаметрально противоположно расположенных измерительных катушек.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Опишите взаимодействие возбуждающего магнитного поля с полем вихревых токов образца.
2. Какова связь обобщенного параметра  $x$  с параметрами образца?
3. Как осуществляется амплитудный метод определения удельной электрической проводимости?
4. Опишите фазовый метод определения  $\sigma$ .
5. В чем преимущества фазового метода определения удельной электрической проводимости?
6. Принцип действия схем, реализующих методы
7. Какова методика расчета погрешностей определения  $\sigma$ ?

## СПИСОК ИСТОЧНИКОВ ИНФОРМАЦИИ

1. Герасимов Б.Г. Методы и приборы электромагнитного контроля промышленных изделий / Б.Г. Герасимов, В.В. Клюев, В.Е. Шатерников. – М.: Энергоатомиздат, 1963. – 272 с.
2. Дякин В.В. Теория и расчет накладных вихретоковых преобразователей / В.В. Дякин, В.А. Сандовский. – М.: Наука, 1981. – 136 с.
3. Неразрушающий контроль качества изделий электромагнитными методами / Герасимов В.Г., Останин Ю.Я., Покровский А.Д. и др. – М.: Энергия, 1978. – 215 с.
4. Сандовский В.А. К расчету сопротивления, вносимого трещиной в накладной преобразователь / В.А. Сандовский // Дефектоскопия. – 1976, – № 2 – С.95–102.
5. Соболев В.С. Накладные и экранные датчики / В.С. Соболев, Ю.М. Шкарлет. – Новосибирск, Наука, 1967. – 144 с.
6. Сандовский В.А. Приближенный расчет импеданса, вносимого немагнитной пластиной в накладной преобразователь / В.А. Сандовский, В.М. Барабашкин // Дефектоскопия. – 1977. – № 1. – С.20–25.
7. Гончаров Б.В. Теория и практика безэталонных электромагнитных методов контроля / Б.В. Гончаров. – М.: Машиностроение, 1975. – 40с.
8. Грушка К. Применение гармонического анализа для контроля ферромагнитных материалов / К. Грушка // Дефектоскопия. – 1983. – №6. – С. 3–16.
9. Гордон А.В. Электромагниты постоянного тока / А.В. Гордон, А.Г. Сливинская. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1960, – С. 140–160.
10. Пятин Ю.М. Постоянные магниты / под ред. Ю.М.Пятина. – М.: Энергия, 1980, –С. 267–306.
11. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники / К.М. Поливанов. – М.: Энергия, т. 3, 1975, – С. 146–152.
12. Авраменко А.А. Дифференциальный электромагнитный преобразователь с магнитопроводом / А.А. Авраменко, В.П. Себко // Дефектоскопия. – 1982. –№ 3. –С.38 – 43.
13. основополагающие стандарты в области метрологического обеспечения. ГОСТ 8.207-76. Методы обработки результатов наблюдений. Ос-

новные положения. Группа Т 80. – М.: Издательство стандартов, 1983, –С. 150–158.

14. Универсальный накладной датчик для контроля магнитной проницаемости изделий из слабомагнитных материалов / Авраменко А.А., Друнов В.А., Себко В.П., Тюпа В.И.// Заводская лаборатория –1982. –№ 11. –С.51–52.

15. А.с. 1045108 (СССР). Устройство для определения магнитных характеристик изделий / Авраменко А.А., Друнов В.А., Себко В.П., Рохман М.Г. // Оpubл. в Б.И.–1983. –№ 36.

16. А.с. 1093997 (СССР). Устройство для измерения магнитных характеристик ферромагнитных замкнутых образцов / В.П.Себко. // Оpubл. в Б.И.–1984. –№ 19.

17. Авраменко А.А. Устройство для определения магнитных характеристик материалов магнитопроводов энергетического оборудования / А.А. Авраменко, В.П. Себко, Н.Н. Сиренко // Вторая Республ. науч. –техн. конф. «Устройства преобразования информации для контроля и управления в энергетике». – Х.: 1985, – С. 46–47.

18. А.с. 1377790 (СССР). Устройство для измерения магнитных характеристик ферромагнитных образцов / А.А.Авраменко, В.П.Себко, Н.Н.Сиренко // Оpubл. в Б.И.–1988. –№ 8.

19. Себко В.П. Устройство контроля магнитных характеристик изделий из электротехнических сталей / В.П. Себко, Н.Н. Сиренко // Электроэнергетика и автоматизация энергоустановок. Вестник ХПИ. – 1989. – № 264. –Вып. 16. – С. 53–55.

20. Измерение удельной электрической проводимости цилиндрических изделий / Авраменко А.А., Друнов В.А., Себко В.П., Тюпа В.И.// Дефектоскопия. –1984. –№ 6. –С.79–84.

21. К расчету характеристик накладного вихретокового преобразователя / Авраменко А.А., Себко В.П., Атанасов П.В., Коев Х.Ц. // Приборостроение. –1983. –№ 10. –С.70–76.

**ДЛЯ ЗАМЕТОК**

**Навчальне видання**

АВРАМЕНКО Олександр Анатолійович  
ГОРКУНОВ Борис Митрофанович  
СІРЕНКО Микола Миколайович  
ЛЬВОВ Сергій Геннадійович

**ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН**

Навчально-методичний посібник

Російською мовою

Відповідальний за випуск проф. *Г.М. Сучков*  
Роботу рекомендував до видання *В.І. Міліх*  
В авторській редакції

План 2011 р. поз. 41

Підп. до друку 15.03.2011. Формат 60x84 1/16. Папір офсетний.  
Riso-друк. Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк. 4,6. Наклад 100 прим.  
Зам. № 89. Ціна договірна.

---

Видавничий центр НТУ «ХП». 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21  
Свідоцтво про державну реєстрацію ДК №3657 від 24.12.2009 р.

---

Друкарня НТУ «ХП», 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21