

Ryszard SIKORA

Konstanty M. GAWRYLCZYK

Modest GRAMZ

Stanisław GRATKOWSKI

Marek ZIÓLKOWSKI

Institut Elektroniki i Informatyki
Politechniki Szczecińskiej

KOMPUTEROWE MODELE CZUJNIKÓW DEFEKTOSKOPÓW I KONDUKTOMETRÓW WIROPRAĐOWYCH

Streszczenie. Przedstawiono wyniki badań nad modelami układów: cewka czujnika - badany element w defektoskopii i konduktometrii wiroprowadowej. Podano klasyfikację tych modeli, ich zalety i wady. Przedstawiono algorytmy pozwalające na zbudowanie bazy danych umożliwiającej rozpoznawanie wad materiałowych. W zastosowaniu do konduktometrii mogą być one przydatne przy budowie konduktometru ze wspomaganie komputerowym.

COMPUTER MODELS OF EDDY-CURRENT PROBES IN FLAW DETECTION AND CONDUCTIVITY TESTING EQUIPMENT

Summary. Results of investigations of the models for the system sensor coil - investigated element in flaw detection a conductivity testing are presented. Their classification, advantages and disadvantages are discussed. Algorithms of data base construction enabling recognition of material faults are considered. They may be useful in design of conductometer with computer aid.

КОМПЬЮТЕРНЫЕ МОДЕЛИ ДАТЧИКОВ ДЛЯ УСТРОЙСТВ ВИХРЕТОКОВОЙ ДЕФЕКТОСКОПИИ И КОНДУКТОМЕТРИИ

Резюме. В статье представлены результаты испытаний моделей схем "катушка датчика - исследуемый элемент" в дефетоскопии и вихретоковой кондуктометрии. Дана классификация этих моделей, их преимущества и недостатки. Представлены алгоритмы позволяющие построить базу данных обеспечивающую идентификацию дефетов в материалах. В кондуктометрии можно их применять при конструировании микрокомпьютерного кондуктометра.

1. WSTĘP

W procesie technologicznym występuje często konieczność nieniszczącego badania produktu. Jedną z możliwych technik badania materiałów przewodzących jest metoda wiroprądowa. Może to być badanie prowadzone zarówno w toku produkcji, jak i dla pojedynczych wyrobów o wysokiej precyzji. W obu przypadkach trzeba rozstrzygnąć o tym, czy wykryta tym sposobem wada przesądza dyskwalifikację wyrobu, czy też nie. Powstaje zatem problem identyfikacji defektu na podstawie sygnału. Jest to zadanie niejednoznaczne, gdyż jest ono zadaniem odwrotnym względem analizy wpływu znanej wady materiałowej na sygnał czujnika. Niesprzeczne rozwiązanie takiego zagadnienia można uzyskać poprzez porównanie sygnału z posiadaną bazą danych. Takie bazy danych można stworzyć metodami symulacji i analizy numerycznej za pomocą komputera. Inne, "bezpośrednie" metody tworzenia bazy danych są znacznie mniej wygodne i wydajne.

Konduktometr wiroprądowy posiada czujniki o konstrukcji analogicznej do defektoskopu. Nowoczesny konduktometr wspomagany mikrokomputerem powinien pozwalać na eliminację wielu błędów towarzyszących wiroprądowej metodzie pomiaru. Przyczyną błędu pomiaru może być na przykład chropowatość badanej powierzchni lub kształt badanej próbki, różnica kształtu próbki powoduje bowiem zmianę rozprędy prądów wirowych. Metody symulacji komputerowej, polegające na obliczeniu prądów wirowych w badanym materiale, pozwalają na wyeliminowanie wpływu kształtu próbki.

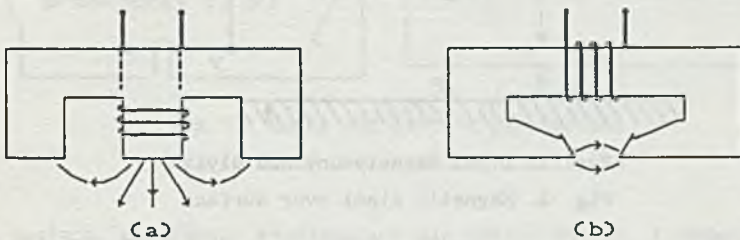
2. PODZIAŁ CZUJNIKÓW

Czujnikami defektoskopu wiroprądowego są różne układy cewek. W zależności od zastosowania można je sklasyfikować jako czujniki przelotowe lub punktowe. W przypadku czujnika przelotowego badany przedmiot znajduje się wewnątrz cewki, można to być rura, pręt lub inny produkt o symetrii osiowej. Pewną odmianą czujnika przelotowego jest układ cewek znajdujący się wewnątrz rury. Z zasady swojego działania czujniki przelotowe nie rozróżniają położenia defektu na obwodzie badanej próbki. Ich zaletą jest natomiast duża szybkość pomiaru.

Czujniki punktowe "widzą" badany przedmiot jako nieskończoną płaszczyznę. Mogą one być również używane do badania rur i prętów. Poruszają się wtedy ruchem spiralnym wokół badanego przedmiotu. Dobra rozróżnialność defektów przez te czujniki uzyskana jest jednak kosztem zmniejszenia szybkości pomiaru.

Urządzenia do pomiaru konduktywności materiałów przewodzących przy użyciu metody wiroprądowej używają najczęściej układów cewek punktowych. Czujniki te posiadają pewną impedancję znamionową, określoną dla wybranej konduktywności podłoża. Pomiar konduktywności za pomocą tej metody polega na określeniu korelacji pomiędzy impedancją czujnika a konduktywnością podłoża.

Jednym z kryteriów klasyfikacji może być kształt pola generowanego przez czujnik. Zasadniczo możemy wyróżnić czujniki o polu zbliżonym do pól dipoli magnetycznych zorientowanych pionowo i poziomo w stosunku do badanej powierzchni przewodzącej. Przykłady takich czujników przedstawiono na rys. 1 (a - czujnik o polu pionowym, b - czujnik o polu horyzontalnym).



Rys. 1. Czujnik o polu pionowym i horyzontalnym

Fig. 1. Sensor with horizontal and vertical field

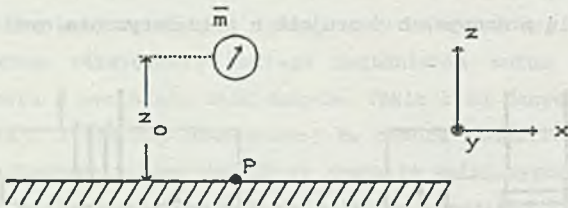
Większość czujników generuje pole zbliżone do pola dipola pionowego. Oczywiście, pole rzeczywistego czujnika ma strukturę znacznie bardziej skomplikowaną niż pojedyncze dipole, ale w przypadku kiedy aproksymacja pojedynczymi dipolami jest niewystarczająca, możemy zastosować złożenie pól większej liczby poziomych i pionowych dipoli. W pracy [1] wykazano, że czułość czujnika na wady powierzchniowe jest wprost proporcjonalna do kwadratu wartości składowej stycznej natężenia pola magnetycznego występującego w miejscu z wadą materiałową.

Spośród licznej rodziny sond punktowych wytwarzających pole pionowe przedstawiono modele komputerowe następujących czujników: cewki powietrznej, cewki z rdzeniem i ekranem, cewki na rdzeniu kubkowym oraz cewki na rdzeniu o kształcie "U".

3. CZUJNIK O POLU HORYZONTALNYM

3.1. Opis modelu

Na rys. 2 przedstawiono schematycznie dipol magnetyczny o dowolnej orientacji $\vec{m} = (m_x, m_y, m_z)$, umieszczony w odległości z_0 nad powierzchnią przewodnika.



Rys. 2. Dipol magnetyczny nad płytą

Fig. 2. Magnetic dipole over surface

Dla dipola poziomego maksimum składowej stycznej natężenia pola magnetycznego występuje w punkcie P na powierzchni przewodnika bezpośrednio pod dipolem i wynosi [1]:

$$H_{tmax} = \frac{m_x}{2\pi z_0^3} \quad (1)$$

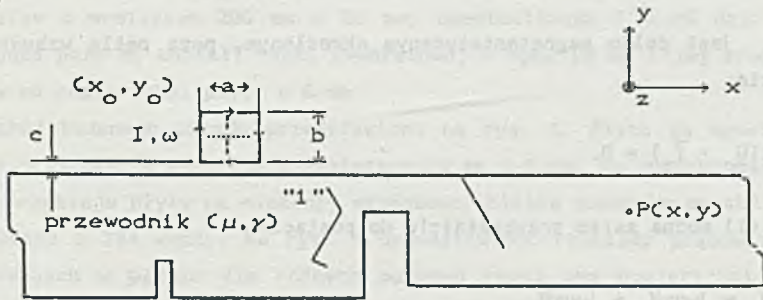
W powyższej zależności przyjęto, że powierzchnia przewodnika jest doskonałe przewodząca. Dla dipola pionowego maksimum składowej stycznej natężenia pola magnetycznego na powierzchni przewodnika występuje w odległości $z_0/2$ od osi dipola. Z tego powodu wartość natężenia pola jest w tym przypadku mniejsza i wynosi [1]:

$$H_{tmax} = \sqrt{0,74} \frac{m_z}{2\pi z_0^3} \quad (2)$$

Zauważmy, że dipol poziomy jest około 35% czulszy na wady powierzchniowe w doskonałym przewodniku, niż dipol pionowy. W dalszej części przedstawimy analityczno-numeryczny model układu defektoskopii wiroprowodowej, w którym magnetyczne pole wzbudzenia jest styczne do powierzchni przewodnika.

3.2. Matematyczne sformułowanie problemu

Rozważmy układ przedstawiony na rys. 3. Płytkę przewodzącą o konduktywności γ i przenikalności magnetycznej μ ma wymiary duże w kierunku osi z .



Rys. 3. Cewka nad płytą z pęknięciami

Fig. 3. Coil over surface with cracks

Płytkę posiada pęknięcia rozciągające się wzdłuż osi z i różnego rodzaju nieregularności kształtu przekroju poprzecznego odpowiadające rzeczywistym wadom materiałowym bądź np. znacznikom technologicznym. Zadaniem naszym jest opracowanie algorytmu numerycznej symulacji wykrywania "wad" w materiale płyty przy wykorzystaniu czujnika o polu magnetycznym dipola poziomego umieszczonego nad płytą. Czujnik zastępujemy pojedynczą ramką prostokątną o wymiarach $(a \times b)$ z prądem sinusoidalnie zmiennym o natężeniu I i pulsacji ω . W płaszczyźnie ramki ($z = \text{const}$) natężenie pola magnetycznego \vec{H} ma tylko jedną składową skierowaną wzdłuż osi z , $\vec{H} = H(x, y) \cdot \vec{1}_z$. Załóżmy, że także w otoczeniu ramki natężenie pola magnetycznego ma tylko jedną składową i jego rozkład w płaszczyźnie ramki możemy obliczać tak, jakby pole było płasko-równoległe. Z podobnymi założeniami spotkać można się np. w pracach [2, 3].

Przy powyższych założeniach natężenie pola magnetycznego \vec{H} wewnątrz płyty spełnia zespolone równanie Helmholtza:

$$\nabla^2 \vec{H} = j\omega\mu\gamma \cdot \vec{H} \quad (3)$$

Całkowite pole magnetyczne \underline{H} można rozłożyć na pole wzbudzające \underline{H}_0 wytwarzane przez prąd płynący w cewce wzbudzającej i pole reakcji prądów wirowych \underline{H}_r :

$$\underline{H} = \underline{H}_0 + \underline{H}_r. \quad (4)$$

Pole \underline{H}_0 jest polem magnetostatycznym określonym, poza pętlą wzbudzającą, zależnością:

$$\text{rot}(\underline{H}_0 \cdot \vec{1}_z) = 0. \quad (5)$$

Równanie (1) można zatem przekształcić do postaci:

$$\nabla^2 \underline{H}_r = j\omega\mu\gamma \underline{H}_r + j\omega\mu\gamma \underline{H}_0. \quad (6)$$

Wzbudzające pole magnetyczne \underline{H}_0 obliczymy analitycznie z prawa Błota-Savarta. Przykładowo, wkład do natężenia pola magnetycznego \underline{H}_0 w punkcie P(x,y) płyty (rys. 3) od boku ramki oznaczonego symbolem "1" wynosi:

$$\underline{H}_0 \cdot \vec{1}_z = \frac{I}{4\pi(y_0 - \frac{b}{2} - y)} \left[\frac{x - x_0 + a/2}{\sqrt{(x-x_0 + a/2)^2 + (y-y_0 + b/2)^2}} + \frac{x - x_0 - a/2}{\sqrt{(x-x_0 - a/2)^2 + (y-y_0 + b/2)^2}} \right] \quad (7)$$

Nie przedstawia większych trudności uwzględnienie innych kształtów ramki.

Rozkład gęstości prądów wirowych zaindukowanych w płycie znajdujemy po rozwiązaniu równania (6), w którym jedyną niewiadomą jest już tylko \underline{H}_r :

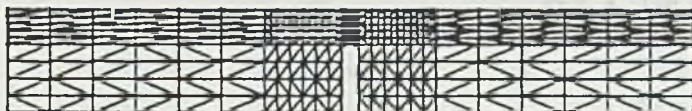
$$\vec{j} = \underline{j}_x \cdot \vec{1}_x + \underline{j}_y \cdot \vec{1}_y = \text{rot}(\underline{H}_r \cdot \vec{1}_z). \quad (8)$$

Równanie (6) rozwiązujemy metodą elementów skończonych. Pęknięcia wygodnie jest modelować za pomocą tzw. elementów szczelinowych [4], natomiast na zewnętrznej powierzchni płyty stawiamy warunek $\underline{H}_r = 0$, co odpowiada znikaniu składowej normalnej wektora gęstości prądów wirowych ($\underline{j}_n = 0$).

3.3. Wyniki obliczeń

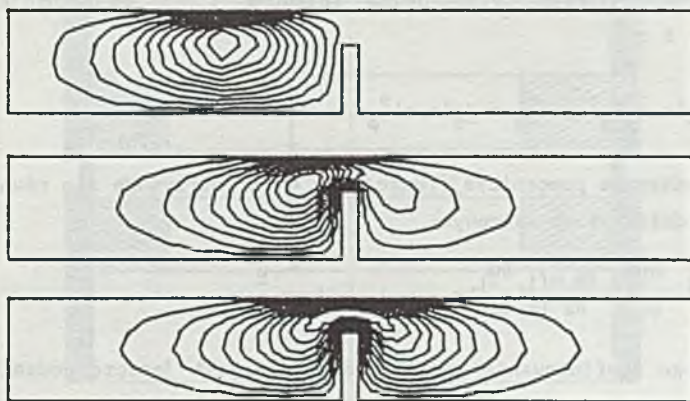
Wszystkie obliczenia wykonywane były przy założeniu, że konduktywność materiału płyty wynosi $\gamma = 2,5 \cdot 10^6$ S/m, przenikalność magnetyczna jest równa przenikalności próżni μ_0 , przekrój poprzeczny płyty "nieuszkodzonej" jest prostokątem o wymiarach 200 mm x 30 mm, częstotliwość $f = 25$ Hz, a cewka wzbudzająca pole ma kształt ramki kwadratowej o boku 10 mm i jej środek jest oddalony od powierzchni płyty o 6 mm.

Przekrój badanego układu przedstawiono na rys. 4. Płyta ma symetrycznie położone prostokątne wycięcie o wymiarach 20 mm x 5 mm. Na rysunku zaznaczono podział przekroju płyty na elementy skończone. Siatka podziału ma 482 elementy trójkątne i 284 węzły. Na rys. 5 przedstawiono rozkłady prądów wirowych zaindukowanych w płycie dla różnych położeń cewki nad powierzchnią płyty, począwszy od położenia środka cewki w odległości 50 mm od lewego końca płyty do położenia centralnego.



Rys. 4. Dyskretyzacja płyty elementami trójkątnymi

Fig. 4. Triangular discretization of the surface



Rys. 5. Prądy wirowe w płycie przy różnych położeniach czujnika

Fig. 5. Eddy currents in the surface for different sensor localization

4. CZUJNIK PRZELOTOWY DO BADANIA RUR I PRĘTÓW

Przy badaniach przedmiotów o symetrii osiowej używane są często czujniki przelotowe. W zastosowaniu do badania prętów składają się one zwykle z układu cewek różnicowych, wewnątrz którego przesuwany jest badany pręt. Podczas badania rur analogiczny układ cewek może się poruszać wewnątrz rury.

Osiowa symetria układu pozwala opisać rozkład pola za pomocą dwóch zmierzonych przestrzennych. Modelowanie defektu jest możliwe jedynie przy zachowaniu tej symetrii.

Analizowano wymuszenia sinusoidalne działające w ośrodkach liniowych. Przy założeniu, że częstotliwości są dostatecznie małe aby w równaniach Maxwella można było pominąć gęstość prądu przesunięcia, wygodnie jest prowadzić analizę przy wykorzystaniu wektorowego potencjału magnetycznego \vec{A} , zdefiniowanego zależnością $\vec{B} = \text{rot } \vec{A}$, gdzie: \vec{B} - wektor indukcji magnetycznej.

Przy wymuszeniu sinusoidalnym o pulsacji ω potencjał wektorowy \vec{A} w środowisku liniowym spełnia równanie

$$\frac{1}{\mu} \nabla^2 \vec{A} = -\vec{j}_s + j\omega\gamma\vec{A}, \quad (9)$$

gdzie:

$$\vec{A} = \text{Imag}(\vec{A}e^{j\omega t}).$$

W układzie o symetrii osiowej wprowadza się układ współrzędnych kołowo-walcowych (r, ϕ, z) . W układzie tym gęstość prądu wzbudzenia \vec{j}_s oraz potencjał wektorowy \vec{A} mają tylko jedną składową \vec{i}_ϕ i są funkcjami współrzędnych r i z :

$$\vec{A} = A(r, z)\vec{i}_\phi, \quad \vec{j}_s = j_s(r, z)\vec{i}_\phi.$$

Po wprowadzeniu pomocniczej funkcji $u = rA$ otrzymuje się równanie zapisane w układzie kołowo-walcowym:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial u}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial u}{\partial z} \right) = -\mu j_s + j\omega\mu\gamma \frac{u}{r}. \quad (10)$$

Do pełnego zdefiniowania zadania konieczne jest jeszcze podanie warunków brzegowych. Na osi symetrii OZ przyjmuje się dla funkcji u jednorodny warunek Dirichleta $u = 0|_{r=0}$, a w nieograniczonym obszarze zewnętrznym otaczającym obszar analizowany zakłada się, że funkcja u zanika jak $1/\rho^n$, $n \geq 1$,

gdzie ρ - oznacza odległość od początku układu (r, ϕ, z) . Jest to koncepcja tzw. elementów nieskończonych [5]. Daje ona znacznie dokładniejsze wyniki nawet przy stosunkowo bliskim "obciążeniu" obszaru.

Rozwiązaniem są wartości funkcji \underline{u} w węzłach siatki elementów skończonych. Na ich podstawie można obliczyć impedancję cewki posiadającej n_1 zwojów:

$$Z_1 = j\omega \iint_{S_1} 2\pi \frac{n_1}{I_S S_1} \underline{u} \, dr \, dz, \quad I_S = S_1 J_S \quad (11)$$

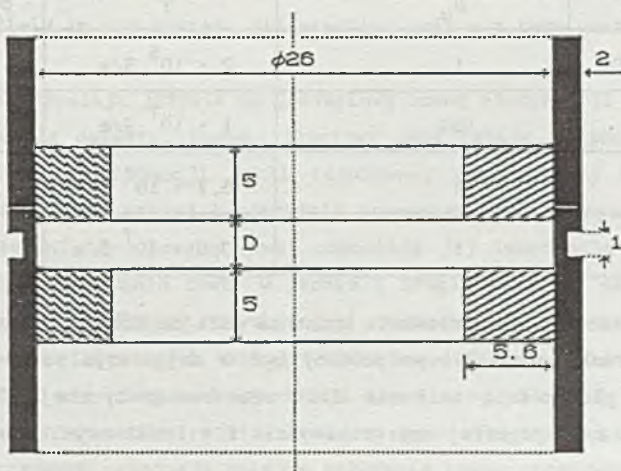
gdzie:

S_1 - pole przekroju poprzecznego cewki.

Jeżeli sygnałem wyjściowym jest zmiana impedancji czujnika zbudowanego z dwóch identycznych cewek połączonych różnicowo, to wartość tej impedancji przedstawia zależność:

$$\frac{Z}{n^2} = \frac{2\pi j\omega}{J_S S^2} \left(\iint_{S_1} \underline{u} \, dr \, dz - \iint_{S_2} \underline{u} \, dr \, dz \right) \quad (12)$$

Na rys. 6 przedstawiono analizowany układ. Widać na nim ściankę rury o średnicy zewnętrznej 30 mm oraz dwie cewki sondy różnicowej. Na rys. 6 cewki



Rys. 6. Cewka różnicowa i defekt w ściance rury

Fig. 6. Differential coil and defect in the wall of the tube

te przylegają do ścianki wewnętrznej rury. Analizowano również przypadek, gdy cewki są oddalone od ścianki. Po zewnętrznej stronie rury znajduje się pierścieniowe wyźłobienie będące modelem defektu zewnętrznego lub znacznika technologicznego na rurze. Może się ono znajdować również wewnątrz rury. Taki układ odpowiada defektowi testowemu zgodnie z normą DIN 54141 [8]. Ze względu na symetrię względem osi rury rozważania wystarczy ograniczyć do połowy przekroju poprzecznego układu.

Przy analizie niewielkich odkształceń pola, jakie występują w defektoskopii wiroprądowej, więcej uwagi należy poświęcić problemowi dyskretyzacji obszaru. W przeprowadzonych obliczeniach użyto siatki elementów prostokątnych z biliniową aproksymacją wewnątrz elementów. Wynikało to z analizy możliwości posiadanego komputera oraz z problemów związanych z niesymetrią strukturalną siatki w przypadku elementów trójkątnych.

Przykładowe obliczenia wykonano dla rury o parametrach: $\mu = \mu_0$ oraz $\gamma = 2 \cdot 10^6$ S/m. Odpowiadają one materiałowi INCONEL 600 stosowanemu w reaktorach jądrowych. W tabeli 1 zestawiono wartości częstotliwości pomiarowych dla innych, często spotykanych materiałów. Przedstawione w niniejszej pracy charakterystyki mogą, po przeskalowaniu częstotliwości, służyć również i dla innych materiałów.

Tabela 1

Materiał	Przenikalność magnet. μ_w	Konduktywność γ	Częstotliwość pomiarowa f
INCONEL 600	1	$2 \cdot 10^6$ S/m	50 kHz
Stal	100	$1 \cdot 10^7$ S/m	1 kHz
Miedź	1	$5,7 \cdot 10^7$ S/m	1,75 kHz
Aluminium	1	$3,5 \cdot 10^7$ S/m	3,7 kHz

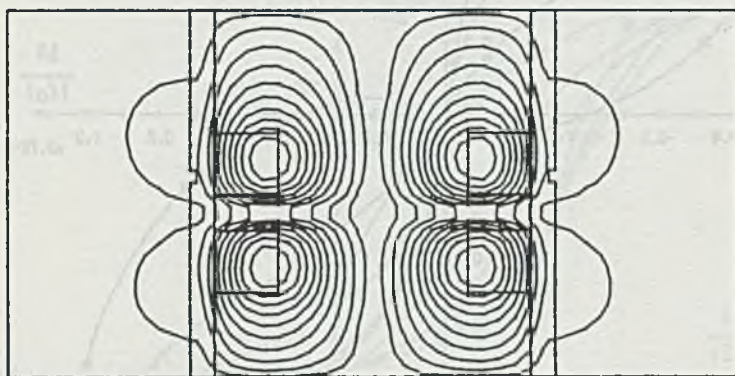
W celu właściwego zamodelowania wnikania pola do ścianki rury wymiary elementów w kierunku promieniowym powinny być w najgorszym razie porównywalne z zastępczą głębokością wnikania fali elektromagnetycznej. Dla materiału INCONEL 600 przy najwyższej częstotliwości $f = 1$ MHz wynika stąd oszacowanie:

$$d_e \leq \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{5}{f}} = 0,36 \text{ mm}$$

gdzie:

d_e - wymiar elementu skończonego wewnątrz rury w kierunku promieniowym.

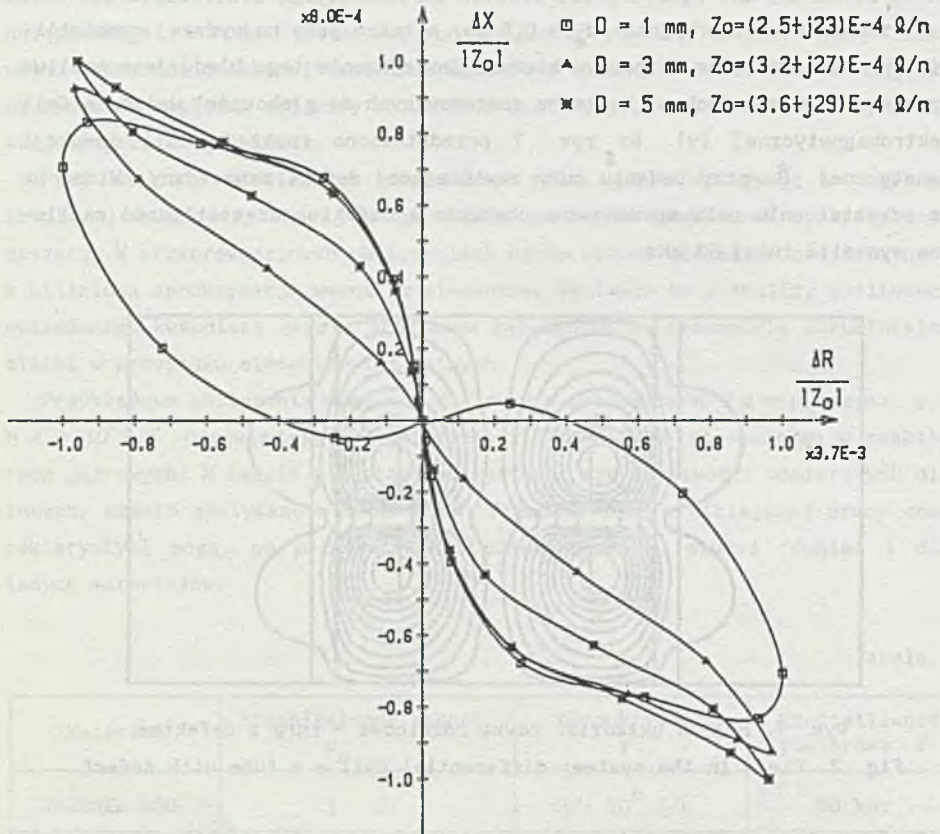
W rzeczywistości przyjęto $d_e = 0,5$ mm, a zatem przy najwyższej częstotliwości wyniki obarczone są pewnym błędem. Zmniejszenie tego błędu jest możliwe przez zastosowanie funkcji kształtu dostosowanych do głębokości wnikania fali elektromagnetycznej [9]. Na rys. 7 przedstawiono rozkład linii indukcji magnetycznej \vec{B} przy badaniu rury zawierającej defekt zewnętrzny. Widać na nim odkształcenie pola spowodowane obecnością defektu. Częstotliwość zasilająca wynosiła tutaj 50 kHz.



Rys. 7. Pole w układzie: cewka różnicowa - rura z defektem

Fig. 7. Field in the system: differential coil - a tube with defect

Obrazy pola pozwalają jedynie na jakościową ocenę niesymetrii pola w przypadku występowania defektu. Ocenę ilościową umożliwiają trajektorie wyznaczone na podstawie impedancji cewki różnicowej poruszającej się wewnątrz rury. Sposób tworzenia takiej trajektorii przedstawionej na rys. 8 jest następujący. Położeniu środkowemu cewki odpowiada jej impedancja Z_0 . Zmiany impedancji przy przesuwaniu cewki w jednym i drugim kierunku są rozróżniane przez układ fazoczuły. Zmiany rezystancji i reaktancji są odnoszone do modułu impedancji cewek umieszczonych wewnątrz rury bez defektu. Stwierdzono, że ta wartość nie różni się niemal od impedancji cewek przy położeniu symetrycznym względem defektu. Parametrem rodziny krzywych jest odległość między cewkami. Znaczniki na krzywych oznaczają kolejne położenie cewek przesuwanych co 1 mm. Dla pewnego położenia istnieje maximum zmian impedancji, po czym zmiany te maleją do zera przy dalszym zwiększaniu odległości cewek od defektu. Na rys. 9

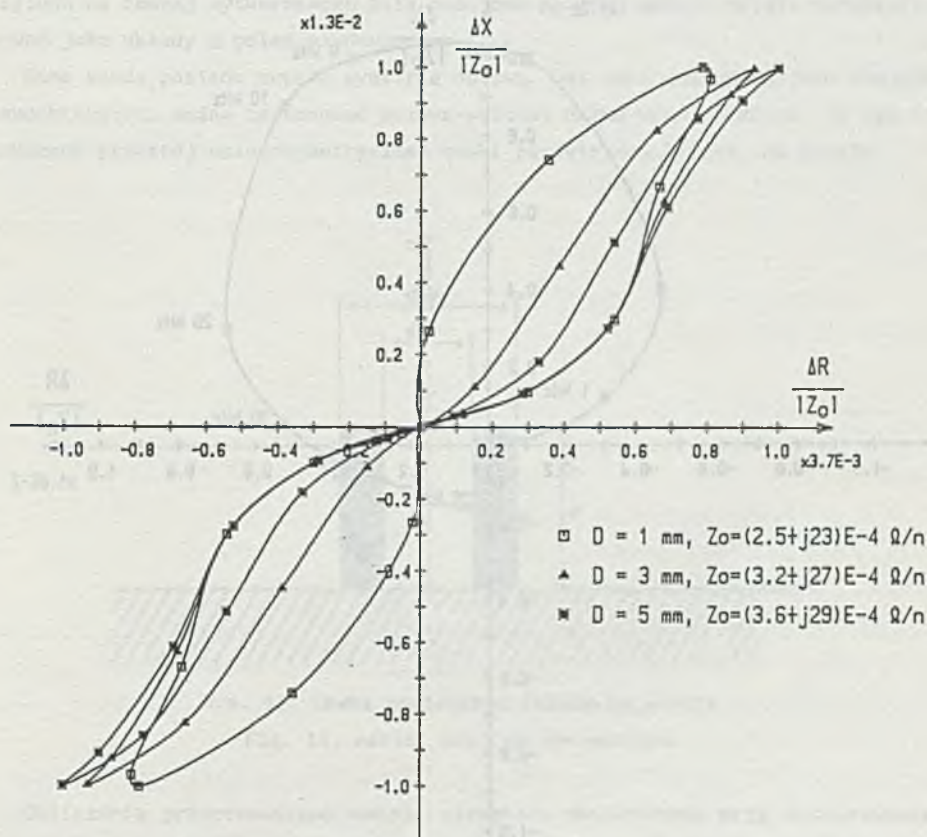


Rys. 8. Zmiana impedancji czujnika różnicowego wewnątrz rury \varnothing 30 mm podczas przemieszczania go koło defektu zewnętrznego

Fig. 8. Change in the impedance of the differential sensor inside the tube \varnothing 30 mm during its displacement near outer defect

przedstawiono podobną rodzinę trajektorii wykonaną przy 50 kHz, lecz dla defektu wewnątrz rury. Z porównania rys. 8 i 9 widać, że zmiana impedancji powodowana defektem wewnętrznym wynosi ok. 1,3%, natomiast zmiana powodowana defektem zewnętrznym zaledwie ok. 0,4%. Niestety, wbrew oczekiwaniom położenie trajektorii nie pozwala odróżnić defektów zewnętrznych i wewnętrznych,

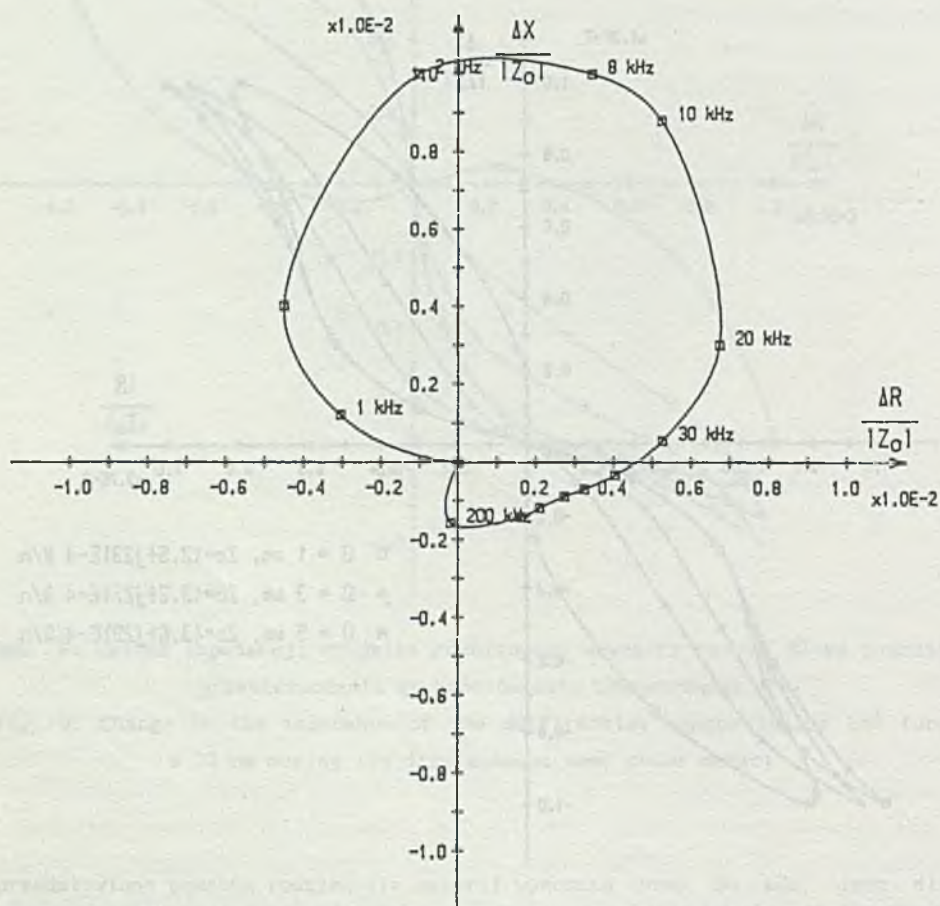
zależy ono bowiem jednocześnie od głębokości defektu. W analizowanym przez autorów zakresie zmian odstępów między cewkami wielkość sygnału zależała nieznacznie od rozstawienia cewek różnicowych i osiągała wartość największą dla odstępów $D = 1$ mm.



Rys. 9. Zmiana impedancji czujnika różnicowego wewnątrz rury $\varnothing 30$ mm podczas przemieszczania go koło defektu wewnętrznego

Fig. 9. Change in the impedance of the differential sensor inside the tube $\varnothing 30$ mm during its displacement near inner defect

Przy badaniu wiroprądowym niezwykle istotny jest właściwy dobór częstotliwości zasilającej. Mogą w tym być pomocne charakterystyki częstotliwościowe względnych zmian impedancji. Charakterystyki te wykonano dla stałego położenia cewek, odsuniętych o 5 mm od położenia środkowego, które opowiada największemu sygnałowi. Z rys. 10 wynika, że optymalna wartość częstotliwości zasilającej przy wykrywaniu defektu po zewnętrznej stronie rury wynosi 8-10 kHz. Faza sygnału zmienia się silnie w zależności od częstotliwości.



Rys. 10. Zmiana impedancji czujnika różnicowego wewnątrz rury \varnothing 30 mm podczas przemieszczania go koło defektu zewnętrznej

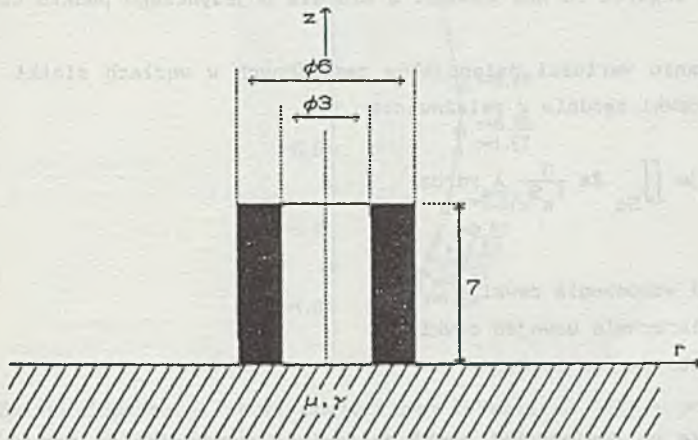
Fig. 10. Change in the impedance of the differential sensor inside the tube \varnothing 30 mm during its displacement near outer defect

Charakterystyka ta tworzy krzywą zamkniętą, ponieważ zarówno przy bardzo małych, jak i bardzo dużych częstotliwościach defekt zewnętrzny nie może być wykrywany.

5. CEWKA POWIETRZNA JAKO SONDA PUNKTOWA

Sondy punktowe jako czujniki o najbardziej wszechstronnym zastosowaniu są podstawowym wyposażeniem defektoskopu oraz konduktometru wiroprowadowego. Ze względu na rodzaj wytwarzanego pola omówione poniżej modele należy zakwalifikować jako układy z polem pionowym.

Sama sonda posiada zwykle symetrię osiową. Gdy jest ona użyta jako czujnik konduktometru, można zastosować kołowo-walcowy układ współrzędnych. Na rys. 11 pokazano przekrój osiowo-symetrycznej cewki powietrznej leżącej na płycie.



Rys. 11. Cewka powietrzna leżąca na płycie

Fig. 11. Aerial coil on the surface

Obliczenia przeprowadzono metodą elementów skończonych przy zastosowaniu pomocniczego wektorowego potencjału magnetycznego \vec{A} , zdefiniowanego jako $\vec{B} = \text{rot } \vec{A}$. Potencjał ten, podobnie jak prądy wzbudzające pole, ma tylko jedną składową \vec{A}_φ . Rozkład potencjału \vec{A} opisany jest następującymi równaniami:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r\mu} \frac{\partial (A_\varphi r)}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r\mu} \frac{\partial (A_\varphi r)}{\partial z} \right) = 0$$

w obszarze powietrznym,

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r\mu} \frac{\partial(A_{\varphi} r)}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r\mu} \frac{\partial(A_{\varphi} r)}{\partial z} \right) = -J_0$$

w obszarze uzwojeń wzbudzących oraz

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r\mu} \frac{\partial(A_{\varphi} r)}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r\mu} \frac{\partial(A_{\varphi} r)}{\partial z} \right) = j\omega\gamma A_{\varphi}$$

wewnątrz płyty przewodzącej.

Analizowany obszar został ograniczony poprzez narzucenie warunku $A_{\varphi} = 0$ na brzegu leżącym wewnątrz płyty oraz przyjęcie elementów "nieskończonych" [5] w obszarze powietrznym.

Siatka elementów skończonych została wygenerowana przy użyciu metody makroelementów. Posiadała ona 609 węzłów oraz 1120 elementów trójkątnych. Szerokość pasma macierzy współczynników wynosiła 32. Czas obliczeń przy użyciu PC/AT z zegarem 10 MHz wynosił 5 min dla pojedynczego punktu charakterystyki.

Po uzyskaniu wartości potencjałów zespolonych w węzłach siatki obliczono impedancję cewki zgodnie z zależnością:

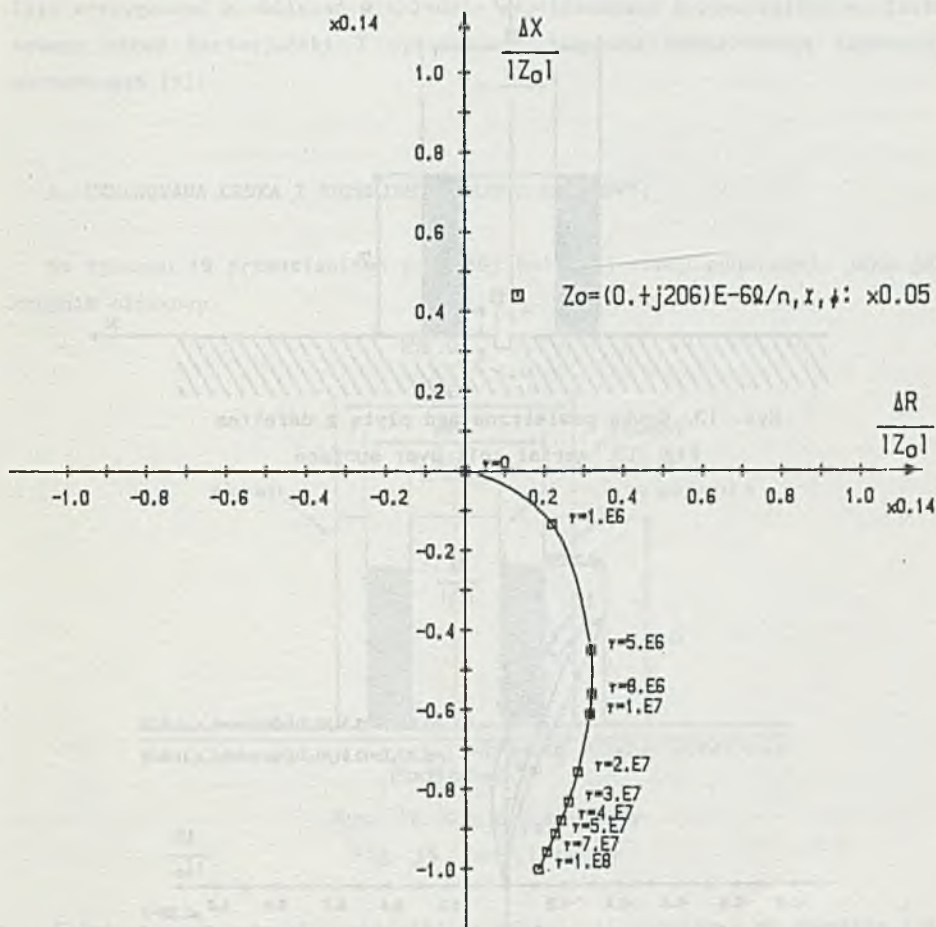
$$Z_c = j\omega \iint_{S_c} 2\pi \frac{n}{I_{s_c}} A_{\varphi} r dr dz,$$

gdzie:

- I_s - prąd wzbudzenia cewki,
- S_c - powierzchnia uzwojeń cewki,
- n - liczba zwojów cewki.

Całkowanie po powierzchni cewki zastąpiono sumowaniem po wszystkich elementach cewki. W obliczeniach przyjmowano gęstość prądu w uzwojeniu cewki $1 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ oraz liczbę zwojów cewki n równą 1.

Względne zmiany impedancji cewki powietrznej oraz jej parametry uogólnione ϕ i κ [9] w zależności od konduktywności płyty przedstawiono na rys. 12. Impedancja odniesienia jest reaktancją indukcyjną i wynosi $Z_0 = j206 \cdot 10^{-6} \Omega/n^2$. Została ona obliczona dla płyty nieprzewodzącej ($\gamma = 0$, $\mu = \mu_0$). Maksymalna bezwzględna zmiana impedancji wynosi $28,8 \cdot 10^{-6} \Omega/n^2$.

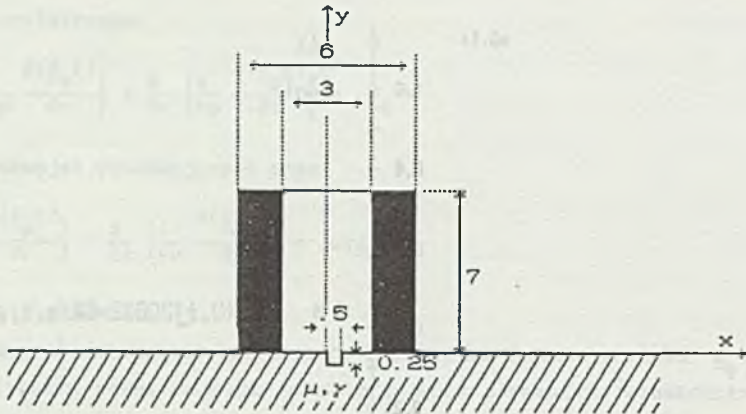


Rys. 12. Zmiana impedancji cewki powietrznej leżącej na płycie przy badaniu konduktywności

Fig. 12. Change of aerial coil on the surface during conductivity tests

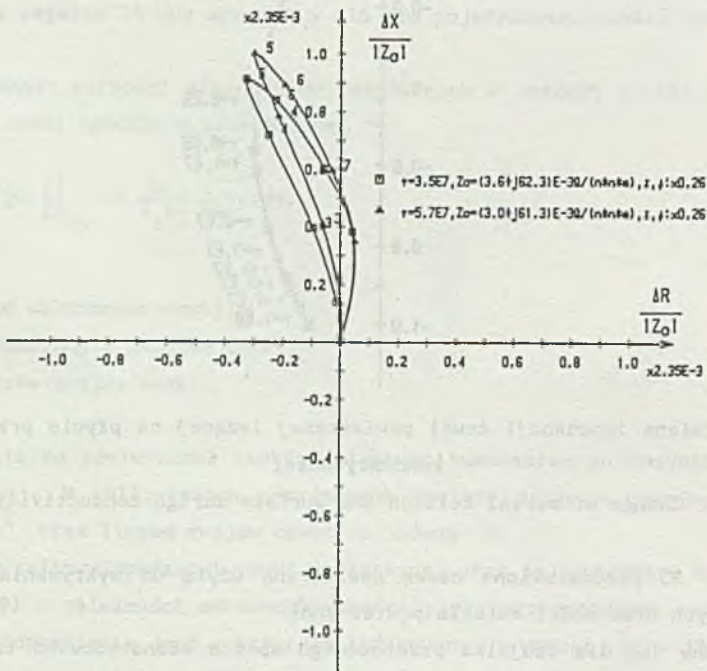
Na rys. 13 przedstawiono cewkę powietrzną użytą do wykrywania defektów materiałowych oraz model defektu powierzchni.

W podobny jak dla czujnika przelotowego sposób skonstruowano trajektorie zmian impedancji cewki powietrznej przy przemieszczaniu jej koło defektu (rys. 14). Impedancja cewki przy braku defektu jest impedancją odniesienia Z_0 . Na rysunku ponumerowano punkty odpowiadające położeniom cewki. Punkt "0" oznacza położenie defektu w środku cewki. Następnie cewka była przesuwana co 0,5 mm. Ze względu na obecność niesymetrycznie umieszczonego defektu trzeba



Rys. 13. Cewka powietrzna nad płytą z defektem

Fig. 13. Aerial coil over surface



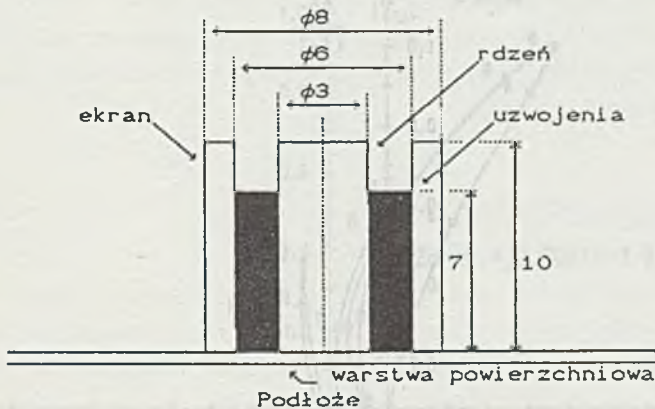
Rys. 14. Zmiana impedancji cewki powietrznej przy badaniu defektów płyt nieferromagnetycznych

Fig. 14. Change of aerial coil impedance during defect test of nonferromagnetic surface

było zrezygnować z obliczeń w układzie współrzędnych kołowo-walcowym. Zastosowano układ kartezjański i wprowadzono stosowną normalizację impedancji odniesienia [9].

6. EKRANOWANA CEWKA Z RDZENIEM (CZUJNIK OŁÓWKOWY)

Na rysunku 15 przedstawiono przekrój kolejnej sondy punktowej, jaką jest czujnik ołówkowy.



Rys. 15. Czujnik ołówkowy

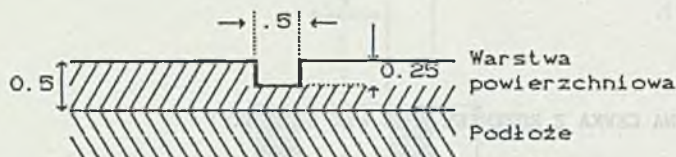
Fig. 15. Pencil sensor

Składa się on z cewki nawiniętej na rdzeniu i osłoniętej od zewnątrz ekranem magnetycznym skupiającym jednocześnie pole. Czujnik ołówkowy może mieć wielorakie zastosowanie: do wykrywania defektów materiałowych znajdujących się na i pod powierzchnią, do określania konduktywności powierzchni przewodzących.

Symulację badania defektów przeprowadzono w układzie kartezjańskim na pomocą metody elementów skończonych na siatce zawierającej 651 węzłów.

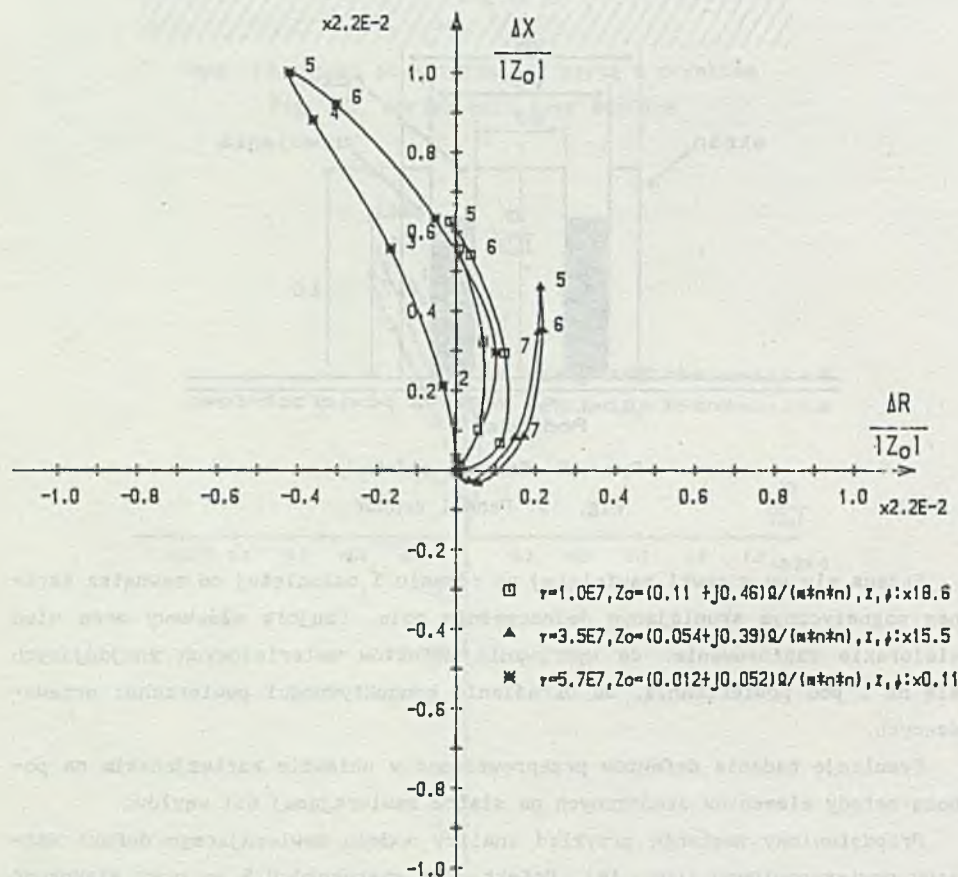
Przedstawiony zostanie przykład analizy modelu zawierającego defekt warstwy powierzchniowej (rys. 16). Defekt miał szerokość 0,5 mm oraz głębokość 0,25 mm, co stanowiło połowę grubości powierzchniowej warstwy przewodzącej. Względna przenikalność magnetyczna warstwy wносиła $\mu_w = 1$, natomiast konduktywność wahała się od $1 \cdot 10^7$ do $5,7 \cdot 10^7$ S/m. Podłoże było ferromagnetyczne o przenikalności względnej $\mu_w = 100$, nieprzewodzące. Jak wykazał ekspery-

ment, przyjęcie parametrów podłoża $\mu_w = 500$ oraz $\gamma = 1 \cdot 10 \text{ S/m}$ nie wpłynęło niemal na wynik obliczeń.



Rys. 16. Defekt warstwy powierzchniowej

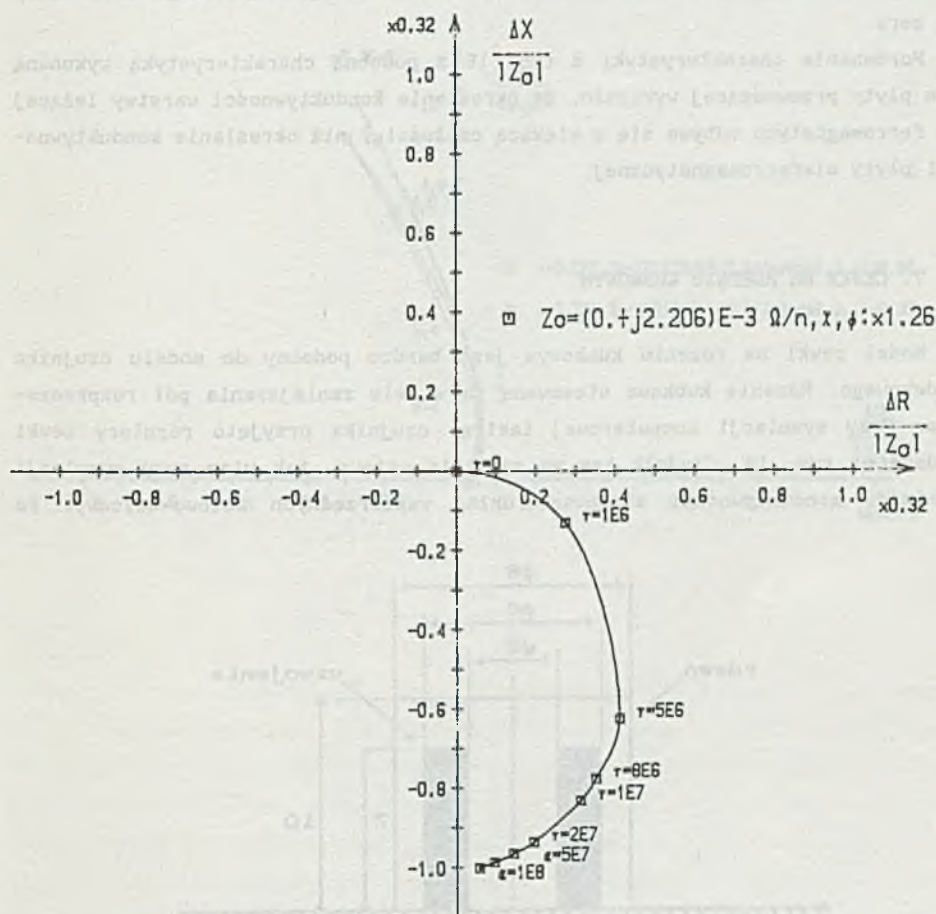
Fig. 16. Defect of surface film



Rys. 17. Zmiana impedancji czujnika ołówkowego przy badaniu defektu powierzchniowej warstwy przewodzącej leżącej na ferromagnetyku

Fig. 17. Change of the pencil sensor impedance during defect test of conducting surface film on the ferromagnetic

Na rys. 17 przedstawiono trajektorie impedancji cewki przy przesuwaniu jej koło defektu. Położenie oznaczone numerem "1" odpowiada defektowi znajdującemu się koło osi symetrii cewki. Następnie cewka była przesuwana co 0,5 mm w stosunku do defektu. Wartość impedancji odniesienia obliczono dla warstwy bez defektu. Z rys. 17 wynika, że największy sygnał daje warstwa miedziana o $\gamma = 5,7 \cdot 10^7$ S/m. Należy jednocześnie zauważyć, że w tym wypadku impedancja odniesienia cewki jest najmniejsza.



Rys. 18. Zmiana impedancji czujnika ołówkowego przy badaniu konduktywności warstwy powierzchniowej na podłożu

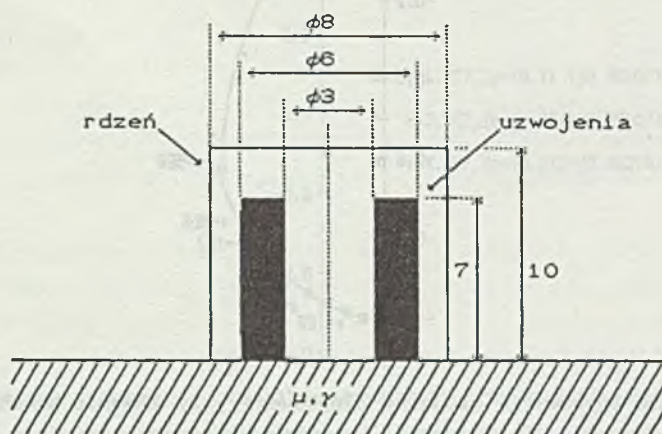
Fig. 18. Change of pencil sensor impedance during conductivity tests for surface film on the ferromagnetic background

Jednym z ważniejszych zastosowań czujników ołówkowych jest określanie konduktywności materiału metodą kontaktową. Symulację takiego badania przeprowadzono dla takiego samego czujnika, jak na rys. 15. Ze względu na symetrię użyto układu współrzędnych kołowo-walcowego. Badano konduktywność warstwy powierzchniowej o grubości 0,5 mm na podłożu ferromagnetycznym, nieprzewodzącym o przenikalności magnetycznej względnej $\mu_w = 100$. Zastosowano częstotliwość $f = 10$ kHz (rys. 18). Wartość impedancji odniesienia odpowiada impedancji cewki przyłożonej do warstwy nieprzewodzącej. Daje się zauważyć, że zarówno przy małej, jak i dużej konduktywności warstwy rezystancja cewki dąży do zera.

Porównanie charakterystyki z rys. 18 z podobną charakterystyką wykonaną dla płyty przewodzącej wykazało, że określanie konduktywności warstwy leżącej na ferromagnetyku odbywa się z większą czułością, niż określanie konduktywności płyty nieferromagnetycznej.

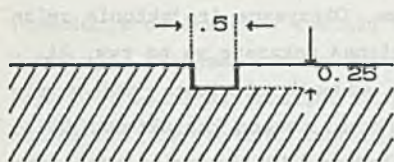
7. CEWKA NA RDZENIU KUBKOWYM

Model cewki na rdzeniu kubkowym jest bardzo podobny do modelu czujnika ołówkowego. Rdzenie kubkowe stosowane są w celu zmniejszenia pól rozproszenia. Przy symulacji komputerowej takiego czujnika przyjęto rozmiary cewki podane na rys. 19. Czujnik ten ma symetrię osiową, tak więc przy symulacji pomiarów konduktywności stosowano układ współrzędnych kołowo-walcowy. Po



Rys. 19. Cewka na rdzeniu kubkowym

Fig. 19. Coil with cup-shaped core

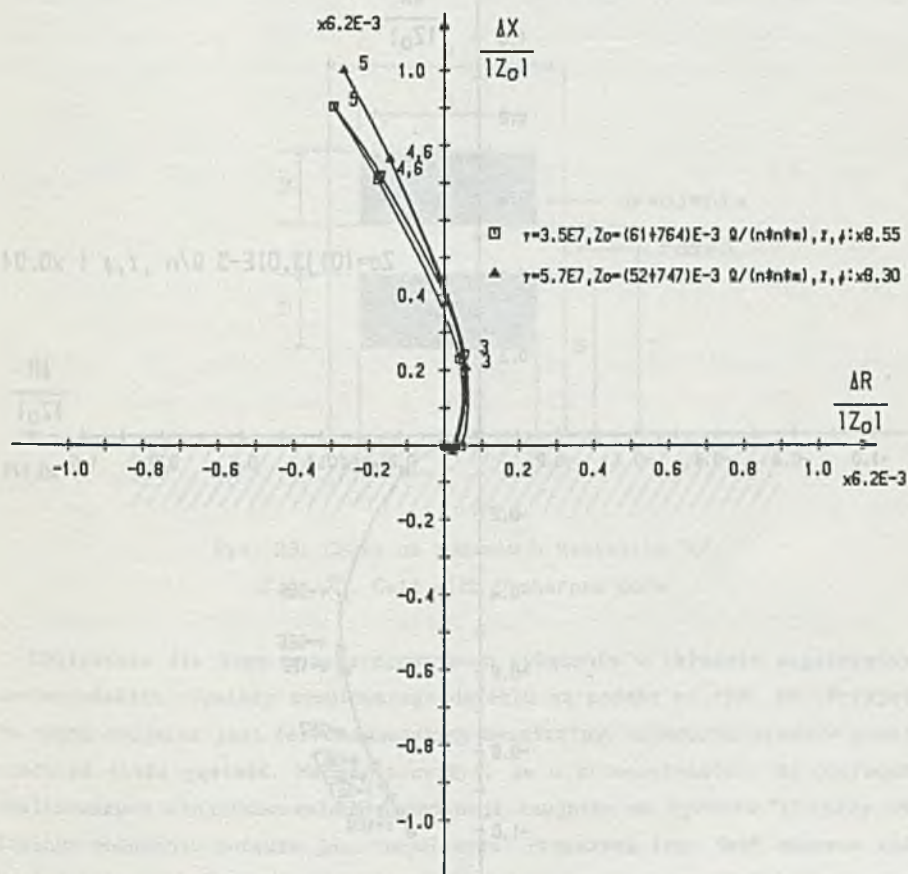


Rys. 20. Wymiary defektu płyty

Fig. 20. Dimensions of surface defect

wprowadzeniu defektu powstaje niesymetria, która powoduje konieczność obliczenia pola w całym obszarze i użycia kartezjańskiego układu współrzędnych.

Przy obliczaniu trajektorii zmian impedancji czujnika na rdzeniu kubkowym przesuwanego nad defektem pokazanym na rys. 20 oś cewki umieszczano początkowo

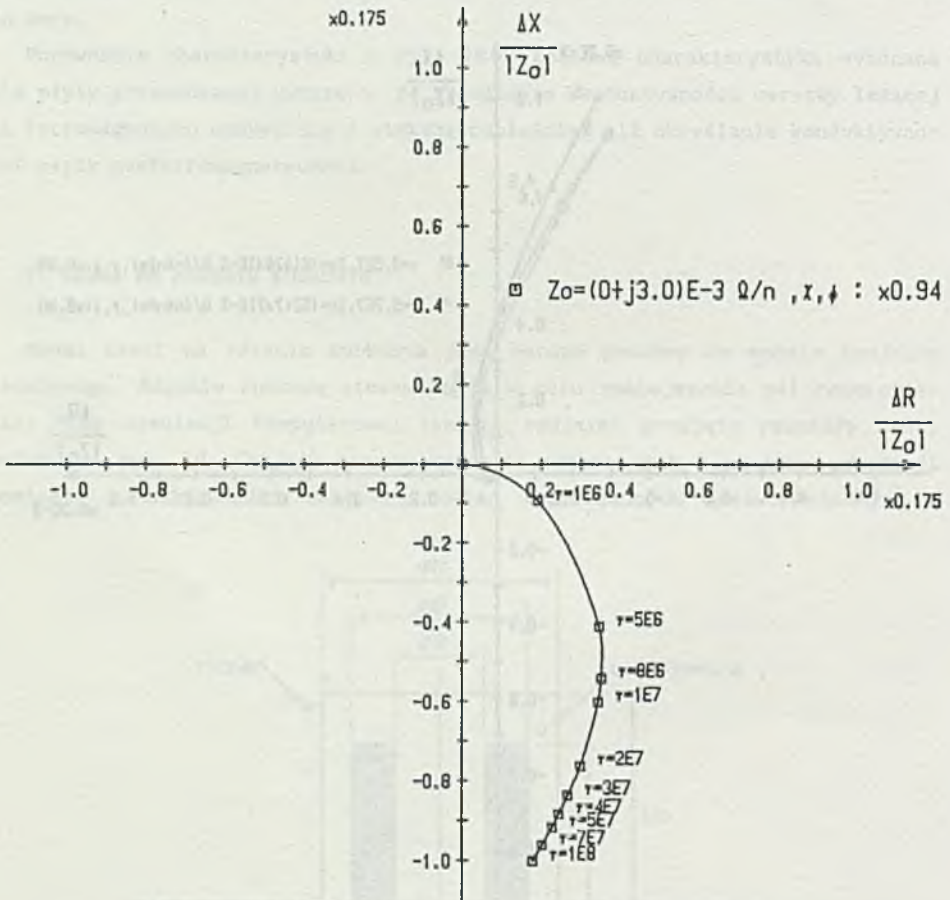


Rys. 21. Zmiana impedancji czujnika na rdzeniu kubkowym przy badaniu defektu płyty przewodzącej

Fig. 21. Change in the impedance of sensor with cup-shaped core during defect test of conducting surface

nad defektem, a następnie przesuwano co 0,5 mm. Otrzymane trajektorie zmian impedancji dla powierzchni aluminiowej i miedzianej pokazane są na rys. 21.

Czujnik na rdzeniu kubkowym, podobnie jak czujnik ołówkowy, nadaje się bardzo dobrze do pomiaru konduktywności powierzchni metodą kontaktową. Obliczenia przeprowadzono dla częstotliwości zasilającej 10 kHz zmieniając konduktywność płyty od zera do $\gamma = 1 \cdot 10^8$ S/m. Względna przenikalność magnetyczna μ_w wynosiła 1. Otrzymałą charakterystykę przedstawiono na rys. 22.



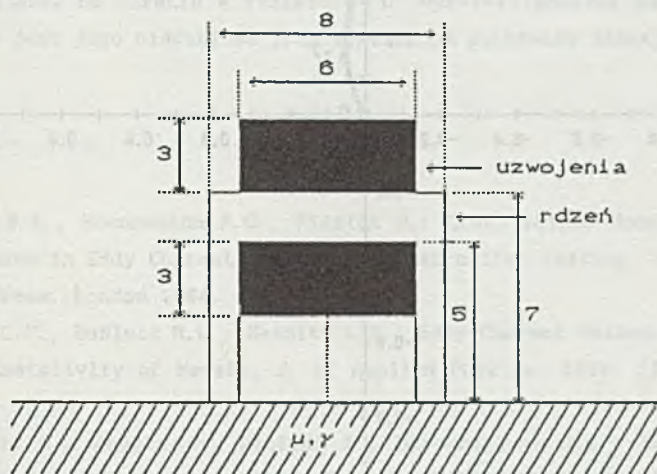
Rys. 22. Zmiana impedancji czujnika na rdzeniu kubkowym przy badaniu konduktywności powierzchni γ

Fig. 22. Change in the impedance of sensor with cup-shaped core during test of surface conductivity γ

Impedancja odniesienia została określona dla płyty nieprzewodzącej ($\gamma = 0$). Porównując otrzymaną charakterystykę z analogiczną dla czujnika ołówkowego (rys. 18) można stwierdzić, że czułość obu czujników jest niemal identyczna. Różnią się jedynie dość znacznie ich impedancje odniesienia.

8. CEWKA NA RDZENIU W KSZTAŁCIE "U"

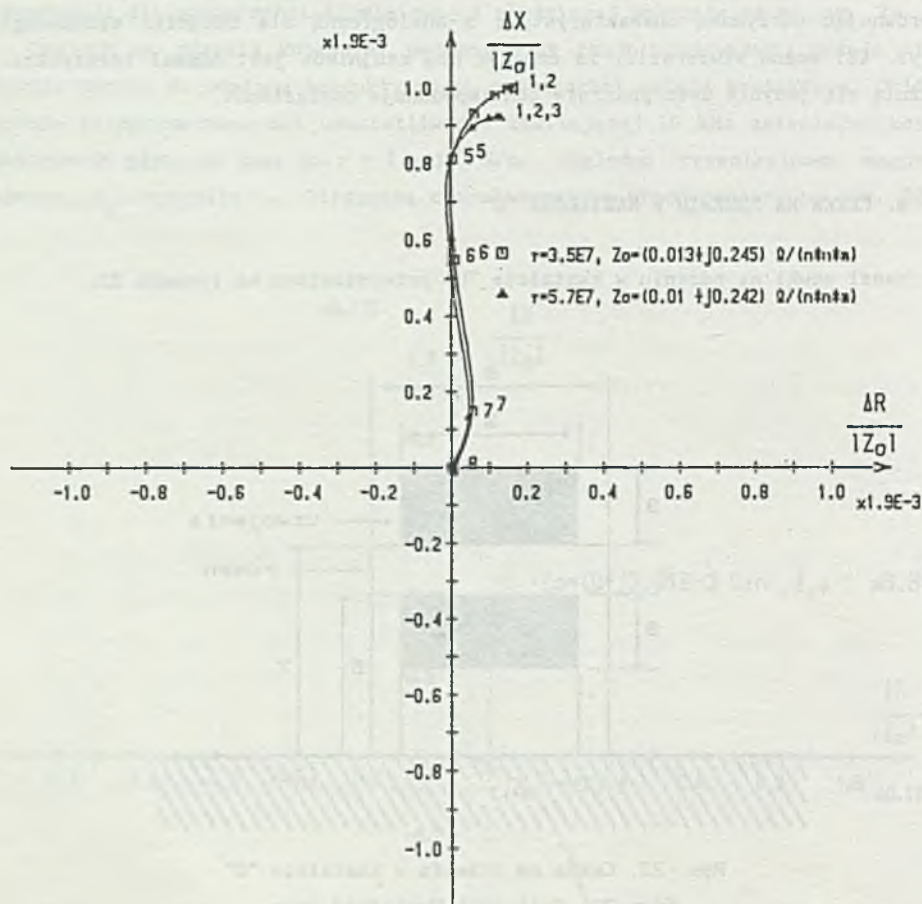
Model cewki na rdzeniu w kształcie "U" przedstawiono na rysunku 23.



Rys. 23. Cewka na rdzeniu w kształcie "U"

Fig. 23. Coil with U-shaped core

Obliczenia dla tego modelu prowadzono wyłącznie w układzie współrzędnych kartezjańskich. Wymiary symulowanego defektu są podane na rys. 20. Przyjęto, że rdzeń czujnika jest ferromagnetyczny bezstratny, a rozkład prądu w uzwojeniach ma stałą gęstość. Należy zauważyć, że w przeciwieństwie do poprzednio analizowanych czujników zmiana impedancji czujnika na rdzeniu "U" przy centralnym położeniu defektu jest największa. Przyczyną tego jest znaczne zniekształcenie pola przez defekt w tym położeniu. Przesuwając cewkę w bok od położenia centralnego co 0,5 mm otrzymano trajektorie pokazane na rys. 24. Widać, że w dużym zakresie położzeń środkowych (1,2,3) zmiana impedancji cewki jest nieznaczna. Oznacza to istnienie dużego zakresu nieczułości tego czujnika. Przyczyną jest fakt, że zmiana drogi magnetycznej spowodowana defektem



Rys. 24. Zmiana impedancji czujnika na rdzeniu w kształcie "U" przy badaniu defektów płyt nieferromagnetycznych

Fig. 24. Change in the impedance of sensor with U-shaped core during defect test of nonferromagnetic surface

wpływa nieznacznie na rezystancję magnetyczną. Zmniejszenie tego zakresu nieczułości można uzyskać jedynie przez zbliżenie ramion czujnika. Ta uwaga dotyczy szczególnie badania płyt ferromagnetycznych, przy których dokładność wykrywania defektu położonego centralnie jest jeszcze mniejsza. Natomiast czułość wykrywania defektów płyt ferromagnetycznych jest około 20-krotnie lepsza.

9. ZAKOŃCZENIE

Wyniki przedstawione w pracy świadczą o dużej przydatności algorytmów metody elementów skończonych do analizy układów defektoskopii i konduktometrii wiroprądowej. Umożliwiają one łatwą ocenę własności różnego typu czujników przy wykrywaniu określonych defektów, jak również ich optymalizację. Model czujnika z polem horyzontalnym jest szczególnie przydatny do modelowania defektów. Porównanie dwóch czujników: cewki na rdzeniu kubkowym i cewki ekranowanej z rdzeniem wykazało ich duże podobieństwo zarówno przy wykrywaniu defektów tymi czujnikami, jak i w konduktometrii wiroprądowej. Symulacja modelu czujnika na rdzeniu w kształcie "U" wykazała poważną wadę tego czujnika, jaką jest jego nieczułość przy centralnym położeniu defektu.

LITERATURA

- [1] Auld B.A., Muennemann F.G., Riazlat M.: Quantitative Modelling of Flaw Response in Eddy Current Testing, *Nondestructive Testing*, vol. 7, Academic Press, London 1984, 37-76.
- [2] Bean C.P., DeBlois R.W., Nesbitt L.B.: Eddy-Current Method for Measuring the Resistivity of Metals, *J. of Applied Physics*, 1959, (12), ss. 1976-1980.
- [3] Burais N., Foggia A., Nicloas A., Sabonnadiere J.C.: Electromagnetic Field Formulation for Eddy Current Calculations in Nondestructive Testing Systems, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. MAG-18, no. 6, 1982, 1058-1060.
- [4] Burais N., Mansir H., Nicolas A.: Physical and Geometric Singularities Modelling Techniques for Electrostatic and Electromagnetism Problems, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. MAG-21, no. 6, 1985, 2157-2160.
- [5] Gratkowski St.: Osłowsymetryczny element nieskończony, XI SPETO, Wisła 20-23.04.1988, ss. 487-494.
- [6] Luz H.: Zerstörungsfreie Werkstoffprüfung auf Materialfehler nach dem Wirbelstrom-Verfahren, angewendet auf Rohre, Stangen und Drähte, *Fachberichte: Huttenpraxis - Metallweiterverarbeitung*, 12/78.
- [7] Palanisamy R.: Prediction of Eddy Current Probe Sensivity for the Sizing of Case Depth in Ferrous Components, *INTERMAG'87*, Tokyo, Japan, April 14-17, 1987.

- [8] Pfisterer H.: Kontrollkorper nach DIN 54141 Teil 2 fur die Wirbelstrom-
prufung von Rohren, Materialprufung, 12/1985.
- [9] Sikora R., Gawrylczyk K.M., Gratkowski St., Ziółkowski M.: Algorytmy de-
fektoskopii wiroprądowej. Raport roczny 1988, CPBP 02.20/VII.01, Szczec-
cin 1988.
- [10] Sikora R. i inni: Oprogramowanie obliczania pól elektromagnetycznych:
Raport roczny 1986, CPBR 5.7, Szczecin 1986.
- [11] Sikora R., Gawrylczyk K.M., Gramz M., Gratkowski St., Ziółkowski M.:
System for 2-D magnetic field computations, 32. Int. Wiss. Koloquium,
26-30.10.1987, Ilmenau (NRD), H.1, ss. 111-114.
- [12] Stumm W.: Rohre kontrollieren nach dem Wirbelstromverfahren, Bander
Bleche Rohre, 2/81, Vogel-Verlag Wurzburg.

Recenzent: Doc. dr hab. inż. Ryszard ROJEK

Wpłynęło do Redakcji w lutym 1990 r.

A b s t r a c t

The paper contains the results of the research on models of eddy-current flaw detection and conductivity testing equipment. The classification of the models and the discussion of their advantages and disadvantages has been given.

The first of described models are the analytically-numerical models of an equipment for material flaw detection in conducting plates with a probe of horizontal orientation. Thanks to the splitting of the magnetic field in the conducting material into the exciting field (which can be calculated analytically) and eddy-current secondary field the nonhomogeneous Helmholtz equation governing the eddy-current secondary field has been obtained which solution presents no real difficulty. There have been analyzed various positions of the probe with respect to cracks and other material flaws. Patterns of induced eddy-currents are shown in several figures and it has been confirmed that the horizontally oriented probe has great sensitivity when used for the detection of cracks perpendicular to the coil plane.

For testing of axisymmetric specimen such as pipes, rods etc., differential through-pass probes are applied. In the paper the magnetic field due to

the probe has been analyzed and impedance loci have been given for the probe movement in vicinity of the flaw.

In due course the analysis of several models with vertical field has been performed for conductivity testing equipment and for detection of various types of plate flaws. The analysis of each probe is accompanied by the description of its application in conductivity testing and eddy-current flaw detection equipment.

Four types of probes have been analyzed, namely: air coil, shielded core coil, cup-core probe and U-core probe. For each of these probes the characteristics of the impedance changes have been determined when conductivity testing equipment is dealt with and the impedance loci have been analyzed for the probe movement in vicinity of the flaw in a plate.

The algorithms presented in the paper can be applied in a data-base oriented system for material flaw identification. When applied to the conductivity testing the algorithms can be used in a microcomputer aided testing equipment.