

12.1. ВИХРЕТОКОВЫЕ МЕТОДЫ
КОНТРОЛЯ

Общая характеристика. Вихретоковые методы основаны на анализе взаимодействия внешнего электромагнитного поля с электромагнитным полем вихревых токов, наводимых возбуждающей катушкой в электропроводящем объекте контроля. Плотность вихревых токов в объекте зависит от геометрических и электромагнитных параметров объекта, а также от взаимного расположения измерительного *вихревого токового преобразователя (ВТП)* и объекта. В качестве преобразователя используют обычно индуктивные катушки (одну или несколько). Синусоидальный (или импульсный) ток, действующий в катушках ВТП, создает электромагнитное поле, которое возбуждает вихревые токи в электропроводящем объекте. Электромагнитное поле вихревых токов воздействует на катушки преобразователя, наводя в них ЭДС или изменяя их полное электрическое сопротивление. Регистрируя напряжение на зажимах катушки или ее сопротивление, получают информацию о свойствах объекта и о положении преобразователя относительно него.

ЭДС (или сопротивление) преобразователя зависит от **многих** параметров объекта контроля, т.е. информация, представляемая сигналом преобразователя, является многопараметровой. Это определяет как преимущество, так и трудности реализации *вихретоковых методов (ВТМ)*. С одной стороны, ВТМ позволяют осуществить многопараметровый контроль; с другой, требуются специальные приемы для разделения информации об отдельных параметрах объекта. При контроле одного из параметров влияние остальных на сигнал преобразователя становится мешающим, поэтому это влияние необходимо подавлять.

Особенность вихретокового контроля в том, что его можно проводить без контакта преобразователя и объекта. Их взаимодействие происходит обычно на расстояниях, достаточных для свободного движения преобразователя относительно объекта (от долей миллиметра до нескольких миллиметров). Поэтому этими методами можно получать хорошие результаты контроля даже при высоких скоростях движения объектов.

Получение первичной информации в виде электрических сигналов, бесконтактность и высокая производительность определяют широкие возможности автоматизации вихретокового контроля.

Одна из особенностей ВТМ состоит в том, что на сигналы преобразователя практически не влияют влажность, давление и загрязненность газовой среды, радиоактивные излучения, загрязнение поверхности объекта контроля непроводящими веществами.

Простота конструкции преобразователя – еще одно преимущество ВТМ. В большинстве случаев катушки помещают в предохранительный корпус и заливают

компаундами. Благодаря этому они устойчивы к механическим и атмосферным воздействиям, могут работать в агрессивных средах, в широком интервале температур и давлений.

ВТМ основаны на возбуждении вихревых токов, а поэтому применяются в основном для контроля качества электропроводящих объектов: металлов, сплавов, графита, полупроводников. Им свойственна малая глубина зоны контроля, определяемая глубиной проникновения электромагнитного поля в контролируемую среду.

Несмотря на указанные ограничения, ВТМ широко применяют для дефектоскопии, определения размеров и структуроскопии материалов и изделий.

В дефектоскопии с помощью ВТМ обнаруживают дефекты типа несплошностей, выходящих на поверхность или залегающих на небольшой глубине (в электропроводящих листах, прутках, трубах, проволоке, железнодорожных рельсах, мелких деталях и т.д.), например разнообразные трещины, расслоения, закаты, плены, раковины, неметаллические включения и т.д. При благоприятных условиях и малом влиянии мешающих факторов удается выявить трещины глубиной 0,1 ... 0,2 мм, протяженностью 1 ... 2 мм (при использовании накладного преобразователя) или протяженностью около 1 мм и глубиной 1 ... 5 % от диаметра контролируемой проволоки или прутка (при использовании преобразователя проходного).

ВТМ позволяют успешно решать задачи контроля размеров изделий. Этими методами измеряют диаметр проволоки, прутков и труб, толщину металлических листов и стенок труб при одностороннем доступе к объекту, толщину электропроводящих (например, гальванических) и диэлектрических (например, лакокрасочных) покрытий на электропроводящих основаниях, толщину слоев многослойных структур, содержащих электропроводящие слои. Измеряемые толщины могут изменяться в пределах от микрометров до десятков миллиметров. Для большинства приборов погрешность измерения 2 ... 5 %. Минимальная площадь зоны контроля может быть доведена до 1 мм², что позволяет измерять толщину покрытия на малых объектах сложной конфигурации. С помощью ВТМ измеряют зазоры, перемещения и вибрации в машинах и механизмах.

Структурное состояние металлов и сплавов влияет на их электрические и магнитные характеристики. Благодаря этому оказывается возможным контролировать не только однородность химического состава, но и структуру металлов и сплавов, а также определять механические напряжения. Широко применяют вихретоковые измерители удельной электрической проводимости и другие приборы для сортировки металлических материалов и графитов по маркам (по химическому составу). С помощью вихретоковых приборов контролируют качество термической и химико-термической обработки деталей,

состояние поверхностных слоев после механической обработки (шлифование, наклеп), обнаруживают остаточные механические напряжения, выявляют усталостные трещины в металлах на ранних стадиях их развития, обнаруживают наличие α -фазы и т.д.

Классификация и применение вихретоковых преобразователей (ВТП). По рабочему положению относительно объекта контроля преобразователи делят на проходные, накладные и комбинированные.

Накладные ВТП обычно представляют собой одну или несколько катушек, к торцам которых подводится поверхность объекта (рис. 1). Катушки таких преобразователей могут быть круглыми коаксиальными (рис. 1, а), прямоугольными (рис. 1, б), прямоугольными крестообразными (рис. 1, в), с взаимно перпендикулярными осями (рис. 1, г) и др.

Накладные преобразователи выполняют с ферромагнитными сердечниками или без них. Благодаря ферромагнитному сердечнику (обычно ферритовому) повышается абсолютная чувствительность преобразователя и уменьшается зона контроля за счет локализации магнитного потока. На рис. 2 приведены некоторые типы преобразователей с сердечниками. Здесь $2R$ – эквивалентный геометрический параметр ВТП, входящий в формулу для определения обобщенного параметра контроля β .

Проходные ВТП делят на наружные, внутренние, погружные. Отличительная особенность проходных ВТП в том, что в процессе контроля они проходят либо снаружи объекта, охватывая его (наружные, рис. 3, а – в), либо внутри объекта (внутренние, рис. 3, г, д), либо погружаются в жидкий объект (погружные, рис. 3, е, ж). Обычно проходные ВТП имеют однородное магнитное поле в зоне контроля, в результате чего радиальные смещения однородного объекта контроля не влияют на выходной сигнал преобразователя. Для этого длина L_b возбуждающей обмотки должна не менее чем в 3 ... 4 раза превышать ее диаметр D_b , а длина L_n измерительной

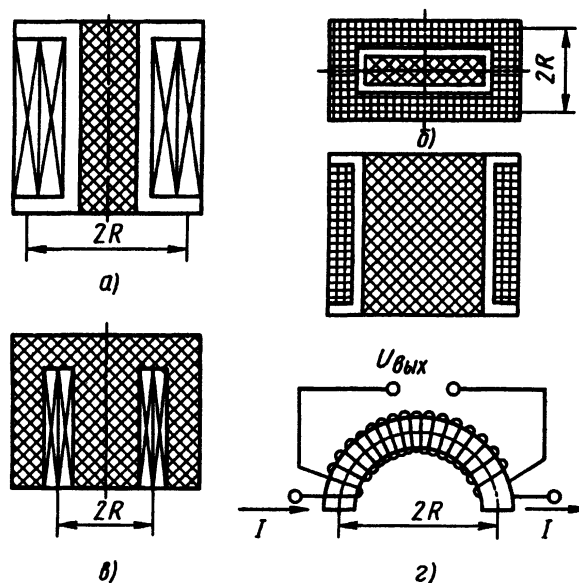


Рис.2. Накладные преобразователи с сердечниками: а – цилиндрическим; б – прямоугольным; в – полуброневого типа; г – в виде полутороида

обмотки, размещенной в середине обмотки возбуждающей, должна быть значительно меньше длины последней. Однородное поле получают также, применяя возбуждающую обмотку, выполненную в виде колец Гельмгольца, а измерительную – в виде короткой катушки, причем $L_n \ll 2d, D_n \ll 2d$ (рис. 3, в).

Комбинированные преобразователи представляют собой комбинацию накладных и проходных ВТП. На рис. 4, а показаны некоторые разновидности комбинированных ВТП. К ним относятся также ВТП в виде линейно-протяженных витков или рамок, которые можно условно назвать линейными (рис. 4, б).

Особую разновидность представляют собой **экранные ВТП**, отличающиеся тем, что их возбуждающие и измерительные обмотки разделены контролируемым объектом. Различают накладные экранные (рис. 5, а) и проходные экранные ВТП – соответственно преобразователи первого и второго типов (рис. 5, б, в).

По виду преобразования параметров объекта в выходной сигнал ВТП делят на трансформаторные и параметрические. В **трансформаторных**, имеющих как минимум две обмотки (возбуждающую и измерительную), параметры объекта контроля преобразуются в напряжение измерительной обмотки, а в **параметрических**, имеющих, как правило, одну обмотку, – в комплексное сопротивление. Преимущество параметрических ВТП заключается в их простоте, а недостаток, который в трансформаторных ВТП выражен значительно слабее, – в зависимости выходного сигнала от температуры преобразователя.

По способу соединения обмоток различают абсолютные и дифференциальные ВТП.

Выходной сигнал **абсолютного ВТП** определяется абсолютным значением параметров объекта, а **дифференциального** – приращениями этих параметров. На рис. 6 приведены схемы проходных трансформаторных ВТП (на рис. 6, а показана схема абсолютного ВТП, а на рис. 6, б – дифференциального). Выходной сигнал

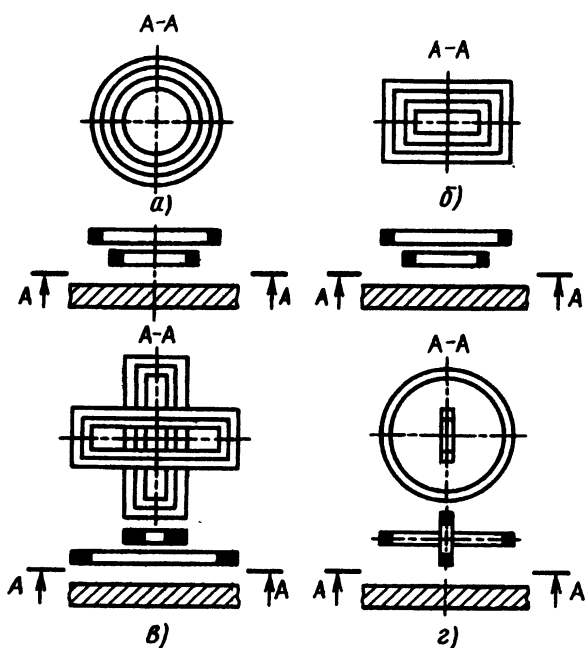


Рис. 1. Накладные преобразователи

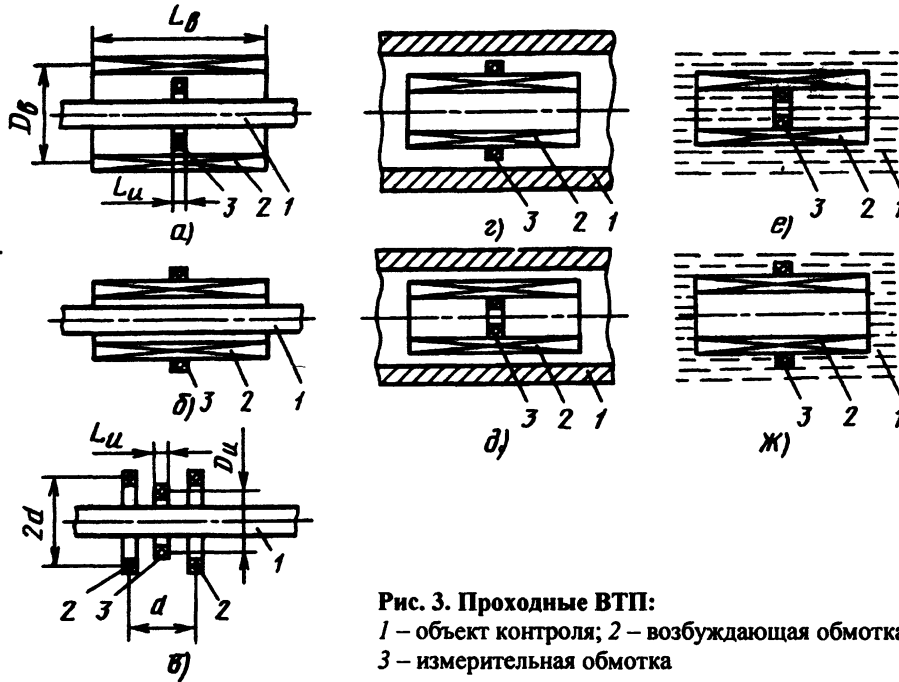


Рис. 3. Проходные ВТП:

1 – объект контроля; 2 – возбуждающая обмотка; 3 – измерительная обмотка

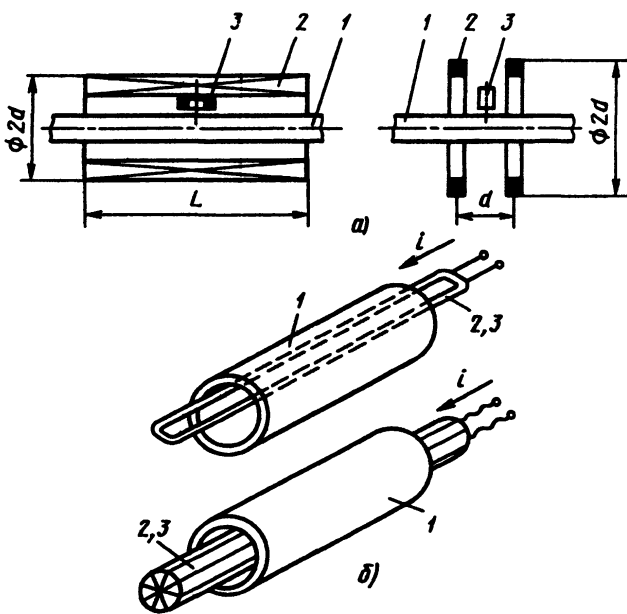


Рис. 4. Комбинированные ВТП (позиции см. на рис. 3):
а – с проходной возбуждающей и накладной измерительными обмотками; б – линейные

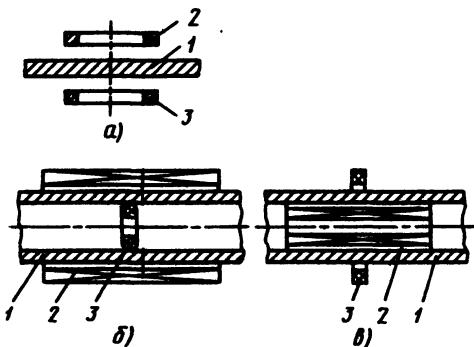


Рис. 5. Накладной (а) и проходные экранированные ВТП первого (б) и второго (в) типов (позиции см. на рис. 3)

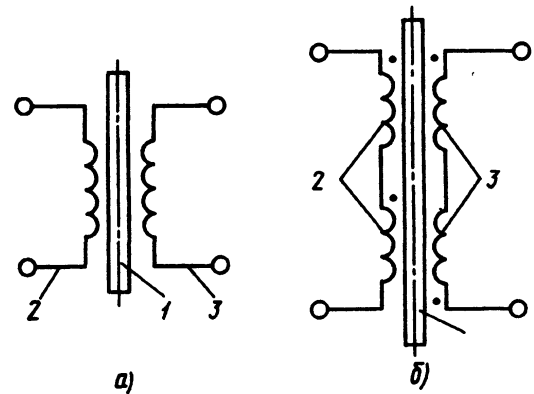


Рис. 6. Схемы проходных трансформаторных ВТП (позиции см. на рис. 3)

дифференциального ВТП зависит и от абсолютных значений параметров объекта, но при малых приращениях этих параметров можно считать, что он определяется только приращениями.

Накладными ВТП контролируют в основном объекты с плоскими поверхностями и объекты сложной формы. Эти преобразователи применяют также, когда требуется обеспечить локальность и высокую чувствительность контроля. Наружными проходными ВТП контролируют линейно-протяженные объекты (проволоку, прутки, трубы и т.д.); применяют их и при массовом контроле мелких изделий. Внутренними проходными ВТП контролируют внутренние поверхности труб, а также стенки отверстий в различных деталях. Проходные ВТП дают интегральную оценку контролируемых параметров по периметру объекта, поэтому они обладают меньшей чувствительностью к локальным вариациям его свойств.

Погружные ВТП применяют для контроля жидких сред, экранированные накладные – для контроля листов, фольги, тонких пленок, а экранированные проходные – для контроля труб.

С помощью дифференциальных ВТП «самосравнения» можно резко повысить отношение сигнал/помеха в дефектоскопии. При этом обмотки преобразователя размещают так, чтобы их сигналы исходили от близкорасположенных участков контроля одного объекта. Это позволяет уменьшить влияние плавных изменений электрофизических и геометрических параметров объектов. При использовании проходных преобразователей с однородным магнитным полем в зоне контроля значительно уменьшается влияние радиальных перемещений объекта. Применяя экранные накладные преобразователи, можно практически исключить влияние смещений объекта между возбуждающей и измерительной обмотками. Преобразователи с взаимно перпендикулярными осями обмоток (см. рис. 1, з) нечувствительны к изменению электрофизических характеристик однородных объектов. При нарушении однородности объекта, например при появлении трещин, на выходе такого преобразователя возникает сигнал. Аналогично работают и комбинированные преобразователи (см. рис. 4, а, б). Они также могут быть применены для дефектоскопии. Их недостаток заключается в сильном влиянии перекосов осей преобразователей относительно поверхности объектов контроля.

Чтобы уменьшить влияние края объекта на сигналы ВТП, применяют концентраторы магнитного поля в виде ферритовых сердечников (рис. 2) и электропроводящие неферромагнитные экраны, вытесняющие магнитное поле из занятой ими зоны. При размещении экранов в торцах проходных преобразователей влияние краев объектов контроля уменьшается, но при этом ухудшается однородность поля в зоне контроля. Специальные экраны с отверстиями могут служить «масками», при этом отверстие служит источником магнитного поля, возбуждающего вихревые токи в объекте. При использовании «масок» значительно снижается чувствительность ВТП, но повышается их локальность. Повышения локальности ВТП добиваются также комбинацией кольцевых ферромагнитных сердечников с электропроводящими неферромагнитными (обычно медными) экранами и короткозамкнутыми витками, вытесняющими магнитный поток из сердечников в зону контроля (рис. 7, а, б) [2]. Кольцевые ферритовые сердечники служат также основой щелевых ВТП, применяемых для контроля проволоки (рис. 7, в, з). Для ослабления влияния радиальных перемещений объекта контроля на сигналы ВТП применяют экранирование магнитопровода вблизи щели с целью повышения однородности магнитного поля в щели.

Трансформаторные ВТП обычно включают по дифференциальной схеме. При этом возможны схема сравнения со стандартным образцом и схема «самосравнения». В первом случае рабочий и образцовый ВТП не связаны индуктивно и имеют независимые измерительные и возбуждающие обмотки. Во втором возбуждающая обмотка часто служит общей для двух измерительных. При включении ВТП по дифференциальной схеме повышается стабильность работы прибора. Однако в ряде случаев измерительную обмотку включают последовательно с компенсатором, представляющим собой регулятор амплитуды и фазы напряжения. При этом компенсатор выполняет роль образцового ВТП: когда

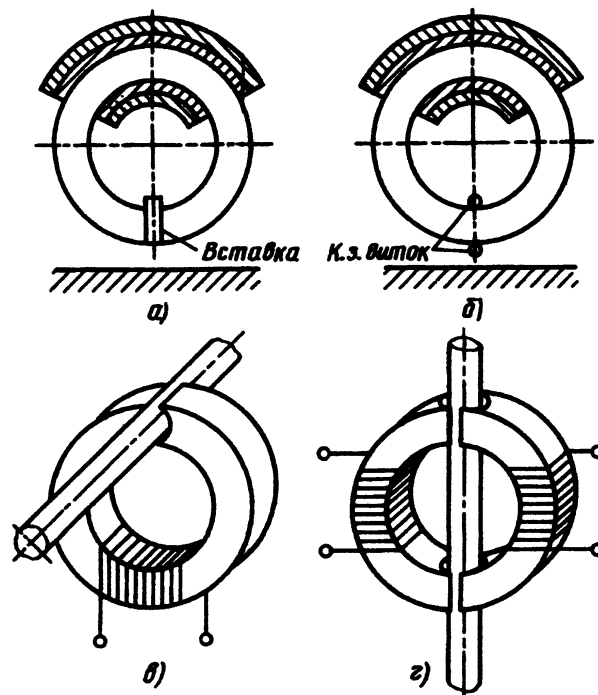


Рис. 7. Преобразователи с кольцевыми сердечниками: а – с медной вставкой (экраном) в зазоре; б – с короткозамкнутым витком; в, з – с зазорами для контроля проволоки

рабочий ВТП контролирует стандартный образец, то компенсатором устанавливается требуемое напряжение компенсации. Такая схема позволяет устранить нестабильность, связанную с разогревом стандартного образца вихревыми токами.

При использовании дифференциальной схемы обычно не исключается применение компенсатора, который в этом случае необходим для компенсации напряжения, вызванного неидентичностью рабочего и образцового ВТП, он включается последовательно со встречно-включенными измерительными обмотками.

Компенсаторы часто выполняют в виде разнообразных фазорегуляторов и аттенуаторов – пассивных (RC - и LC -типов) и активных. Эффективны компенсаторы в виде регуляторов действительной и мнимой составляющих вектора компенсирующего напряжения.

Параметрические ВТП включают в схему, преобразующую изменение их комплексного сопротивления в изменение амплитуды и фазы (или частоты) напряжения. При включении параметрических ВТП в резонансные контуры, а также в контуры автогенераторов абсолютная чувствительность устройства повышается. Часто параметрические ВТП включают в мостовые цепи, где два плеча моста образуются обмотками рабочего и образцового ВТП, а два других – резисторами. Подбирая параметры элементов моста, можно добиться уменьшения влияния мешающего фактора на сигналы ВТП, а также высокой чувствительности к контролируемому параметру даже при малой добротности катушки ВТП.

Физические процессы и основные уравнения. В основе вихретоковых методов лежит зависимость интенсивности и распределения вихревых токов в объекте контроля от взаимного расположения ВТП и объекта.

Переменный ток, действующий в катушках ВТП, создает электромагнитное поле, которое возбуждает вихревые токи в электропроводящем объекте. На рис. 8 представлена обобщенная функциональная схема вихретокового контроля с накладным преобразователем. Плотность вихревых токов максимальна на поверхности объекта в контуре, диаметр которого близок к диаметру возбуждающей обмотки, и убывает до нуля на оси ВТП и при $r \rightarrow \infty$. Плотность вихревых токов убывает также и по глубине объекта контроля. Для приближенной оценки глубины проникновения электромагнитного поля накладного ВТП в объект контроля можно воспользоваться формулой глубины проникновения δ (м) плоской волны:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_a \sigma}}, \quad (1)$$

где ω – круговая частота тока возбуждения ВТП; μ_a – абсолютная магнитная проницаемость, Гн/м; σ – удельная электрическая проводимость материала объекта контроля, См/м.

Величина δ соответствует затуханию напряженности магнитного поля в e раз по сравнению со значением напряженности магнитного поля на поверхности объекта. Формула (1) дает завышенное значение глубины проникновения, которое тем ближе к реальному, чем больше обобщенный параметр:

$$\beta = R \sqrt{\omega \mu_a \sigma},$$

где R – радиус возбуждающей обмотки ВТП.

Так, при $\beta = 1,5$ реальное значение δ меньше найденного по формуле (1) в 2,2 раза, а при $\beta = 5$ – в 1,5 раза.

Для определения δ при известном β значении можно применить формулу

$$\delta = (R\sqrt{2})/\beta. \quad (2)$$

На рис. 9 приведены номограммы для определения δ (рис. 9, а) и β (рис. 9, б) по известным значениям частоты f и удельной электрической проводимости σ .

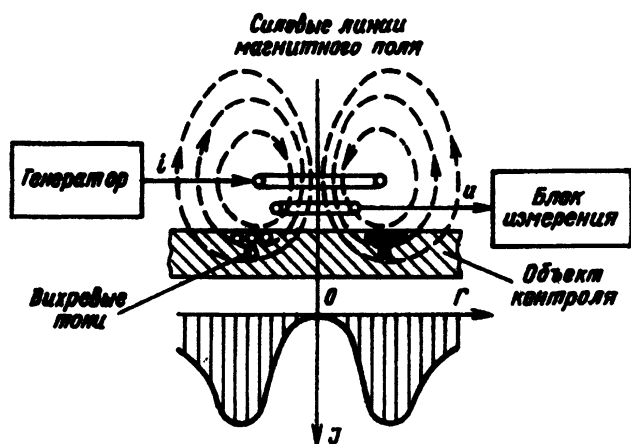


Рис. 8. Обобщенная схема вихретокового контроля с помощью накладного ВТП

Формулу (1) и номограмму на рис. 9, а можно использовать для приближенной оценки глубины проникновения магнитного поля проходного ВТП в длинный круговой цилиндр или трубу. Истинное значение глубины проникновения для наружного проходного ВТП с однородным магнитным полем превышает оценку по (1). На рис. 10 показаны графики зависимости относительной глубины проникновения $\delta_* = \delta/R$ от квадрата обобщенного параметра контроля:

$$x = R \sqrt{\omega \mu_a \sigma},$$

где R – радиус контролируемого цилиндра или наружный радиус трубы ($\delta_* = \sqrt{2/x}$).

Взаимодействие преобразователя с объектом определяется уравнениями Максвелла

$$\text{rot } H = J_{\text{полн}}; \quad (3)$$

$$\text{rot } E = -\partial B / \partial t, \quad (4)$$

где H и E – векторы напряженности соответственно магнитного и электрического полей; B – вектор магнитной индукции; $J_{\text{полн}}$ – вектор плотности полного тока, равный сумме векторов плотности токов: проводимости (вихревых токов) $J_{\text{пр}}$, смещения $J_{\text{см}}$, переноса $J_{\text{пер}}$ и сторонних $J_{\text{стор}}$; t – время.

В проводящей среде значения токов смещения незначительны по сравнению с другими составляющими полного тока, поэтому можем записать

$$J_{\text{полн}} = J_{\text{пр}} + J_{\text{пер}} + J_{\text{стор}},$$

где $J_{\text{пр}} = \sigma E$; $J_{\text{пер}} = \sigma[v \times B]$; σ – удельная электрическая проводимость; v – вектор скорости переноса.

В неподвижном относительно электромагнитного поля объекте $J_{\text{пер}} = 0$, так как $v = 0$. Учитывая, что $B = \mu_a H$, где $\mu_a = \mu_0 \mu_r$ – абсолютная магнитная проницаемость; μ_0 – магнитная постоянная, формулу (4) можно преобразовать:

$$\text{rot } E = -\mu_d \partial H / \partial t, \quad (5)$$

где $\mu_d = \partial B / \partial H$ – дифференциальная магнитная проницаемость.

Для случая $\nabla = 0$ зависимости (3) и (5) можно свести в одно уравнение:

$$\nabla^2 H - \sigma \mu_d \frac{\partial H}{\partial t} = -\text{rot } J_{\text{стор}}. \quad (6)$$

При контроле изотропных ферромагнитных объектов $\mu_d = \mu_d(H)$, а уравнение (6) – нелинейное параболическое. В линейной изотропной среде $\mu_d = \mu_a = \text{const}$, и уравнение (6) переходит в уравнение Фурье:

$$\nabla^2 H - \sigma \mu_a \partial H / \partial t = -\text{rot } J_{\text{стор}}. \quad (7)$$

В объекте контроля сторонние токи отсутствуют ($J_{\text{стор}} = 0$), поэтому уравнения (6) и (7) будут однородными.

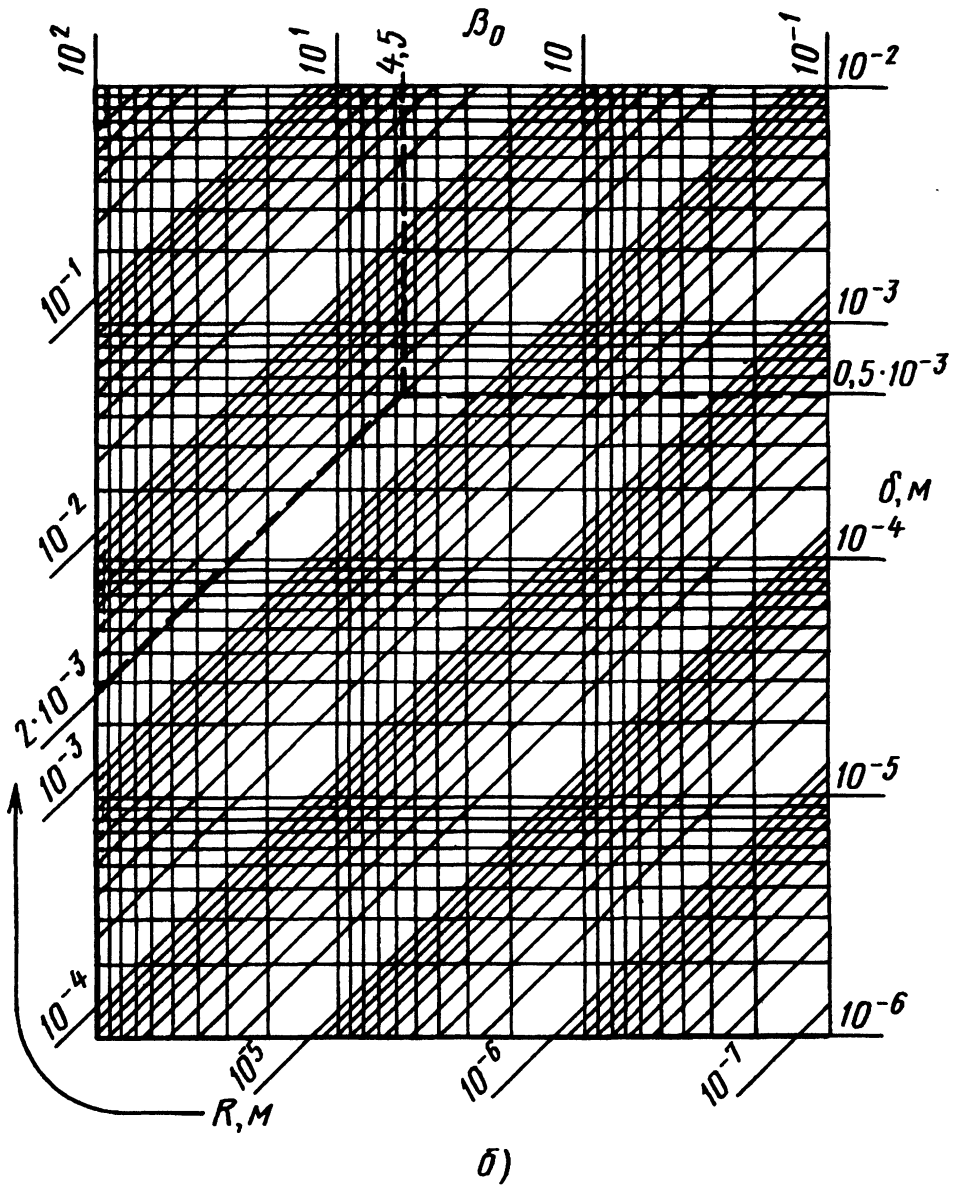
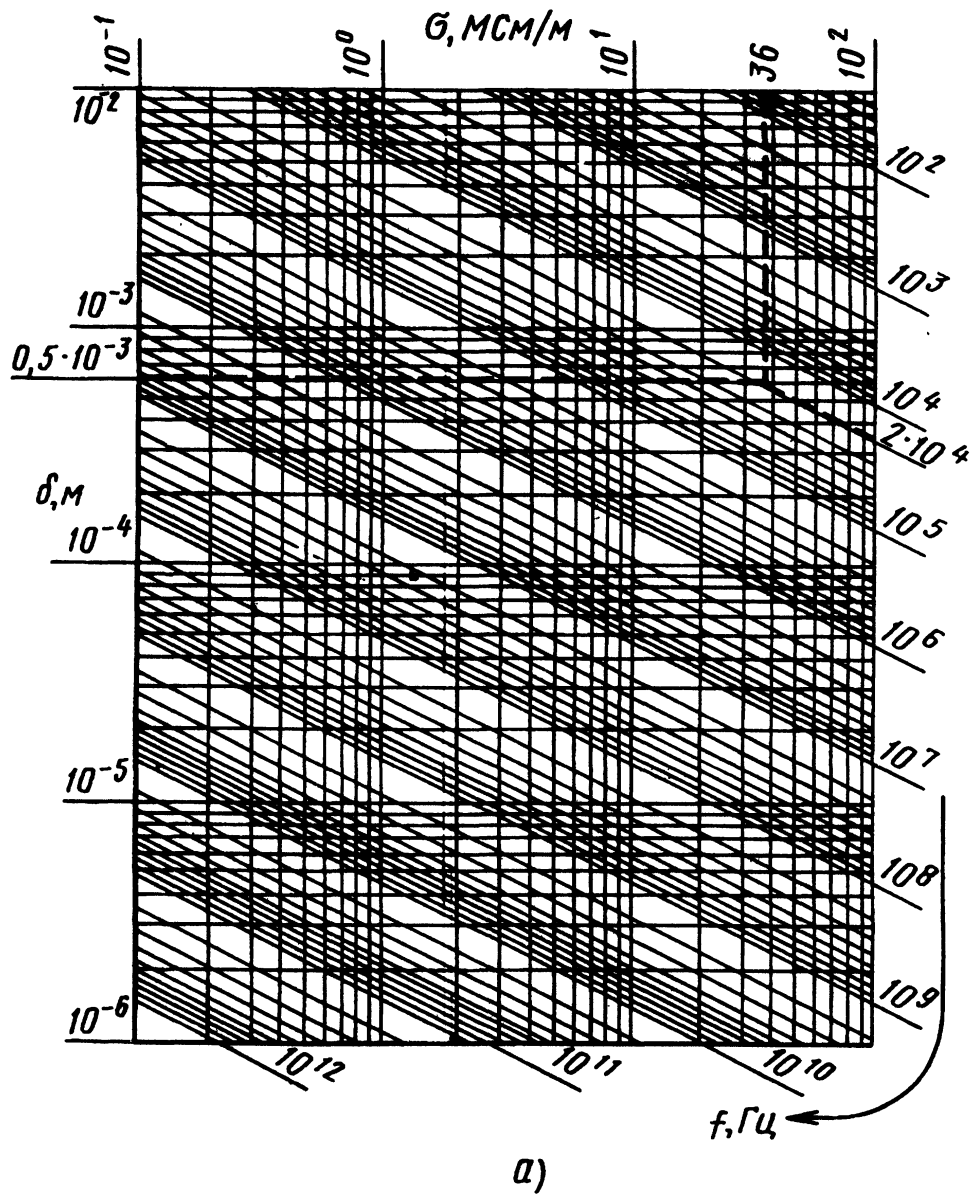


Рис. 9. Номограммы для определения:
 а – глубины проникновения плоской волны в электропроводящее пространство; б – обобщенного параметра контроля

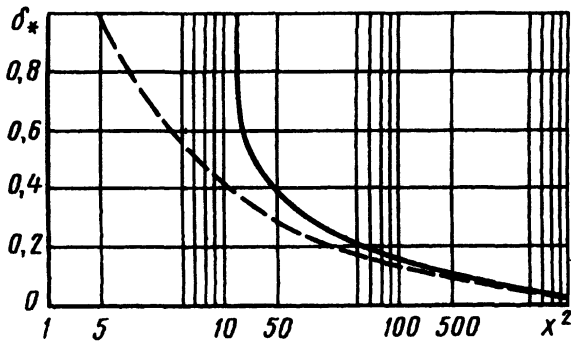


Рис. 10. Зависимость относительной глубины проникновения δ_* от параметра x^2 :

— истинные значения; - - - - приближенные значения

Если H изменяется во времени по синусоидальному закону с круговой частотой ω (монохроматическое поле), то зависимость (7) переходит в уравнение Гельмгольца:

$$\nabla^2 \dot{H} + \underline{k}^2 \dot{H} = -\text{rot } \dot{J}_{\text{стоп}}, \quad (8)$$

где $\underline{k}^2 = -j\omega\mu_a\sigma$; $j = \sqrt{-1}$.

Уравнения (3), (4) можно свести к уравнению векторного потенциала A , определяемого выражением

$$B = \text{rot } A.$$

Для неподвижной линейной изотропной среды уравнение векторного потенциала имеет вид

$$\nabla^2 A - \mu_a \sigma \partial A / \partial t = -\mu_a J_{\text{стоп}},$$

а при монохроматическом возбуждении

$$\nabla^2 \dot{A} + \underline{k}^2 \dot{A} = -\mu_a \dot{J}_{\text{стоп}}. \quad (9)$$

В движущейся линейной изотропной среде при монохроматическом возбуждении

$$\nabla^2 \dot{A} + \underline{k}^2 \dot{A} + \mu_a \sigma [v \text{rot } \dot{A}] = -\mu_a \dot{J}_{\text{стоп}}.$$

Если объект контроля выполнен из полупроводящего материала ($\sigma \approx \omega\epsilon_a$, где $\epsilon_a = \epsilon_0\epsilon_r$ — абсолютная диэлектрическая проницаемость; ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость; ϵ_0 — диэлектрическая постоянная), то в уравнениях (8) и (9) $\underline{k}^2 = -\mu_a(\omega^2\epsilon_a - j\omega\sigma)$.

В монохроматическом поле

$$\dot{E} = -j\omega\dot{A},$$

а мгновенное значение ЭДС измерительной обмотки с числом витков ω_n

$$e(t) = -\omega_n \partial \Phi / \partial t,$$

где Φ — магнитный поток, сцепленный с этой обмоткой.

$$\Phi = \iint_S B dS$$

(dS — элемент площади контура измерительной обмотки).

Для линейной среды и осесимметричного монохроматического поля комплексная ЭДС

$$\left. \begin{aligned} \dot{E} &= -j\omega w_n \Phi; \\ \dot{E} &= -j\omega w_n l \dot{A}, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где l — длина контура измерительной обмотки, коаксиальной с возбуждающей.

Для расчета обычно используют относительную ЭДС $E_* = E/E_0$, где E_0 — модуль вектора начальной ЭДС (соответствующей отсутствию объекта в зоне контроля).

Очевидно, что

$$\dot{E}_* = -j\dot{\Phi}/\Phi_0 = -f\dot{\Phi}_* = -j\dot{A}/A_0 = -j\dot{A}_*,$$

где Φ_0 и A_0 — модули векторов магнитного потока и векторного потенциала. Комплексное сопротивление параметрического ВТП определяется выражением

$$\underline{Z} = \dot{U}/\dot{I}_b = -\dot{E}/\dot{I}_b,$$

где \dot{I}_b — ток возбуждения в обмотке ВТП.

Нормированная по начальному индуктивному сопротивлению величина

$$Z_* = Z/\omega L_0; \quad \dot{U}_* = -\dot{E}_*.$$

При контроле круговых цилиндров в проходном ВТП с однородным монохроматическим полем, т.е. при $\dot{H} = \dot{H}e_r$, где $\dot{H} = \dot{H}(r)$, r — радиальная координата, выражение (8) переходит в уравнение Бесселя для \dot{H} , решение которого с учетом граничных условий имеет вид

$$\dot{H} = \dot{H}_0 \frac{I_0(kr)}{I_0(x)},$$

где I_0 — модифицированная цилиндрическая функция первого рода нулевого порядка; \dot{H}_0 — значение \dot{H} на поверхности цилиндра. Вектор плотности вихревых токов в этом случае имеет только угловую составляющую

$$j = \underline{k}\dot{H}_0 \frac{I_1(kr)}{I_0(x)},$$

где I_1 — модифицированная цилиндрическая функция первого рода первого порядка.

На рис. 11 приведены графики распределения модулей относительной напряженности магнитного поля $H_* = H/H_0$ и относительной плотности вихревых токов $J_* = J/J_0$, где $J_0 = \left| kH_0 \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \right|$ — модуль плотности вихревых токов на поверхности цилиндра.

Из рис. 11 следует, что плотность вихревых токов убывает от периферии цилиндра к его оси, где она равна нулю независимо от x .

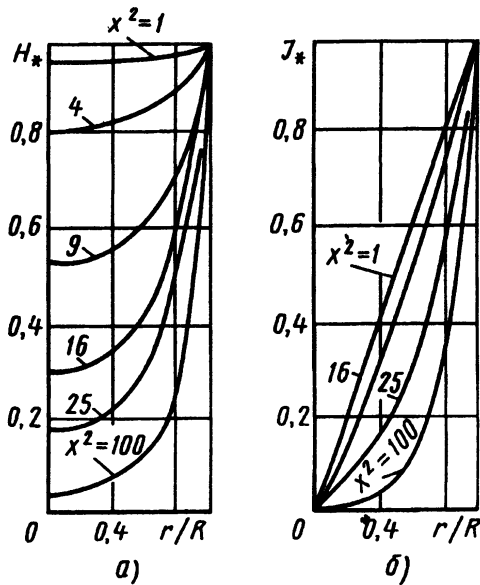


Рис. 11. Распределение модулей относительной напряженности магнитного поля (а) и плотности вихревых токов (б) в круговом цилиндре

Таким образом, вихретоковые методы эффективны для контроля поверхностных слоев объектов.

Зависимость сигналов ВТП от параметров объектов и режимов контроля. Для анализа этой зависимости используют математические модели в виде витка радиуса R_a и пренебрежимо малого сечения с переменным током \dot{I}_b , размещенного вблизи объекта. Решая уравнение (9) с граничными условиями, находят интегральные выражения для \dot{A} в виде $\dot{A} = \dot{A}_0 + \dot{A}_{вн}$, где $\dot{A}_{вн}$ – вносимая в преобразователь составляющая A , обусловленная реакцией объекта. Для перехода к ЭДС, вносимой в измерительную обмотку малого сечения за счет влияния объекта, можно воспользоваться формулой (10), считая $l = 2\pi R_n$, где R_n – радиус измерительной обмотки. Если возбуждающая обмотка содержит w_b витков, то в уравнение (10) нужно ввести множитель w_b .

Ниже приведены формулы, определяющие сигналы проходных ВТП для разных случаев контроля.

1. Наружный проходной ВТП с однородным полем в зоне контроля. ЭДС измерительной обмотки

$$\dot{E} = -j\pi\mu_0\omega w_n \dot{H}_0 R_n^2 (1 - \eta + \eta\mu_r \mu_{эфф}), \quad (11)$$

где \dot{H}_0 – напряженность магнитного поля в зоне контроля при отсутствии объекта контроля (для возбуждающей катушки в виде длинного соленоида $\dot{H}_0 = \dot{I}_b w_b / l_b$; здесь l_b – длина соленоида); $\mu_{эфф}$ – эффективная магнитная проницаемость, определяющая степень ослабления магнитного потока за счет вихревых токов; η – коэффициент заполнения, определяемый отношением площадей поперечных сечений объекта контроля и трубки магнитного потока, сцепленного с измерительной обмоткой.

Таким образом, для цилиндрических объектов

$$\eta = (R/R_n)^2 \text{ при } R_n \leq R_b;$$

$$\eta = (R/R_b)^2 \text{ при } R_n \geq R_b.$$

Относительная вносимая ЭДС, нормированная по начальной ЭДС,

$$\dot{E}_{вн*} = -j\eta(\mu_r \mu_{эфф} - 1). \quad (12)$$

Формулы для определения $\mu_{эфф}$ приведены в табл. 1, в которой приняты обозначения:

$$F_{11}(u, v) = K_1(u)I_1(v) - I_1(u)K_1(v);$$

$$F_{01}(u, v) = K_0(u)I_1(v) + I_0(u)K_1(v);$$

$$F_{10}(u, v) = K_1(u)I_0(v) + I_1(u)K_0(v);$$

$$F_{00}(u, v) = K_0(u)I_0(v) - I_0(u)K_0(v);$$

$$\underline{x} = R\sqrt{-j\omega\mu_a\sigma};$$

I_0 и I_1 – модифицированные цилиндрические функции первого рода соответственно нулевого и первого порядков; K_0 и K_1 – модифицированные цилиндрические функции второго рода соответственно нулевого и первого порядков.

2. Внутренний проходной ВТП с однородным полем в зоне контроля. Относительная вносимая ЭДС при контроле m -слойной трубы с внутренним радиусом R_m

$$\dot{E}_{вн*} = j\eta \frac{1}{1 - \frac{2}{R_m} P_m}, \quad (13)$$

где $\eta = (R_b/R_m)^2$ при $R_n \leq R_b$ и $\eta = (R_n/R_m)^2$ при $R_n \geq R_b$; P_m – функция, определяемая по табл. 2.

3. Экранный проходной ВТП с однородным полем в зоне контроля. Формулы для определения относительных значений ЭДС \dot{E}_* экранного проходного преобразователя при контроле труб приведены в табл. 3.

4. Наружный проходной ВТП с неоднородным полем в зоне контроля. Вносимая в ВТП составляющая векторного потенциала, обусловленная влиянием объекта контроля,

$$\dot{A}_{вн} = -\frac{\mu_0 \dot{I}_b R_b}{\pi} \int_0^\infty K_1(\lambda R_b) K_1(\lambda R_n) \varphi(q R_1) \cos \lambda z_n d\lambda. \quad (14)$$

Вид функции $\varphi(q R_1)$ определяют по табл. 4.

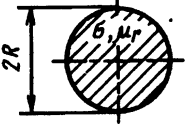
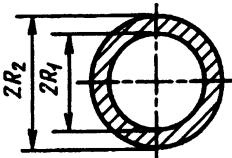
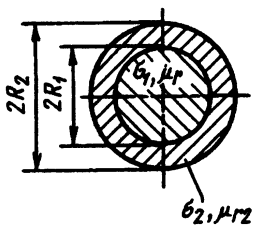
5. Внутренний проходной ВТП с неоднородным полем в зоне контроля.

Вносимая в ВТП составляющая векторного потенциала, обусловленная влиянием объекта контроля,

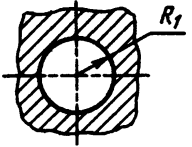
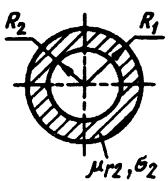
$$\dot{A}_{вн} = -\frac{\mu_0 \dot{I}_b R_b}{\pi} \int_0^\infty I_1(\lambda R_b) I_1(\lambda R_n) \varphi(q R_1) \cos \lambda z_n d\lambda. \quad (15)$$

Вид функции $\varphi(q R_1)$ определяют по табл. 5.

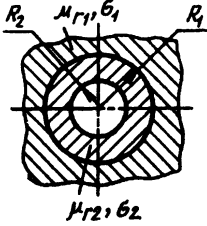
1. Формулы для определения эффективности магнитной проницаемости

Случай контроля	Формула
Сплошной (однородный) круговой цилиндр 	$\underline{\mu}_{\text{эфф}} = \frac{2I_1(x)}{\underline{x}I_0(x)}$
Однородная труба 	$\underline{\mu}_{\text{эфф}20} = \frac{2 \left[F_{11}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) + \frac{\underline{x}_{21}}{2\mu_r} F_{01}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) \right]}{\underline{x}_{22} \left[F_{10}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) + \frac{\underline{x}_{21}}{2\mu_r} F_{00}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) \right]}$
Двухслойный цилиндр 	$\underline{\mu}_{\text{эфф}2} = \frac{2 \left[F_{11}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) + \frac{\underline{x}_{21}\mu_{r1}}{2\mu_{r2}} \underline{\mu}_{\text{эфф}1} F_{01}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) \right]}{\underline{x}_{22} \left[F_{10}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) + \frac{\underline{x}_{21}\mu_{r1}}{2\mu_{r2}} \underline{\mu}_{\text{эфф}1} F_{00}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) \right]}$
n-слойный цилиндр	$\underline{\mu}_{\text{эфф}} = \frac{2 \left[F_{11}(\underline{x}_{n,n-1}; \underline{x}_{nn}) + \frac{\underline{x}_{n,n-1}\mu_{rn-1}}{2\mu_{rn}} \underline{\mu}_{\text{эфф}n-1} F_{01}(\underline{x}_{n,n-1}; \underline{x}_{nn}) \right]}{\underline{x}_{nn} \left[F_{10}(\underline{x}_{n,n-1}; \underline{x}_{nn}) + \frac{\underline{x}_{n,n-1}\mu_{rn-1}}{2\mu_{rn}} \underline{\mu}_{\text{эфф}n-1} F_{00}(\underline{x}_{n,n-1}; \underline{x}_{nn}) \right]}$

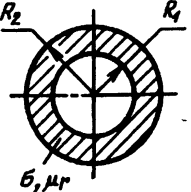
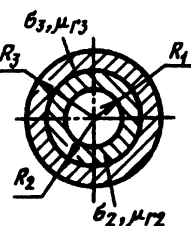
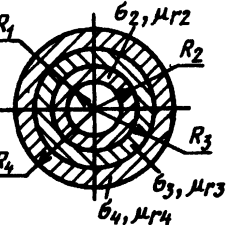
2. Формулы для определения функции P_m

Случай контроля	Формула
Труба с бесконечно толстой стенкой (отверстие) 	$P_1 = \frac{\mu_{r1} K_1(\underline{x}_1)}{k_1 K_0(\underline{x}_1)}$
Однослойная труба 	$P_{20} = \frac{\mu_{r2} F_{01}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22})}{k_2 F_{00}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22})}$

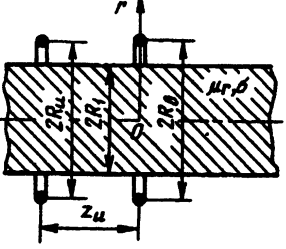
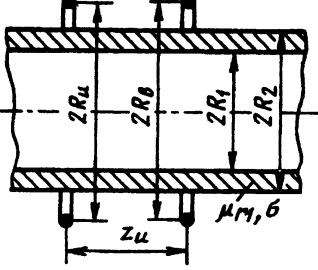
Продолжение табл. 2

Случай контроля	Формула
<p>Двухслойная среда</p> 	$P_2 = \frac{\mu_{r2} \left[F_{11}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) + \frac{k_2}{\mu_{r2}} P_1 F_{01}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) \right]}{k_2 \left[F_{10}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) + \frac{k_2}{\mu_{r2}} P_1 F_{00}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) \right]}$
<p><i>m</i>-слойная среда</p>	$P_m = \frac{\mu_{rm} \left[F_{11}(\underline{x}_{m, m-1}; \underline{x}_{mm}) + \frac{k_m}{\mu_{rm}} P_{m-1} F_{01}(\underline{x}_{m, m-1}; \underline{x}_{mm}) \right]}{k_m \left[F_{10}(\underline{x}_{m, m-1}; \underline{x}_{mm}) + \frac{k_m}{\mu_{rm}} P_{m-1} F_{00}(\underline{x}_{m, m-1}; \underline{x}_{mm}) \right]}$

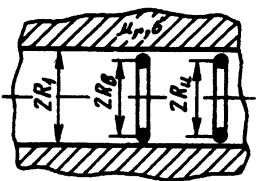
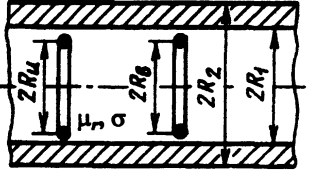
3. Формулы для определения \dot{E}^*

Случай контроля	Формула
<p>Однослойная труба</p> 	$\dot{E}_{1^*} = \frac{1}{\underline{x}_{21} \left[F_{10}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) + \frac{\underline{x}_{21}}{2\mu_r} F_{00}(\underline{x}_{21}; \underline{x}_{22}) \right]}$
<p>Двухслойная труба</p> 	$\dot{E}_{2^*} = \frac{\dot{E}_{1^*}}{\underline{x}_{32} \left[F_{10}(\underline{x}_{32}; \underline{x}_{33}) + \frac{\underline{x}_{32}\mu_{r2}}{2\mu_{r3}} \mu_{\text{эфф } 20} F_{00}(\underline{x}_{32}; \underline{x}_{33}) \right]}$
<p>Трехслойная труба</p> 	$\dot{E}_{3^*} = \frac{\dot{E}_{2^*}}{\underline{x}_{43} \left[F_{10}(\underline{x}_{43}; \underline{x}_{44}) + \frac{\underline{x}_{43}\mu_{r3}}{2\mu_{r4}} \mu_{\text{эфф } 30} F_{00}(\underline{x}_{43}; \underline{x}_{44}) \right]}$
<p><i>m</i>-слойная труба</p>	$\dot{E}_{m^*} = \frac{\dot{E}_{m-1^*}}{\underline{x}_{m+1, m} \left[F_{10}(\underline{x}_{m+1, m}; \underline{x}_{m+1, m+1}) + \frac{\underline{x}_{m+1, m}}{2\mu_{m+1}} \mu_{rm} \mu_{\text{эфф } m} F_{00}(\underline{x}_{m+1, m}; \underline{x}_{m+1, m+1}) \right]}$

4. Формулы для определения функции $\varphi(qR_1)$ при контроле наружным проходным ВТП

Случай контроля	Формула
	$\varphi(qR_1) = \frac{\frac{\mu_r \lambda}{q} I_1(qR_1) I_0(\lambda R_1) - I_0(qR_1) I_1(\lambda R_1)}{K_1(\lambda R_1) I_0(qR_1) + \frac{\mu_r \lambda}{q} I_1(qR_1) K_0(\lambda R_1)},$ <p style="text-align: center;">где $q = \sqrt{\lambda^2 - k^2}$</p>
	$\varphi(qR_1) = \frac{\frac{\mu_r \lambda}{q} I_1(qR_2) I_0(\lambda R_2) - I_0(qR_2) I_1(\lambda R_2) + \dots \rightarrow}{K_1(\lambda R_2) I_0(qR_2) + \frac{\mu_r \lambda}{q} I_1(qR_2) K_0(\lambda R_2) + \dots \rightarrow}$ $+ \xi_H \left[K_0(qR_2) I_1(\lambda R_2) + \frac{\mu_r \lambda}{q} K_1(qR_2) I_0(\lambda R_2) \right]$ $\leftarrow \dots \frac{\dots}{K_1(\lambda R_2) K_0(qR_2) + \frac{\mu_r \lambda}{q} K_1(\lambda R_2) K_0(qR_2)} \dots \right],$ <p style="text-align: center;">где $\xi_H = \frac{I_0(qR_1) I_1(\lambda R_1) - \frac{\mu_r \lambda}{q} I_1(qR_1) I_0(\lambda R_1)}{K_0(qR_1) I_1(\lambda R_1) + \frac{\mu_r \lambda}{q} K_1(qR_1) I_0(\lambda R_1)}$</p>

5. Формулы для определения функции $\varphi(qR_1)$ при контроле внутренним проходным ВТП

Случай контроля	Формула
	$\varphi(qR_1) = \frac{\frac{\mu_r \lambda}{q} K_0(\lambda R_1) K_1(qR_1) - K_1(\lambda R_1) K_0(qR_1)}{\frac{\mu_r \lambda}{q} I_0(\lambda R_1) K_1(qR_1) + I_1(\lambda R_1) K_0(qR_1)}$
	$\varphi(qR_1) = \frac{I_0(qR_1) K_1(\lambda R_1) + \frac{\mu_r \lambda}{q} I_1(qR_1) K_0(\lambda R_1) - \dots \rightarrow}{\frac{\mu_r \lambda}{q} I_0(\lambda R_1) I_1(uR_1) - I_0(uR_1) I_1(\lambda R_1) + \dots \rightarrow}$ $- \xi_B \left[K_0(qR_1) K_1(\lambda R_1) - \frac{\mu_r \lambda}{q} K_1(qR_1) K_0(\lambda R_1) \right]$ $\leftarrow \dots \frac{\dots}{K_0(qR_1) I_1(\lambda R_1) + \frac{\mu_r \lambda}{q} K_1(qR_1) I_0(\lambda R_1)} \dots \right],$ <p style="text-align: center;">где $u^2 = k^2 + \lambda^2$; $\xi_B = \frac{I_0(qR_2) K_1(\lambda R_2) + \frac{\mu_r \lambda}{q} I_1(qR_2) K_0(\lambda R_2)}{K_1(\lambda R_2) K_0(qR_2) - \frac{\mu_r \lambda}{q} K_1(qR_2) K_0(\lambda R_2)}$</p>

6. Накладной и экранный накладной ВТП над плоскими объектами.

Вносимая в ВТП составляющая векторного потенциала, обусловленная влиянием объекта контроля,

$$\dot{A}_{\text{ВН}} = 0,5\mu_0 R_B \dot{I}_B \times \int_0^\infty J_1(\lambda R_B) J_1(\lambda R_H) e^{-\lambda|h_{B*} + h_{H*}|} \dot{\varphi}(q\lambda) d\lambda, \quad (16)$$

где J_1 – функция Бесселя первого рода первого порядка; $q = \sqrt{\lambda^2 - k^2}$; λ – параметр интегрального преобразования; $h_{B*} = h_B / R_B$; $h_{H*} = h_H / R_B$.

Вид функции $\varphi(q, \lambda)$ зависит от объекта (табл. 6) (σ и μ_r – постоянные).

7. Накладные ВТП над сферическими объектами. Вносимая в ВТП составляющая векторного потенциала

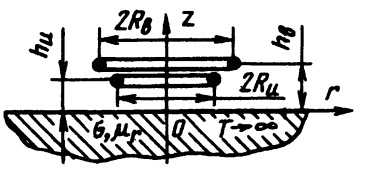
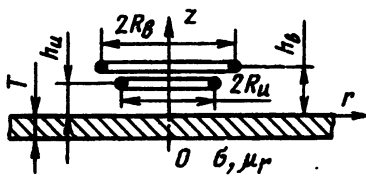
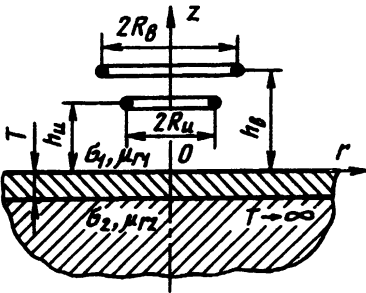
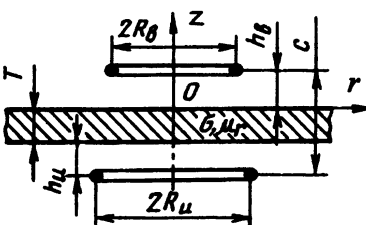
$$\dot{A}_{\text{ВН}} = \mu_0 \dot{I}_B \sin \theta_B \sum_{n=1}^\infty \varphi_n(kR) \frac{P_n^1(\cos \theta_B) P_n^1(\cos \theta_H)}{(2n+1)r_B r_H^{n+1}}, \quad (17)$$

где P_n^1 – нормированные присоединенные функции Лежандра первого порядка; $\varphi_n(kR)$ – функция, вид которой определяют по табл. 7 (σ и μ_r – постоянные).

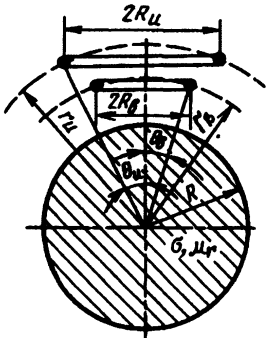
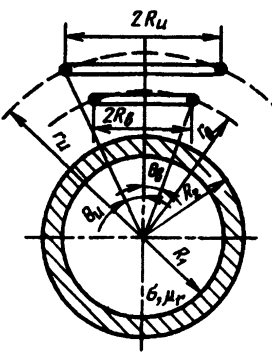
Годографы сигналов и чувствительности ВТП. Зависимость сигналов преобразователя от параметров объекта и от режима контроля выражается годографами, поскольку сигналы могут быть представлены векторами на комплексной плоскости напряжений. Ниже приведены некоторые годографы, полученные с помощью расчетов на компьютере для наиболее часто встречающихся случаев.

На рис. 12 приведены годографы $\dot{U}_{\text{ВН}*} = -\dot{E}_{\text{ВН}*}$ накладного ВТП в зависимости от обобщенного параметра контроля $\beta = R\sqrt{\omega\mu_a}\sigma$ и от обобщенного зазора $h_* = (h_{B*} + h_{H*})$ для случая контроля неферромагнитного листа с относительной толщиной $T_* = T/R$, где R – большее из значений R_B и R_H . Жирной линией выделен годограф $\dot{U}_{\text{ВН}*}(\beta)$, соответствующий полупространству ($T_* \rightarrow \infty$) при $h_* \rightarrow 0$. Как показано на рис. 12,

6. Формулы для определения функции $\varphi(q, \lambda)$

Случай контроля	Формула
	$\varphi(q, \lambda) = \frac{q - \mu_r \lambda}{q + \mu_r \lambda}$
	$\varphi(q, \lambda) = \frac{(\mu_r^2 \lambda^2 - q^2)(1 - e^{-2T \cdot q})}{(\mu_r \lambda + q)^2 - (\mu_r \lambda - q)^2 e^{-2T \cdot q}},$ <p style="text-align: center;">где $T_* = T/R_B$</p>
	$\varphi(q, \lambda) = \frac{(\lambda \mu_{r1} - q_1)(\mu_{r2} q_2 + \mu_{r1} q_2) e^{T \pi \cdot q_1} - (\mu_{r1} \lambda + q_1)(\mu_{r1} q_2 - \mu_{r2} q_1) e^{-T \pi \cdot q_1}}{(\lambda \mu_{r1} + q_1)(\mu_{r1} q_2 + \mu_{r2} q_1) e^{T \pi \cdot q_1} - (\lambda \mu_{r1} - q_1)(\mu_{r1} q_2 - \mu_{r2} q_1) e^{-T \pi \cdot q_1}},$ <p style="text-align: center;">где $q_1 = \sqrt{\lambda^2 - k_1^2}$; $q_2 = \sqrt{\lambda^2 - k_2^2}$</p>
	$\varphi(q, \lambda) = \frac{4q\lambda\mu_r e^{\lambda T}}{e^{qT} (\lambda\mu_r + q)^2 - e^{-qT} (\lambda\mu_r - q)^2}$

7. Формулы для определения функции $\varphi_n(kR)$

Случай контроля	Формула
	$\varphi_n(kR) = R^{2n+1} \frac{kR J_{n-0,5}(kR) - p J_{n+0,5}(kR)}{n(1-\mu_r) J_{n+0,5}(kR) - kR J_{n-0,5}(kR)},$ <p>где $J_{n-0,5}$; $J_{n+0,5}$ – цилиндрические функции первого рода (Бесселя) полуцелового порядка</p>
	$\varphi_n(kR) = R_2^{2n+1} \frac{pkR_2 D + k^2 R_2 R_1 E + p^2 F + kR_1 pG}{pn(\mu_r - 1)F - pkR_2 D - k^2 R_2 R_1 E + kR_1 n(\mu_r - 1)G},$ <p>где $D = N_{n+0,5}(kR_1)J_{n-0,5}(kR_2) - J_{n+0,5}(kR_1)N_{n-0,5}(kR_2)$; $E = J_{n-0,5}(kR_1)N_{n-0,5}(kR_2) - J_{n-0,5}(kR_2)N_{n-0,5}(kR_1)$; $F = J_{n+0,5}(kR_1)N_{n+0,5}(kR_2) - J_{n+0,5}(kR_2)N_{n+0,5}(kR_1)$; $G = N_{n-0,5}(kR_1)J_{n+0,5}(kR_2) - J_{n-0,5}(kR_1)N_{n+0,5}(kR_2)$, где $N_{n-0,5}$, $N_{n+0,5}$ – цилиндрические функции второго рода (Неймана) полуцелового порядка.</p>

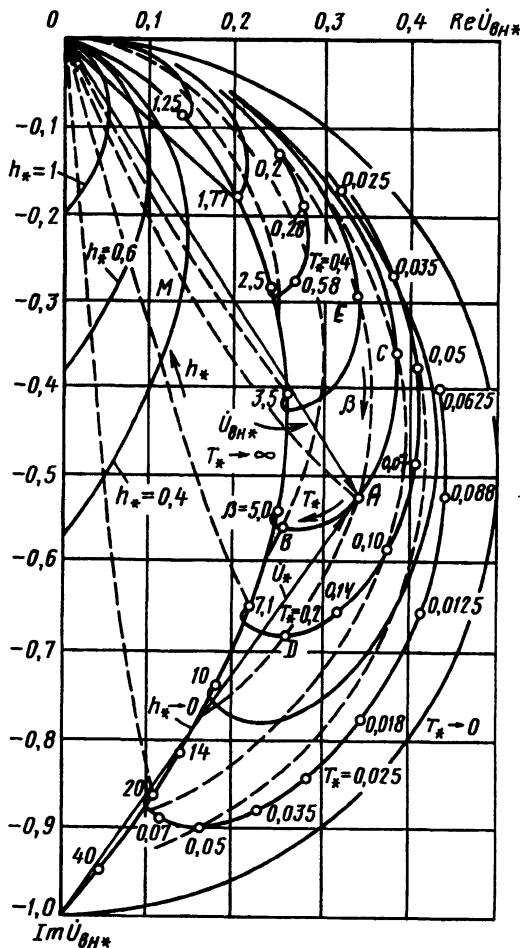


Рис. 12. Годографы относительного вносимого напряжения накладного ВТП при контроле неферромагнитного листа

$U_{вн*} = \left| \dot{U}_{вн*} \right|$ резко убывает при увеличении h_* по закону, близкому к экспоненциальному. Годограф $U_{вн*}(\beta)$ переходит в полуокружность радиусом 0,5 при $T_* \rightarrow 0$.

Рассмотрим пример определения выходного напряжения ВТП с помощью годографа (см. рис. 12). Допустим, что накладной ВТП используется для контроля листа с параметрами: $\sigma = 31$ МСм/м; $T = 12$ мм; $\mu_r = 1$. Параметры преобразователя: $R_b = 10$ мм; $R_n = 8$ мм. Режим контроля: частота $f = 1$ кГц; зазор между преобразователем и листом $h_* = (h_{n*} + h_{b*}) \rightarrow 0$.

Обобщенные параметры контроля

$$\beta = R \sqrt{\omega \mu_a \sigma} = 10^{-2} \sqrt{2\pi \cdot 10^3 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 31 \cdot 10^6} \approx 5;$$

$$T_* = T/R = 0,2; \quad h_* = 2h/R \rightarrow 0.$$

С помощью годографа находим (точка А, рис. 12)

$$\dot{U}_{вн*} = 0,34 - j \cdot 0,53.$$

Относительное напряжение измерительной обмотки преобразователя \dot{U}_* вычисляем по формуле $\dot{U}_* = \dot{U}_{вн*} + j$, что соответствует переносу начала координат в точку $(0, -j)$. Зная начальное напряжение U_0 , можно определить напряжение, вносимое в преобразователь при установке его на поверхность листа, и результирующее напряжение

$$\dot{U}_{вн} = U_0 \dot{U}_{вн*}; \quad \dot{U} = U_0 \dot{U}_*$$

При увеличении толщины листа до 2 мм конец вектора $\dot{U}_{вн*}$ перемещается в точку B ($T_* = 0,4$), а при уменьшении до 1 мм – в точку C ($T_* = 0,1$). С увеличением σ до 62 МСм/м конец вектора $U_{вн*}$ перемещается в точку D (β увеличивается в $\sqrt{2}$ раз), а при уменьшении до 15 МСм/м – в точку E (β уменьшается примерно в $\sqrt{2}$ раз). При увеличении зазора до 2 мм конец вектора $\dot{U}_{вн*}$ перемещается в точку M ($h_* = 0,4$). Годографы $\dot{U}_{вн*}(T)$, $\dot{U}_{вн*}(\sigma)$ и $\dot{U}_{вн*}(h)$ пересекаются в точке A под некоторыми углами, что позволяет подавлять влияние на сигнал преобразователя мешающих факторов путем использования амплитудно-фазовых соотношений сигналов.

Годографы на рис. 12 получены по приближенным формулам и дают погрешность 15 ... 25 %. Точный расчет по формуле (16) показывает, что $\dot{U}_{вн*}$ накладного ВТП зависит от отношения $\gamma = R_b/R_n$ и от относительного расстояния c между возбуждающей и измерительной обмотками ВТП ($c_* = c/R$, где R – большее из значений R_b и R_n). На рис. 13 показаны годографы $\dot{U}_{вн*}(\beta, h_*)$ для различных γ при $c_* = 0$, а на рис. 14 приведены годографы $U_{вн*}(\beta, \gamma)$ при $h_* = 2h/R = 0,1$ и $c_* = 0$ (h –

расстояние от объекта контроля до ближайшей обмотки ВТП). Из рис. 13, 14 следует, что уменьшение γ приводит к увеличению $U_{вн*}$, а также изменяет кривизну годографов $\dot{U}_{вн*}(h_*)$, что важно при амплитудно-фазовых и фазовых измерениях параметров объектов. Однако с уменьшением γ убывает U_0 и, следовательно, уменьшаются абсолютные сигналы ВТП. Применение ВТП с $\gamma < 0,2$ нецелесообразно, поскольку вынуждает принимать специальные меры для компенсации снижения абсолютной чувствительности ВТП.

При контроле ферромагнитного полупространства с постоянной магнитной проницаемостью μ_a функция $\dot{U}_{вн*}(\beta, \mu_r)$ имеет вид, показанный на рис. 15. Согласно диаграмме при малых значениях β и μ_r возможен раздельный контроль σ и μ_r . Диаграммы, приведенные на рис. 16, иллюстрируют некоторые случаи контроля ферромагнитных листов. На рис. 16, а показана зависимость $\dot{U}_{вн*}(\beta, T)$ для листа с $\mu_r = 30$ при $h_* = 0,5$; $R_b = R_n$, а на рис. 16, б – зависимость $\dot{U}_{вн*}(\beta, \mu_r)$ для листа с $T_* = 0,05$.

На рис. 17 приведены диаграммы, связывающие сигналы накладного ВТП с параметрами объекта, представляющего собой *неферромагнитное полупространство с неферромагнитным покрытием*.

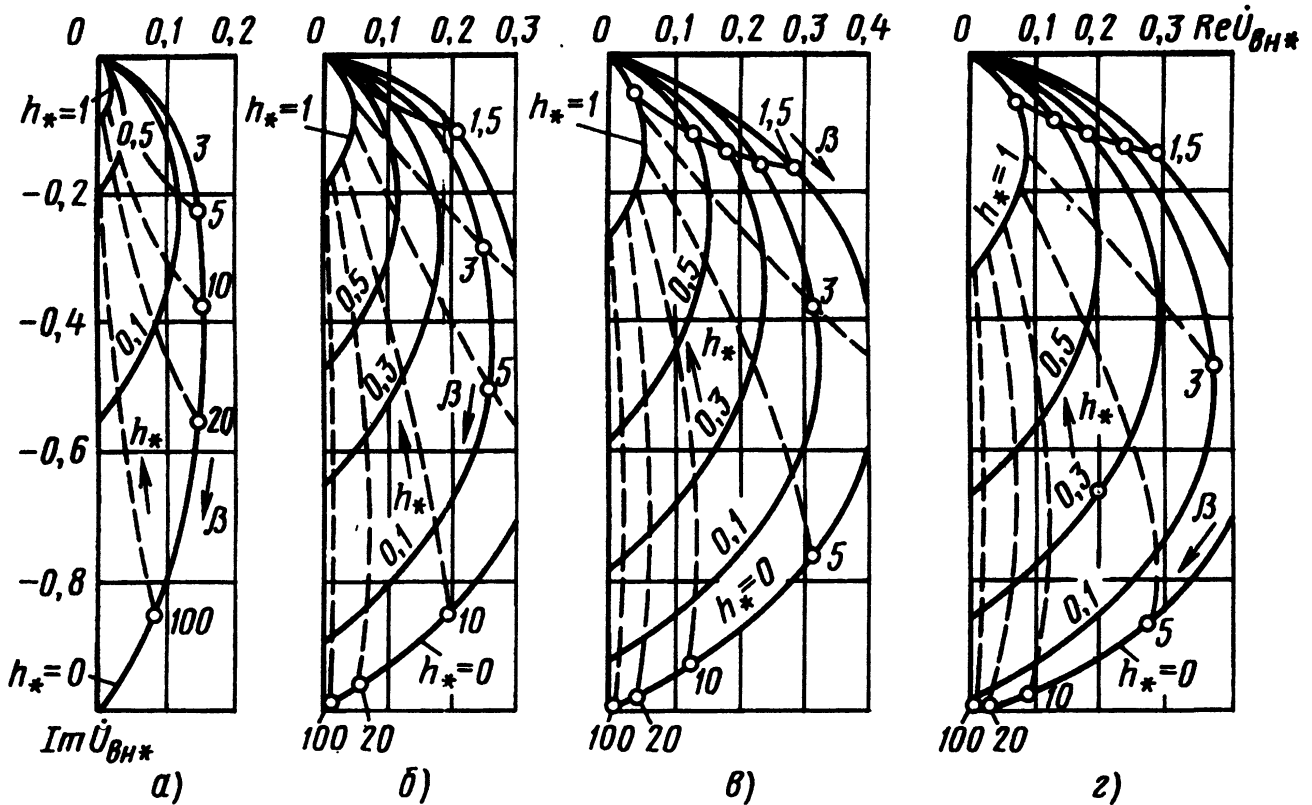


Рис. 13. Годографы относительного вносимого напряжения накладного ВТП при контроле неферромагнитного полупространства:
 а – $\gamma = 1$; б – $\gamma = 0,75$; в – $\gamma = 0,5$; з – $\gamma = 0,1$

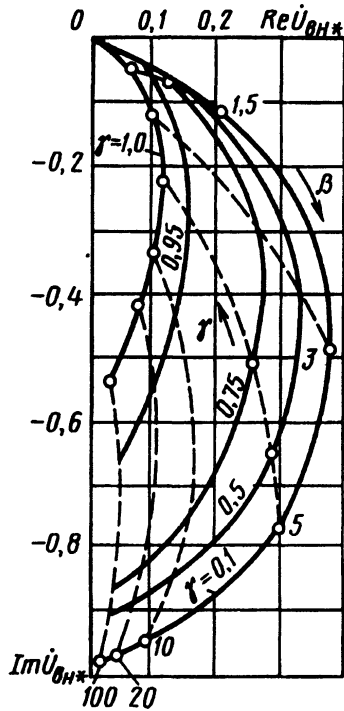


Рис. 14. Годографы относительного вносимого напряжения накладного ВТП при контроле неферромагнитного полупространства для различных γ

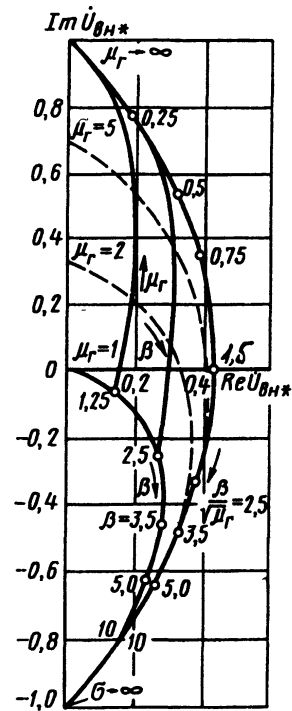


Рис. 15. Годографы относительного вносимого напряжения накладного ВТП при контроле ферромагнитного полупространства

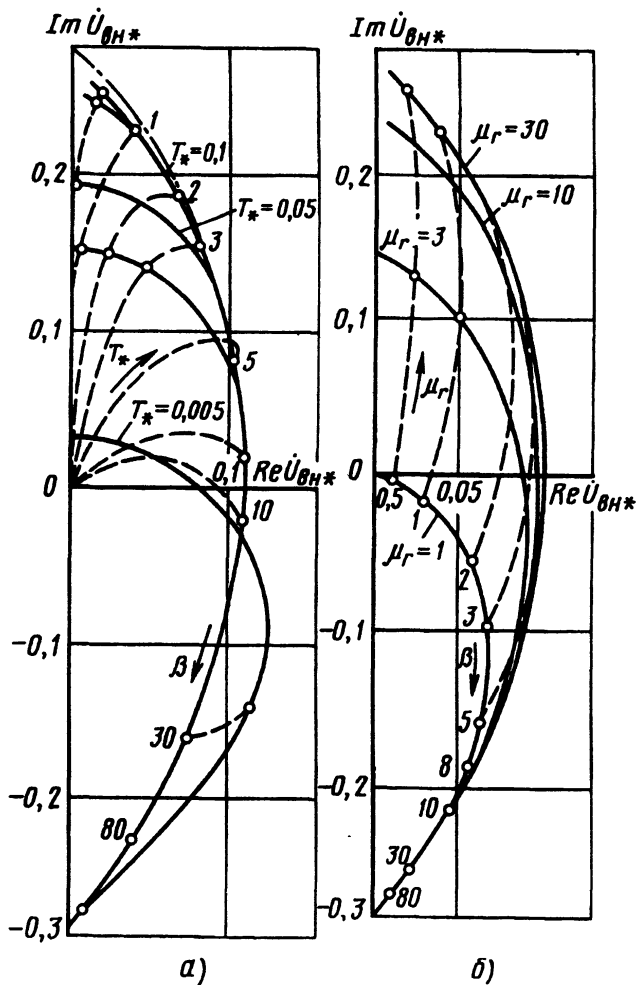


Рис. 16. Годографы относительного вносимого напряжения накладного ВТП при контроле ферромагнитного листа: а - $\mu_r = 30$; $T_* = \text{var}$; б - $T_* = 0,05$; $\mu_r = \text{var}$

На диаграмме, данной на рис. 17, а, показано влияние на сигнал изменения относительной толщины покрытия $T_{п*} = T_{п} / R$. Случаю увеличения $T_{п*}$ от 0 до ∞ , когда удельная электрическая проводимость покрытия $\sigma_{п}$ меньше удельной электрической проводимости основания σ_0 , соответствует верхняя (относительно исходной точки $T_{п*} = 0$, $\beta = R\sqrt{\omega\mu_{\alpha}\sigma} = 7$) часть диаграммы (рис. 17, а), а случаю $\sigma_{п} > \sigma_0$ - нижняя ее часть. На рис. 17, б приведены годографы при изменении $T_{п*}$ и β_0 (изменение σ_0). Верхняя часть диаграммы (относительно точки $T_{п*} \rightarrow \infty$, $\beta_{п} = 7$) соответствует $T_{п*}$, уменьшающемуся от ∞ до 0 при $\sigma_{п} > \sigma_0$, а нижняя ее часть - при $\sigma_{п} < \sigma_0$.

Анализ выражения (16) показывает, что сигналы накладных экранных ВТП не зависят от смещений контролируемого листа вдоль оси ВТП, что определяет их преимущество перед накладными. На рис. 18 приведены диаграммы $\dot{U}_{вн*}(\beta, T_*)$ для случая контроля неферромагнитного листа с помощью ВТП, у которого

$$c_* = c / R = 2,2 ;$$

$$R_{в} = R_{и} (c = |h_{в} + h_{и}|) .$$

На рис. 19 приведена зависимость фазового угла ($\varphi = \arg \dot{U}_{вн*}$) вносимого напряжения накладного экранного ВТП от толщины неферромагнитного листа для того же случая. При $T_*\beta > 2$ и $T_* < 0,75c_*$ фазовый угол линейно зависит от T_* , что используется для построения фазовых толщиномеров.

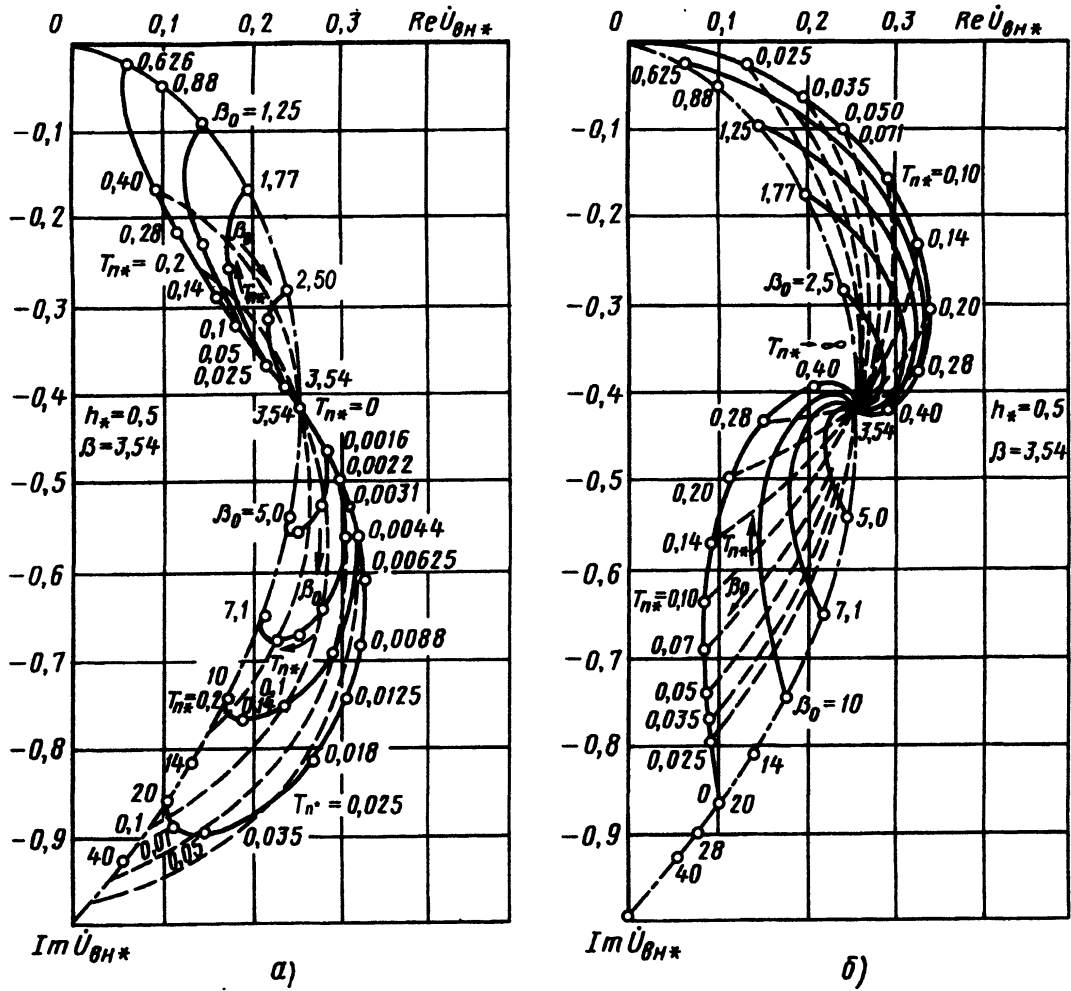


Рис. 17. Годографы относительного вносимого напряжения накладного ВТП при контроле неферромагнитного полупространства с неферромагнитным покрытием в зависимости: а – от толщины покрытия; б – от толщины покрытия и параметра β_0

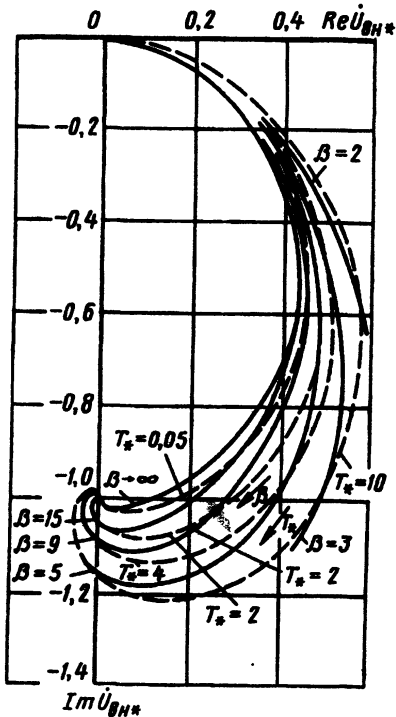


Рис. 18. Годографы относительного вносимого напряжения экранного ВТП при контроле неферромагнитного листа

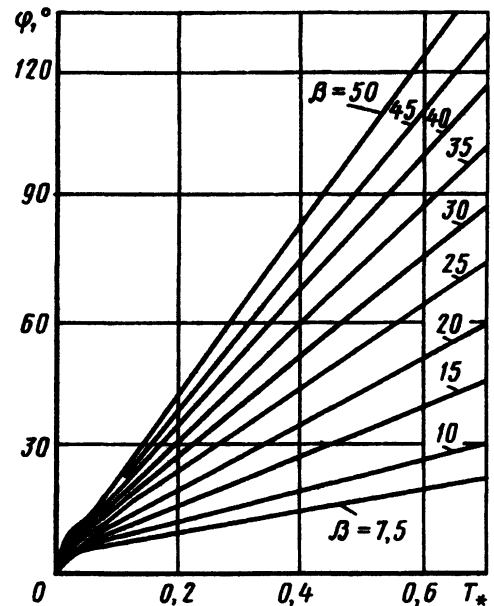


Рис. 19. Зависимость фазового угла φ вносимого напряжения накладного экранного ВТП от относительной толщины неферромагнитного листа (при $c_s = 2,2$; $\nu = 1$)

В этих условиях зависимость φ от T_* аппроксимируется формулой

$$\varphi = \alpha_1 \beta T_* + \alpha_2,$$

где α_1 и α_2 – константы, слабо зависящие от c_* , β и γ .

На рис. 20 приведены годографы сигналов однокатушечного ВТП, расположенного над сферой, длина катушки равна $0,15R$, $R = R_2$ для $h_* = 0$ и $h_* = 0,2$ (см. случай 2, табл. 7). При увеличении относительного радиуса сферы годограф, приведенный на рис. 15, приближается к годографу, показанному на рис. 11.

На рис. 21 даны годографы $\dot{U}_{вн*}(\beta, \varkappa)$ для ВТП, расположенного над сфероидом (см. рис. 17, а), где $\varkappa = r/R$; $T_* = T/R = 0,5$; $h_* = 2h/R = 0,1$. Уменьшая параметр \varkappa , можно проследить влияние ограниченных размеров объекта контроля на выходной сигнал ВТП.

Влияние параметров кругового цилиндра и однослойной трубы (при $\mu_r = 1$) на вносимое относительное напряжение наружного проходного ВТП с однородным полем показано на рис. 22. Жирной линией показан годограф $\dot{U}_{вн*}(x^2)$ для сплошного цилиндра ($\alpha_{12} = 0$) при $\eta = 1$, а штрихпунктирной – годограф $\dot{U}_{вн*}(x^2)$ для трубы с $T_* \rightarrow 0$ ($\alpha_{12} \rightarrow 1$). Между этими двумя линиями заключены годографы $\dot{U}_{вн*}(x^2, \alpha_{12})$ для трубы при $\eta = 1$. Годографы $\dot{U}_{вн*}(\eta)$ представляют собой прямые,

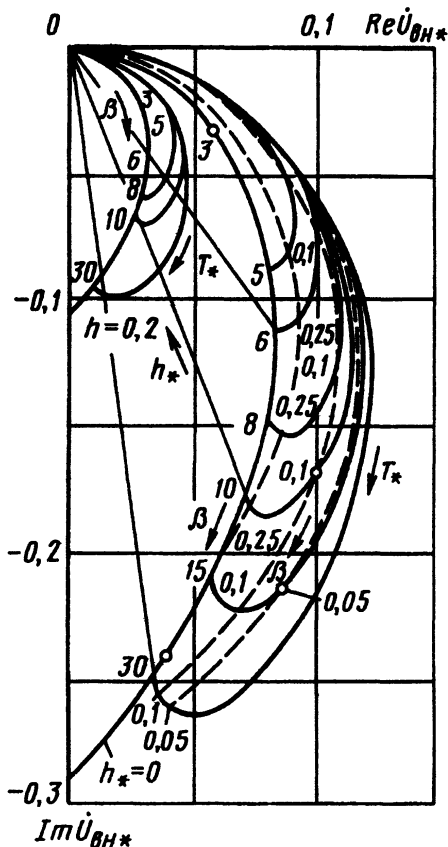


Рис. 20. Зависимость относительного вносимого напряжения трансформаторного ВТП от обобщенных параметров при контроле сферических объектов

исходящие из начала координат, а годографы $\dot{U}_{вн*}(R)$ для цилиндра обладают некоторой кривизной, поскольку при изменении R меняется не только η , но и $\mu_{эфф}$.

В табл. 8 приведены значения $\mu_{эфф}$ в зависимости от параметра x .

Рассмотрим пример использования годографов (рис. 22) для определения сигналов проходного ВТП.

Допустим, что требуется найти $\dot{U}_{вн*}$ преобразователя с однородным полем, у которого короткая измерительная катушка охватывает длинный возбуждающий соленоид, причем $R_и = 10$ мм; $R_в = 8,5$ мм; радиус контролируемого цилиндра $R = 6$ мм; $\mu_r = 1$; $\sigma = 15,8$ МСм/м; частота тока возбуждения $f = 2$ кГц. Обобщенный параметр $x^2 = R^2 \omega \mu_0 \sigma = (6 \cdot 10^{-3})^2 2\pi \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 15,8 \cdot 10^6 = 9$.

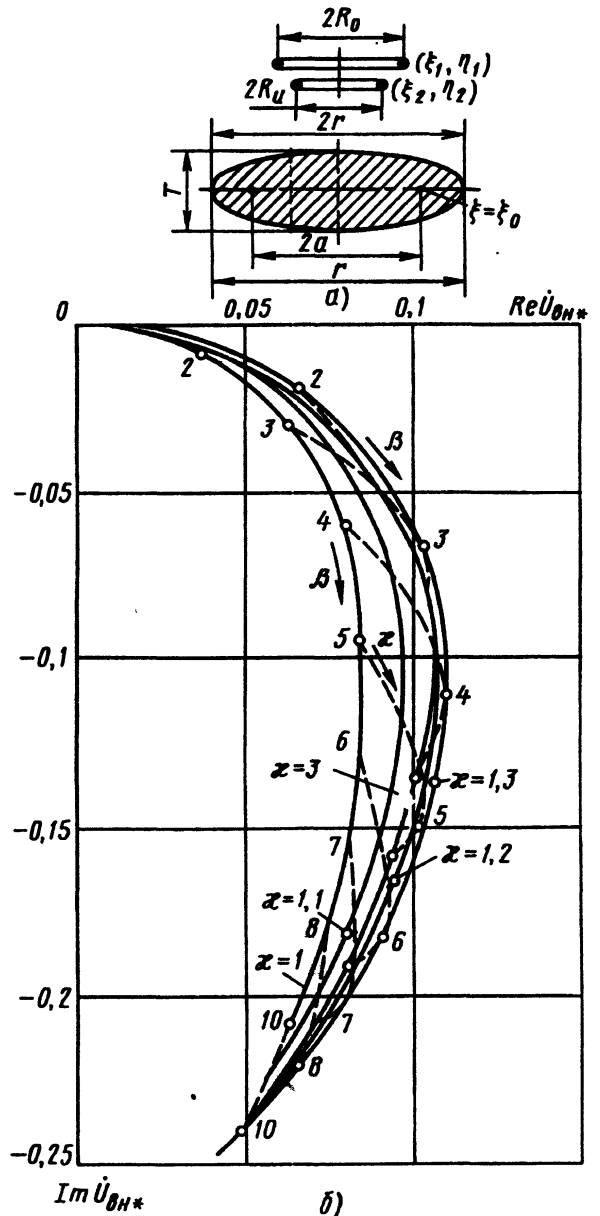


Рис. 21. К определению вносимых параметров ВТП при контроле сфероидальных объектов: а – круговой виток над сплюснутым сфероидом; б – зависимость относительного вносимого напряжения от обобщенных параметров β, \varkappa

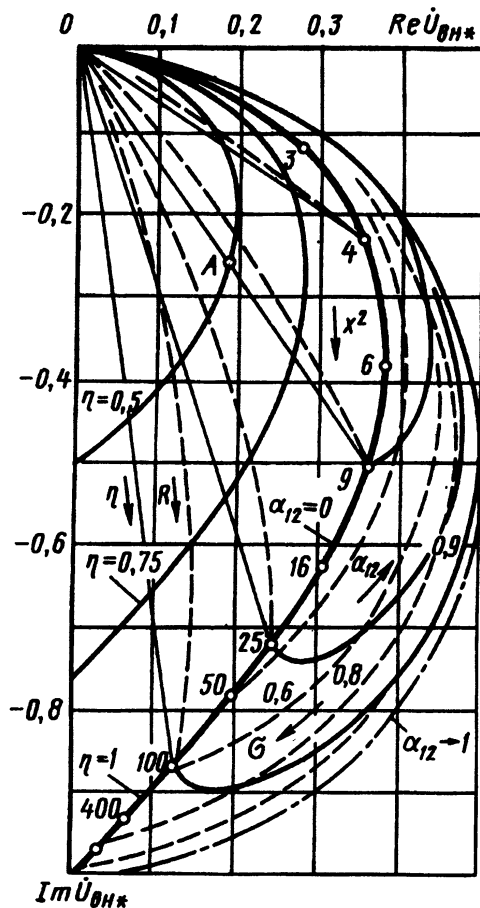


Рис. 22. Годографы $\dot{U}_{вн*}$ наружного проходного ВТП с однородным полем при контроле кругового ферромагнитного цилиндра и однослойной трубы

Коэффициент заполнения $\eta = (R/R_B)^2 = 0,5$. По диаграмме на рис. 22 находим точку A ($x^2 = 9$; $\eta = 0,5$), для которой $\dot{U}_{вн*} = 0,18 - j \cdot 0,27$. Если ток возбуждения $I_B = 0,1$ А, $\omega_B = 500$, $\omega_H = 200$, а длина соленоида $l = 40$ мм, то начальное напряжение

$$U_0 = \frac{\mu_0 \omega w_B w_H \pi R_H^2}{l} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2\pi \cdot 7 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 200 \cdot 10^{-4}}{40 \cdot 10^{-3}} = 12,4 \text{ В.}$$

Тогда

$$\dot{U}_{вн} = U_0 \dot{U}_{вн*} = 12,4(0,18 - j \cdot 0,27) = (2,24 - j \cdot 3,35) \text{ В.}$$

Влияние изменения относительной магнитной проницаемости μ_r кругового цилиндра на сигналы наружного проходного ВТП показывает рис. 23, годографы которого рассчитаны по формуле (11). Если $\mu_r \mu_{эфф} \gg 1$, что обычно имеет место при контроле ферромагнитных цилиндров, то из выражения (11) можно получить

$$\dot{U}_{вн*} = j\eta \mu_r \mu_{эфф},$$

откуда следует, что влияние изменения μ_r и радиуса цилиндра R (или η) дает на комплексной плоскости $\dot{U}_{вн*}$

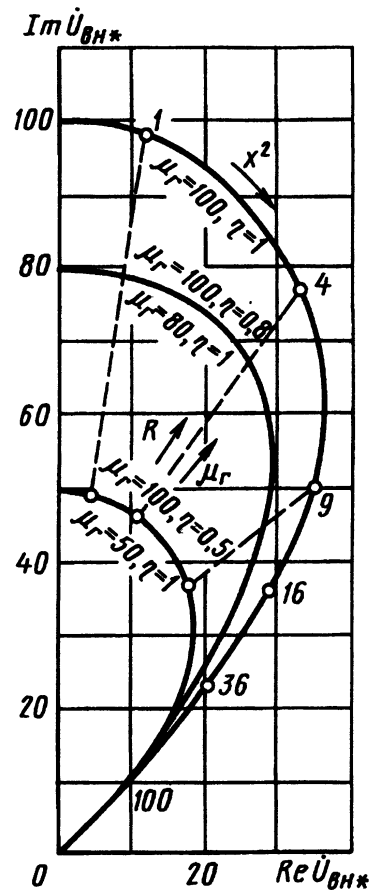


Рис. 23. Зависимость $\dot{U}_{вн*}$ наружного проходного ВТП от параметров ферромагнитного кругового цилиндра

совпадающие линии (рис. 23). Углы между годографами $\dot{U}_{вн*}(R)$ и $\dot{U}_{вн*}(\mu_r)$ становятся отличными от нуля, когда $\mu_r \mu_{эфф}$ приближается к единице. Это условие достигается при увеличении частоты тока возбуждения (увеличение x и уменьшение $\mu_{эфф}$), когда становится возможным раздельный контроль R и μ_r .

На рис. 24 построены годографы $\dot{U}_{вн*}(x_{21}, x_{22})$ наружного проходного ВТП для двухслойных круговых ферромагнитных цилиндров с различными значениями $\alpha_{12} = R_1/R_2$ и $\gamma_{12} = k_1/k_2$ при $\eta = 1$. Жирная линия $\dot{U}_{вн*}(x_{22})$ соответствует сплошному цилиндру радиуса R с $\sigma = \sigma_2$.

На рис. 25, а приведены годографы $\dot{U}_{вн*}(x_{22}, \alpha_{21})$ внутренних проходных ВТП для однослойных ферромагнитных труб при $\eta = 1$, а на рис. 25, б – годографы $\dot{U}_{вн*}(x_{22}, \alpha_{12})$ экранированных проходных ВТП для того же случая. Штриховые линии (рис. 25) соединяют точки с одинаковыми значениями x_{22} . Все годографы заключены между двумя предельными, соответствующими толстостенной трубе ($\alpha_{21} \rightarrow 0$ на рис. 25, а и $\alpha_{12} \rightarrow 0$ на рис. 25, б) и тонкостенной трубе ($\alpha_{21} \rightarrow 1$ и $\alpha_{12} \rightarrow 1$ соответственно).

8. Зависимость $\mu_{эфф}$ от параметра x

x	$Re \mu_{эфф} \cdot 10^{-6}$	$-Im \mu_{эфф} \cdot 10^{-6}$	x	$Re \mu_{эфф} \cdot 10^{-6}$	$-Im \mu_{эфф} \cdot 10^{-6}$	x	$Re \mu_{эфф} \cdot 10^{-6}$	$-Im \mu_{эфф} \cdot 10^{-6}$
0,1	999 998	002 500	3,0	499 010	359 963	6,8	208 698	185 790
0,2	999 967	005 000	3,1	479 299	353 612	7,0	202 690	181 122
0,3	999 831	011 247	3,2	461 087	345 849	7,2	197 017	176 765
0,4	999 467	019 985	3,3	444 276	339 840	7,4	191 655	172 434
0,5	998 700	031 194	3,4	428 762	332 720	7,6	186 577	168 386
0,6	997 310	044 834	3,5	414 437	325 594	7,8	181 763	164 520
0,7	995 033	060 832	3,6	401 192	318 544	8,0	177 193	160 824
0,8	991 567	079 073	3,7	388 923	311 632	8,2	172 848	157 287
0,9	986 592	099 384	3,8	377 534	304 901	8,4	168 713	153 901
1,0	979 767	121 523	3,9	366 933	298 380	8,6	164 771	150 655
1,1	970 768	145 172	4,0	357 039	292 090	8,8	161 011	147 542
1,2	959 304	169 931	4,1	347 776	286 038	9,0	157 419	144 554
1,3	945 146	195 324	4,2	339 078	280 227	9,2	153 984	141 683
1,4	928 154	220 813	4,3	330 887	274 655	9,4	150 696	138 923
1,5	908 299	245 819	4,4	323 149	269 317	9,6	147 546	136 268
1,6	885 679	269 756	4,5	315 819	264 202	9,8	144 525	133 711
1,7	860 523	292 068	4,6	308 856	259 901	10,0	141 625	131 248
1,8	833 179	312 269	4,7	302 227	254 602	12,0	117 967	110 806
1,9	804 093	329 967	4,8	295 901	250 093	14,0	101 087	095 849
2,0	773 777	344 896	4,9	289 852	245 762	16,0	088 436	084 439
2,1	742 769	356 920	5,0	284 056	241 598	18,0	078 600	075 451
2,2	711 598	366 035	5,2	273 148	233 726	20,0	070 734	068 189
2,3	680 751	372 347	5,4	263 050	226 397	30,0	047 140	046 029
2,4	650 648	376 057	5,6	253 661	219 540	40,0	035 355	034 730
2,5	621 629	377 429	5,8	244 904	213 100	50,0	028 284	027 884
2,6	593 948	376 766	6,0	236 715	207 030	80,2	017 678	017 521
2,7	567 778	374 385	6,2	229 042	201 292	100,0	014 142	014 042
2,8	543 216	370 599	6,4	221 841	195 855	200,0	007 071	007 046
2,9	520 298	365 703	6,6	215 071	190 695			

Годографы $\dot{U}_{вн*}$ наружного проходного ВТП при контроле эллиптического цилиндра мало отличаются от годографов, соответствующих круговому цилиндру, если отношение a малой полуоси эллипса к большой превышает 0,6.

Годографы $\dot{U}_{вн*}$ проходных ВТП с неоднородным полем подобны приведенным выше. На рис. 26 даны годографы $\dot{U}_{вн*}(x)$ наружных проходных ВТП с неоднородным полем при контроле неферромагнитного кругового цилиндра (здесь $x = kR_n$). Годографы построены для различной относительной длины $L_* = L / R_n$ и разных относительных смещений $z_* = z / R_n$ короткой измерительной катушки относительно возбуждающей при относительном радиусе измерительной обмотки $R_{n*} = R / R_n = 0,9$. Жирной линией выделен годограф, соответствующий

ВТП с однородным полем ($L_* \rightarrow \infty$). Из рис. 26 видно, что уменьшение L_* (при $z_* = 0$) вызывает эффект, подобный эффекту уменьшения диаметра цилиндра (см. рис. 22), причем L_* начинает существенно влиять на $\dot{U}_{вн*}$ при $L_* < 2$. Увеличение z_* приводит к эффекту, подобному эффекту увеличения диаметра объекта контроля, однако при этом следует иметь в виду, что абсолютная величина $U_{вн}$ убывает в результате уменьшения взаимной индуктивности между возбуждающей и измерительной обмотками. При использовании проходных ВТП с неоднородным полем нужно учитывать, что радиальные перемещения однородного объекта контроля влияют на выходной сигнал преобразователя. С помощью годографов, приведенных на рис. 12 – 26, можно выбрать режим контроля, определить основные параметры ВТП.

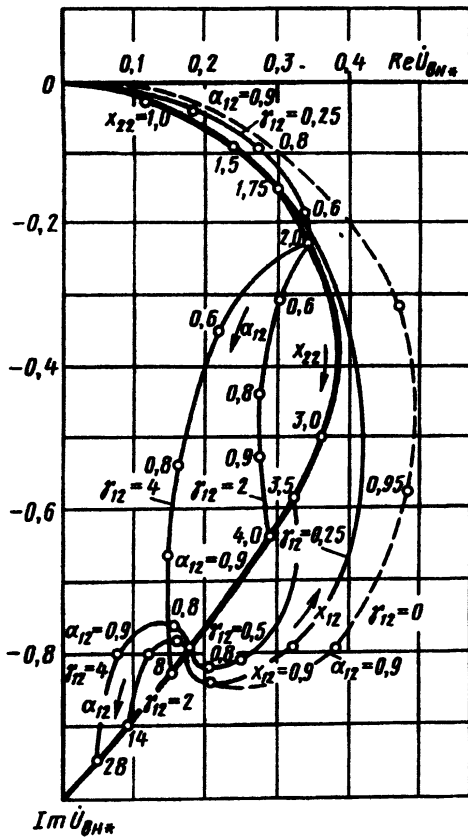


Рис. 24. Годографы $\dot{U}_{вн*}$ наружного проходного ВТП с однородным полем при контроле двухслойных круговых ферромагнитных цилиндров

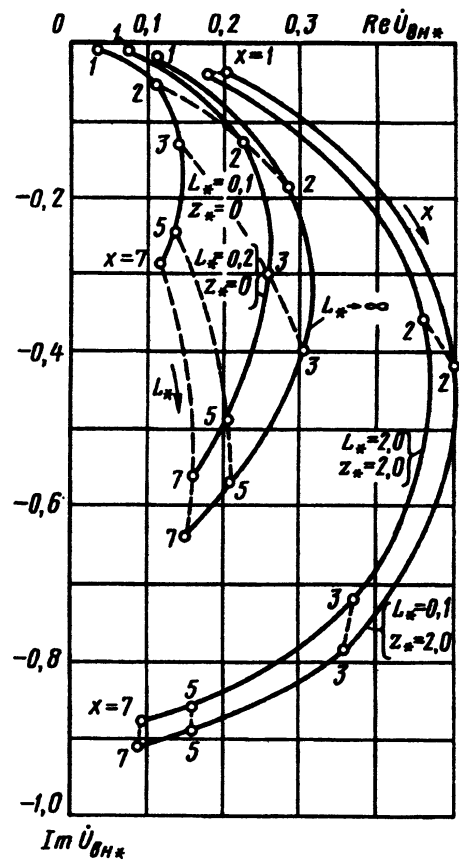


Рис. 26. Годографы $\dot{U}_{вн*}$ проходного ВТП с короткой возбуждающей катушкой

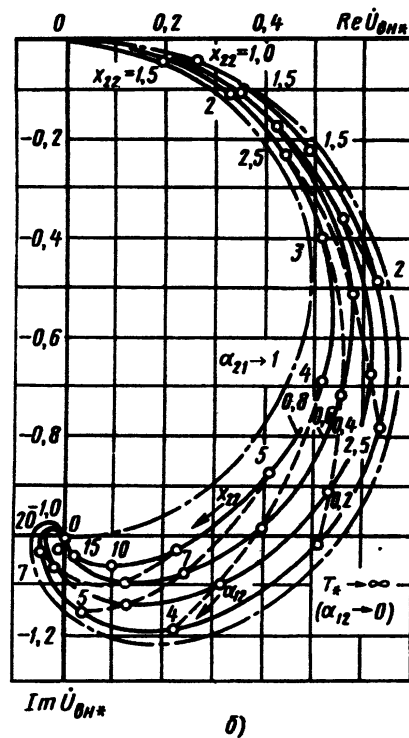
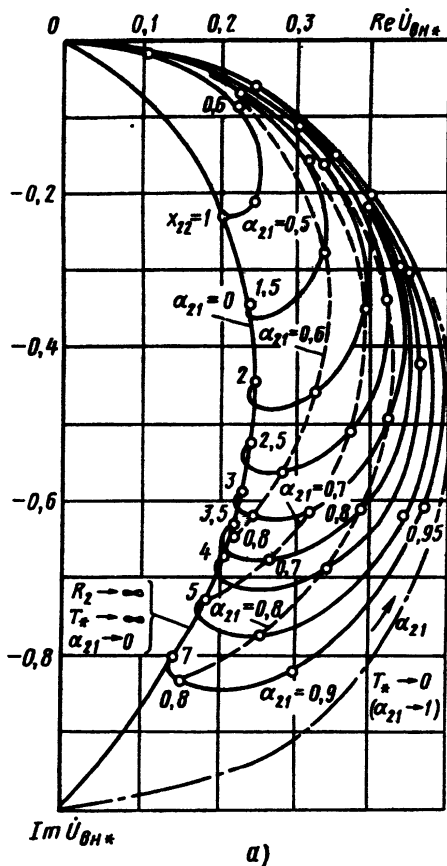


Рис. 25. Годографы $\dot{U}_{вн*}$ внутреннего (а) и экранного (б) ВТП с однородным полем при контроле однослойных ферромагнитных труб

При выборе режима контроля и определении сигналов ВТП оперируют понятием *относительной комплексной чувствительности преобразователя* \underline{S} к параметру p :

$$\underline{S}_{p^*} = \frac{\partial \dot{U}_{ВН^*}}{\partial p^*} = \frac{\partial Z_{ВН^*}}{\partial p^*},$$

где $p^* = p / p_0$ – номинальное значение параметра p .

Диаграммы \underline{S}_{p^*} в зависимости от параметров объекта контроля и режима контроля получают путем аналитического или численного дифференцирования выражений (11) – (17).

На рис. 27 представлены годографы относительной чувствительности накладного ВТП к удельной электрической проводимости (\underline{S}_{σ^*}) (рис. 27, а) и толщине S_{T^*} (рис. 27, б) неферромагнитного листа при $h_* = 0,5$; $\gamma = 1$.

Максимальная чувствительность (по модулю) $S_{\sigma^*} = |S_{\sigma^*}|$ достигается при $T_*\beta^2 \approx 3$, так же, как и $S_{T^*} = |S_{T^*}|$. Максимум чувствительности $S_{\sigma_{\max}^*}$ для тонкого листа ($T_* \rightarrow 0$) вдвое превышает $S_{\sigma_{\max}^*}$ для полупространства. С увеличением зазора h_* максимальная чувствительность $S_{\sigma_{\max}^*}$ достигается при меньших β . При изменении h_* от 0,06 до 2 значения β_{\max} , соответствующие $S_{\sigma_{\max}^*}$ меняются от 5 до 2,5. Величина $S_{\sigma_{\max}^*}$ изменяется при этом от 0,4 до 0,03.

Выражение для относительной чувствительности наружного проходного ВТП к параметрам кругового цилиндра и трубы имеют вид:

а) для сплошного цилиндра

$$\underline{S}_{R^*} = 2\eta\mu_r \left(1 - \frac{1}{\mu_r} - \frac{x^2}{4} \mu_{эфф1}^2 \right); \quad (18)$$

$$\underline{S}_{\sigma^*} = 2\eta\mu_r \left(1 - \mu_{эфф} - \frac{x^2}{4} \mu_{эфф1}^2 \right); \quad (19)$$

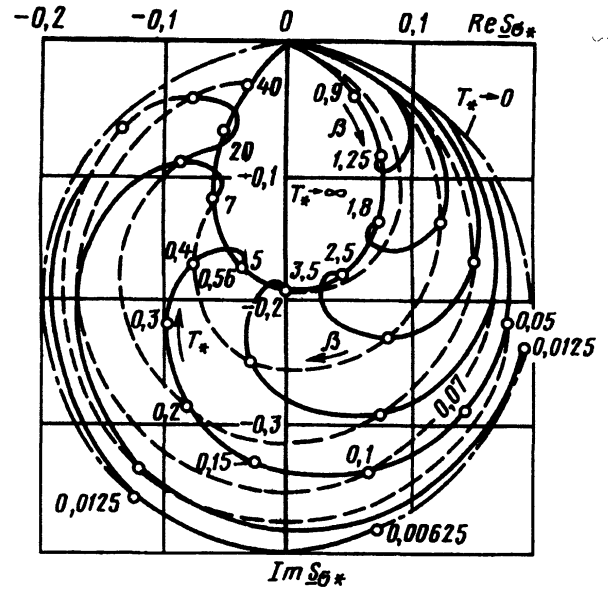
$$\underline{S}_{\mu^*} = 2\eta\mu_r \left(1 - \frac{x^2}{4} \mu_{эфф1}^2 \right); \quad (20)$$

б) для трубы

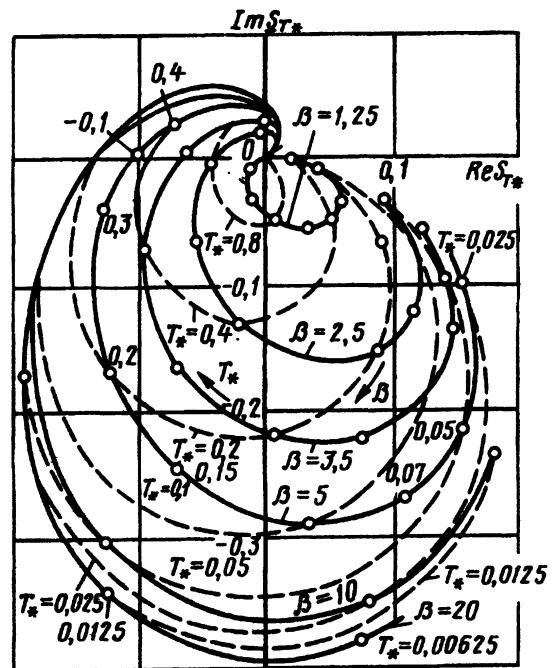
$$\underline{S}_{R_2^*} = 2\eta\mu_r \left(1 - \frac{1}{\mu_r} - \frac{x_{22}}{4} \mu_{эфф2}^2 \right); \quad (21)$$

$$\underline{S}_{R_1^*} = -2\eta\mu_r \alpha_{12}^2 \left[1 - \frac{1}{\mu_r} - \left(\frac{x_{21}}{2\mu_r} \right)^2 \right] Q_{20}^2; \quad (22)$$

$$\underline{S}_{\sigma^*} = \eta\mu_r \left\{ 1 - \mu_{эфф20} - \frac{x_{22}^2}{4} \mu_{эфф20}^2 - Q_{20} \alpha_{12}^2 \left[1 - \frac{1}{\mu_r} - \left(\frac{x_{21}}{2\mu_r} \right)^2 \right] \right\}, \quad (23)$$



а)



б)

Рис. 27. Годографы относительной комплексной чувствительности накладного ВТП к удельной электрической проводимости (а) и к толщине (б) неферромагнитного листа при $h_* = 0,5$, $\gamma = 1$

где

$$Q_{20} = \frac{1}{\left[F_{10}(x_{21}, x_{22}) + \frac{x_{21}}{2\mu_r} F_{00}(x_{21}, x_{22}) \right] x_{21}}$$

На рис. 28 приведены годографы комплексной чувствительности к параметрам кругового цилиндра, рассчитанные по формулам (18) – (20) при $\eta = 1$, $\mu_r = 1$.

На рис. 29 показаны зависимости модулей относительной чувствительности от параметра x^2 .

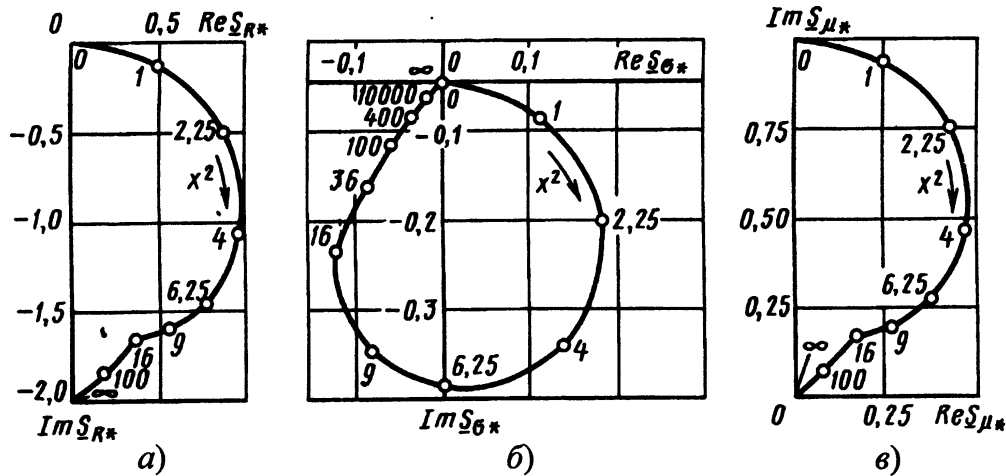


Рис. 28. Годографы относительной комплексной чувствительности наружного проходного ВТП к радиусу R (а), удельной электрической проводимости σ (б) и магнитной проницаемости μ_r (в) кругового цилиндра при $\eta = 1, \mu_r = 1$

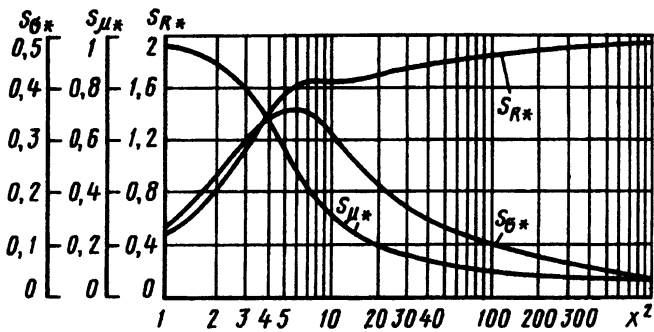


Рис. 29. Зависимость модулей относительной чувствительности наружного проходного ВТП к параметрам кругового цилиндра от x^2 при $\eta = 1, \mu_r = 1$

На рис. 30 приведены графики модуля относительной чувствительности наружного проходного ВТП к параметрам неферромагнитной трубы.

Используя выражения (18) – (23) и графики рис. 30, можно найти сигналы ВТП при небольших приращениях контролируемых параметров по формуле

$$\Delta \dot{U}(\Delta p) = U_0 \underline{S}_{p*} \Delta p^* . \quad (24)$$

Импульсный режим возбуждения ВТП. Если объект в виде трубы помещен в проходной ВТП с однородным продольным магнитным полем $H(t)$, изменяющимся скачком от 0 до H_0 в момент $t = 0$, то магнитный поток поля вихревых токов выражается следующей формулой:

$$\Phi_{вн}(t) = \pi R_2^2 \mu_0 H_0 \times \left[(1 - \mu_r)(1 - 1/\alpha_{12}^2) + \sum_{m=1}^{\infty} b_m e^{-(\alpha_{12} \lambda_m)^2 t / \tau} \right], \quad (25)$$

где $\tau = R_2^2 \mu_\alpha \sigma$;

$$b_m = \frac{4}{\left\{ 1 - \left(1 + \frac{\lambda_m^2}{4\mu^2} - \frac{1}{\mu} \right) \left[\frac{\pi \lambda_m}{2} W(\lambda_m) \right]^2 \right\} (\alpha_{12} \lambda_m)^2}$$

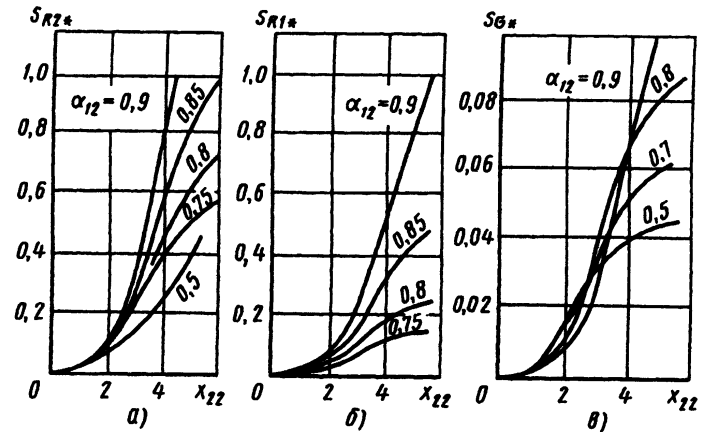


Рис. 30. Зависимости модулей относительной чувствительности наружного проходного ВТП к наружному (а), внутреннему (б) радиусам и удельной электрической проводимости (в) неферромагнитной трубы

$$W(\lambda_m) = J_0(\lambda_m) N_0(\alpha_{12} \lambda_m) - J_0(\alpha_{12} \lambda_m) N_0(\lambda_m);$$

λ_m – корни характеристического уравнения;

$$\frac{\lambda_m}{2\mu_r} W(\lambda_m) - J_1(\lambda_m) N_0(\alpha_{12} \lambda_m) + J_0(\alpha_{12} \lambda_m) N_1(\lambda_m) = 0.$$

Для проходного ВТП с однородным полем при контроле сплошного кругового цилиндра радиусом R магнитный поток вычисляют по формуле

$$\Phi_{вн}(t) = \pi R^2 \mu_0 H_0 \left[1 - \mu_r \left(1 - \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4}{\lambda_m^2} e^{-\lambda_m^2 t / \tau} \right) \right], \quad (26)$$

где $\tau = R^2 \mu_\alpha \sigma$.

Если катушка (в виде малого сечения) возбуждается импульсом тока [$i(t) = 0$ при $t < 0$; $i(t) = I$ при $t > 0$], то для накладного ВТП вектор-потенциал поля вихревых токов над электропроводящим ферромагнитным листом ($\mu_r = \text{const}$) определяется выражением

$$A_{\text{вн}}(t) = \frac{\mu_0 I}{2} \int_0^{\infty} \frac{(\mu_r^2 - 1) \text{th}(\lambda T_*)}{(\mu_r^2 + 1) \text{th}(\lambda T_*) + 2\mu} - \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4\mu_r \gamma_m^2 e^{-2(1-\gamma_m)t/\tau}}{(1 + \gamma_m^2)[2\mu_r + (\mu_r^2 + \gamma_m^2) \text{th}(\lambda T_*)]} \times J_1(\lambda) J_1(\lambda R_{\text{н}^*}) e^{-\lambda(z_{\text{н}^*} + h_*)} d\lambda,$$

где

$$\tau = R_{\text{в}}^2 \mu_{\alpha} \sigma. \quad (27)$$

Для накладного экранного ВТП составляющая векторного потенциала, обусловленная влиянием электропроводящего листа, определяется выражением

$$A_{\text{вн}}(t) = \frac{\mu_0 I}{2} \int_0^{\infty} \frac{2\mu_r e^{\lambda T_*}}{(\mu_r^2 + 1) \text{th}(\lambda T_*) + 2\mu_r \text{ch}(\lambda T_*)} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4\mu_r (\mu_r^2 - \gamma_m^2) e^{\lambda T_*}}{(1 + \gamma_m^2)(\mu_r^2 + \gamma_m^2)} \times \frac{\gamma_m e^{-(1+\gamma_m^2)t/\tau}}{[2\mu_r + \lambda T_* (\mu_r^2 + \gamma_m^2) \cos(\gamma_m \lambda T_*)]} \times J_1(\lambda) J_1(\lambda R_{\text{н}^*}) e^{-\lambda(h_* - z_{\text{н}^*})} d\lambda. \quad (28)$$

В этих формулах γ_m – корни уравнения

$$2\mu_r \gamma \cos(\gamma \lambda T_*) + (\mu_r^2 - \gamma^2) \sin(\gamma \lambda T_*) = 0.$$

Анализ формул (25) – (28) показывает, что максимумы $\Phi_{\text{вн}}(t)$ и $A_{\text{вн}}(t)$ достигаются при $t = 0_+$ (сразу после скачка возбуждающего поля), не зависят от σ , μ_r и T контролируемых трубы и листа и определяются только наружным радиусом трубы (радиусом цилиндра) и зазором соответственно. Площади импульсов вносимого магнитного потока

$$\left[\int_0^{\infty} \Phi_{\text{вн}}(t) dt \right]$$

и векторного потенциала

$$\left[\int_0^{\infty} A_{\text{вн}}(t) dt \right]$$

линейно зависят от σ . Если реализовать устройства, в которых возбуждающий ВТП ток имеет форму прямоугольных импульсов, а напряжение измерительных обмоток интегрируется, то среднее выходное напряжение интегратора прямо пропорционально σ , а максимальное его значение зависит только от наружного радиуса трубы (цилиндра) или от зазора соответственно.

На рис. 31 приведены графики зависимости относительного вносимого векторного потенциала $A_{\text{вн}^*}(t_*) = A_{\text{вн}}(t_*) / A(0_+)$ для витка радиусом R над ферромагнитным листом (рис. 31, а) и зависимости относительного вносимого магнитного потока $\Phi_{\text{вн}^*} = \Phi_{\text{вн}}(t_*) / \Phi(0_+)$ для проходного ВТП при контроле трубы (рис. 31, б).

Длительность процессов установления поля в обоих случаях пропорциональна σ . При малых значениях T_* затухание потока происходит по экспоненциальному закону. В этом случае параметры T_* и σ входят в формулы как множители, и их отдельные эффекты неразличимы. В случаях контроля ферромагнитных материалов основное различие заключается в том, что поток в конечных фазах процесса меняет знак, причем для накладных ВТП установившееся значение потока (при $t_* \rightarrow \infty$) не превышает значения потока при $t_* = 0$, а для проходных оно не ограничено (увеличивается по модулю с увеличением μ_r). С уменьшением T_* уменьшается различие в процессах для случаев ферромагнитных и ферромагнитных материалов. При бесконечно малых T_* изменение μ_r не влияет на процесс контроля.

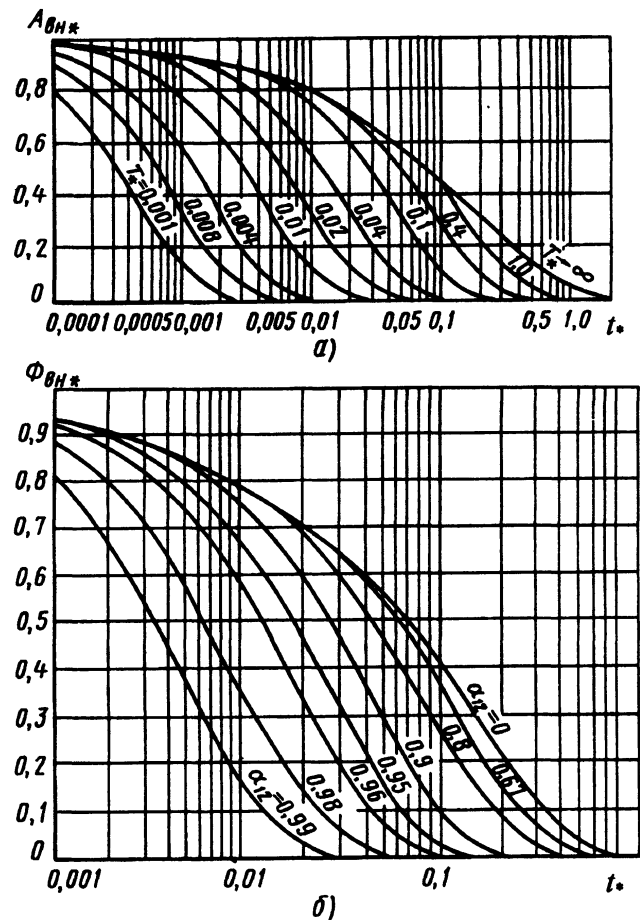


Рис. 31. Зависимость от времени относительного вносимого векторного потенциала для накладного витка, находящегося над ферромагнитным листом (а), и относительного вносимого магнитного потока проходного ВТП, охватывающего ферромагнитную трубу (б), при импульсном возбуждении: $t_* = t / \tau$, $T_* = T / 2R_{\text{в}}$

Влияние скорости движения объектов на результаты контроля. При неразрушающем контроле объект контроля может перемещаться относительно ВТП с большой скоростью, достигающей нескольких десятков метров в секунду. В этом случае в объекте могут возникать дополнительные вихревые токи. Они обусловлены пересечением электропроводящим объектом силовых линий магнитного поля. Влияние дополнительных вихревых токов может привести к изменению показаний приборов. Для осесимметричных случаев эффект скорости проявляется в изменении значений параметра q или k в формулах (14) – (16). Для некоторых случаев значения параметров $q = q(v)$ и $k = k(v)$, где v – скорость движения объекта относительно ВТП, приведены в табл. 9. При этом для проходных ВТП нижний предел интегрирования несобственных интегралов в (14), (15) меняется на $-\infty$, а $\cos \lambda z$ заменяется на $e^{i\lambda z}$. Для круглого накладного ВТП, движущегося параллельно плоскости листа, уравнение (16) переходит в

$$\dot{A}_{вн} = 0,5\mu_0 R_B I_B \times \int_0^{\infty} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} J_1(\lambda R_B) J_1(\lambda R_n) e^{-\lambda |h_{в*} + h_{н*}|} \varphi(q, \lambda) d\lambda d\varphi, \quad (29)$$

где значения q определяют из табл. 9.

На рис. 32, а показано влияние на сигналы ВТП параметра скорости $v_* = \underline{k}^2 R_B v / \omega$ для случая 1 (см. табл. 9) при $z_{н} = 0$, $R_* = R / R_n = 0,8$. Аналогичные результаты получаются и в случае 2. Влияние параметра скорости $v = v / \omega l$ при движении накладного ВТП квадратной формы параллельно плоскости неферромагнитного листа толщиной $T_* = T / 2l = 0,5$ на высоте $h_* = h / 2l = 0,05$ (l – длина одной стороны ВТП) показано на рис. 32, б. При других значениях обобщенных параметров x и β получаются аналогичные зависимости.

На рис. 33 показано влияние v_* на мнимую (а) и действительную (б) составляющие относительного вносимого напряжения для случая 5 (см. табл. 9) при $h_{в} = h_{н} = h$, $R_{в} = R_{н} = R$ и $T \rightarrow \infty$.

С уменьшением T_* и увеличением ω и μ_r скоростной эффект ослабляется. Влияние аксиальной скорости накладного ВТП относительно неферромагнитного полупространства (см. случай 3, табл. 9) показано на рис. 34 ($h_* = h / 2R_B = 0,025$). Движение преобразователя к объекту ($v < 0$) и от него ($v > 0$) вызывает различные изменения вектора $\dot{U}_{вн*}$. Аналогичный результат получается в случае 1 при $z_{н} \neq 0$ и в случае 4 (см. табл. 9).

Применение графиков (см. рис. 32 – 34) рассмотрим на следующем примере. Допустим, что цилиндрический пруток кругового сечения движется через проходной ВТП трансформаторного типа с короткими обмотками, расположенными в одной плоскости ($z_{н} = 0$). Диаметр преобразователя $2R_B = 30$ мм; частота возбуждающего тока $f = 1250$ Гц; скорость движения $v = 10$ м/с. Диаметр прутка $2R = 24$ мм; материал – БрОЦ4-3 ($\sigma = 11$ МСм/м; $\mu_\alpha = \mu_0$). Обобщенные параметры:

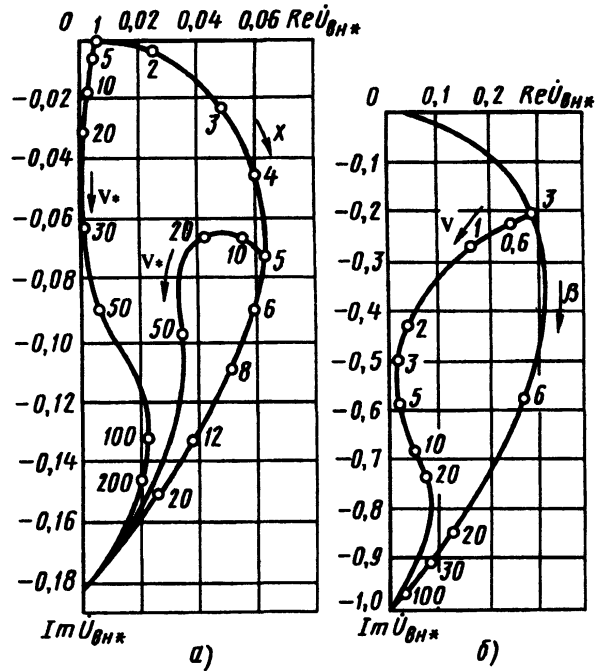


Рис. 32. Зависимость $\dot{U}_{вн*}$ от осевой скорости движения кругового неферромагнитного цилиндра относительного проходного ВТП (при $z_{н} = 0$; $R_* = 0,8$) (а) и скорости движения квадратного накладного ВТП параллельно плоскости неферромагнитного листа (при $T_* = 0,5$; $h_* = 0,05$) (б)

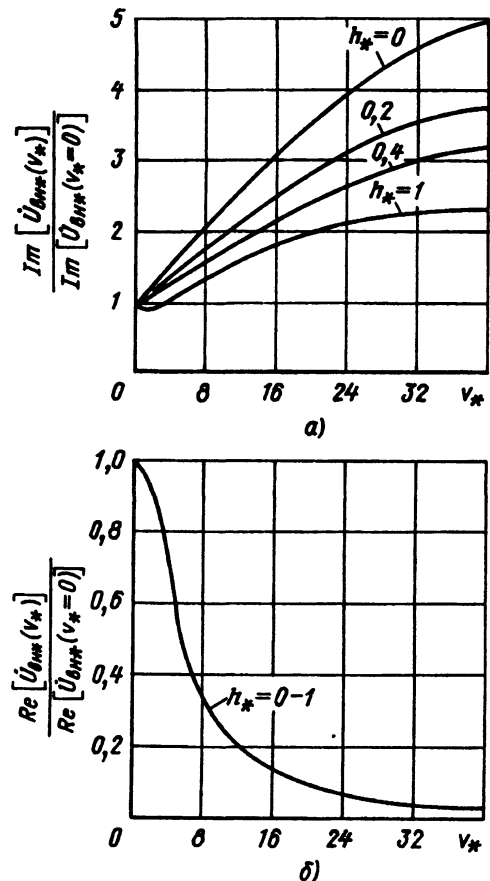
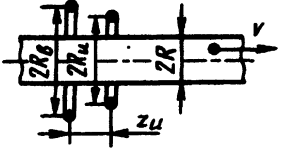
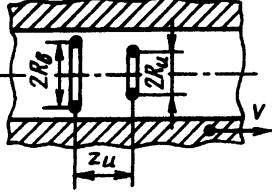
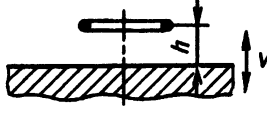
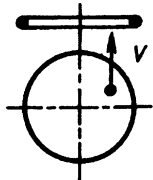
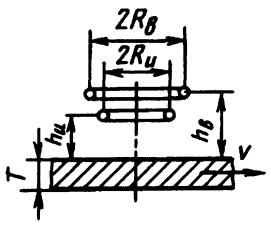


Рис. 33. Влияние параметра v_* на мнимую (а) и действительную (б) составляющие относительного вносимого напряжения круглого накладного ВТП, движущегося параллельно полупространству при $\beta = 2$

9. Значения параметров \underline{q} и \underline{k} , учитывающие скорость движения объектов контроля относительно ВТП

№ схемы	Случай контроля	Формула
1		$\underline{q} = \sqrt{\lambda^2 - \underline{k}^2 \left(1 - \frac{\lambda v}{\omega}\right)}$
2		$\underline{q} = \sqrt{\lambda^2 - \underline{k}^2 \left(1 - \frac{\lambda v}{\omega}\right)}$
3		$\underline{q} = \sqrt{\lambda^2 - \underline{k}^2 \left[1 - \left(\frac{kv}{2\omega}\right)^2\right]}$
4		$\underline{k} = \sqrt{-j\omega\mu_\alpha\sigma \left[\left(\frac{kv}{2\omega}\right)^2 - 1\right]}$
5		$\underline{q} = \sqrt{\lambda^2 - \underline{k}^2 \left(1 - \frac{\lambda v \sin \varphi}{\omega}\right)}$

$$x = R_B \sqrt{\omega \mu_0 \sigma} =$$

$$= 15 \cdot 10^{-3} \sqrt{2\pi \cdot 1250 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 11 \cdot 10^6} \approx 5;$$

$$v_* = R_B v \mu_0 \sigma =$$

$$= 15 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 11 \cdot 10^6 = 2,08;$$

$$R_* = R / R_B = 0,8.$$

Из рис. 32, а находим, что в этом случае $\Delta U_{\text{вн}*}(v)$ не превышает 4 % от $U_{\text{вн}*}(v=0)$.

При контроле длинных объектов в проходном ВТП с однородным полем скоростной эффект отсутствует.

Зависимость сигналов ВТП от скорости движения объектов используется для бесконтактного измерения скорости.

Особенности контроля ферромагнитных объектов. В ферромагнитных объектах $\mu_\alpha = \mu_\alpha(H)$ и допу-

щение $\mu_\alpha = \text{const}$ справедливо только для слабых магнитных полей. При работе с проходными ВТП часто применяют режимы, в которых проявляется нелинейность зависимостей $\mu_\alpha(H)$ и $\mu_d(H)$. Численное решение уравнения (4) в этом случае удается получить с использованием методов цифрового и аналогового математического моделирования. Анализ полученных результатов показывает, что относительное напряжение преобразователя U_* в значительной степени зависит от относительной напряженности магнитного поля $H_* = H / H_c$ в зоне контроля (здесь $U_* = U H_c / U_0 B_r$; H_c – коэрцитивная сила; B_r – остаточная индукция; U_0 – начальное напряжение). Кроме того, вследствие нелинейности зависимости $B(H)$ в составе $U_*(t)$ появляются высшие (нечетные) гармоники основной частоты синусоидального возбуждающего тока. Таким образом, используя высшие гармоники, можно получить дополнительную информацию о параметрах объекта.

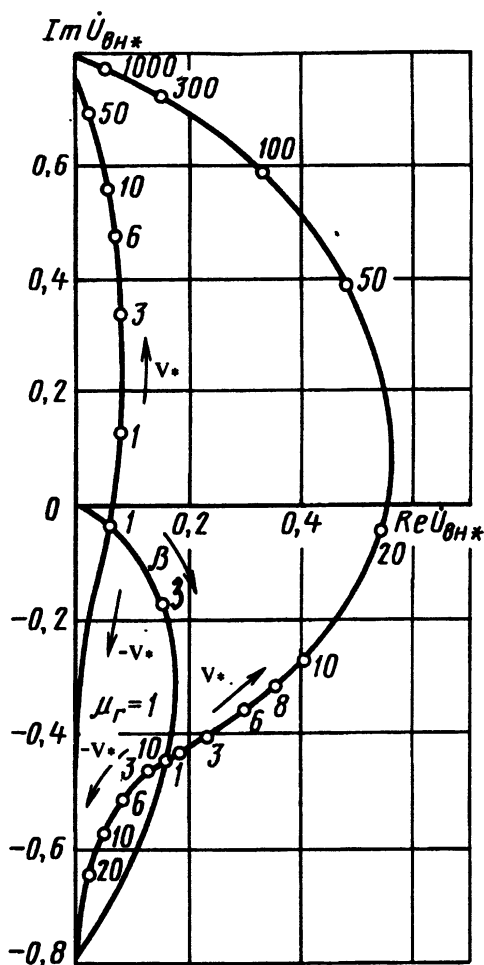


Рис. 34. Зависимость $\dot{U}_{вн*}$ от аксиальной скорости движения накладного ВТП относительно ферромагнитного полупространства (при $h_* = 0,025$)

На рис. 35, а приведены годографы первой гармоники $U(x_0, H_*)$ проходного ВТП с однородным полем для сплошных круговых цилиндров из низкоуглеродистых конструкционных сталей марок 10, 30, 45. Обобщенный параметр контроля

$$x_0 = R\sqrt{(B_r / H_c)}\omega\sigma.$$

Значение модуля \dot{U}_* максимально при $H_* \approx 2$. Это означает, что относительная чувствительность к параметрам цилиндра максимальна также при $H_* \approx 2$.

На рис. 35, б приведены годографы третьей гармоники $U(x_0, H_*)$ для тех же сталей. Модуль \dot{U}_{3*} имеет максимум также при $H_* \approx 2$.

Анализ результатов, полученных расчетами на компьютере и подтвержденных экспериментально, показывает, что относительная чувствительность проходного ВТП к отклонениям режима термообработки стальных деталей по третьей гармонике превышает чувствительность по первой гармонике в 1,5 ... 2 раза. Относительная чувствительность возрастает с уменьшением x_0 . Абсолютная чувствительность, пропорциональная U_0 , убывает с уменьшением x_0 , поскольку напряжение U_0 пропорционально частоте.

Сигналы проходных ВТП от дефектов. Определение сигналов ВТП от дефектов¹ объекта представляет собой сложную задачу даже в случае обнаружения дефектов простой геометрической формы. Математическая формулировка задач дефектоскопии приводит к краевым задачам теории электромагнитного поля с достаточно сложными граничными условиями.

¹ Под дефектом понимается нарушение сплошности.

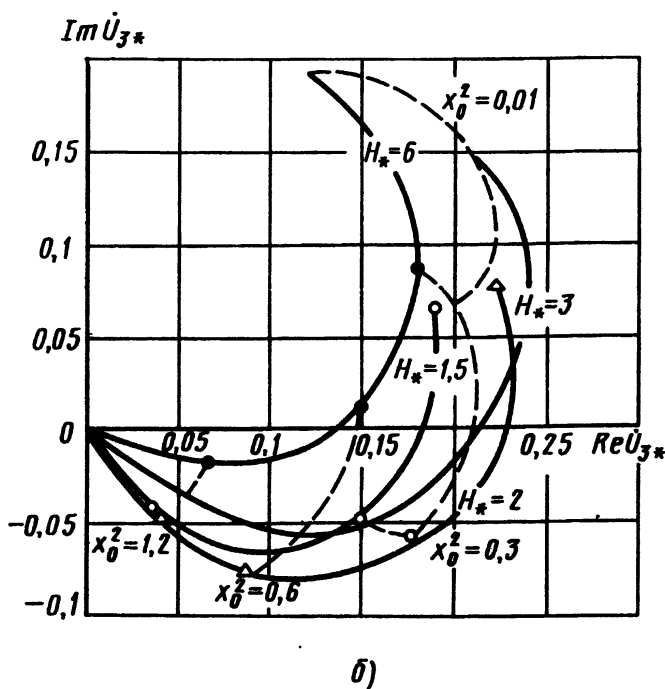
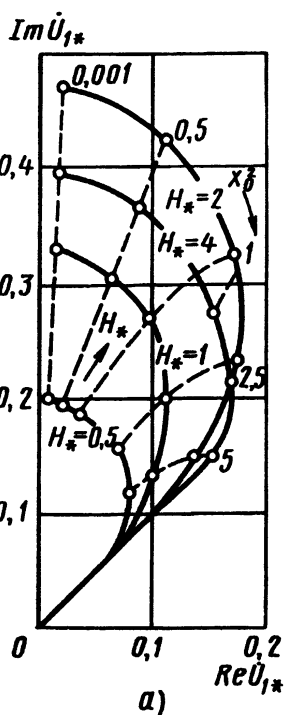


Рис. 35. Годографы первой (а) и третьей (б) гармоник $\dot{U}_{вн*}$ проходного ВТП с однородным полем в зависимости от параметра x_0^2 при контроле круговых цилиндров из конструкционных сталей

Сигналы проходного ВТП от дефектов зависят от многих факторов: от геометрических параметров дефекта, значения обобщенного параметра контроля x , формы объекта, параметров ВТП, тока возбуждения (для ферромагнитных материалов) и положения объекта.

Проходные ВТП чаще всего используют для дефектоскопии протяженных объектов, особенно объектов цилиндрической формы. Для прутков, проволоки, труб и других объектов круглого сечения, получаемых прокаткой или волочением, наиболее характерны узкие продольные дефекты (трещины, закаты, волосовины, риски и т.д.). Они оказывают такое же влияние на ВТП, как бесконечно узкий и бесконечно длинный разрез глубиной h , направленный в глубь цилиндра по радиусу (рис. 36, дефект типа А). На рис. 37, а представлена диаграмма зависимости относительной комплексной величины приращения напряжения $\Delta \dot{U}_*$ измерительной обмотки проходного трансформаторного ВТП от глубины поверхностного дефекта h_* (величина h_* выражена в долях диаметра цилиндра) для различных значений обобщенного параметра x^2 . Диаграмма справедлива для неферромагнитного бесконечно длинного цилиндра при коэффициенте заполнения $\eta = 1$. На рис. 37, б приведен соответствующий график для модуля $\Delta \dot{U}_*$.

Для определения сигнала $\Delta \dot{U}_*$ от дефекта малой глубины ($h_* \leq 0,05$) при $x^2 \leq 5$ можно воспользоваться приближенной формулой

$$\Delta \dot{U}_* = j\eta \frac{2h_*^2}{1-2h_*} (\mu_{эфф} - 1);$$

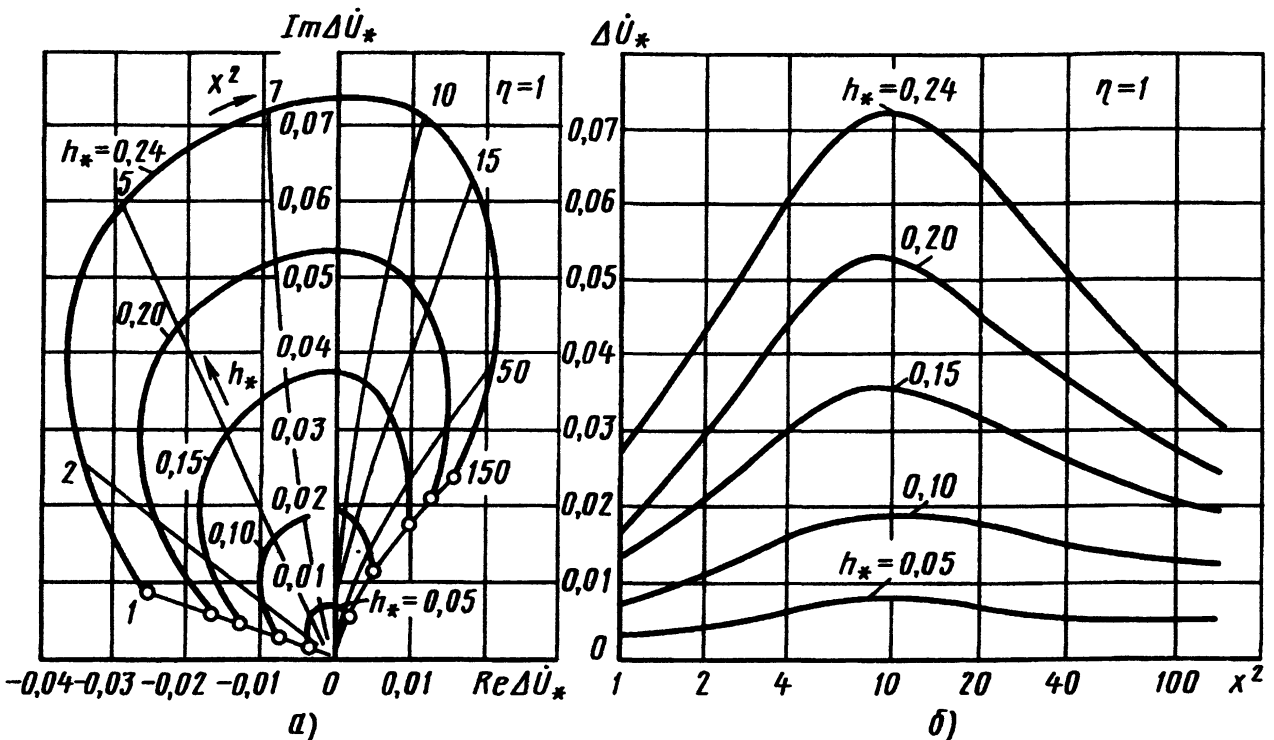


Рис. 37. Годографы (а) и графики модулей (б) приращений напряжения проходного ВТП в зависимости от глубины узких длинных поверхностных дефектов в неферромагнитном цилиндре и от обобщенного параметра x^2

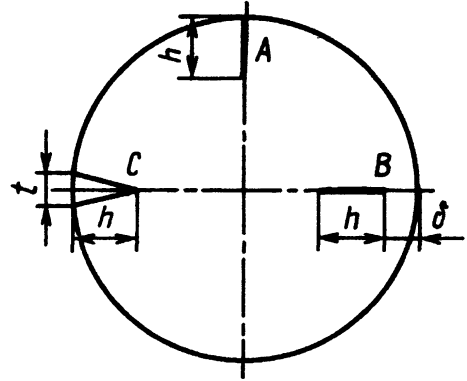


Рис. 36. Дефекты в круговом цилиндре

при этом погрешность не превышает 35 % по модулю и 5° по аргументу вектора $\Delta \dot{U}_*$.

Зависимость $\Delta \dot{U}_*$ от относительной ширины (раскрытия) поверхностного дефекта t/h (см. рис. 36, дефект типа С), показанная на рис. 38, а, построена для цилиндра с дефектом $h_* = 0,15$ при $x^2 = 15$. Увеличение относительной ширины t/h от 0,01 до 0,1 несущественно влияет на сигнал, а при дальнейшем ее увеличении амплитуда сигнала резко возрастает (рис. 38, б). На рис. 38, а для сравнения показано влияние изменений ΔR радиуса цилиндра на сигналы ВТП. Зависимости, аналогичные показанным на рис. 38, существуют и при других значениях параметра x^2 .

Зависимость $\Delta \dot{U}_*$ от относительной глубины залегания дефекта под поверхностью $\delta_* = \delta / 2R$ (см. рис. 36, дефект типа В), показанная на рис. 39, а, построена для

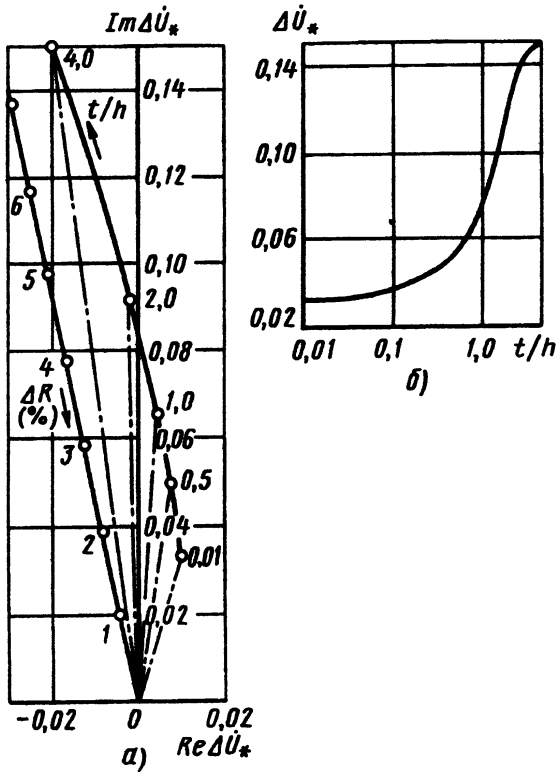


Рис. 38. Зависимость сигналов проходного ВТП от ширины длинного поверхностного дефекта в цилиндре

$x^2 = 15$. С увеличением δ_* убывает модуль $\Delta \dot{U}_*$ и значительно изменяется его аргумент. При увеличении h_* от 0 до 0,1 $\arg(\Delta U_*)$ изменяется приблизительно на 90° . Это необходимо учитывать при реализации амплитудно-фазового способа выделения информации. На рис. 39, б показано, что чувствительность к дефектам резко убывает при увеличении δ_* и тем резче, чем больше x^2 . Из этого следует, что для обнаружения поверхностных дефектов надо выбирать режим контроля, соответствующий значениям $x^2 \leq 5$.

Для реализации часто применяемого амплитудно-фазового способа выделения информации большое значение имеет взаимное положение линий влияния дефекта $\Delta \dot{U}_*(h_*)$, радиуса $\Delta \dot{U}_*(R)$ и удельной электрической проводимости $\Delta \dot{U}_*(\sigma)$. С увеличением x^2 угол между $\Delta \dot{U}_*(R)$ и $\Delta \dot{U}_*(h)$ возрастает. Однако при этом чувствительность к подповерхностным дефектам может значительно уменьшаться. Амплитудно-фазовый способ выделения информации следует использовать с учетом того, что аргумент векторов сигналов от дефектов может изменяться в широких пределах в зависимости от h_* и δ_* , а также от ориентации и формы дефекта. Например, при отстройке от влияния изменений σ возможна потеря чувствительности к подповерхностным дефектам (до нуля при некоторых значениях δ_*).

Зависимость относительного модуля A_* вектора сигнала ВТП от относительной длины дефекта $l_* = l / 2R_n$ цилиндрического объекта показана на рис. 40. Здесь

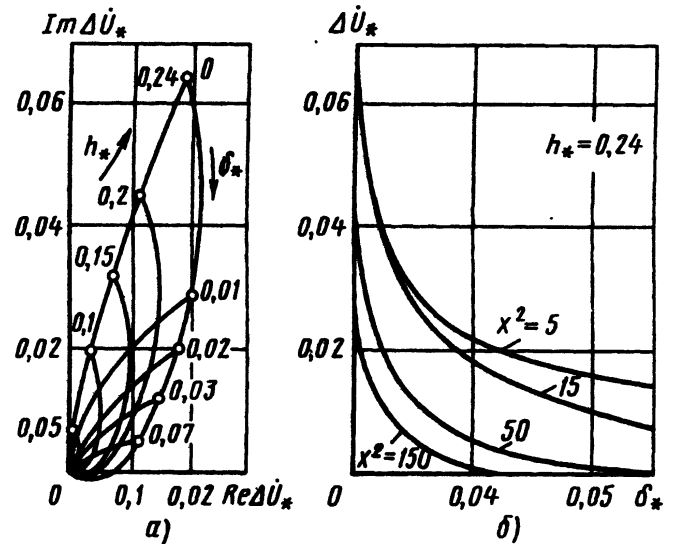


Рис. 39. Зависимость векторов (а) и модулей (б) приращения напряжения проходного ВТП от глубины залегания узкого длинного дефекта в цилиндре

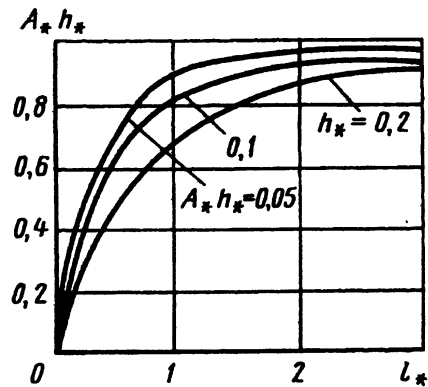


Рис. 40. Зависимость сигналов проходного ВТП от длины узкого поверхностного дефекта в цилиндре

$$A_* = \frac{\Delta U_*(l_*)}{\Delta U_*(\infty)}$$

где $\Delta U_*(l_*)$ – относительный модуль сигнала, соответствующего дефекту с относительной длиной l_* ; $\Delta U_*(\infty)$ – относительный модуль сигнала, соответствующего бесконечно длинному дефекту той же глубины. Дефекты глубиной $h_* \leq 0,05$ можно считать бесконечно длинными при $l_* \geq 1$; дефекты глубиной $h_* \leq 0,1$ – при $l_* > 2$, а дефекты глубиной $h_* \geq 0,2$ – при $l_* \geq 3$. При этом погрешность определения амплитуды сигнала не превышает 10%.

Сигналы ВТП с однородным полем от дефектов в прутках квадратного сечения (рис. 41) зависят от параметров дефектов так же, как и в случае цилиндрического объекта круглого сечения. В выражения для обобщенного параметра x^2 в случае объекта квадратного сечения вместо радиуса подставляют значение половины стороны квадрата b :

$$x^2 = 0,25b^2 \omega \mu_\alpha \sigma$$

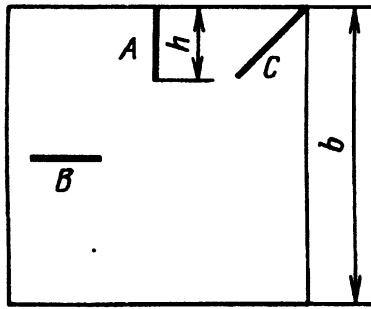


Рис. 41. Дефекты в прутке квадратного сечения

На рис. 42 приведены диаграммы, построенные для неферромагнитного прутка квадратного сечения с узким поверхностным дефектом типа *A* (см. рис. 41). Глубина дефекта выражена в долях стороны квадрата *b*. Для поверхностных дефектов типа *B* и подповерхностных дефектов типа *C* (см. рис. 41) зависимости аналогичны зависимостям для кругового цилиндра. Это позволяет использовать диаграммы (см. рис. 37 – 39) для ориентировочных расчетов сигналов ВТП от дефектов в прутках квадратного сечения.

Влияние дефектов типов A и C в трубах (рис. 43) на сигналы ВТП отражено на диаграммах (см. рис. 45), полученных на ртутных моделях и подтвержденных при моделировании на электрических сетках. Диаграммы построены для $x_2^2 = 5; 15$ и 50 и четырех относительных значений толщины стенки трубы $T_ = 0,5(D_2 - D_1) / 2D_2 = 0,165; 0,13; 0,1$ и 0,065.*

Глубина дефектов h_{T*} выражена в долях толщины стенки *T*. Влияние глубины залегания δ_* дефекта показано штриховыми линиями. На рис. 44 сплошной линией дан график зависимости относительного сигнала ΔU_* от глубины h_{T*} поверхностного дефекта (типа *A*) в трубе с толщиной стенки $T_* = 0,13$ при $x_2^2 = 15$. Для сравнения штриховой линией показана кривая, полученная для поверхностного дефекта в сплошном круговом цилиндре при $x^2 = x_2^2$.

Влияние дефектов в протяженных объектах сложного профиля (биметаллические цилиндры, трубы сложного профиля и др.) на сигналы ВТП существенно не отличается от рассмотренного выше. Это справедливо для внутренних и экранных ВТП. Сигналы от дефектов в ферромагнитных объектах могут быть определены по диаграммам для неферромагнитных объектов только в том случае, когда магнитную проницаемость материала можно считать постоянной. Это справедливо для области слабых полей, когда $\mu_\alpha = \mu_{нач}$ ($\mu_{нач}$ – начальная магнитная проницаемость). В этом случае сигналы, определенные по диаграммам, должны быть увеличены по модулю в $\mu_{нач}$ раз ($\mu_{нач}$ – относительная начальная магнитная проницаемость). Кроме того, следует иметь в виду, что сигналы должны быть определены при тех же значениях параметра x^2 , что и для неферромагнитного материала. Однако при одинаковых значениях удельной электрической

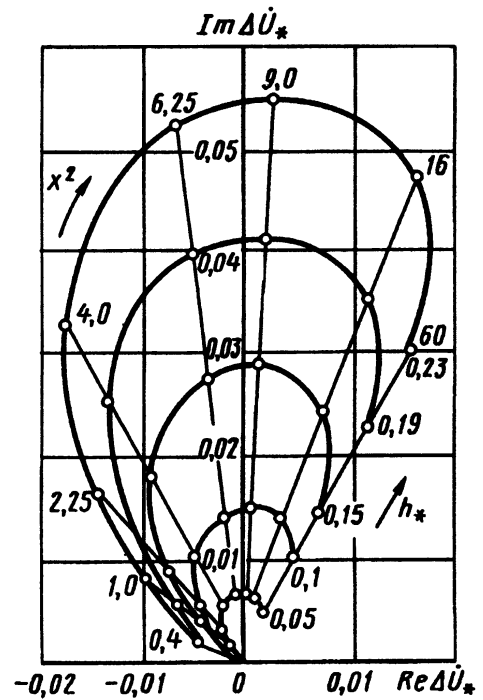


Рис. 42. Годографы приращений напряжения проходного ВТП в зависимости от глубины дефектов в прутках квадратного сечения

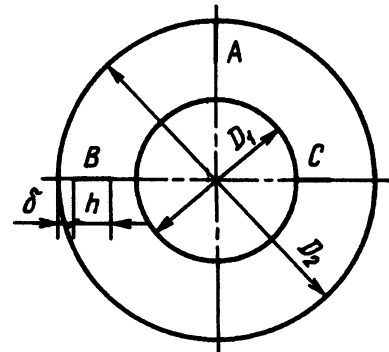


Рис. 43. Дефекты в трубах

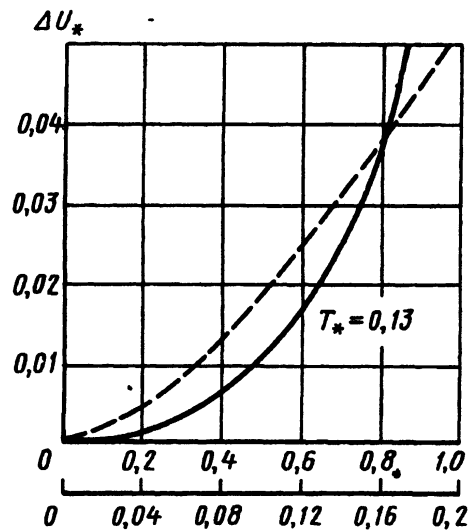


Рис. 44. Сигналы проходного ВТП от дефектов в трубе с толщиной стенки $T_* = 0,13$ при $x_2^2 = 15$ и от дефектов в круговом цилиндре при $x_2^2 = 15$

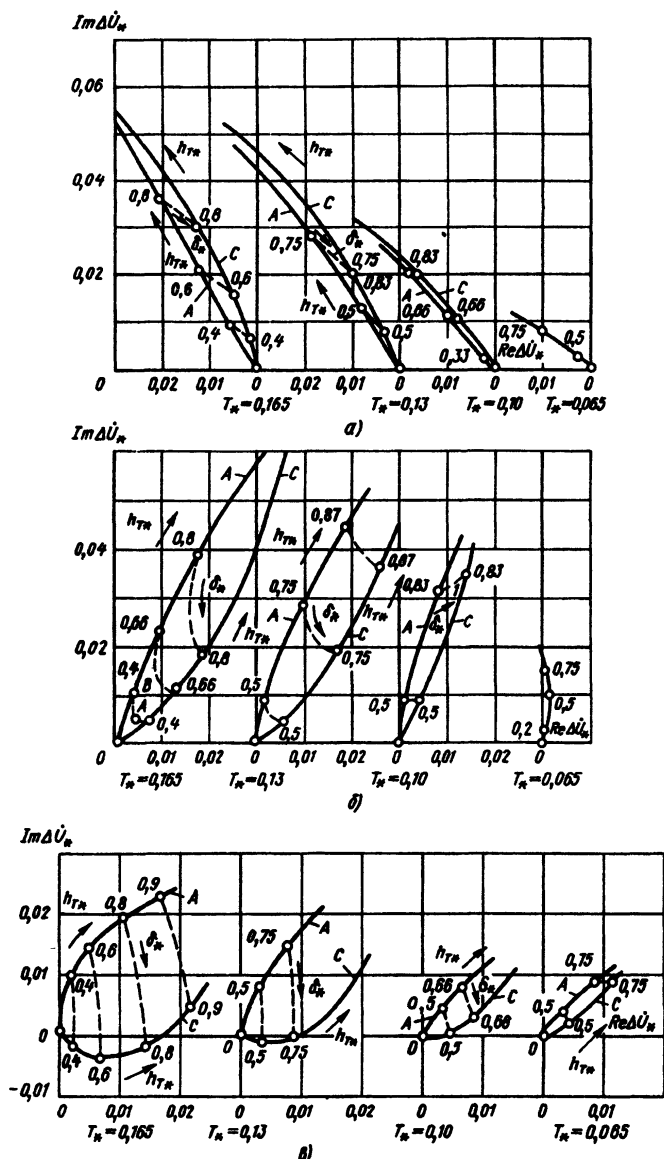


Рис. 45. Сигналы проходного ВТП от дефектов в трубах:
 а - $x^2=5$; б - $x^2=15$; в - $x^2=50$

проводимости σ и размерах ферромагнитного и неферромагнитного объектов и использовании одной рабочей частоты значения параметра x^2 увеличиваются в $\mu_{нач}$ раз.

Проходные ВТП часто используют при режимах, когда $\mu_{\alpha} \neq const$. В этом случае необходимо учитывать зависимость сигналов, вызванных дефектами, от напряженности магнитного поля в рабочей зоне. На рис. 46 приведена зависимость $\Delta \dot{U}_*$ для поверхностных дефектов в прутке квадратного сечения из конструкционной стали (Ст5, 10, 30) при $x^2 = 6,25$, а на рис. 47 – та же зависимость для модуля $\Delta \dot{U}_*$. В данном случае под $\Delta \dot{U}_*$ понимается отношение $\Delta \dot{U}_* = \Delta \dot{U} / U_0$, где U_0 – напряжение измерительной обмотки ВТП при размещении в нем объекта с $\mu_{\alpha} = \mu_{нач}$ и $\sigma = 0$ (для $\eta = 1$), а под $H_{..}$ – отношение $H_{..} = H_{..} / H_{\mu_{max}}$, где $H_{..}$ – действующее значение напряженности переменного магнитного поля в рабочей зоне ВТП; $H_{\mu_{max}}$ – напряженность переменного магнитного поля, соответствующая максимуму зависимости $\mu_{\alpha} = \mu_{\alpha}(H)$.

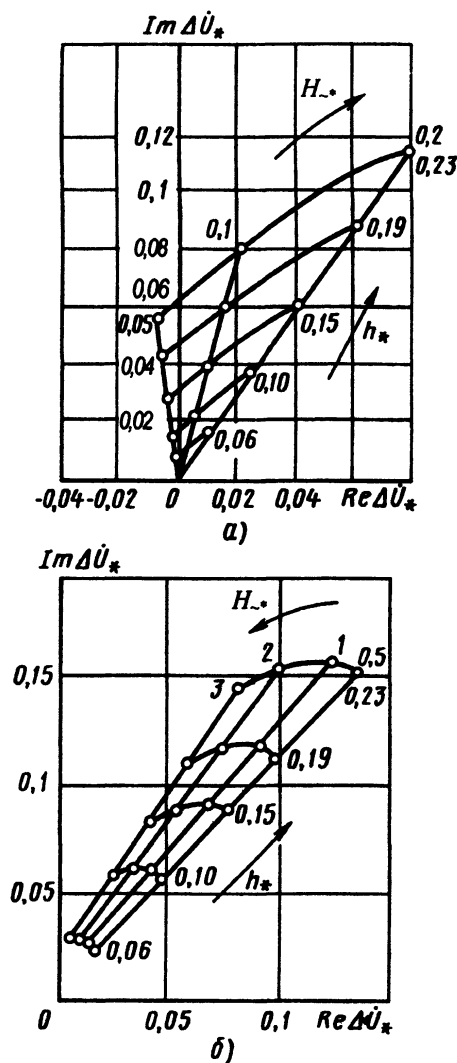


Рис. 46. Влияние напряженности $H_{..}$ переменного магнитного поля на сигналы проходного ВТП от дефектов типа А в стальном прутке квадратного сечения:
 а - $H_{..} \leq 0,2$; б - $H_{..} \geq 0,5$

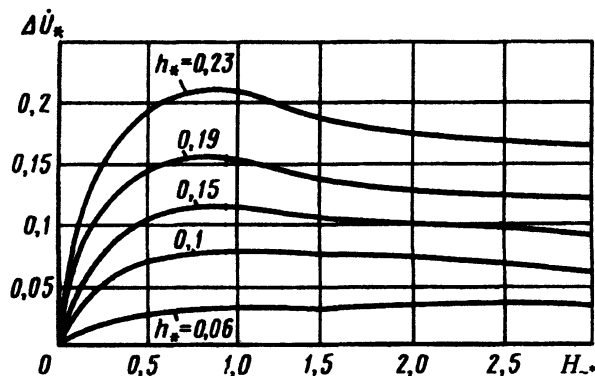


Рис. 47. Зависимость модулей сигналов проходного ВТП от дефектов типа А в стальном прутке квадратного сечения от напряженности поля $H_{..}$

При увеличении $H_{..}$ от 0 до 0,2 векторы $\Delta \dot{U}_*(h_*)$ поворачиваются в одну сторону, а при $H_{..} > 0,5$ – в обратную, при этом модуль $\Delta \dot{U}_*(h_*)$ увеличивается приблизительно в 4 раза при повышении $H_{..}$ от 0,05 до 1.

Исследования показывают, что при $\chi^2 = 1$ в аналогичных условиях наблюдается увеличение $\Delta U_*(h_*)$ в 40 раз. Изучение зависимостей $\Delta U_*(h_*)$ от χ^2 и H_{*} показывает, что значения χ_{\max}^2 , при которых сигнал $\Delta U_*(h)$ максимален, в большей степени зависят от H_{*} . Так, для $H_{*} = 0,05$ $\chi_{\max}^2 = 9 \dots 16$, а для $H_{*} \geq 1$ $\chi_{\max}^2 \approx 1$.

Объекты из ферромагнитных материалов часто подмагничивают постоянным магнитным полем с целью уменьшения влияния вариации магнитных свойств материала на сигналы ВТП. На рис. 48 показана зависимость отношения сигнал/помеха $\Delta U_*(h_*)/\Delta U_*(\mu)$ для поверхностного дефекта типа А (см. рис. 41) глубиной $h_* = 0,1$ в прутке из стали 30 при $H_{*} = 0,1$ от относительной напряженности $H_{*} = H_{*} / H_{\mu \max}$ постоянного магнитного поля.

Сигналы накладных ВТП от дефектов. На сигналы накладного ВТП влияют следующие факторы: геометрические параметры дефекта и его ориентация относительно ВТП; значение обобщенного параметра контроля β ; форма или кривизна поверхности объекта в зоне контроля; параметры ВТП; взаимное расположение ВТП и объекта (зазор); ток возбуждения (для ферромагнитных материалов). Влияние на сигналы значительной части перечисленных факторов исследовано экспериментально.

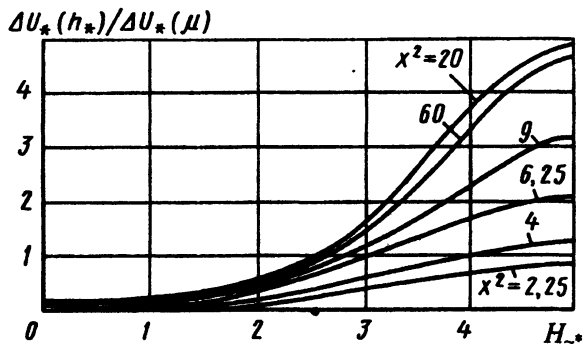


Рис. 48. Зависимость отношения сигнал/помеха от степени подмагничивания стального прутка постоянным магнитным полем

На рис. 49 приведена диаграмма зависимости сигнала ВТП, расположенного над неферромагнитным полупространством, от глубины h_* узких длинных дефектов¹, а также от глубины залегания δ_* дефектов при $\beta = 6$ и зазоре $h_* = 0,375$. Здесь все размеры нормируются по эквивалентному диаметру преобразователя D_* . На рис. 50 показаны зависимости $\Delta U_*(\beta, h_*)$ и $\Delta U_*(\beta, \delta_*)$.

Для уменьшения влияния зазора на сигнал часто применяют способ проекции. На рис. 51 показаны графики зависимости $\Delta U_{\perp}(\beta, h_*)$ и $\Delta U_{\perp}(\beta, \delta_*)$. В дефектоскопах с отстройкой от влияния зазора способом

¹ Под глубоким понимается дефект, глубина h которого значительно больше глубины проникновения вихревых токов; под узким – дефект с $t_* \leq 0,005$; под длинным – дефект, длина которого $l_* \geq 2,5$.

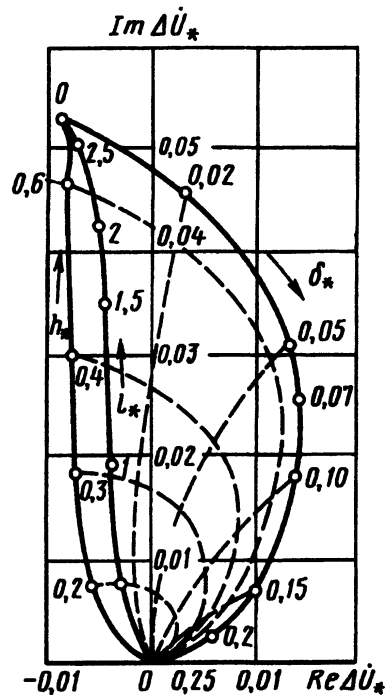


Рис. 49. Годографы сигналов накладного ВТП от дефектов в неферромагнитном полупространстве

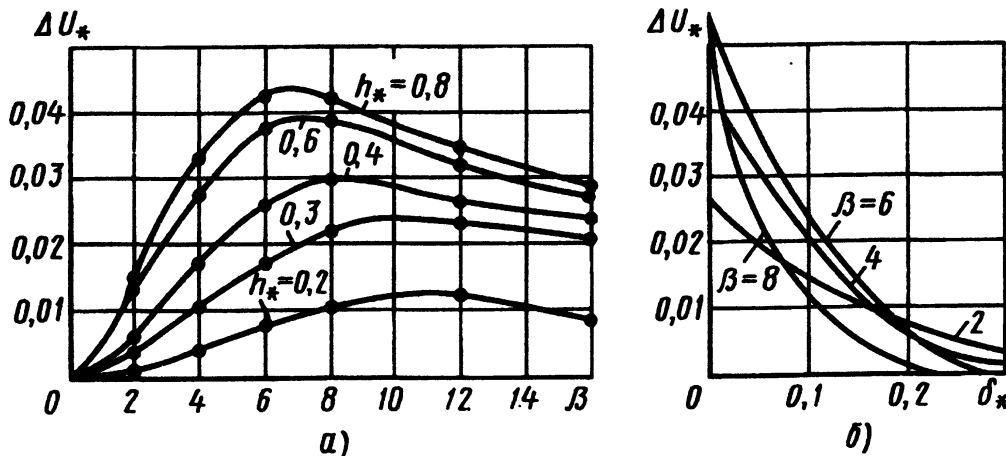


Рис. 50. Зависимость сигналов накладного ВТП от обобщенного параметра β и глубины поверхностного дефекта (а) и от глубины залегания узкого длинного дефекта (б)

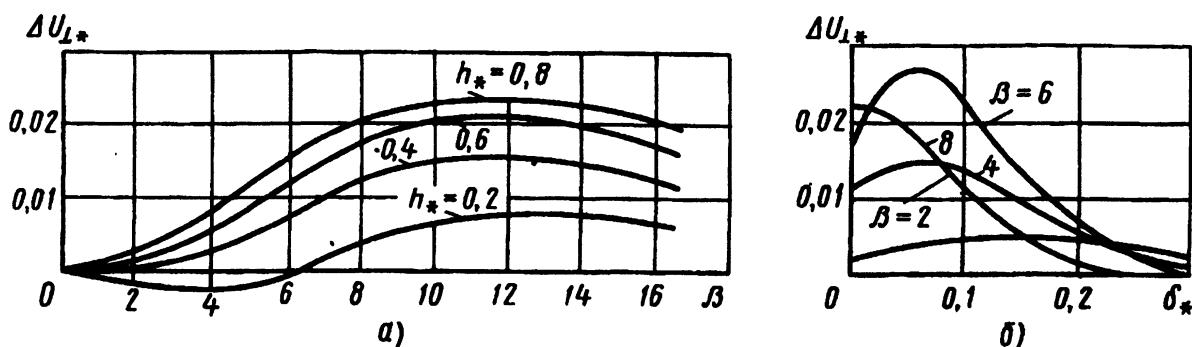


Рис. 51. Проекция векторов сигналов, вызванных дефектами, на направление отстройки от зазора: а – для поверхностных дефектов; б – для подповерхностных дефектов

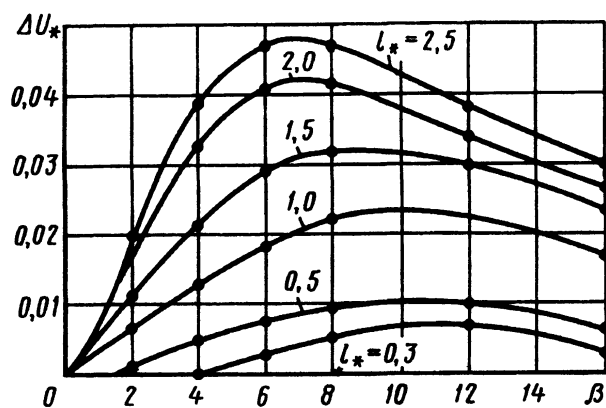


Рис. 52. Зависимость сигналов накладного ВТП от длины дефекта

проекции чувствительность к подповерхностным дефектам медленно убывает с увеличением глубины залегания δ_* и может быть даже выше, чем к поверхностным дефектам.

Зависимость сигнала от длины дефекта l_* показана на рис. 52. Зависимости, приведенные на рис. 49 – 52, показывают, что чувствительность ВТП к дефектам определяется размерами дефектов, отнесенными к эквивалентному диаметру преобразователя D_3 . Поэтому для обнаружения мелких дефектов необходимо уменьшать диаметр ВТП.

Форма огибающей сигналов ВТП, движущихся относительно объекта контроля. При использовании модуляционного метода выделения информации ВТП перемещается относительно объекта с некоторой скоростью v . Если известна зависимость сигнала ВТП от положения дефектного участка относительно ВТП, то по известной скорости взаимного перемещения можно определить форму огибающей сигнала.

Форма огибающей сигнала абсолютного проходного ВТП при обнаружении точечного поверхностного дефекта¹ может быть определена по приближенной формуле колокольного импульса:

$$u(t) = U_{m*}(\eta) \exp\left(-\frac{2t^2}{\tau_n^2}\right), \quad (30)$$

¹ Под точечным понимается дефект, длина и ширина которого меньше $0,2R_n$.

где $U_{m*}(\eta)$ – относительная амплитуда сигнала, нормированная по начальному напряжению; τ_n – длительность импульса сигнала на уровне $0,5U_m$; $\tau_n = 0,425\tau_0(1,54 - \eta\sqrt{3})$ при $0,1 \leq \eta \leq 0,8$; $\tau_0 = 2R_n / v$.

Спектр сигнала также имеет форму колокольного импульса

$$U_*(\Omega) = 0,125U_{m*}\tau_n \exp(-0,126\Omega^2\tau_n^2) \quad (31)$$

с шириной $\Delta\Omega$ на уровне 0,5 от максимального значения; $\Delta\Omega = 4/\tau_n$.

Для определения формы огибающей сигнала дифференциального проходного ВТП при обнаружении точечного поверхностного дефекта можно воспользоваться приближенной формулой

$$u_*(t) = 2U_{m*}(\eta) \exp\left(-\frac{4t^2 + \tau_0 b_*^2}{2\tau_n^2}\right) \operatorname{sh} \frac{2t^2 b_*}{2\tau_n^2}, \quad (32)$$

где $b_* = b/2R_n$ – относительная база ВТП – расстояние между средними плоскостями измерительных обмоток.

Спектр сигнала, описываемого формулой (32), можно найти по формуле

$$U_*(\Omega) = |2U_{m*}(\eta) \sin(0,5b_*\Omega\tau_0)| \exp(-0,0186\Omega^2\tau_0^2). \quad (33)$$

На рис. 53 представлены графики, построенные по зависимостям (32) и (33) для различных b_* при $\eta = 0,36$, относительной глубине дефекта $h_* = 0,05$ и относительной длине дефекта $l_* = l/2R_n$. На рис. 53, б нормирование U_* выполнено по U_{am*} – максимальному значению спектра сигнала абсолютного ВТП.

Зависимость формы огибающей сигнала дифференциального проходного ВТП от длины l_* узких поверхностных дефектов глубиной $h_* = 0,05$ при $\eta = 0,64$ и базе $b_* = b/2R_n = 0,8$ (b – расстояние между короткими измерительными обмотками) показана на рис. 54. При $l_* > 2$ амплитуда импульсов практически остается неизменной, а расстояние между пиками импульсов увеличивается и становится равным относительно длине дефекта l_* . При $l_* < 0,2$ форма импульса практически не отличается от формы, соответствующей $l_* = 0,22$. Исследования показывают, что с уменьшением базы сокращается длина

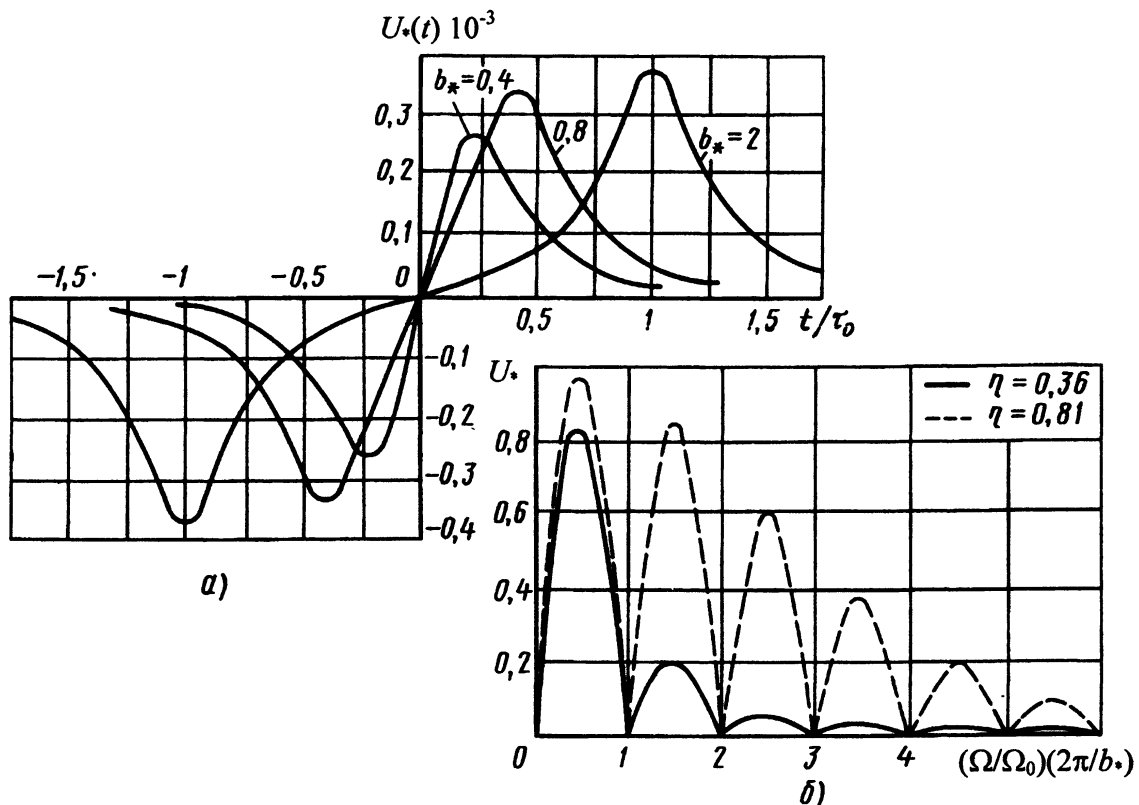


Рис. 53. Форма (а) и спектры (б) сигналов дифференциального проходного ВТП от точечных дефектов

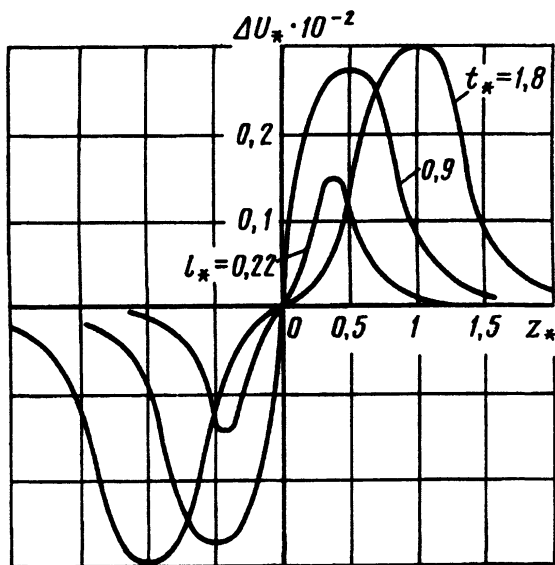


Рис. 54. Зависимость формы импульсов сигналов дифференциального проходного ВТП от длины поверхностного дефекта в круговом цилиндре

зоны контроля и уменьшается амплитуда импульса огибающей, поскольку зоны контроля измерительных катушек при малых b_* перекрываются. Оптимальное значение $b_* \approx 0,25 \dots 0,5$; при этом амплитуда импульса огибающей уменьшается не более чем на 30 % от максимального значения, соответствующего $b_* \gg 1$. Увеличение глубины дефекта от $h_* = 0,025$ до $h_* = 0,2$ не влияет существенно на форму импульса огибающей, изменяя только его амплитуду. С уменьшением коэффициента заполнения η длительность импульса огибающей увеличивается.

Форму и спектр огибающей сигнала накладного ВТП при обнаружении точечного дефекта находят приближенным аналитическим методом. Для определения формы огибающей можно пользоваться приближенным выражением

$$u(t) = U \frac{t^2}{\tau^2} \exp(-t^2/\tau^2),$$

где U – напряжение измерительной обмотки при отсутствии дефекта; t – время; $\tau = a/v$ (здесь v – скорость движения ВТП относительно объекта; a – радиус эквивалентного контура вихревых токов в объекте, приблизительно равный эквивалентному радиусу ВТП).

Для спектра такого импульса получаем

$$U(\Omega) = 0,5\sqrt{\pi}U\Omega\tau e^{-0,25\Omega^2\tau^2} (1 - 0,125\Omega^2\tau^2).$$

Если ВТП периодически проходит над дефектом, например при вращении цилиндрического объекта радиусом R , то огибающую сигналов можно представить в виде ряда гармоник $U_*(N)$, нормированного по амплитуде 1-й гармоники:

$$U_*(n) = \exp\left[\frac{a^2(1-N^2)}{4R^2}\right] \frac{1-0,5(Na/R)^2}{1-0,5(a/R)^2},$$

где N – номер гармоники.

На рис. 55 показаны спектры огибающей, нормированные по амплитуде 1-й гармоники ($N = 1$), для точечного, продольного и поперечного¹ дефектов при $a/R = 0,1$.

¹ Под продольным понимается дефект, ориентированный вдоль направления движения оси преобразователя, а под поперечным – ориентированный поперек этого направления.

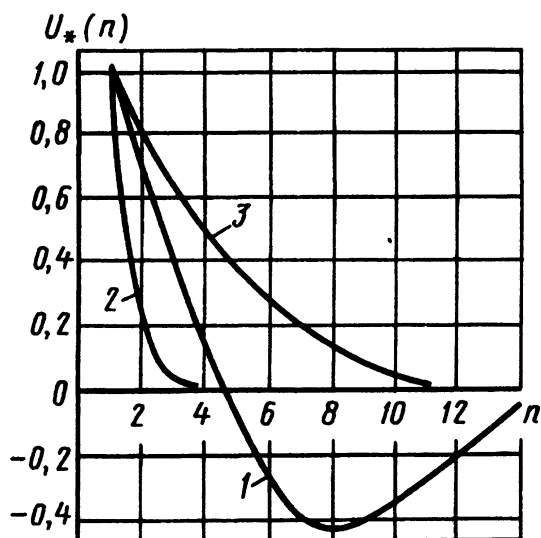


Рис. 55. Спектры сигналов накладного ВТП, движущегося относительно объекта с дефектом:

1 – точечным; 2 – продольным; 3 – поперечным

При использовании модуляционного способа выделения информации важно, чтобы спектральный состав огибающей, соответствующей дефектам, отличался от спектрального состава огибающей, обусловленной влиянием мешающих факторов. При вращении накладного ВТП вокруг цилиндрического объекта (или при вращении объекта) основной мешающий фактор – изменения зазора, возникающие вследствие биений объекта. Частота основной гармоники спектра импульсов, соответствующих зазору (импульсов биений),

$$F_6 = n/60,$$

где n – частота вращения, об/мин.

При этом спектр импульсов биений лежит в основном в низкочастотной области. Поэтому для ослабления влияния зазора целесообразно выбрать полосу пропускания дефектоскопа, ориентируясь на подавление основной гармоники F_6 с помощью режекторного фильтра, либо нижнюю частоту F_n среза полосы пропускания из соотношения $F_n = (0,6 \dots 0,8)R/aF_6$ для точечного и поперечного дефектов и из соотношения $F_n = 0,4R/aF_6$ для продольного дефекта. Верхняя частота среза для точечного и поперечного дефектов $F_b = 4,6R/aF_6$, а для продольного $F_b = 1,8R/aF_6$. Ограничение полосы пропускания сверху целесообразно для подавления влияния импульсных помех, вызванных изменением напряжения сети.

При уменьшении отношения a/R спектр огибающей сдвигается в область высоких частот. В то же время спектр импульсов биений при неизменном относительном зазоре изменяется мало. Следовательно, уменьшая отношение a/R , например уменьшением диаметра ВТП, можно добиться более четкого выделения сигналов от дефектов. Полоса пропускания дефектоскопа должна быть смещена в сторону более высоких частот.

12.2. ОСНОВНЫЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ПРИБОРОВ И КОНСТРУКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Структурная схема прибора для вихретокового контроля и конструкции ВТП определяются назначением прибора и способом выделения информации о контролируемых параметрах объекта.

Конструкции накладных ВТП. Чаще всего накладные ВТП предназначены для ручного контроля, поэтому они имеют корпус, удобный для работы оператора. На рис. 56 показаны два варианта конструкции таких ВТП. В конструкции на рис. 56, а обмотки 1 ВТП, охватывающие ферритовый сердечник 2, с помощью керамической втулки 3 жестко закрепляются в корпусе 4. Керамическая втулка 3 служит также для предохранения торца обмоток от механических повреждений. Для более четкой фиксации зазора между обмотками ВТП и объектом контроля в конструкции на рис. 56, б используется подпружиненная оправка 5, которую оператор перемещает вдоль корпуса 4 до соприкосновения с поверхностью объекта, сжимая пружину на определенную длину. Значительно ослабить влияние перекосов от корпуса ВТП относительно контролируемой поверхности позволяет конструкция с «плавающей» подвеской каркаса обмоток, показанная на рис. 57. Имеются и другие конструкции ВТП подобного типа.

На рис. 58 приведены конструкции ВТП с ферромагнитными сердечниками, электропроводящими экранами и короткозамкнутыми витками для локализации зоны контроля. Конструкции на рис. 58, а, б предназначены для непрерывных измерений зазоров в работающих машинах и механизмах и поэтому жестко закрепляются в посадочных гнездах; конструкция на рис. 58, в предназначена для ручного контроля. Ферритовые сердечники 1 имеют зазоры 2. В зазоре 2 установлена медная вставка 3 (рис. 58, а) для локализации магнитного поля в зоне контроля. Вместо зазора со вставкой может быть применен короткозамкнутый виток 4 (рис. 58, б). Обмотка 5 параметрического ВТП охватывает сердечник так же, как и возбуждающая 6 и измерительная 7 обмотки трансформаторного ВТП (рис. 58, в). Для защиты от влияния внешних магнитных полей применяют специальные экраны 8, которые одновременно служат элементами корпуса. Обмотки с сердечником заливаются компаундом 9. ВТП, показанный на рис. 58, в, – дифференциального типа. В измерительной обмотке 7 при установке ВТП на однородный объект контроля напряжение равно нулю, так как магнитный поток, сцепленный с объектом, дважды пронизывает эту обмотку. Если объект неоднороден (например, имеет трещины), то симметрия магнитного потока в зоне контроля нарушается и в измерительной обмотке появляется напряжение. Подавление влияния перекосов ВТП относительно поверхности объекта контроля достигается шарнирным закреплением 10 сердечника 1 в корпусе 8. ВТП подобного типа имеют ширину зоны контроля 0,5 ... 1 мм. ВТП, показанный на рис. 58, б, можно применять при температуре до 120 °С, после старения в течение 10 ч – при температуре 150 °С.

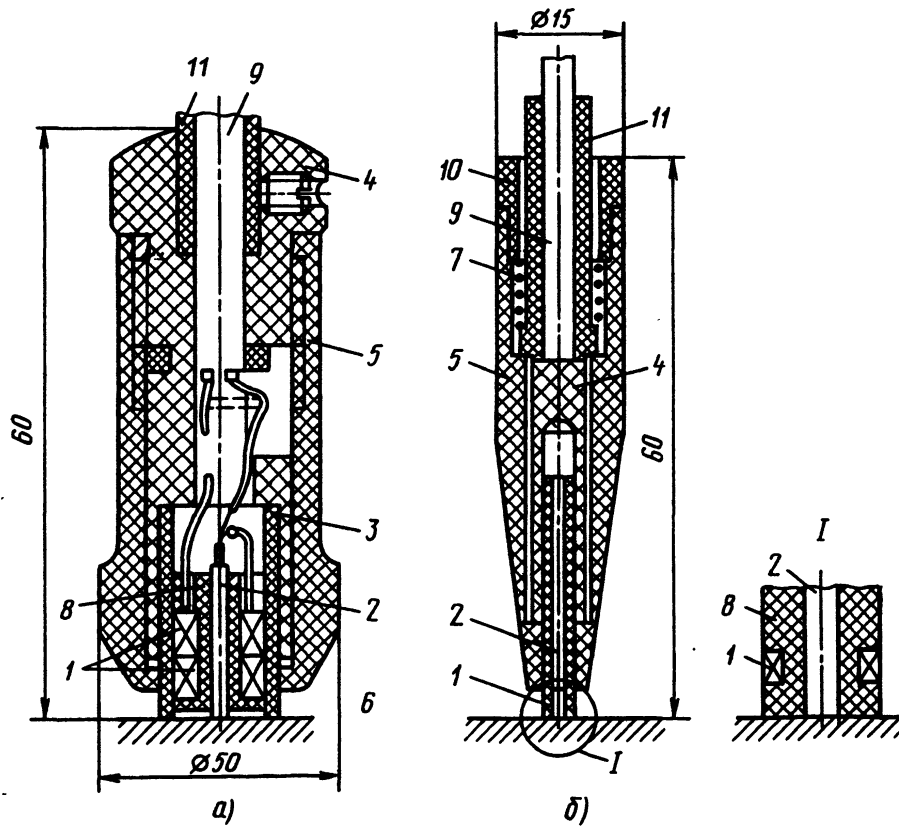


Рис. 56. Конструкции накладных ВТП:

a – с жестким креплением катушек; *б* – с подпружиненной оправкой; 1 – обмотки; 2 – ферритовый сердечник; 3 – керамическая втулка; 4 – корпус; 5 – оправка; 6 – пермалловый экран; 7 – пружина; 8 – каркас катушки; 9 – кабель; 10 – крышка; 11 – резиновая втулка

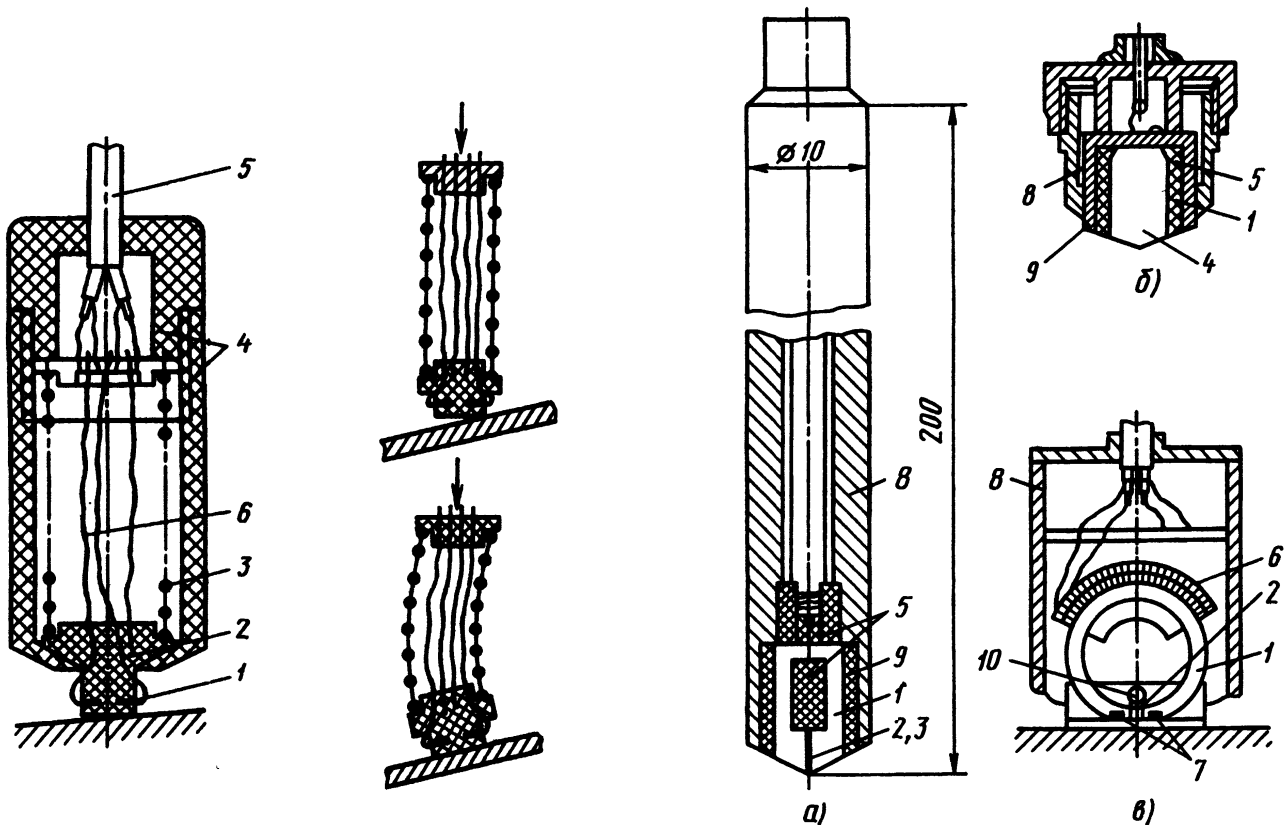


Рис. 57. Накладной ВТП с «плавающей» подвеской каркаса обмоток:
1 – обмотки; 2 – каркас; 3 – пружина; 4 – корпус; 5 – кабель; 6 – гибкие выводы

Рис. 58. Конструкция накладных ВТП с локальной зоной контроля:

a – с медной вставкой в зазоре; *б* – с короткозамкнутым витком; *в* – дифференциального типа

Для повышения производительности контроля применяют матричные накладные ВТП, представляющие собой n чувствительных элементов в виде сердечников с катушками, объединенных в один конструктивный узел. Отдельные элементы объединяют резиновой пластинкой, прижимая которую к поверхности объекта, можно контролировать объекты с криволинейной поверхностью.

Обмотки накладных ВТП, работающих на частотах 0,1 ... 5 МГц и выше, выполняют в виде печатной платы, применяя методы фотолитографии. Это дает высокую степень идентичности отдельных экземпляров обмоток, повышает технологичность ВТП и позволяет создавать миниатюрные ВТП. На рис. 59 показана конструкция катушки накладного ВТП с печатными обмотками. Он используется в толщиномере для измерения толщины диэлектрических покрытий на электропроводящем основании и работает на частоте 10 МГц. Спиральные печатные обмотки 2 ($L1 \dots L4$) выполняют на обеих сторонах гибкой диэлектрической подложки и наклеивают на каркас 1.

При создании приборов с высокими метрологическими параметрами часто приходится отказываться от ферромагнитных сердечников, так как они вносят температурную погрешность.

Конструкции проходных ВТП. На рис. 60 показан проходной дифференциальный ВТП для дефектоскопии проволоки диаметром 0,3 ... 1 мм. На каркасе 1 в виде трубки из кварцевого стекла намотана длинная возбуждающая обмотка 2. Каркас с обмоткой помещен в диэлектрическую втулку 3, в которой имеются пазы для двух коротких измерительных обмоток 4, включенных

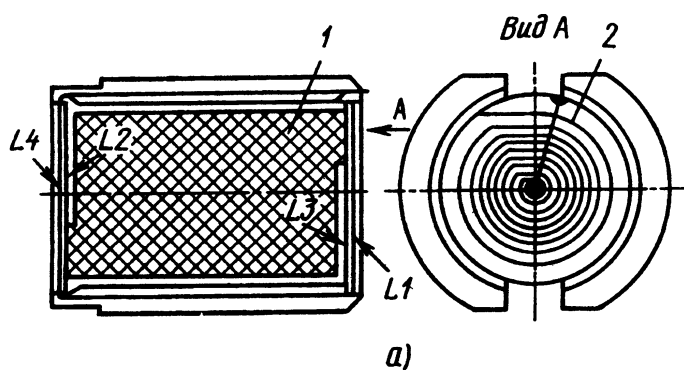


Рис. 59. Конструкция (а) и электрическая схема (б) катушки с печатными обмотками

встречно. Каркас с обмотками размещен в латунном корпусе 5 и залит компаундом 6. В торцах каркаса установлены керамические втулки 7 для предотвращения механических повреждений. Описанный ВТП работает на частоте 1 МГц.

На рис. 61 показана конструкция ВТП со сменными катушками. Возбуждающая обмотка 7 охватывает две встречно включенные измерительные обмотки 2. Каркас с обмотками размещен во вставном блоке 3, который может быть извлечен из корпуса 4 после снятия сменных вставок 5. Вставки 5 и блок 3 устанавливают в зависимости от диаметра объекта контроля. Для подмагничивания ферромагнитных объектов контроля постоянным магнитным полем применяют магнитную систему, состоящую из обмоток 6 и стального магнитопровода, образованного корпусом 7 и сменными вставками 5.

Для контроля коротких объектов проходными ВТП применяют специальные вставки, фиксирующие положение объекта в ВТП. На рис. 62 приведен пример конструкции трансформаторного проходного ВТП для контроля качества термообработки швейных игл. Здесь применены три секции возбуждающих и измерительных обмоток, позволяющие отдельно контролировать три зоны иглы, различно термически обработанные.

ВТП эффективны для контроля горячих объектов. Конструкции высокотемпературных ВТП делятся на охлаждаемые и охлаждаемые.

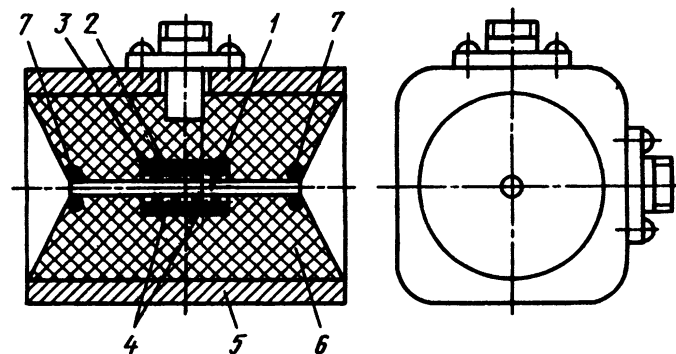


Рис. 60. Проходной дифференциальный ВТП для контроля проволоки

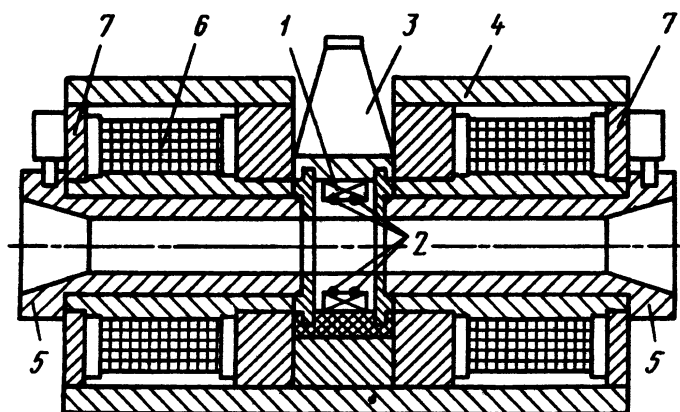


Рис. 61. Проходной ВТП со сменными катушками

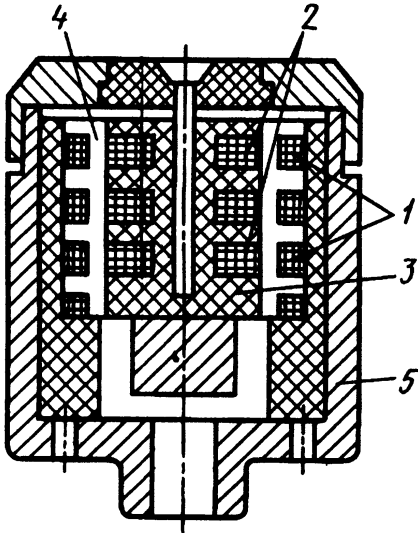


Рис. 62. Проходной ВТП для контроля швейных игл:
1 – возбуждающая обмотка; 2 – измерительная обмотка;
3 – 4 – каркас; 5 – корпус

Для неохлаждаемых ВТП применяют термостойкие материалы: каркасы из радиочастотной корундовой керамики и провода в стеклянной изоляции или с теплоизоляционными и антикоррозионными покрытиями (типов ПМС, ПЭСК, ПНЭТ, ПЭТВ). Эти материалы выдерживают длительное воздействие температуры до 500 °С и более, сочетают высокую механическую прочность с хорошими электроизоляционными свойствами.

На рис. 63 показан неохлаждаемый высокотемпературный накладной ВТП, установленный в отверстии статора газотурбинного двигателя (ГТД), для измерения зазоров рабочих лопаток в процессе испытаний. На каркас 1 из отожженного при температуре 1650 °С корунда намотаны «в два провода» возбуждающая и измерительная обмотки 2 из провода ПМС диаметром 70 ... 100 мкм. Обмотки крепят к каркасу жаропрочным цементом и герметизируют им ВТП с внешней стороны. Для повышения термостабильности стеклянная изоляция проводов оплавляется нагревом до 600 ... 690 °С. При этом снимаются механические напряжения в проводах обмоток. При температуре до 550 °С ресурс такого ВТП не менее 170 ... 190 ч в условиях работы ГТД.

Охлаждаемые ВТП имеют обычно герметизированный корпус из немагнитных сплавов с высоким удельным сопротивлением (например, из коррозионно-стойкой стали), внутри которого циркулирует вода (рис. 64). Конструкции, подобные показанной на рис. 64, б, применяют для контроля проката при температуре 900 ... 1200 °С. Контроль при температуре выше точки Кюри позволяет исключить влияние вариаций магнитных свойств объектов на результаты контроля и может быть реализован в технологическом потоке. В конструкции, приведенной на рис. 64, а, использован сердечник из феррита с медными экранами для локализации магнитного поля. Этот тип ВТП способен работать при температуре до 1000 °С.

Конструктивное исполнение ВТП различных типов определяется их назначением и условиями эксплуатации.

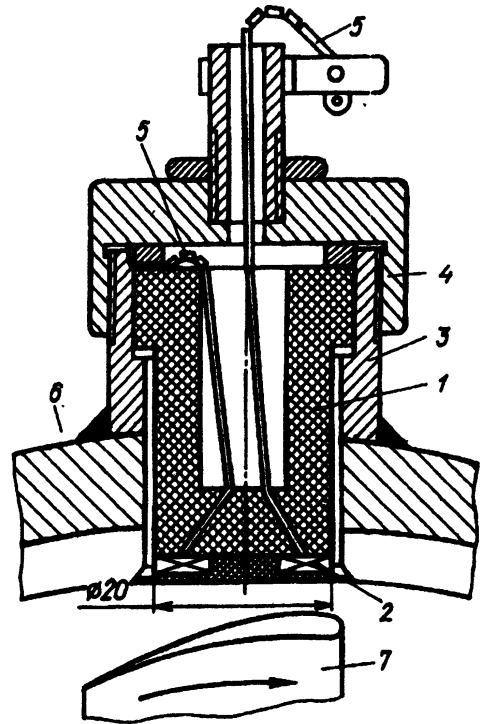


Рис. 63. Неохлаждаемый высокотемпературный ВТП для измерения рабочих зазоров ГТД:
1 – каркас; 2 – обмотки; 3 – корпус; 4 – крышка; 5 – выводы;
6 – статор ГТД; 7 – лопатка

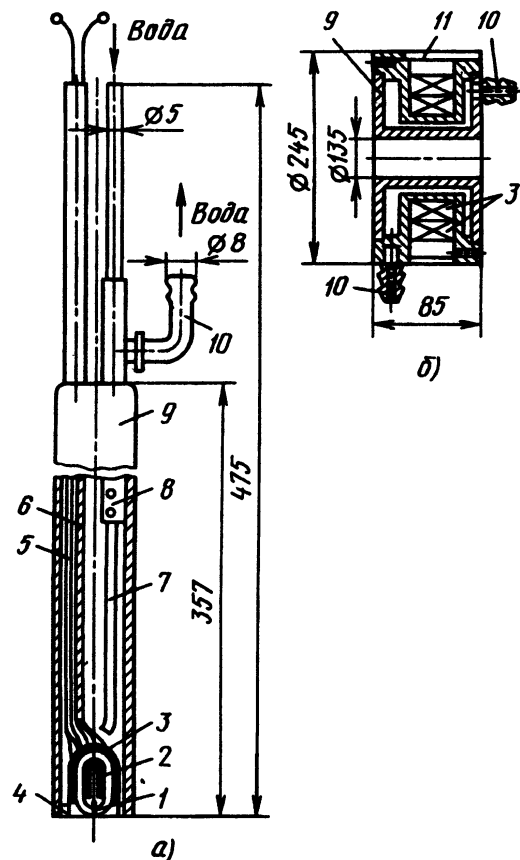


Рис. 64. Охлаждаемые водой накладной (а) и проходной (б) ВТП:
1, 4 – медная вставка; 2 – ферритовый сердечник; 3 – обмотки;
5 – провод; 6 – изоляционная трубка; 7 – трубка, проводящая воду;
8 – трубка, отводящая воду; 9 – корпус; 10 – штуцер;
11 – обечайка

Структурные схемы специализированных приборов. Сигналы ВТП (изменение напряжения или сопротивления) имеют комплексный характер, учитываемый с помощью диаграмм в комплексных плоскостях напряжений \dot{U} или сопротивления \underline{Z} . Таким образом, при контроле объектов из материалов с линейными свойствами на одной частоте сигнал имеет два параметра (амплитуду и фазу \dot{U} ; действительную и мнимую составляющие \dot{U} или \underline{Z} ; модуль и аргумент \underline{Z}). Это позволяет реализовать двухпараметровый контроль, если влияние параметров объекта на параметры сигнала различно.

При двухпараметровом контроле в качестве носителя информации может быть использована либо амплитуда напряжения ВТП, либо его фаза, либо проекция вектора приращения напряжения на выбранное в комплексной плоскости направление, либо одна из составляющих (действительная или мнимая) комплексного напряжения, либо их комбинация.

Амплитуда напряжения может в небольшой степени зависеть от вариации подавляемого фактора p_n , если начало координат плоскости $\dot{U}_{вн}$ смещено в точку K (рис. 65, а) на нормали NN' к линии влияния подавляемого фактора в точке $A(p_{но}, p_{ко})$, соответствующей объекту контроля с номинальными параметрами (стандартный образец). Начало координат можно сместить введением компенсирующего напряжения \dot{U}_k последовательно с измерительной обмоткой ВТП. Если изменение p_n вызывает смещение конца вектора $U_{вн}$ из точки A в точку

B , то разность модулей векторов U_A и U_B : $\Delta U = U_B - U_A \approx 0$. В то же время при изменении p_k (точка C) $\Delta U = U_A - U_C = S_k \Delta p_k \sin \alpha \neq 0$, где $S_k = \partial U / \partial p_k$ – чувствительность ВТП к контролируемому параметру p_k (по модулю U); α – угол между направлениями влияния p_k и p_n ; U_A – модуль вектора напряжения, соответствующего стандартному образцу. Амплитудный способ двухпараметрового контроля целесообразно применять, когда годографы $U_{вн}(p_n)$ близки к дугам концентрических окружностей. Поскольку в этом случае чувствительность прибора к p_k пропорциональна $\sin \alpha$, то наилучшие условия разделения влияния p_k и p_n будут при $\alpha \rightarrow 90^\circ$.

Структурная схема прибора, действие которого основано на амплитудном способе выделения информации, приведена на рис. 65, б. Сигнал, полученный от блока 2 ВТП, возбуждаемого генератором 1, усиливается усилителем 3 и детектируется амплитудным детектором 4, а постоянное напряжение детектора 4 подается на индикатор 5. Характерная особенность блока 2 в данной схеме – наличие компенсатора, позволяющего смещать точку компенсации в положение, требуемое по условиям подавления влияния мешающего фактора.

Фаза измеряемого напряжения почти не зависит от вариации p_n , если точка k находится на касательной MM' (рис. 66) к линии влияния p_n в точке A , соответствующей стандартному образцу. Из рис. 66 видно, что при изменении p_n ($A \rightarrow B$) аргумент вектора U изменяется на

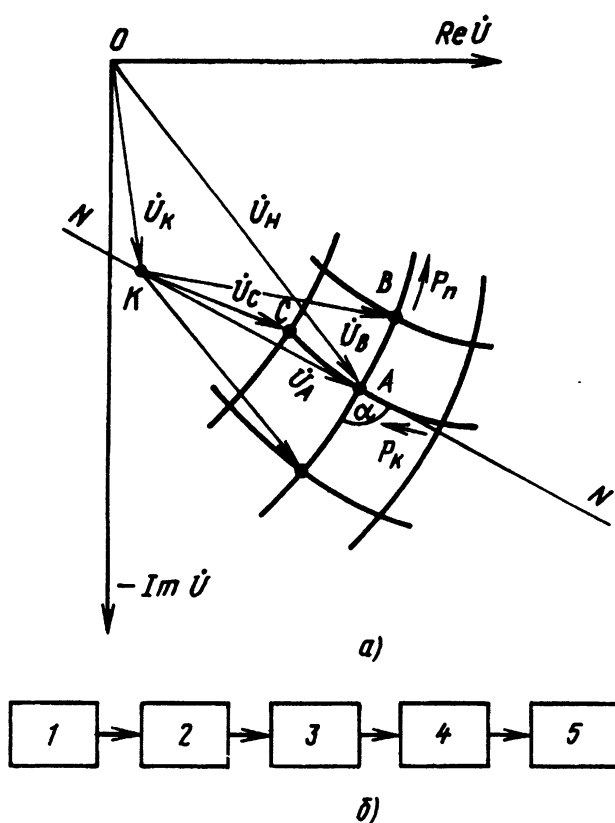


Рис. 65. Векторная диаграмма (а) и структурная схема (б) амплитудного способа выделения информации

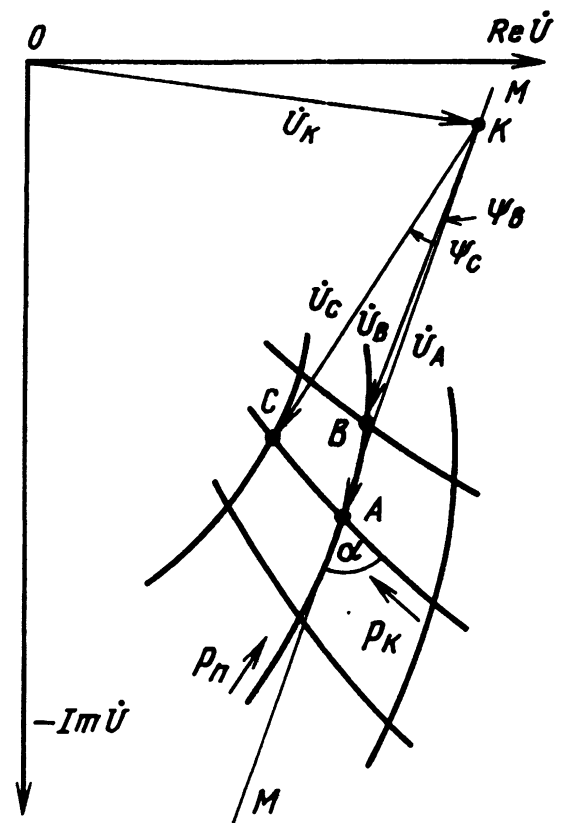


Рис. 66. Векторная диаграмма фазового способа выделения информации

малую величину ψ_B , обусловленную нелинейностью годографа $U(p_n)$, а при изменении p_k ($A \rightarrow C$) изменяется на величину $\psi_G = \arg U_C - \arg U_A$, причем

$$\operatorname{tg} \psi_G \approx S_k \Delta p_k \sin \alpha / (U_A - S_k \Delta p_k \cos \alpha).$$

Следовательно, чувствительность прибора к p_k наибольшая (при прочих равных условиях), если $\alpha \rightarrow 90^\circ$. Точку K целесообразно помещать в точку пересечения касательных к линии влияния p_n . Линии влияния диаметра цилиндра (трубы) для проходного ВТП и линии влияния зазора для накладного ВТП близки к пучку лучей, что позволяет реализовать фазовый способ подавления влияния вариаций диаметра (зазора). Фазовый способ оказывается эффективным при измерении накладным экранным ВТП толщины ферромагнитных листов с подавлением влияния вариации σ . При этом анализ годографов (см. рис. 18) показывает, что условия контроля следует определять из соотношений $\beta T_* \approx 2$; $\beta > 5$; $2 < c_* < 3,5$.

Структурная схема прибора, действие которого основано на фазовом способе выделения информации, отличается от приведенной на рис. 65, б тем, что после усилителя включается фазометрическое устройство того или иного типа, а опорное напряжение на это устройство поступает от блока генератора 1.

Проекция вектора сигнала на направление NN , нормальное к линии влияния p_n в точке A , также в небольшой степени зависит от вариаций p_n (рис. 67). Чувствительность прибора к p определяется величиной проекции приращения $\Pi = AC' = S_k \Delta p_k \sin \alpha$. Поэтому

способ проекции вектора сигнала лучше всего применять в тех случаях, когда линии влияния близки к параллельным прямым, $\alpha \rightarrow 90^\circ$. Обычно этот способ используют при малых вариациях параметров p_k и p_n . В этом случае точку K совмещают обычно с точкой A , тогда выходное напряжение блока стремится к нулю, если режим контроля и параметры объекта номинальны. Способ проекции находит наиболее широкое применение в вихретоковых приборах.

При выборе режима контроля для получения наилучшего отношения сигнал/помеха используют годографы, описанные выше. Строгая оптимизация режима контроля затруднительна, поскольку ее приходится вести по нескольким критериям, однако можно ограничиться практическими рекомендациями, приведенными ниже.

Обобщенные параметры контроля β и x следует выбирать так, чтобы углы между направлениями p_k и p_n составляли не менее $10 \dots 15^\circ$ и обеспечивалась достаточная чувствительность к параметру p_k . Например, при контроле толщины ферромагнитного листа с подавлением влияния зазора целесообразно принять $\beta = 5$, если $T_* = 0,1$ и $\beta \approx 2,5$, если $T_* = 0,3$ (см. рис. 12). Для измерения ферромагнитного полупространства с подавлением влияния зазора оптимальное значение $\beta = 8 \dots 10$.

Структурные схемы приборов, действие которых основано на использовании способа проекции, представлены на рис. 67. На рис. 67, б приведена структурная схема прибора, в котором в качестве фазочувствительного устройства применяется фазовый детектор 4. Переменный ток, возбуждающий ВТП в блоке 2, создается генератором синусоидального напряжения в блоке

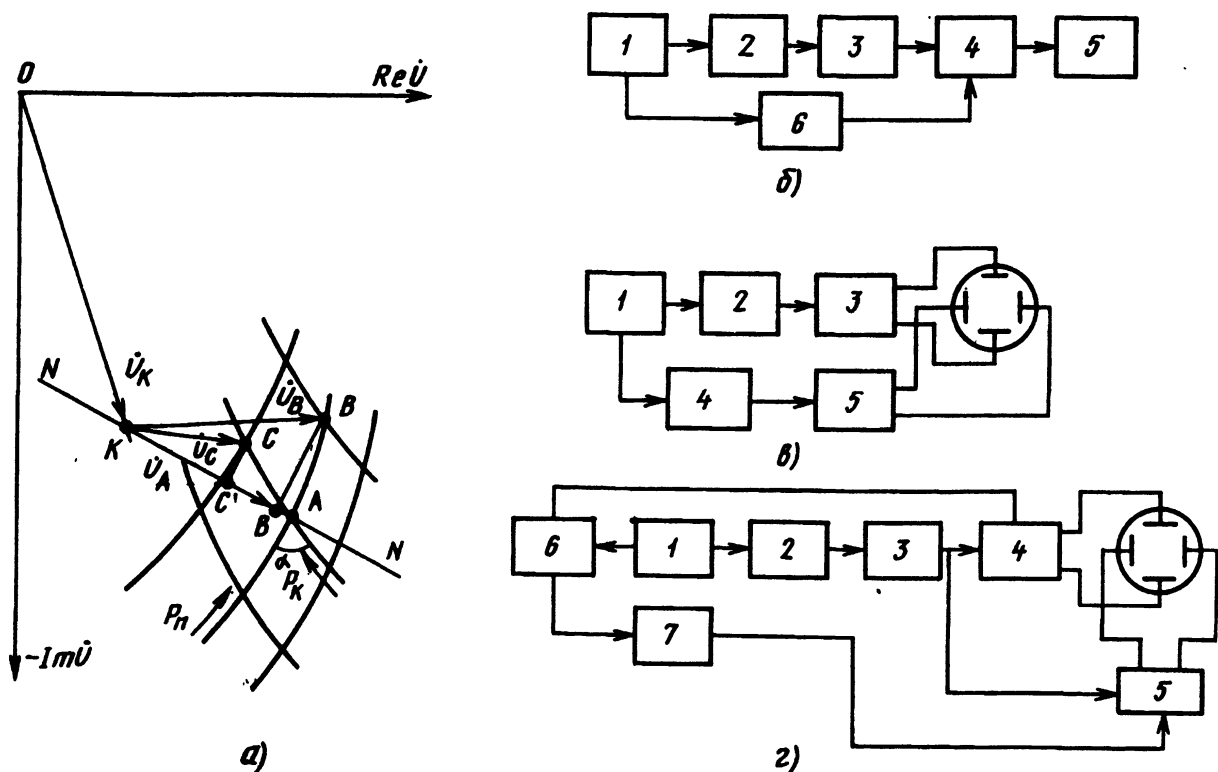


Рис. 67. Векторная диаграмма (а) и структурная схема приборов: с фазовым детектором (б), с ЭЛТ в режимах «синусоида» (в) и «комплексная плоскость» (г) при выделении информации способом проекции

генераторов 1. Сигналы, полученные на выходе блока 2, усиливаются усилителем 3 и поступают на фазовый детектор 4. Опорное напряжение на фазовый детектор поступает через фазорегулятор 6 от генератора. На выходе фазового детектора включен индикатор 5. Необходимое для подавления влияния мешающего фактора направление вектора опорного напряжения подбирается с помощью фазорегулятора 6.

Если в качестве фазочувствительного устройства используется электронно-лучевая трубка (ЭЛТ), то в зависимости от способа индикации применяют две основные структурные схемы. На рис. 67, в приведена структурная схема с временной разверткой на экране («способ синусоиды»). На вертикальные пластины ЭЛТ подается усиленный усилителем 3 сигнал блока ВТП, а на горизонтальные – пилообразное напряжение от генератора развертки 5, синхронизируемого генератором 1, через фазорегулятор 4. Таким образом, на экране ЭЛТ возникает периодическая кривая, фаза которой плавно изменяется с помощью фазорегулятора 4. Это позволяет фиксировать мгновенное значение сигнала, а при синусоидальной кривой сигнала – проекцию вектора сигнала на принятое направление. При таком способе возможна индикация несинусоидальных сигналов.

На рис. 67, г приведена структурная схема прибора с ЭЛТ и двумя фазовыми детекторами 4 и 5 (реализующая так называемый способ точки). Опорные напряжения на детекторы 4 и 5 поступают через фазорегулятор 6. Фазовращатель 7 сдвигает на 90° фазу опорного напряжения, поступающего на детектор 5. Таким образом, постоянные напряжения на выходе детекторов 4 и 5 пропорциональны проекциям вектора сигнала на два взаимно перпендикулярных направления. Используя фазовый регулятор 6, можно добиться, чтобы под влиянием мешающего фактора светящаяся точка на экране ЭЛТ смещалась по одной из осей, тогда изменение контролируемого параметра может быть учтено смещением точки по другой оси. Таким образом, в данном случае на экране ЭЛТ отображается комплексная плоскость сигналов ВТП.

Как видно из рис. 67, а, отклонение реальных годографов напряжения ВТП от идеальных (параллельные прямые, пересекающиеся под прямым углом) вызывает погрешность, которая увеличивается при отклонении контролируемых параметров от номинального значения. Для уменьшения погрешности применяют схемы, в которых опорное напряжение на фазовый детектор поступает не от генератора, а от ВТП.

Влияние мешающего фактора можно уменьшить за счет использования комплексного (двухпараметрового) сигнала, включив ВТП в резонансный контур. Подбирая емкость конденсатора и сопротивление резистора, подключаемых последовательно или параллельно обмотке ВТП, можно добиться ослабления влияния мешающего фактора. На рис. 68, а показаны комплексные плоскости сопротивления Z параметрического ВТП и тока \dot{I} в его обмотке. Стандартный образец характеризуется точкой А. Если точку компенсации К поместить на пересечении нормали в точке А к линии влияния p_n и оси ординат, то

при изменении p_n вектор тока \dot{I} в цепи, состоящей из последовательно соединенных ВТП, конденсатора С и резистора R_d (рис. 68, б), описывает дугу окружности, если линия влияния p_n прямая. В то же время годограф вектора тока \dot{I} при изменении p_k есть линия АС. Изменения модуля вектора \dot{I} , а следовательно, и модуля вектора $\dot{U}_{\text{вых}}$ (рис. 68, б) при малых изменениях p_n невелики. Если же точка компенсации занимает положение К' [в центре дуги $\dot{I}(p_k)$], то при изменении p_k величина $U_{\text{вых}} = |\dot{U}_{\text{вых}}|$ не изменяется. Выбранное положение точки К' обеспечивается подбором емкости конденсатора С и сопротивления резистора R_d в соответствии с диаграммой, приведенной на рис. 68, а. Аналогичные результаты могут быть получены при использовании параллельного резонансного контура.

Структурная схема прибора с ВТП, включенным в колебательный контур, приведена на рис. 68, в. Напряжение от генератора 1 поступает на рабочий 4 и компенсационный 2 резонансные контуры. Сигналы с контуров после детектирования амплитудными детекторами 3 и 5 передаются на входы дифференциального усилителя постоянного тока 6, на выходе которого включен индикатор 7.

Схемы приборов с ВТП, включенными в резонансные контуры, просты, но необходимо принимать специальные меры по борьбе с нестабильностью, вызванной влиянием температуры на элементы контуров.

Частоту колебаний тока или напряжения можно использовать в качестве носителя полезной информации при включении ВТП в цепи автогенератора. Частота колебаний автогенератора, в контур которого включен ВТП, может быть приблизительно найдена по формуле

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C(L - L_{\text{вн}})} - \frac{(R_0 + R_{\text{вн}})^2}{4(L - L_{\text{вн}})^2}},$$

где С – емкость резонансного контура; L – индуктивность ВТП при отсутствии объекта; $L_{\text{вн}}$ – вносимая индуктивность; $R_{\text{вн}}$ – вносимое активное сопротивление.

Параметры контура можно подобрать так, чтобы частота колебаний не зависела от влияния мешающих факторов в небольшом диапазоне.

При выделении полезной информации амплитудно-частотным способом используется зависимость амплитуды и частоты автогенератора (с ВТП в качестве элемента контура) от параметров ВТП. Используя разницу зависимости амплитуды и частоты от p_k и p_n , можно подобрать условия работы автогенератора, при которых подавляемый фактор слабо влияет на выходной сигнал.

Основное преимущество автогенераторных схем – их простота. Однако частотному и амплитудно-частотному способам, основанным на использовании параметрического ВТП, свойственна пониженная стабильность. Применение этого метода ограничено, его используют в простых приборах с невысокими метрологическими параметрами.

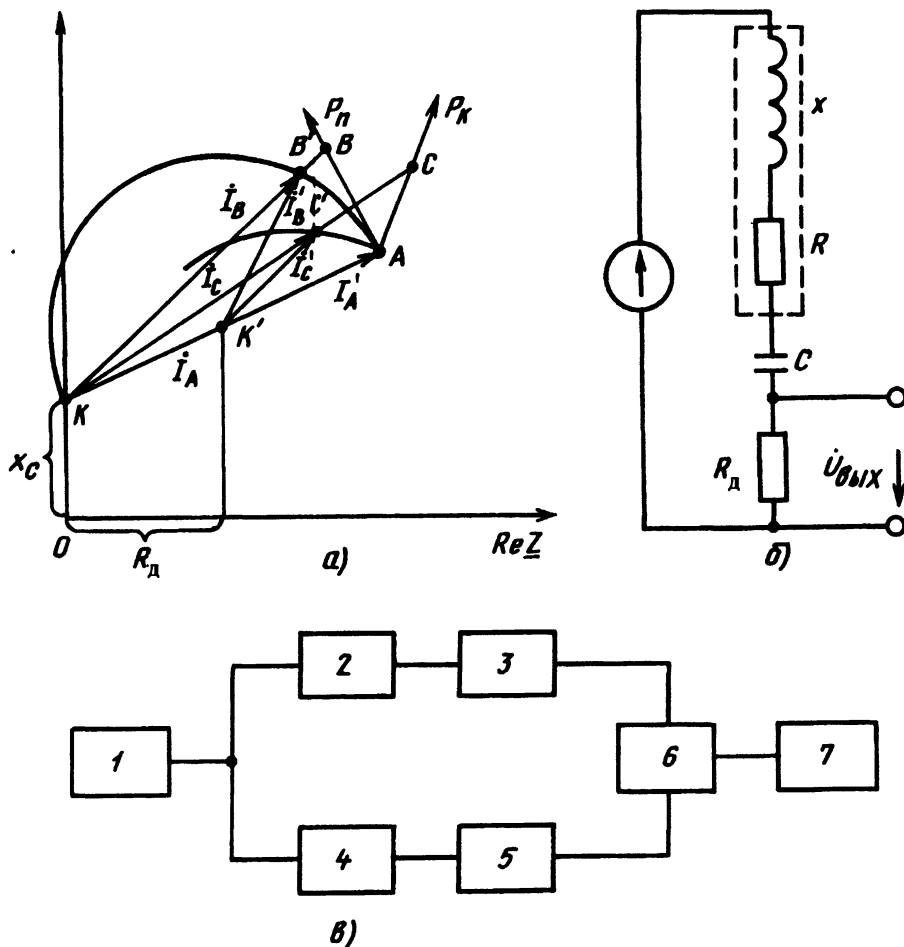


Рис. 68. Векторная диаграмма (а), схема включения ВТП (б) и структурная схема прибора (в) при выделении информации способом включения ВТП в колебательный контур

Структурная схема приборов, в которых информация выделяется частотным и амплитудно-частотным способами, приведена на рис. 69. Напряжение автогенератора 1, в колебательном контуре которого включен ВТП 4, поступает на детектор 2 (амплитудный или частотный). Постоянное напряжение с выхода детектора, пропорциональное амплитуде или отклонению частоты и амплитуды напряжения генератора от некоторого значения, поступает на индикатор 3.

Рассмотрим структурные схемы приборов, в которых применяются стабилизация и вариация режимов контроля.

Положение ВТП относительно объекта должно быть стабильным. Для этого обычно используют механизмы с пружинами, возвращающими объект или ВТП

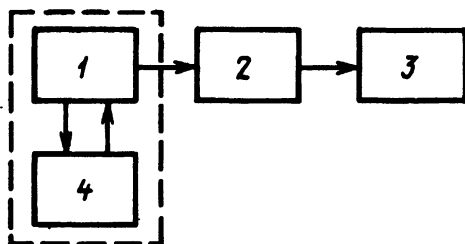


Рис. 69. Структурная схема прибора с включением ВТП в контур автогенератора

(для накладных ВТП) в исходное положение при их отклонении, или направляющие ролики ограничители (для проходных ВТП). Недостаток механических систем заключается в сильном влиянии состояния поверхностей объекта (загрязненность, шероховатость) на точность измерения. Точность установки объекта относительно накладного ВТП составляет 0,1 ... 0,3 мм. Изменение зазора в таких пределах обычно вносит значительную погрешность в измерения, а иногда делает их невыполнимыми.

Структурные схемы приборов, в которых используется способ стабилизации режима контроля, разнообразны, однако во всех приборах имеется обратная связь между блоком обработки информации 3 и блоком генераторов 1 или между блоком обработки информации 3 и блоком ВТП 2 (рис. 70, а) (4 – индикатор).

Для стабилизации зазора можно применять следующую систему. Сигнал о величине зазора, получаемый от рабочего или специального измерительного ВТП, сравнивается с заданным уровнем. В случае отклонения от него возникает сигнал рассогласования, который управляет механизмом перемещения ВТП. Таким образом, ВТП перемещаются до восстановления номинального зазора. Точность стабилизации зазора в такой системе может быть высокой (до единиц микрометров).

На рис. 70, б приведена функциональная схема устройства со стабилизацией зазора, в которую входят

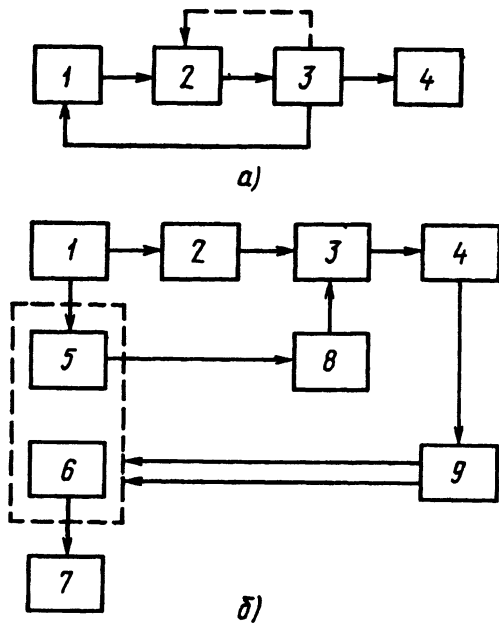


Рис. 70. Структурные схемы прибора со стабилизацией режима контроля

генератор 1, накладной ВТП зазора 5, усилитель 8, фазовый детектор 3, усилитель мощности 4, фазорегулятор 2 и механизм перемещения 9. ВТП зазора 5 конструктивно объединен в одном блоке с рабочим накладным ВТП 6. Механизм перемещения 9 и блок ВТП жестко связаны друг с другом механически. Измерительное устройство 7 служит для измерения контролируемых параметров объекта. В этом случае для выделения информации может быть использован способ проекции или др. При отклонении зазора от номинального значения появляются соответствующие сигналы ВТП зазора. Настроенный с помощью фазорегулятора фазовый детектор выделяет сигнал об отклонении зазора, который вызывает перемещение исполнительного механизма до восстановления номинального зазора.

Стабилизация параметров объекта основана на различных физических воздействиях на него и практически применяется при контроле ферромагнитных материалов и в некоторых других случаях.

Контроль ферромагнитных материалов существенно затрудняется вариациями магнитных свойств, вызванными небольшими отклонениями химического состава, структуры, режима термической обработки и т.д. Для стабилизации магнитных свойств используют подмагничивание сильным постоянным магнитным полем. При этом уменьшаются полезные сигналы и помехи, но отношение сигнал/помеха обычно возрастает.

Толщину биметаллического листа можно измерять с подавлением влияния на выходной сигнал толщины неконтролируемого слоя путем увеличения его толщины с помощью специальной подкладки, выполненной из того же материала, что и неконтролируемый слой. Толщину подкладки выбирают настолько большой, чтобы изменение суммарной толщины не влияло на сигнал ВТП.

При постоянном обобщенном параметре можно сохранить постоянной чувствительность к измеряемому

параметру и устранить погрешность от нелинейной зависимости между выходными параметрами ВТП и параметрами объекта.

Способ стабилизации обобщенного параметра используется в приборе с проходными ВТП для контроля удельной электрической проводимости σ неферромагнитных прутков независимо от радиуса R прутков путем изменения рабочей частоты. Если фиксировать обобщенный параметр x , т.е. считать $x = C_1$, то эффективная магнитная проницаемость $\mu_{эфф}$, также будет постоянна. Поэтому

$$\dot{U}_{вн} = j(\mu_{эфф} - 1)\eta U_0,$$

т.е. $U_{вн} = C_2 R^2$ и $R = \sqrt{U_{вн} / C_2}$.

Тогда

$$\sigma = C_1 C_2 / \mu_0 \omega U_{вн} = C_3 / f U_{вн}.$$

Таким образом, зная C_2 и C_3 , можно определить R и σ через $U_{вн}$ и f . Стабилизация параметра x при изменении R и σ осуществляется изменением частоты f до установления фиксированного значения аргумента вектора $\dot{U}_{вн}$.

Способ вариации условий контроля основан на том, что мешающий фактор (например, зазор) принудительно изменяется в широких пределах, перекрывающих возможный диапазон изменений в процессе контроля. При достижении номинальных условий контроля (номинальный зазор) производится отсчет контролируемых параметров. Структурная схема прибора, действие которого основано на использовании способа вариации для устранения мешающего влияния изменений зазора, приведена на рис. 71. Механизм перемещения 1 приводит в обратно-поступательное движение блок ВТП 3 по направлению нормали к поверхности объекта. Генератор 2 обеспечивает питание блока ВТП 3 переменным током необходимых частот. Сигналы, полученные от блока 3, поступают в блок определения зазора 4 и в блок измерения 6 через управляющий ключ 5. Когда зазор становится номинальным, блок 4 вырабатывает сигнал управления ключом 5, открывая его. Таким образом, измерение происходит при номинальном значении зазора.

Преимущества методов стабилизации и вариации условий контроля заключаются в том, что при широком

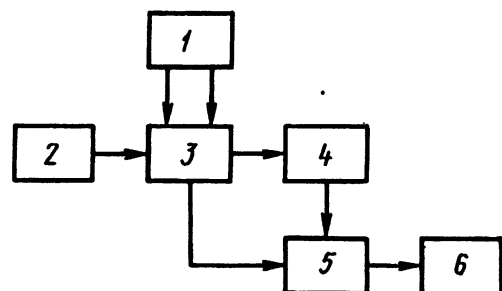


Рис. 71. Структурная схема прибора с вариацией режима контроля

диапазоне изменения мешающего фактора можно устранить погрешность от влияния нелинейности годографов мешающего фактора. Однако эти методы не универсальны, а их применение порой приводит к снижению производительности контроля из-за инерционности механических систем стабилизации и вариации. Реализация этих методов приводит к усложнению аппаратуры.

Возможность применения *спектрального анализа* сигналов ВТП определяется тем, что в процессе воздействия монохроматического электромагнитного поля на объект в сигналах ВТП появляются составляющие частот, отличающиеся от частоты первой гармоники генератора. Это может происходить за счет проявления нелинейных свойств материала изделия или за счет изменения во времени каких-либо факторов контроля. В первом случае возникают кратные гармоники основной частоты, которые несут дополнительную информацию о свойствах объекта. Метод, основанный на анализе параметров кратных гармонических составляющих, называется методом высших гармоник. Он получил применение при контроле ферромагнитных материалов. Во втором случае возникает модуляция выходного напряжения ВТП изменяющимися параметрами объекта, возникает спектр частот сигнала. Метод, основанный на обработке спектра модуляционных колебаний, называют модуляционным.

Метод высших гармоник основан на возбуждении синусоидального магнитного поля с большой амплитудой напряженности, с тем чтобы проявлялись нелинейные свойства материала, и на последующем анализе высших гармоник. Специфичная особенность метода высших гармоник состоит в необходимости выделения отдельных гармоник, для чего применяют различные фильтры и измерительные усилители. Обычно анализируется амплитуда или амплитуда и фаза третьей (реже пятой) гармоники. Устройства, в которых реализуется метод высших гармоник, сложны. Помимо этого повышенные требования предъявляются и к блокам. Так, необходима повышенная стабильность частоты, амплитуды и формы кривой тока возбуждения. Более стабильными должны быть амплитудные и фазовые характеристики преобразовательных блоков.

Основная область применения метода высших гармоник – контроль электромагнитных свойств ферромагнитных объектов и на этой основе контроль некоторых физико-химических свойств, однозначно связанных с электромагнитными.

Структурные схемы приборов, в которых используются высшие гармоники, аналогичны схемам, приведенным на рис. 65 и 67, и отличаются только тем, что в них обычно применяют избирательные усилители и систему заграждающих и полосовых фильтров, позволяющих выделить слабые сигналы высших гармоник.

Модуляционный метод обычно используют в дефектоскопии для оценки пространственного распределения свойств объекта. Если ВТП и объект взаимно перемещаются, то изменения свойств объекта, распределенные в пространстве, преобразуются в изменения сигнала во времени. На этом основано действие приборов для контроля модуляционным методом протяженных объек-

тов (листов, прутков, проволоки и т.д.). Полученный от ВТП сигнал усиливается и детектируется, а затем анализируется огибающая высокочастотных колебаний. Возможность раздельного контроля различных факторов определяется различием формы импульсов сигналов, что приводит к появлению соответствующих вариаций в их спектре.

Сигналы обрабатываются с помощью специальных устройств, анализирующих спектр огибающей, длительность импульсов разного уровня на заданном интервале времени, последовательность их появления. В общем случае для анализа могут быть применены методы теории помехоустойчивости, а за основу приняты статистические данные о сигналах и помехах. Метод широко используют в современных дефектоскопах с проходными и накладными ВТП.

Структурная схема прибора отличается от схем, приведенных на рис. 65, б и 67, б, только наличием усилителя огибающей (усилителя низкой частоты), фильтров и блока распознавания сигналов, последовательно включенных между детектором и индикатором.

Для того чтобы разделить информацию о нескольких (более двух) параметрах неподвижного относительно ВТП объекта из материала с постоянными свойствами, необходимо воздействовать на объект магнитными полями нескольких частот либо использовать накладные ВТП различного диаметра. При этом обобщенные параметры контроля должны быть выбраны так, чтобы зависимости сигналов от параметров объекта были различны. Для каждого значения параметров β или χ можно получить независимую информацию о двух параметрах объектов.

Если контроль проводится при n значениях обобщенного параметра, то можно составить $2n$ уравнений, связывающих параметры объекта и сигнала. Если эти уравнения линейно-независимы, то они позволяют определить $2n$ параметров объекта. Обычно эти уравнения считают линейными, что справедливо при малых вариациях параметров объекта (чувствительности к параметрам объекта постоянны). Система уравнений решается вычислительным устройством либо в виде микроЭВМ, либо в виде аналогового сумматора с масштабными коэффициентами на входах. Коэффициенты обычно определяют экспериментально с помощью набора стандартных образцов так, чтобы на выходе сумматора подавить влияние какого-либо фактора. При изменении номинальных параметров объекта необходимо полностью перестроить аналоговый вычислитель. Использование микроЭВМ или микропроцессоров позволяет решать не только линейные, но и нелинейные системы уравнений, а также легко изменять программу при изменении параметров объекта.

Структурные схемы универсальных приборов с микроЭВМ. В современных вихретоковых приборах неразрушающего контроля необходимо применение достаточно сложных алгоритмов обработки информации ВТП, часто требуется перестройка режимов работы. Во многих случаях необходимо включение этих приборов в автоматизированные системы управления технологиче-

скими процессами (АСУ ТП). Эти задачи успешно решаются применением микропроцессоров (МП) и микроЭВМ, включаемых в состав приборов и служащих основой их автоматизации. Применение МП и микроЭВМ позволяет также резко снизить большую номенклатуру выпускаемых промышленностью вихретоковых приборов за счет создания универсальных приборов с типовыми схемами. В этом случае все разнообразие выполняемых ими функций и областей применения обеспечивается программно, а также широким набором применяемых ВТП. Автоматизированные вихретоковые приборы с микроЭВМ не требуют высокой квалификации обслуживающего персонала и обладают высокими метрологическими характеристиками за счет использования алгоритмов повышения точности и достоверности контроля.

На рис. 72 приведена обобщенная структурная схема универсального вихретокового прибора, автоматизированного на основе микроЭВМ. Блок генераторов 1 содержит программно-управляемый по частоте и амплитуде генератор синусоидального (или импульсного) тока, возбуждающего электромагнитное поле в объекте с помощью блока ВТП 2. Программно-управляемый компенсатор 3 служит для установки точки компенсации на комплексной плоскости сигналов. Усилитель 4 с программно-изменяемым коэффициентом передачи усиливает сигналы ВТП до требуемого для работы синхронных (фазовых) детекторов 5 и 6 уровня. Опорные напряжения синхронных детекторов, сдвинутые на $\pi/2$ одно относительно другого, формируются формирователем 7. С выходов синхронных детекторов напряжения, пропорциональные мнимой и действительной составляющим сигнала ВТП, поступают через мультиплексор 8, коммутирующий поочередно входные каналы, на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП) 9. Цифровая информация с выхода АЦП поступает в микроЭВМ 10, где обрабатывается по заданным программам и выдается на внешние устройства (ВУ) (дисплей, перфораторы, цифropечатающие устройства и т.д.) для отображения. Возможен обмен информацией между микроЭВМ и верхней ступенью АСУ ТП. МикроЭВМ управляет работой генератора, компенсатора, усилителя, формирователя опорных напряжений, мультиплексора, АЦП и ВУ. Требуемые для установки режимов работы прибора данные, определяющие частоту и амплитуду тока возбуждения, коэффициент передачи усилителя, программу работы ВУ и т.д., вводятся с пульта

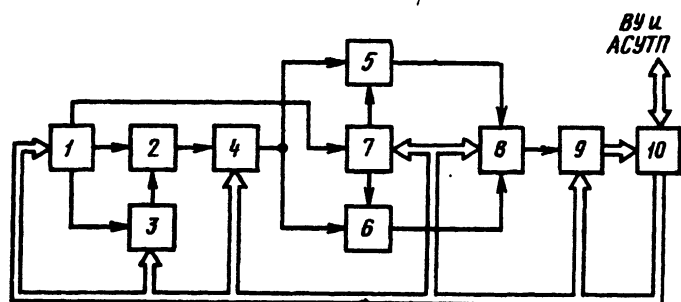


Рис. 72. Обобщенная структурная схема универсального вихретокового прибора с микроЭВМ

микроЭВМ в виде чисел, характеризующих параметры объекта контроля (например, удельную электрическую проводимость, размеры, магнитные характеристики или марку материала и т.д.). Ввод исходных данных ведется в диалоговом режиме, так же как и калибровка, проверка работоспособности и другие операции по подготовке прибора к работе, выполняемые оператором и микроЭВМ.

Структурная схема на рис. 72 универсальна, так как изменение программы позволяет реализовать любой метод обработки информации ВТП, основанный на анализе амплитудно-фазовых параметров сигналов: амплитудный, фазовый, способ проекции. Эта же схема с добавлением программно-управляемых последетекторных фильтров может быть применена и для реализации модуляционного метода. Она может быть использована и для метода высших гармоник с выполнением цифровой фильтрации в центральной микроЭВМ или в специальном вычислителе, работающем по алгоритму быстрого преобразования Фурье и связанного с центральной микроЭВМ.

Программное обеспечение подобных приборов включает программы управления работой отдельных блоков и программы обработки данных. К программам управления относятся программы: компенсации начального напряжения ВТП, установки частоты и амплитуды тока генератора по электрофизическим параметрам объекта, калибровки по образцам, проверки работоспособности и т.д. К программам обработки данных относятся программы: вычислений по формулам, решения систем линейных и нелинейных алгебраических уравнений, статистической обработки серии измерений, сравнения с допусками, цифровой фильтрации, распознавания сигналов по заданным критериям и т.д.

Вихретоковые приборы, построенные по структурной схеме, приведенной на рис. 72, могут быть использованы как толщиномеры, структуроскопы, дефектоскопы, измерители зазоров, перемещений и т.д. Назначение прибора определяется прежде всего типом ВТП, параметрами некоторых блоков и программами.

12.3. СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ ПРИБОРЫ

Дефектоскопы. При автоматизированном, высокоскоростном и бесконтактном контроле качества эффективно применяют дефектоскопы с проходными ВТП, позволяющими проверять в широком диапазоне типоразмеров протяженные объекты (трубы, прутки, проволоку с поперечными размерами 0,05 ... 135 мм) и мелкие детали (шарики и ролики подшипников, иглы, метизы и т.д.). При этом производительность контроля может достигать 50 м/с (для проволоки) или нескольких тысяч мелких деталей в час. Производительность контроля труб, прутков ограничивается инерционностью устройств транспортирования и разбраковки.

В дефектоскопах, как правило, используются дифференциальные ВТП самосравнения с малой базой, с однородным и неоднородным полем в зоне контроля. Применение ВТП с неоднородным полем обусловлено

стремлением уменьшить длину возбуждающей катушки с целью сокращения общей длины ВТП при контроле объектов большого диаметра. Однако при этом приходится принимать меры для стабилизации положения объекта. Для уменьшения возможных радиальных перемещений объекта в ВТП, а также для поддержания коэффициента заполнения η на определенном уровне, определяющем чувствительность, дефектоскопы снабжают набором ВТП различного диаметра. При использовании ВТП с однородным полем можно значительно уменьшить число их типоразмеров, компенсируя изменение чувствительности при изменении η регулированием возбуждающего тока.

В большинстве современных дефектоскопов с проходными ВТП информация выделяется модуляционным способом, поэтому они предназначаются для динамического режима контроля, при этом скорость движения объекта необходимо сохранять постоянной, поскольку при изменении скорости изменяются частотный спектр сигналов и чувствительность дефектоскопа. Некоторые дефектоскопы могут работать и в статическом режиме (при неподвижном объекте), однако этот режим не является основным и обычно используется при настройке прибора. В дефектоскопах ранних выпусков статический режим работы был единственным. Статический режим характерен и для структуроскопов, которые можно применять для дефектоскопии.

Основной параметр дефектоскопа – *порог чувствительности* – определяется минимальными размерами дефекта заданной формы, при которых отношение сигнал/помеха составляет не менее двух. Порог чувствительности обычно устанавливают на калибровочных образцах с искусственными дефектами различной формы, например в виде отверстий разных диаметра и глубины в трубах и прутках, в виде продольных рисок на проволоке и т.д. Реальный порог чувствительности зависит от уровня помех, связанных с вариацией параметров объекта, например μ , σ , шероховатости поверхности и т.д. Порог чувствительности дефектоскопов с проходными ВТП обычно определяется глубиной круглого отверстия, выраженной в мм.

Настройка дефектоскопов с проходными ВТП состоит в регулировании коэффициента передачи измерительного канала и тока возбуждения ВТП с целью достижения необходимой чувствительности к пороговому дефекту. Если в дефектоскопе предусмотрено подавление влияния мешающего фактора, то после установки чувствительности прибор настраивают так, чтобы при изменении мешающего фактора в заданных пределах эффект на выходе прибора был минимальным. Например, в приборах, выполненных по схемам, приведенным на рис. 67, б – з, соответствующим образом настраивают фазорегулятор. В заключение устанавливают порог срабатывания устройств обработки информации. Указанные регулировки осуществляют при прохождении через ВТП участков с пороговым дефектом.

Структурные схемы специализированных дефектоскопов определяются принятыми способами выделения

информации. Приборы различаются главным образом конструкцией, наличием блоков сортировки, блоков представления и регистрации информации, блоков маркировки дефектных участков, блоков подмагничивания и т.д.

Для контроля линейно-протяженных объектов круглого сечения (прутки, трубы) применяют сканирующие дефектоскопы с вращающимися вокруг объекта накладными ВТП. К ним относится серия приборов, различающихся диапазонами диаметров изделий. Они предназначены для выявления поверхностных дефектов в изделиях из ферромагнитных и слабомагнитных сталей, а также из цветных металлов и сплавов.

Дефектоскоп состоит из сканирующего механизма с ВТП и стационарной электронной стойки. При осевом перемещении объекта контроля преобразователи описывают винтовую линию вокруг его поверхности. Скорость перемещения объекта определяется скоростью вращения ВТП, их числом и шириной зоны контроля каждого из них. Имеется дополнительный канал измерения расстояния между преобразователем и поверхностью детали. Сигнал, полученный от одной из измерительных обмоток и несущий информацию в основном о величине зазора, обрабатывается в этом канале и служит для управления коэффициентом передачи основного измерительного канала. Таким образом, сохраняется неизменной чувствительность дефектоскопа при изменениях зазора, что позволяет выявлять дефекты при увеличении зазора до 2 мм.

Порог чувствительности дефектоскопов с накладными ВТП определяется обычно в абсолютных единицах по глубине и протяженности узкого дефекта.

Для контроля плоских деталей типа листов, а также изделий, имеющих малую кривизну поверхности, разработан дефектоскоп с накладными ВТП, вращающимися в плоскости, параллельной контролируемой поверхности. Дефектоскоп предназначен для выявления поверхностных дефектов в ферро- и неферромагнитных материалах. Подбирая фазу опорного напряжения фазового детектора, добиваются ослабления влияния кривизны поверхности изделия. Автоматическое регулирование усиления позволяет вести контроль при увеличении зазора от 0 до 1 мм. Световой сигнализатор вынесен в сканирующую головку.

Сканирующие дефектоскопы, имеющие сравнительно большой диаметр головки, трудно применять для контроля объектов сложной конфигурации. В этих случаях обычно используют переносные и малогабаритные дефектоскопы с небольшим диаметром ВТП, работающие в статическом ручном режиме.

В них используется схема автогенераторного типа (см. рис. 69). Автогенератор выполнен на одном транзисторе, что позволяет резко упростить схему прибора. На бездефектном участке детали автогенератор работает в режиме, близком к срыву автоколебаний. При попадании в зону контроля дефектного участка происходит срыв колебаний, что фиксируется стрелочным индикатором и звуковым сигналом. Влияние зазора не ослабляется. Прибор имеет автономное питание и головные телефоны для работы в полевых условиях.

Толщиномеры диэлектрических покрытий на электропроводящих основаниях. Один из основных параметров толщиномера – погрешность измерения, возникающая, как правило, вследствие влияния мешающих факторов, связанных с измерением параметров объекта. В толщиномерах обычно используют только накладные ВТП, позволяющие оценивать локальную толщину объекта. Структурные схемы толщиномеров определяются способом выделения информации и отличаются от схем дефектоскопов, как правило, отсутствием блоков, изменяемых при модуляционном способе.

Для калибровки толщиномеров применяют контрольные образцы, обычно изготавливаемые потребителем и аттестуемые его метрологическими службами. В последнее время меры толщины покрытий начали выпускать предприятия Госстандарта.

Настройка толщиномеров состоит в установке нуля (нижнего предела) и верхнего предела шкалы по соответствующим контрольным образцам путем регулирования компенсирующих устройств и чувствительности измерительного канала. Параллельно с этим проводится отстройка от влияния мешающих факторов на показания прибора.

Погрешность измерения толщиномеров зависит от шероховатости поверхности, изменений электромагнитных параметров и близости края объекта, вариации зазора между ВТП и объектом, перекосов ВТП при установке его на контролируемую поверхность и т.д.

К диэлектрическим покрытиям на электропроводящем основании относятся различные оксидные, фосфатные, лакокрасочные, керамические, эмалевые, пластмассовые и другие покрытия на ферро- и неферромагнитных металлах и сплавах. Толщиномеры диэлектрических покрытий на электропроводящих основаниях представляют собой измерители зазора. Выбрав достаточно большое значение обобщенного параметра контроля, можно получить хорошую чувствительность к зазору при малой погрешности, вызванной влиянием изменений δ и толщины основания. Благодаря этому удается создать толщиномеры без применения специальных схем, предназначенных для ослабления влияния мешающих факторов на показания приборов. Структурная схема этих приборов приведена на рис. 69.

В этих приборах применены трансформаторные накладные ВТП, благодаря чему снижена погрешность измерений и расширен диапазон допустимых температур окружающей среды.

Толщиномеры электропроводящих покрытий на электропроводящем основании. К электропроводящим покрытиям относятся различные виды гальванических и плакировочных покрытий. Покрытия могут быть как ферромагнитные (например, никелевые), так и неферромагнитные (например, медные, цинковые, золотые, серебряные и т.д.).

Материал основания может быть ферро- и неферромагнитный. Многообразие комбинаций покрытий и оснований приводит к необходимости применений спе-

циализированных приборов и сложных методик контроля, которые заключаются в предварительных градуировках приборов по контрольным образцам. При использовании контрольных образцов, альбомов градуировочных графиков, номограмм или сменных шкал (для стрелочных индикаторов) можно применять один и тот же вихретоковый толщиномер для измерения толщины электропроводящих покрытий на электропроводящих основаниях в различных сочетаниях. Во многих случаях аттестованные образцы покрытий входят в комплект толщиномера, иногда образцы изготавливает и аттестует потребитель.

Толщиномер гальванических покрытий на ферромагнитных основаниях основан на фазовом способе выделения информации. Он предназначен для измерения толщины кадмиевых, цинковых, никелевых покрытий (в диапазоне 0 ... 30 мкм), работает на частоте 90 кГц; для измерения толщины серебряных и медных покрытий (в диапазоне 0 ... 50 мкм), работает на частоте 15 кГц. В приборе предусмотрено подавление влияния зазора между ВТП и объектом контроля в диапазоне 0 ... 50 мкм.

Толщиномеры электропроводящего слоя. Вихретоковые толщиномеры целесообразно применять для контроля электропроводящих слоев толщиной не более 5 ... 10 мкм. Эти приборы особенно эффективны для измерения толщин до 0,3 мкм; как правило, их применяют для контроля неферромагнитных слоев.

Существуют одно-, двух- и трехпараметровые толщиномеры. Подавляемые факторы: вариации зазора, σ или μ_r . Однопараметровые приборы практически не применяют из-за больших погрешностей, вызываемых влиянием вариаций зазора (даже при плотном прижатии ВТП). Из двухпараметровых приборов наиболее широко известны толщиномеры, для контроля толщины стенок труб и баллонов из неферромагнитных материалов с малой удельной электрической проводимостью. Структурная схема приборов отличается от схемы, показанной на рис. 67, б, наличием цепи обратной связи с выхода фазового детектора на фазорегулятор. Эта цепь используется для уменьшения погрешности, связанной с изменением угла между линиями влияния зазора и толщины (на комплексной плоскости напряжений) при отклонении толщины от нормального значения. Погрешность толщиномера не превышает допустимой лишь при постоянном значении σ объекта. Вариации зазора в пределах 0,1 мм не создают погрешности больше допустимой. Существует несколько модификаций таких приборов, различающихся диапазонами диаметров и толщиной стенок труб. Приведем два примера.

Автоматизированный прибор предназначен для измерения толщины листов, лент, полос из неферро- и ферромагнитных металлов и сплавов в диапазоне толщин 0,005 ... 6,0 мм. В приборе измеряется зазор между объектом контроля и накладными ВТП, установленными с обеих сторон объекта. Влияние вариаций δ и μ_r объек-

та контроля ослаблено выбором высокой частоты тока возбуждения ВТП. При контроле тонких объектов возможно использование экранных ВТП.

Специализированный прибор предназначен для измерения толщины медного покрытия в отверстиях печатных плат. Толщина контролируемых плат 1; 1,5; 2 мм, удельная электрическая проводимость покрытия (44 ± 2) МСм/м. Прибор комплектуется двумя миниатюрными ВТП специальной конструкции с вытянутыми вдоль оси контролируемого отверстия обмотками (см. рис. 4, б). На показания прибора практически не влияет наличие защитного слоя оловянно-свинцового покрытия.

Структуроскопы. Вихретоковые структуроскопы позволяют оценивать степень химической чистоты электропроводящих материалов, сортировать полуфабрикаты и изделия по маркам (химическому составу) материала, по твердости, прочности и т.д. Структуроскопами можно выявлять неоднородные по структуре зоны, например мягкие пятна, оценивать глубину и качество механической, термической и химико-термической обработки на разных стадиях технологического производства. С помощью структуроскопов можно определять и степень механических напряжений, выявлять зоны усталости, контролировать качество поверхностных слоев.

Непроизводительные и дорогостоящие механические, металлографические и химические испытания можно заменить неразрушающим вихретоковым контролем только при установлении корреляционных связей между физико-химическими свойствами материала и сигналами ВТП. Эти связи проявляются через электрофизические свойства материала, т.е. через удельную электрическую проводимость σ и магнитные характеристики. Поэтому при решении вопроса о возможности контроля того или иного параметра вихретоковым структуроскопом необходимо знать, влияет ли этот параметр на магнитные свойства и σ материала. Вихретоковыми структуроскопами можно измерить мгновенное значение несинусоидального напряжения ВТП при перемагничивании стали в сильных переменных магнитных полях либо амплитуду и фазу одной из гармоник напряжения ВТП при перемагничивании объекта в сильных или слабых полях. Чтобы уменьшить влияние на показания приборов ряда мешающих факторов, необходимо разработать подобные методики контроля, основанные на экспериментальных статистических данных.

Вихретоковые структуроскопы для контроля ферромагнитных объектов разделяют на приборы для контроля объектов в низкочастотных полях большой напряженности, в высокочастотных полях малой напряженности и в двух- и многочастотных полях.

Низкочастотные структуроскопы позволяют визуально (по экрану ЭЛТ) или автоматически анализировать форму кривой напряжения измерительной обмотки проходного ВТП, возбуждаемого током регулируемой амплитуды. Чаще используется промышленная частота 50 Гц, мощность источника при этом достаточно велика и позволяет получить сильное магнитное поле. В ряде

приборов применяют специальные генераторы с набором частот от одного до тысячи герц. Измерение производят по кривой напряжения, полученного при встречном включении обмоток двух ВТП, в одном из которых находится контролируемый объект, а в другом – стандартный образец. Структурная схема приборов такого типа приведена на рис. 67, б. Для сортировки изделий с помощью таких приборов необходимо провести ряд предварительных экспериментов непосредственно на объектах с последующим их сравнением с данными химического, спектроскопического или металлографического анализа или с результатами других видов разрушающего контроля. По данным статистической обработки результатов экспериментов выбирают силу намагничивающего тока и режим настройки блока автоматики.

Электромагнитные свойства сталей определяются содержанием углерода, видом и режимом термической обработки, значениями внутренних напряжений, характером механической обработки и другими факторами. Удельная электрическая проводимость и магнитная проницаемость стали тем меньше, чем выше в ней содержание углерода и чем больше углерода при закалке перешло в твердый раствор.

Для предварительной настройки и установки уровня сортировки необходимо подобрать контрольный образец, в качестве которого, как правило, используют одну из годных деталей испытываемой партии. Таким образом, работа прибора, по существу, сводится к определению разности в магнитных свойствах и удельной электрической проводимости материалов контролируемой детали и образца. В том случае, когда имеется однозначная связь контролируемого параметра с электрофизическими характеристиками материала, возможен объективный контроль физико-химических свойств изделий.

Для деталей из низкоуглеродных сталей установлено, что амплитуда осциллограмм на экране прибора в основном зависит от содержания углерода в стали и однородности исходной структуры. Без предварительной нормализации или отжига разброс показаний, вызванных неоднородностью структуры, как правило, перекрывает разброс, вызванный колебаниями химического состава от плавки к плавке. Из партии деталей, подлежащих контролю, отбирают три, которым соответствует наименьший разброс показаний прибора. Две из них используют для настройки прибора, а одну – для химического анализа. Марки сталей, из которых изготовлены образцы, устанавливают путем химического и металлографического анализов, спектральным анализом и методом термо-ЭДС.

Эти приборы применяют для контроля твердости. При низких температурах отпуска (200 ... 450 °С) для большинства конструкционных сталей существует однозначная зависимость между показаниями приборов и твердостью при предварительной (до термической обработки) подготовке структуры металла и небольших относительных колебаниях размеров детали. Если эти условия не соблюдаются, то отбирают по две одинаковые по минимальным и максимальным показаниям прибора

детали, одну из которых подвергают микроанализу, а вторую оставляют в качестве контрольного образца. При большом разбросе показаний детали разбивают на ряд групп и для каждой группы используют свои контрольные образцы. Необходимо иметь не менее двух образцов со средней твердостью, по одному на нижний и верхний пределы сортировки, и одну нетермообработанную деталь. Показания прибора при контроле нетермообработанной детали должны отличаться от установленных границ сортировки. Для предварительной подготовки структуры металла, в особенности горячекатаного, приходится вводить дополнительную термическую нормализацию заготовок и разбивать детали на группы по показаниям прибора в исходном состоянии.

Для многих сталей хорошие результаты получаются, если ток возбуждения обеспечивает напряженность поля, которой соответствует максимальная магнитная проницаемость. Если конфигурация контролируемых деталей изменяется, то путем подбора тока в обмотках возбуждения проходного ВТП в большинстве случаев можно добиться такой же закономерности распределения кривых на экране ЭЛТ, как и при испытаниях образцов другой формы из этого же материала. Следует иметь в виду, что показания приборов в большой степени зависят от положения объекта в преобразователе. Поэтому для контроля однотипных деталей обычно применяют специальные втулки, фиксирующие положение детали в ВТП.

Высокочастотными структуроскопами контролируют качество ферромагнитных материалов при их поверхностном упрочнении, а также твердость листового материала. К поверхностному упрочнению относятся наклеп (нагартовка), поверхностная высокочастотная закалка и химико-термическая обработка. Химико-термическая обработка стальных деталей основана на насыщении их поверхностного слоя углеродом (цементирование), азотом (азотирование) и азотом и углеродом (нитроцементация). Иногда для этого используют бор, алюминий и другие элементы.

Содержание углерода в поверхностном слое быстро уменьшается с увеличением глубины слоя по закону, близкому к экспоненциальному. Это приводит к увеличению удельной электрической проводимости и магнитной проницаемости поверхностного слоя. При обеднении поверхностных слоев углеродом на поверхности детали появляются опасные растягивающие напряжения. При наклепе имеет место неоднозначность изменения электромагнитных характеристик поверхностного слоя, хотя для большинства сплавов при температуре 20 °С удельная электрическая проводимость уменьшается на 2 ... 6 %.

Для контроля твердости стальных листов используют прибор с экранными ВТП, работающий на частоте 1000 Гц. В приборе применяется подмагничивание объекта контроля постоянным магнитным полем для подавления мешающего влияния вариации магнитных свойств.

Вихретоковая структуроскопия изделий из ферромагнитных электропроводящих материалов основана на измерении и оценке изменений удельной электрической проводимости. Поэтому *структуроскопы для кон-*

троля объектов из неферромагнитных материалов часто называют измерителями или испытателями удельной электрической проводимости.

Удельная электрическая проводимость σ металлических материалов определяется температурой и относительной концентрацией исходных элементов.

В табл. 10 приведены значения σ для чистых металлов.

10. Удельная электрическая проводимость металлов и графита

Металл	$T, ^\circ\text{C}$	$\sigma, \text{Mcm/m}$
Алюминий	0	40,0
	20	37,2
Барий	0	2,78
	20	2,0
Бериллий	0	36,0
Ванадий	0	5,49
	20	3,85
Висмут	0	0,935
	20	0,862
Вольфрам	0	20,4
	20	18,2
Гадолиний	25 (α)	0,712
Гафний	0	3,78
Галлий	0	7,30
	20 (оси c)	1,84
	20 (оси a)	5,75
	20 (оси b)	12,3
Гольмий	25	1,15
Графит	0	0,125
Диспрозий	25	1,79
Европий	25	1,23
Железо	0 (α)	11,5
	20	10,3
Золото	0	48,5
Индий	0	12,2
Иридий	0	20,6
	20	18,9
Иттербий	25 (α)	3,7
Иттрий	20	4,39
	25	1,54
Кадмий	0	14,9
	20	13,5
Калий	0	16,3
Кальций	0	27,8
	20	24,4
Кобальт	0 (α)	19,2
	20	16,0

Продолжение табл. 10

Металл	T, °C	σ , МСм/м
Лантан	25 (α)	1,76
Литий	0	11,8
Лютеций	25	1,27
Магний	0 20	25,4 22,7
Марганец	0 (α) 0 (β)	0,141 1,10
Медь	0 20	64,5 59,75
Молибден	0 127	19,6 9,64
Мышьяк	0 20	3,85 2,86
Натрий	0 20	23,4 23,8
Неодим	25 (α)	1,56
Никель	0 20	16,3 14,6
Ниобий	0 18	4,29 7,63
Олово	0 20	9,90 7,81
Осмий	0 20	11,4 10,5
Палладий	0	11,0
Платина	0	10,2
Плутоний	0	0,625
Празеодим	25	1,47
Рений	0	5,29
Родий	0 25	23,2 20,4
Ртуть	0 20	1,055 1,04
Рубидий	0 35	8,62 7,44
Рутений	0 25	14,6 13,5
Самарий	25 (α)	1,14
Свинец	0 20	5,18 4,85
Серебро	0 100	68,1 48,4
Стронций	0 (α) 0	5,0 3,11

Продолжение табл. 10

Металл	T, °C	σ , МСм/м
Сурьма	20	2,40
Таллий	0	5,68
Тантал	0	6,67
Теллур	0 19,6	8,06 0,05
Титан	0 20	2,38 1,82
Торий	0 20	5,24 5,37
Тулий	25	1,27
Уран	20	3,45
Хром	0 20	6,67 5,24
Цезий	0 20	5,26 4,76
Церий	25 (γ)	1,33
Цинк	0	18,35
Цирконий	20 0	16,9 2,46
Эрбий	25	0,935

Для сортировки по удельной проводимости необходимо предварительно изучить границы разброса ее значений от плавки к плавке с учетом возможных технологических отступлений. Наибольшую трудность для сортировки по маркам представляют алюминиевые сплавы с $\sigma = 14 \dots 34$ МСм/м.

Марку сплава по значениям σ удобно определять их сравнением на различных стадиях технологического процесса. Материалы, проходящие нагрев, штамповку (ковку) и термическую обработку, следует контролировать после каждой из этих операций. На очередной ступени технологического процесса обработки возникает новое соотношение между σ различных сплавов. Часто значение σ измеряют 3 раза: в состоянии поставки, после штамповки и после термической обработки. На конечной стадии (готовая продукция) также проводят измерение σ (массовый контроль) и стилоскопирование (выборочный контроль).

Ввиду многообразия факторов, влияющих на свойства сплавов при их термической обработке, необходимо вводить пооперационный контроль с обязательным включением контроля марки материала, процесса обработки деталей в закалочной печи, времени переноса детали из печи в закалочную ванну и режимов старения.

Увеличению надежности способствует измерение удельной электрической проводимости на одном и том же контролируемом участке 2 раза: до начала и после окончания определенного этапа термической обработки.

В этом случае критерием качества служит зарегистрированная разница значений σ .

Приборы позволяют измерять удельную электрическую проводимость от 1 до 55 МСм/м с погрешностью не более 3 %. Возможны измерения под диэлектрическим слоем толщиной до 0,3 мм. В приборах используются трансформаторные ВТП.

Универсальные приборы с микропроцессорами и микроЭВМ. Универсальные вихретоковые приборы и установки позволяют решать широкий круг задач неразрушающего контроля из области дефектоскопии, толщинометрии и структуроскопии. Они выпускаются многими фирмами. Приборы и установки такого рода относятся обычно к многопараметровым, т.е. позволяют раздельно контролировать несколько параметров объекта либо один параметр с подавлением влияния нескольких мешающих факторов. Это достигается одновременным либо последовательным контролем при нескольких частотах тока возбуждения ВТП, либо использованием нескольких гармонических составляющих сигнала ВТП (при контроле ферромагнитных объектов).

ЛИТЕРАТУРА

1. Сапожников А.Б. Теоретические основы электромагнитной дефектоскопии металлургических тел. Томск: ТГУ, 1980. 308 с.
2. Герасимов В.Г., Клюев В.В., Шатерников В.Е. Методы и приборы электромагнитного контроля промышленных изделий. М.: Энергоатомиздат, 1983. 22 с.
3. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей: Справочник. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 487 с.
4. Герасимов В.Г., Останин Ю.Я., Покровский А.Д., Сухоруков В.В., Чернов Л.А. Неразрушающий контроль качества изделий электромагнитными методами. М.: Энергия, 1978. 216 с.
5. Герасимов В.Г., Покровский А.Д., Сухоруков В.В. Неразрушающий контроль. Книга 3. Электромагнитный контроль. М.: Высшая школа, 1992. 312 с.
6. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий: Справочник / Под ред. В.В. Клюева. М.: Машиностроение, 1986. 351 с.