

## ИЗМЕРЕНИЕ ТОЛЩИНЫ ИЗДЕЛИЙ ИЗ УГЛЕРОДНЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВИХРЕТОКОВОГО ДВУХЧАСТОТНОГО АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО МЕТОДА

*Рассмотрены принципы построения преобразователей для измерения толщины стенок изделий из углеродных композиционных материалов, вопросы расчета и оптимизации их характеристик, а также подавления мешающих параметров. Приведены конструкция и основные метрологические характеристики разработанных преобразователей.*

*The principles of transducers for measuring the wall thickness of products from carbon composite materials, problems of analysis and optimization of their characteristics, as well as the suppression of nuisance parameters are described in the article. The design and main metrological characteristics of the developed transducers are described.*

**Ключевые слова:** углеродные композиционные материалы, толщина, вихретоковый, электропроводность, измерительный преобразователь.

**Keywords:** carbon fiber reinforced plastics, thickness, eddy current, conductivity, measuring transducer.

Углеродные композиционные материалы (УКМ) все чаще находят применение во многих отраслях промышленности. В большинстве случаев крупногабаритные конструкции изготавливают вручную или с использованием механизированных установок методом формования на матрице, толщины стенок лежат в диапазоне от 1 до 10 мм [1, 2]. Получение заданной толщины стенки является одним из условий обеспечения требуемой прочности изделия. Использование ультразвуковых методов не представляется возможным в силу большой анизотропии свойств материала.

В [3] рассмотрены вопросы применения вихретокового вида неразрушающего контроля для измерения толщины стенок изделий из электропроводящих неферромагнитных материалов. При проведении измерений следует учитывать влияние физических (девиация электропроводности) и геометрических (шероховатость  $Rz$ , диаметр  $d$  и др.) мешающих параметров. Большая девиация электропроводности изделий из УКМ (до  $\pm 10...15\%$ ) затрудняет применение вихретокового фазового метода из-за большой погрешности измерения.

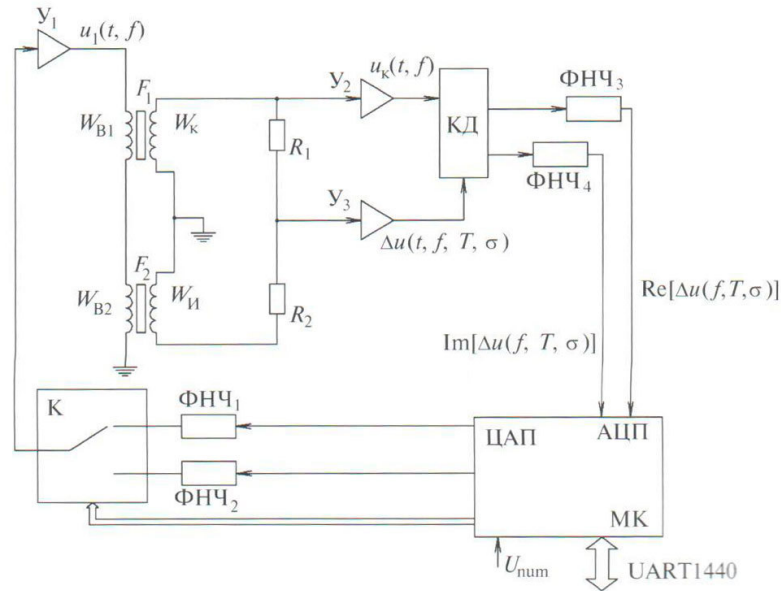
В связи с этим представляет интерес использование вихретокового двухчастотного амплитудно-фазового метода измерения толщины. При этом объект контроля следует рассматривать как многослойную электропроводящую неферромагнитную пластину толщиной  $T$  и электропроводностью  $\sigma_i$  каждого слоя. Можно говорить о некотором инте-

гральном значении электропроводности  $\sigma_n$  объекта контроля в объеме распространения вихревых токов.

Вихретоковый двухчастотный амплитудно-фазовый метод измерения толщины электропроводящих материалов основан на анализе влияния электромагнитных потоков вихревых токов, наводимых в контролируемом объекте на разных частотах. Распределение вихревых токов зависит от  $T$ ,  $\sigma_n$ , геометрических характеристик изделия, а также величины зазора  $h$  между изделием и контактной поверхностью преобразователя.

Структурная схема трансформаторного четырехобмоточного вихретокового двухчастотного амплитудно-фазового преобразователя, использующего в качестве опорного сигнала напряжение на компенсационной обмотке, изображена на рис. 1.

Обмотка  $W_n$  попеременно возбуждается синусоидальным напряжением  $u_1(t, f)$  низкой  $f_n$  и высокой  $f_n$  частот. Для каждой из них усиленное разностное (вносимое) напряжение  $\Delta u(t, f, T, \sigma_n)$  поступает на квадратурный детектор. Опорным сигналом служит напряжение  $u_k(t, f)$  с выхода компенсационной обмотки  $W_k$ . Постоянные напряжения на выходе фильтров низкой частоты пропорциональны реальной и мнимой частям вносимого напряжения. В микроконтроллере с использованием реальной и мнимой частей вносимого напряжения вычисляется фазовый сдвиг  $\Delta\phi$  напряжения  $\Delta u(t, f, T, \sigma_n)$  относительно  $u_k(t, f)$  для каждой из частот.



**Рис. 1. Структурная схема вихретокового двухчастотного амплитудно-фазового преобразователя:**  
 $Y_1 - Y_3$  – усилители; КД – квадратурный детектор; ФНЧ<sub>1</sub> – ФНЧ<sub>4</sub> – фильтры низкой частоты;  $W_{B1}$  и  $W_{B2}$  – обмотки возбуждения;  $W_K$  и  $W_M$  – дифференциально включенные компенсационная и измерительная обмотки;  $F_1$  и  $F_2$  – ферритовые сердечники; МК – микроконтроллер; К – управляемый ключ

Для анализа характеристик измерительного преобразователя удобно использовать обобщенный параметр

$$\beta = R\sqrt{2\pi f\sigma_n\mu_0}, \quad (1)$$

где  $R$  – эквивалентный радиус обмотки возбуждения;  $f$  – частота тока возбуждения;  $\sigma_n$  – интегральная электропроводность материала;  $\mu_0$  – магнитная постоянная.

Для обеспечения приемлемой чувствительности при измерении  $T$  величину  $\beta$  рекомендуется выбирать на уровне порядка 0,5...2 [4].

В общем случае глубина проникновения вихревых токов  $\delta$ , определяющая максимальную измеримую толщину  $T$ , равна [4]

$$\delta = 1/\sqrt{\pi f\sigma_n\mu_0}. \quad (2)$$

Максимально допустимое значение измеряемой толщины изделия  $T \approx 0,7\delta$ . Для точного определения толщины с помощью двухчастотного метода необходимо, чтобы значения  $\beta$  на разных частотах отличались более чем в 4 раза. Из этого с учетом (1) и (2) следует, что оптимальные значения низкой  $f_n$  и высокой  $f_b$  частот преобразователя для измерения толщины равны соответственно:

$$f_n \approx 0,49/(\pi\mu_0\sigma_n T^2); \quad (3)$$

$$f_b \approx 12,25/(\pi\mu_0\sigma_n T^2). \quad (4)$$

Для контроля  $T$  в диапазоне 1...4 мм изделий с интегральной электропроводностью  $\sigma_n = 5...40$  кСм/м оптимальные параметры преобразователя составляют:  $f_n = 144$  кГц,  $f_b = 3,3$  МГц,  $R = 7$  мм. Тогда при  $\sigma_n = 5$  кСм/м  $\beta_n = 0,53$ ,  $\beta_b = 2,5$ , а при  $\sigma_n = 40$  кСм/м  $\beta_n = 1,49$ ,  $\beta_b = 7,07$ . Таким образом,  $T_n = 13$  мм и  $T_b = 6,7$  мм при  $\sigma_n = 5$  кСм/м,  $T_n = 4,6$  мм и  $T_b = 2,4$  мм при  $\sigma_n = 40$  кСм/м.

Для контроля толщин в диапазоне 3...10 мм оптимальные параметры преобразователя:  $f_n = 31$  кГц,  $f_b = 0,7$  МГц,  $R = 15$  мм. Тогда при  $\sigma_n = 5$  кСм/м  $\beta = 0,53$ , а при  $\sigma_n = 40$  кСм/м  $\beta = 1,49$ . Таким образом,  $T_n = 28$  мм и  $T_b = 14$  мм при  $\sigma_n = 5$  кСм/м,  $T_n = 10$  мм и  $T_b = 5,1$  мм при  $\sigma_n = 40$  кСм/м.

Таким образом, получаются универсальные характеристики при измерении толщины для различных случаев, что обеспечивает возможность одинаковой градуировки преобразователей.

Напряжение на измерительной обмотке  $W_M$  равно сумме напряжения  $\dot{U}_0$ , возникающего в отсутствие контролируемого изделия, и вносимого (разностного) напряжения  $\dot{U}_{вн}$ , возникающего вследствие влияния изделия с покрытием  $\dot{U}_н = U_0 + \dot{U}_{вн}$ .

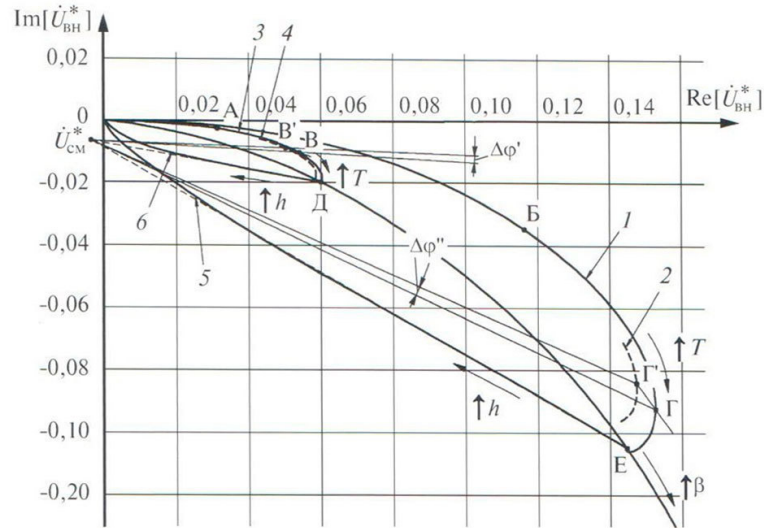


Рис. 2. Зависимость комплексного вносимого напряжения  $\dot{U}_{вн}^*$  от контролируемого и мешающих параметров при измерениях  $T$

Комплексное относительное вносимое напряжение  $\dot{U}_{вн}^*$  в соответствии с [4] равно:

$$\dot{U}_{вн}^* = \frac{\dot{U}_{вн}^*}{|\dot{U}_0^*|} = \frac{j\pi\mu_0 R_B R_H}{M} \times \int_0^\infty J_1(\lambda R_B) J_1(\lambda R_H) e^{-\lambda|z_B+z_H|} \chi_0 d\lambda; \quad (5)$$

$$\chi_0 = \frac{(\lambda - q_1)(q_1 + q_2)e^{Tq_1} - (\lambda + q_1)(q_2 - q_1)e^{Tq_1}}{(\lambda + q_1)(q_1 + q_2)e^{Tq_1} - (\lambda - q_1)(q_2 - q_1)e^{Tq_1}}; \quad (6)$$

$$q_i = \sqrt{\lambda^2 + j\mu_0\sigma_i\omega}, \quad (7)$$

где  $T$  – толщина материала;  $R_B$  – радиус обмотки возбуждения;  $R_H$  – радиус измерительной обмотки;  $z_H, z_B$  – расстояние от измерительной обмотки и обмотки возбуждения до поверхности изделия соответственно;  $J_i(\lambda R_i)$  – функция Бесселя первого порядка;  $\chi$  – параметр преобразования;  $\sigma_i$  – электропроводность материала;  $M$  – коэффициент начальной взаимной индукции между обмотками;  $\omega = 2\pi f$  – круговая частота тока возбуждения.

На рис. 2 представлены рассчитанные в соответствии с (5) зависимости (кривые 1 и 3)  $\dot{U}_{вн}^*$  от контролируемого и мешающих параметров изделия с электропроводностью  $\sigma_{II} = 25$  кСм/м для преобразователя с параметрами  $R = 7$  мм,  $f_{II} \approx 0,15$  МГц

(кривая 1) и  $f_B \approx 3,3$  МГц (кривая 3). При уменьшении  $\sigma_{II}$  на 10 % эти кривые смещаются (кривые 2 и 4). Линии отвода 5 и 6 иллюстрируют влияние зазора  $h$ . Для подавления влияния зазора (а также эквивалентных зазору  $R_z$  и  $d$ ) необходимо с помощью алгоритма, описанного в [5], выбрать точку отсчета фазы (начальную точку) напряжения  $\dot{U}_{вн}^*$  по комплексной плоскости в точку  $\dot{U}_{см}^*$ . В точку  $\dot{U}_{см}^*$  сходятся все прямые, проведенные через две точки каждой линии отвода, соответствующие диапазону изменения  $h$ .

Изменение  $\sigma$  при постоянной величине  $T$  приводит к перемещению вектора  $\dot{U}_{вн}^*$  относительно  $\dot{U}_{см}^*$  на низкой и высокой частотах из точек В и Г в точки В' и Г' на углы  $\Delta\phi'$  и  $\Delta\phi''$  соответственно (рис. 2 – 4).

Так как изменения  $\sigma$  и  $T$  вызывают отличающиеся по величине  $\Delta\phi'$  и  $\Delta\phi''$ , то при соответствующих алгоритмах обработки измерительной информации можно отстроиться от влияния одного из мешающих параметров.

Эксперименты показали, что для градуировки преобразователя минимально необходимое количество градуировочных точек равно девяти: по три комплекта эталонов толщины с тремя отличающимися значениями  $\sigma$  (максимальной, средней, минимальной).

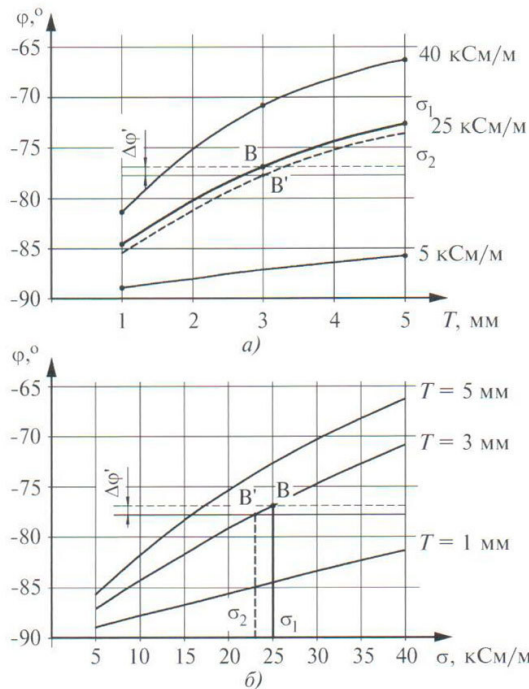


Рис. 3. Зависимости фазы вносимого напряжения от  $T$  (а) и от  $\sigma$  изделия (б) при  $f = 0,15$  МГц

Использование трех эталонов толщины с одной величиной  $\sigma$  можно определить толщину изделия по измеренной фазе  $\varphi$  по формуле

$$T = a \ln \varphi + b / \varphi + c, \quad (8)$$

где  $a, b, c$ , – коэффициенты, определяемые по детерминантам матриц:

$$\Delta = \begin{pmatrix} \ln \varphi_1 & \frac{1}{\varphi_1} & 1 \\ \ln \varphi_2 & \frac{1}{\varphi_2} & 1 \\ \ln \varphi_3 & \frac{1}{\varphi_3} & 1 \end{pmatrix}, \quad (9)$$

$$\Delta_a = \begin{pmatrix} T_1 & \frac{1}{\varphi_1} & 1 \\ T_2 & \frac{1}{\varphi_2} & 1 \\ T_3 & \frac{1}{\varphi_3} & 1 \end{pmatrix}, \quad \Delta_b = \begin{pmatrix} \ln \varphi_1 & T_1 & 1 \\ \ln \varphi_2 & T_2 & 1 \\ \ln \varphi_3 & T_3 & 1 \end{pmatrix}, \quad \Delta_c = \begin{pmatrix} \ln \varphi_1 & \frac{1}{\varphi_1} & T_1 \\ \ln \varphi_2 & \frac{1}{\varphi_2} & T_2 \\ \ln \varphi_3 & \frac{1}{\varphi_3} & T_3 \end{pmatrix}, \quad (10)$$

$$a = \Delta_a / \Delta, \quad b = \Delta_b / \Delta, \quad c = \Delta_c / \Delta.$$

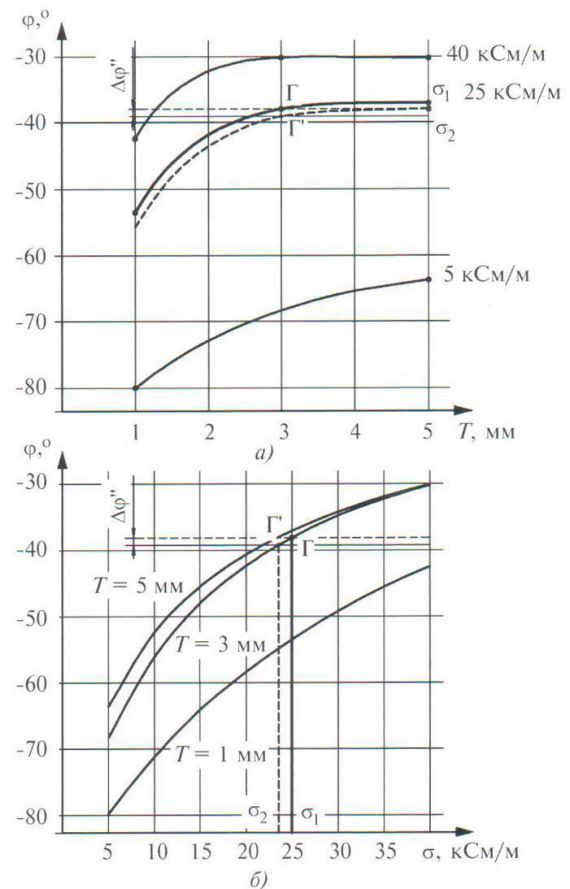


Рис. 4. Зависимости фазы вносимого напряжения от  $T$  (а) и от  $\sigma$  изделия (б) при  $f = 3,3$  МГц

Аналогично (8) можно определить величину  $\sigma$  с использованием трех эталонов одной толщины с различными значениями  $\sigma$ :

$$\sigma = a \ln \varphi + b / \varphi + c. \quad (11)$$

В каждом конкретном случае для уменьшения обрабатываемого количества информации следует

рассматривать ограниченные заданным диапазоном  $\sigma$  участки зависимостей (рис. 4 и 5). Рассмотрим процедуру определения толщины материала с электропроводностью  $\sigma = 25 \pm 2,5$  кСм/м с использованием метода последовательного приближения.

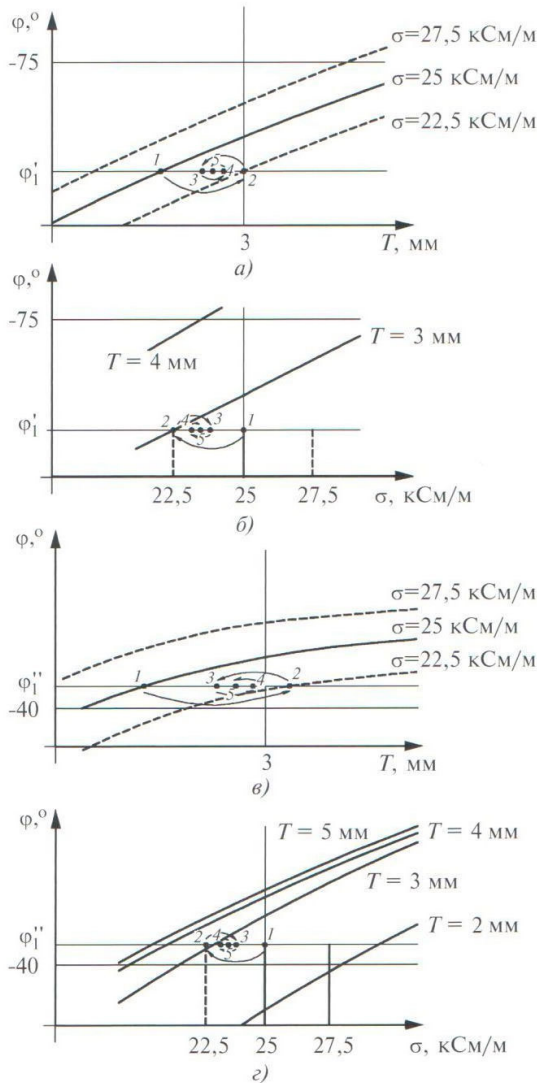


Рис. 5. Зависимости  $\varphi$  от  $T$  (а) и от  $\sigma$  (б) при  $f=0,15$  МГц,  $\varphi$  от  $T$  (в) и от  $\sigma$  (г) при  $f=3,3$  МГц

По определенным  $\varphi'_1$  и  $\varphi''_1$  (см. рис. 5) по (8) рассчитываются значения толщин на низкой  $T_n$  и высокой  $T_b$  частотах соответственно при  $\sigma = 25$  кСм/м (точки 1 на рис. 5).

При отношении  $t = T_n/T_b > 1$  (шаг вычисления  $i = 1$  на рис. 6) необходим расчет при граничном значении  $\sigma = 22,5$  кСм/м. Полученное отношение  $t < 1$  (шаг  $i = 2$ , точки 2 на рис. 5).

На каждом следующем шаге  $i$  выбирается среднее значение от наибольшей величины  $\sigma$ , при которой  $t < 1$ , и наименьшей величины  $\sigma$ , при которой

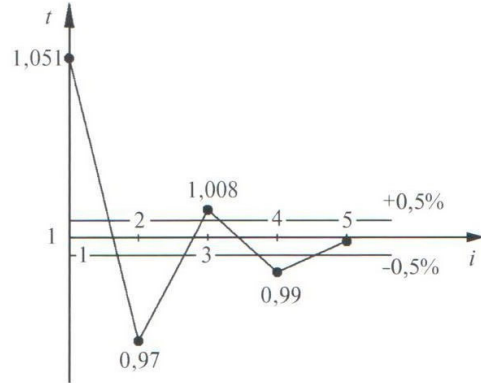


Рис. 6. Зависимость отношения значений толщины от количества шагов вычисления

$t > 1$  (переход между значениями  $\sigma$  показан стрелками на рис. 5 в соответствии с шагами  $i$ ). На рис. 6 видно, что с каждым шагом приближений отношение  $t$  сходится к 1. На 5 шаге  $t$  входит в диапазон  $1 \pm 0,005$ , при котором можно считать значение толщины  $T_n$  искомым с погрешностью 0,5 %.

Таким образом, толщины в диапазоне от 1 до 10 мм с электропроводностями от 5 до 40 кСм/м можно измерить с помощью двух преобразователей с параметрами:  $R = 7$  мм,  $f_n = 0,15$  МГц,  $f_b = 3,3$  МГц и  $R = 15$  мм,  $f_n = 0,03$  МГц,  $f_b = 0,7$  МГц. Влияние зазора подавляется в диапазоне до 0,5 мм, а шероховатости до величины  $Rz \approx 150$  мкм. Абсолютная погрешность измерения толщины при указанных величинах мешающих параметров составляет не более  $\pm(0,02 \dots 0,03)T$ .

#### Библиографический список

1. Мелешко А.И., Половников С.П. Углерод, углеродные волокна, углеродные композиты. М.: Сайнс-Пресс, 2007. 192 с.
2. Справочник по композиционным материалам: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. Дж. Дюбина; пер. с англ. А.Б. Геллера, М.М. Гельмонта; под ред. Б.Э. Геллера. М.: Машиностроение, 1988. 448 с.
3. Дорофеев А.Л., Никитин А.И., Рубин А.Л. Индукционная толщинометрия. М.: Энергия, 1978. 184 с.
4. Неразрушающий контроль: справочник: в 8 т. / под общ. ред. В.В. Клюева. Т. 2. Кн. 2: Вихретоковый контроль. 2-е изд., испр. М.: Машиностроение, 2006. 688 с.
5. Syasko V.A., Pilatova I.V., Ivkin A.E. Eddy current thickness monitoring of aerospace technics coatings and constructions // 18th World Conference on Nondestructive Testing. Durban, South Africa, 16–20 April, 2012. Durban, 2012. P. 13. URL: [http://www.ndt.net/article/wcndt2012/papers/13\\_wcndtfinal00013.pdf](http://www.ndt.net/article/wcndt2012/papers/13_wcndtfinal00013.pdf)