

УДК 620. 179. 14

В.Я. Шахунянц, инженер,

Ф.Д. Пряшников, профессор, д-р техн. наук

Севастопольский национальный университет ядерной энергии и промышленности,

г. Севастополь, Украина, 99033

E-mail: kaes@sevnuipeir. Sebastopol. ua

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ МНОГОПАРАМЕТРОВОГО АНАЛИЗА КАЧЕСТВА ПОВЕРХНОСТНОГО УПРОЧНЕНИЯ ФЕРРОМАГНИТНЫХ СТАЛЕЙ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ КОНТРОЛЯ ДЕТАЛЕЙ

Предлагается математическое описание многопараметрового анализа для создания аппаратуры контроля параметров деталей. Токовихревой контроль деталей обеспечит перспективу автоматизации, повышение качества продукции, культуру производства и снижение трудоёмкости.

Задачей промышленного производства является контроль качества продукции. Преобладающими видами контроля в машиностроении являются механические испытания и измерения геометрических размеров.

Постановка проблемы и практические задачи. Снижение трудоёмкости, повышение надёжности и объективности требуют новых методов и совершенствования существующих, механизации и автоматизации операций контроля. Сложной задачей является контроль качества термической и химико-термической обработки. В настоящее время применяется косвенный контроль по образцу-свидетелю либо контроль с разрушением готовой детали. Так, отпечатки наконечников при измерении твёрдости поверхности приводят детали в негодность, а измерения глубины слоя упрочнения требуют разрушения детали при вырезке образца для измерений.

Цель работы – анализ существующих методов, поиск и разработка средств неразрушающего 100 %-го контроля поверхностного упрочнения стальных ферромагнитных деталей для дальнейшей автоматизации операций.

Состояние проблемы и задачи исследования. Среди перспективных методов рассмотрим индукционный, ранее применённый для разбраковки деталей после термообработки, контроля целостности, геометрических размеров и состояния поверхностного слоя на неферромагнитных материалах.

Исследованиями электрических, магнитных свойств и твёрдости ферромагнитных сталей после термической и химико-термической обработок установлена их взаимозависимость [1, 2], которую можно использовать для измерений твёрдости и глубины слоя упрочнения, но надёжных способов измерений электропроводности контактными методами нет.

Индукционный контроль методом вихревых токов состоит в помещении испытуемого объекта в магнитное поле катушки-датчика или нескольких катушек. Переменное магнитное поле датчика индуцирует в испытуемом объекте вихревые токи, создающие собственное магнитное поле объекта. Взаимодействие вихревых полей измеряется датчиком устройства и связывается с определёнными свойствами объекта. Измерениям амплитуды и фазы сигнала каждой пары параметров контролируемого материала, влияющих на показания приборов, соответствует одна рабочая частота при многопараметровом контроле.

Индукционный контроль косвенно измеряет свойства образца, а не их конкретную величину, оценивая общее состояние зоны взаимодействия материала магнитным полем датчика.

При индукционном контроле вихревые токи проникают в металл на определённую глубину, зависящую от частоты переменного магнитного поля. С увеличением глубины проникновения вихревого поля растёт запаздывание этого поля от поля катушки-датчика. Фазовые углы и амплитуды токов вихревых полей содержат информацию о параметрах контролируемого материала.

Принципы многопараметрового контроля состоят из трёх положений. Первое положение (Förster F.Z.) [3] даёт метод фазовой дискриминации, применяемый при одночастотных испытаниях вихревыми токами. Второе – основано на элементарной алгебре. Третье – использует матрицы и понятия векторного пространства. Все положения основаны на разделении переменных в многомерной системе. Практическая реализация многопараметрового контроля выполняется одновременным использованием двух и более частот. Идея многопараметрового контроля проходным датчиком воплощена для немагнитных сплавов в устройстве контроля размеров и целостности прутков, а также в приборе контроля толщины закалённого слоя Анисимовым С.Д. и Пустынниковым В.Г. [4, 5] в СССР в 1964 – 65 гг., а позже в США Libby H.L. [6].

Графическим представлением выходного сигнала средствами индукционного контроля является годограф. Годограф электрического импеданса или выходного напряжения преобразователей для различных условий испытания на частоте ω_1 показан на комплексной плоскости рисунок 1 [7].

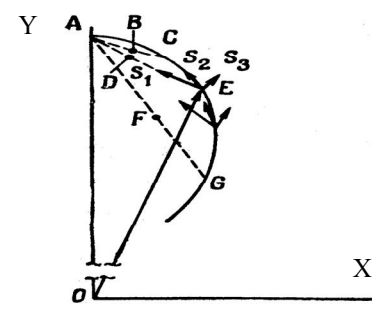


Рисунок 1 – Годографы и векторы на комплексной плоскости импеданса или напряжения, показывающие влияние удаления преобразователя и подповерхностных дефектов (преобразователь накладного типа)

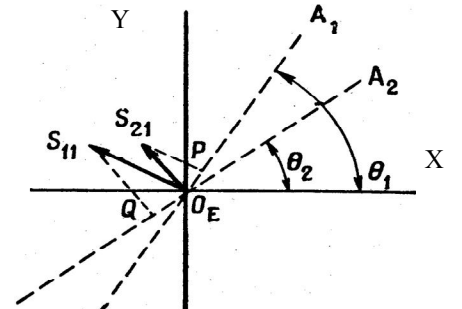


Рисунок 2 – Сигналы вихревого контроля (одночастотный метод фазовой дискриминации; одно- или двух- параметровое разделение)

На рисунке 1 вектор OA представляет выходной сигнал датчика в холостом режиме. Возьмём катушку – датчик прибора с осью, перпендикулярной испытуемому образцу. При приближении датчика к поверхности образца конец вектора выходного сигнала следует по линиям ABC , ADE или AFG , в зависимости от электропроводности испытуемого образца. Линии, проходящие через эти точки, называют «линиями отвода». Кривая $ACEG$ является годографом проводимости образца при условии, что датчик примыкает к образцу. Вблизи точки E вектор OE является выходным сигналом датчика, соприкасающегося с образцом, не имеющим дефектов в пределах зоны чувствительности датчика. В этом случае показано влияние на сигнал датчика изменений трёх параметров испытания: p_1 – отвод датчика от поверхности образца на незначительное расстояние; p_2 – наличие дефекта, находящегося вблизи поверхности; p_3 – дефект, находящийся на большой глубине от поверхности.

Удаление датчика от поверхности образца даёт вектор-сигнал S_1 , направленный по кривой ADE . Подповерхностные дефекты мешают прохождению вихревых токов в образце. Из-за поверхностного эффекта эти токи проходят с большим запаздыванием по фазе на большей глубине под поверхностью. Неглубокие дефекты дают сигнал S_2 , а дефекты, лежащие на большей глубине, дают сигнал S_3 . Вектор S_2 запаздывает относительно вектора S_1 , а вектор S_3 – относительно вектора S_2 на рабочей частоте ω_1 . С увеличением частоты увеличивается угол запаздывания по фазе сигналов от дефектов, находящихся на определённой глубине. Рассмотрим метод фазовой дискриминации, предварительно отбросив ненужные участки на рисунке 1. Вектор OE скомпенсируем сложением с вектором минус OE , тогда начало координат переместится из точки O в точку E (рисунок 2). В таком случае исходная точка обозначается O_E и соответствует точке E на рисунке 1.

Фазовая дискриминация при двухпараметровом контроле. Возьмём два сигнала S_{11} и S_{21} на рисунке 2 [7], так как при использовании этого метода разделяется два параметра. Амплитудно-фазовый детектор при одночастотном методе, даёт в качестве выходной величины проекции сигнала на опорный вектор. Пусть θ_1 на рисунке 2 является фазовым углом опорного вектора, и он отрегулирован так, чтобы опорный вектор стал перпендикулярен вектору «сигнала отвода» S_{11} . Ось A_1 является осью фазового первого детектора.

Выходной сигнал фазового первого детектора пропорционален проекции S_{11} на ось A_1 . Если ось A_1 перпендикулярна вектору «сигнала отвода» S_{11} , то его проекция на A_1 равна нулю. Таким образом, подавляется «сигнал отвода», а вектор S_{21} на выходе фазового первого детектора будет показан проекцией $O_E P$ на ось A_1 . Такое описание представляет фазовую дискриминацию, применяемую для подавления сигнала (S_{11}) с определённым фазовым углом, позволяющую получить значительную составляющую сигнала (S_{21}), имеющего другой фазовый угол. Эта составляющая пропорциональна амплитуде сигнала и косинусу фазового угла между сигналом и опорным вектором.

Аналогично подавляется сигнал S_{21} , а составляющая сигнала S_{11} считывается с помощью второго фазового детектора с фазовым углом θ_2 между опорным вектором и осью фазового детектора A_2 . В данном случае составляющая сигнала S_{11} пропорциональна $O_E Q$.

Итак, при работе на одной частоте считывается один сигнал с помощью одного фазового детектора и второй сигнал с помощью другого фазового детектора.

Трёхмерный случай. Возьмём систему из трёх координат C_1 , C_2 и C_3 , показывающую векторные сигналы S_1 , S_2 и S_3 в трёх измерениях. Ось A_{21} перпендикулярна плоскости, включающей S_1 и S_2 . Оси A_{32} и A_{31} перпендикулярны плоскостям, показывающим соответственно сигналы S_3 , S_2 и S_3 , S_1 .

Трёхмерная фазовая дискриминация. По рисунку 3 [7] обобщим принцип фазовой дискриминации для трёхмерного случая. Пусть выходной сигнал пропорционален только вектору S_3 независимо от векторов S_1 и S_2 . Вектор S_3 имеет составляющую Oa вдоль оси A_{21} . Векторы S_1 и S_2 не

$A_{21} \perp S_1, S_2$
 $A_{31} \perp S_1, S_3$
 $A_{32} \perp S_2, S_3$

	C_1	C_2	C_3	t
$A_{21} =$	5	5	-5	8,65
$A_{31} =$	5,98	-1,99	-5,98	8,65
$A_{32} =$	6,99	-1,62	-4,84	8,65

Алгебраическое представление индукционного контроля. Принципы многомерного контроля выражают с помощью алгебраических уравнений сигналы измерительных индукционных устройств. Проекции сигналов на оси координат являются выходными сигналами амплитудно-фазовых детекторов токовихревого прибора. Так как анализ ведётся в линейном приближении (небольшие сигналы), то выходной сигнал фазового детектора для каждой оси (или канала) равен сумме проекций всех векторов на эту ось. Обозначим через a_{ij} , проекции сигнала на ось с номером i к величине вызвавшего этот сигнал параметра p_j . Тогда проекции сигнала S_{21} на ось C_I , не принимая во внимание другие сигналы, запишутся в общем виде

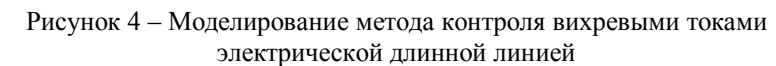
При небольших отклонениях магнитной проницаемости, электропроводности, зазора между катушкой и металлом и других параметров эталонного образца, выходной сигнал на одной частоте представляют уравнением

где $a_{k_1}, a_{k_2}, \dots$ – коэффициенты пропорциональности.

$$\left. \begin{aligned} a_{11} p_1 + a_{12} p_2 + a_{13} p_3 &= c_1, \\ a_{21} p_1 + a_{22} p_2 + a_{23} p_3 &= c_2, \\ a_{31} p_1 + a_{32} p_2 + a_{33} p_3 &= c_3. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Система (3) имеет три неизвестные величины p_1 , p_2 и p_3 . При конкретном испытании определяют коэффициенты a_{ij} и величины c_1 , c_2 и c_3 . Величины c_i представляют различные сигналы фазовых детекторов. Коэффициенты a_{ij} находят измерением влияния на величины c_i каждого параметра. Неизвестные параметры разделяют методом Гаусса для исключения переменных в системе уравнений.

Линейное приближение. Анализ идеализированного метода контроля вихревыми токами показывает, что число разделённых параметров в два раза больше используемых рабочих частот. Идеализация метода испытаний вихревыми токами дана на рисунке 4 [7] бесконечной длинной линией с потерями. Нагрузка Z_F имитирует дефект на расстоянии x от начала линии.



Пусть ко входу линии подведены фиксированные переменные токи I_n различных частот. Прибор регистрирует сигнал

Наблюдаемый сигнал, пропорционален входному импедансу линии $Z(\omega)$. По работе [8], входной импеданс $Z_{\text{вх}}$ линии, имеющей характеристическое сопротивление Z_0 , постоянную распространения γ и длину x , запишем в виде

Так как моделирование выполнено длинной линией металла испытываемого образца то

где Z – последовательное удельное комплексное сопротивление линии; Y – параллельная удельная комплексная проводимость линии; μ – проводимость металла; δ – глубина проникновения плоской волны, равная $1/(pf\mu\sigma)^{1/2}$.

Уравнение (4) запишем в виде

где

Для небольших величин y ($y < 1$) уравнение (7) запишем:

$$Z_{6x} = Z_0 [1 + 2(y + y^2 + y^3 + \dots)]. \quad (9)$$

Члены уравнения (9) высшего порядка опускают с погрешностью менее 2 % для величин $y < 0,1$.

$$Z_{\text{ex}} \approx Z_0(1+2y) = Z_0 + 2Z_0y, \quad (10)$$

что даёт для «сигнала» $Z_{\text{ex}} - Z_0$

$$Z_{\text{ex}} - Z_0 \approx 2Z_0 y. \quad (11)$$

Как следует из рисунка 4, нагрузка Z_F , имитирующая дефект на глубине x , параллельно соединена с входным импедансом Z_0 участка линии, расположенного вправо от Z_F и имеющего бесконечную длину. Величина Z_0 в уравнении (5) равна

$$Z_R = \frac{Z_F Z_0}{Z_F + Z_0}. \quad (12)$$

Преобразования (12) дают

$$\frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0} = \frac{\frac{Z_F Z_0}{Z_F + Z_0} - Z_0}{\frac{Z_F Z_0}{Z_F + Z_0} + Z_0} = -\frac{Z_0}{2Z_F + Z_0}. \quad (13)$$

Используя (8), (11) и (12), получим

$$Z_{BX} - Z_0 \approx -\frac{2Z_0^2}{Z_0 + 2Z_F} \exp(-2\gamma x). \quad (14)$$

Подстановка (6) в уравнение (14) даёт

$$Z_{BX} - Z_0 \approx -\frac{2Z_0^2}{Z_0 + 2Z_F} \exp[-j(2x/\delta)]. \quad (15)$$

Это уравнение упрощается для малого дефекта ($Z_F \gg Z_0$):

$$Z_{BX} - Z_0 \approx \frac{1}{Z_F} Z_0^2 \exp[-(2x/\delta)] \exp[-j(2x/\delta)] \quad (16)$$

Уравнение (16) преобразуется в уравнение напряжения сигнала путём умножения его на ток $I_n(\omega)$.

$I(\omega)$ и Z_0^2/Z_F учитываются новым коэффициентом $P_n \exp(j\omega_k t)$, у которого нижние коэффициенты n и k обозначают конкретный дефект и определённую рабочую частоту испытаний.

Полученное уравнение запишется в виде

$$E_{nk} = P_n \exp(j\omega_k t) \exp[-(2x_n/\delta_k)] \exp[-j(2x_n/\delta_k)], \quad (17)$$

в котором E_{nk} – сигнал, вызванный дефектом n , на частоте ω_k ; ω_k – рабочая частота, pad/c ; x_n – глубина залегания дефекта от поверхности, прилегающей к датчику, или глубина слоя упрочнения; δ_k – глубина проникновения вихревых токов в металл на частоте ω_k ; P_n – коэффициент пропорциональности.

Разложение в ряды Фурье. Уравнение (14) – приближенное, при его составлении учитывается только первое отражение от металла в предположении, что волна плоская (от катушек без сердечника и со стержневым сердечником). Величина коэффициента P_n в уравнении зависит от частоты тока.

В многопараметровом контроле сигналы E_{nk} представляют членами рядов Фурье $a_{nk} \sin \omega_k t$ и $b_{nk} \cos \omega_k$. Для каждой частоты используются два коэффициента, которые получают из уравнения (14):

$$P_n \exp[-(2x_n/\delta_k)] \sin 2x_n/\delta_k \quad (18)$$

и

$$P_n \exp[-(2x_n/\delta_k)] \cos 2x_n/\delta_k. \quad (19)$$

Для упрощения начальные углы фазового сдвига на различных частотах не принимаются во внимание, так как это не влияет на общность результатов.

В целом на каждый сигнал влияют характеристики испытываемого материала, но на каждой частоте испытаний возможны только два коэффициента Фурье. Совокупность таких уравнений легче обрабатывать с помощью матричной алгебры. Выходные сигналы фазовых детекторов выражают матричным уравнением

$$[a_{mn}] [p_n] = [y_n], \quad (20)$$

где $[a_{mn}]$ – квадратная матрица, элементы которой являются сигналами различных фазовых детекторов на один параметр на каждой частоте. Новый индекс m нужен для обозначения выходных сигналов фазового детектора, так как существуют два таких сигнала для каждой частоты или нижнего индекса k ; $[p_n]$ – матрица-столбец, с элементами пропорциональными параметрам $p_1, p_2, p_3, \dots, p_n$; $[y_n]$ – матрица-столбец, с элементами пропорциональными выходным сигналам фазовых детекторов.

Для определения числа параметров, которые разделяют для каждой рабочей частоты, находят число независимых уравнений, представленных матрицей $[a_{mn}]$, как функцию частоты, т.е. определяют условия, при которых система уравнений имеет решение.

Матрица $[a_{mn}]$ – квадратная, поэтому число столбцов равно числу строк. Так как имеются две различные строки матрицы, полученные от каждой пары фазовых детекторов, работающих на своей частоте, число переменных величин n , представленных квадратной матрицей, будет в два раза больше числа рабочих частот. Рассмотрим случай, когда $n=2$. Для двухпараметрового случая выбор произвольных глубин x_1 и x_2 дефекта или слоя даёт матрицу $[a_{mn}]$, имеющую четыре элемента [4]. Уравнения, которые она представляет, решаются для двух переменных величин. Пусть $x_1/\delta_1 = 0,5$ и $x_2/\delta_1 = 0,7$, тогда матрица $[a_{mn}]$ запишется в виде

$$[a_{mn}] = \begin{pmatrix} 0,31 & 0,24 \\ 0,20 & 0,04 \end{pmatrix} \quad (21)$$

с определителем $\det [a_{mn}]$, равным 0,0356, т.е. система уравнений имеет решение

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,31 & 0,24 \\ 0,20 & 0,04 \end{pmatrix}. \quad (22)$$

Условие возможности разделения информации от влияющих факторов сводится к тому, чтобы определитель, составленный из коэффициентов, был отличен от нуля.

Если на каждой частоте используется только один фазовый детектор вместо двух, то количество строк в матрице $[a_{mn}]$ уменьшается вдвое. Число параметров, разделяемых в таком случае, равно числу используемых частот.

Приборы индукционного контроля упрочнённого слоя ферромагнитных сталей для снижения сложности иногда выполняют с применением одной частоты тока в цепи датчика при наличии тщательно

подготовленных эталонных образцов. При внедрении приборов контроля (крупногабаритных шестерен и гильз цилиндров) оказалось невозможным на нынешнем этапе технологии высокочастотной закалки получить одинаковую твёрдость и глубину слоя закалки, а при объёмной термической и химико-термической обработке – возможно.

Разработка системы многопараметрового контроля методами неразрушающих испытаний, установок контроля деталей в условиях массового и серийного автоматизированного технологического процесса производства является дальнейшей задачей исследований.

Библиографический список

1. Шахунянец В.Я. Разработка и изготовление приборов контроля твёрдости и глубины закалённого слоя сталей 38ХС, 45ХН, 55ПП и исследование возможности контроля твёрдости и глубины слоя цементации сталей 20Х, 12ХН3А, 18Х2Н4ВА, 20ХН3А, 12Х2Н4А и 20Х2Н4А после термообработки. / Шахунянец В.Я., Долматов Е.Г., Кебец Е.А. Отчёт НИР. Гос. регистр. № 70047157. — Севастополь: СПИ, 1970.
2. Шахунянец В.Я. Зависимость электромагнитных свойств, твёрдости и структуры цементируемых сталей. / Шахунянец В.Я., Бандак М.И., Спирин М.Г. Сб. докладов научно-технической конференции НКИ 20 – 23.04.1974. — Николаев: Труды НКИ, № 46. 1974.
3. Förster F.Z. Metallkunde., 195 Н, Bd., 45, № 8, S. 180 – 187.
4. Анисимов С.Д. Формирование многочастотного сигнала по количеству информации. Известия высших учебных заведений. Электромеханика. № 4. — М.: 1965.
5. Пустынников В.Г., Анисимов С.Д. Многопараметровый электромагнитный контроль стальных изделий. Известия высших учебных заведений. Электромеханика. № 9. — М.: 1965.
6. Libby H.L., пат. США 3229198, 1966.
7. Методы неразрушающих испытаний. Под ред. Р. Шарпа. Перевод с англ. Под ред. к.т.н. Л.Г. Дубицкого. — М.: Изд-во «Мир», 1972.
8. Everitt W.L., Anner G.E. Communication Engineering, 3 rd. end, McGraw-Hill, New York, 1956, p. 329 – 339.

Поступила в редакцию 13.02.2007 г.