

Jan FISCHER  
Instytut Elektroniki  
Politechnika Śląska

## ZASTOSOWANIE GENERATORÓW PRZESTRAJANYCH SKŁADOWYMI IMPEDANCJI CEWKI STRATNEJ W KONDUKTOMETRII WIROPRAĐOWEJ

**Streszczenie.** W niniejszym opracowaniu zaprezentowana zostanie metoda pomiaru konduktywności metali nieferromagnetycznych wykorzystująca generatory napięcia sinusoidalnego przestrajane składowymi impedancji cewki stratnej. Przedstawiona metoda pozwala dokonać analizy zmian składowych impedancji poprzez pomiar wartości odpowiedniej rezystancji.

### The application of sine oscillators controlled by coil impedance components in eddy-current conductivity measurements

**Summary.** This paper presents a measurement method used to measure conductivity of non-ferromagnetic metal objects in which real coil impedance-component-controlled sine oscillators are used. The method allows to accomplish analysis of impedance component changes by means of measurement of corresponding resistance.

### Anwendung der durch die Impedanzkomponenten der verlustspule in der wirbelstromkonduktometrie verstimmten generatoren

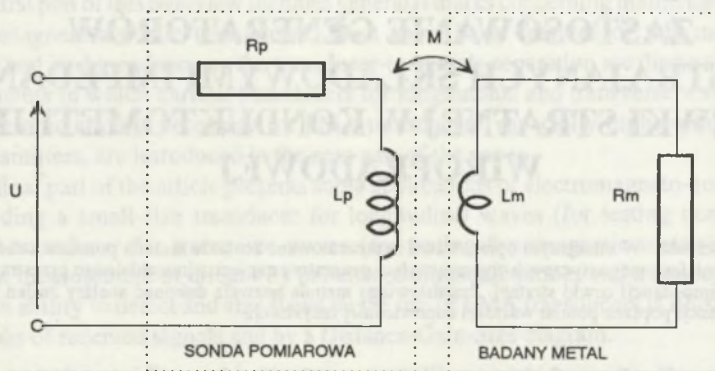
**Zusammenfassung.** In der folgenden Bearbeitung wird eine Konduktometrievermessungsmethode der nichtferromagnetischer Metallen vorgeführt, die auf der Basis der Sinusoidalspannungsgeneratoren, die durch die Impedanzkomponenten der Verlustspule verstimmt sind, beruht. Die dargestellte Methode erlaubt uns eine Analyse der Veränderungs-impedanzkomponenten, durch die Vermessung der entsprechenden Widerstandswerte, durchzuführen.

## 1. WSTĘP

Jedną z możliwości pomiaru konduktywności (odwrotności rezystancji właściwej) metali nieferromagnetycznych jest pomiar i analiza zmian składowych impedancji sondy pomiarowej. Do tego celu wykorzystane mogą zostać generatory napięcia sinusoidalnego przestrajane składowymi impedancji cewki stratnej, z których jeden przestrajany jest reaktancją, a drugi rezystancją sondy pomiarowej. Wówczas analiza zmian składowych impedancji polegać może na pomiarze wartości odpowiedniej rezystancji.

## 2. UPROSZCZONY MODEL UKŁADU CEWKA-PRÓBKA METALOWA

Parametry sondy pomiarowej po zbliżeniu jej do metalu nieferromagnetycznego mogą zostać oszacowane na podstawie modelu, w którym płytkę metalową reprezentowana jest przez indukcyjność  $L_m$ , zwartą rezystancją  $R_m$  [2,3,4] jak na rys. 1.



Rys. 1. Model układu "sonda pomiarowa - materiał badany"  
Fig. 1. Electrical model of "contact coil - evaluated material" system

W przedstawionym modelu składowe impedancje cewki pomiarowej są następujące:

- zastępcza reaktancja cewki stykowej po przyłożeniu jej do badanego metalu nieferromagnetycznego:

$$\omega L_p = \omega L_p - \omega L_p \cdot \frac{k^2 \omega^2 \left(\frac{L_m}{R_m}\right)^2}{1 + \omega^2 \left(\frac{L_m}{R_m}\right)^2} \quad (1)$$

- zastępcza rezystancja cewki stykowej po przyłożeniu jej do badanego metalu nieferromagnetycznego,

$$R_p = R_p + \omega L_p \cdot \frac{k^2 \omega \frac{L_m}{R_m}}{1 + \omega^2 \left(\frac{L_m}{R_m}\right)^2} \quad (2)$$

przy czym  $k$  - bezwymiarowy współczynnik sprzężenia indukcyjności wzajemnej:

$$M = k \sqrt{L_p \cdot L_m} \quad (3)$$

Współczynnik sprzężenia  $k$ , dla cewki *przyłożonej* do metalu, zależy jest od jej konstrukcji oraz od głębokości wnikania prądów wirowych. Osiąga on maksimum dla ośrodków o konduktywności  $\sigma \rightarrow \infty$  (prądy wirowe indukowane są w nieskończenie cieniwej warstwie powierzchniowej), a minimum dla ośrodków o  $\sigma \rightarrow 0$ . Przyjmując, że współczynnik  $k$  maleje wykładniczo wraz ze wzrostem głębokości penetracji prądów wirowych, która jest odwrotnie proporcjonalna do pierwiastka kwadratowego konduktywności [5], zależności powyższe można wyrazić wzorem:

$$k = k_0 \cdot e^{-q/\sqrt{\sigma}} \quad (4)$$

Jeśli wzór (1) przedstawimy w postaci [8]:

$$\omega L_p = \omega L_p - \omega L_p \cdot k^2 \frac{Q_m^2}{1 + Q_m^2} \quad (5)$$

oraz założymy, że  $1 + Q_m^2 \approx Q_m^2$ , wówczas współczynnik sprzężenia można określić jako:

$$k^2 = \frac{\Delta L_p}{L_p} \quad (6)$$

Przedstawione założenia i wyniki symulacji komputerowej [8] są jakościowo zgodne z wynikami, które zostały praktycznie uzyskane przez Förstera [3,4], co częściowo potwierdza słuszność poczynionych założeń i przydatność modelu do analizy zjawisk zachodzących w cewce po zbliżeniu jej do badanego metalu.

Ze wzorów (1),(2) wynika, że stosunek przyrostów składowych impedancji jest wielkością niezależną od parametrów cewki pomiarowej oraz współczynnika sprzężenia i wynosi:

$$\frac{\Delta(\omega L_p)}{\Delta R_p} = \frac{\omega L_m}{R_m} = Q_m \quad (7)$$

Wielkość  $Q_m$  możemy nazwać dobrocią metalu, która przy spełnieniu określonych założeń pozwala na wyznaczenie niektórych parametrów badanego metalu.

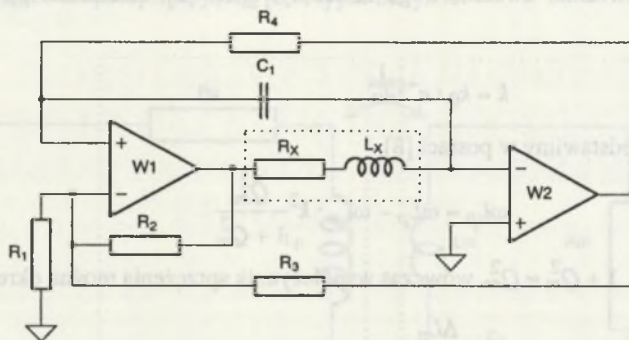
### 3. POMIAR SKŁADOWYCH IMPEDANCJI CEWKI STRATNEJ

Przedstawione wyżej rozważania pozwalają dokonać oszacowania konduktywności badanej próbki metalowej. Wymagają jednak pomiaru parametrów cewki (sondy stykowej) lub zmiany tych parametrów. Jedną z możliwości ich pomiaru jest zastosowanie przetwornika impedancja-częstotliwość w postaci generatora napięcia sinusoidalnego przestrajanego parametrami cewki stratnej. Ze względu na fakt, że pomiar wielkości  $Q_m$  pozwala w dużym stopniu uniezależnić pomiar od parametrów cewki, a także zminimalizować wpływ największego źródła błędów w badaniach wiropądowych, czyli uniesienia sondy nad próbką [9], celowe wydaje się zastosowanie dwóch generatorów, z których jeden jest przestrajany rezystancją, a drugi reaktancją sondy pomiarowej.



### 3.1. Generator napięcia sinusoidalnego przestrajany reaktancją cewki stratnej

Do pomiaru reaktancji cewki oraz jej zmian zastosowany może zostać układ generatora napięcia sinusoidalnego przestrajanego reaktancją indukcyjnościową o strukturze przedstawionej na rys. 2 [6].



Rys. 2. Schemat ideowy generatora napięcia sinusoidalnego przestrajanego reaktancją cewki stratnej  
Fig. 2. Schematic diagram of a real coil reactance controlled sinusoidal waveform generator

W układzie tym elementy objęte linią przerywaną stanowią parametry sondy pomiarowej. Aby układ był generatorem napięcia sinusoidalnego, spełniony musi zostać warunek:

$$R_4 \cdot R_2 = R_3 \cdot R_x \quad (8)$$

wówczas pulsacja generowanych drgań wynosi:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_x \cdot C_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}}} \quad (9)$$

Najczęściej sonda pomiarowa wykonana jest w postaci cewki nawiniętej na rdzeniu ferrytowym. Jeśli zostanie zapewniona praca cewki na liniowej części charakterystyki magnetyzowania rdzenia, to układ omawianego generatora może także pełnić funkcję źródła sygnału pobudzającego cewkę. Po przyłożeniu cewki pomiarowej do badanej próbki metalu jej parametry ulegają zmianie i wówczas jej reaktancja wynosi:

$$\omega L'_x = \omega L_x (1 - k^2) \quad (10)$$

Pociąga to za sobą zmianę generowanej częstotliwości, co powoduje zmianę parametrów cewki wynikającą nie tylko z opisanego wyżej sprzężenia, ale także z powodu zmiany głębokości wnikania prądów wirowych. Należy więc doprowadzić do warunków umożliwiających generowanie początkowej częstotliwości. Jak widać ze wzorów (8) i (9), możliwe jest przestrajanie generatora rezystancją  $R_1$  bez interakcji. Wykorzystując ten fakt można, zmieniając wartość tej

rezystancję na  $R_1'$ , doprowadzić do wymienionej wyżej sytuacji. Wówczas uzyskujemy następującą zależność współczynnika sprzężenia od rezystancji  $R_1$ :

$$k^2 = \frac{R_2 \cdot \left(1 - \frac{R_1}{R_1'}\right)}{R_1 + R_2} \quad (11)$$

Jak widać z przedstawionej zależności, współczynnik sprzężenia (a więc także konduktywność) mniej zależy od wartości elementów zastosowanych w układzie, a bardziej od względnej zmiany rezystancji  $R_1$ , przy czym w tym układzie rezystancja  $R_1'$  będzie zawsze większa od rezystancji  $R_1$ .

Ponieważ wyznaczanie wartości konduktywności jedynie na podstawie zmian reaktancji cewki wiąże się z dużym błędem pomiaru powodowanym wpływem uniesienia sondy nad badaną próbką (tzw. zjawiskiem lift-off), dlatego też celowe wydaje się uzupełnienie metody o drugi pomiar wykorzystujący generator przestrajany rezystancją cewki stratnej.

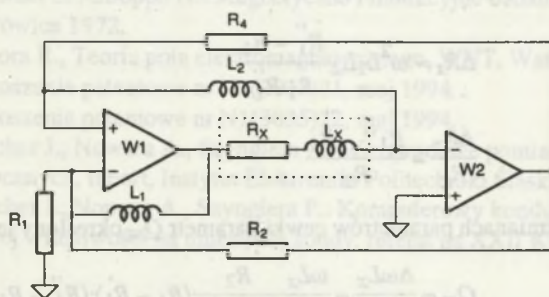
### 3.2. Generator napięcia sinusoidalnego przestrajany rezystancją cewki stratnej

Do pomiaru rezystancji cewki oraz jej zmian może zostać użyty generator napięcia sinusoidalnego przestrajany rezystancją cewki stratnej o strukturze przedstawionej na rys.3 [7]. Z podobnych powodów jak w układzie poprzednio rozpatrywanym musi zostać spełniony warunek:

$$R_4 L_1 = R_2 (L_2 + L_x) \quad (12)$$

i wówczas pulsacja generowanych drgań wynosi:

$$\omega = \sqrt{R_x \frac{R_1}{L_1 \cdot L_2}} \quad (13)$$



Rys. 3. Schemat ideowy generatora napięcia sinusoidalnego przestrajanego rezystancją cewki stratnej

Fig. 3. Schematic diagram of a real coil resistance controlled sinusoidal waveform generator

Jak łatwo zauważyć, również w tym układzie możliwe jest przestrajanie generowanej częstotliwości bez interakcji zmieniając wartość rezystora  $R_1$ . Pozwala to określić wartość i zmianę rezystancji sondy pomiarowej poprzez określenie wartości rezystancji  $R_1''$  koniecznej, by doprowadzić układ do poprzedniej częstotliwości.

#### 4. KONDUKTOMETR Z KOMPENSACJĄ UNIESIENIA WYKORZYSTUJĄCY GENERATORY PRZESTRAJANE PARAMETRAMI CEWKI STRATNEJ

Korzystając z dotychczasowych doświadczeń [8,9], można stwierdzić, że pomiary przyrostów (zmian) parametrów indukcyjnej sondy pomiarowej pozwalają w dużym stopniu zminimalizować wpływ uniesienia sondy na wynik pomiaru konduktywności. Jeśli przypisane zostaną wartościom  $Q_m$  odpowiadające im wartości konduktywności  $\sigma$ , to konieczny jest równoczesny pomiar zarówno reaktancji, jak i rezystancji sondy pomiarowej. Wykorzystując opisane wyżej układy generatorów wydaje się stosunkowo prosty równoczesny lub pseudorównoczesny pomiar składowych impedancji cewki z dostatecznie dużą dokładnością.

W układzie generatora przestrajanego reaktancją cewki bezwzględna zmiana reaktancji określona jest zależnością:

$$\Delta\omega L_x = \frac{R_2}{\omega C_1 R_1} (R_1 - R_1') \quad (14)$$

natomiast względna zmiana:

$$\frac{\Delta\omega L_x}{\omega L_x} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (R_1 - R_1') \quad (15)$$

a więc nie zależy od częstotliwości pracy. Podobnie jest dla układu generatora przestrajanego rezystancją cewki, dla którego zmiany rezystancji określone są zależnościami:

$$\Delta R_x = \omega^2 L_1 L_2 \frac{R_1'' - R_1}{R_1 \cdot R_1''} \quad (16)$$

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{R_1'' - R_1}{R_1} \quad (17)$$

Przy tak określonych zmianach parametrów cewki parametr  $Q_m$  określony jest zależnością:

$$Q_m = \frac{\Delta\omega L_x}{\Delta R_x} = \frac{\omega L_x}{R_x} \frac{R_2}{R_1 + R_2} (R_1 - R_1') (R_1'' - R_1) \cdot \frac{1}{R_1} \quad (18)$$



Jeśli teraz przypisane zostaną odpowiednim wartościom  $Q_m$  odpowiadające im wartości konduktywności  $\sigma$ , to uzyskamy konduktometr o stosunkowo prostej metodzie pomiaru sprowadzającej się do pomiaru rezystancji.

## 5. PODSUMOWANIE

Przedstawione układy generatorów mogą pozwolić określić konduktywność metali nieferromagnetycznych metodą wymagającą określenia zarówno reaktancji, jak i rezystancji sondy pomiarowej. Jak wynika z przeprowadzonych rozważań, pomiar tych parametrów sprowadza się do pomiaru tylko i wyłącznie rezystancji, a więc eliminuje problem budowy precyzyjnego detektora fazoczułego. Poza tym układy same w sobie stanowią źródło sygnału pobudzającego sondę pomiarową. Uzupełnienie układu o cyfrową obróbkę uzyskanych wyników pozwoli na stosunkowo prostą kalibrację urządzenia.

Przeprowadzona symulacja komputerowa układów potwierdziła łatwość ich przestrajania w opisanym wyżej sposób, a więc przydatność do pomiaru konduktywności omówioną metodą.

## LITERATURA

- [1] Malzacher S. i inni: Konduktometria wiropądowa wspomagana komputerowo, raporty CPBP 02.20-VII.02, Instytut Elektroniki Politechniki Śląskiej, Gliwice 1986-89.
- [2] Malzacher S. red.: Elektronika przemysłowa, t.II, skrypt, Politechnika Śląska, Gliwice 1989.
- [3] Malzacher S.: Zastosowanie prądów wirowych w badaniach nieniszczących [w]: Technika wiropądowa w badaniach nieniszczących [praca zbiorowa, red. S. Malzacher], Politechnika Śląska, Gliwice 1993.
- [4] Heptner H., Stroppe H.: Magnetyczne i indukcyjne badanie metali, Wyd. "Śląsk", Katowice 1972.
- [5] Sikora R., Teoria pola elektromagnetycznego, WNT, Warszawa 1985.
- [6] Zgłoszenie patentowe nr N1(3034)21, maj 1994 .
- [7] Zgłoszenie patentowe nr N1(3035)22, maj 1994 .
- [8] Fischer J., Nowara A., Szyngiera P.: Wiropądowe pomiary wybranych wielkości fizycznych, raport, Instytut Elektroniki Politechniki Śląskiej, Gliwice 1993.
- [9] Fischer J., Nowara A., Szyngiera P.: Komputerowy konduktometr wiropądowy o małej wrażliwości na uniesienie sondy, referat na XXII KKBN, Szczyrk 1993.

Wpłynęło do Redakcji w czerwcu 1994 r.

**Abstract**

The paper presents some structures of sine oscillators, which are controlled by the impedance components of a real coil. Apart from this a method used to measure conductivity of non-ferromagnetic metals is also described. In this method it is required to determine the changes in the reactance and resistance of the measurement probe when it is put on the surface of the metal under test. The method of conductivity measurement presented in this article features only small sensitivity to lift-off effect. As a result of theoretical analysis it is showed that in order to determine the impedance components only specific resistance has to be measured thanks to which all problems associated with the design of a precision phase sensitive detector are avoided. In addition, the circuits discussed in this paper themselves provide sources of signal necessary to excite a measurement probe. Further digital processing of the obtained results makes it possible to calibrate the complete measuring system in a relatively simple way.

**LITERATURA**

[1] Malachuk S I inż. Kwalifikacja wdrożeniowa wspomaganie komputerowe raporty CTRP 02.30-VII.02, Instytut Elektroniki Politechniki Śląskiej, Gliwice 1986-89.

[2] Malachuk S inż. Elektronika przemysłowa, t. II, Instytut Elektroniki Politechniki Śląskiej, Gliwice 1989.

[3] Malachuk S. Zastosowanie prądów wykładowych w badaniach nieliniowych [w:] Technika wirników w badaniach nieliniowych [zbiór referatów], t. 2, Instytut Elektroniki Politechniki Śląskiej, Gliwice 1977.

[4] Hebrant W. Zastosowanie transformacji Fouriera do analizy sygnałów, WNT, Warszawa 1972.

[5] Sikon R., Teoria pola elektromagnetycznego, WNT, Warszawa 1982.

[6] Zgłoszenie patentowe nr NI/3032/21, maj 1994.

[7] Zgłoszenie patentowe nr NI/3032/22, maj 1994.

[8] Fischer J., Nowars A., Wyżniak E., Wyniki badań pomiaru wyznaczenia wielkości fizycznych, raport Instytut Elektroniki Politechniki Śląskiej, Gliwice 1992.

[9] Fischer J., Nowars A., Wyżniak E.: Komputerowy podsystem wirników o małej wartościach indukcyjności, Instytut Elektroniki Politechniki Śląskiej, Gliwice 1992.

$$Q = \frac{1}{R} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)$$

Wpłynęło do Redakcji w maju 1994 r.