

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA
IM. STANISŁAWA STASZICA

WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI, INFORMATYKI I ELEKTRONIKI
KATEDRA ELEKTRONIKI

ROZPRAWA DOKTORSKA

**METODA BEZSTYKOWEGO WYZNACZANIA REZYSTANCJI
CIENKICH WARSTW PRZEWODZĄCYCH**

MGR INŻ. WŁODZIMIERZ STEC

Promotor:
Dr hab. Edward Leja, prof. AGH

Kraków, 2008

Składam gorące podziękowanie promotorowi pracy, profesorowi dr hab. Edwardowi Leji, za opiekę naukową, życzliwość i poświęcony mi czas oraz pracownikom Katedry Elektroniki AGH w Krakowie za wykonanie części pomiarów.

Słowa podziękowania składam również profesorowi dr hab. inż. Adamowi Kowalczykowi, kierownikowi Zakładu Metrologii i Systemów Pomiarowych Politechniki Rzeszowskiej za umożliwienie wykonania badań.

Dziękuję także dr inż. Romualdowi Borkowi za cenne uwagi udzielone mi w trakcie pisania niniejszej rozprawy.

Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń	5
Wstęp	6
Rozdział I. Założenia metodyczne pracy	8
1.1. Sformułowanie problemu badawczego	8
1.2. Cel i teza pracy	10
1.3. Zakres opracowania i przyjęte założenia	10
Rozdział II. Metody badania warstw przewodzących.....	13
2.1. Ogólna charakterystyka metod wykorzystywanych do pomiaru warstw przewodzących	13
2.2. Metody pomiarowe wykorzystywane do wyznaczania właściwości elektrycznych warstw granicznych materiałów izolacyjnych oraz warstw przewodzących	14
2.3. Inne metody kontroli właściwości warstw przewodzących	20
2.4. Porównanie omówionych metod pomiarowych	25
Rozdział III. Pomiary konduktywności warstw metodą prądów wirowych	28
3.1. Elektryczne właściwości warstw przewodzących	28
3.2. Teoretyczne podstawy działania przetworników pomiarowych wykorzystujących zjawisko prądów wirowych	30
3.3. Przegląd czujników pomiarowych wykorzystywanych w technice prądów wirowych	37
3.4. Przegląd układów pracy przetworników wykorzystujących zjawisko prądów wirowych	42
Rozdział IV. Modelowanie systemu pomiarowego	46
4.1. Zasady analitycznego modelowania obiektu badań oraz systemu pomiarowego	46
4.2. Zasada działania konduktometru wiroprądowego z cewką pracującą w układzie rezonansu szeregowego	49
4.3. Modelowanie systemu pomiarowego	52
4.4. Wyniki badań symulacyjnych modelu przetwornika pomiarowego	65
Rozdział V. Realizacja części eksperymentalnej badań	72
5.1. Stanowisko pomiarowe	73
5.2. Procedury pomiarowe	81
5.3. Akwizycja danych pomiarowych.....	78
5.4. Wyniki pomiarów	84
5.5. Wzorcowanie i wyznaczanie powtarzalności właściwości metrologicznej systemu pomiarowego	92

Rozdział VI. Analiza dokładności wyników pomiarów i ocena przydatności opracowanej metody	95
6.1. Ocena błędów i niepewności systemu pomiarowego	100
6.2. Ocena niepewności wyników systemu i procesu pomiarowego	103
6.3. Analiza możliwości zwiększania rozdzielczości i dokładności metody do kontroli przemysłowego procesu nanoszenia cienkich warstw przewodzących	117
Rozdział VII. Podsumowanie	120
Literatura	121
Spis rysunków	
Spis tabel	
Dodatki	

Wykaz ważniejszych oznaczeń

- A** – magnetyczny potencjał wektorowy [Wb/m]
B – wektor indukcji magnetycznej [T]
C – pojemność [F]
D – wektor indukcji elektrycznej [C/m²]
E – wektor natężenia pola elektrycznego [V/m]
e – siła elektromotoryczna indukcji [V]
 ε – przenikalność elektryczna, $\varepsilon=8,85416 \cdot 10^{-12}$ [F/m]
 ε_r – przenikalność elektryczna względna
f – częstotliwość [Hz]
 Φ – strumień magnetyczny [Wb]
g – grubość warstwy przewodzącej [mm]
 γ – konduktywność (przewodność elektryczna właściwa) [S/m]
H – wektor natężenia pola magnetycznego [A/m]
 \underline{I} – wartość zespolona prądu [A]
J_c – gęstość prądu źródłowego cewki [A/m²]
J_w – gęstość prądu w warstwie [A/m²]
L_c, L_w – indukcyjność własna odpowiednio cewki pomiarowej oraz warstwy przewodzącej [H]
l – długość [m], [cm], [mm]
M – indukcyjność wzajemna [H]
 μ – przenikalność magnetyczna, $\mu=4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m]
 μ_r – przenikalność magnetyczna względna
 μ_0 – współczynnik przenikalności magnetycznej próżni [H/m]
R – rezystancja [Ω]
r_c – promień cewki pomiarowej [mm]
r_w – promień wycinka warstwy wiodącej prąd [mm]
 ρ – rezystywność [$\Omega \cdot m$]
t – czas [s]
 \underline{U} – zespolone napięcie [V]
V – potencjał skalarny
 \underline{Z} – impedancja zespolona [Ω]
z₁, z₂ – liczba zwoi cewki
 ω – pulsacja [rad/s]
 Ω – badany obszar

Wstęp

Znaczny wzrost wymagań stawianych nowoczesnym materiałom konstrukcyjnym spowodował szybki postęp w opracowywaniu i wdrażaniu nowych technologii ich wytwarzania. Materiały pokryte powłokami uzyskują lepsze właściwości eksploatacyjne przejawiające się zwiększeniem odporności na oddziaływanie czynników mechanicznych, klimatycznych i chemicznych. Ważnym jest także, aby uzyskiwane powłoki charakteryzowały się dużą powtarzalnością parametrów.

W ostatnich latach coraz częściej wykorzystywane są technologie próżniowego osadzania powłok, zajmując ważne miejsce w wielu dziedzinach techniki i gospodarki, jak np. elektronika, optyka, budownictwo, medycyna, przemysł spożywczy, oświetleniowy, maszynowy, energetyka, inżynieria materiałowa oraz w szeroko rozumianej nauce. Technologie próżniowe umożliwiają kształtowanie fizykochemicznych właściwości uzyskiwanych powłok przy jednoczesnym zapewnieniu wysokiej ich adhezji do podłoża. Najszybszy postęp obserwuje się wśród metod zapewniających nie tylko otrzymywanie powłok o odpowiednich właściwościach, ale jednocześnie nie powodujących zmian strukturalnych w objętości pokrywanego elementu. Coraz częściej metody próżniowego osadzania wspomagane są plazmą, która dostarczając wysokoenergetycznych cząstek naładowanych pozwala w łatwy sposób sterować procesem krystalizacji, a co za tym idzie, wpływać na właściwości otrzymywanych materiałów [74]. Rozwojowi technologii wytwarzania powłok towarzyszy równoczesny postęp technik kontrolno-pomiarowych.

W zależności od przeznaczenia, jako materiały powłok stosowane są metale lub ich związki, jak np. tlenki, węgliki i azotki. Funkcje, jakie spełnia powłoka naniesiona na element konstrukcyjny są bardzo zróżnicowane. Poprzez kolejne nanoszenie warstw o różnych właściwościach uzyskuje się pożądane efekty eksploatacyjne finalnego wyrobu.

Warstwy wytwarzane technikami jonowymi znajdują zastosowanie w takich dziedzinach, jak:

- optyka (filtry optyczne, powłoki antyrefleksyjne, powłoki dekoracyjne);
- elektronika (metalizacja połączeń w układach scalonych, przezroczyste warstwy przewodzące w układach optoelektronicznych – ITO, powłoki dysków twardej, warstwy płyt CD; cienkowarstwowe układy hybrydowe, warstwy przewodzące rezystorów metalizowanych);
- inżynieria materiałowa (utwardzanie narzędzi, powłoki antytarciowe, powłoki antykorozyjne);
- budownictwo (szyby niskoemisyjne, szyby grzewcze, szyby przeciwsłoneczne, lustra).

Aby powłoka spełniała założone funkcje, jej struktura musi posiadać ściśle określone parametry. Ponieważ kształtowanie struktury, a więc właściwości uzyskiwanych powłok odbywa się podczas procesu ich osadzania, duże znaczenia mają warunki, w jakich proces ten przebiega. Standardowo kontroluje się ciśnienie oraz ilość wprowadzanego do komory procesowej gazu obojętnego. Pożądaną grubość warstwy uzyskuje się poprzez ustawienie odpowiedniej wartości prądu katody oraz prędkości transportu podłoża w trakcie procesu nanoszenia powłoki [71, 72].

Najczęściej pożądane jest realizowanie pomiarów w trakcie procesu technologicznego, zanim jeszcze wyrób opuści linię produkcyjną. W warunkach przemysłowych wymiary tafli szklanej (na którą nanosi się warstwę) są duże, co utrudnia wykonywanie pomiarów z wykorzystaniem standardowo produkowanych przyrządów pomiarowych. Ze względu na konstrukcję przyrządu pomiarowego, może występować konieczność ograniczenia wielkości mierzonego elementu, co w przypadku pomiarów przemysłowych, może stanowić znaczne utrudnienie w zastosowaniu takiego przyrządu. Ze względu na możliwość uszkodzenia delikatnej warstwy, do pomiarów wskazane jest wykorzystanie bezdotykowej metody kontroli uzyskiwanych warstw. Ponadto w zastosowaniach przemysłowych bardzo istotnym czynnikiem

jest koszt urządzeń, które stosowane są do kontroli procesu technologicznego. Wykorzystywane urządzenia powinny być proste w obsłudze, łatwe i wytrzymałe.

Celem niniejszej pracy było opracowanie metody pomiarowej umożliwiającej pomiar rezystancji cienkich warstw przewodzących. Obiektem badań były powłoki nanoszone na podłoże szklane z przeznaczeniem do zastosowań w budownictwie. Praca jest wynikiem doświadczeń zebranych podczas wdrażania linii technologicznej w firmie Maryland. Zaproponowana metoda umożliwia budowę tanich przyrządów pomiarowych, które mogą być wykorzystane do kontroli cienkich warstw przewodzących uzyskiwanych technikami jonowymi, ułatwiając weryfikację powtarzalności procesu pomiarowego w którym takie warstwy są wytwarzane. Wykorzystanie metody umożliwiłoby wykonywanie pomiarów w wybranych punktach wielkoformatowej tafli szklanej w sposób niepowodujący uszkodzenie uzyskanego wyrobu.

Doświadczenia uzyskane w trakcie wdrażania linii technologicznej do magnetronowego nanoszenia warstw z przeznaczeniem dla budownictwa wskazują, że pomiar rezystancji warstwy naniesionej na szkło jest równie dobrą metodą jak pomiar transmisji światła, a uzyskane wyniki mogą być traktowane jako porównywalne [108]. Pomiar rezystancji warstwy za pomocą metod stykowych może powodować uszkodzenie gotowego wyrobu, ponadto nie daje możliwości wykonywania pomiaru wewnątrz próżniowej linii technologicznej.

Rozwój elektroniki i technik informatycznych stworzył nowe możliwości pomiarowe. Powstały nowoczesne bardzo szybkie przetworniki pomiarowe, za pomocą których możliwe jest realizowanie do kilku milionów pomiarów na sekundę. „Stare metody” dzięki nowym, szybszym i dokładniejszym przetwornikom pomiarowym, a także statystycznej analizie wyników, dają nowe możliwości. W realizowanej pracy wykorzystano znaną metodę pomiarową bazującą na pomiarze dobroci czujnika indukcyjnego, na który oddziałują badana warstwa przewodząca.

Autor pracy podjął próbę opracowania metody, która umożliwiłoby kontrolę powłok przewodzących uzyskiwanych techniką rozpylania jonowego na wieloformatowych nieprzewodzących podłożach. Podstawę do podjęcia badań stanowiły rzeczywiste problemy, jakie pojawiały się podczas produkcji wyżej wymienionych powłok. Celem zaproponowanej metody jest bezstykowy pomiar rezystancji warstw wykonywanych w warunkach przemysłowych. Bieżąca kontrola uzyskiwanych parametrów warstwy daje możliwość korekty zadawanych nastaw, a tym samym ogranicza ilość wyrobów odbiegających właściwościami od założonych. Zaproponowane w pracy procedury pomiarowe obejmują pomiary wykonywane na obiekcie nieruchomym lub ruchomym. W założeniach pracy przewiduje się możliwość wykorzystania opracowanej metody do pomiarów rezystancji powłok nanoszonych na wielkoformatowe tafle szklane.

Stanowisko badawcze zostało zestawione w Zakładzie Metrologii i Systemów Pomiarowych Politechniki Rzeszowskiej z wykorzystaniem istniejącej tam aparatury pomiarowej oraz oprogramowania. Obliczenia przeprowadzono przy użyciu licencjonowanego oprogramowania Politechniki Rzeszowskiej.

Oryginalnym wkładem autora w problematykę jest zmodyfikowanie metody wykorzystującej prąd wirowy do pomiaru rezystancji cienkich warstw przewodzących poprzez opracowanie procedur badawczych oraz sposobu obliczania impedancji warstw na podstawie krzywych rezonansowych. Ponadto autor zaproponował sposób weryfikacji uzyskanych wyników badań modelowych za pomocą wzorców modeli warstw.

Rozdział I. Założenia metodyczne pracy

1.1. Sformułowanie problemu badawczego

Prezentowana praca dotyczy metody kontroli rezystancji cienkich warstw przewodzących nanoszonych na nieprzewodzące podłoża, a w szczególności warstw nanoszonych na podłoże szklane i przeznaczonych do zastosowań w budownictwie jako powłoki kurtynowe. Praca obejmuje wyniki doświadczeń zebranych podczas uruchamiania i wdrażania technologii nanoszenia cienkich warstw metalicznych ze stali 1H18N9T na podłoża szklane. W celach porównawczych, badaniami objęto także warstwy innych metali oraz struktury wielowarstwowe, w szczególności z miedzi, aluminium, srebra, złota, tytanu, itp.



Rys. 1.1. Fragment linii technologicznej do magnetronowego nanoszenia warstw na wielkoformatowe tafle szklane zainstalowanej w rzeszowskiej firmie Maryland

Rodzaj użytego materiału oraz grubość warstwy decydują o właściwościach optycznych szyby pokrytej warstwą metalu. Czynnikiem determinującymi grubość uzyskiwanej warstwy, a tym samym właściwości użytkowe wyrobu, są przede wszystkim szybkość rozpylania materiału katody oraz prędkość transportu podłoża w trakcie procesu jej nanoszenia. Parametrami wejściowymi dla programu sterującego linią były: ciśnienie gazu roboczego (argonu) w komorze procesowej, prędkość transportu podłoża oraz wartość prądu całkowitego dla każdej wyrzutni magnetronowej [107]. Istotnym ułatwieniem przy realizacji konkretnego zamówienia był opracowany zestaw parametrów procesu technologicznego pozwalający na uzyskanie pożądaných właściwości wyrobu. Ze względu na samoczynną zmianę parametrów technologicznych procesu, która wynika np. z tak zwanego zatrucia próżni (czyli przedostawania się do komory technologicznej cząsteczek pary wodnej i powietrza), konieczna jest kontrola uzyskiwanej powłoki. Przeprowadzone pomiary umożliwiają dokonanie korekty parametrów technologicznych dla kolejnego cyklu produkcyjnego oraz kontrolę jakości elementu już wykonanego.

W warunkach produkcyjnych, w celu weryfikacji założonych wstępnie parametrów procesu technologicznego wykonywano próbki, które następnie wizualnie porównywano z wzorcami warstw. Ponadto wykorzystywano metodę stykowego pomiaru rezystancji warstwy oraz transmisji optycznej. Uzyskiwane wyniki porównywano z próbką uznaną za wzorzec. Właściwości optyczne nanoszonych na szkło powłok, reprezentowane przez transmisję światła

widzialnego, zawierały się w granicach 0% do 68%. Grubości warstw (powłok) uzyskiwanych podczas jednego cyklu technologicznego zależne były od materiału targetu, a także warunków technologicznych w komorze próżniowej. Kolejnym parametrem mającym wpływ na właściwości uzyskanej warstwy jest skład mieszanki technologicznej. Wprowadzenie gazu reaktywnego silnie wpływa na dynamikę rozpylania tarcz metalicznych [72].

Nie zawsze utrzymywanie stałości założonych parametrów technologicznych jest wystarczającym warunkiem uzyskania warstw o wymaganych i powtarzalnych właściwościach. Prowadzone obserwacje pozwoliły stwierdzić, że duże znaczenie ma również stan katody oraz magnesów tworzących pułapkę magnetyczną. Ich zmiana wpływa znacząco na grubość i stechiometrię uzyskiwanej warstwy [74, 107].

W trakcie napyłania warstw, w wyniku samoczynnych zmian warunków technologicznych w komorze próżniowej spowodowanych np. tzw. zatruciem próżni (czyli wprowadzeniem do komory pary wodnej lub innych niepożądanych gazów), konieczna staje się korekta ustawionych wartości zadawanych. Kontrolni podlegać muszą zarówno warunków technologicznych w komorach technologicznych, jak i końcowy efekt, czyli właściwości uzyskiwanej warstwy. Do parametrów podlegających kontroli podczas procesu technologicznego nanoszenia warstw należą:

- wartość prądu wyładowania;
- ciśnienie całkowite w poszczególnych komorach technologicznych;
- stan plazmy wyładowania jarzeniowego kontrolowany za pomocą spektrometru w zakresie światła widzialnego i bliskiego ultrafioletu [107].

Obserwacje uzyskane podczas eksploatacji prototypowej linii do magnetronowego nanoszenia warstw metalicznych i tlenkowych na wielkoformatowe tafle szklane w firmie Maryland z Rzeszowa wskazują, że do najbardziej przydatnych metod kontroli właściwości wytworzonej warstwy zaliczyć można:

- kontrolę wizualną – polegającą na obserwacji okiem nieuzbrojonym jakości uzyskanej powłoki i porównanie przepuszczalności światła do przepuszczalności warstwy wzorcowej;
- kontrolę przepuszczalności światła przez powłokę – realizowaną za pomocą odpowiednio wykonanego przyrządu pomiarowego;
- pomiar rezystancji warstwy.

Z zebranego doświadczenia wynika, że pomiar zdolności warstwy do przewodzenia prądu elektrycznego okazuje się być bardzo dobrą, a równocześnie wygodną metodą badania warstw których dotyczy ta praca.

Dobór metody pomiarowej uzależniony jest od właściwości badanych warstw oraz warunków w jakich pomiary mają być wykonywane. Część z powszechnie stosowanych metod nie znajduje zastosowania w odniesieniu do warstw cienkich. Duże znaczenie w wyborze systemu kontrolno-pomiarowego mają również czynniki ekonomiczne. Ponadto nie wszystkie metody laboratoryjne nadają się do wykorzystania w warunkach przemysłowych. Częstym problemem są duże wymiary geometryczne wyrobu, który ma podlegać kontroli. Laboratoryjne przyrządy są drogie, a ponadto umożliwiają wykonywanie pomiarów próbek o stosunkowo niewielkich wymiarach.

Metoda zastosowana do kontroli magnetronowego nanoszenia warstw powinna spełniać następujące wymagania:

- nie powinna uszkadzać warstwy;
- powinna umożliwiać pomiar wielkoformatowych warstw przewodzących w miejscu ich wytwarzania (*in-line*);
- powinna umożliwiać pomiar warstw wolno przesuwających się wzdłuż linii.

Ponieważ w powszechnej sprzedaży nie są oferowane mierniki umożliwiające bezstykowy pomiar rezystancji powierzchniowej warstw o wartościach charakterystycznych dla warstw uzyskiwanych technikami jonowymi, autor pracy zdecydował się na opracowanie przyrządu, który będzie to umożliwiał. W trakcie pracy okazało się, że ze względu na stosunkowo dużą rezystancję powierzchniową warstwy, konieczna jest modyfikacja metody prądów wirowych w taki sposób, aby możliwy był pomiar rezystancji powierzchniowej o wartościach do $200 \Omega/\square$ przy równoczesnym oddaleniu czujnika pomiarowego od mierzonej warstwy na odległość do kilku milimetrów.

1.2. Cel i teza pracy

Celem pracy jest opracowanie metody oraz stanowiska badawczego, które wraz z zaproponowanym sposobem analizy danych doświadczalnych będzie umożliwiało bezdotykowy pomiar rezystancji elektrycznej cienkich warstw przewodzących.

Przeprowadzone badania wstępne pozwoliły autorowi na postawienie następującej tezy pracy:

Możliwe jest opracowanie systemu pomiarowego działającego na zasadzie dynamicznego wymuszania przebiegu pola elektromagnetycznego wywołującego prądy wirowe w badanej warstwie przewodzącej i wyznaczania ich reakcji zwrotnej na czujnik wytwarzający pole pobudzające. Reakcja zwrotna jest identyfikowana przy wykorzystaniu właściwości rezonansu w obwodzie szeregowym złożonym z cewki przetwornika pomiarowego i elementów systemu pomiarowego.

Wykazanie prawdziwości przyjętej tezy przeprowadzono na podstawie analizy teoretycznej, symulacji komputerowych oraz badań eksperymentalnych.

1.3. Zakres opracowania i przyjęte założenia

W celu realizacji przyjętych założeń określony został następujący zakres pracy:

- dokonanie oceny stanu techniki w zakresie pomiarów z wykorzystaniem prądów wirowych;
- wykonanie dwóch wersji przetworników pomiarowych;
- opracowanie procedur pomiarowych oraz sposobu analizy danych doświadczalnych;
- wykonanie próbek warstw testowych;
- zaprojektowanie i zestawienie stanowiska pomiarowego;
- wykonanie badań symulacyjnych;
- wykonanie pomiarów warstw testowych;
- przeprowadzenie analizy uzyskanych wyników;
- sformułowanie wniosków końcowych oraz wytycznych do budowy prototypowego przemysłowego urządzenia pomiarowego.

Realizacja wszystkich powyższych zadań stanowi osiągnięcie własne autora, jednak za najważniejsze należy uznać:

- zaproponowanie modyfikacji metody wykorzystującej prądy wirowe do pomiaru rezystancji cienkich warstw przewodzących;
- wykorzystanie warstw testowych (w postaci pierścieni) do weryfikacji parametrów modeli matematycznych;
- opracowanie procedur badawczych i sposobu obliczania impedancji warstwy na podstawie krzywych rezonansowych.

W odróżnieniu od dotychczas stosowanego sposobu analizy wyników w tomografii wiroprowadowej, autor zaproponował nową procedurę identyfikacji składowych impedancji przeniesionej z warstwy do czujnika pomiarowego, polegającej na pomiarze różnicy częstotliwości rezonansu szeregowego głowicy pomiarowej oraz amplitudy napięcia w punkcie rezonansu. Zastosowanie zaproponowanych rozwiązań pozwala ponadto na zwiększenie odporności urządzenia na zakłócenia pochodzące od czynników zewnętrznych, co jest zagadnieniem niezmiernie ważnym w przypadku wykorzystywania przyrządu w warunkach przemysłowych. Zaproponowana analiza metrologiczna umożliwia wyznaczanie składowej czynnej oraz biernej impedancji przenoszonej do czujnika pomiarowego, a tym samym możliwość wyznaczania (w szerokim zakresie) rezystancji powierzchniowej warstwy. Brak kontaktu czujnika pomiarowego z badaną warstwą umożliwia realizowanie pomiarów warstw będących w ruchu.

Podstawową grupą badanych warstw były warstwy wykonane na prototypowej linii produkcyjnej, zainstalowanej w firmie Maryland w Rzeszowie. W badaniach skoncentrowano się zwłaszcza na powłokach wykonywanych ze stali chromoniklowej (1H18N9T), a nanoszonych na tafle szklane metodą jonowego rozpylania wspomaganego pierścieniowo-szczelinowym polem magnetycznym. Metoda ta powszechnie nazywana jest rozpylaniem magnetronowym. Tego typu warstwy znajdują zastosowanie w budownictwie jako elewacje kurtynowe. Badaniami objęto także warstwy innego typu, np. ze srebra, aluminium, złota, miedzi oraz struktury dwuwarstwowe Cu/Ni, które wykonane zostały w laboratorium AGH.

Opracowana metoda może znaleźć zastosowanie do pomiaru specyficznej grupy warstw, uzyskiwanych w procesie jonowego rozpylania. Tego typu warstwy charakteryzują się niewielką grubością, wynoszącą od 50 – 1000 nm oraz stosunkowo dużą rezystancją odnoszoną do pola kwadratu (R_{\square} do $200\Omega/\square$). Rezystywność uzyskanej tą techniką warstwy jest większa niż rezystywność litego materiału (targetu - katody), a spowodowane jest to zjawiskiem rozmiarowym oraz dużą liczbą defektów struktury.

Praca składa się ze wstępu, siedmiu ponumerowanych rozdziałów, wykazu literatury oraz dodatków. W dodatkach zamieszczono dane katalogowe użytych do badania przyrządów pomiarowych oraz dane katalogowe niektórych podzespołów elektronicznych wykorzystanych do budowy prototypu wiroprowadowego przetwornika pomiarowego. W pierwszym rozdziale przedstawiono zarys problematyki, której praca dotyczy oraz przedstawiono cel, tezę i zakres pracy.

W **rozdziale drugim** zaprezentowano przegląd najczęściej stosowanych metod służących do pomiaru właściwości oraz parametrów eksploatacyjnych warstw i powłok przewodzących. W podrozdziale 2.2 omówiono metody umożliwiające pomiar konduktywności warstwy, które zostały wykorzystane do realizacji pomiarów zaprezentowanych w pracy. Zaliczono do nich metodę spadku potencjału oraz metodę prądów wirowych. Pozostałe metody wykorzystywane do kontroli różnego typu parametrów eksploatacyjnych warstw i powłok zaprezentowano w podrozdziale 2.3. Omówiono takie metody, jak: optyczna, radiometryczna, ultradźwiękowa, magnetyczna, kulometryczna itp. W podrozdziale 2.4 porównano omówione metody, wyszczególniając ich zalety i wady oraz możliwość wykorzystania w pomiarach cienkich warstw przewodzących.

Rozdział trzeci zawiera teoretyczne podstawy działania przetworników pomiarowych wykorzystujących zjawisko prądów wirowych. W podrozdziale 3.1 scharakteryzowano właściwości fizyczne warstw uzyskiwanych technikami jonowymi. Podrozdział 3.2 zawiera podstawowe zagadnienia z teorii pola elektromagnetycznego wykorzystywane w pracy. W podrozdziale 3.3 omówiono czujniki, a w podrozdziale 3.4 układy pomiarowe wykorzystywane w technice prądów wirowych.

W **rozdziale czwartym** przedstawiono sposób modelowania systemu pomiarowego wraz z głowicą pomiarową. Zaprezentowano w nim wyniki badań modelu sprzężenia warstwy z czujnikiem pomiarowym oraz wyniki modelowania wpływu czynników wpływających na wynik pomiaru.

Rozdział piąty zawiera opis zaprojektowanego i zbudowanego stanowiska badawczego. Zaprezentowano warstwę sprzętową i programową stanowiska składającego się zarówno z aparatury firmowej, jak również komponentów i oprogramowania samodzielnie zaprojektowanych i wykonanych przez autora. Przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych na próbkach warstw o różnych grubościach i różnym składzie chemicznym.

W **rozdziale szóstym** przeprowadzono analizę metrologiczną uzyskanych wyników pomiaru.

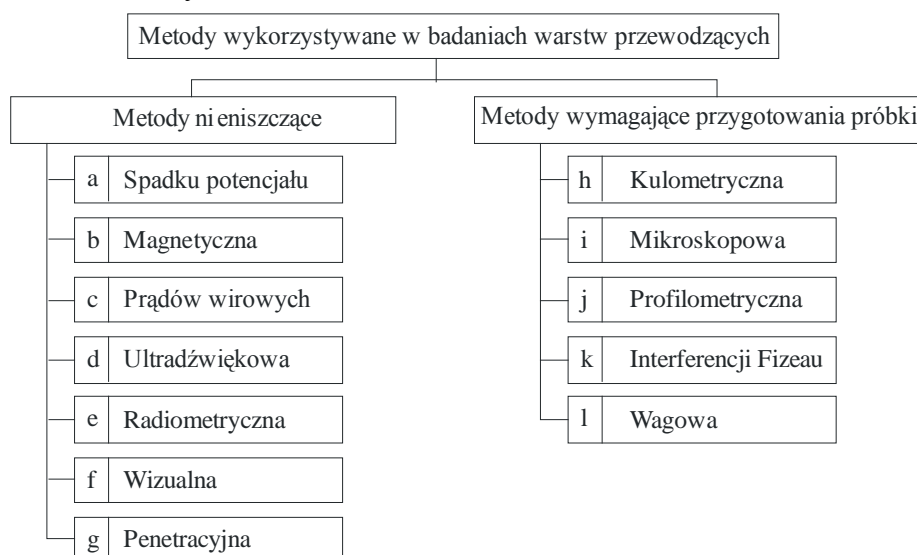
Wnioski autora, uzyskane na drodze rozważań teoretycznych, symulacyjnych i eksperymentalnych, zostały zawarte w podsumowaniu.

W pracy przyjęto następującą symbolikę: pogrubione oznaczenia literowe reprezentują wielkości wektorowe, natomiast kreska pod znakiem oznacza liczbę zespoloną, a nad znakiem wartość średnią. Najczęściej wykorzystywane symbole zmiennych zestawiono w wykazie ważniejszych symboli i oznaczeń (str. 5).

Rozdział II. Metody badania właściwości warstw przewodzących

2.1. Ogólna charakterystyka metod wykorzystywanych do pomiaru rezystancji warstw przewodzących

Istnieje wiele metod pomiarowych umożliwiających badanie jednorodności struktury materiałów lub ich właściwości fizykochemicznych. Najczęściej spotykana w literaturze przedmiotowej klasyfikacja, dzieli te metody na dwie grupy: niszczące oraz nieniszczące. W badaniach niszczących pomiary wykonuje się na odpowiednio przygotowanej próbce, która w trakcie pomiaru może ulegać uszkodzeniu lub całkowitemu zniszczeniu. Niekiedy badaniu poddaje się wytworzony element, który po wykonaniu pomiaru nie nadaje się już do dalszego wykorzystania. Metody z grupy określanej jako niszczące wykorzystuje się do dokładnego wyznaczania niektórych właściwości materiałów lub jako metody referencyjne [64]. Do grupy badań nieniszczących zalicza się takie, które nie powodują uszkodzeń badanych obiektów i nie wymagają przygotowywania próbki wykorzystywanej do pomiarów. Na rys. 2.1. zestawiono podział metod pomiarowych wykorzystywanych do kontroli właściwości materiałów lub jednorodności ich struktury [63, 64, 65].



Rys. 2.1. Podział metod pomiarowych wykorzystywanych w defektoskopii oraz badaniach fizycznych właściwości materiałów

Badania materiałowe można podzielić na dwie zasadnicze grupy:

- pomiary właściwości materiałów;
- wykrywanie defektów w elementach konstrukcyjnych.

Wśród właściwości które mogą być badane są właściwości strukturalne materiałów, właściwości elektryczne, mechaniczne lub chemiczne, defekty siatki krystalicznej itp. Szczególną klasą badań materiałowych są materiały przewodzące prąd elektryczny.

Wykorzystanie zjawiska prądów wirowych najczęściej sprowadza się do [35]:

- badań defektoskopowych (defektoskopia);
- sortowania materiałów, ze względu na zawartość składników sortowanych i zanieczyszczeń, a w szczególności wykrywania pomieszanych gatunków materiałów;
- badania właściwości obiektów (strukturoskopia);
- kontroli wymiarów obiektów.

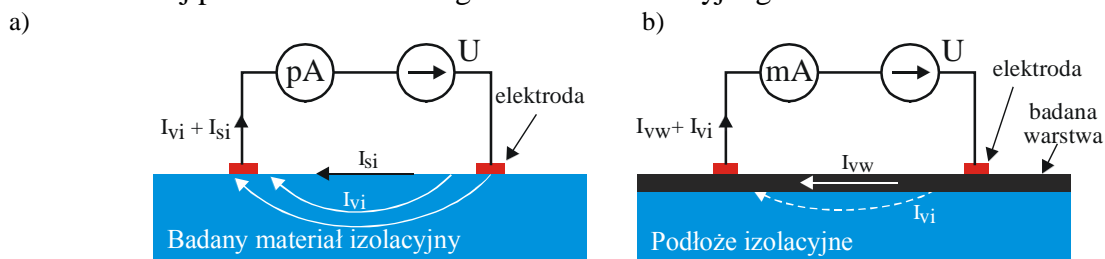
Metoda prądów wirowych najczęściej wykorzystywana jest w badaniach defektoskopowych. Celem tego typu badań jest wykrycie wad, jakie wystąpiły w materiale podczas produkcji elementu, bądź powstały w trakcie jego eksploatacji (najczęściej pęknięć).

2.2. Metody pomiarowe wykorzystywane do wyznaczania właściwości elektrycznych warstw granicznych materiałów izolacyjnych oraz warstw przewodzących

Do najważniejszych parametrów charakteryzujących elektryczne właściwości badanych warstw zaliczyć można: rezystancję skrośną, rezystancję powierzchniową, przenikalność elektryczną, przenikalność magnetyczną, współczynnik strat dielektrycznych itp. Pojęcie rezystancji powierzchniowej (R_s) używa się do określenia właściwości materiałowej, której przejawem jest wielkość prądu płynącego w warstwie granicznej utworzonej pomiędzy materiałem badanym a otoczeniem, odniesionym do umownej powierzchni wyznaczonej poprzez ustawienie elektrod pomiarowych (kwadratu lub pierścienia). W definicji rezystancji powierzchniowej odnoszonej do materiałów izolacyjnych nieokreślone są grubość, skład warstwy granicznej oraz mechanizmy przewodnictwa (najczęściej jest to przewodnictwo jonowe związane z zanieczyszczeniami i absorpcją pary wodnej z otoczenia). W odniesieniu do przepływu prądu przez warstwy zaliczane do przewodzących mamy do czynienia z przewodnictwem elektronowym. Obydwa zjawiska przewodzenia (jonowe lub elektronowe), choć określane tym samym pojęciem (rezystancji powierzchniowej lub rezystancji odniesionej do powierzchni), różnią się w sposób istotny.

W badaniach właściwości elektrycznych materiałów izolacyjnych wyróżnia się przepływ prądu skrośnego oraz prądu powierzchniowego, umownie interpretowanego jako prądu przepływającego po powierzchni izolatora. Płyne on niedefiniowalną warstwą przygraniczną otoczenie gazowe-ciało stałe o właściwościach zależnych m.in. od absorpcji i ilości zanieczyszczeń. Udział poszczególnych składowych w całkowitym prądzie jest zależny od właściwości materiału izolatora, stanu jego powierzchni oraz otoczenia.

W przypadku warstwy przewodzącej osadzonej na podłożu izolacyjnym, pomiar rezystancji jest odnoszony do tej jej części, w której prąd skrośny przepływa przez znany przekrój warstwy (zwykle kształt badanej warstwy jest regularny, np. kwadrat). Udział prądu przepływającego przez izolacyjne podłoże na którym osadzono warstwę przewodzącą jest pomijalnie mały w stosunku do całkowitego prądu pomiarowego. Inaczej jest w przypadku rezystancji powierzchniowej w pomiarach materiałów izolacyjnych. W tym przypadku udział prądu skrośnego jest istotnie mniejszy od prądu płynącego po powierzchni warstwy. Na rys. 2.2 przedstawiono zasadę pomiaru rezystancji warstw przewodzących osadzonych na podłożu izolacyjnym oraz zasadę pomiaru prądu skrośnego i prądu powierzchniowego odnoszoną do zdefiniowanej powierzchni badanego materiału izolacyjnego.



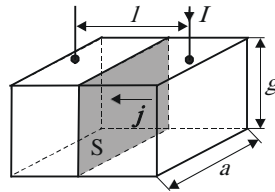
Rys. 2.2. Porównanie pomiaru rezystancji:

a) materiału izolacyjnego; b) warstw przewodzących naniesionych na podłoże izolacyjne

W odniesieniu do warstw przewodzących rezystancja jest parametrem określającym dysypacyjne straty energii prądu elektrycznego. Rezystywnością powierzchniową (ρ_s) jest iloraz napięcia elektrycznego U i gęstości liniowej prądu J_s w wierzchniej warstwie materiału:

$$\rho_s = \frac{U}{J_s} \quad (2.1)$$

$$R_s = \frac{\rho}{g} \quad (2.2)$$



Rys. 2.3. Zasada pomiaru rezystancji warstwy metalicznej,

R_s jest rezystancją powierzchniową (odniesioną do wymiarów geometrycznych mierzonej próbki),
 ρ jest rezystywnością materiału warstwy, J , gęstością prądu, a g jej grubością.

Dla warstwy przewodzącej w kształcie prostopadłościanu (rys. 2.3) o dwóch równych bokach ($a = l$) wprowadzono pojęcie rezystancji odnoszonej do pola kwadratu warstwy przy jej umownie przyjętej grubości $g \ll l$. Rozmiar kwadratu nie ma w takim przypadku znaczenia. Tak zdefiniowaną rezystancję odnosi się do kwadratu o ustalonej grubości warstwy¹, nazywając ją rezystancją powierzchniową R_s , rezystancją odnoszoną do pola kwadratu lub rezystancją na kwadrat R_{\square} . W literaturze można spotkać również inne nazwy określające rezystancję powierzchniową. W pracy przyjęto używać określenie rezystancji powierzchniowej R_s .

Rezystywność powierzchniową materiału izolacyjnego, podobnie jak i rezystywność skrośną warstwy przewodzącej, określa się zawsze metodą pośrednią. Rezystancję powierzchniową R_s odnosi się do efektywnej odległości między elektrodami pomiarowymi l , szerokości przewodzącego obszaru próbki a i definiuje jako iloraz wartości napięcia stałego U przyłożonego między dwiema elektrodami umieszczonymi na powierzchni próbki oraz prądu powierzchniowego I_s płynącego między tymi elektrodami. Pomimo jednorodności materiału, gęstość prądu powierzchniowego nie jest jednakowa w przekroju próbki i zależy od jej kształtu oraz miejsca dołączenia elektrod. Również gęstość prądu w objętości próbki także nie jest jednakowa i zależy m.in. od częstotliwości prądu, zmieniając się wraz z odległością od powierzchni. W zależności od kształtu próbki, jej grubości oraz rozmieszczenia elektrod pomiarowych wprowadza się współczynnik proporcjonalności, który uwzględnia efekt rozptyłu prądu w objętości przewodnika. Dla cienkich warstw przewodzących ten efekt może być pominięty. Zależność głębokości wnikania prądu od częstotliwości można wyznaczyć np. z zależności 3.27 (por. rozdz. 3) lub prezentowanych w literaturze [64, 65].

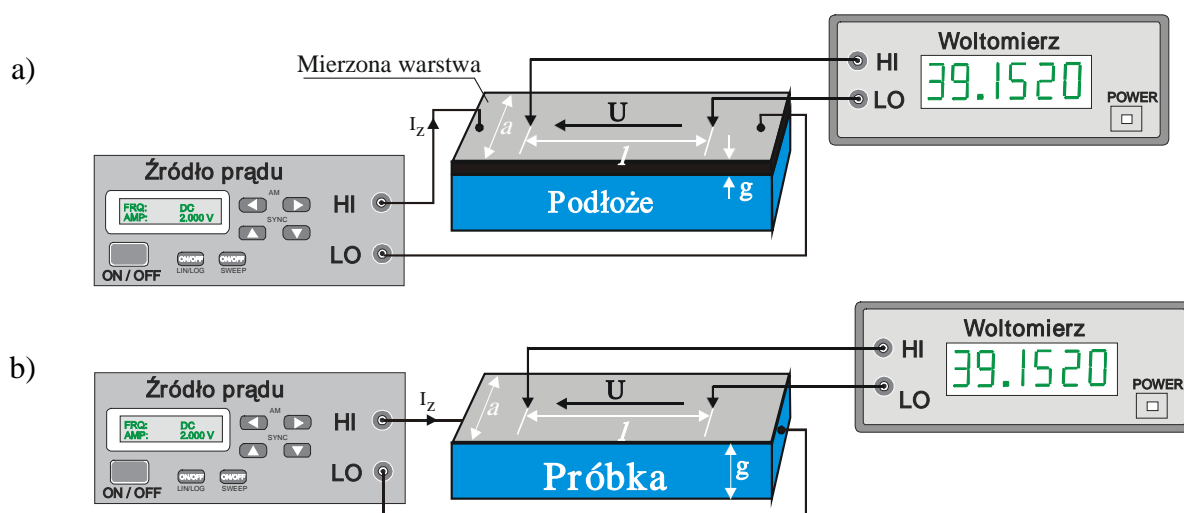
Pomiary rezystancji skrośnej (inaczej objętościowej) oraz powierzchniowej są wykorzystywane do wyznaczania właściwości materiałów izolacyjnych. Dla takich przypadków próbka badanego materiału musi mieć dobrze zdefiniowany kształt (zazwyczaj określony normą dla warunków pomiaru) oraz zdefiniowany sposób obliczania rezystancji skrośnej (objętościowej) bądź powierzchniowej. Rezystancja powierzchniowa odpowiada zjawiskom istniejącym na granicy dielektryk – otoczenie. Mechanizmy przewodzenia prądu powierzchniowego w takiej strefie nie są dobrze zdefiniowane, a na ich wielkość wpływ ma porowatość dielektryka, absorpcja wilgoci, zabrudzenia powierzchni, które w połączeniu z wilgocią tworzą związki przewodzące. Prąd powierzchniowy przepływa między odpowiednio zdefiniowanymi elektrodami (por. rys. 2.2a). W przypadku warstw w postaci metalu naniesionego na podłoże izolacyjne, właściwości elektryczne oraz geometryczne są zwykle dobrze zdefiniowane. Rezystancję powierzchniową takiej przewodzącej warstwy odnosi się zwykle do umownie określonej grubości.

¹ W praktycznych pomiarach rezystancję R_{\square} przyjęło się odnosić do warstw o grubości 1/1000 cala (1 mil).

2.2.1. Metoda pomiaru rezystancji warstw metalicznych z wykorzystaniem spadku potencjału

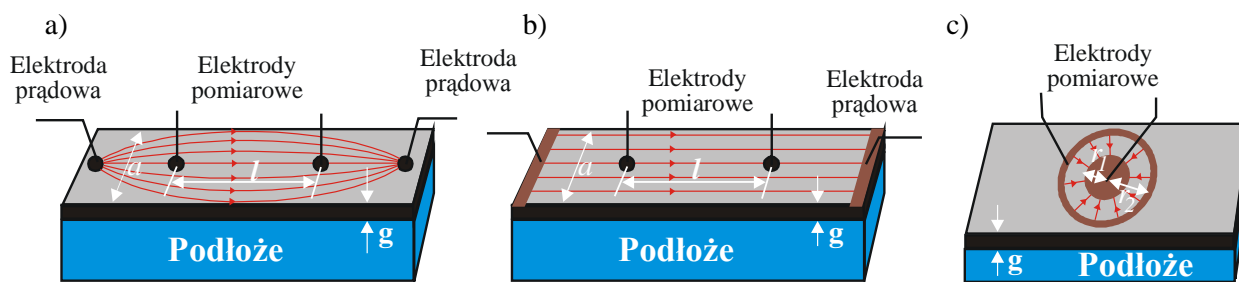
Metoda spadku potencjału (*ang. Alternating Current Potential Drop, w skrócie ACPD*) jest podstawową metodą pomiaru rezystancji warstw i powłok przewodzących prąd elektryczny. W literaturze spotyka się także inne nazewnictwo tej metody, np. metoda napięciowo-prądowa, metoda V-I itp. Metoda pomiaru rezystancji z wykorzystaniem spadku potencjału umożliwia wyznaczenie podstawowego parametru materiałowego charakteryzującego właściwości elektryczne, czyli rezystywności (ρ) lub konduktywności (γ). Parametr ten jest wyznaczalny dla znanej grubości mierzonej warstwy przewodzącej prąd elektryczny. Metoda spadku potencjału wykorzystywana jest również do pomiaru grubości powłok, a także do wykrywania wad materiałowych w obiektach przewodzących prąd elektryczny [65].

Metoda spadku potencjału zaliczana jest do grupy metod nieniszczących. Jednak w przypadku delikatnych warstw, elektrody stykowe mogą być przyczyną uszkodzeń badanych powierzchni. Na rysunku 2.4 przedstawiono zasadę pomiaru rezystancji warstwy oraz próbek litych. Próbką przedstawioną na rys. 2.4a stanowi warstwę przewodzącą naniesioną na nieprzewodzące (izolacyjne) podłoże. Elektrody punktowe dołączone są do warstwy.



Rys. 2.4. Sposób pomiaru rezystancji: a) warstw; b) próbek litych

Kształt elektrod oraz miejsce ich dołączenia do próbki ma duży wpływ na interpretację pomiarów. W celu uzyskania prawidłowych wyników rezystancji mierzonej próbki, konieczne jest uwzględnienie faktycznego rozptyłu prądu w próbce. Dobór metody pomiarowej oraz sposób dołączenia elektrod do próbki umożliwia ograniczenie niektórych niepożądanych zjawisk fizycznych [39]. Na rysunku 2.5 przedstawiono trzy rodzaje konstrukcji elektrod pomiarowych. Na rys. 2.5a elektroda punktowa może być dołączona do mierzonej warstwy poprzez docisk, przyklejenie za pomocą dobrze przewodzącego kleju, bądź napylenie metodami jonowymi. Ze względów praktycznych najczęściej wykorzystywane są elektrody ostrzowe, które za pomocą mechanicznego docisku, łączą próbkę z przyrządami pomiarowymi. Na rysunkach, kolorem czerwonym zaznaczono poglądowo rozptył prądu pomiędzy elektrodami. Tak wykonane pomiary umożliwiają określenie rezystancji warstwy odnoszonej do pola kwadratu. Wyznaczenie jej rezystywności wymaga znajomości grubości warstwy przewodzącej.



Rys. 2.5. Ukształtowanie elektrod przy pomiarze rezystancji warstw naniesionych na podłoże izolacyjne:
a) punktowe (ostrzowe); b) płaskie; c) pierścieniowe

Na styku pomiędzy elektrodą pomiarową i warstwą mogą powstawać dodatkowe zjawiska mające wpływ na wynik pomiaru. Do najistotniejszych wpływów zaliczyć można, rezystancję na styku warstwy z elektrodami doprowadzającymi do niej sygnały pomiarowe, zjawisko termoelektryczne, efekt Halla, zjawiska chemoelektryczne itp. Dobierając metodę pomiarową oraz materiał elektrod można ograniczyć niektóre niekorzystne wpływy [67].

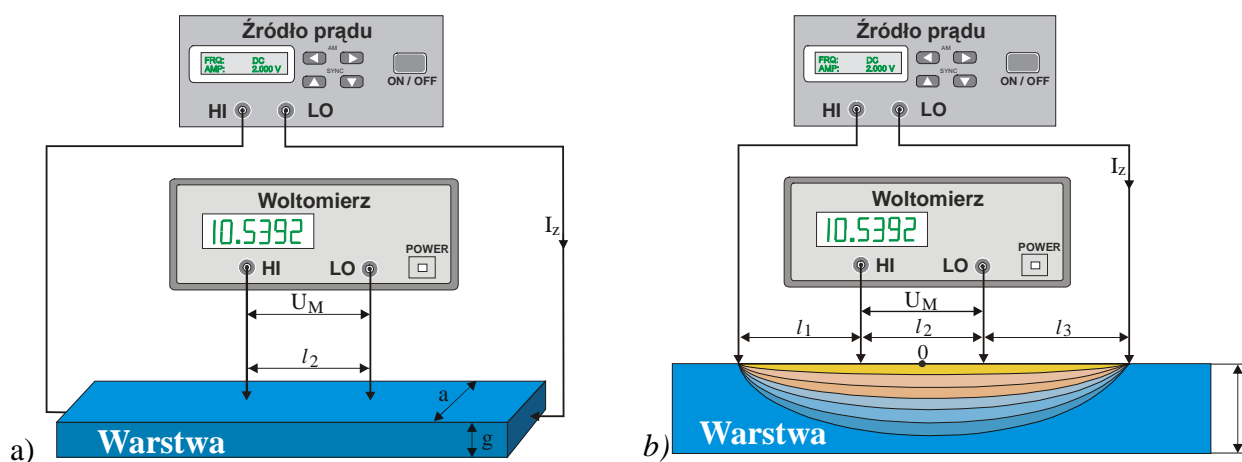
2.2.2. Metoda czteropunktowa

Najczęściej stosowanym sposobem pomiaru rezystywności oraz rezystancji powierzchniowej warstw przewodzących jest tzw. metoda czteropunktowa. Istotę pomiaru zaprezentowano na rys. 2.6a. i 2.6b. Sonda pomiarowa składa się z czterech styków, przy czym zewnętrzne styki zasilane są z precyzyjnego źródła prądowego, natomiast napięcie, będące spadkiem potencjału wywołanego przepływającym prądem (I_z), mierzone jest woltomierzem pomiędzy dwoma środkowymi stykami (rys. 2.6a). Rezystywność próbki przewodzącej (warstwy) wylicza się z zależności [49]:

$$\rho = \frac{S}{l_2} \cdot \frac{U_M}{I_z} \quad (2.3)$$

przy czym: ρ – rezystywność ($\Omega \cdot \text{cm}$), a – szerokość warstwy przewodzącej (cm), g – grubość warstwy przewodzącej (cm), l_2 – odległość pomiędzy elektrodami sondy pomiarowej (cm), S – powierzchnia przewodzącego przekroju warstwy [$a \cdot t$ (cm^2)], U_M – zmierzone napięcie (V), I_z – wartość prądu (A)

Zależność 2.3 jest słuszna przy założeniu równomiernej gęstości prądu w objętości całej warstwy przewodzącej. Rezystancję powierzchniową warstwy wyznacza się z prawa Ohma.



Rys. 2.6. Pomiar rezystancji warstwy metodą czteropunktową [49];
a) pomiar rezystywności, b) pomiar rezystancji powierzchniowej

Dla warstwy, której grubość g jest wielokrotnie mniejsza od odstępów pomiędzy elektrodami sondy pomiarowej, rezystywność wylicza się z zależności:

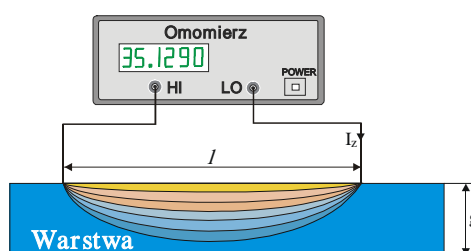
$$\rho = \frac{\pi}{\ln 2} \cdot \frac{U_M}{I_z}, \quad (2.4)$$

a rezystancję powierzchniową z zależności:

$$R_s = \frac{\pi g}{\ln 2} \cdot \frac{U_M}{I_z}. \quad (2.5)$$

Zaprezentowana metoda wykorzystana została w badaniach jako alternatywna (porównawcza) metoda pomiaru właściwości elektrycznych warstwy.

Najprostszym sposobem pomiaru rezystancji warstw przewodzących jest wykorzystanie tzw. **metody dwupunktowej**, rys. 2.7. Sonda ostrzowa posiada dwa styki pomiarowe oddalone od siebie o ściśle określoną odległość. Rezystancja mierzona jest omomierzem, bądź z wykorzystaniem woltomierza i amperomierza. Rezystancja warstwy wyznaczana jest z prawa Ohma jako iloraz napięcia i płynącego prądu.



Rys. 2.7. Pomiar rezystancji warstwy metoda dwupunktową

Pomiar metodą dwupunktową obarczony jest błędem systematycznym spowodowanym wpływem rezystancji styku warstwa – sonda pomiarowa oraz przewodów pomiarowych. Rezystancja utlenionej wierzchniej części warstwy może przyjmować znaczące wartości, a ponadto jak pokazały prowadzone doświadczenia, na wynik pomiaru wpływ ma również siła docisku sondy do warstwy.

Do pomiaru rezystancji powierzchniowej dielektryków oraz niekiedy rezystancji warstw przewodzących wykorzystuje się również układ koncentrycznych elektrod pierścieniowych (por. rys. 2.5c). Gęstość prądu powierzchniowego między elektrodami pierścieniowymi o promieniach r_1 i r_2 , wzdłuż ścieżki prądowej o promieniu r jest określona wzorem [67]:

$$j_z = \frac{I_z}{2\pi r} \quad (2.6)$$

przy czym I_z jest prądem płynącym przez przekrój warstwy. Stąd:

$$U = \int_{r_1}^{r_2} E dr = \int_{r_1}^{r_2} \frac{\rho \cdot I_z}{2\pi r} dr = \frac{\rho \cdot I_z}{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} \frac{1}{r} dr = \frac{\rho \cdot I_z}{2\pi} \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (2.7)$$

stąd

$$\rho_s = R_s \frac{2\pi}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \quad (2.8)$$

Wadą wszystkich metod bazujących na pomiarze spadku potencjału jest konieczność kontaktu styków sondy pomiarowej z mierzoną warstwą, co wyklucza ją jako metodę wykorzystywaną do pomiarów realizowanych w trakcie procesu technologicznego bezpośrednio na linii potokowej (*on-line*). W praktycznym zastosowaniu niekorzystnym zjawiskiem jest wpływ na wynik pomiaru siły docisku styków.

2.2.3. Metoda Van der Pauwe'a

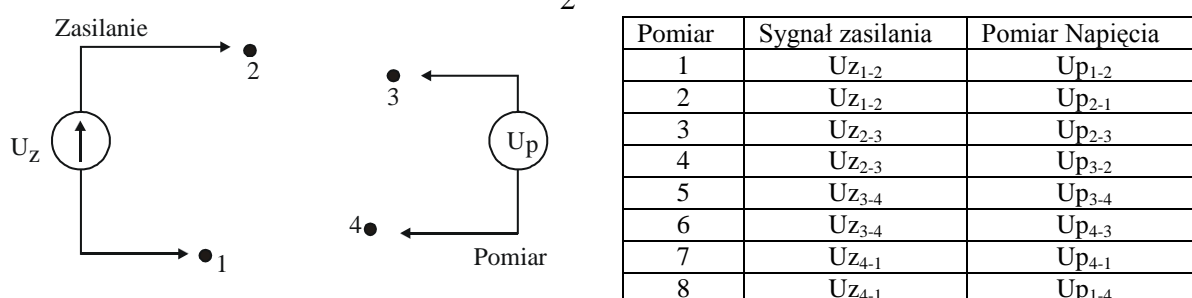
Metoda Van der Pauwe'a jest wykorzystywana do pomiaru rezystywności płaskich przewodzących próbek dowolnego kształtu przy dowolnym rozmieszczeniu elektrod pomiarowych, np. pokazanym na rys. 2.8. Styki elektrod pomiarowych powinny być możliwie małe i umiejscowione na obwodzie próbki. Również próbka powinna charakteryzować się stałą grubością i nie powinna zawierać jakichkolwiek izolowanych obszarów (dziur). Wyznaczenie całkowitej rezystancji wymaga wykonania ośmiu pomiarów. Dwie wartości rezystywności ρ_A i ρ_B są wtedy obliczane następująco [129]:

$$\rho_A = \frac{1,1331 k_A g_s}{I} [(U_2 - U_1) + (U_4 - U_3)] \quad \rho_B = \frac{1,1331 k_B g_s}{I} [U_6 - U_5) + (U_8 - U_7)] \quad (2.9)$$

gdzie: ρ_A i ρ_B przedstawiają rezystywność w $\Omega\cdot\text{cm}$, g_s – grubość próbki przewodzącej w cm, U_1 do U_8 reprezentuje mierzone napięcia w V, I jest prądem przepływającym przez próbkę w amperach, k_A i k_B są współczynnikami wyznaczonymi dla określonej geometrii próbki i zależą od stosunku dwóch rezystancji (np. dla idealnej symetrii $k_A=k_B$).

Dla znanych ρ_A i ρ_B , średnią wartość rezystywności ρ_{AVG} wyznacza się z zależności:

$$\rho_{AVG} = \frac{\rho_A + \rho_B}{2} \quad (2.10)$$



Rys. 2.8. Zasada pomiaru metodą Van der Pauwe'a

W tabeli znajdującej się obok rysunku zestawiono warianty poszczególnych realizacji pomiarów.

2.2.4. Metoda prądów wirowych

Obiekty wykonane z materiałów przewodzących prąd elektryczny mogą być badane metodą indukcyjną, zwaną także metodą prądów wirowych. Można nią badać zarówno metaliczne warstwy przewodzące (ferromagnetyczne i nieferromagnetyczne), jak też kompozyty przewodzące prąd. Polega ona na wyszukiwaniu i wyznaczeniu różnic fizycznych właściwości materiału badanych elementów metalowych (lub półprzewodnikowych) za pomocą zmiennego pola magnetycznego. Badany element przewodzący o określonych, ale nieznanych właściwościach elektrycznych i wymiarach, wprowadza się w pole magnetyczne cewki zasilanej prądem przemiennym. Pod wpływem tego pola w materiale indukują się prądy wirowe, które z kolei wytwarzają własne pole, skierowane – zgodnie z regułą Lenza – przeciwnie do pola wytworzonego przez cewkę. W rezultacie w obrębie cewki pomiarowej powstaje pole wypadkowe, różne od pierwotnego. Różnica pomiędzy polem pierwotnym, a polem wtórnym jest miarą właściwości elektrycznych i magnetycznych badanego materiału [64].

Istnieje wiele rozwiązań przyrządów działających w oparciu o to zjawisko fizyczne. W każdym przypadku, przepływający przez cewkę wzbudzającą prąd, wytwarza strumień magnetyczny obejmujący badany obiekt. Różnice dotyczą mierzonej wielkości fizycznej, którą może być:

- napięcie indukowane w cewce odbiorczej (przetworniki dwucewkowe);
- zmiana impedancji cewki odbiorczej (przetworniki dwucewkowe);
- zmiana impedancji cewki wzbudzająco – odbiorczej (przetworniki jednocewkowe);
- napięcie indukowane w przetworniku Halla.

Wszystkie one określane są wspólną nazwą – „metoda prądów wirowych”. Szerzej metoda prądów wirowych omówiona została w rozdziale 3.

2.3. Inne metody kontroli właściwości warstw przewodzących

2.3.1. Metoda magnetyczna

Metoda magnetyczna jest jedną z pięciu najważniejszych metod nieniszczących badań materiałów metalicznych. Metoda wykorzystuje zmianę strumienia magnetycznego pod wpływem jego przepływu przez obszar o innej, w stosunku do wzorcowych, reluktancji magnetycznej. Metodę magnetyczną wykorzystuje się do wykrywania wad powierzchniowych i podpowierzchniowych ferromagnetycznych obiektów metalowych o różnych kształtach. Metodą magnetyczną można również realizować pomiary grubości powłok wykonanych z nieferromagnetycznych materiałów izolacyjnych lub metalicznych znajdujących się na podłożach ferromagnetycznych [61, 62].

Stosowane są głównie dwa sposoby magnesowania obiektów:

- poprzez wprowadzenie pola magnetycznego do obiektów;
- poprzez przepływ prądu elektrycznego przez obiekty, w tym również indukcyjne wzbudzanie prądu elektrycznego.

Przy pomiarze grubości powłok metodą magnetyczną źródłem pola magnetycznego jest najczęściej magnes stały. Wartość wytworzonego pola zależy od grubości mierzonej powłoki (warstwy). Przetwornik grubościomierza stanowi otwarty obwód magnetyczny, który zamykany jest poprzez mierzoną powłokę i materiał podłoża. Powłoka (jeśli nie jest ferromagnetyczna), stanowi szczelinę w obwodzie magnetycznym przetwornik – obiekt pomiaru.

Stosowane są grubościomierze działające na zasadzie wyznaczania siły przyciągania magnetycznego lub zmiany strumienia magnetycznego. Wielkością pomiarową jest natężenie pola magnetycznego rozproszenia, mierzone najczęściej za pomocą hallotronu. Pomiary grubości powłok zazwyczaj przeprowadzane są kontaktowo.

2.3.2. Badania wizualne warstw

Badania wizualne należą do metod „badań powierzchniowych”. Umożliwiają one wykrycie powierzchniowych nieciągłości materiału. W wyniku wykonania badań wizualnych można określić długość i głębokość nieciągłości oraz wymiary małych obiektów w różnych kierunkach. W warstwach przeziernych możliwe jest również wykrycie defektów o charakterze punktowym (tzw. pinholi). Najczęściej polegają one na obserwacji okiem nieuzbrojonym jakości uzyskanej powłoki. Również poprzez porównanie z warstwą uznaną za wzorcową można ocenić czy obserwowana powłoka ma przepuszczalność światła większą czy też mniejszą od przyjętej za wzorcową. Metoda ta obarczona jest subiektywizmem oceny i może być wykorzystywana w ograniczonym zakresie.

Badania wizualne mogą być prowadzone w procesie wytwarzania bądź eksploatacji wyrobów. Mogą obejmować ocenę koloru obiektu najczęściej poprzez porównanie z wzornikiem kolorów. Warunki i zakres prowadzenia badań wizualnych określone są w odpowiednich normach [64].

W badaniach wizualnych może być wykorzystywany sprzęt typu: endoskopy, wideoskopy, zestawy wideoendoskopowe i wideoanalizatory. Koszt prowadzenia badań wizualnych, okiem nieuzbrojonym i z użyciem prostych urządzeń wspomagających (lusterek, lupki, oświetlaczy itp.) jest niewielki. W badaniach wizualnych bardzo istotne jest doświadczenie operatora. Prawdopodobieństwo wykrycia defektu w dużej mierze zależy od geometrii i wymiarów wady, jej położenia, kształtu, koloru i chropowatości powierzchni obiektu. Również kierunek natężenia światła w miejscu dokonywania oględzin obiektu, kierunku widzenia i odległości obserwacji. Znaczenie mają również warunki, w jakich są prowadzone badania oraz stan wzroku oceniającego i jego wiedza.

2.3.3. Optyczne metody badania struktury oraz defektów warstw

Optyczne metody badania warstw metalicznych polegają na pomiarze transmisji światła przechodzącego przez kontrolowaną warstwę. Ograniczeniem dla tej metody jest rodzaj materiału podłoża oraz rodzaj materiału warstwy i jej grubość. Podstawowym warunkiem jaki musi być spełniony jest to, by obiekt składający się z badanej warstwy wraz z podłożem był przepuszczalny dla wiązki światła. Wraz ze zwiększaniem grubości warstwy zmniejsza się ilość światła dochodzącego do czujnika pomiarowego. Pomiarów można porównywać tylko w obrębie warstw o identycznym składzie materiałowym, naniesionych na podłoże o tym samym, co porównywana próbka przepuszczalności optycznej i grubości.

W przypadku cienkich warstw metali, do określenia stałych optycznych można wykorzystać przybliżone wyrażenia podające związek pomiędzy stałymi dielektrycznymi ϵ_1 , ϵ_2 , a transmisją T , odbiciem R od strony warstwy i odbiciem R'' od strony podłoża. Dokładne wzory na T , R i R'' przedstawione są w pracach [40, 41, 96],

Pomiary optyczne wykorzystywane są również do pomiaru parametrów geometrycznych warstw (chropowatości powierzchni oraz grubości warstwy). Warunkiem pomiaru grubości warstwy jest możliwość określenia granicy pomiędzy górną a dolną jej powierzchnią. Przyrządy działające na zasadzie nieniszczącego pomiaru przekroju badanej warstwy za pomocą promienia świetlnego umożliwiają pomiar różnicy odległości powierzchni granicznych w zakresie od 1 do 60 μm . Najczęściej do pomiaru chropowatości powierzchni stosuje się podwójny mikroskop Linnika i podwójny mikroskop Schmaltza.

Do metod optycznych należą także **elipsometria** oraz metoda **interferencji Fiezu**. W **elipsometrii** wykorzystywane są zmiany stanu polaryzacji liniowo spolaryzowanej monochromatycznej wiązki światła, w wyniku jej odbicia od powierzchni obiektu. Przedmiotem oceny są parametry opisujące stan polaryzacji światła odbitego od powierzchni lub światła wnikającego przez granicę ośrodków do warstwy, a następnie załamane i odpowiednio odbitego do kolejnych ośrodków. Na granicy ośrodków o różniących się prędkościach rozchodzenia się światła następuje jego załamanie. Elipsometria stosowana jest do [64]:

- pomiaru grubości cienkich warstw;
- pomiarów właściwości optycznych materiałów litych i cienkowarstwowych;
- określenia stanu powierzchni obiektów;
- określenia stopnia zanieczyszczenia materiałów;
- badania zjawisk powierzchniowych, tj. badania uszkodzeń radiacyjnych i mechanicznych powierzchni cienkiej warstwy oraz badania dwójłomności optycznej występującej wskutek obecności naprężeń mechanicznych.

Elipsometria może być wykorzystywana do pomiaru niektórych właściwości fizycznych warstw. Najczęściej wymagane jest przeniesienie badanej próbki poza miejsce jej wytwarzania (pomiar *ex-situ*). Pomiar elipsometryczny mogą być wykonywane z użyciem światła widzialnego, jak również ultrafioletowego i podczerwonego. Źródłem światła mogą być lasery bądź żarówki ksenonowe.

Metoda **interferencyjna Fizeau** może być stosowana do pomiarów grubości powłok metalowych i innych powłok nieorganicznych. Polega na całkowitym rozpuszczeniu małego obszaru powłoki, bez naruszenia podłoża. Uformowany zostaje w ten sposób „stopień” pomiędzy powłoką a podłożem. Na odsłonięty fragment podłoża oraz powłokę nakładana jest warstwa odbijająca światło. Wysokość tak uformowanego „stopnia” jest mierzona przy wykorzystaniu interferometru o wielu (najczęściej dwu) wiązkach. Stosowane jest przy tym źródło światła monochromatycznego. Nakładanie wiązek światła zachodzi z użyciem lustra, stanowiącego płytkę odniesienia. Przy odpowiednim ustawieniu lustro (względem powierzchni obserwowanej) uzyskuje się prążki interferencyjne, mające postać równoległych linii. Mierzone jest przesunięcie pomiędzy prążkami i odległość między nimi. Dokładność pomiaru grubości powłok, w zakresie $0,002 \mu\text{m} \div 0,01 \mu\text{m}$, wynosi zwykle $\pm 0,001 \mu\text{m}$ [65].

2.3.4. Metody mikroskopowe pomiaru grubości warstw

Pomiar grubości powłok metodą mikroskopową polega na pomiarze przygotowanych próbek, z użyciem mikroskopów optycznych wyposażonych w skale i odpowiednio dobranych powiększeniach. Mikroskopy optyczne umożliwiają dokonywanie pomiarów z rozdzielczością pojedynczych mikrometrów i dokładnością ok. $\pm 10\%$.

Odmianą mikroskopu świetlnego jest mikroskop konfokalny, który daje większy kontrast i rozdzielczość obrazu. Umożliwia uzyskanie wysokiej jakości obrazów oraz rekonstrukcji obrazów w trzech wymiarach. W mikroskopii konfokalnej następuje usunięcie światła, które wpadło do obiektywu spoza płaszczyzny ogniskowania. Eliminuje się także wszelkie odbłyски, które nie pochodzą bezpośrednio z miejsca ogniskowania. Źródłem światła jest laser, a zastosowanie przesłony z małym otworem przed detektorem, odcina sygnał dochodzący spoza płaszczyzny ogniskowania, co znacznie powiększa kontrast i jakość uzyskanego obrazu. Grubość takiej płaszczyzny ogniskowania, a zatem rozdzielczość pionowa mikroskopu, jest zwykle zależna od soczewek obiektywu oraz od właściwości samej próbki. Technika mikroskopii konfokalnej znalazła szerokie zastosowanie w naukach biologicznych oraz w technice.

W elektronowym mikroskopie skaningowym (*SEM - Scanning Electron Microscope*) obraz uzyskiwany jest w wyniku „bombardowania” próbki wiązką elektronów skupionych na przedmiocie w postaci małej plamki. Wiązka omiata obserwowany obszar linia po linii. Detektor rejestruje elektrony odbite, przechodzące przez próbkę (pokrytą cienką warstwą złota) lub elektrony wtórne emitowane przez próbkę w wyniku pobudzenia próbki przez elektrony wiązki. Zdolność rozdzielcza mikroskopu elektronowego jest znacznie większa od mikroskopu optycznego i zależy głównie od wielkości plamki wiązki elektronowej na próbce. Tak samo jak w mikroskopie optycznym również w mikroskopie elektronowym, poza ograniczeniem technicznym (dokładność wykonania układu) istnieje ograniczenie fizyczne ograniczające zdolność rozdzielczą wynikające z dyfrakcji fali de Broglie'a elektronów. Metoda mikroskopowa z wykorzystaniem mikroskopu skaningowego (SEM) pozwala na uzyskanie rozdzielczości pomiaru grubości powłok w zakresie ok. 50 nm.

2.3.5. Metoda penetracyjna

Zasada prowadzenia badań metodą penetracyjną oparta jest na wnikanii, penetratora (cieczy o małym napięciu powierzchniowym, odpowiedniej lepkości i zwilżalności) do cienkich nieciągłości, które stanowią kapilary i tworzeniu wskazań nieciągłości dzięki oddziaływaniu wywoływacza z penetratorem. Prowadzenie badań penetracyjnych polega na stosowaniu dwóch podstawowych materiałów: penetratora i wywoływacza. Penetrant ma za zadanie wnikać do nieciągłości, a wywoływacz najczęściej stanowi środek kontrastujący. Istotą metody penetracyjnej jest tworzenie wskazań nieciągłości, bezpośrednio na powierzchni obiektów [64].

Metoda penetracyjna nie znajduje zastosowania w badaniach cienkich warstw nanoszonych na podłoża szklane.

2.3.6. Metoda radiologiczna

Badania prowadzone metodą radiologiczną polegają na naświetlaniu obiektów promieniowaniem jonizującym, najczęściej promieniowaniem rentgenowskim lub promieniowaniem gamma. Metoda radiologiczna stosowana jest do badania materiałów w [64]:

- defektoskopii obiektów;
- pomiarach grubości, w tym grubości powłok;
- wykrywaniu korozji;
- mikrodefektoskopii materiałowej;
- mikroskopii;
- do określania składu chemicznego materiałów.

Badanie obiektów metodą radiologiczną oparte jest na wykorzystaniu zdolności przenikania promieniowania przez te obiekty i wykrywaniu różnic w tłumieniu przez poszczególne elementy tych obiektów [65].

Przy pomiarach grubości powłok, z wykorzystaniem metod radiometrycznych, mierzy się tzw. masę powierzchniową (gramaturę). Radiometryczne warstwomierze do powłok mogą być uważane za mierniki grubości powłok w przypadku, gdy znana jest liczba atomowa oraz gęstość mierzonych materiałów lub gdy warstwomierze skalowane są z użyciem wzorców powłok wykonanych z materiałów o liczbie atomowej i gęstości identycznej jak materiał mierzony. Wynik pomiaru grubości powłoki podawany jest w jednostkach grubości lub w jednostkach masy powierzchniowej².

2.3.7. Metoda ultradźwiękowa

Ultradźwięki znajdują zastosowanie przy nieniszczących badaniach materiałów (defektoskopia, wyznaczanie stałych materiałowych), w pomiarach grubości i odległości (m.in. echosondy, hydrolokatory), skutecznie konkurują z promieniami Roentgena w medycynie (ultrasonografia), umożliwiają pomiar przepływu itp. Większość pomiarów wykorzystujących ultradźwięki sprowadza się do pomiaru czasu upływającego między momentem generacji impulsu ultradźwiękowego przez głowicę nadawczą a momentem odbioru impulsu odbitego (metoda echa). Znane są też inne metody, np. metoda cienia polegająca na pomiarze natężenia fali ultradźwiękowej, wykorzystanie efektów Dopplera, lub metoda rezonansowa.

Metoda ultradźwiękowa nie znajduje zastosowania w badaniach cienkich warstw nanoszonych na podłoża szklane.

2.3.8. Metoda kulometryczna

Kulometria jest zespołem metod pomiarowych, opartych na zastosowaniu praw elektrolizy Faradaya. Należy do metod uszkadzających mierzony obiekt. W badaniach warstw najczęściej wykorzystywana jest do pomiaru ich grubości. Kulometr (*woltoametr*) jest urządzeniem służącym do pomiaru średniego natężenia prądu stałego. Jego podstawowym elementem jest pojemnik, w którym przebiega elektroliza. Konstrukcja kulometru umożliwia pomiar ilości produktów elektrolizy. Na podstawie praw elektrolizy Faradaya możliwe jest obliczenie wartości ładunku elektrycznego, który przepłynął przez kulometr. Dzieląc tę wielkość przez czas, można określić natężenie prądu.

Metoda kulometryczna pomiaru grubości powłok polega na usuwaniu (tzw. anodowym roztrawianiu) metalowej powłoki, o określonej powierzchni, naniesionej na metalowe lub

² Masa powierzchniowa (gramatura) jest to iloczyn gęstości materiału i jego grubości.

niemetalowe podłoże. Roztworzenie jest przeprowadzane przy użyciu roztworu elektrolitu o odpowiednio dobranym składzie z wykorzystaniem prądu elektrycznego. Natężenie stosowanego prądu elektrycznego jest proporcjonalne do masy metalu, jaki ma być rozpuszczony. Grubość powłoki wyznacza się z zależności:

$$g = \frac{E \cdot I \cdot \gamma \cdot t}{A \cdot \rho} \quad (2.11)$$

przy czym: E – równoważnik elektrochemiczny materiału powłoki, I – natężenie prądu, γ – przewodność, t – czasem przepływu prądu.

Metoda kulometryczna jest stosowana do pomiaru grubości prawie wszystkich powłok metalowych, nałożonych na podłoże metalowe lub niemetalowe. Wykorzystywana jest do pomiaru grubości pojedynczych oraz wielowarstwowych powłok metalowych. Metoda kulometryczna może stanowić metodę odniesienia dla innych metod np. prądów wirowych.

2.3.9. Metody profilometryczne pomiaru grubości warstw oraz chropowatości ich powierzchni

Metoda profilometryczna jest wykorzystywana w pomiarach miejscowej grubości powłok jedno- lub wielowarstwowych. Zasada pomiaru chropowatości powierzchni polega na odtworzeniu profilu powierzchni przez ostrze wzorcujące, które przemieszcza się stykowo po badanej powierzchni wzdłuż określonego odcinka pomiarowego. Ostrze wzorcujące prowadzone jest przez ślizgacz i związane jest z przetwornikiem (mechanicznym, pneumatycznym lub mechaniczno-elektrycznym), tworząc łącznie głowicę pomiarową. W celu uzyskania wiernego odwzorowania profilu, ostrze wzorcujące powinno mieć bardzo mały promień zaokrąglenia oraz minimalny nacisk pomiarowy. Urządzenia tego typu określa się nazwą profilografometru lub profilometru.

Pomiaru grubości warstwy dokonuje się poprzez wyznaczenie różnicy odległości pomiędzy górną granicą warstwy a jej podłożem. W przypadku cienkich warstw uzyskiwanych w technikach jonowych, w celu wyznaczenia ich grubości konieczne jest zabezpieczenie części powierzchni przed naniesieniem warstwy.

Konstruowane obecnie profilometry zawierają mikroprocesory oraz rozbudowane oprogramowanie umożliwiające przeprowadzenie analiz statystycznych, wizualizację stanu badanej powierzchni itp.

2.3.10. Metoda wagowa grubości warstw

Pomiary grubości powłok metodami wagowymi (całkowitego rozpuszczenia) polegają na chemicznym rozpuszczeniu powłok metalowych i na pomiarze ubytku masy z odpowiednio wybranej powierzchni, z użyciem wag analitycznych. Metody te pozwalają na określenie średniej grubości powłok jednowarstwowych. Metody wagowe są stosowane do pomiaru grubości powłok konwersyjnych (fosforanowych na podłożach z żelaza i ze stali, cynku i kadmu, aluminium i jego stopów). Dokładność pomiaru powinna wynosić co najmniej 5%. W celu uzyskania takiej dokładności konieczny jest pomiar powierzchni próbek pomiarowych, z dokładnością co najmniej 1%. Ogólne wytyczne odnośnie pomiarów grubości powłok zawarto w normie PN-EN ISO 2064: 1997.

2.4. Porównanie omówionych metod pomiarowych

Część z omówionych w rozdziale 2 metod nie znajduje zastosowania do badania pożądaných właściwości cienkich warstw przewodzących (uzyskiwanych techniką napyłania magnetronowego) ze względu na zasadę działania, niektóre ze względu na zakres mierzonych wielkości, inne zaś ze względu na czynniki ekonomiczne.

Metody magnetyczna, elektromagnetyczna, prądów wirowych oraz spadku potencjału polegają na użyciu i pomiarze parametrów odpowiednio wytworzonego pola magnetycznego lub na pomiarze wybranych parametrów czujnika pomiarowego. Warstwomierze³ pracujące z wykorzystaniem metod magnetycznych i elektromagnetycznych, różnią się:

- rodzajem wzbudzenia (rodzajem pól magnetycznych);
- częstotliwością pola wzbudzającego;
- wielkością wyjściową (wielkościami wyjściowymi);
- stosowanymi przetwornikami;
- parametrami uzyskiwanych wielkości wyjściowych.

Pomiary grubości powłok, z wykorzystaniem większości metod opisanych w rozdziale 2 są pomiarami względnymi i najczęściej wykorzystywanymi jako porównawcze. Przed przystąpieniem do pomiarów zazwyczaj konieczne jest każdorazowe wzorcowanie użytych przyrządów. W większości przypadków wzorcowanie jest dwupunktowe: dla początku oraz końca zakresu pomiarowego. Czasem wykonuje się wzorcowanie wielopunktowe.

Przystępując do wyboru metody oraz wyposażenia stanowiska pomiarowego należy uwzględnić następujące uwagi:

- nie ma uniwersalnej metody badań, zarówno ze względu na rodzaj obiektu, jego materiału, jak również defektów i właściwości metrologicznej podlegającej ocenie;
- w celu uzyskania pełnej informacji metrologicznej najlepiej jest prowadzić badania różnymi metodami, z różnych powierzchni obiektów, przy różnych parametrach badania. Należy wtedy jednak liczyć się ze wzrostem kosztów prowadzenia badań;
- poszczególne metody pomiarowe są przydatne do badania obiektów określonego rodzaju, wykonanych z określonych materiałów, uzyskiwania pożądaných czułości wykrywania wielkości mierzonej itp.;
- poszczególne metody badań charakteryzują się odmiennymi rodzajami informacji, jakie mogą być uzyskane w wyniku prowadzenia pomiarów kontrolnych;
- konieczne jest posiadanie wzorców wyróżnianych wielkości, które możliwie najlepiej odwzorowują badaną wielkość;
- wzorce są wykorzystywane do opracowywania istotnych elementów procedur badań (w tym do doboru aparatury oraz nastaw) i sprawdzania poprawności procedur, systemów, urządzeń do badań, w tym jakości środków do badań i ustawiania parametrów badań.

Procedura badań oraz wybór wyposażenia wynika z zastosowanej koncepcji badawczej. Wyposażenie musi być okresowo wzorcowane lub sprawdzane, zgodnie z obowiązującymi przepisami. Okres pomiędzy kolejnymi sprawdzeniami jest różny i zależy od rodzaju sprawdzenia [48].

Zgodnie z wymogami współczesnych technologii, ocenie podlega najczęściej wykrywanie niezgodności wyróżnionych parametrów badanych obiektów z warunkami technicznymi odbioru, w tym z wymaganiami uzgodnionymi z odbiorcą. Formułowanie kryteriów akceptacji parametrów (właściwości) różnych obiektów należy do inżynierów projektantów, ekspertów z dziedziny materiałoznawstwa oraz inżynierów odpowiedzialnych za warunki eksploatacji

³ Taką nazwą określa się mierniki grubości warstw wykorzystujące metody elektromagnetyczne

wyrobów. Konieczna jest również ścisła współpraca z personelem wykonującym badania kontrolne.

Analiza poszczególnych metod pomiarowych prowadzi do wniosków, że do kontroli cienkich warstw uzyskiwanych w procesie magnetronowego napyłania możliwe jest wykorzystanie takich technik pomiarowych jak:

- ocena wizualna;
- metody optyczne,
 - pomiar przepuszczalności optycznej warstw;
 - elipsometria;
 - interferencja Fizeau;
- pomiar grubości warstwy z wykorzystaniem profilometru lub mikroskopu (np. konfokalnego lub elektronowego);
- pomiar przewodności elektrycznej warstwy;
- metody rentgenograficzne.

Takie metody jak: ultradźwiękowa, magnetyczna, kulometryczna, wagowa, penetracyjna ze względu na zasadę działania nie znajdują zastosowania do badania warstw, które są przedmiotem tej rozprawy doktorskiej.

Metoda **magnetyczna** nie znajduje zastosowania, gdyż wymaga aby podłoże lub badana warstwa miały właściwości magnetyczne. Warstwy uzyskiwane technikami jonowymi przeważnie są dia lub paramagnetykami.

Metoda **ultradźwiękowa** nie znajduje zastosowania ze względu na małą grubość warstw. Możliwość wykorzystania metody ultradźwiękowej do badania obiektów, ogranicza się do tych, których wymiary geometryczne są wielokrotnie większe od długości fali ultradźwiękowej. Wymiary warstw, których dotyczy praca, są wielokrotnie mniejsze od długości fali ultradźwiękowej i z tego powodu tych metod nie można wykorzystać do pomiaru ich grubości, bądź właściwości fizycznych.

Metoda **penetracyjna** nie znajduje zastosowania, gdyż przedmiotem badań nie są defekty struktury o charakterze rys powierzchniowych. Ponadto ze względu na małą grubość warstwy penetrator nie jest w stanie wnikać w strukturę powierzchni, a jego zastosowanie powodowałoby zabrudzenie warstwy.

Metody **kulometryczna** i **wagowa** nie nadają się do zastosowania w odniesieniu do warstw ze stali chromoniklowej (np. 1H18N9T), gdyż tego typu materiał nie podaje się wytrawianiu elektrolitycznemu bądź chemicznemu. Ponadto masa substancji warstwy jest na tyle mała, że jej pomiar obciążony byłoby zbyt dużym błędem.

Również metoda **interferencji Fizeau** wymaga utworzenia „stopnia” pomiędzy warstwą a podłożem. Ze względu na materiał warstwy wytrawienie takiego stopnia możliwe jest tylko w odniesieniu do niektórych warstw (np. miedź, mosiądz itp.). Dla warstw chromoniklowych taki stopień wymagałby zamaskowania części próbki, a następnie naniesienia warstw. Z tego względu metoda jest uciążliwa, a jej zastosowanie zasadne jest jedynie jako metody referencyjnej i stosowanej w celu weryfikacji wyników uzyskiwanych innymi metodami.

Ze względu na stopień skomplikowania badań (związany z koniecznością przygotowania próbki) a także wysoką ceną aparatury, takie techniki pomiarowe jak: pomiar grubości warstwy z wykorzystaniem profilometru, mikroskopu elektronowego lub konfokalnego nie mają racjonalnego uzasadnienia dla metody wykorzystywanej w charakterze przemysłowego systemu pomiarowego. Ponadto w pomiarach z wykorzystaniem profilometrów mechanicznych, koniecznym jest zapewnienie niskiego poziomu drgań podłoża profilometru, co w przypadku usytuowania przyrządu w pobliżu potokowej linii magnetronowej jest warunkiem trudnym do spełnienia (duża ilość pomp próżniowych i silników o dużej mocy).

Również metody pomiarowe wykorzystujące promieniowanie jonizujące zaliczają się do drogich oraz skomplikowanych. Metody radiologiczne są kosztowne zarówno w aplikacji, jak i użytkowaniu. Promieniowanie rentgenowskie oraz promieniowanie γ posiadają ponadto szereg wad, z których najważniejsze to szkodliwy wpływ na organizmy żywe, a więc zagrożenie dla operatorów i osób znajdujących się w pobliżu miejsca badań. Wykorzystywanie ich w warunkach przemysłowych wiąże się z koniecznością spełnienia szeregu wymogów prawnych. Natomiast czas realizacji pomiarów (oraz analizy) z wykorzystaniem tych metod ogranicza możliwości ich wykorzystania w pomiarach realizowanych na linii produkcyjnej (*on-line*).

Spośród omówionych w rozdziale drugim metod pomiarowych do tych, które mogą znaleźć praktyczne zastosowanie w badaniach cienkich warstw uzyskiwanych technikami jonowymi zaliczyć można:

- ocenę wizualną;
- pomiar przewodności elektrycznej warstwy;
 - o metodą spadku potencjału;
 - o metodą prądów wirowych;
- pomiar przepuszczalności optycznej warstw.

Warto zauważyć, że choć metoda spadku potencjału zaliczana jest do grupy metod nieniszczących, to jednak w przypadku delikatnych warstw, elektrody stykowe mogą być przyczyną uszkodzeń badanych powierzchni. Ponadto realizacja pomiarów właściwości elektrycznych obiektów będących w ruchu jest w tej metodzie trudna do praktycznej realizacji. Takich wad nie ma metoda prądów wirowych. Metoda spadku potencjału posiada również wady w postaci wpływu zmian rezystancji powstałej w wyniku utlenienia się górnej powierzchni warstwy przewodzącej na wynik pomiaru. Wpływ ten szczególnie uwidacznia się w przypadku pomiarów z wykorzystaniem sondy dwupunktowej. Pomiar rezystancji powierzchniowej wymaga przyjęcia współczynnika uwzględniającego rozptył prądów w warstwie pomiędzy elektrodami pomiarowymi na uzyskany wynik pomiaru.

Obecnie coraz szerszego znaczenia nabierają tzw. badania kompleksowe. Obiekty podlegające kontroli badane są za pomocą kilku, wzajemnie uzupełniających się metod. Systemy badań kompleksowych są najczęściej systemami specjalistycznymi, które opracowuje się do badań właściwości określonej klasy obiektów. Kompleksowa kontrola jakości obiektów, za pomocą technik z grupy badań nieniszczących, jest coraz częściej wykorzystywana w różnych etapach produkcji. Rekonstrukcja obrazów nieciągłości, w badaniach metodą prądów wirowych, coraz częściej odbywa się za pomocą wieloprzetwornikowych głowic mozaikowych i metody MOI (*ang. magneto optic imager*).

W rozdziale 2 dokonano przeglądu najczęściej stosowanych metod służących do pomiaru właściwości oraz parametrów eksploatacyjnych warstw i powłok przewodzących. Podrozdział 2.2 omawia metody umożliwiające pomiar konduktywności warstwy, które zostały wykorzystane do realizacji pomiarów zaprezentowanych w pracy. Należą do nich metoda spadku potencjału oraz metoda prądów wirowych.

W podrozdziale 2.3 zaprezentowano pozostałe metody wykorzystywane do kontroli różnego typu parametrów eksploatacyjnych warstw i powłok. Omówiono takie metody jak: optyczna, radiometryczna, ultradźwiękowa, magnetyczna, kulometryczna, W podrozdziale 2.4 porównano omówione metody, wyszczególniając ich zalety i wady oraz możliwość wykorzystania w pomiarach cienkich warstw przewodzących.

Rozdział III. Pomiary konduktywności warstw metodą prądów wirowych

3.1. Elektryczne właściwości warstw przewodzących

Efekt przewodnictwa elektrycznego najczęściej wyjaśniany jest w oparciu o teorię elektronów swobodnych. Przewodnictwo elektryczne materiału zależy przede wszystkim od prawdopodobieństwa pojawienia się w nim swobodnych nośników prądu, takich jak elektrony, dziury czy też jony obydwu znaków. Duża gęstość stanów energetycznych powyżej energii Fermiego umożliwia swobodny ruch elektronów w całej objętości metalu.

Prawdopodobieństwo rozpraszania elektronów zależy od temperatury materiału, a wraz z jej wzrostem zwiększeniu ulega amplituda drgań jonów w węzłach sieci krystalicznej materiału. Zwiększa się zatem fluktuacja potencjału sieciowego.

Czyste metale wykazują prawidłową budowę krystaliczną i charakteryzują się małą rezystywnością. Zgodnie z prawem Matthiessena całkowitą rezystywność ρ metalu można zapisać jako [95, 126]:

$$\rho(T) = \rho_r + \rho_i(T) + \rho_H(T) + \rho_l(T) + \rho_{vir}(T) \quad (3.1)$$

gdzie: ρ_r – rezystywność resztkowa, $\rho_i(T)$ – składowa oddziaływania elektron-fonon, $\rho_H(T)$ – tzw. magnetorezystancja związana efektem Halla, $\rho_l(T)$ – rezystywność związana z tzw. efektem rozmiarowym (spotyka się również nazwę efektu wymiarowego), $\rho_{vir}(T)$ – składowa wynikająca z efektu naskórkowości i prądów wirowych.

Składnik $\rho_l(T)$ występuje, gdy jeden z wymiarów geometrycznych przewodnika jest porównywalny ze średnią drogą elektronów. Dla takiego przypadku wzrost rezystywności jest odwrotnie proporcjonalny do najmniejszego wymiaru przewodnika. Ten efekt w sposób istotny wpływa na rezystancję warstw cienkich. Analiza pozostałych czynników wpływających na rezystywność przewodników zaprezentowano np. w pracy [95].

Obce atomy wprowadzone do struktury metalu, ze względu na inną konfigurację na ostatnich powłokach, wywołują lokalne zakłócenia potencjału sieciowego, a więc działają jak centra rozpraszania elektronów poruszających się pod wpływem zewnętrznego pola elektrycznego. Podobne efekty wywołują puste miejsca w węzłach sieci krystalicznej. Centra rozpraszania drgań o natężeniu $n_{dr} = rT$ i odpowiadającej im konduktywności γ_{dr} , defekty (n_d, γ_d) oraz zanieczyszczenia (n_z, γ_z) skracają drogę swobodną elektronów, co prowadzi do wzrostu rezystywności metalu, zgodnie z zależnością [126]:

$$\rho = \frac{1}{\gamma} = \frac{m^* \cdot v_f}{ne^2} (rT\gamma_{dr} + n_d\gamma_d + n_z\gamma_z) \quad (3.2)$$

gdzie: m^* - masa skuteczna elektronu, v_f – prędkość Fermiego, r – współczynnik proporcjonalności natężenia drgań sieci do temperatury bezwzględnej T .

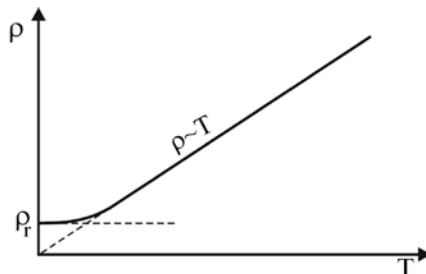
Obce atomy metalu oraz wakanse w sieci krystalicznej są defektami punktowymi. Centrami rozpraszania mogą być także innego rodzaju defekty, jak: dyslokacje, granice ziaren oraz same nośniki prądu – elektrony, których ruch na skutek rozpraszania na innych centrach nie jest uporządkowany. Również deformacja plastyczna powoduje zniekształcenie siatki krystalicznej, a tym samym wzrost rezystywności metalu. Przy rekrytalizacji poprzez wyżarzanie rezystywność powiększona wskutek obróbki plastycznej może być z powrotem obniżona do początkowej wartości.

Koncentracja defektów struktury metalu (w tym także punktowych) jest słabo zależna od temperatury, stąd temperaturowa zależność przewodnictwa elektrycznego metali jest głównie zdeterminowana rozpraszaniem fononowym. Typową zależność rezystywności metalu w funkcji temperatury przedstawia rys. 3.1.

W przedziale temperatur -30°C do 150°C dla większości metali zależność rezystancji od temperatury można uznać za liniową, dla której słuszne jest równanie [51, 70]:

$$R_k = R_p [1 + \alpha_t (T_k - T_p)] \quad (3.3)$$

gdzie: R_k – jest rezystancją w temperaturze końcowej T_k ; R_p – rezystancja w temperaturze początkowej T_p ; α_t - temperaturowy współczynnik rezystancji (TWR) określający względną zmianę rezystancji wywołaną zmianą temperatury o 1K.



Rys. 3.1. Zależność rezystywności metalu od temperatury

Metale oraz ich stopy mają dodatni współczynnik temperaturowy TWR. Za materiały przewodzące przyjęło się uważać takie, których wartość konduktywności γ , mierzona w temperaturze 20°C , jest większa od 10^6 S/m. Odpowiada to rezystywności ρ równej 10^{-4} $\Omega\cdot\text{cm}$ lub mniejszej [50]. Konduktywność metalu w dużym stopniu uzależniona jest od jego rodzaju, struktury, temperatury oraz udziału w nim zanieczyszczeń. Stopy zazwyczaj charakteryzują się mniejszą konduktywnością niżby to wynikało z konduktywności materiałów wchodzących w ich skład.

Tabela. 3.1. Właściwości fizyczne metali i stopów wykorzystywanych w badaniach [50,119]

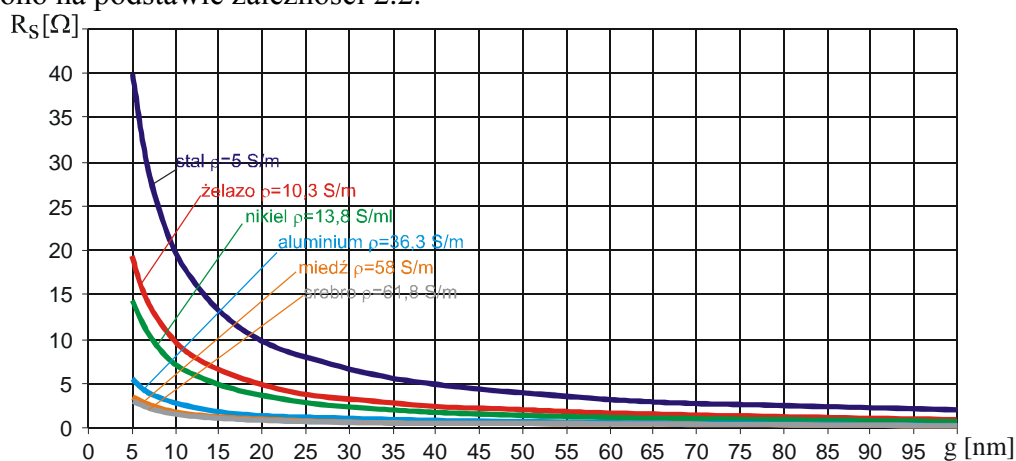
Metal	symbol chemiczny	gęstość g/cm^3	ciepło właściwe $10^2 \text{ J/(kg}\cdot\text{K)}$	$\gamma_{20^{\circ}\text{C}}$ $\text{m}/\Omega\cdot\text{mm}^2$	$\rho_{20^{\circ}\text{C}}$ $\Omega\cdot\text{mm}^2/\text{m}$	α K^{-1}
Aluminium	Al	2,7	8,918	36,3	0,02278	0,0041
Miedź	Cu	8,89	3,894	58,0	0,01724	0,0039
Nikiel	Ni	8,9	4,396	13,8	0,0723	0,0061
Srebro	Ag	10,5	2,345	61,8	0,0162	0,0036
Złoto	Au	19,3	1,340	48,7	0,021	0,0040
Żelazo	Fe	7,86	4,606	10,3	0,097	0,0057

Przewodność elektryczna metalicznych warstw cienkich otrzymywanych metodami próżniowymi różni się od przewodności materiału litego, z którego warstwy zostały wytworzone. Jest to związane ze strukturą uzyskiwanych tą technologią warstw zależną od takich czynników jak: szybkość nanoszenia materiału warstwy, temperatura podłoża, rodzaj podłoża, warunki w komorze technologicznej (parametry próżni) itp. [132]. Jeszcze inaczej zachowują się struktury wielowarstwowe. Rentgenogramy oraz zdjęcia z mikroskopu elektronowego TEM układów wielowarstwowych Cu/Ni pokazują, że warstwy naniesione technikami jonowymi mają strukturę drobnokrystaliczną i istnieją w nich odrębne składniki Cu i Ni. Badania prowadzone w Katedrze Elektroniki AGH wykazały, że po wygrzaniu próżniowym w temperaturze 773 K w czasie od 2 do 6 godzin, na drodze dyfuzji powstaje materiał stopowy CuNi i następuje wzrost ziaren. Układy wielowarstwowe Cu/Ni na podłożach z ceramiki alundowej Rubalit 710 (CeramTec) charakteryzowały się bardzo dobrą adhezją warstwy o grubościach dochodzących nawet do 1000 nm. Dodatkowo cechowały się, podobnie jak materiały lite stopu CuNi, dobrą lutownością niskotemperaturowymi stopami SnPb.

Tabela. 3.2. Typowe parametry materiałów otrzymywanych rozpylaniem magnetronowym z prędkościami nanoszenia od 0,5 do 0,9 nm/s, bezpośrednio po napyleniu i po wygrzaniu w temperaturze 773 K przez 6 godzin [132].

Skład warstwy	rezystywność ρ [$\Omega\cdot\text{cm}$]	
	po naniesieniu	po wygrzaniu
Miedź	0,0288	0,0143
Nikiel	0,053	0,056
Chrom	0,118	0,11
Konstantan	0,113	0,0808
Nichrom	0,184	0,199
wielowarstwowa Cu/Ni (50% obj. Cu i Ni)	0,0384	0,08
wielowarstwowa Cu/Ni (55% obj. Ni i 45% Cu)	0,094	0,179

Typowe właściwości elektryczne materiałów uzyskanych z układów wielowarstwowych Cu/Ni zawierają się w zakresie 0,4 do 10 [Ω/\square] oraz 2 do 100 [Ω/\square] Ni/Cr. Badania warstw uzyskiwanych metodą rozpylania jonowego wskazują na występowanie efektu rozmiarowego polegającego na zwiększaniu się rezystywności tejże warstwy wraz ze zmniejszaniem jej grubości. Na rys. 3.2 przedstawiono zależność rezystancji powierzchniowej warstw metalicznych o różnych konduktywnościach w funkcji ich grubości. Charakterystykę wyznaczono na podstawie zależności 2.2.



Rys. 3.2. Zależność rezystancji powierzchniowej warstwy w funkcji jej grubości

Powłoki uzyskiwane w procesach jonowego rozpylania metali charakteryzują się większymi rezystancjami (ze względu na defekty sieci krystalicznej oraz zjawisko rozmiarowe), niżby to wynikało z przewodności właściwej czystego materiału.

3.2. Teoretyczne podstawy działania przetworników pomiarowych wykorzystujących zjawisko prądów wirowych

Istotą metod pomiarowych określaną ogólną nazwą „wiroprądowe” jest wykorzystanie zjawiska wzbudzenia w przewodzącym obiekcie (np. warstwie) prądów wirowych w celu wywołania zjawisk fizycznych umożliwiających wykrycie np. wad strukturalnych lub wyznaczenie wybranych wielkości elektrycznych bądź geometrycznych tego obiektu. Metoda wykorzystywana jest m.in. do wykrywania wad materiałowych w tzw. defektoskopii wiroprowej. Wyznaczenie mierzonych parametrów obiektu odbywa się w sposób pośredni, poprzez przetworzenie wyników pomiarów impedancji wzbudzającego prądu wirowe czujnika indukcyjnego (cewki pomiarowej) lub pomiaru napięcia indukowanego w cewce odbiorczej.

Prądy wirowe powstają w obiektach przewodzących prąd elektryczny dzięki zjawisku indukcji elektromagnetycznej. Polega ono na wzbudzaniu prądów w zamkniętym przewodzącym obwodzie, pod wpływem oddziaływania przemiennego strumienia magnetycznego obejmującego badany obiekt. Podstawą wyznaczania właściwości materiałowych obiektu jest funkcyjna zależność konduktancji obwodu wiodącego prądy wirowe od zmiany zespolonej wartości zmierzonego napięcia lub wyznaczonej impedancji. Metodą prądów wirowych można wyznaczać również grubość powłoki nieprzewodzącej znajdującej się na przewodzącym obiekcie (np. powłoce lakierniczej), poprzez powiązanie grubości powłoki ze zmianą mierzonego parametru (napięcia lub impedancji). Najczęściej wykorzystuje się do tego celu woltomierze wektorowe, analizatory sieciowe, mostki prądu przemiennego oraz metody oscylacyjne (oscylometryczne).

3.2.1. Podstawowe zależności opisujące pole magnetyczne

Rozwiązywanie zagadnień dotyczących pola elektromagnetycznego w środowisku nieruchomym, izotropowym, liniowym i jednorodnym związane jest równaniami, które można przedstawić w postaci [52]:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \gamma \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (3.4a)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (3.4.b)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{E} = \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (3.4.c)$$

$$\operatorname{div} \mu \mathbf{H} = 0 \quad (3.4d)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{J} = -\mu \frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (3.4.e)$$

przy czym funkcje \mathbf{E} i \mathbf{H} są zależnymi od czasu wektorowymi funkcjami punktu w przestrzeni trójwymiarowej. Układ równań w przyjętym obszarze ma nieskończenie wiele rozwiązań. Aby można było określić rozwiązanie w sposób jednoznaczny należy przyjąć warunki dodatkowe zwane ogólnie warunkami granicznymi. Pierwsze dwa są równaniami sformułowanymi przez Maxwella, kolejne z nich charakteryzują właściwości pola elektromagnetycznego. Równania te można również zapisać w postaci wektorowych równań falowych.

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = \frac{1}{\varepsilon} \operatorname{grad} \rho + \gamma \mu \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = \mathbf{F} \quad (3.5)$$

Przyjmując, że funkcja wektorowa \mathbf{F} jest znana, równanie (3.5) nazywa się równaniem falowym. W wyniku przekształceń równań (3.4a ÷ 3.4e) otrzymuje się wektorowe równanie falowe funkcji wektorowej \mathbf{H} .

$$\nabla^2 \mathbf{H} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} = \gamma \mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (3.6)$$

Rozwiązanie równań (3.5) i (3.6) w sposób bezpośredni jest skomplikowane i wymaga użycia zaawansowanego aparatu matematycznego. Pewnym ułatwieniem jest wprowadzenie funkcji potencjału wektorowego \mathbf{A} oraz potencjału skalarnego φ .

Ponieważ natężenie pola magnetycznego \mathbf{H} można przedstawić za pomocą wzoru:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \mathbf{A} \quad (3.7)$$

a natężenie pola elektrycznego \mathbf{E} jako:

$$\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\operatorname{grad} \varphi \quad (3.8)$$

wtedy, po wprowadzeniu upraszczającego warunku Lorentza

$$\operatorname{div} \mathbf{A} = -\mu\varepsilon \frac{\partial \varphi}{\partial t} \quad (3.9)$$

podstawowe równania (3.4) można zapisać w postaci niejednorodnego równania falowego potencjału wektorowego:

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} = -\mu \mathbf{J} \quad (3.10)$$

oraz niejednorodnego równania falowego potencjału skalarnego:

$$\nabla^2 \varphi - \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad (3.11)$$

Rozwiązaniem równań (3.10) i (3.11) są odpowiednio zależności:

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \frac{\mathbf{J}}{a} dV \quad (3.12)$$

$$\varphi = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int_V \frac{\rho}{a} dV \quad (3.13)$$

W dziedzinie liczb zespolonych, dla harmonicznego pola elektromagnetycznego (wektory charakteryzujące to pole są wielkościami sinusoidalnie zmiennymi w czasie), zespolony potencjał wektorowy można zapisać w postaci:

$$\underline{\mathbf{A}} = \mathbf{1}_x \underline{A}_x + \mathbf{1}_y \underline{A}_y + \mathbf{1}_z \underline{A}_z \quad (3.14a)$$

gdzie (dla φ oznaczającego przesunięcie fazowe)

$$\begin{aligned} \underline{A}_x &= A_x e^{j\varphi_x} \\ \underline{A}_y &= A_y e^{j\varphi_y} \\ \underline{A}_z &= A_z e^{j\varphi_z} \end{aligned} \quad (3.14b)$$

Wartość chwilową potencjału wektorowego \mathbf{A} przedstawia równanie:

$$\mathbf{A}_t = \operatorname{Im}[\underline{\mathbf{A}} \sqrt{2} e^{j\omega t}] \quad (3.14c)$$

Wprowadzenie pojęcia zespolonego potencjału wektorowego znacząco upraszcza analizę harmonicznych pól elektromagnetycznych. Równania (3.14) odnoszą się do kartezjańskiego układu współrzędnych, ale analogiczny zapis można podać również dla współrzędnych cylindrycznych.

Równania Maxwella w postaci zespolonej, dla obszaru w którym znajduje się ładunek przestrzenny o gęstości objętościowej $\underline{\rho}$ z uwzględnieniem prądu o gęstości $\underline{\mathbf{J}}$ (wymuszonego przez czynniki zewnętrzne), otrzymują postać:

$$\operatorname{rot} \underline{\mathbf{H}} = (\gamma + j\omega\varepsilon) \underline{\mathbf{E}} + \underline{\mathbf{J}} \quad (3.15)$$

$$\operatorname{rot} \underline{\mathbf{E}} = -j\omega\mu \underline{\mathbf{H}} \quad (3.16)$$

Ponieważ

$$\underline{\mathbf{B}} = \mu \underline{\mathbf{H}} = \operatorname{rot} \underline{\mathbf{A}} \quad (3.17)$$

stąd po przekształceniach uzyskuje się niejednorodne wektorowe równanie Helmholtza w postaci zespolonej:

$$\nabla^2 \underline{\mathbf{A}} - k^2 \underline{\mathbf{A}} = -\mu \underline{\mathbf{J}} \quad (3.18)$$

oraz niejednorodne skalarnie równanie Helmholtza w postaci zespolonej:

$$\nabla^2 \underline{\varphi} - k^2 \underline{\varphi} = -\frac{\underline{\rho}}{\varepsilon} \quad (3.19)$$

przy czym czynnik

$$k = \sqrt{j\omega\mu(\gamma + j\omega\varepsilon)} = \alpha + j\beta \quad (3.20)$$

nazywa się stałą propagacji. Część rzeczywistą stałej propagacji α nazywa się stałą tłumienia, a część urojoną β – stałą fazową.

Rozwiązaniem równań Helmholtza (3.18) i (3.19) są funkcje:

$$\underline{\mathbf{A}}(M) = \int_V \frac{\mu \underline{\mathbf{J}}(N) e^{-k \cdot a}}{4\pi a} dV \quad (3.21)$$

$$\underline{\varphi}(M) = \int_V \frac{\rho(N) e^{-k \cdot a}}{4\pi \varepsilon a} dV \quad (3.22)$$

gdzie M oraz N oznaczają odpowiednio punkt obserwacji i punkt źródłowy.

W środowisku nieprzewodzącym ($\gamma \approx 0$) współczynnik k upraszcza się do postaci:

$$k = \sqrt{j\omega\mu(\gamma + j\omega\varepsilon)} \Big|_{\gamma \approx 0} = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon} \quad (3.23)$$

Nie występuje tu tłumienie sygnału, a jedynie przesunięcie fazowe zależne od częstotliwości fali elektromagnetycznej oraz przenikalności magnetycznej i elektrycznej ośrodka ($\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m], $\varepsilon = 8,85416 \cdot 10^{-12}$ [F/m]).

W środowisku dobrze przewodzącym, dla $\gamma \gg \omega\varepsilon$ ($\varepsilon \approx 0$) słuszna jest zależność:

$$k = \sqrt{j\omega\mu(\gamma + j\omega\varepsilon)} \Big|_{\varepsilon \approx 0} = \sqrt{j\omega\mu\gamma} = \sqrt{\omega\mu\gamma} \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} = \sqrt{\frac{\omega\mu\gamma}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega\mu\gamma}{2}} \quad (3.24)$$

Czynnik e^{-ka} można zapisać w postaci:

$$e^{-ka} = e^{-\sqrt{\frac{\omega\mu\gamma}{2}} \cdot a} \cdot e^{-j\sqrt{\frac{\omega\mu\gamma}{2}} \cdot a} = e^{-\alpha \cdot a} \cdot e^{-j\beta \cdot a} \quad (3.25)$$

Pierwsza część wyrażenia po prawej stronie znaku równości (3.25) reprezentuje tłumienie fali elektromagnetycznej, druga – przesunięcie fazowe. Zarówno tłumienie jak i przesunięcie fazowe zmieniają się wraz z częstotliwością, przenikalnością magnetyczną i przewodnością elektryczną ośrodka.

Szybkość zanikania amplitudy charakteryzuje głębokość wnikania pola elektromagnetycznego w środowisko przewodzące (δ). Przy obliczaniu głębokości wnikania pola pod uwagę brana jest jedynie część zawierająca tłumienie. Przyjęto umownie, że odległość Δx , na której amplituda natężenia pola zmniejszy się $e=2,71$ krotnie nazywa się głębokością wnikania i można ją wyznaczyć z zależności:

$$\frac{E'}{E''} = e = \frac{e^{-\alpha x}}{e^{-\alpha(x+\Delta x)}} = e^{\alpha \Delta x} \quad (3.26)$$

$$\text{stąd dla } \alpha \Delta x = 1 \quad \Delta x = \delta = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\gamma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi f \mu \gamma}} \quad (3.27)$$

Zestawienie głębokości wnikania pola dla kilku wybranych metali, przy częstotliwości $f=25\text{MHz}$, przedstawiono w tabeli 3.3 :

Tabela 3.3. Głębokość wnikania pola elektromagnetycznego w wybranych metalach

Metal	γ [S/ μm]	δ [μm]
Miedź	58	13
Srebro	61,8	12,6
Aluminium	36,3	16,4
Stal	1 ÷ 10	99 ÷ 31

Korzystając z tych samych wzorów można również obliczyć natężenie pola elektromagnetycznego E'' po przejściu przez warstwę np. o grubości $g = 1 \mu\text{m}$, w stosunku do natężenia pola E' przed warstwą. Przykładowe obliczenia zamieszczono w tabeli 3.4.

Tabela 3.4. Stosunek natężenia pola elektromagnetycznego za warstwą przewodzącą do pola przed warstwą

Metal	γ [S/ μm]	E''/E' [-]
Miedź	58	0,92615
Srebro	61,8	0,923869
Aluminium	36,3	0,9411
Stal	1 ÷ 10	0,98997 ÷ 0,9686

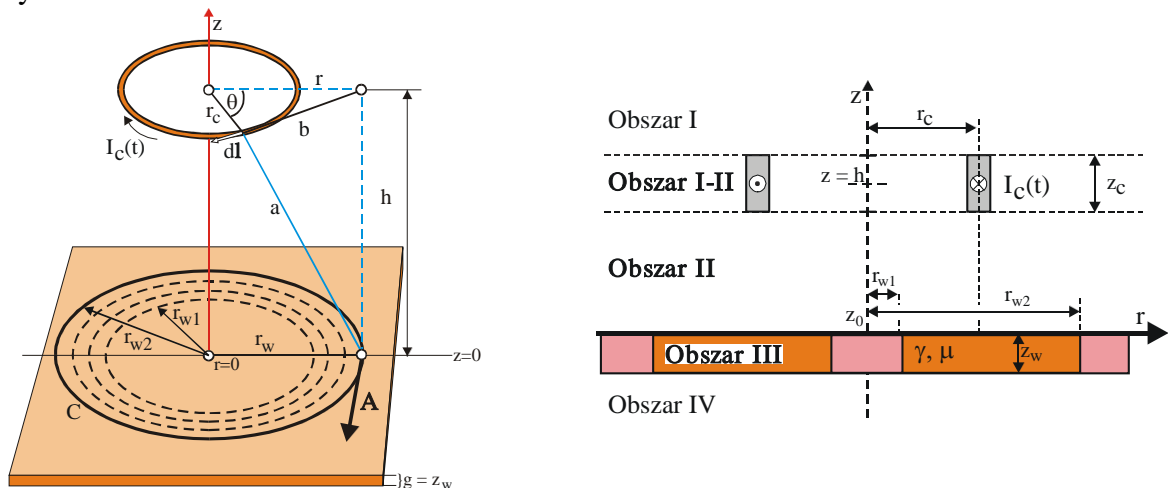
Analiza tabel 3.3 oraz 3.4 pozwala stwierdzić, że dla bardzo cienkich warstw przewodzących tłumienie pola elektromagnetycznego nie jest duże, stąd przy większości obliczeń czynnik e^{-ka} występujący we wzorach może być pomijany. Dotyczy to przypadku, w którym mamy do czynienia z pojedynczą cieką warstwą przewodzącą umieszczoną w środowisku nieprzewodzącym.

Prądy wirowe indukujące się w ośrodkach przewodzących można opisać wzorem:

$$\underline{\mathbf{J}}_{\text{wir}} = -j\omega\gamma \cdot \underline{\mathbf{A}} \quad (3.28)$$

Ponieważ w pracy rozpatrywane są jedynie warstwy przewodzące o bardzo małych grubościach, można więc przyjąć, że indukujące się w nich prądy wirowe nie zmieniają swoich wartości wzdłuż osi związanej z grubością warstwy. Założenie takie nie wprowadza istotnych różnic w otrzymywanych wynikach, natomiast znacząco upraszcza obliczenia. Oznacza to tym samym pominięcie zjawiska naskórkowości.

Na rysunkach 3.3a i 3.3b przedstawiono przykładowy model sprzężenia magnetycznego pomiędzy zwojem wiodącym prąd, a warstwą. Liniami równego potencjału wektorowego $\underline{\mathbf{A}}$ są okręgi, których środki znajdują się na przewodzącej powierzchni, w punkcie przecięcia z osią Oz. W analizach przyjęto, że grubość zwoju wymuszającego pole jest pomijalna. Warunek ten jest spełniony, jeśli grubość zwoju cewki jest wielokrotnie mniejsza od jej oddalenia względem warstwy.



Rys. 3.3. Model sprzężenia magnetycznego zwoju wiodącego prąd z warstwą przewodzącą:

a) rysunek poglądowy, b) przekrój poprzeczny

Oznaczenia: r_c – promień cewki wzbudzającej; r_w – promień konturu położonego na przewodzącej płaszczyźnie, h – odległość zwoju wzbudzającego prądy wirowe od warstwy, a – odległość punktu (w obszarze nieprzewodzącym) od powierzchni warstwy, z – oś cylindrycznego układu współrzędnych

Gęstości indukujących się w warstwie prądów wirowych nie są stałe. W punkcie przecięcia się warstwy z osią Oz ($r_w=0$), a także w nieskończoności ($r_w=\infty$), prądy wirowe nie indukują się. Maksimum gęstości prądu znajduje się w pobliżu promienia cewki wzbudzającej prąd ($r_w \approx r_c$), ale zależy również od oddalenia warstwy. Wraz z oddalaniem się cewki od warstwy, wartość indukujących się prądów wirowych zmniejsza się.

W układzie współrzędnych walcowych (r, θ, z), dla modelu z rysunku 3.3, potencjał wektorowy ma tylko składową kątową ($\underline{\mathbf{A}} = [0, \underline{A}_\theta, 0]$):

$$\underline{A} = \underline{A}_\theta = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot I_1}{4\pi} \oint \frac{e^{-ka}}{a} dl, \quad (3.29)$$

przy czym odległość a określona jest zależnością: $a = \sqrt{z^2 + r_c^2 + r_w^2 - 2 \cdot r_c \cdot r_w \cdot \cos \theta}$, gdzie r_c i r_w są promieniami odpowiednio cewki oraz warstwy. W przypadku cewki wielozwojowej potencjał wektorowy $\underline{\mathbf{A}}$ należy przemnożyć jeszcze przez liczbę zwojów.

Jak już wcześniej wykazano, w przypadku bardzo cienkich warstw czynnik e^{-ka} może być pominięty. Równanie 3.12 można więc uprościć do postaci:

$$\underline{A} = \underline{A}_\theta = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot I_1}{4\pi} \oint \frac{1}{a} dl, \quad (3.30)$$

Gęstość prądu wirowego indukującego się w warstwie w postaci zespolonej wyrażona jest zależnością:

$$\underline{\mathbf{J}}_2 = \underline{\mathbf{J}}_{wir} = -j\omega\gamma \cdot \underline{\mathbf{A}}_\theta \quad (3.31)$$

Potencjał wektorowy wytworzony przez pojedynczy cienki kontur określony jest wzorem (3.30). W przypadku zbioru konturów, potencjał wektorowy otrzymuje się sumując wektorowo potencjały od poszczególnych konturów [92]:

3.2.2. Parametry reprezentujące model sprzężenia wzbudnika prądów wirowych z warstwą przewodzącą prąd elektryczny

W celu opisanie podstawowych właściwości liniowych obwodów elektrycznych na gruncie teorii pola elektromagnetycznego przyjęto założenie, że ich długość jest mała w porównaniu z długością fali elektromagnetycznej, wskutek czego możliwe jest pominięcie w rozważaniach zjawisk falowych. Założono ponadto, że w otoczeniu omawianych obwodów elektrycznych nie ma żadnych ciał ferromagnetycznych, wobec czego badane układy są liniowe, a prądy płynące w rozpatrywanych obwodach są sinusoidalnie zmienne.

Do zamodelowania zjawisk fizycznych, które rozważane są w niniejszej pracy, należy wyznaczyć następujące wartości parametrów reprezentujących analizowany model warstwy przewodzącej:

- rezystancję własną warstwy (R_2);
- indukcyjność własną warstwy (L_2);
- indukcyjność wzajemną pomiędzy warstwą a wzbudnikiem prądów wirowych (M).

Na podstawie zależności zamieszczonych w [73, 92, 52] można otrzymać równania opisujące indukcyjności własną i wzajemną obwodów sprzężonych magnetycznie. W przypadku cewki indukcyjnej (L_1) sprzężonej z warstwą (L_2) otrzymuje się:

- indukcyjność własną cewki:

$$L_1 = \frac{1}{i_1^2} \int_{V_1} \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{J}_1 dV \quad (3.32)$$

- indukcyjność własną warstwy (zewnątrzna):

$$L_2 = \frac{1}{i_2^2} \int_{V_2} \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{J}_2 dV \quad (3.33)$$

- indukcyjność wzajemną wywołana prądem cewki (i_1 indukuje w warstwie prąd i_2 o gęstości \mathbf{J}_2)

$$M_{12} = \frac{1}{i_1 \cdot i_2} \int_{V_2} \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{J}_2 dV \quad (3.34)$$

- indukcyjność wzajemną wywołana prądem warstwy (i_2 indukuje w cewce indukcyjnej prąd i_1 o gęstości \mathbf{J}_1)

$$M_{21} = \frac{1}{i_2 \cdot i_1} \int_{V_1} \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{J}_1 dV \quad (3.35)$$

przy czym i_1, i_2 są całkowitym prądem płynącym odpowiednio przez cewkę indukcyjną oraz warstwę.

$$i_1 = \int_{V_1} \mathbf{J}_1 dV, \quad i_2 = \int_{V_2} \mathbf{J}_2 dV \quad (3.36)$$

Indukcyjności wzajemne wywołane prądem cewki oraz prądem warstwy są sobie równe. W związku z tym $M_{12} = M_{21} = M$. Wzory te są słuszne przy założeniu, że oddziaływanie prądu indukowanego na prąd indukujący jest pomijalnie małe. W przypadku dokładnych obliczeń wpływ ten należałoby obliczać w sposób iteracyjny.

Dla dowolnie wybranego punktu obszaru warstwy o promieniach r_{w1} i r_{w2} oraz grubości g , przy założeniu nieskończenie cienkiego przewodu cewki i pominięciu wpływu czynnika e^{-ka} we wzorze 3.21, potencjał wektorowy \mathbf{A} można zapisać w postaci:

$$\mathbf{A}_1 = \frac{\mu \cdot r_c \cdot i_1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos \theta d\theta}{\sqrt{h^2 + r_c^2 + r_w^2 - 2 r_c r_w \cos \theta}} \quad (3.37)$$

$$\mathbf{J}_2 = \mathbf{J}_{wir} = -j\omega \cdot \mu \cdot \gamma \cdot \mathbf{A}_1 \quad (3.38)$$

przy czym dla $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_{10}$ występuje tylko składowa θ . W warstwie płynie prąd o wartości:

$$i_2 = \int_0^g \int_{r_{w1}}^{r_{w2}} \mathbf{J}_2 dr_w dz_w \quad (3.39)$$

Dla takich warunków indukcyjność wzajemną można zapisać w postaci:

$$M_{12} = \frac{1}{i_1 \cdot i_2} \int_0^g \int_{r_{w1}}^{r_{w2}} \int_0^{2\pi} \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{J}_2 \cdot r_w \cos \theta d\theta dr_w dz_w \quad (3.40)$$

Jeżeli obwód 1 przewodzący prąd I_1 sprzężony jest magnetycznie z bezprądowym obwodem 2, to impedancję wzajemną Z_2 pomiędzy obwodem 1 a nieskończenie cienkim konturem C, określa zależność 3.41, (por. [52]). Rezystancję warstwy wyznaczyć można jako część rzeczywistą impedancji obliczonej z wyrażenia [4, 73]:

$$R_2 = \operatorname{Re} Z_2 = -\frac{C \int \mathbf{E}_i \cdot d\mathbf{l}}{I_2}, \quad (3.41)$$

gdzie \mathbf{E}_i jest zespolonym natężeniem indukowanego pola elektrycznego, a I_2 – prądem warstwy. Po przekształceniach impedancję wzajemną Z_2 wyraża zależność:

$$R_2 = \operatorname{Re} Z_2 = \frac{j\omega \cdot \int \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l}}{I_2} \quad (3.42)$$

Jeżeli indukcyjność rozpatruje się jako cienki pierścień (np. warstwy) wiodący prąd, jej wartość wyznaczyć można wykorzystując zależności przedstawione w [73, 91, 92]. Takie podejście do zagadnienia upraszcza obliczenia, jednak wykorzystanie tych zależności do obliczeń warstwy ciągłej wprowadza zbyt duże błędy. Wyniki uzyskane z tych zależności są poprawne dla warstw wykonanych w postaci bardzo cienkich pierścieni, np. modeli prezentowanych w rozdziale 5.

Obecnie istnieje duży wybór oprogramowania komputerowego umożliwiającego wykonywanie skomplikowanych obliczeń z wykorzystaniem metod analizy wektorowej. W trakcie realizacji pracy modelowanie zjawisk polowych realizowano z wykorzystaniem programu Mathematica [26]. Umożliwia on wykonywanie skomplikowanych obliczeń prowadzonych na zależnościach symbolowych.

3.3. Przegląd czujników pomiarowych wykorzystywanych w technice prądów wirowych

Przetworniki pola magnetycznego zamieniają oddziaływania elektromagnetyczne (np. indukcja lub natężenie pola magnetycznego) na sygnał elektryczny w postaci napięcia, zmiany rezystancji, częstotliwości itp. Z wyjątkiem pomiarów wykonywanych w ekranowanych pomieszczeniach, pomiarowi pola magnetycznego towarzyszy pole ziemskie oraz dodatkowe pola wytwarzane przez inne urządzenia powszechnego użytku [124].

Wykorzystanie zjawiska prądów wirowych umożliwia skonstruowanie urządzeń służących do oceny właściwości materiałowych. Tego typu urządzenia określa się nazwą strukturoskopów. Strukturoskopy mogą współpracować zarówno z przetwornikami przelotowymi, jak i stykowymi, umożliwiając określenie właściwości wybranych fragmentów obiektów. Konstruowane obecnie strukturoskopy są rozbudowanymi urządzeniami komputerowymi umożliwiającymi wykonywanie badań wieloparametrowych. Tego typu rozwiązania umożliwiają jednoczesne określanie kilku właściwości materiału obiektu oraz prowadzenie badań w wielu jego miejscach. Wykorzystują w tym celu dane pobierane z wielu przetworników równocześnie, analizując je następnie metodami statystycznymi [64]. Procedury strukturoskopii nie stanowią metod „absolutnych”. Poprawne wyniki badań mogą być uzyskane jedynie po ich starannej kalibracji, na wzorcach o dokładnie znanych właściwościach. Konieczne jest również dobranie częstotliwości prądów wirowych do właściwości elektrycznych badanego materiału.

Jednym z zastosowań przetworników wiropądowych jest pomiar konduktywności roztworów. Przetworniki oscylometryczne indukcyjnościowe wykorzystuje się do pomiaru silnie stężonych roztworów o dużej konduktywności [17]. Szerszy opis wykorzystania prądów wirowych do pomiarów konduktywności cieczy prezentowany jest w pracach [56, 57, 58].

3.3.1. Czujniki indukcyjnościowe

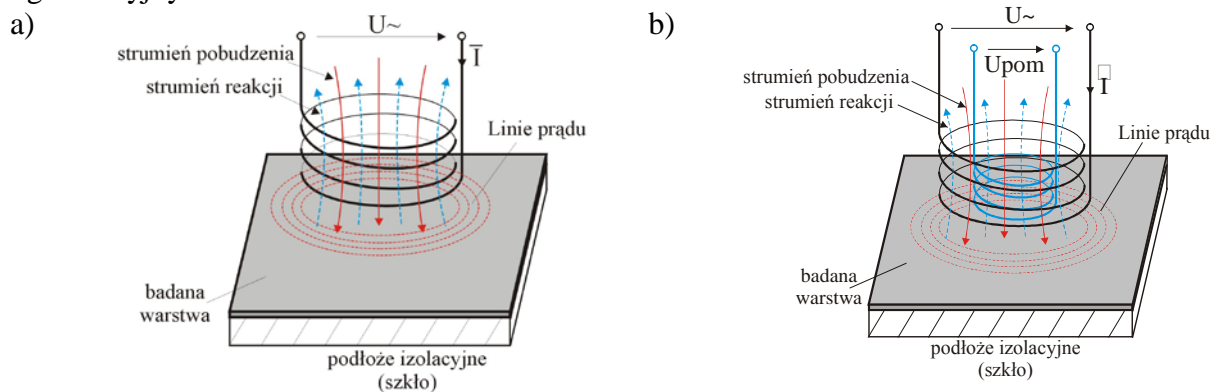
Najbardziej uniwersalnym typem czujnika pola magnetycznego jest czujnik indukcyjny, który ponadto charakteryzuje się prostotą konstrukcji oraz działania. W najprostszej formie jest to cewka indukcyjna o ściśle określonej liczbie zwojów oraz zdefiniowanej geometrii. Działanie czujnika indukcyjnościowego opisane jest prawem Faradaya. Napięcie indukowane na zaciskach cewki zależy od indukcji zmiennego pola magnetycznego, liczby zwojów, częstotliwości, przenikalności magnetycznej obwodu oraz stałej reprezentującej geometrię układu. Inną zaletą czujnika indukcyjnościowego jest brak prądu wzbudzenia, co pozwala na praktyczne bezinwazyjne badanie pola magnetycznego. Do wad tego typu czujników zaliczyć można: relatywnie małą czułość (w porównaniu do innych typów czujników), możliwość pomiaru tylko sygnałów przemiennych oraz zależność sygnału wyjściowego od częstotliwości pola elektromagnetycznego. Ta ostatnia z wymienionych wad stwarza problemy przy analizie sygnałów odkształconych.

Ze względu na sposób działania, przetworniki wiropądowe dzieli się na generacyjne oraz parametryczne. Przetworniki generacyjne zbudowane są z cewki wzbudzającej prądy wirowe oraz cewki odbiorczej. W zależności od przeznaczenia ich wzajemne usytuowanie może być różne. Przez cewkę wzbudzającą przepływa prąd, który wytwarza w badanym elemencie prąd wirowy. Pod wpływem tego prądu w cewce odbiorczej indukuje się napięcie. Wartość składowej czynnej i biernej wyindukowanego napięcia uzależniona jest od przewodności badanego

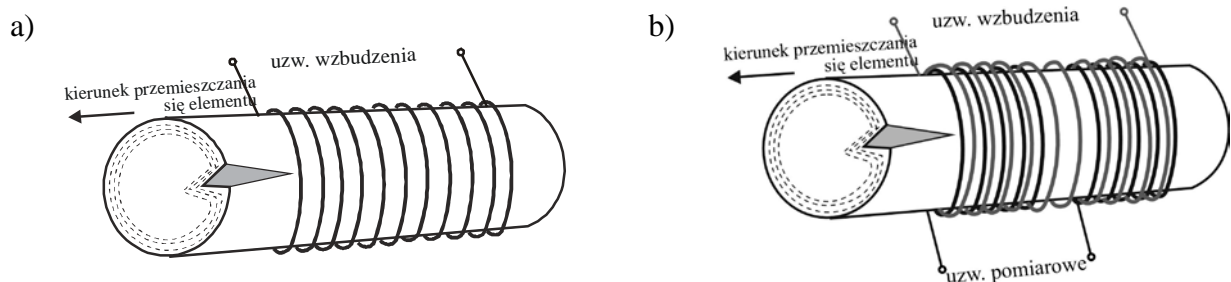
elementu, częstotliwości sygnału oraz geometrii układu pomiarowego. W przetwornikach parametrycznych wielkością mierzoną jest zmiana impedancji cewki spowodowana oddziaływaniem badanego obiektu. Przez uzwojenie wzbudzająco-odbiorcze przepływa prąd przemienny o zadanej wartości oraz częstotliwości. Pod wpływem oddziaływania mierzonego obiektu następuje zmiana prądu przepływającego przez uzwojenie. Analiza zmiany składowej czynnej i biernej impedancji oraz geometrii układu pomiarowego umożliwia wyznaczenie poszukiwanej wielkości reprezentującej badany element.

W defektoskopii oraz konduktometrii wiroprowadowej wykorzystywane są dwa typy czujników indukcyjnościowych: czujniki przelotowe oraz czujniki stykowe. Dobór typu cewki pomiarowej uzależniony jest od kształtu badanego elementu. Czujniki w postaci cewek przelotowych (rys. 3.5) wykorzystywane są do badania elementów o kształtach walcowych. Czujniki w postaci cewek stykowych (rys. 3.4) mają bardziej uniwersalne zastosowania. W zależności od sposobu ich nawinięcia cewki czujników wykonuje się jako planarne lub cylindryczne. W literaturze [81] wykazano, że cewki planarne są czulsze od cylindrycznych.

Na rys. 3.4a i 3.4b przedstawiono stykowe przetworniki prądów wirowych odpowiednio: parametryczny i generacyjny, a na rys. 3.5a i 3.5c przetwornik przelotowy parametryczny i generacyjny.



Rys. 3.4. Układy pracy płaskich cewek pomiarowych
a – w układzie parametrycznym, b – w układzie generacyjnym



Rys. 3.5. Praca cewek pomiarowych w układzie przelotowym.
a – w układzie parametrycznym, b – w układzie generacyjnym

Konstrukcja cewek stykowych może się różnić. Spotyka się cewki pojedyncze, różnicowe oraz w układzie transformatorowym. Cewki stykowe mogą mieć konstrukcję cylindryczną lub planarną. Przetworniki wiroprowadowe stykowe są wytwarzane w wersjach nieekranowanej oraz ekranowanej. Przetworniki stykowe nieekranowane wykrywają nieciągłości oraz różnice w konduktywnościach obiektów o średnicy dwa do trzech razy większej od średnicy przetwornika. W przypadku defektoskopii, nieciągłości znajdujące się w tym obszarze prowadzą do „sumowania” się zmian składowych sygnału przez nie wywołanych i powstawania tzw. efektu krawędziowego. Ekranowanie przetworników stykowych ma na celu ograniczenie szerokości strefy oddziaływania na obiekt pola magnetycznego wytwarzanego przez takie

przetworniki. Przetworniki stykowe ekranowane charakteryzują się większą zdolnością rozróżniania położonych blisko siebie nieciągłości oraz mniejszą strefą wpływu oddziaływania krawędzi obiektów na ich sygnały niż przetworniki nieekranowane. Analogicznie do opisanego wyżej „zawyżanie” długości i/lub szerokości wykrywanych nieciągłości występuje w przypadku zastosowań innych metod badań nieniszczących, np. metody magnetycznej i penetracyjnej.

Ze względu na sprzężenie przetworników z badanymi obiektami przetworniki¹ wiroprądowe dzieli się na [64]:

- przetworniki o polu „bliskim”;
- przetworniki o polu „dalekim”.

Ze względu na ustawienie czujników względem obiektu pomiary realizuje się jako:

- odbiciowe – nadajnik i odbiornik znajdują się po tej samej stronie obiektu;
- przepuszczania – nadajnik i odbiornik znajdują się po przeciwnych stronach (przetworniki wyłącznie generacyjne).

Innym kryterium klasyfikacji przetworników prądów wirowych to:

- przetworniki bezwzględne – sygnał zależy od właściwości obiektu oraz geometrii układu czujnik – obiekt mierzony;
- przetworniki różnicowe – sygnał zależy od różnicy właściwości obiektu i elementu odniesienia.

Uzwojenia wiroprądowych przetworników stykowych i przelotowych (o polu bliskim) są umieszczane bezpośrednio jedno obok drugiego lub jedno pod drugim. Konstruowane są także inne odmiany tych dwóch podstawowych typów przetworników, jak np.: przetworniki przelotowe, stykowe rdzeniowe lub bezrdzeniowe, ołówkowe, różnicowe, przetworniki segmentowe, siodełkowe, widełkowe itp. W celu uzyskania odpowiednio dużej czułości zwiększa się wymiary czujnika oraz liczbę zwojów. Szerszy opis budowy i zastosowania czujników prądów wirowych można znaleźć w [91].

W najczęstszych rozwiązaniach, przetworniki wiroprądowe służą do wzbudzania w badanych obiektach prądów wirowych z równoczesnym odbiorem informacji zawartej w polu magnetycznym reprezentującym pole obiektu objętego oddziaływaniem pola elektromagnetycznego przetwornika.

Obecnie pojawiają się rozwiązania, w których cewki indukcyjne służą jedynie do wzbudzania w obiektach prądów wirowych, a odbiór informacji o stanie obiektów odbywa się za pośrednictwem przetworników z detekcją pola magnetycznego. Do tej grupy czujników należą [124]:

- **Czujnik transduktorowy** (ang. flux-gate sensor) jest czujnikiem słabych pól magnetycznych. Rdzeń ferromagnetyczny magnesowany jest prądem do nasycenia. Jeśli zewnętrzne pole magnetyczne $H_z=0$, to obie połowki okresu napięcia wtórnego e_2 są dokładnie takie same. Napięcie wtórne składa się więc tylko ze składowych parzystych. Jeśli pojawia się zewnętrzne pole magnetyczne H_z , to punkt pracy na charakterystyce magnesowania ulega przesunięciu (o H_x). Obie połowki okresu napięcia wtórnego będą różne, co powoduje pojawienie się w sygnale harmonicznych parzystych. Druga harmoniczna sygnału wtórnego może być więc miarą pola H_x . Jeśli połączyć uzwojenia wtórne przeciwsobnie, to składowe harmoniczne nieparzyste skompensują się i na wyjściu pozostaną tylko składowe parzyste. W takim układzie pomiarowym miarą pola H_z może być druga harmoniczna sygnału wtórnego. Jeśli uzwojenie wtórne połączone zostanie przeciwsobnie, to składowe harmoniczne nieparzyste skompensują się i na wyjściu pozostaną tylko składowe parzyste. Typowe sondy umożliwiają uzyskiwanie czułości $10\mu\text{V/nT}$.

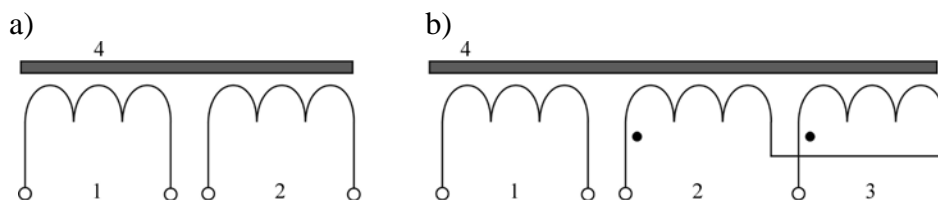
¹ Pojęcie przetwornika odnoszone jest do systemu zawierającego sensor (czujnik) oraz układ zasilający czujnik i przetwarzający sygnał

- **Czujnik nadprzewodnikowy SQUID** (Superconducting Quantum Interference Device) tworzy pierścień nadprzewodzący z jednym lub dwoma złączami Josephsona. Jeśli przez SQUID przepływa prąd o odpowiedniej wartości to napięcie na tym elemencie zależy od strumienia magnetycznego objętego pierścieniem w przybliżeniu sinusoidalnie zmiennym, z okresem równym kwantowi strumienia. Wykorzystując tylko zboczne charakterystyki okresowej $U=f(\Phi)$ uzyskuje się czułości rzędu kilkudziesięciu $\mu\text{V/nT}$. Mierzony strumień magnetyczny dostarczany jest do złącza za pośrednictwem transformatora strumienia, którego cewki pierwotne włączone są w układzie gradiometru. Stosowane są dwie konstrukcje czujników – SQUOD rf i SQUID dc z dwoma złączami. Czujniki SQUID umożliwiają pomiar pól magnetycznych o wartościach 1 fT.
- **Czujnik magnetometru rezonansu protonowego** – stanowi zwykle naczynie wypełnione cieczą o dużej zawartości atomów wodoru, na przykład wody. Naczynie umieszczone jest wewnątrz cewki o osi skierowanej prostopadle do mierzonego pola magnetycznego. W pierwszym cyklu pomiaru, przez cewkę przepuszcza się prąd stały polaryzujący ciecz polem o natężeniu rzędu kilku kA/m. Napięcie po wyłączeniu prądu cewki podłącza się do wzmacniacza. Moment magnetyczny protonów wraca do położenia wyjściowego, co objawia się indukowaniem w cewce napięcia o malejącej amplitudzie i stałej częstotliwości. Częstotliwość sygnału zależy od wartości mierzonego pola, przy czym współczynnikiem proporcjonalności jest współczynnik żyromagnetyczny dla rezonansu protonowego. Czujnik umożliwia pomiar indukcji pola magnetycznego z rozdzielczością lepszą niż 1 nT. Ponadto dzięki dokładnej znajomości wartości współczynnika żyromagnetycznego możliwy jest pomiar indukcji z bardzo dobrą dokładnością, lepszą niż 0,002%. Magnetometry protonowe są powszechnie stosowane w geofizyce oraz przy wykonywaniu map rozkładu pola. Ich wadą jest stosunkowo duży rozmiar czujnika oraz to, że mierzy się jedynie moduł wektora indukcji pola magnetycznego.
- **Czujnik magnetorezystancyjny AMR** - zasada działania czujnika AMR Barber-pole jest następująca. Jeśli pole zewnętrzne $H_x=0$, to cienka warstwa jest namagnesowana w kierunku paska (na skutek wpływu anizotropii indukowanej w procesie wytwarzania warstwy). Mierzone pole H_x jest skierowane prostopadle do osi paska (w płaszczyźnie warstwy) i powoduje obrót wektora namagnesowania. Zmiana rezystancji $\Delta R/R$ zależy od kąta θ między kierunkiem wektora namagnesowania a kierunkiem przepływu prądu.
- **Czujnik magnetorezystancyjny GMR** - gigantyczny magnetoopór występuje w czujniku złożonym z dwóch cienkich warstw przedzielonych bardzo cienką przekładką (warstwą) z materiału przewodzącego. W stanie początkowym (dla $H_x=0$) obie warstwy namagnesowane są antyrównolegle. Umieszczenie czujnika w polu magnetycznym powoduje, że obie warstwy są namagnesowane równolegle. Przejściu od stanu antyrównoległego namagnesowania do równoległego namagnesowania towarzyszy duża zmiana rezystancji (rzędu kilkuset procent). Stan początkowego namagnesowania antyrównoległego można uzyskać w sposób „naturalny” w magnetorezystorach w których przekładka jest bardzo cienka (grubość kilku atomów). Wówczas na skutek sprzężenia między dwoma warstwami magnesują się one antyrównolegle. W tego typu konstrukcjach warstwy silnie sprzężone wymagają znacznych wartości pola magnetycznego do pokonania takiego sprzężenia, przez co tego typu czujniki wykazują się małą czułością. Zwiększenie czułości uzyskuje się poprzez zwiększenie grubości przekładki oraz wytworzenia antyrównoległego namagnesowania w sposób „sztuczny”, nanosząc na jedną z warstw dodatkową warstwę podmagnesowującą z antyferromagnetyka. Obecnie konstruuje się również inne rodzaje czujników typu zawór spinowy – z czujnikami typu TMJ (tunnel magnetic junction).

- **Czujniki typu GMI** - w tego typu czujnikach wykorzystuje się zmianę impedancji cienkiej warstwy lub cienkiego drutu zasilanego prądem o częstotliwości od kilkudziesięciu do kilkuset MHz. Zmiana impedancji wynika ze zmiany głębokości wnikania prądu (efekt naskórkowości) i zmiany przenikalności materiału magnetycznego wraz ze zmianą zewnętrznego pola magnetycznego. Czujniki GMI pracują najczęściej jako element układu rezonansowego generatora, a zmiana indukcyjności czujnika powoduje m.in. zmianę napięcia wyjściowego rzędu kilkuset procent.
- **Hallotrony** - tego typu czujniki dostępne są w postaci pojedynczych podzespołów, lub też jako czujniki scalone z różnymi układami kondycjonowania sygnałów (pasywnymi, aktywnymi i przetwarzaniem analogowo–cyfrowym). Czujniki hallotronowe działają wykorzystując zjawisko Halla, które polega na zmianie drogi przepływu prądu przez element wskutek oddziaływania pola magnetycznego (oddziaływania siły Lorentza). W wyniku tego oddziaływania na jednym brzegu elementu gromadzą się ładunki dodatnie, a na drugim ujemne. Powstała różnica potencjału jest miarą pola magnetycznego. Przemienne pole magnetyczne wzbudzone jest przez prądy płynące w obiekcie, najczęściej za pomocą cewki indukcyjnej, lub poprzez bezpośrednie wymuszenie przepływu prądu. Odbiornikiem sygnału pomiarowego zawierającego informację o właściwościach mierzonego obiektu jest hallotron lub mostek magnetorezystancyjny [64, 130]. Zaletą czujników hallotronowych są ich małe wymiary oraz względnie prostota konstrukcja. Ponieważ do konstrukcji czujników hallotronowych wykorzystuje się materiały niemagnetyczne, wobec tego nie oddziałują one w sposób istotny na mierzone pole. Czułość hallotyonu jest rzędu $0,1 \div 1 \text{ V/T}$ co powoduje, że najszersze zastosowanie znajdują one w obszarze pól silnych, powyżej 1 mT. Rozdzielczość ograniczona jest szumami temperaturowymi pełzania zera.
- **Czujniki magnetoptyczne** - w czujnikach magnetoptycznych wykorzystuje się zjawisko Faradaya (skrócenie płaszczyzny polaryzacji światła przechodzącego przez materiał w wyniku oddziaływania pola magnetycznego) lub zjawisko Kerra (zmiana kąta odbicia światła). W czujnikach magnetoptycznych działających z wykorzystaniem zjawiska Kerra mierzona jest zmiana drogi światła w światłowodzie umieszczonym w płaszczyźnie z materiału magnetoelastycznego. Ponieważ metodami interferometrycznymi można mierzyć długość drogi światła z dużą rozdzielczością, czujniki tego typu umożliwiają pomiar indukcji w zakresie zbliżonym do najczulszych metod SQUID-owych.

3.4. Przegląd układów pracy przetworników wykorzystujących zjawisko prądów wirowych

Na rys. 3.6 przedstawiono schematycznie układy pracy wiroprądowych przetworników generacyjnych. Na rys 3.6a przetwornik bezwzględny, a na rys 3.6b przetwornik różnicowy. Przetworniki mogą pracować zarówno jako stykowe, jak i przelotowe. Cechą charakterystyczną tego typu przetworników jest to, że mają oddzielne uzwojenia wejściowe (1) – wzbudzające w obiekcie prądy wirowe oraz wyjściowe (2 i 3) – odbiorcze. Sygnały wyjściowe przetworników różnicowych są miarą stanu dwóch sąsiednich, obejmowanych przez pole elektromagnetyczne przetwornika, fragmentów mierzonego obiektu. Stosowane są także przetworniki pracujące w układzie porównawczym. Są to układy dwóch jednakowych bezwzględnych przetworników połączonych różnicowo. Do tego typu przetworników wprowadzane są odpowiednio: obiekt badany i obiekt wzorcowy. Sygnały wyjściowe przetworników o takim układzie zależą od różnicy właściwości obiektów. Sygnał odniesienia, zamiast sygnału pochodzącego od obiektu wzorcowego, może być generowany elektronicznie.



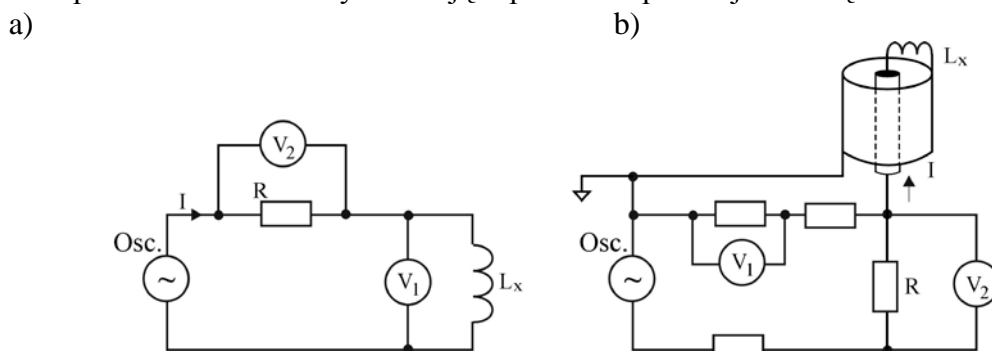
Rys. 3.6. Układy pracy wiroprowodowych przetworników generacyjnych;
a – przetworniki bezwzględne, b – przetworniki różnicowe

Sygnaly przetworników dla obiektów z materiałów ferromagnetycznych są większe niż dla obiektów z materiałów nieferromagnetycznych. Liniowe zmiany poszczególnych parametrów (czynników), np. zmiany przewodności elektrycznej i przenikalności magnetycznej materiałów, powodują nieliniowe zmiany sygnałów przetworników.

3.4.1. Metoda techniczna pomiaru impedancji cewki probierczej

Metoda techniczna pomiaru impedancji cewki pomiarowej zwana również metodą napięciowo–prądową (w literaturze anglojęzycznej określana jako I-V) należy do najczęściej stosowanej w pomiarach prowadzonych z wykorzystaniem prądów wirowych. Wymaga ona równoczesnego pomiaru trzech parametrów: napięcia, natężenia prądu oraz przesunięcia fazowego pomiędzy tymi wielkościami. Poszczególne składowe impedancji można również wyznaczyć na podstawie znajomości napięcia, natężenia prądu i częstotliwości sygnału pomiarowego. Nieznaną impedancję Z_x wyznacza się z prawa Ohma.

Na rys.3.7 przedstawiono układy realizujące pomiar impedancji metodą techniczną.



Rys. 3.7. Techniczna metoda pomiaru impedancji cewki; a – przy niskich częstotliwościach, b – wysokich częstotliwościach (RF)

$$Z_x = \frac{V_1}{I} = \frac{V_1}{V_2} R$$

$$Z_x = \frac{V}{I} = \frac{2R}{\frac{V_2}{V_1} - 1}$$

3.4.2. Pomiar za pomocą woltmierz wektorowego

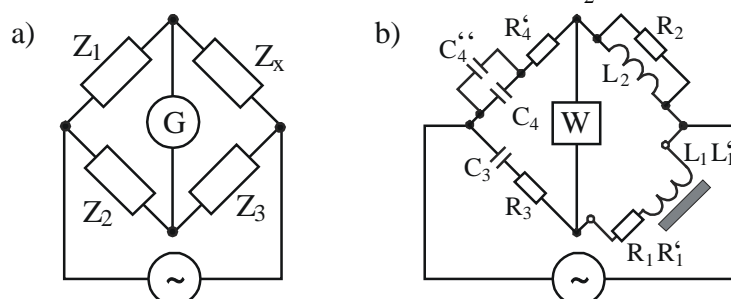
Metoda zalicza się do grupy generacyjnych. Pole wirowe wytwarzane jest w badanym elemencie przez cewkę wzbudzącą. Pomiar dokonywany jest za pomocą czujnika odbiorczego, a sygnał reprezentujący płynące w warstwie prądy wirowe mierzony jest za pomocą woltmierz wektorowego lub analizatora sieciowego. Wynikiem pomiaru są dwie składowe wyniku: czynna i bierna napięcia wyindukowanego w czujniku odbiorczym.

3.4.3. Układy mostkowe

Ogólna zasada pomiaru parametrów warstwy za pomocą mostków polega na wyznaczeniu zmiany impedancji cewki pomiarowej włączonej w gałąź mostka prądu przemiennego pod wpływem oddziaływania warstwy. Metody mostkowe zaliczają się do grupy metod parametrycznych. Na rys. 3.8 przedstawiono układy pracy mostków prądu przemiennego.

Mostki mogą być równoważone ręcznie lub automatycznie, w zależności od przeznaczenia przyrządu. Często w gałęzi mostka włączana jest, oprócz cewki pomiarowej, cewka wzorcowa mierząca napięcie na przekątnej mostka. Na tej zasadzie działa najpopularniejszy konduktometr produkowany przez Instytut Förstera pod nazwą SIGMATEST.

W stanie zrównoważonym zależność opisana jest relacją: $Z_x = \frac{Z_1}{Z_2} Z_3$.

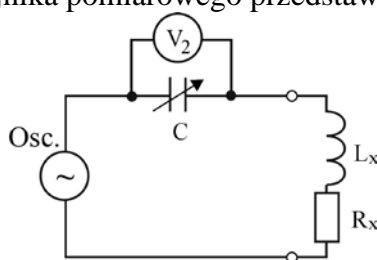


Rys. 3.8. Układy pracy mostków prądu przemiennego wykorzystywanych w pomiarach wiropędowych, a – podstawowy układ mostka zrównoważonego; b – konduktometr komparacyjny wg [29].

Innym rozwiązaniem mostkowego pomiaru konduktancji przewodzącego obiektu jest zaproponowany w pracy [29] konduktometr komparacyjny (rys. 3.8.b). Układ różnicowy jest złożony z dwóch odstrojonych, szeregowych obwodów rezonansowych, stanowiących gałęzie: nieparzystą i parzystą. Mostek do równowagi doprowadza się poprzez zmianę napięcia na cewce porównawczej L_2 , np. przez zmianę pojemności w gałęzi parzystej mostka. Różnica amplitud napięć między obydwoma cewkami jest mierzona po przetworzeniu napięcia zmiennego na stałe. Wartość pojemności C_4 w gałęzi porównawczej, dla której to wartości nastąpiło zrównanie amplitud napięć, jest związana określoną zależnością funkcyjną z mierzoną konduktancją obiektu dla prądów wirowych.

3.4.4. Pomiar dobroci cewki

Pomiar parametrów cewki można wykonywać różnymi metodami. Bardzo często stosuje się do tego mierniki dobroci. Metoda ta zalicza się do grupy metod parametrycznych. Dostrojenie do częstotliwości rezonansowej dokonuje się poprzez zmianę pojemności kondensatora (przy stałej częstotliwości) lub poprzez zmianę częstotliwości (dla ustalonej wartości pojemności). Układ pracy przetwornika prądów wirowych wykorzystujący pomiar dobroci Q cewki indukcyjnej czujnika pomiarowego przedstawiono na rys. 3.9.



Rys. 3.9. Pomiar z wykorzystaniem mierników dobroci cewek

Na podstawie dobroci dostrojonego do rezonansu czujnika pomiarowego dokonuje się wnioskowania o parametrach mierzonego obiektu.

3.4.5. Pomiar amplitudy i częstotliwości drgań generatora LC

Metoda ta oparta jest na pomiarze amplitudy i częstotliwości drgań generatora LC, którego cewka pomiarowa jest elementem obwodu rezonansowego. W wyniku oddziaływania przewodzącego prąd elementu, zmieniają się parametry cewki pomiarowej (przede wszystkim indukcyjność). Zmianie ulega tym samym częstotliwość drgań generatora. Amplituda mierzonych drgań takiego generatora zależy również od nieliniowości toru generacji oraz wzmocnienia sygnału. Mierząc wartość sygnału oraz częstotliwość drgań, można określić składowe impedancji cewki. Metoda zaliczana jest do grupy parametrycznych. Najczęstszym zastosowaniem tej metody są wykrywacze metalu [28].

3.4.6. Pomiary impulsowe

Konstruowane są konduktometry w których informację o właściwościach mierzonego obiektu uzyskuje się poprzez pomiar odpowiedzi układu pomiarowego na pobudzenie go impulsem o określonym kształcie. Sonda pomiarowa jest cewką stykową włączoną w obwód rezonansowy, zawierającą pojemność. Do tak zbudowanego obwodu dostarcza się porcjami energię w postaci krótkich, periodycznie powtarzanych impulsów ładujących kondensator. Czas trwania impulsów ładujących jest pomijalnie mały w porównaniu z czasami oscylacyjnego rozładowania się pojemności przez impedancję cewki. Średnia wartość obwiedni napięcia na kondensatorze zależy od impedancji cewki pomiarowej. Mierzonymi wielkościami jest pulsacja drgań własnych ω oraz stosunek średniej wartości obwiedni do wartości napięcia ładującego kondensator [60].

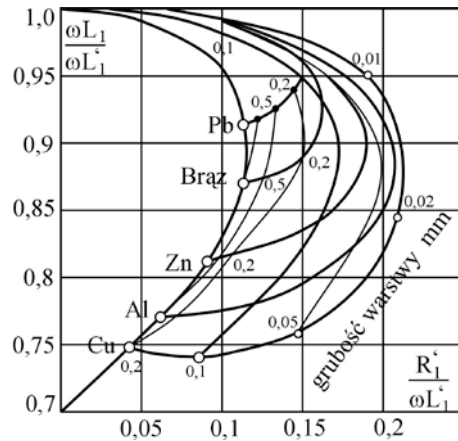
3.4.7. Inne metody pomiarowe wykorzystujące wzbudzenie prądów wirowych

Odmianę metody rezonansowej przedstawiono w pracy [137]. Polega ona na pomiarze tłumienia rezonatora wnekowego (odmiana metody rezonansowej), wewnątrz którego umieszczona jest badana próbka. Istotną wadą tej metody jest konieczność stosowania próbek o określonym kształcie.

Jeszcze inną metodą jest metoda pomiaru współczynnika wiązki mikrofalowej padającej na badaną próbkę [81]. Metoda wykorzystywana jest do określania rezystancji powierzchniowej warstw epitaksjalnych i polega na sprzęgnięciu badanej próbki poprzez zakończenie przewodnicy mikrofalowej z polem b.w.cz. i pomiarze strat odbiciowych. Jej zaletą jest możliwość tworzenia dokładnej mapy rezystywności próbki. Wynika to z faktu, że przy dużych częstotliwościach do pomiaru wystarczające są małe powierzchnie pomiarowe. Do pomiaru wykorzystywany jest mikrofalowy analizator sieci (woltomierz wektorowy). Za jego pomocą wyznaczone są parametry S czwórnik mikrofalowego utworzonego przez układ sonda-próbka, a w szczególności parametr $S_{11}(\Gamma)$. Celem realizacji pomiarów jest określenie rezystancji powierzchniowej warstw epitaksjalnych.

3.4.8. Metody analizy sygnałów przetworników prądów wirowych

W defektoskopii amplituda napięcia przetwornika wiroprądowego jest uwikłaną funkcją długości, szerokości i głębokości nieciągłości. Jest to najprostsza metoda analizy sygnałów i nie daje możliwości rozróżniania rodzajów nieciągłości w badanych obiektach. Ta najprostsza metoda analizy jest wrażliwa na szereg czynników zakłócających pomiar. Na rys. 3.10 przedstawiono typową charakterystykę zależności składowej reaktancyjnej w funkcji składowej rezystancyjnej dla metali o różnych przewodnościach.



Rys. 3.10. Unormowane składowe impedancji $\omega L_1'$ i R_1' cewki w funkcji konduktywności i grubości badanego obiektu [29]

Stosuje się trzy podstawowe metody analizy sygnałów przetworników wiroprowadowych [64]:

- analiza amplitudy napięć lub modułu impedancji,
- analiza amplitudy napięć lub modułu impedancji o określonej fazie (analiza fazoczuła jednowymiarowa)
- analiza napięć zespolonych lub składowych impedancji (analiza fazoczuła dwuwymiarowa).

Przesłankami do wyboru częstotliwości pracy przetworników wiroprowadowych (zarówno przelotowych, jak i stykowych) są relacje fazowe pomiędzy sygnałami wywołanymi przez wielkości podlegające pomiarowi, a sygnałami spowodowanymi przez wielkości zakłócające. Wielkościami badanymi mogą być grubości powłok lub ich przewodność oraz zmiany tych wielkości. Przy pomiarach metodą prądów wirowych wielkością zakłócającą jest m.in. zmiana odległości przetwornika od obiektu. Przy pomiarach grubości nieprzewodzących powłok czynnikiem zakłócającym jest zmiana przewodności podłoża.

W rozdziale przedstawiono teoretyczne podstawy działania przetworników pomiarowych wykorzystujących zjawisko prądów wirowych. W podrozdziale 3.1 scharakteryzowano właściwości fizyczne warstw uzyskiwanych technikami jonowymi. Podrozdział 3.2 zawiera podstawowe zagadnienia z teorii pola elektromagnetycznego wykorzystywane w pracy. W podrozdziale 3.3 omówiono czujniki, a w podrozdziale 3.4 układy pomiarowe wykorzystywane w technice prądów wirowych.

Rozdział IV. Modelowanie systemu pomiarowego

Doświadczalne wyznaczanie właściwości układu pomiarowego za pomocą eksperymentu realizowanego bezpośrednio na fizycznie istniejącym egzemplarzu jest podstawowym sposobem określania jego przydatności metrologicznej do prac badawczych. Często jednak przeprowadzenie eksperymentu na rzeczywistym układzie jest niemożliwe, niecelowe lub bardzo drogie. Problemy z przeprowadzeniem pomiarów mogą wynikać np. z czasu trwania eksperymentu, który może być bardzo krótki lub bardzo długi. Wiąże się to z trudnością zarejestrowania odpowiedniego do analizy zbioru danych pomiarowych [94]. Przy pomiarach w zakresie dużych częstotliwości, problemem może być także określenie dokładnych wartości poszczególnych elementów układu pomiarowego. Małe wartości parametrów elektrycznych elementów układu przy równoczesnym ich dużym wpływie na wynik pomiaru skutkuje koniecznością zbadania oddziaływania poszczególnych czynników na funkcję przetwarzania. Zalecanym postępowaniem w takich przypadkach jest zbudowanie uproszczonego modelu matematycznego, który dostatecznie ściśle opisuje badany obiekt lub zjawisko, a następnie przeprowadzenie na nim eksperymentów badawczych. Takie działanie jest szczególnie często stosowane na etapie projektowania układów, a wyniki badań prowadzonych na takich modelach służą do optymalizacji rzeczywistych systemów pomiarowych.

Określenie „system pomiarowy” oznacza zwykle zbiór urządzeń, których celem działania (funkcją) jest wykonywanie pomiarów z wystarczającą dokładnością¹ i uzyskanie wyników pomiarów o odpowiedniej postaci. System pomiarowy jest podstawowym środkiem technicznym, stosowanym do doświadczalnego poznawania, zjawisk, obiektów oraz sygnałów i procesów fizycznych w bardzo różnorodnych, a także niekiedy odległych dziedzinach techniki, takich jak technologia, produkcja, medycyna, transport, warunki bytowe, badania naukowe itp. [30, 116]. Istotnym elementem wykorzystywanym przy definiowaniu systemu pomiarowego jest model obiektu pomiarów, reprezentowany przez mezurand² lub zbiór mezurandów.

Dla użytkowników, najważniejszą cechą systemów pomiarowych jest poprawne spełnianie przez te systemy określonych funkcji za możliwie najniższą cenę. Oznacza to, że takie systemy muszą funkcjonować prawidłowo w warunkach, do których zostały zaprojektowane, a gwarancją tej poprawności są z góry określone parametry jakości ich funkcjonowania. Jakość systemów pomiarowych może być wyrażona przez odpowiednio zdefiniowane parametry ilościowe, m.in. parametry dokładności systemu pomiarowego lub parametry niepewności wyników pomiarów [25, 42, 43, 44, 116].

4.1. Zasady analitycznego modelowania obiektu badań oraz systemu pomiarowego

W badaniach symulacyjnych model zastępuje rzeczywisty obiekt pomiarów. Jest on pobudzany symulowanymi sygnałami, a generowane przez niego zmienne procesowe są składowymi symulowanego eksperymentu pomiarowego oraz symulowanych algorytmów przetwarzania danych pomiarowych. Tak więc symulowany eksperyment pomiarowy uwzględnia generację sygnałów pobudzających, symulację działania sprzętu pomiarowego oraz procedur sterujących tym sprzętem (rezultatem tych działań jest wyznaczony zbiór wyników pośrednich lub inaczej cząstkowych) i wreszcie symulację algorytmów przetwarzania danych pomiarowych (czego efektem jest poszukiwany wynik pomiaru) [30].

¹ Bardziej poprawnym określeniem w języku polskim jest niedokładność [43, 84]

² w angielskim oryginale measurand oznacza to, co ma być mierzone, lub precyzyjniej obiekt matematyczny modelujący czyli opisujący to, co ma być mierzone [42].

Występujący w badaniach matematyczny model symbolowy, tylko w przybliżeniu opisuje obiekt pomiarów. Przybliżenie to polega na celowym wprowadzeniu uproszczeń polegających na pominięciu mniej istotnych zjawisk występujących w badanym obiekcie³.

Przyjęty do analizy model powinien możliwie wiernie reprezentować najistotniejsze parametry rzeczywistego obiektu badanego. Należy zwracać uwagę na naturę fizycznych sygnałów pomiarowych, która jest bardzo zróżnicowana i może być określana np. poprzez rodzaj energii przenoszonej przez te sygnały (np. mechaniczna, termiczna, elektryczna, elektromagnetyczna, magnetyczna, promieniowania elektromagnetycznego, itp.).

Problem współpracy przetworników wstępnego przetwarzania z obiektem fizycznym polega na tym, że energetyczne sprzężenia przetworników z obiektami mogą zmieniać właściwości obiektów, a więc i wejściowe sygnały, które mają być mierzone (mezurandy). Konstruując systemy pomiarowe należy dążyć do ograniczania wpływu przetwornika na obiekt pomiaru. Istnieje szereg sposobów ograniczania tego typu wpływów, jednak ich analiza wykracza poza zakres tej pracy, por [7, 10, 83, 84].

W realizowanej pracy obiekt pomiaru sprzężony jest za pośrednictwem pola magnetycznego z czujnikiem pomiarowym, którym jest cewka indukcyjna. Przetwornik wstępnego przetwarzania obejmuje pomiarową cewkę indukcyjną wraz z układem pobudzania. Wyjściowy sygnał z przetwornika podlega normalizacji polegającej na detekcji sygnału pomiarowego, a następnie jego wzmocnieniu do pożądanego poziomu.

Jednym z celów symulacyjnych badań systemów pomiarowych jest ocena wpływu oddziaływania wszystkich elementów składowych procesu pomiarowego na dokładność, poczynając od obiektu badań, a na algorytmach przetwarzania danych pomiarowych kończąc. Istotna jest także ilościowa ocena dokładności uzyskanych wyników. Proponowany sposób rozwiązania tego problemu opiera się na następujących założeniach:

1. W symulowanym procesie pomiarowym dostępny jest model odniesienia reprezentujący obiekt pomiarów, a generowane przez niego zmienne stanowią wielkości poddane procesom pomiarowym;
2. Model odniesienia opisuje obiekt pomiarów z wystarczającą dokładnością i wszystkie wyniki badań symulacyjnych oraz sformułowane na ich podstawie wnioski w takim stopniu dotyczą rzeczywistości, w jakim model odniesienia jest adekwatny do rzeczywistego obiektu pomiarów.
3. Dostępne są wartości odniesienia, z którymi może być porównywany wynik symulowanego procesu pomiarowego. Tymi wartościami odniesienia w zależności od celu pomiaru są:
 - wyniki przetwarzania zmiennych modelu odniesienia zgodne z definicyjnym modelem systemu pomiarowego, tj. wg algorytmu definiującego przetwarzanie mierzonych wielkości,
 - współczynniki modelu odniesienia, w przypadku gdy ma on postać parametryczną, a celem analizowanego pomiaru jest parametryczna identyfikacja badanego obiektu,
 - charakterystyki modelu odniesienia, statyczne lub dynamiczne, gdy celem analizowanego procesu pomiarowego jest identyfikacja nieparametrycznego modelu badanego obiektu.

Przy powyższych założeniach ocena jakości (m.in. dokładności) badanego systemu pomiarowego polega na porównaniu wyników symulowanego procesu pomiarowego z wartościami odniesienia. Miarą tej jakości jest funkcjonał zdefiniowany na różnicy pomiędzy wynikami symulacji oraz przyjętymi wartościami odniesienia. Wyniki takich badań mają postać charakterystyk ilustrujących zależność określonego funkcjonału jakości systemu pomiarowego od wybranych jego parametrów obiektu pomiarów, bądź stosowanych wymuszeń [30].

³ „Przedmioty” oraz zjawiska poznawane za pomocą systemów pomiarowych przyjęło się nazywać obiektami pomiarów

W literaturze przedmiotowej spotyka się trzy sposoby modelowania przyrządów pomiarowych z wykorzystaniem:

- modeli polowych
- modeli obwodowych
- modeli mieszanych (obwodowo – polowych).

Do modelowania zjawisk zachodzących w polach elektromagnetycznych najczęściej wykorzystywanym sposobem jest „metoda polowa” polegająca na rozwiązywaniu równań Maxwella metodami numerycznymi (np. jedną z metod elementów skończonych), rzadziej metodami analitycznymi. Zaletą tego typu podejścia jest dokładność opisu zjawisk związanych z przepływem energii w polu elektromagnetycznym, wadą – długi czas obliczeń oraz konieczność stosowania wysoce specjalistycznego (a więc drogiego) oprogramowania. Najczęściej modele polowe stosuje do optymalizacji konstrukcji sond pomiarowych oraz doboru warunków realizacji pomiarów.

Drugim ze sposobów modelowania jest opisywanie przyrządu (lub systemu pomiarowego) za pomocą równań obwodowych, które uwzględniają rozpyły prądów oraz rozkład napięć w poszczególnych częściach obwodu i reprezentują jego właściwości elektryczne. Takie podejście pozwala efektywniej obliczać parametry skomplikowanych układów elektronicznych, w których wykorzystanie równań polowych prowadziło do budowy modeli bardzo rozbudowanych matematycznie. Ponadto przyjęte założenia upraszczające, mogłyby prowadzić do uzyskiwania wyników znacznie różniących się od rzeczywistych.

Jednak opisanie niektórych oddziaływań, zwłaszcza tych związanych z przepływem energii w polu elektromagnetycznym, wymaga innego podejścia do zagadnienia. Stosowanym rozwiązaniem jest zastąpienie efektu mikrooddziaływań polowych, zastępczymi strukturami skupionymi, reprezentującymi badane zjawisko w sposób makroskopowy. Parametry opisujące skupione elementy zastępcze (R , L , C , X_L , X_C , itd.) oblicza się przez rozwiązanie równań Maxwella, bądź wyznacza doświadczalnie, wprowadzając do modelu w postaci tablicy wartości lub zależności funkcyjnych. Modelowanie z wykorzystaniem równań obwodowych, do których wprowadzono elementy zastępcze reprezentujące zjawiska wyznaczone poprzez rozwiązywanie równań polowych, przyjęto nazywać modelowaniem mieszanym.

Bardzo ważnym etapem modelowania jest dobór oprogramowania. Wybór programu w dużym stopniu determinuje dalsze prace poprzez narzucenie formy danych wejściowych, zakresu możliwości oraz formy wyników końcowych. W ostatnich latach nastąpił szybki rozwój technik komputerowych i oprogramowania służącego do obliczeń numerycznych oraz modelowania różnych zjawisk fizycznych, w tym także działania układów elektronicznych. Powstające oprogramowanie jest zróżnicowane pod względem opisu badanych zjawisk fizycznych oraz formy zadawania danych i pobierania wyników. Większość z programów wykorzystuje do swej pracy środowiska graficzne, umożliwiając prezentowanie wyników obliczeń zarówno w formie liczbowej jak i wykresów. W trakcie przygotowywania tej pracy, rozważano możliwości wykorzystania różnych programów przeznaczonych do modelowania i analizy danych pomiarowych. Sprawdzano przydatność takich programów jak:

1. Oprogramowanie umożliwiające wykonywanie zaawansowanych obliczeń matematycznych – Matlab, Mathematica;
2. Programy do obliczeń zagadnień z zakresu fizyki (w tym elektromagnetyzmu) z wykorzystaniem metod numerycznych, przede wszystkim metody elementów skończonych – ANSYS, QuickField;
3. Oprogramowanie wirtualnych przyrządów pomiarowych – LabVIEW, DASYLab
4. Pakiety umożliwiające symulację działania układów elektronicznych – PSPICE, Protel 99.

Podstawowymi kryteriami uwzględnianymi przy doborze oprogramowania były: przydatność do założonych celów, dostępność licencjonowanej wersji, łatwość użycia,

możliwości przenoszenia danych pomiędzy różnymi aplikacjami. Ostatecznie zdecydowano się na wykorzystanie:

- LabVIEW v.7.1 do sterowania systemem pomiarowym oraz archiwizacji zarejestrowanych danych pomiarowych;
- Mathematica v.5.0 do modelowania zjawisk w polu elektromagnetycznym oraz wyznaczania parametrów modelu przetwornika pomiarowego;
- Microsoft Excel 2002 – wizualizacji wyników i wyznaczania parametrów przetwornika pomiarowego na podstawie zarejestrowanych danych pomiarowych.

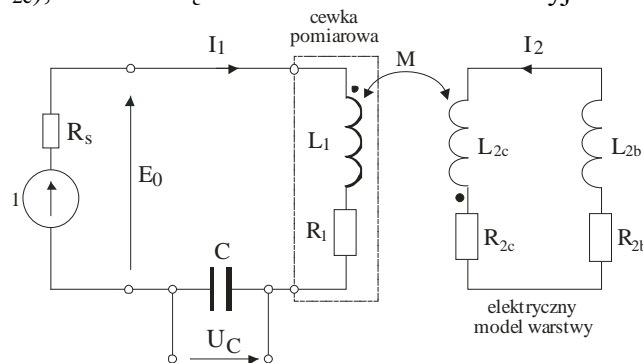
Wykorzystanie do obliczeń programu Mathematica wynikało z dużych możliwości obliczeniowych, prostoty i uniwersalności jego wykorzystania. Program umożliwia wykonywanie obliczeń w postaci symbolicznej oraz numerycznej, rozwiązywanie różnego typu równań i skomplikowanych zagadnień z zakresu analizy wektorowej. Dużą zaletą programu jest przyjazna forma opisu zagadnienia matematycznego [25].

Alternatywnym oprogramowaniem umożliwiającym realizowanie obliczeń zagadnień polowych były programy typu ANSYS bądź QuickField, które wykorzystują metody numeryczne. Jednak modelowanie rozkładu prądów w bardzo cienkich warstwach, zwłaszcza przy równoczesnym oddaleniu czujnika od warstwy wymagałoby utworzenia bardzo dużej liczby węzłów. Dla tak sformułowanych warunków wzrasta czas niezbędny do wykonania obliczeń oraz wymagania, co do mocy systemu obliczeniowego i dostępu do odpowiedniej wersji oprogramowania (duża liczba węzłów). Z tych względów nie zdecydowano się na wykorzystanie tej grupy programów do prowadzenia obliczeń.

4.2. Zasada działania konduktometru wiroprowadowego z cewką pracującą w układzie rezonansu szeregowego

Zaproponowana metoda jest modyfikacją metody wyznaczania rezystancji z wykorzystaniem pomiaru dobroci czujnika pomiarowego (Q-metru). Główne podobieństwo dotyczy zastosowanego układu pracy cewki pomiarowej. Podstawowe różnice polegają na sposobie analizy metrologicznej oraz wyodrębnianiu ze zmierzonego sygnału poszukiwanej informacji o parametrach reprezentujących badaną warstwę.

Podstawowym elementem głowicy pomiarowej jest wzbudnik prądów wirowych (reprezentowany przez indukcyjność L_1 , rezystancję R_1 oraz międzyzwojową pojemność C_L), który wraz z kondensatorem pomiarowym (C) tworzy szeregowy obwód rezonansowy (rys. 4.1). Przepływający przez wzbudnik prąd wytwarza strumień magnetyczny, pod wpływem którego w badanej warstwie indukują się prądy wirowe. Obwód, w który włączona jest cewka pomiarowa, w analizie traktowany jest jako obwód pierwotny transformatora. Badana warstwa jest natomiast obwodem wtórnym reprezentowanym przez indukcyjności L_{2c} i L_{2b} oraz rezystancje R_{2c} i R_{2b} , przy czym właściwości mierzalne warstwy reprezentowane są przez aktywną część rezystancji i indukcyjności (R_{2c} i L_{2c}), które biorą udział w tworzeniu indukcyjności wzajemnej M [4].



Rys. 4.1. Schemat zastępczy przetwornika pomiarowego sprzężonego magnetycznie z badaną warstwą

Sygnałem mierzonym jest amplituda napięcia odkładającego się na kondensatorze C przetwornika oraz częstotliwość rezonansowa układu. Szeregowy obwód rezonansowy L_1, R_1, C pobudzany jest sygnałem sinusoidalnym o stałej amplitudzie i zmieniającej się częstotliwości.

Obwód taki opisują równania:

$$\begin{cases} u_1(t) = (R_s + R_1) \cdot i_1(t) + L_1 \frac{di_1(t)}{dt} - \frac{1}{C} \int_0^t u_c(t) dt - M_1 \frac{di_2(t)}{dt} \\ 0 = (R_{2c} + R_{2b}) \cdot i_2(t) + (L_{2c} + L_{2b}) \frac{di_2(t)}{dt} - M_1 \frac{di_1(t)}{dt} \end{cases} \quad (4.1)$$

Dla sinusoidalnie przemiennego sygnału pobudzającego czujnik z indukcyjnością L_1 , model elektryczny przetwornika pomiarowego sprzężonego z warstwą przewodzącą opisany jest układem równań (4.2):

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = (R_s + R_1 + j\omega L_1 - j\frac{1}{\omega C}) \cdot \underline{I}_1 - j\omega M \cdot \underline{I}_2 \\ 0 = (R_2 + j\omega L_2) \cdot \underline{I}_2 - j\omega M \cdot \underline{I}_1 \end{cases} \quad (4.2)$$

przy czym: $R_2 = R_{2c} + R_{2b}$, $L_2 = L_{2c} + L_{2b}$, M jest współczynnikiem indukcyjności wzajemnej pomiędzy cewką L_1 , a indukcyjnością warstwy L_2 określony zależnością:

$$M = \chi_M \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (4.3)$$

Rozwiązanie układu równań obwodowych umożliwia obliczenie napięć oraz prądów w poszczególnych punktach systemu pomiarowego. Wartość prądu płynącego w obwodzie rezonansowym wynosi:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{R_s + R_1 + R_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C} - \omega L_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \right)} \quad (4.4)$$

a wartość napięcia na kondensatorze U_C wynosi:

$$\underline{U}_C = \frac{\underline{U}_1 \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R_s + R_1 + R_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C} - \omega L_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \right)} \quad (4.5)$$

Zmiana składowej biernej oraz czynnej tego napięcia, spowodowana oddziaływaniem mierzonej warstwy, w stosunku do napięcia przyjętego za napięcie odniesienia (najczęściej napięcie bez oddziaływania warstwy) jest miarą rezystancji, jaką napotykają prądy wirowe indukujące się w warstwie. Pod wpływem oddziaływania warstwy, rezystancja i reaktancja cewki pomiarowej zmieniają się zgodnie z zależnościami:

$$R_1' = R_1 + R_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} \quad ; \quad X_1' = X_1 + X_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} \quad (4.6)$$

przy czym: R_1' – rezystancja wypadkowa cewki pomiarowej, R_1 – rezystancja pierwotna, X_1 – reaktancja pierwotna, X_1' – reaktancja wypadkowa cewki pomiarowej, M – indukcyjność wzajemna pomiędzy cewką a warstwą, ω – pulsacja.

Rezystancja wypadkowa R_1' w układzie zastępczym cewki pomiarowej jest rezystancją obwodu pierwotnego powiększoną o rezystancję wniesioną z obwodu wtórnego. Reaktancja wypadkowa X_1' może być większa lub mniejsza od reaktancji obwodu pierwotnego o wartość reaktancji przeniesioną z obwodu wtórnego, co z kolei zależy od znaku przy reaktancji X_1 i X_2 .

Ponieważ impedancja warstwy ma charakter indukcyjny, dlatego przenosi się ona do obwodu rezonansowego ze znakiem ujemnym (pomniejszając reaktancję), tym samym powodując wzrost częstotliwości rezonansowej. Znając częstotliwość rezonansu f_{rx} oraz wartość pojemności kondensatora C , można wyznaczyć indukcyjność czujnika pomiarowego z zależności:

$$L = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{rx})^2 \cdot C} \quad (4.7)$$

Współczynniki modelu M , R_2 , X_2 wyznacza się rozwiązując równania polowe Maxwella. Potencjał wektorowy \mathbf{A} wyznaczyć można z zależności 3.12 lub 3.37. Na tej podstawie możliwe jest wyznaczenie rozprywu prądu w badanym elemencie (3.39). Podobne podejście do modelowania zjawisk z wykorzystaniem modeli obwodowych, a odnoszonych do przetworników prądów wirowych, prezentowane jest także w pracach [4, 122].

W wyniku zmiany impedancji zmienia się charakterystyka krzywej rezonansowej, m.in. położenie punktu rezonansu na charakterystyce $U=f(f)$. W analizie obwodów rezonansowych wygodnie jest posługiwać się uniwersalną krzywą rezonansu. Na podstawie wartości napięcia oraz odpowiadającej mu częstotliwości w charakterystycznych punktach krzywej rezonansowej, możliwe jest obliczenie dobroci obwodu rezonansowego, a następnie rezystancji i indukcyjności przenoszonej z obwodu „wtórnego” do „pierwotnego”. Poprawność opisu obwodów LC, za pomocą uniwersalnej krzywej rezonansu obejmuje pełny zakres częstotliwości. Wzór na uniwersalną krzywą rezonansową opisuje zależność (4.8):

$$a = \frac{1}{\sqrt{1 + 4 \left(Q \frac{f_r - f_{(0.707)}}{f_r} \right)^2}} \quad (4.8)$$

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R} \quad \text{oraz} \quad Q = \frac{f_r}{f_a - f_b} \quad (4.9)$$

gdzie: $f_{(0.707)}$ – częstotliwość odpowiadająca spadkowi napięcia o 3dB, f_r – częstotliwość rezonansowa, Q – dobroć obwodu rezonansowego, L – indukcyjność obwodu rezonansowego, R – rezystancja obwodu rezonansowego, f_a i f_b – częstotliwości odpowiadające spadkowi napięcia o 3dB.

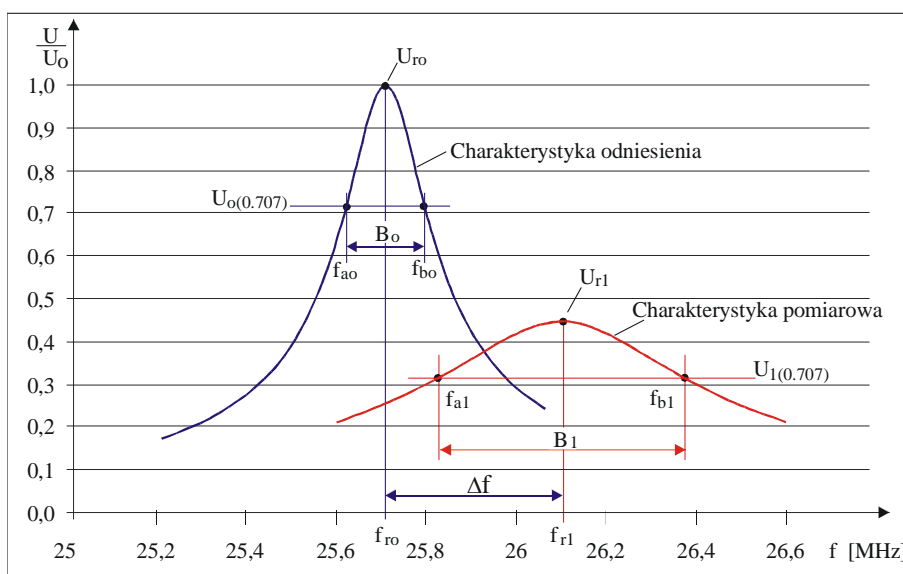
Porównując ze sobą zależność (4.8) z zależnościami (4.9) dla odpowiednich Q , f_r i $f_{(0.707)}$, możliwe jest wyznaczenie składowej czynnej oraz biernej impedancji wnoszonej do czujnika pomiarowego (cewki pomiarowej), a wywołanej wstecznym oddziaływaniem prądów wirowych indukujących się w mierzonej warstwie. Na podstawie zależności (4.6) można wyznaczyć rezystancję warstwy dla płynących w niej prądów wirowych.

Do symulacji działania systemu pomiarowego oraz wpływu poszczególnych czynników na jego parametry, wykorzystano mieszany sposób modelowania (modele obwodowo-polowe). Takie podejście pozwala efektywniej obliczać parametry skomplikowanych obwodów elektrycznych, w których korzystanie z równań polowych prowadziłoby do budowy modeli bardzo rozbudowanych matematycznie. Ponadto przyjęte założenia upraszczające mogłyby prowadzić do uzyskiwania wyników znacznie różniących się od rzeczywistych. Jednak opisanie niektórych oddziaływań, zwłaszcza tych związanych z przepływem energii w polu elektromagnetycznym, wymaga dokonania obliczeń z wykorzystaniem równań polowych. Z zależności 4.9 wynika, że im większa jest dobroć obwodu, tym ma on większą selektywność.

Dobór częstotliwości rezonansowej uzależniony jest od rezystancji warstwy oraz wymaganej czułości pomiaru. W wyniku oddziaływania warstwy mierzonej zmieniają się parametry cewki pomiarowej polegające na obniżeniu rejestrowanej wartości maksymalnej napięcia i wzrostem częstotliwości rezonansowej (rys. 4.2). Istotą zaproponowanej metody pomiarowej jest pobudzanie czujnika pomiarowego sygnałem o liniowo zmieniającej się częstotliwości w przyjętym zakresie przestrajania. Odpowiedzią czujnika pomiarowego jest zmiana napięcia na

kondensatorze zgodnie z krzywą rezonansową. Punkt „ U_{ro} ” reprezentuje maksymalną wartość napięcia przy braku oddziaływania warstwy na czujnik.

Sygnal pomiarowy (napięcie na kondensatorze) zmienia się zgodnie z krzywą rezonansową zarejestrowaną przy zmieniającej się częstotliwości. Punkt „0” reprezentuje maksymalną wartość napięcia przy braku oddziaływania warstwy na cewkę (pusty przetwornik). Pod wpływem oddziaływania warstwy następuje zmiana charakterystyki polegająca na obniżeniu się punktu maksymalnej wartości napięcia oraz zmianie częstotliwości rezonansowej. Położenie punktu maksymalnego napięcia zależy od rezystancji, jaką prądy wirowe napotykają indukując się w warstwie. Na rys. 4.2. przedstawiono zasadę interpretacji uzyskanych wyników pomiarowych.



Rys. 4.2. Unormowane napięcie na kondensatorze pomiarowym w funkcji częstotliwości – krzywa 1 brak oddziaływania warstw, krzywa 2 – z oddziaływaniem

Metoda pomiarowa stosowana do pomiaru przewodzących warstw cienkich musi charakteryzować się na tyle dużym prądem pomiarowym, by strumień wytworzony przez ten prąd wytwarzał w mierzonym elemencie prądy wirowe o dostatecznie dużych wartościach.

Skala trudności pomiarów rezystancji warstw wykonywanych w warunkach przemysłowych jest znacznie większa niż ma to miejsce w analogicznych pomiarach wykonywanych w warunkach laboratoryjnych, ze względu na wielkość elementów badanych oraz większy poziom zakłóceń.

4.3. Modelowanie systemu pomiarowego

Budowanie modelu złożonego systemu pomiarowego, jak również modeli zjawisk fizycznych opisujących oddziaływanie pomiędzy badanym obiektem i systemem pomiarowym, zmusza do przyjmowania założeń upraszczających. Zakres uproszczeń uzależniony jest od złożoności modelu, możliwości oprogramowania oraz sprzętu wykorzystanego do badań. Przyjęte w pracy założenia obejmują przede wszystkim uproszczenie opisu zjawisk polowych oraz pominięcie mniej istotnych czynników wpływających na pracę przetwornika pomiarowego. Uproszczenia te mają korzystny wpływ na funkcjonalność modelu oraz skrócenie czasu wykonywania obliczeń.

W pracy przyjęto następujące założenia upraszczające [91]:

- gęstość prądu źródłowego \mathbf{J} i magnetyczny potencjał wektorowy \mathbf{A} zmieniają się sinusoidalnie w czasie (przyjęte założenie oznacza nieuwzględnianie w obliczeniach wyższych harmonicznych);
- czoło cewki wzbudzającej prądy wirowe jest równoległe do powierzchni warstwy;

- środowisko jest liniowe i izotropowe, a więc histereza, efekt nasycenia magnetycznego, efekt temperaturowy konduktywności γ i przenikalności magnetycznej μ – są pomijane;
- prądy wirowe w cewkach zasilających mogą być pominięte;
- środowisko dobrze przewodzi prąd elektryczny, czyli prądy przesunięcia są pomijalnie małe względem prądów przewodzenia.

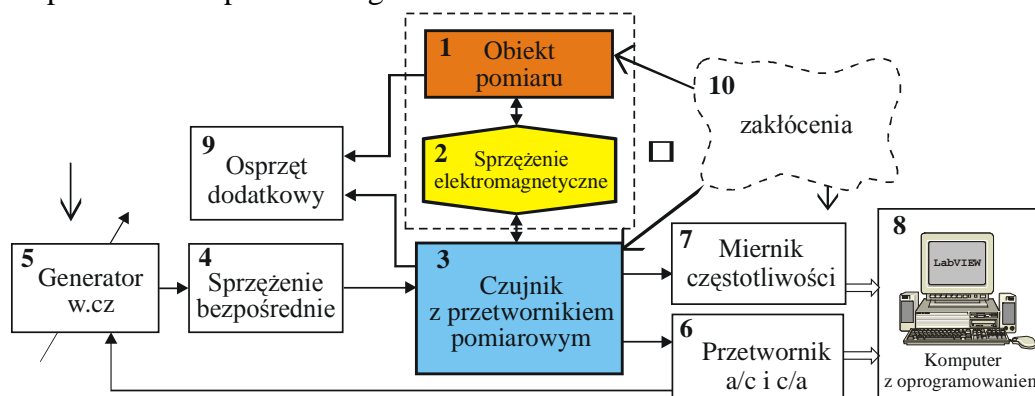
Ze względu na trudności z precyzyjnym określeniem niektórych parametrów systemu pomiarowego, wyznaczanie wartości poszczególnych elementów składowych modelu w sposób deklaracyjny (arbitralny) może prowadzić do znaczących różnic pomiędzy modelem matematycznym a rzeczywistym układem pomiarowym, zwłaszcza przy pomiarach parametrów sygnałów o wysokich częstotliwościach. Stosunkowo małe wartości reprezentujące parametry poszczególnych elementów czujnika pomiarowego oraz badaną warstwę przewodzącą (indukcyjność, pojemność, rezystancja, wymiary geometryczne, itp.), przy równoczesnej dużej wrażliwości na ich zmiany powodują, że błąd związany z przyjęciem do obliczeń takich wartości może prowadzić do znacznych różnic w wynikach końcowych. Dobrą praktyką jest korygowanie współczynników wchodzących do modelu poprzez wyznaczanie ich wartości na podstawie pomiarów wykonanych na rzeczywistym, empirycznym modelu. Korzystanie wyłącznie z danych uzyskanych z pomiarów także nie gwarantuje odpowiedniej dokładności wyznaczania współczynników modelu. Najkorzystniejszym wariantem postępowania jest komplementarne ujęcie zagadnienia, czyli przyjęcie współczynników modelu na podstawie przesłanek wynikających zarówno z pomiarów, jak i obliczeń. Takie podejście pozwala na dokonanie korekty parametrów modelu i zwiększenie zbieżności wyników modelowania z wynikami eksperymentu empirycznego.

W projektowaniu systemu pomiarowego, elementy struktury torów pomiarowych oraz parametry przetwornika dobierane były quasioptymalnie ze względu na przyjęte kryteria analizy. Kryteriami tymi były wyznaczone teoretycznie błędy łączne oraz wrażliwość systemu na niepożądane zjawiska. Założono, że modele poszczególnych elementów funkcjonalnych toru pomiarowego (i ich części składowych) dostatecznie ściśle odwzorowują właściwości rzeczywistych elementów z błędami zbliżonymi (co do wartości), do eksperymentalnie określonych błędów realizacji założonych zadań.

Przyjęto zasadę, że rzędy i współczynniki wyróżnianych fragmentów dynamicznych modeli oraz postacie nieliniowości i współczynniki charakterystyk statycznych powinny być wyznaczone eksperymentalnie lub dobierane tak, aby modele czujników z wystarczająco małym błędem odwzorowywały rzeczywiste, a nie katalogowe (statystyczne) właściwości. Do wyznaczenia współczynników charakterystyk toru wykorzystano zbudowany fizyczny model pomiarowy toru pobudzania, odbioru i przetwarzania sygnału pomiarowego reprezentującego mezurand.

Na rysunku 4.3 przedstawiono strukturę systemu pomiarowego zbudowanego dla celów wykonania eksperymentu weryfikującego zaproponowany w pracy model. Bloki funkcjonalne oznaczone indeksami od 1 do 2 modelowano za pomocą równań połowych, natomiast bloki 3 i 4 za pomocą modeli obwodowych. Autonomiczne przyrządy lub moduły pomiarowe (5-7) wykorzystywane w systemie pomiarowym opisywane zostały katalogowymi właściwościami funkcjonalnymi. Osprzęt dodatkowy (9) służy do ustalania odległości pomiędzy czujnikiem pomiarowym a mierzoną warstwą. W przyjętym modelu sprzężenie elektromagnetyczne reprezentowane jest przez współczynnik odległości wprowadzany do zależności matematycznej umożliwiającej obliczenie indukcyjności wzajemnej, który ponadto obciążony jest błędami dokładności oraz powtarzalności parametrów pozycjonowania. Operacje obliczeniowe (8) realizowane przez program obsługi systemu umożliwiają obliczenie rezystancji warstwy lub parametrów reprezentujących rezystancję warstwy.

Modelem opisującym badany obiekt są równania matematyczne (opisane w rozdziale 3) umożliwiające wyznaczenie wszystkich niezbędnych współczynników wchodzących jako stałe do modelu przetwornika pomiarowego.



Rys. 4.3. Schemat blokowy systemu pomiarowego sprzężonego z obiektem badań

Charakterystyki poszczególnych bloków funkcyjnych toru pomiarowego modelowano w sposób numeryczny, a uzyskane wyniki weryfikowano w sposób eksperymentalny. Numeryczne wyznaczanie charakterystyk odpowiedzi systemu pomiarowego na pobudzenia zadanymi sygnałami wymaga zdefiniowania modeli bloków funkcjonalnych. Sposób budowy oraz matematyczny opis modelu w dużym stopniu uzależniony jest od wykorzystywanego oprogramowania. W przyjętym modelu założono, że wszystkie podzespoły systemu traktowane są jako elementy skupione, za wyjątkiem sprzężenia bezpośredniego pomiędzy generatorem w.c.z. a wzmacniaczem buforowym (4). W zależności od częstotliwości sygnału oraz długości połączenia może zachodzić potrzeba rozważania tego elementu toru przetwarzania jako linii długiej.

4.3.1 Model wiroprowodowego przetwornika pomiarowego

W prowadzonych badaniach obiektem pomiaru jest cienka warstwa przewodząca uzyskiwana technikami jonowymi. Duża rezystancja tego typu warstw powoduje, że indukujące się w warstwie prąd wirowe mają małe wartości. W celu pomiaru parametrów tego typu warstw konieczne jest stosowanie rozwiązania układowego charakteryzującego się dużą czułością. Ze względu na przeznaczenie układu do zastosowań przemysłowych, przyjęte rozwiązanie powinno minimalizować wpływ zakłóceń na wyniki pomiarów.

Dla tak sformułowanego zadania badawczego dobrano metodę, strukturę oraz elementy systemu informacyjno-pomiarowego realizującego operację identyfikacji parametrów warstwy i określono procedury działań, m.in. procedury wyznaczania niepewności otrzymywanych pojedynczych wyników pomiaru, reprezentujących odpowiedź na sygnał pobudzający przetwornik pomiarowy, a także niepewność wyznaczania parametrów przyjętego a priori modelu obiektu. W celu zwiększenia czułości metody zastosowano czujnik indukcyjny pracujący w układzie rezonansu szeregowego. Przeprowadzone pomiary wykazały, że wykorzystując zaproponowaną metodę pomiarową wraz ze sposobem analizy metrologicznej można uzyskiwać dostateczną czułość na zmianę impedancji przetwornika. Duża czułość umożliwia wykonywanie pomiarów również przy oddaleniu warstwy od czujnika do kilku milimetrów [8, 13, 111, 113]. Praca w warunkach rezonansu umożliwia ograniczenie współczynnika wzmocnienia poszczególnych stopni pomiarowych, a tym samym nie są wzmacniane szумы, które by powstały w stopniach wejściowych przetwornika pomiarowego.

W pracy zaproponowano trzy alternatywne procedury badawcze umożliwiające pomiar rezystancji warstwy przewodzącej z wykorzystaniem zjawiska wzbudzenia prądów wirowych.

Szerzej procedury mogące znaleźć zastosowanie do realizacji pomiarów w różnych warunkach, opisano w rozdziale 5.3. Każda z zaproponowanych procedur ma swoje zalety oraz wady. Decyzja o wyborze procedury zależy od warunków, w jakich realizowane mają być pomiary, a także od oczekiwanej dokładności uzyskiwanych wyników.

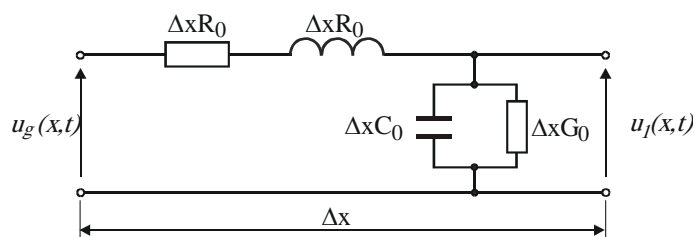
W procedurze, którą wykorzystano do prezentowanych w pracy badań modelowych, układ pomiarowy zasilany był sygnałem napięciowym o stałej amplitudzie i liniowo przestrajanej częstotliwości. Wynik pomiaru stanowiła sparametryzowana charakterystyka odpowiedzi na pobudzenie przetwornika. Informację o rezystancji, jaką prądom wirowym stawia badana warstwa przewodząca, uzyskuje się na podstawie analizy charakterystyki napięciowej głowicy w funkcji częstotliwości, przy określonych warunkach geometrycznych czujnika pomiarowego i jego usytuowania względem mierzonego obiektu. Miarą rezystancji warstwy (mezurandu) jest funkcyjna zależność pomiędzy napięciem a częstotliwością wyznaczoną w warunkach kalibracyjnych oraz przy oddziaływaniu mierzonej warstwy. Wyznaczony parametr tej zależności może być reprezentantem rezystancji warstwy dla prądów wirowych lub po przeliczeniu - wartości rezystancji powierzchniowej R_s , nazywanej także rezystancją odniesioną do pola kwadratu (R_{\square}). Jeżeli znana jest grubość warstwy, to na podstawie pomiaru możliwe jest również wyznaczenie współczynnika rezystywności.

Sygnałem pobudzającym czujnik przetwornika pomiarowego jest sinusoidalnie zmienny monoharmoniczny sygnał napięciowy. Do identyfikacji właściwości badanego obiektu (np. warstwy) wykorzystywana jest zarejestrowana czasowa odpowiedź na pobudzenie sygnałem o stałej amplitudzie i zmieniającej się częstotliwości. Zakres zmian częstotliwości wynika z założonych parametrów modelu systemu pomiarowego i zależnych od nich właściwości tegoż systemu. Ze względu na właściwości układu przetwarzania, analizę metrologiczną systemu pomiarowego ograniczono do pierwszej harmonicznej napięcia wejściowego. Założono również brak przesunięcia fazy sygnału pomiędzy napięciem i prądem na wejściu układu. Praktyczną realizacją modelu źródła sygnału jest generator w.cz. o częstotliwości zmieniającej się zgodnie z procedurą pomiarową.

W pracy wykorzystano następujący sposób zadawania sygnału pomiarowego:

Na wejście przetwornika pomiarowego podawano sygnał napięciowy o zmienianej częstotliwości w zakresie od f_p do f_k ze stałym przyrostowym krokiem przestrajania Δf . Bieżąca częstotliwość sygnału określona jest zależnością $f_i = (f_p + n \cdot \Delta f)$. Za każdym razem realizowano serię pomiarów napięcia U_c o ustalonej liczności. Dobór wielkości odstepu próbkowania sygnału wynika z zależności $(f_{\min} - f_{\max})/\Delta f$. Wielkość zmiany napięcia spowodowana jest wielkością kroku przestrojenia częstotliwości i wynika z charakterystyki przetwarzania.

Sygnał podawany jest na wejście układu pomiarowego za pośrednictwem sprzężenia elektrycznego np. kabla koncentrycznego. Przyjęty model sprzężenia uzależniony jest od częstotliwości przenoszonego sygnału i parametrów sprzęgu. W zakresie dużych częstotliwości i dużych odległości pomiędzy źródłem sygnału a wejściem układu pomiarowego, model sprzężenia traktowany jest jako linia długa o skupionych parametrach (takich jak rezystancja, indukcyjność i pojemność), rozłożonych wzdłuż linii. Wycinek linii Δx reprezentowany jest przez parametry jednostkowe R_0 , G_0 , L_0 i C_0 . Zmiana sygnału $u(x,t)$ po przebyciu odcinka $\Delta x \rightarrow 0$ opisuje równanie różniczkowe (4.10), por. [5, 23, 51].



Rys. 4.4. Obwodowy schemat zastępczy odcinka linii transmisyjnej

$$\frac{\partial^2 u_g(x,t)}{\partial x^2} = L_0 C_0 \frac{\partial^2 u_g(x,t)}{\partial x^2} + (L_0 G_0 + R_0 C_0) \frac{\partial u_g(x,t)}{\partial x} + R_0 G_0 u_g(x,t) \quad (4.10)$$

Zgodnie z tym równaniem sygnał przenoszony przez linię długą zmienia amplitudę i fazę wzdłuż jej długości. Parametry wykorzystywanego sprzężenia (np. przewodu koncentrycznego) pozwalają na przyjęcie uproszczeń i uznanie linii za bezstratną. Dla takiego założenia i sinusoidalnie zmiennego sygnału rozwiązanie równania 4.10 ma postać 4.11.

$$u_1(x,t) = \text{Re}\{U_g \exp[j(\omega t - \beta x)] + U_g \exp[j(\omega t + \beta x)]\} = u^+(x,t) + u^-(x,t) \quad (4.11)$$

gdzie U_g jest amplitudą zespoloną sygnału, a $\beta^2 = \omega^2 L_0 C_0$.

Ograniczenie pasma przenoszenia kabli koncentrycznych jest spowodowane zależnością oporu jednostkowego R_0 od częstotliwości, zgodnie z zależnością [23]:

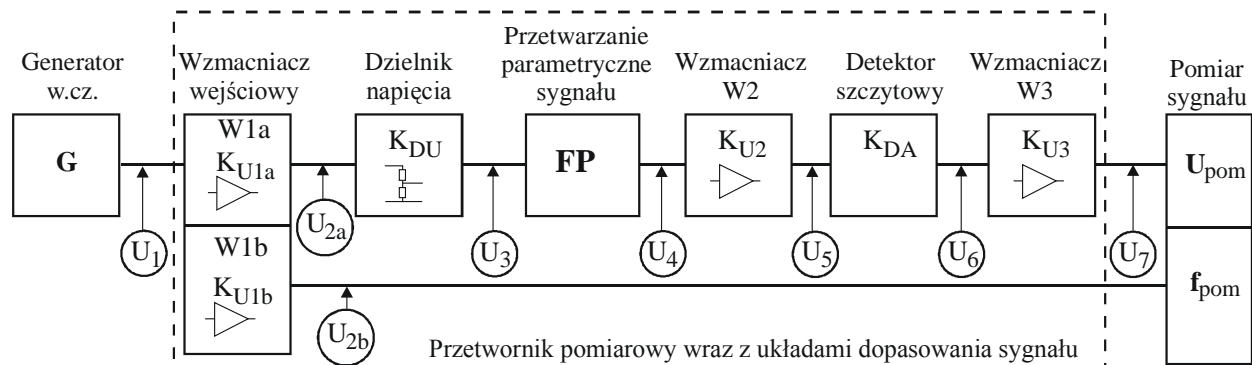
$$R_0(\omega) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) \quad (4.12)$$

gdzie r_2 i r_1 są promieniami przewodów zewnętrznego i wewnętrznego kabla, σ – przewodnością właściwą przewodów.

Opóźnienie sygnału w kablu koncentrycznym o impedancji 50Ω , stosowanym w laboratoriach pomiarowych, jest rzędu 5 ns/m . Ze względu na długość linii sprzęgającej (30 cm przy $f=25 \text{ MHz}$), która jest wielokrotnie mniejsza od długości fali, nie było potrzeby traktowania linii jako długiej. W modelu przyjęto więc założenie, że wartość sygnału na wyjściu sprzęgu jest równa (co do fazy i amplitudy) napięciu generatora.

Na rys. 4.5 przedstawiono schemat funkcjonalny toru przetwarzania systemu pomiarowego. Wprowadzone oznaczenia dotyczą realizowanej funkcji, współczynnika przetwarzania oraz wartości sygnałów w poszczególnych punktach systemu pomiarowego.

Sygnałem wejściowym jest napięcie U_1 . W wyszczególnionych punktach układu, wartości sygnału napięciowego opisują zależności (4.13 do 4.18).



Rys. 4.5. Schemat funkcjonalny toru przetwarzania systemu pomiarowego

Wzmacniacze W1a oraz W1b pełnią funkcję wzmacniaczy buforowych dla sygnału w.cz. generatora G. Napięcie po wzmacniaczu W1a wynosi:

$$U_{2a} = U_1 \cdot K_{U1} \quad (4.13)$$

Wyjściowy sygnał napięciowy U_{2a} podawany jest na wejście dzielnika rezystancyjnego R_S/R_0 . Wartość rezystancji R_S jest wielokrotnie większa od R_0 , przez co ograniczany jest wpływ prądu obwodu rezonansowego I_1 na prąd I_S (por. rys. 4.6).

Napięcie na wyjściu dzielnika K_{DU} wynosi:

$$U_3 = U_2 \cdot K_{DU} \quad (4.14)$$

przy czym K_{DU} jest współczynnikiem podziału

$$U_4 = U_3 \cdot K_{FP} \quad (4.15)$$

U_4 – jest napięciem na kondensatorze pomiarowym, przy czym jego wartość wynika z charakterystyki przetwarzania parametrycznego.

Napięcie po wzmacniaczu wejściowym W2 ma wartość:

$$U_5 = U_4 \cdot K_{U2} \quad (4.16)$$

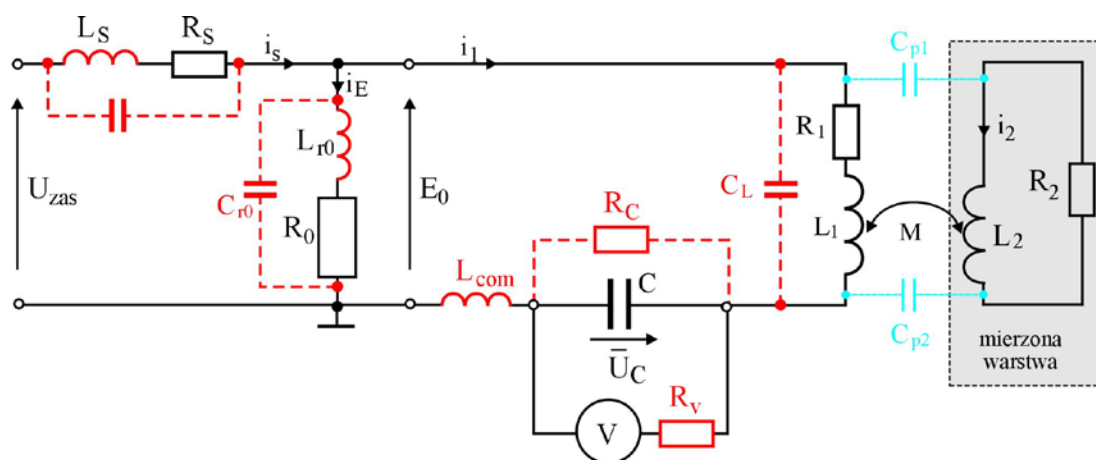
$$U_6 = U_5 \cdot K_{DA} \quad (4.17)$$

$$U_7 = U_6 \cdot K_{U3} \quad (4.18)$$

W skład zaprojektowanego i wykonanego przez autora pracy przetwornika pomiarowego wchodzi: wejściowy szerokopasmowy wzmacniacz w.cz. (0÷50MHz), pracująca w rezonansie szeregowym głowica pomiarowa, wyjściowy szerokopasmowy wzmacniacz w.cz. (0÷50MHz), detektor w.cz. oraz wzmacniacz m.cz.

Generator zasilania szerokopasmowy wzmacniacz w.cz., który obciążony jest przez dzielnik rezystancyjny składający się z rezystorów R_S oraz R_0 . Napięcie odłożone na bezindukcyjnym rezystorze ($0,05 \Omega$) jest równocześnie napięciem zasilającym szeregowy obwód rezonansowy $R_1 L_1 C$ przetwornika pomiarowego.

W badaniach modelowych głowica pomiarowa (rys. 4.6) opisana została układem równań Kirchhoffa (4.2). W chwili rezonansu przez szeregowy obwód $R_1 L_1 C$ płynie prąd o wartości $E_0/(R_1+R_0)$. Na kondensatorze C odkłada się napięcie, które mierzone jest przez przetwornik a/c za pośrednictwem wysokoimpedancyjnego szerokopasmowego wzmacniacza buforowego, detektora wartości szczytowej, wzmacniacza m.cz. Uzupełnieniem systemu pomiarowego jest komputer PC, który rejestruje i archiwizuje dane pomiarowe. Przetwornik pomiarowy usytuowany jest na statywie umożliwiającym zmianę odległości pomiędzy czujnikiem a mierzoną warstwą oraz przesuw w osiach ($x - y$) równoległych do warstwy.



Rys. 4.6. Model przetwornika pomiarowego

Składowe rezystancji R_2 i indukcyjności L_2 mają w modelu charakter elementów skupionych i reprezentują zastępczą impedancję warstwy. Rezystancja R_V reprezentuje impedancję wejściową wzmacniacza W2. Kolorem czerwonym oznaczono składowe elementów wchodzące do modelu jako niepożądane i pogarszające parametry przetwornika pomiarowego.

Zmiany przenoszone do cewki pomiarowej są zależne od rezystancji jaką napotyka prąd płynący w warstwie prądy wirowe oraz współczynnika sprzężenia cewki z warstwą. Czułość metody uzależniona jest od częstotliwości pracy i doboru parametrów przetwornika pomiarowego. Dla warstw charakteryzujących się dużymi rezystancjami wykorzystuje się częstotliwości pracy z przedziału od 10 MHz do kilkuset MHz. Ograniczeniem są problemy związane z pomiarem rzeczywistej i urojonej składowej sygnału w zakresie wysokich częstotliwości.

Każdy indukcyjny czujnik pomiarowy ma swoją pojemność nazywaną pojemnością własną cewki (C_L). Pojemność własna jednowarstwowej cewki jest proporcjonalna do jej średnicy i wolno maleje wraz ze wzrostem długości. Wartość pojemności cewki czujnika pomiarowego oszacowano przy pomocy nomogramów zawartych w [3, 66] i przyjęto, że $C_0 = 1,5$ pF. W rozważaniach teoretycznych uznano wpływ pojemności C_S , C_{r0} , C_L oraz C_{p1} i C_{p2} za pomijalnie mały.

Parametry modelu matematycznego wyznaczono na podstawie wyników badań dokonywanych za pomocą Q-metru [8] oraz pierwszej wersji prototypowego przetwornika prądów wirowych [13, 109, 114]. W stosunku do pierwszej wersji przetwornika, w układzie przetwornika za pomocą którego wykonano prezentowane w pracy pomiary, zmieniono prowadzenie mas i przewodów sygnałowych, zmodyfikowano sposób ekranowania oraz zasilania, zwiększono dobroć układu rezonansowego.

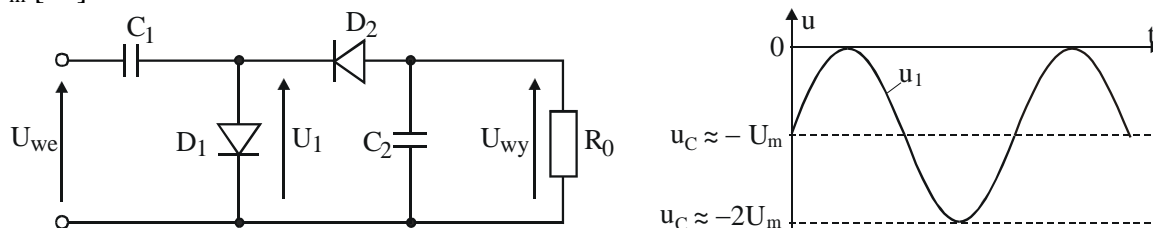
W tabeli 4.1 zestawiono wstępnie zmierzone najważniejsze parametry elementów składowych przetwornika pomiarowego oraz odpowiadające im wartości oszacowane w wyniku badań modelowych i weryfikacji za pomocą pomiarów. Parametry R_1 , L_1 oraz Q_1 odnoszą się do indukcyjnego czujnika pomiarowego.

Tabela 4.1. Zestawienie najważniejszych wartości elementów przetwornika pomiarowego

Element przetwornika	Wartość	
	zmierzona	przyjęta w modelu
Rezystancja czujnika pomiarowego R_1	0,067 Ω (DC)	0,438 Ω (25,7 MHz)
Indukcyjność czujnika pomiarowego L_1	407 nH	377,2 nH
Dobroć czujnika pomiarowego Q_1	23,77 ($f=200$ kHz)	139,4 (25,7 MHz)
Pojemność kondensatora C	101 pF	101 pF
Rezystancja R_0	0,1 Ω (DC)	0,08 Ω
Rezystancja R_s	68 Ω (DC)	68,3 Ω

Wartości poszczególnych elementów przetwornika pomiarowego dobrano w taki sposób, by uzyskać jak najlepsze dopasowanie wyników modelowania do wyników pomiarowych. Wyniki badań symulacyjnych obejmujących parametry pierwszej wersji głowicy pomiarowej zaprezentowano w pracach [111, 113].

Bardzo ważnym elementem przetwornika pomiarowego jest układ detekcji sygnału. W opracowanym przetworniku wykorzystano prostownik międzyszczytowy (rys. 4.7). Taki prostownik jest połączeniem kaskadowym dwóch prostowników: równoległego (szczytu dodatniego) i szeregowego (szczytu ujemnego). Jeśli prostowane napięcie jest sinusoidalnie zmienne, to przebieg napięcia na diodzie D_1 jest taki jak u_1 . Podczas trwania ujemnego półokresu sygnału wejściowego, wartość szczytowa tego napięcia jest równa podwójnej amplitudzie. Napięcie wyjściowe U_{wy} równe jest napięciu na kondensatorze C_2 i wynosi $2 U_m$ [17].



Rys. 4.7. Schemat przetwornika napięcia międzyszczytowego: a) schemat układu, b) przebieg napięć

Dobór pojemności kondensatorów oraz impedancji obciążającej detektor ma wpływ na pulsację oraz stałą odpowiedzi napięcia wyjściowego. Im większa jest pojemność C_2 , tym mniejsze są pulsacje sygnału wyjściowego, ale wydłuża się stała odpowiedzi.

W badaniach rozważano możliwość wykorzystania jednej z trzech metod cyfrowego pomiaru napięcia wyjściowego detektora:

- metody wielokrotnego całkowania
- metody sukcesywnej aproksymacji
- metody sigma-delta

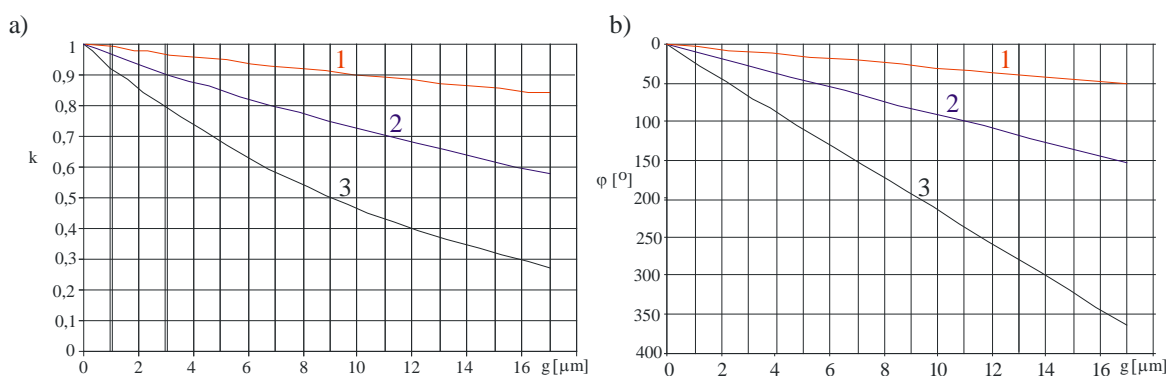
W pomiarach wykorzystanych w pracy, procedury pomiarowe realizowano korzystając z przetwornika z sukcesywną aproksymacją. Podstawowym kryterium doboru metody przetwarzania a/c był czas realizacji pojedynczej operacji pomiarowej oraz duża rozdzielczość wyniku. Uznano, że w miarę potrzeby, poprzez operacje statystyczne na otrzymanych zbiorach wyników można osiągnąć zadawalające zmniejszanie szumów obciążających mierzony sygnał.

4.3.2. Modelowanie warstwy przewodzącej

Obiektem pomiaru jest przewodząca warstwa metaliczna (lub tlenku metalu), charakteryzująca się określoną grubością g , konduktywnością γ (rezystywnością ρ) i współczynnikiem przenikalności magnetycznej μ . Głównym elementem modelu warstwy jest makroskopowo interpretowana impedancja, która jest funkcją takich parametrów jak: elektryczne i geometryczne parametry czujnika pomiarowego – przede wszystkim średnica (d), odległość czujnika od mierzonej warstwy (h), przenikalność magnetyczna materiału warstwy lub podłoża (μ), grubość warstwy (g), częstotliwość sygnału pomiarowego (f), temperatura (ϑ). Sygnał pomiarowy wnika w warstwę indukując w niej prądy wirowe. Obiekt odniesienia (wzorzec warstwy) może być realizowany na dwa sposoby:

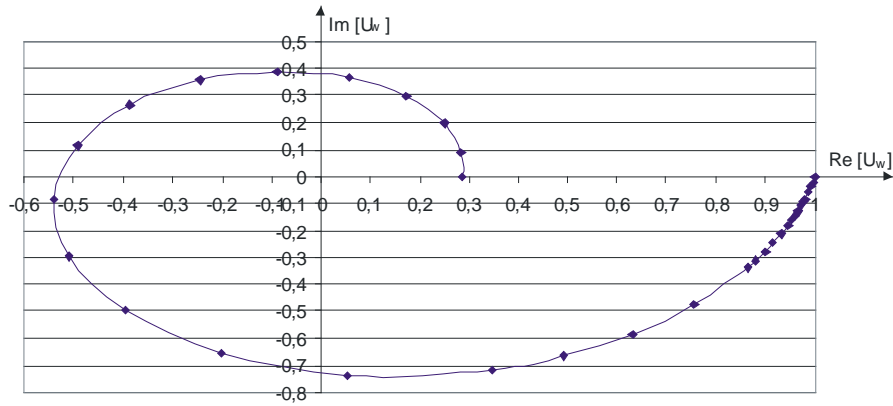
- jako wzorzec z ciągłym rozkładem konduktywności o zadanym kształcie – pozwala on na stworzenie tylko jednego rozkładu konduktywności;
- jako wzorzec z dyskretnym rozkładem konduktywności, który pozwala w łatwy sposób zmieniać wartości konduktywności.

Na rys. 4.8 przedstawiono tłumienie sygnału oraz zmianę kąta fazowego w zależności od odległości g od powierzchni warstwy. Obliczenia wykonano dla trzech warstw o różnych konduktywnościach 1 – miedź $58 \cdot 10^6$ Sm, 2 – stal $10 \cdot 10^6$ Sm, 3 – stal $1 \cdot 10^6$ Sm.



Rys. 4.8. Tłumienie sygnału oraz zmiana jego kąta fazowego w obszarze przewodzącym, w zależności od odległości g od powierzchni; (a) – tłumienie unormowane względem sygnału na powierzchni warstwy przewodzącej; (b) – zmiana kąta fazowego sygnału

Na rysunku 4.9 przedstawiono wykres zmiany wartości urojonej i rzeczywistej sygnału wnikażącego w przewodząca warstwę. Obliczenia wykonano dla miedzi, wykorzystując zależność 3.25. Kształt krzywej nie zależy od właściwości materiałowych, natomiast przewodność wpływa na tłumienie fali wnikażącej w przewodnik.



Rys. 4.9. Zmiana urojonej i rzeczywistej wartości sygnału wnikającego w przewodzącą warstwę

Wielkością reprezentującą obiekt pomiarowy jest rezystancja i indukcyjność zastępcza warstwy, przy czym:

$$R_2=f(\gamma, g, f, \mu, r_1, r_2, \vartheta); \quad L_2=f(g, f, \mu, r_1, r_2), \quad (4.19)$$

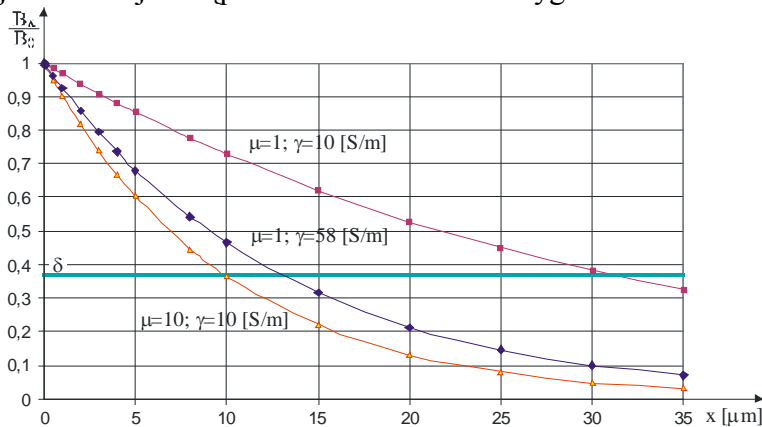
gdzie: γ – przewodność warstwy, g – grubość, f – częstotliwość, μ – przenikalność magnetyczna warstwy, r_1 i r_2 – odpowiednio promień wewnętrzny i zewnętrzny pierścienia warstwy, ϑ – temperatura warstwy. Promienie warstwy mają znaczenie w przypadku, gdy warstwa ma kształt pierścienia.

Wewnątrz badanego obiektu rozkład indukcji wyraża zależność [65]:

$$B = B_0 \cdot \exp(-d \cdot \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \gamma}) \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t - d \cdot \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \gamma}) \quad (4.20)$$

gdzie: B – indukcja magnetyczna w odległości od powierzchni, B_0 – indukcja na powierzchni obiektu, t – czas, f – częstotliwość pracy przetwornika, μ – przenikalność magnetyczna bezwzględna, γ – przewodność elektryczna właściwa, d – odległość od powierzchni obiektu.

Rozkład indukcji magnetycznej w funkcji odległości mierzonej od powierzchni warstwy przedstawiono na rys 4.10. Wykres wyznaczono na podstawie zależności 4.20. Pozioma linia odpowiada indukcji dla której nastąpiło e-krotne tłumienie sygnału.

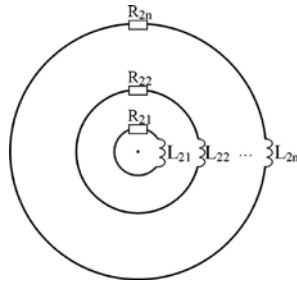


Rys. 4.10. Rozkład indukcji magnetycznej w warstwie przewodzącej w zależności od odległości x od jej powierzchni

Przejawem oddziaływania badanego obiektu (warstwy) na czujnik pomiarowy jest impedancja przenoszona do czujnika pomiarowego, która jest funkcją indukcyjności wzajemnej (M), rezystancji warstwy (R_2) i indukcyjności warstwy (L_2). Indukcyjność wzajemną (M) można wyrazić poprzez analizę zależności (3.40) lub analizę indukcyjności wzajemnej jako funkcji czynników wpływających, np. odległości pomiędzy czujnikiem a warstwą (rys. 4.12).

Rezystancja jaką napotykają indukujące się w warstwie prądy wirowe nie jest wielkością stałą. Zależy ona od konstrukcji czujnika pomiarowego częstotliwości indukowanych prądów, odległości czujnika od warstwy oraz grubości warstwy.

W schemacie blokowym, zaprezentowanym na rys. 4.3, rozważany model warstwy przedstawiony jest za pomocą modułu 1. Pod wpływem prądu płynącego przez czujnik (wzbudzająco – odbiorczy), w warstwie indukują się prądy wirowe. Ich wartość oraz rozkład zależne są od wartości prądu czujnika pomiarowego, jego częstotliwości, właściwości fizycznych obszaru przewodzącego prądy wirowe oraz warunków sprzężenia czujnik – warstwa (przede wszystkim od odległości). Rzeczywista droga przepływu prądu wyznaczona jest przez współśrodkowe okręgi o promieniu r (por. rozdz. 3). Ze względu na sposób rozptywu prądów wirowych, warstwę modelować można szeregowym połączeniem rezystora z indukcyjnością, reprezentującym skupione parametry ścieżki przepływu prądu (rys. 4.11). Całkowity prąd płynący w tak modelowanej warstwie jest sumą prądów płynących w poszczególnych pierścieniach tego modelu.



Rys. 4.11. Model elektryczny warstwy przewodzącej dla prądów wirowych

Z każdym wyodrębnionym pierścieniem warstwy sprzężony jest prąd cząstkowy. Całkowity prąd wirowy decyduje o wielkości oddziaływania warstwy na czujnik pomiarowy. Przyjęto, że zastępczy model warstwy może być opisany sumą oddziaływań poszczególnych składowych cząstkowych prądu. Wpływ pojemności wynikający z elektrycznych właściwości warstwy, w zakresie zastosowanych częstotliwości, uznano za pomijalnie mały zwłaszcza przy oddaleniu czujnika od warstwy.

Parametry modelu elektrycznego warstwy wyznaczyć można na podstawie zależności funkcyjnych (lub charakterystyk) uzyskanych z rozwiązania równań połowych Maxwella. Analizę połową rozptywu prądu w obiekcie (warstwie) w zależności od geometrii układu czujnik pomiarowy – mierzona warstwa, przedstawiono w rozdziale 3.2. Obiektem pomiaru (mezurandem) jest konduktywność cienkiej warstwy przewodzącej wykonanej z metalu (bądź tlenku metalu). Model takiego mezurandu reprezentowany jest przez rezystancję i indukcyjność zastępczą takiej warstwy.

Badanie fizycznego modelu warstwy umożliwia wyznaczenie współczynników opisujących rzeczywiste oddziaływanie warstwy na cewkę, a także weryfikację stałych modelu uzyskanych w sposób numeryczny. Model symbolowy warstwy przewodzącej obejmuje sformalizowany opis rozptywu prądów w jej wnętrzu, a także ich wpływ na zmianę parametrów przetwornika pomiarowego. Założono jednorodność i równomierność konduktywności warstwy w obszarze objętym badaniem. Ewentualne defekty struktury oraz lokalne zmiany grubości, przejawiają się w modelu w postaci różnicy konduktywności warstwy i są traktowane jako zmiany stałej materiałowej. Takie podejście może być uznane za poprawne w odniesieniu do badania makroskopowych właściwości materiału.

Dla celów weryfikacji zgodności modelu teoretycznego z modelem rzeczywistym zbudowano następujące modele reprezentujące warstwy fizyczne i określone poprzez odpowiadające im modele obliczeniowe:

- warstwy cienkie wykonane technikami jonowymi z różnych materiałów oraz o różnych grubościach;
- warstwy grube o różnych rezystywnościach;
- pierścienie przewodzące o średnicach od 4 do 30 mm wytrawione z laminatu pokrytego miedzią.

Warstwy wykonane technikami jonowymi charakteryzują się znacznie mniejszymi grubościami niż głębokość wnikania prądów wirowych w wykorzystywanym zakresie częstotliwości. Dla sygnału pomiarowego o częstotliwości ok. 25 MHz można bez zwiększenia błędu modelowania przyjąć równomierność rozkładu prądów wirowych wzdłuż ich grubości. Za warstwy cienkie uznano te, których grubość jest mniejsza od głębokości wnikania prądów wirowych.

Wykorzystując zależności 3.33, 3.37, 3.38, 3.39 wyznaczono indukcyjność pełnej warstwy dla różnych oddaleń czujnika od warstwy. Przy założonych wymiarach geometrycznych czujnika pomiarowego wartość indukcyjności warstwy oddziałującej na czujnik wynosi 6,9 nH. Zmiana grubości warstwy powoduje zmianę jej rezystancji dla prądów wirowych.

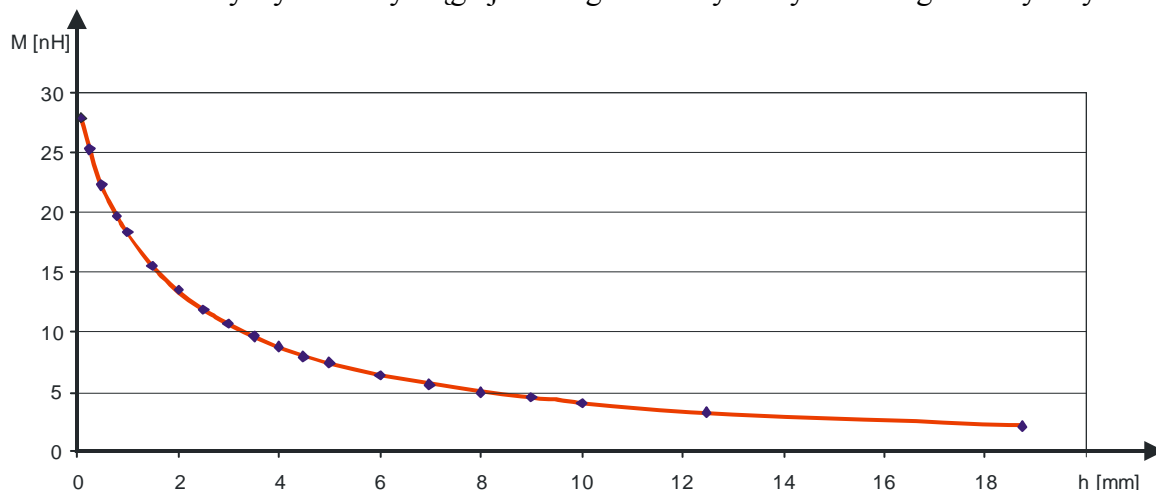
4.3.3. Elektromagnetyczne sprzężenie warstwy z czujnikiem pomiarowym

Model sprzężenia cewki pomiarowej z warstwą wyznaczany został poprzez rozwiązanie równań polowych Maxwella i reprezentowany jest on przez indukcyjność wzajemną M . Dla ściśle zdefiniowanych warunków geometrycznych układu obiektu sprzężonego polem magnetycznym z cewką pomiarową, indukcyjność wzajemna M jest wartością stałą i zależy od odległości elementu indukcyjnego wytwarzającej pole magnetyczne względem obszaru przewodzącego prąd (h), ilości zwoi (n), przenikalności magnetycznej ośrodka (μ) oraz szerokości ścieżki wiodącej prąd opisanej promieniami r_1 i r_2 .

$$M = f(n, r_1, r_2, \mu, h) \quad (4.21)$$

Sposób wyznaczania indukcyjności wzajemnej M przedstawiony został w rozdziale 3.2.2, natomiast w rozdziale 4.3.3 wykresy symulujące zjawiska elektromagnetyczne.

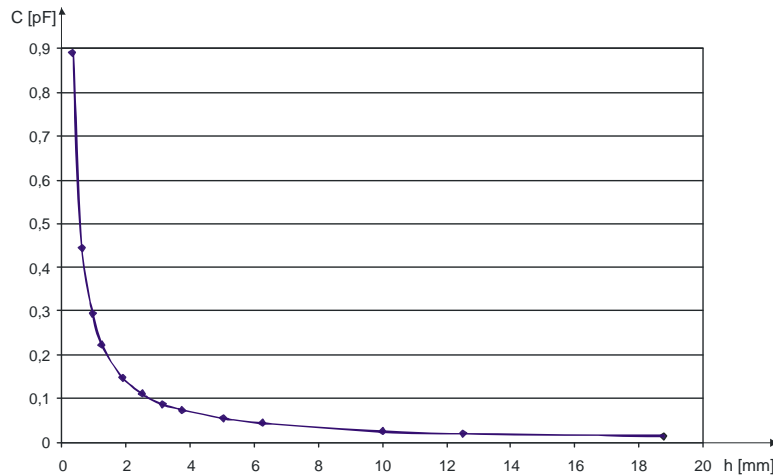
Na rys. 4.12 zaprezentowano wpływ odległości pomiędzy czujnikiem pomiarowym a warstwą na wartość indukcyjności wzajemnej. Wykres wyznaczony został na podstawie zależności 3.40 i dotyczy warstwy ciągłej o nieograniczonych wymiarach geometrycznych.



Rys. 4.12. Zależność indukcyjności wzajemnej warstwy w funkcji jej oddalenia od czujnika pomiarowego

Przydatność metody do pomiaru cienkich warstw wykonanych ze stali chromoniklowej ogranicza się do odległości oddalenia czujnika pomiarowego od warstwy nie większej niż 5 mm.

Rysunek 4.13 przedstawia zależność pojemności pomiędzy warstwą a czujnikiem pomiarowym w funkcji ich oddalenia. Występowanie pojemności jest zjawiskiem niekorzystnym, gdyż powoduje zmianę częstotliwości rezonansowej. Wartość pojemności uzależniona jest od średnicy drutu jakim nawinięto cewkę pomiarową, przenikalności elektrycznej środowiska oraz odległości między czujnikiem pomiarowym a warstwą.



Rys. 4.13. Zależność pojemności pomiędzy warstwą, a czujnikiem pomiarowym w funkcji odległości pomiędzy nimi

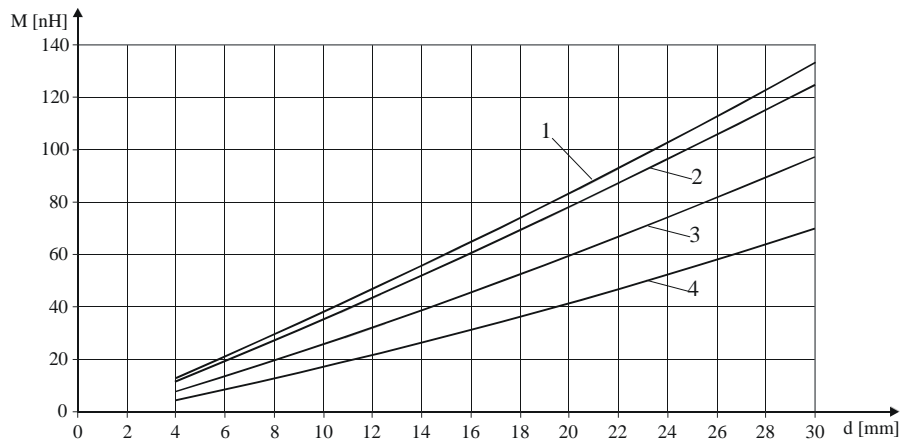
W celu weryfikacji poprawności wyników, obliczenia wykonywano wykorzystując zależności uzyskane na podstawie rozwiązania równania Maxwella oraz zależności zamieszczane w literaturze [22, 66]. W pracy zaproponowano weryfikację matematycznego modelu oddziaływania pomiędzy cewką i warstwą za pomocą pomiarów wykonywanych na uproszczonym modelu fizycznym warstwy przewodzącej, np. w postaci kombinacji współśrodkowych pierścieni warstwy przewodzącej o różnych średnicach i właściwościach materiałowych, por. rys 5.18.

W celu identyfikacji zakresu oddziaływania wykonano fizyczne modele warstw o zadanych wymiarach geometrycznych. Warstwy wykonano z laminatu pokrytym miedzią o grubości 35 μ m i średnicach w zakresie od 4 do 30 mm. Indukcyjność wzajemną warstw testowych wykonanych w postaci pierścieni o szerokości ścieżki przewodzącej 0,5 mm i różnych średnicach, rezystancję szacowano zgodnie z wzorem (3.42) przy założeniu częstotliwości 25,7 MHz. Wyniki badań eksperymentalnych przedstawiono w rozdziale 5.

Tab. 4.2. Zestawienie parametrów warstw testowych wykonanych w postaci pierścieni o różnych średnicach

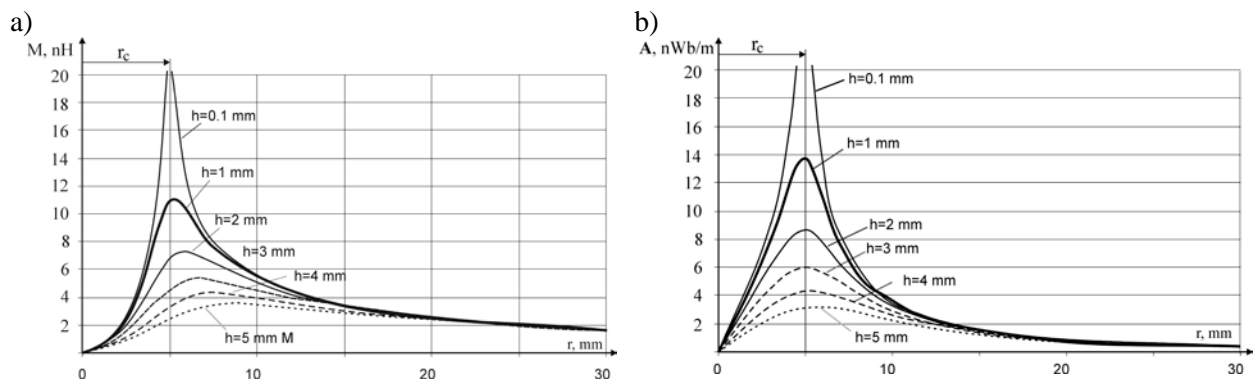
Średnica pierścienia [mm]	Rezystancja (DC) [Ω]	Rezystancja (w.cz.) [Ω]	Indukcyjność [nH]
4	0.0123797	0.0334584	7.73743
6	0.0185695	0.0501876	13.2352
8	0.0247593	0.0669168	19.1586
10	0.0309492	0.083646	25.399
12	0.037139	0.100375	31.8922
14 mm	0.0433288	0.117104	38.5957
16 mm	0.0495187	0.133834	45.4792
18 mm	0.0557085	0.150563	52.5201
20 mm	0.0618984	0.167292	59.701
25 mm	0.0773729	0.209115	78.1791
30 mm	0.0928475	0.250938	97.2896

Na rys. 4.14. przedstawiono symulowaną zależność jaka pojawia się pomiędzy czujnikiem pomiarowym a warstwą wykonaną w postaci przewodzących pierścieni.



Rys. 4.14. Zależność indukcyjności wzajemnej pomiędzy czujnikiem pomiarowym, a warstwami testowymi w postaci pierścieni o różnych średnicach (wytrawionymi z laminatu Cu) w funkcji średnicy pierścienia dla różnych odległości pomiędzy czujnikiem a warstwą

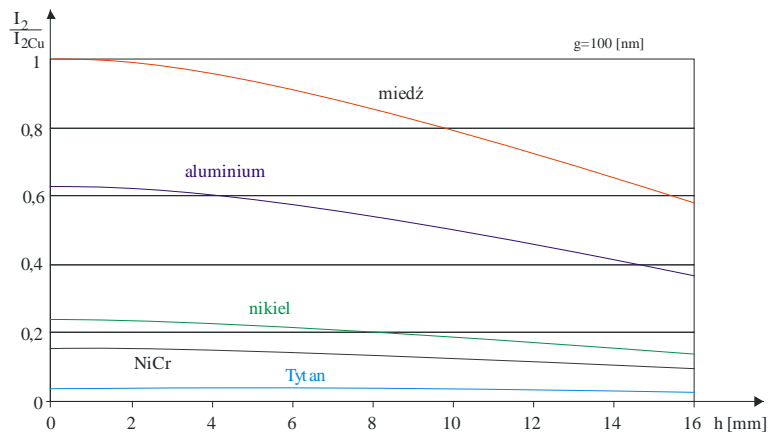
Na rysunku 4.15 przedstawiono rozkład indukcyjności wzajemnej M dla nieskończonego cienkiego wycinka indukcyjności o promieniu r , przy parametrycznie zadanej odległości pomiędzy cewką, a warstwą przewodzącą prąd. Natomiast na rysunku 3b przedstawiono rozkład potencjału wektorowego A . Obliczeń dokonano dla pojedynczego zwoju cewki o promieniu $r_c=5$ mm. Średnie wartości indukcyjności wzajemnej M , rezystancji czynnej warstwy R_2 i indukcyjności L_2 stanowią parametr modelowanego systemu pomiarowego.



Rys. 4.15. Symulacja oddziaływania cewki pomiarowej na badaną warstwę.
a) Indukcyjność wzajemna M sprzężenia cewki pomiarowej z warstwą;
b) Potencjał wektorowy A na powierzchni warstwy przewodzącej.

Z obliczeń wynika, że występowanie indukcyjności wzajemnej pomiędzy czujnikiem a warstwą rozciąga się od zera do nieskończoności. W praktyce jednak powyżej określonego promienia wyznaczającego ścieżkę prądów wirowych, zmiany indukcyjności wzajemnej są już pomijalnie małe. Wartość indukcyjności wzajemnej czujnik-warstwa jest zależna od średnicy czujnika pomiarowego, ilości zwoi oraz przenikalności magnetycznej środowiska.

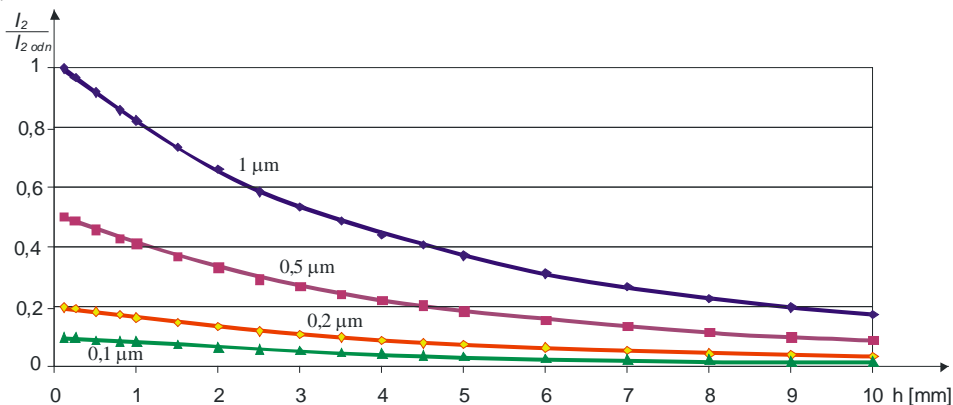
Na rys. 4.16 przedstawiono zależność względnej wartości prądu indukującego się w badanej warstwie w funkcji odległości jej usytuowania względem czujnika pomiarowego dla warstw o różnych przewodnościach. Odniesieniem jest wartość prądu jaki płynie w warstwie wykonanej z miedzi. W symulacji przyjęto grubość warstwy 100 nm. Do obliczeń przyjęto współczynniki konduktywności właściwej na podstawie tablic [50, 119].



Rys. 4.16. Względna zależność prądu indukującego się w badanej warstwie w funkcji odległości jej usytuowania względem czujnika pomiarowego

Analiza wykresu prowadzi do wniosku, że wartości prądów indukujących się w warstwach wykonanych ze stali chromoniklowej są o rząd wielkości mniejsze niż w warstwach miedzianych. Taki stan wymusza korzystanie z czulszych metod przy pomiarach warstw chromoniklowych.

Na rys. 4.17 przedstawiono względną zależność prądu indukującego się w badanej warstwie w funkcji odległości jej usytuowania względem czujnika pomiarowego. Zależność prądu I_2 indukującego się w warstwie odniesiono do analogicznego prądu dla warstw o grubościach $1\ \mu\text{m}$, $0,5\ \mu\text{m}$, $0,2\ \mu\text{m}$, $0,1\ \mu\text{m}$. Obliczenia wykonano dla warstw o przewodności $58 \cdot 10^6\ \text{S}\cdot\text{m}$.



Rys. 4.17. Względna zależność prądu indukującego się w badanej warstwie w funkcji odległości jej usytuowania względem czujnika pomiarowego

Przedstawione w rozdziale wykresy obrazują oddziaływanie wybranych elementów toru modelowanego systemu pomiarowego. Graficzna prezentacja przejawów zjawisk zachodzących w systemie pomiarowym oraz badanym obiekcie ułatwia dostrzeżenie najważniejszych czynników wpływających na wynik pomiaru.

4.4. Wyniki badań symulacyjnych modelu przetwornika pomiarowego

Badania symulacyjne przeprowadzono zakładając przebieg sinusoidalny sygnału pomiarowego (brak harmonicznych wyższych rzędów), a amplituda sygnału wejściowego jest stała w całym zakresie przestrajania częstotliwości. W badaniach symulacyjnych przyjęto następujące parametry przetwornika pomiarowego (rys. 4.6): indukcyjność cewki pomiarowej $L_1=375,9\ \text{nH}$, jej rezystancja (z uwzględnieniem zjawiska naskórkowości) $R_1=0,435\ \Omega$, pojemność kondensatora pomiarowego $C=101\ \text{pF}$. Indukcyjność warstwy wynosi $6,9\ \text{nH}$, indukcyjność wzajemna M zależy od odległości czujnika względem warstwy.

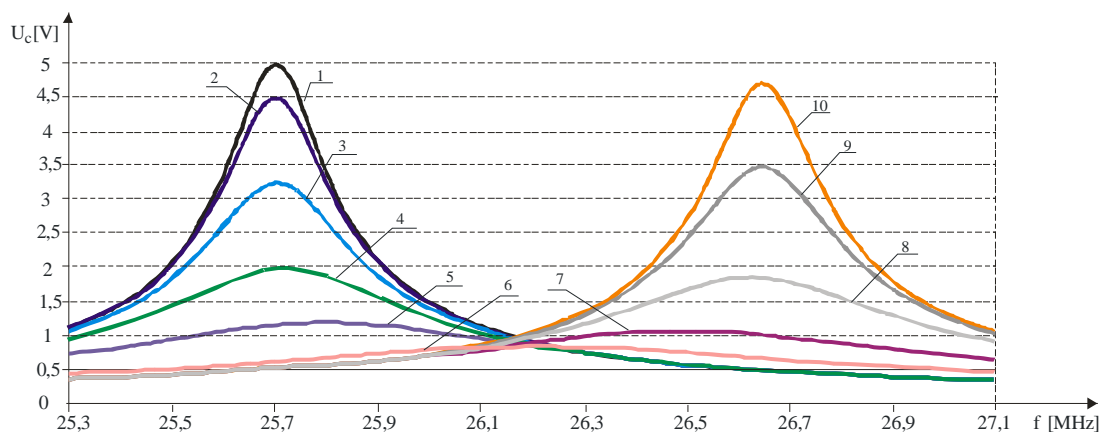
W analizach przyjęto następujące założenia upraszczające symulację:

- uzwojenie pomiarowe jest jednowarstwowe, ma pomijalnie małą grubość i ułożone jest równoległe do warstwy mierzonej;
- przetwornik zasilany jest monoharmonicznym napięciem o stałej amplitudzie;
- układ pomiarowy przyłączony do kondensatora ma nieskończenie dużą rezystancję;
- warstwa jest nieruchoma lub prędkość jej przesuwu względem czujnika jest na tyle mała, by pomijalne mogło być zjawisko indukowania się w warstwie napięcia pod wpływem zmiany położenia względem czujnika indukcyjnego;
- wartości wielkości fizycznych (γ , ϵ) charakteryzujące materiały zastosowane do budowy przetwornika są stałe, a zastosowane materiały izotropowe;
- warstwa pomiarowa nie jest ferromagnetyczna ($\mu_r=1$) i jest nałożona na nieprzewodzące podłoże.

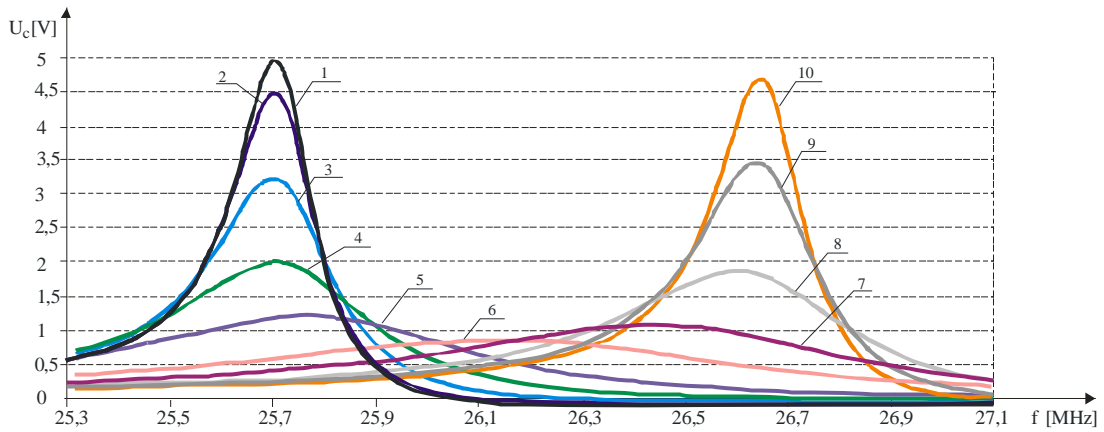
Czynnikami wpływającymi na wartość sygnału wyjściowego przetwornika pomiarowego, są:

- przewodność elektryczna γ materiału badanej warstwy;
- przenikalność magnetyczna μ warstwy;
- częstotliwość pracy przetwornika;
- geometria cewki przetwornika;
- współczynnik M sprzężenia badanej warstwy z cewką przetwornika;
- elektryczne właściwości przetwornika.

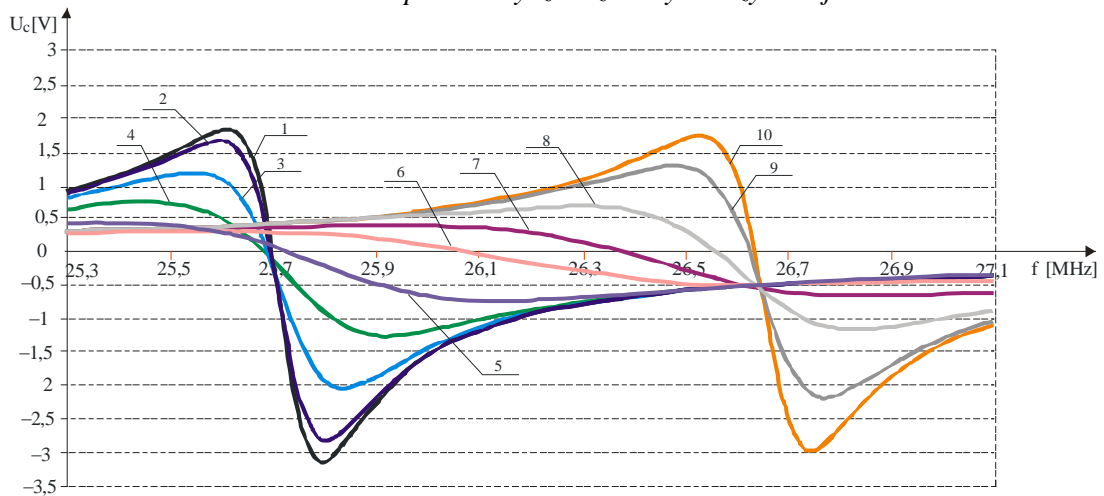
Odpowiedzi analizowanego układu pomiarowego na zmianę częstotliwości sygnału zasilającego cewkę (zgodnie z przyjętą procedurą pomiarową) uwidoczniono na rysunkach 4.18 do 4.20. Prezentowane wyniki uzyskano na podstawie zależności 4.2. Do obliczeń przyjęto identyczne parametry elektryczne przetwornika pomiarowego jak dla wykresów prezentowanych na rys. 4.21. Rys. 4.18. przedstawia zależność modułu napięcia w funkcji częstotliwości, rys. 4.19. część rzeczywistą, a rys. 4.20, część urojoną napięcia odkładającego się na kondensatorze pomiarowym C . Parametry matematycznego modelu przetwornika pomiarowego dobrano w taki sposób, aby uzyskać jak najlepszą zgodność obliczeń z wynikami pomiarów rzeczywistego przetwornika pomiarowego. Obliczenie rezystancji powierzchniowej warstwy dokonywane jest na podstawie analizy wartości napięcia odkładającego się na kondensatorze pomiarowym oraz częstotliwości rezonansowej. Do analizy wykorzystywana jest zależność modułu mierzonego napięcia oraz częstotliwość rezonansowa układu pomiarowego.



Rys. 4.18. Moduł napięcia przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości dla warstw o parametrycznie zadanych rezystancjach

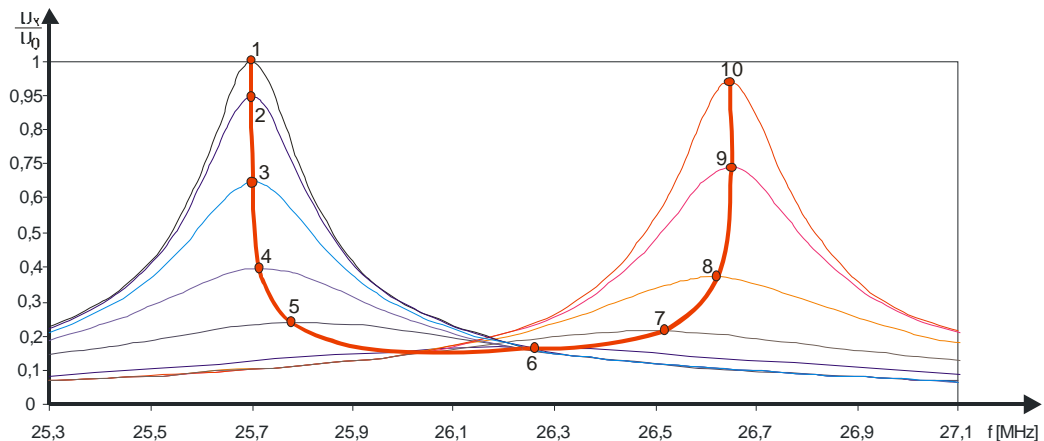


Rys. 4.19. Część rzeczywista napięcia przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości dla warstw o parametrycznie zadanych rezystancjach



Rys. 4.20. Część urojona napięcia przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości dla warstw o parametrycznie zadanych rezystancjach

Do określenia parametrów reprezentujących mezurand, a tym samym wyznaczenia rezystancji charakteryzującej badaną warstwę, konieczne jest zmierzenie wartości amplitudy sygnału na wyjściu głowicy pomiarowej oraz odpowiadającej jej częstotliwości rezonansowej. Na rys. 4.21 przedstawiono unormowaną (względem czujnika bez oddziaływania) zależność maksymalnej wartości napięcia przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości dla warstw o różnych rezystancjach. Prezentowane wartości napięć odnoszone są do napięcia przetwornika pomiarowego bez oddziaływania warstwy.



Rys. 4.21. Unormowana krzywa amplitud napięcia przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości rezonansowej sygnału dla warstw o różnych rezystancjach

Z analizy krzywej wyznaczonej poprzez połączenie punktów rezonansowych warstw o różnych rezystancjach wynika, że wraz ze zmniejszaniem się rezystancji powierzchniowej warstwy następuje obniżenie napięcia rezonansu, przy pomijalnie małej zmianie częstotliwości. Dalsze zmniejszanie się rezystancji warstwy powoduje relatywnie mniejsze zmiany mierzonego napięcia, ale następuje wzrost częstotliwości rezonansowej układu pomiarowego. Istnieje jednak graniczna wartość rezystancji, powyżej której dalszemu zmniejszaniu się rezystancji powierzchniowej warstwy towarzyszy wzrost wartości sygnału, przy równoczesnym wzroście częstotliwości charakterystycznej. Funkcyjna zależność modułu napięcia oraz częstotliwości rezonansowej umożliwia wyznaczenie składowej czynnej i biernej sygnału mierzonego, jak również rezystancji oddziałującej na czujniki pomiarowy.

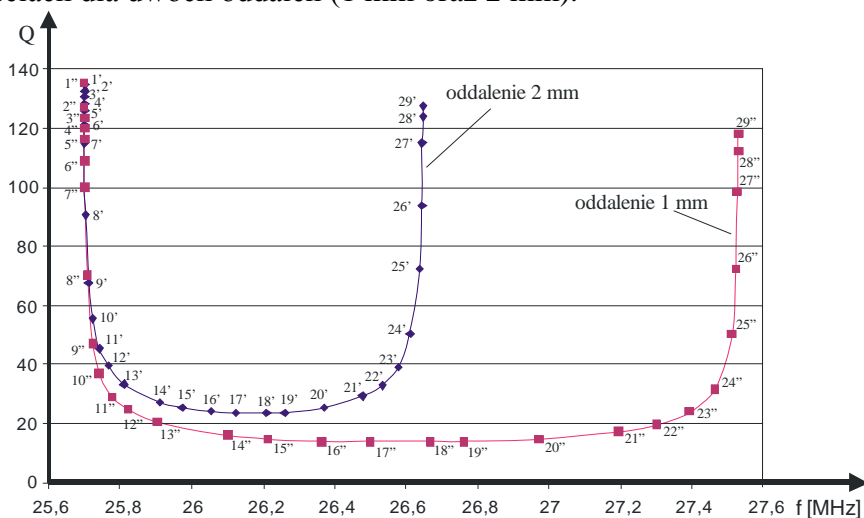
Przy modelowaniu oddziaływania warstwy na przetwornik pomiarowy przyjęto za stałą procesową wartość rezystancji warstwy, jaką napotyka prądy wirowe. Punkt 1 na rys. 4.21 odpowiada brakowi oddziaływania warstwy, punkt 2 rezystancji 100 Ω , punkt 3 rezystancji 20 Ω . Kolejne punkty reprezentują odpowiednio mniejsze wartości rezystancji. Do modelowania przyjęto wartość indukcyjności własnej L_2 równą 6,9 nH, a indukcyjności wzajemnej M 13,5 nH. Przyjęte wartości odpowiadają oddaleniu warstwy na odległość 2 mm. Prezentowaną charakterystykę wyznaczono na podstawie zależności (4.2). W tabeli 4.3 zestawiono wartości rezystancji warstwy odpowiadające punktom charakterystyk symulowanych na rys. 4.22.

Tabela 4.3. Wartości rezystancji warstwy

Pkt.	nr 1	nr 2	nr 3	nr 4	nr 5	nr 6	nr 7	nr 8	nr 9	nr 10
rezystancja warstwy [Ω]	∞	100	20	7	3	1	0,5	0,2	0,05	0,0065

Rezystancja jaką napotyka indukujące się w warstwie prądy wirowe jest liniową zależnością rezystancji powierzchniowej mierzonej metodami stykowymi. Współczynnik proporcjonalności zależy od konstrukcji czujnika pomiarowego oraz jego oddalenia względem mierzonej warstwy. Analiza funkcji przetwarzania czujnika pomiarowego sprzężonego z badaną warstwą prowadzi do wniosku, że przejście z materiału o dużej konduktywności do materiału o zmniejszonej konduktywności pociąga za sobą równoczesną zmianę składowej urojonej ($\omega L_1' \ll \omega L_1$), oraz składowej rzeczywistej (R_1'). Zmiana tych wielkości uzależniona jest między innymi od oddalenia przewodzącej warstwy od czujnika pomiarowego.

Na rys. 4.22 przedstawiono symulację charakterystyki dobroci szeregowego obwodu rezonansowego w funkcji częstotliwości rezonansu dla oddziaływań warstw o różnych konduktywnościach dla dwóch oddaleń (1 mm oraz 2 mm).



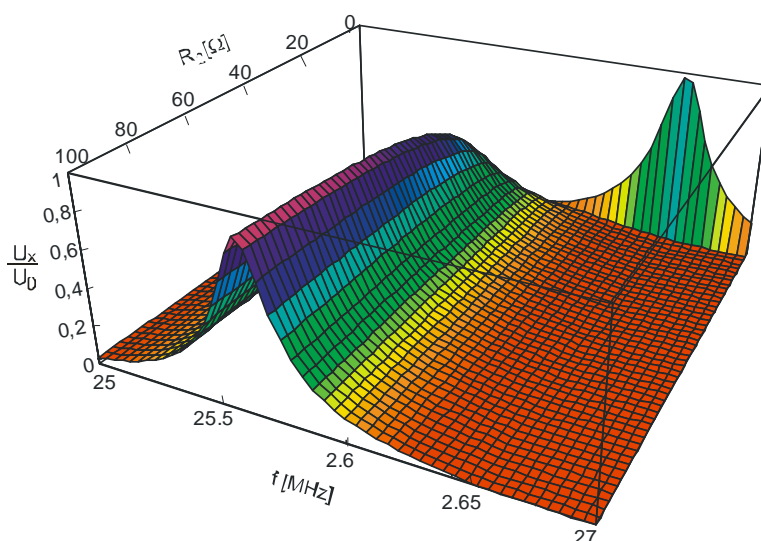
Rys. 4.22. Symulacja dobroci przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości sygnału dla warstw o różnych rezystancjach powierzchniowych i oddalonych od czujnika o 1 mm oraz 2 mm

W tabeli 4.4 zestawiono rezystancje powierzchniowe warstwy dla symulowanych oddziaływań przedstawionych na rys. 4.23.

Tabela 4.4. Symulowane wartości rezystancji jaką napotykają indukujące się w warstwie prądy wirowe

Pkt.	nr 1	nr 2	nr 3	nr 4	nr 5	nr 6	nr 7	nr 8	nr 9	nr 10
rezystancja warstwy [Ω]	200	180	150	120	100	70	50	20	10	7
Pkt.	nr 11	nr 12	nr 13	nr 14	nr 15	nr 16	nr 17	nr 18	nr 19	nr 20
rezystancja warstwy [Ω]	5	4	3	2	1,7	1,4	1,2	1	0,9	0,7
Pkt.	nr 21	nr 22	nr 23	nr 24	nr 25	nr 26	nr 27	nr 28	nr 29	-
rezystancja warstwy [Ω]	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1	0,05	0,02	0,01	0,0065	-

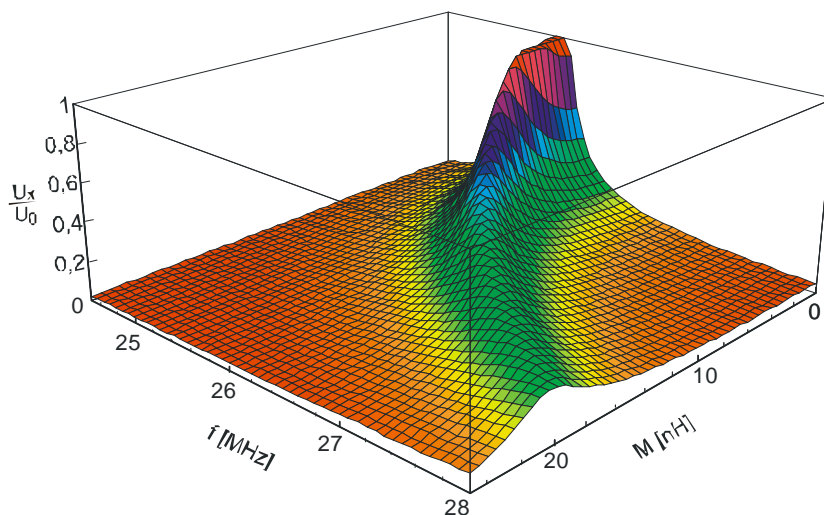
Na rys. 4.23 przedstawiono wyniki symulacji oddziaływania badanej warstwy na przetwornik pomiarowy w funkcji częstotliwości sygnału pobudzającego przetwornik pomiarowy oraz rezystancji warstwy.



Rys. 4.23. Oddziaływanie warstwy na przetwornik pomiarowy w funkcji częstotliwości sygnału pobudzającego czujnik oraz rezystancji warstwy

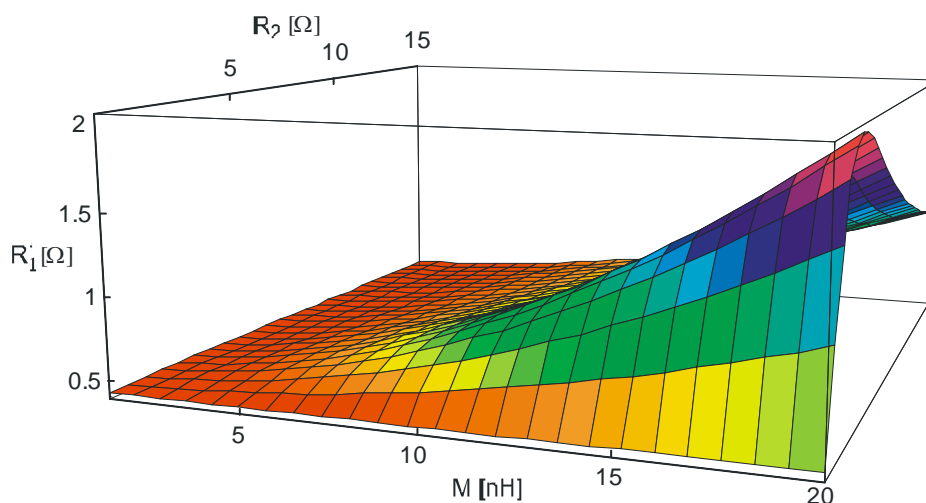
Obliczenia wykonano dla dwumilimetrowego oddalenia czujnika od warstwy. Oddziaływanie wyrażono jako względne napięcie na wyjściu przetwornika pomiarowego odniesione do napięcia bez oddziaływania warstwy. Do obliczeń przyjęto parametry odpowiadające przetwornikowi pomiarowego wykorzystywanemu do realizacji pomiarów prezentowanych w rozdziale 5.

Na rys. 4.24 przedstawiono symulację oddziaływania badanej warstwy na przetwornik pomiarowy w funkcji częstotliwości sygnału pobudzającego oraz indukcyjności wzajemnej pomiędzy czujnikiem pomiarowym a warstwą. Oddziaływanie wyrażono poprzez względną wartość napięcia na wyjściu przetwornika pomiarowego.



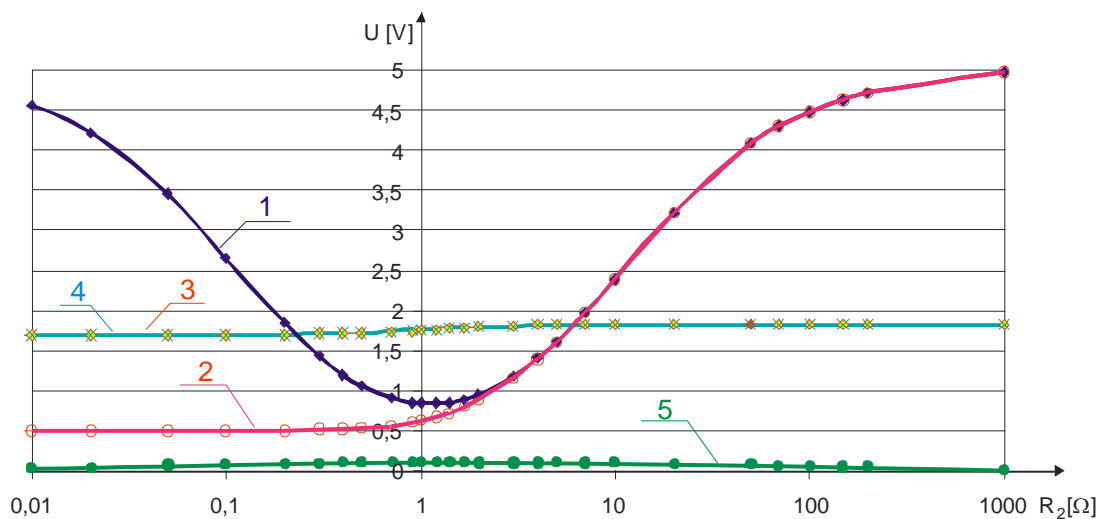
Rys. 4.24. Symulacja oddziaływania warstwy na głowicę pomiarową w funkcji częstotliwości sygnału pobudzającego przetwornik pomiarowy oraz indukcyjności wzajemnej pomiędzy czujnikiem pomiarowym a warstwą

Na rys. 4.25 przedstawiono symulację rezystancji czujnika pomiarowego w funkcji rezystancji warstwy oraz indukcyjności wzajemnej pomiędzy czujnikiem a warstwą. W wyniku oddziaływania warstwy przewodzącej prądu wirowe rezystancja czujnika pomiarowego ulega zwiększeniu o składnik reprezentujący zastępczą rezystancję warstwy.



Rys. 4.25. Rezystancja zastępcza czujnika pomiarowego w zależności od rezystancji warstwy oraz indukcyjności wzajemnej sprzęgającej warstwę z czujnikiem.

Na rys. 4.26 przedstawiono symulowany wpływ oddziaływania przewodzącej prądu wirowe warstwy o rezystancji powierzchniowej R_2 na wartości napięć w przetworniku pomiarowym. Krzywa 1 oraz 2 przedstawiają napięcie na kondensatorze pomiarowym, przy czym krzywa 1 reprezentuje napięcie dla przetwornika w stanie rezonansu (amplituda napięcia wyznaczana jako $U_{Cmax}=f(f)$ dla każdego punktu charakterystyki), natomiast krzywa 2 zmianę napięcia przy stałej częstotliwości odpowiadającej częstotliwości rezonansowej dla warunków odniesienia (bez oddziaływania warstwy). Pokrywające się krzywe 3 i 4 przedstawiają składową indukcyjną oraz moduł napięcia na czujniku pomiarowym, a krzywa 5 składową rzeczywistą. W obliczeniach przyjęto wartość prądu wymuszającego równą 30 mA.



Rys. 4.26. Wpływ oddziaływania przewodzącej prądu wirowe warstwy o rezystancji powierzchniowej R_2 na wartość napięcie w przetworniku pomiarowym

Symulacje przeprowadzono dla warunków odpowiadających oddaleniu czujnika pomiarowego od warstwy na odległość 1 mm. Dobór parametrów przetwornika odpowiadał parametrom przetwornika wykorzystywanego do pomiarów zaprezentowanych w niniejszej pracy.

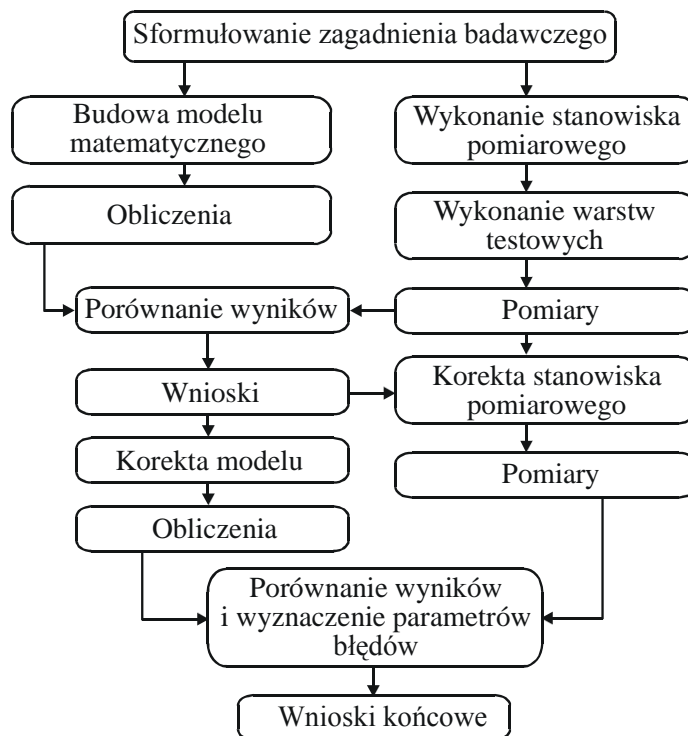
W rozdziale przedstawiono sposób modelowania systemu pomiarowego wraz z przetwornikiem pomiarowym. Zaprezentowano w nim wyniki badań modelu sprzężenia warstwy z czujnikiem pomiarowym oraz wyniki modelowania oddziaływania czynników wpływających na wynik pomiaru.

Rozdział V. Realizacja części eksperymentalnej badań

Celem przeprowadzenia części eksperymentalnej badań było zweryfikowanie przydatności opracowanej metody pomiarowej do wyznaczania rezystancji warstw przewodzących. Uzyskane wyniki umożliwiły również korektę obliczonych wstępnie współczynników modelu matematycznego opisującego przetwornik pomiarowy oraz oddziaływanie mierzonej warstwy na czujnik pomiarowy. Eksperymentalna część pracy składała się z:

- budowy stanowiska pomiarowego;
- wykonania warstw testowych;
- przeprowadzenia pomiarów;
- analizy metrologicznej wyników.

Dążąc do uzyskania jak największej wiarygodności i użyteczności prowadzonych badań, znaczną część nakładu pracy i uwagi przeznaczono na zbudowanie specjalistycznego stanowiska badawczego umożliwiającego wykonywanie wiarygodnych i powtarzalnych pomiarów właściwości elektrycznych badanych warstw. Na podstawie wstępnie przeprowadzonych badań doświadczalnych [8, 13, 108, 109] oraz modelowania numerycznego [111, 113, 114], określono strukturę i parametry poszczególnych podzespołów stanowiska badawczego. Na rys. 5.1 przedstawiono przebieg badań i weryfikacji metody pomiarowej.



Rys. 5.1. Etapy badań i weryfikacji metody pomiarowej

Wyniki pomiarów które zamieszczono w pracy, przeprowadzono w okresie trzech miesięcy. Temperatura pomieszczenia podczas pomiarów zawierała się w granicach od 21°C do 25,5°C, a wilgotność od 20% do 28%. Pomieszczenie nie było klimatyzowane, ani też nie stosowano ograniczania wpływu zakłóceń za pomocą klatki Faradaya. Brak klimatyzacji (możliwości ustalania temperatury i wilgotności) był przyczyną utrudniająca (w pewnym stopniu) prowadzenie badań i wnioskowania o przyczynach zmian parametrów układu elektronicznego.

5.1. Stanowisko pomiarowe

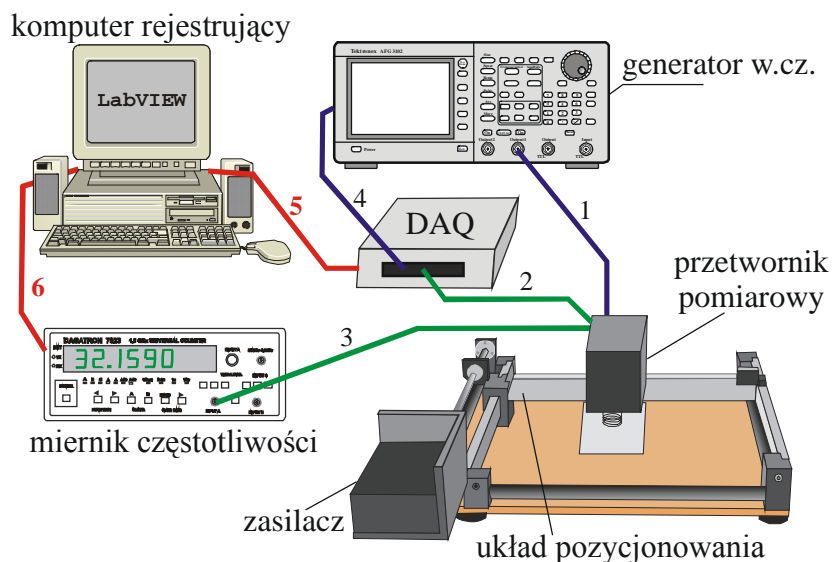
Główną funkcją zaprojektowanego systemu pomiarowego było wytworzenie na wejściu przetwornika pomiarowego ściśle określonego sygnału pobudzającego i rejestracja odpowiedzi układu na zadane wymuszenie. Prezentowane w pracy pomiary zrealizowano za pomocą zaprojektowanego i skonstruowanego specjalizowanego systemu pomiarowego.

Na etapie projektowania przyjęto wstępne założenia dla systemu pomiarowego, który powinien:

- umożliwiać pozycjonowanie czujnika pomiarowego w płaszczyźnie równoległej do mierzonej warstwy;
- umożliwiać zmianę odległości czujnika od warstwy;
- zadawać (synchronicznie z pomiarami) sygnał o określonej częstotliwości oraz amplitudzie napięcia;
- synchronicznie mierzyć napięcie oraz częstotliwość sygnału;
- automatycznie rejestrować serie danych pomiarowych o zadawanych licznosciach;
- zapewniać długookresową stabilność i powtarzalność parametrów sygnałów pomiarowych;
- zapewniać elastyczność konfiguracji i łatwość rozbudowy.

W skład stanowiska pomiarowego weszły następujące urządzenia i przyrządy zaliczone do grupy bezpośrednio-pomiarowych (rys. 5.2):

- generator sygnałowy w.cz. typu AFG 3102;
- samodzielnie wykonany przetwornik pomiarowy (por. rozdz. 4);
- moduł akwizycji danych pomiarowych typu NI DAQPad 6015;
- częstotściomierz cyfrowy typu Dagatron 7023;
- układ pozycjonowania;
- komputer wraz z oprogramowaniem sterująco-rejestrującym.



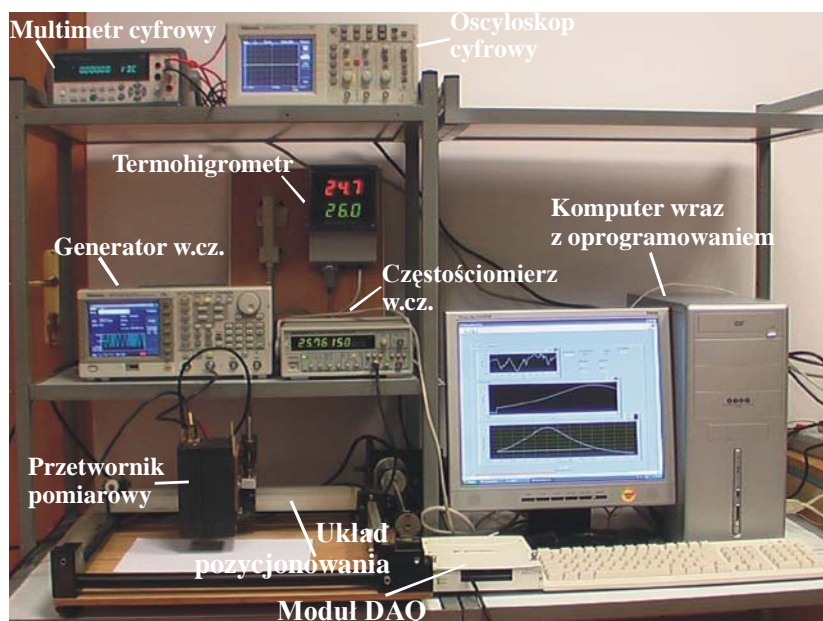
Rys. 5.2. Schemat funkcjonalny stanowiska pomiarowego

1- sygnał w.cz.; 2 - napięciowy sygnał wyjściowy; 3 - pomiar częstotliwości; 4 - zadawanie częstotliwości;
5 - łącze USB; 6 - łącze RS 232C

Zadaniem tej grupy przyrządów było ustalenie warunków pomiaru, zadanie sygnału o określonych parametrach, rejestracja wyników pomiaru, wizualizacja pomiarów, wyznaczenie podstawowych informacji statystycznych.

- Ponadto w skład stanowiska weszły także przyrządy pomocnicze:
- multimetr cyfrowy typu Agilent 34410 (6 ½ cyfry)
 - mostek RLC typu MT 4090
 - oscyloskop cyfrowy typu Tektronix TDS 2002
 - termohigrometr cyfrowy LAB-EL
 - przyrządy pomiaru odległości wraz z przekładkami dystansowymi.

Przyrządy z tej grupy służyły do dodatkowej kontroli parametrów sygnału i warunków realizacji pomiarów. Widok zestawionego stanowiska pomiarowego przedstawiono na rys. 5.3.



Rys. 5.3. Stanowisko pomiarowe

Uzupełnieniem podstawowego wyposażenia stanowiska pomiarowego był termohigrometr typu LB 701/5. Odczyty temperatury, wilgotności względnej oraz innych czynników mogących mieć wpływ na wynik pomiaru zapisywano w dzienniku pomiarów.

Widoczny na rys. 5.3 układ pozycjonowania umożliwia zmianę położenia czujnika pomiarowego w układzie równoległym do czoła czujnika x-y, a także jego odległości od badanej warstwy. Zakres zmian położenia czujnika pomiarowego w osi z wynosił 5 cm, a w osiach x-y ok. 40 cm. Ze względu na możliwość oddziaływania elementów konstrukcyjnych układu pozycjonowania, pomiary realizowano przy ustawieniu czujnika w jego środkowej części.

W tabelach Dodatku zestawiono najważniejsze parametry przyrządów pomiarowych wchodzących w skład zaprojektowanego i zestawionego stanowiska pomiarowego oraz wzmacniaczy użytych do budowy przetwornika pomiarowego. W tabelach A1 do A7 zamieszczono parametry wykorzystywanych przyrządów pomiarowych, a w tabelach A8 do A10 parametry wzmacniaczy użytych do budowy przetwornika pomiarowego.

Stanowisko badawcze zestawiono w Zakładzie Metrologii i Systemów Pomiarowych Politechniki Rzeszowskiej. Zasadniczym elementem zaprojektowanego stanowiska (rys.5.2) jest przetwornik pomiarowy. Został on w całości zaprojektowany i wykonany przez autora pracy. Przetwornik zasilany jest z wewnętrznego stabilnego zasilacza wyposażonego w zespół filtrów przeciwzakłóceńowych. Zewnętrzne ekranowanie elektryczne i magnetyczne ogranicza wpływ zakłóceń przenoszonych poprzez pole elektromagnetyczne. Podczas projektowania przetwornika pomiarowego wykorzystano typowe rozwiązania układowe (dane katalogowe elementów elektronicznych [98, 103] oraz praktyczne wskazówki zamieszczone w [3, 47]).

Napięcie o stałej (ustalanej) amplitudzie i przestrajanej częstotliwości, stanowi sygnał wejściowy układu pomiarowego. Do jego wytwarzania wykorzystano cyfrowy generator w.cz. typu AFG 3102 firmy Tektronix. Sygnał pomiarowy podawany jest na wejście dwóch niezależnych szerokopasmowych wzmacniaczy w.cz. (typu AD818) pełniących funkcję separatorów (korzystano z przewodu koncentrycznego o impedancji 50Ω). Sygnał z wyjścia wzmacniacza W1 podawany jest na układ czujnika pomiarowego, a wzmacniacza W2 wykorzystywany jest do pomiaru amplitudy lub częstotliwości sygnału wejściowego (por. rys. 4.5). Znajomość amplitudy sygnału wejściowego umożliwia kontrolę zadawanych parametrów i pozwala na ewentualną korektę wyniku pomiaru ze względu na zmianę amplitudy zadawanego sygnału. Zmianę częstotliwości sygnału uzyskiwano poprzez podawanie z wyjścia przetwornika c/a modułu NI DAQPad 6015 stałego napięcia (o ściśle określonej wartości) na wejście regulacyjne (FM) generatora w.cz. Napięcie to zmieniano w zakresie od 0 do 1V, z krokiem wynikającym z parametrów zadeklarowanych w programie sterowania i akwizycji danych pomiarowych. Zakres tych zmian wynikał z ustawionych na generatorze w.cz. parametrów przestrajania. Wykorzystywany generator umożliwiał zmianę częstotliwości w zakresie ± 4 MHz względem częstotliwości zasadniczej poprzez zmianę napięcia sterującego od $-1V$ do $+1V$. Moduł akwizycji danych NI DAQPad 6015 współpracował z komputerem PC poprzez łącze USB (z którego był również zasilany). Pomiaru bieżącej częstotliwości dokonywano za pomocą częstotliwościomierza Dagatron 7023, a zapis danych realizowano przez komputer PC za pośrednictwem łącza RS232C.

Mierzonymi sygnałami były:

- napięcie U_C odkładające się na kondensatorze C (por. rys.4.6), które za pośrednictwem wysokoimpedancyjnego, szerokopasmowego wzmacniacza buforowego (typu TSH 151), detektora szczytowego oraz wzmacniacza DC (typu INA128), mierzono za pomocą modułu akwizycji danych NI DAQPad 6015 firmy National Instruments;
- częstotliwość napięcia wejściowego mierzono częstotliwościomierzem typu Dagatron 7023.

Konstruując przetwornik pomiarowy starano się dobrać jego elementy w taki sposób, aby: zminimalizować wpływ zmiany temperatury otoczenia (kompensacja termiczna), nagrzewania się elementów (dobór warunków pracy) oraz ograniczyć wpływ rezystancji, pojemności i indukcyjności pasożytniczych na wynik pomiaru. Na podstawie wcześniejszych prac [110, 112, 114] ustalono, liczbę zwojów oraz średnicę cewki pomiarowej (5 zwoi, 10 mm średnica). Częstotliwość rezonansowa obwodu szeregowego L_1C o założonych parametrach wyniosła 25,7 MHz. Kryterium doboru parametrów szeregowego obwodu rezonansowego było ustalenie częstotliwości w zakresie liniowej pracy wykorzystywanych w przetworniku pomiarowym wzmacniaczy w.cz. oraz minimalizacja rezystancji R_1 . Pozostałe elementy przetwornika dobierano w taki sposób, aby zminimalizować wpływ czynników uznanych za niepożądane. Dotyczy to wartości poszczególnych elementów, jak i ich współczynników temperaturowych. Do budowy przetwornika wykorzystano szerokopasmowy wzmacniacz operacyjny w.cz. (typu TSH 151) o bardzo dużej impedancji wejściowej i małej pojemności. Poprzez zastosowanie wysokoimpedancyjnego wzmacniacza wejściowego, ograniczono niekorzystny wpływ zrównoleglenia pojemności obwodu rezonansowego rezystancją wejściową wzmacniacza. W trakcie prowadzonych prac korzystano ze wskazówek zawartych w [15, 16, 37, 38, 54, 55, 76].

Wstępnym etapem prac było zmierzenie podstawowych wartości parametrów elementów użytych do budowy przetwornika pomiarowego. Pomiaru wykonywano mostkiem RLC typu MT 4090. Pojemność kondensatora oraz parametry cewki (L) mierzone były przy częstotliwości 200 kHz. W trakcie prac badawczych, poprzez porównanie wyników uzyskanych z pomiarów oraz wyników modelowania, skorygowano wartości współczynników matematycznego modelu

przetwornika pomiarowego w stosunku do wstępnie wyznaczonych. Podstawowym kryterium weryfikacji tych współczynników była zbieżność wyników pomiaru z wynikami uzyskanymi na podstawie modelowania.

5.2. Procedury pomiarowe

Przez procedurę rozumie się umowę lub przepis opisujący sposób postępowania. Procedura pomiarowa odnosi się do określonej dziedziny wiedzy. Istnieje pewna hierarchia ważności lub zasięgu procedur pomiarowych. W zależności od charakteru, procedury mogą mieć różną postać i formę prawną. W zakresie metrologii prawnej procedury mogą mieć zasięg międzynarodowy, obowiązywać na terenie danego państwa lub być wykorzystywane przez poszczególne podmioty do realizacji konkretnych zadań pomiarowych [48]. W przypadku gdy wynik pomiaru musi być uwierzytelniony, konieczne staje się przeprowadzenie badań pozwalających na uzyskanie odpowiednich certyfikatów metrologicznych. W odniesieniu do badań służących jedynie do bieżącej kontroli poszczególnych operacji produkcyjnych, może nie być konieczne przeprowadzanie kosztownych procedur uwierzytelniających system pomiarowy.

W ramach pracy badawczej opracowano następujące procedury pomiarów:

1. procedura realizacji pomiarów;
2. algorytm sterowania i rejestracji danych pomiarowych;
3. sposób analizy danych pomiarowych i ocena ich wiarygodności.

W odniesieniu do różnych możliwych sposobów prowadzenia pomiarów z wykorzystaniem opracowanej metody, zaproponowano trzy alternatywne „procedury realizacji pomiarów” różniące się stopniem uproszczenia i zakresem uzyskiwanych informacji. Przyjęto dla nich następujące nazwy:

- pełna procedura pomiarowa;
- pomiary z wykorzystaniem automatycznej regulacji częstotliwości;
- uproszczona procedura pomiarowa.

„Procedura uproszczona” może znaleźć zastosowanie w odniesieniu do warstw, o których wiadomo, że ich rezystancja stawiana prądom wirowym jest na tyle duża, że w wyniku oddziaływania warstwy nie następuje zmiana częstotliwości (por. rys. 4.21). Warunek ten jest słuszny dla wszystkich, praktycznie wykonywanych technikami jonowymi warstw ze stali chromoniklowej oraz innych warstw przepuszczających światło. Ta procedura umożliwi jedynie wyznaczenie składowej czynnej przenoszonej do czujnika pomiarowego impedancji.

„Pełna procedura pomiarowa” ma szerszy zakres wykorzystania. Oprócz składowej czynnej umożliwi wyznaczenie również składowej bierniej.

Procedura z automatyczną regulacją częstotliwości jest pośrednią wersją pomiędzy procedurą uproszczoną i pełną. Prezentowane poniżej procedury zostały opracowane z przeznaczeniem do prowadzenia badań w ramach realizowanej pracy. W przypadku wykorzystywania proponowanych procedur do innych celów, może zachodzić konieczność ich modyfikacji.

5.2.1. Pełna procedura pomiarowa

W procedurze o nazwie „pełna procedura pomiarowa”, układ pomiarowy pobudzany jest sygnałem napięciowym o stałej amplitudzie i skokowo przestrajanej częstotliwości (w przyjętym zakresie). Wynikiem pomiaru jest sparametryzowana charakterystyka odpowiedzi przetwornika pomiarowego (obraz w przestrzeni dwuwymiarowej) na pobudzenie sygnałem wejściowym. Informację o rezystancji, jaką prądom wirowym stawia mierzona warstwa, uzyskuje się na podstawie analizy charakterystyki napięciowej przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości oraz jego oddalenia od obiektu pomiaru, przy określonych warunkach

geometrycznych czujnika pomiarowego. Charakterystyka uzyskana z pomiaru badanej warstwy, odnoszona jest do charakterystyki uzyskanej z pomiarów uznanych za warunki odniesienia. Najczęściej warunkami odniesienia (kalibracyjnymi) realizowanych pomiarów jest charakterystyka wyznaczona przy braku oddziaływania warstwy. Czasem może być wygodniej odnosić wyniki badanych warstw do charakterystyki warstwy wzorcowej (takiej jaką chciałoby się uzyskać). Wyznaczanie składowych czynnej i biernej impedancji cewki odbywa się poprzez numeryczną analizę wartości mierzonego napięcia w funkcji częstotliwości sygnału. Procedura ta zapewnia najlepszą rozdzielczość i dokładność pomiaru spośród trzech zaproponowanych w pracy. Ograniczeniem jej jest konieczność wykonania całego cyklu pomiarowego przy nieruchomej względem cewki pomiarowej warstwie. Czas realizacji procedury uzależniony jest od liczby kroków oraz czasu rejestracji pojedynczego wyniku pomiaru. Na całkowity czas realizacji procedury pomiarowej składają się:

- czas opóźnienia początkowego;
- czas realizacji pojedynczego pomiaru;
- liczba próbek poddawanych uśrednianiu;
- częstotliwość próbkowania;
- czas pomiaru częstotliwości sygnału;
- liczba kroków cyklu pomiarowego.

Dobierając poszczególne parametry sygnału pomiarowego (np. odstęp kroku przestrajania częstotliwości, zakres przestrajania, amplituda sygnału pomiarowego, liczba wyników podlegających uśrednieniu, itp.) można ograniczyć wpływ niektórych czynników oddziałujących oraz zakłóceń na jakość wyniku pomiaru. Szczególnie istotnymi zakłóceniami są te, które pochodzą od sieci przemysłowej (50 Hz). Ze względów praktycznych, dobór parametrów przetwarzania jest kompromisem pomiędzy parametrami mającymi wpływ na ograniczenie szumu, a szybkością przetwarzania. W trakcie badań korzystano ze wskazówek zawartych w [15, 16]

Ważnym elementem procedury jest sposób pozycjonowania czujnika pomiarowego względem mierzonej warstwy. Dokładność ustawienia odległości ma znaczący wpływ na uzyskany wynik. Płaszczyzna czołowa czujnika pomiarowego powinna być ustawiona równoległe do płaszczyzny warstwy. Odstępstwa od równoległości powodują powstawanie dodatkowych błędów pomiaru. W trakcie pomiarów ustawianie odległości czujnika pomiarowego względem mierzonej warstwy realizowano na dwa sposoby:

- oddalano czujnik od warstwy za pomocą śruby mikrometrycznej, a odległość dodatkowo kontrolowano z użyciem przekładek dystansowych o dokładnie zdefiniowanych grubościach;
- przy stałym ustawieniu czujnika pomiarowego odległość warstwy względem czujnika zmieniano poprzez położenie badanych próbek na podkładkach dystansowych.

W prowadzonych badaniach do wyznaczania parametrów reprezentujących warstwę wykorzystano „pełną procedurę pomiarową”.

5.2.2. Pomiary z wykorzystaniem automatycznej regulacji częstotliwości

Istotą procedury z wykorzystaniem automatycznej regulacji częstotliwości jest pobudzenie przetwornika pomiarowego sygnałem o częstotliwości odpowiadającej maksymalnej wartości napięcia odkładającego się na kondensatorze (C) szeregowego obwodu rezonansowego. W tej procedurze korzystać należy z układu automatycznej regulacji częstotliwości, który zapewniałby utrzymywanie układu pomiarowego w rezonansie (maksymalnej wartości mierzonego napięcia). Wynikiem pomiaru jest częstotliwość rezonansowa oraz odpowiadająca jej wartość napięcia wynikająca z rezystancji cewki pomiarowej powiększonej o „rezystancję przeniesioną z warstwy”. Wyznaczanie składowej czynnej i biernej impedancji cewki odbywa się poprzez numeryczne opracowanie danych pomiarowych i odniesienie ich do wartości

napięcia oraz częstotliwości w warunkach kalibracyjnych. Zaletą tej procedury jest możliwość uzyskiwania wyników na bieżąco (on-line) oraz to, że może być ona wykorzystywana do kontroli parametrów przemieszczającej się warstwy. Wadą jej jest mniejsza dokładność w stosunku do pełnej procedury pomiarowej (wynikająca z błędów regulacji wnoszonych przez układ dostrajania częstotliwości) oraz większy wpływ zmian w czasie realizacji pomiarów parametrów przetwornika i generatora sygnałowego na końcowy wynik pomiaru. Omawiana procedura ma charakter koncepcyjny i nie była testowana w trakcie badań. Może ona mieć zastosowanie do realizacji pomiarów w warunkach przemysłowych, gdyż umożliwia prowadzenie pomiarów przy warstwie przemieszczającej się względem czujnika.

5.2.3. Uproszczona procedura pomiarowa

W procedurze uproszczonej przetwornik pomiarowy pobudzany jest sygnałem o częstotliwości charakterystycznej dla warunków odniesienia (kalibracyjnych). Informacją o właściwościach elektrycznych warstwy jest zmiana wartości napięcia na kondensatorze pomiarowym pobierana z wyjścia przetwornika pomiarowego. Zaletą tej procedury jest możliwość uzyskiwania wyników on-line – procedura ta może być wykorzystywana do kontroli parametrów przemieszczającej się warstwy. Wadą jej jest mniejsza dokładność, w stosunku do dwóch wcześniej opisanych procedur oraz brak informacji o składowej urojonej sygnału pomiarowego. Może być stosowana, jeżeli mierzona warstwa nie powoduje przejścia charakterystyki przetwarzania na wznoszącą się jej część (por. rys. 4.22). Przeprowadzone badania wykazały, że zmiany składowej urojonej sygnału pomiarowego warstw wykonanych ze stali 1H18N9T są pomijalnie małe. Dla tego typu warstw, błąd spowodowany brakiem informacji o składowej urojonej sygnału jest pomijalnie mały. Do pomiaru takich warstw możliwe jest więc wykorzystanie uproszczonej procedury pomiarowej.

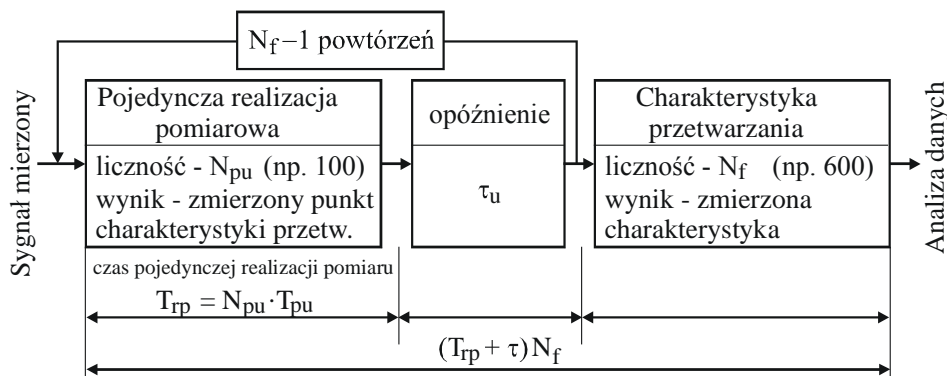
5.3. Akwizycja danych pomiarowych

Akwizycja oraz archiwizacja danych pomiarowych dokonywana jest przy wykorzystaniu komputera PC z oprogramowaniem własnym, zrealizowanym na platformie pakietu LabVIEW. Opracowano dwie aplikacje, nazwane „Prądy_wirowe_v3” oraz „Statystyka”, których zadaniem jest:

- „Prądy_wirowe_v3” – sterowanie generatorem w.cz oraz modułem kondycjonowania wyników pomiarów, rejestracja i archiwizacja wyników pomiaru;
- „Statystyka” – wizualizacja rozkładu wyników pomiaru w zadanych seriach pomiarowych oraz wyznaczanie podstawowych statystycznych estymat mierzonej wielkości.

Rejestrowaniu podlegają serie pomiarów napięcia, o zadeklarowanej liczności N_{pu} , które są odpowiedzią przetwornika pomiarowego na oddziaływanie badanej warstwy. Średnia wartość z zarejestrowanego podzbioru wyników stanowi wynik „pojedynczej realizacji pomiarowej”. Aplikacja akwizycji danych umożliwia wyznaczenie pojedynczej realizacji pomiarowej na podstawie średniej lub mediany podzbioru wyników. Dobór liczności takiego podzbioru umożliwia ograniczenie zakłóceń o charakterze szumu.

Zbiór pojedynczych realizacji pomiarowych o zadeklarowanej liczności N_f stanowi zarejestrowaną charakterystykę odpowiedzi przetwornika pomiarowego na oddziaływanie badanej warstwy. Odpowiedzią jest zbiór punktów tworzących zdyskretyzowaną charakterystykę. Na rys. 5.4 przedstawiono sposób realizacji pomiaru napięcia w pełnej procedurze pomiarowej.



Rys. 5.4. Sposób realizacji pomiaru napięcia

W trakcie pomiaru napięcia dokonywany jest równocześnie pomiar częstotliwości. Ze względu na metodę pomiaru, pomiar częstotliwości wymaga dłuższego czasu niż pomiar napięcia. W pracy wykorzystano przetwornik mierzący metodą sukcesywnej aproksymacji i umożliwiający wykonywanie do 100 tys. pomiarów na sekundę. Czas pomiaru częstotliwości wynosił 0,1 sekundy. Jednak czas rejestracji charakterystyki przetwarzania nie jest w bezpośredni sposób powiązany z szybkością przetwarzania przetwornika a/c.

Całkowity czas wyznaczania charakterystyki przetwarzania zależy od przetwornika wykorzystywanego do pomiaru napięcia, od sposobu realizacji pomiaru bądź wyznaczania częstotliwości, liczebności zbioru „pojedynczych realizacji pomiarowych”, liczby kroków wyznaczania charakterystyki przetwarzania oraz wprowadzanych opóźnień. Celem wprowadzanych opóźnień jest zapewnienie ustabilizowania się sygnału pomiarowego po skokowej zmianie jego wartości.

W pomiarach wykorzystanych w pracy przyjęto, że wynik pojedynczego pomiaru jest średnią ze 100 pojedynczych realizacji pomiarowych.

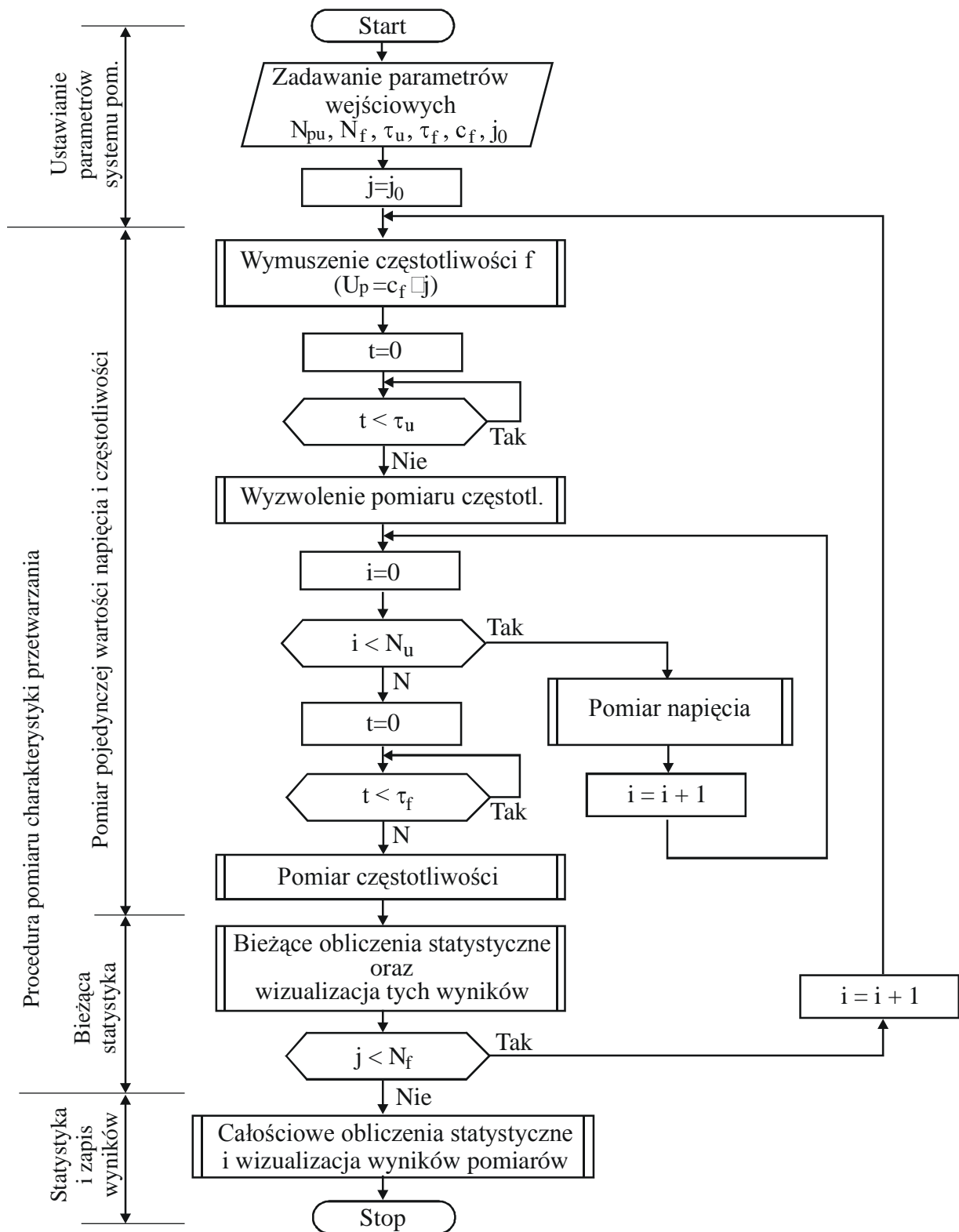
Algorytm realizacji pomiaru obejmuje cykliczne powtarzanie następujących czynności:

- ustawienie pożądanej częstotliwości, odczekanie aż odpowiedź na zmianę wymuszenia ustabilizuje się;
- wyzwolenie pomiaru częstotliwości;
- pomiar serii wyników napięcia (o założonej liczności N_{pu}) i obliczenie z niej wartości średniej oraz mediany;
- sprawdzenie czy czas tego etapu procedury jest na tyle długi, że jest już gotowy pomiar częstotliwości;
- odczyt częstotliwości;
- rejestrowanie na dysku komputera sekwencji danych obejmujących częstotliwość oraz odpowiadającą jej średnią wartość (bądź medianę) napięcia.

Dobór liczby kroków w ramach algorytmu realizacji pomiaru oraz zakres zmiany częstotliwości w pojedynczym kroku pomiarowym ma bezpośredni wpływ na powstające niedokładności. Wynikiem przeprowadzenia procesu pomiarowego jest sparametryzowana charakterystyka odpowiedzi układu na pobudzenie.

Prezentowane w pracy wyniki zrealizowano przyjmując następujące warunki pomiarowe: liczba pomiarów wynosiła 100, liczba kroków pomiaru od 600 do 2000 (w zależności od założonego zakresu przestrojenia częstotliwości). Podczas realizacji pomiarów (których wyniki zaprezentowano w pracy) przyjęto założenie, że wartość kroku przestrojenia częstotliwości jest zawsze taka sama. Zakres przestrajania uzależniony jest od liczby założonych kroków. Dla tak realizowanych pomiarów dokładność pomiarów nie ulega zmianie, natomiast zmienia się czas rejestracji krzywej przetwarzania.

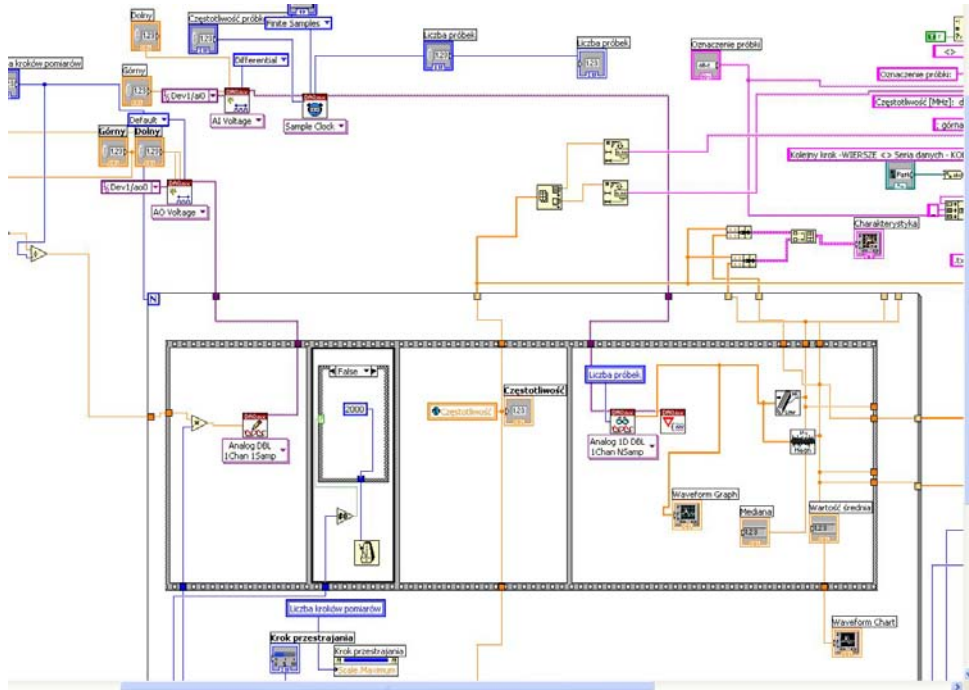
Na rys. 5.5. przedstawiono algorytm działania programu nadzorującego system pomiarowy.



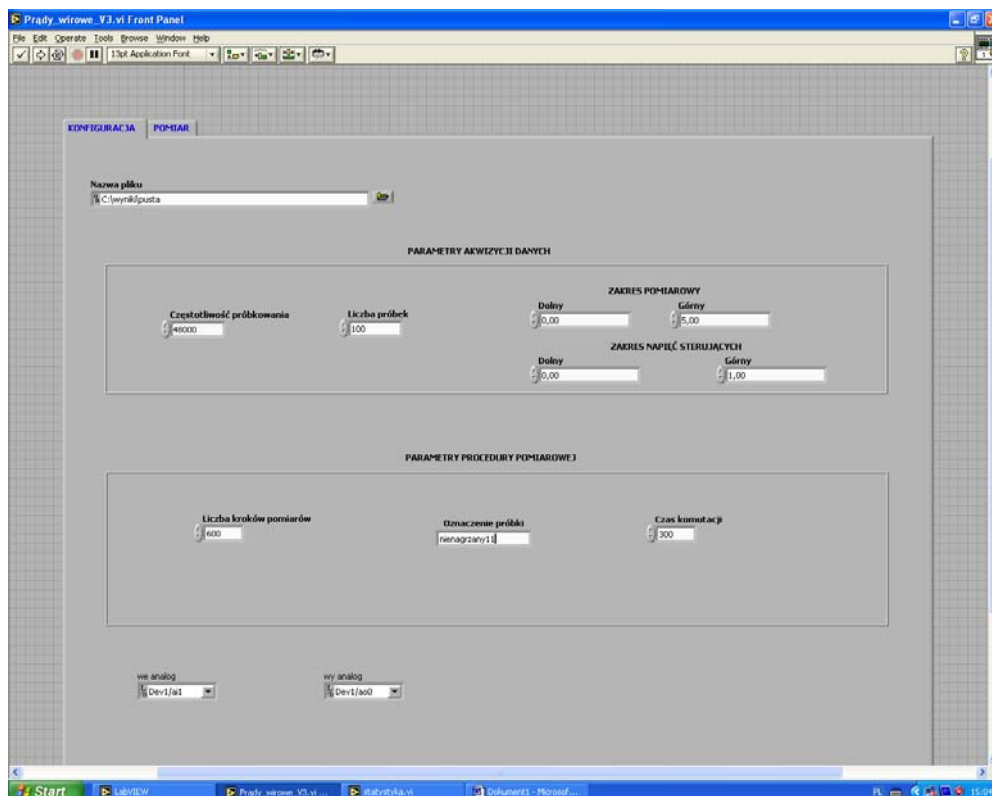
Rys. 5.5. Algorytm przetwarzania i rejestracji danych pomiarowych

N_{pu} – liczebność podzbioru pomiarów napięcia podlegającego uśrednieniu; N_f – liczba pojedynczych realizacji pomiarowych; τ_f – czas potrzebny na wykonanie pomiaru częstotliwości (opóźnienie całkowite); τ_u – czas potrzebny na ustabilizowanie się mierzonego sygnału (opóźnienie rozpoczęcia pomiaru); c_f – stała, mnożnik do obliczeń; j_0 – wartość początkowa do pomiaru częstotliwości

Aplikację sterowania i akwizycji danych pomiarowych zrealizowano przy wykorzystaniu platformy programowej LabView. Realizując ją korzystano ze wskazówek zawartych w pracach [118, 123]. Podstawowy moduł służący do realizacji pomiarów (nazwany Prądy wirowe_v3) składa się z trzech przełączanych ekranów. Na rys. 5.6, 5.7 i 5.8 przedstawiono ich widoki, a na rys 5.9 widok ekranu aplikacji „Statystyka”.



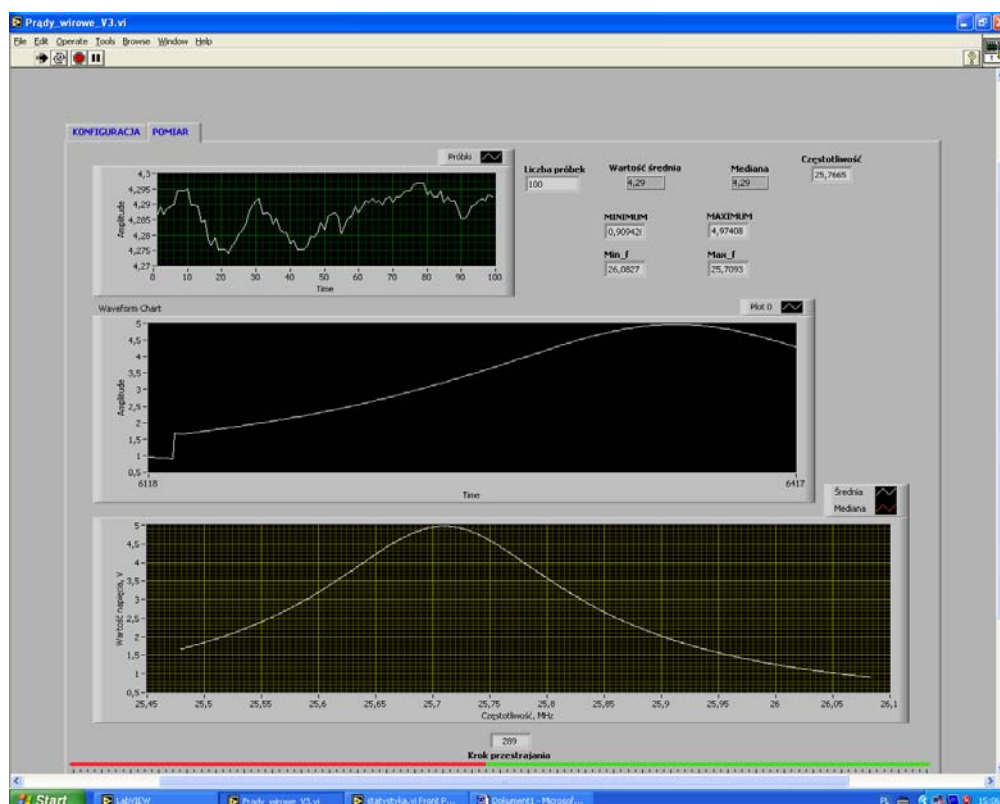
Rys. 5.6. Widok fragmentu diagramu aplikacji programu sterowania i akwizycji danych pomiarowych



Rys. 5.7. Widok panelu konfiguracyjnego aplikacji systemu pomiarowego

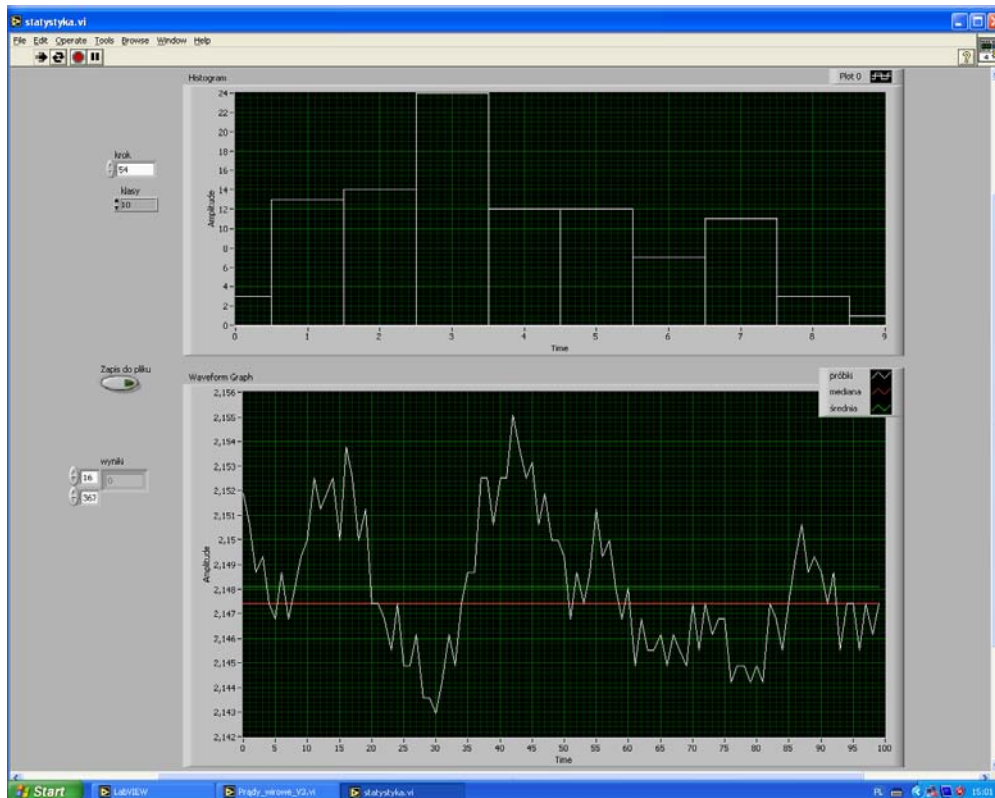
Za pomocą panelu konfiguracyjnego (rys. 5.7) możliwe jest ustawianie nazwy pliku i jego lokalizacji na dysku, parametrów akwizycji danych (częstotliwości próbkowania, liczby próbek w kroku pomiarowym, zakresu pomiarowego, zakresu napięć sterujących) oraz parametrów procedury pomiarowej (liczby kroków pomiarów, czasu komutacji, wyboru urządzenia).

Prezentowane w pracy wyniki pomiarów realizowano przy zmianie częstotliwości w zakresie 2 MHz z krokiem co 1 kHz. Rzeczywisty krok przestrojenia wyznaczony jako średnia z 600 realizacji wyniósł 1,013 kHz. Zmiana napięcia przy stałym kroku przestrojenia częstotliwości jest różna. Zależy ona od kształtu charakterystyki (a więc dobroci obwodu rezonansowego) i różnicy pomiędzy częstotliwością bieżącą a rezonansową. Im dobroć obwodu jest mniejsza, tym charakterystyka jest bardziej płaska. Mniejsze są zatem zmiany napięcia przy tych samych zmianach częstotliwości.



Rys. 5.8. Widok ekranu wizualizującego bieżący oraz zrealizowany stan pomiaru

Bieżący stan pomiaru (rys. 5.8) przedstawiają górne oraz środkowe okna wizualizujące. Górne okno prezentuje przebieg zmian pojedynczych próbek mierzonego sygnału. Średnia z tej realizacji (100 próbek) stanowiła pomiar pojedynczego punktu charakterystyki rejestrowanej odpowiedzi przetwornika pomiarowego. Obok prawego okna uwidoczniło zadane parametry systemu akwizycji danych. Środkowe okno wizualizuje stan realizacji procesu pomiarowego. Dolne okno przedstawia już zrealizowany proces pomiarowy (z poprzednio zrealizowanego pomiaru lub bieżący zakończony pomiar).



Rys. 5.9. Widok ekranu „Statystyka”

Aplikacja programu „Statystyka” umożliwia rejestrację pojedynczych realizacji pomiarowych o licznosci N_{pu} , ich wizualizację oraz prezentację histogramu zarejestrowanych wyników.

Przyjęto następującą procedurę badań prototypowego przyrządu:

- wstępne nagrzewanie przetwornika oraz przyrządów wchodzących w skład stanowiska pomiarowego celem ustabilizowania się ich warunków termicznych;
- rejestracja sprawdzająca charakterystyki przetwarzania (kalibracyjna lub pomiar warunkach odniesienia, np. bez oddziaływania warstwy);
- rejestracja charakterystyki przetwarzania z oddziaływaniem warstwy mierzonej;
- zapisanie na dysku pliku wyników pomiaru oraz zapisanie w dzienniku badań zauważonych czynników (temperatura otoczenia, wilgotność, itp) i innych zdarzeń mogących mieć wpływ na uzyskany wynik;
- statystyczna analiza uzyskanych wyników – wyznaczenie punktów charakterystycznych, estymat reprezentujących zbiory wyników pomiarów, identyfikacja oraz analiza czynników wpływających.

Do zbadania powtarzalności pomiarów wykorzystano następującą procedurę weryfikującą:

- rejestrowano serie pomiarów reprezentujące odpowiedzi bez oddziaływania warstwy przewodzącej w różnych odstępach czasu odnoszonych do chwili załączenia systemu pomiarowego;
- w dzienniku pomiarów zapisywano: temperaturę otoczenia, wilgotność względną, ciśnienie atmosferyczne oraz inne zauważone czynniki oddziałujące, które potencjalnie mogą mieć wpływ na wynik przetwarzania;
- zarejestrowane zbiory wyników przetwarzania uzyskane w różnych przedziałach czasu analizowano, z wykorzystaniem metod statystycznych;

W trakcie badań dokonywano zmian w doborze parametrów stanowiska pomiarowego. Przeprowadzono także sprawdzenia wpływu długości doprowadzenia sygnału z generatora do

przetwornika pomiarowego na końcowy wynik pomiaru. Przyjęto, że warunkami odniesienia dla realizowanych pomiarów są: temperatura 23°C, wilgotność 24%. W trakcie badań nie stwierdzono wpływu wilgotności na wynik pomiaru.

W trakcie prowadzonych badań zauważono wpływ długości oraz ułożenia przewodu koncentrycznego doprowadzającego sygnał pomiarowy (z generatora do przetwornika prądów wirowych) na wartość mierzonego napięcia. Przyczyną tego zjawiska mogła być zmiana rezystancji oraz pojemności kabla, a także rezystancji styku złącza i wynikająca stąd zmiana amplitudy napięcia wejściowego sygnału. Prezentowane w pracy wyniki uzyskano z wykorzystaniem kabla koncentrycznego o długości 40 cm. W celach identyfikacji czynników wpływających na wynik pomiaru, sprawdzano także kable o innych długościach.

W celu ograniczenia zmienności napięcia wpływającej na wartość niepewności pomiaru, pomiary wykonywano nie zmieniając położenia generatora i elementów systemu pomiarowego względem przetwornika pomiarowego.

5.4. Wyniki pomiarów

W trakcie prowadzonych badań uznano, że jednym z podstawowych wskaźników weryfikujących jakość wykonywanych pomiarów jest ich powtarzalność. Przyjęto wstępnie założenie, że głównymi czynnikami wpływającymi na zmianę wskazań przyrządu będą dryf temperaturowy oraz dryf czasowy. W celu określenia wpływu tych czynników na wyznaczaną wartość, w procedurze badawczej przyjęto założenie, że wskaźnikiem określającym stabilność wskazań będzie stałość charakterystyki przetwarzania badanego systemu pomiarowego w stanie bez oddziaływania na czujnik pomiarowy zewnętrznych elementów przewodzących prąd (charakterystyka odniesienia). W tym celu w trakcie badań, rejestrowano okresowo charakterystykę odniesienia i wyznaczano takie parametry jak: częstotliwość rezonansową, napięcie na kondensatorze pomiarowym dla częstotliwości rezonansowej, napięcie odpowiadające spadkowi o 3dB oraz odpowiadające mu dwie częstotliwości, szerokość pasma, dobroć obwodu RLC, rezystancja i indukcyjność czujnika pomiarowego.

W tabeli 5.1 zestawiono średnie wartości zmierzonych lub wyznaczonych parametrów charakteryzujących przetwornik pomiarowy. Przedstawione parametry wyznaczono na podstawie 180 zarejestrowanych charakterystyk wykonanych w okresie 16 dni pomiarowych. Średnie wartości badanych parametrów reprezentujących warstwę wykorzystano do budowy modelu matematycznego przetwornika pomiarowego.

Tabela 5.1. Zestawienie wyznaczonych eksperymentalnie wyników badań przetwornika pomiarowego

Wielkość	średnia	Min	Max	Odchylenie standardowe
Częstotliwość [MHz]	25,704	25,689	25,718	0,007
Napięcie [V]	4,9674	4,9477	4,9837	0,0076
Napięcie 0,707	3,5125	3,4985	3,5240	0,0053
f góra [MHz]	25,611	25,597	25,625	0,006
f dół [MHz]	25,795	25,780	25,810	0,007
Q	139,4	137,3	141,2	0,8
R [Ω]	0,4350	0,4294	0,4417	0,0027
L [nH]	375,879	375,455	376,309	0,1971

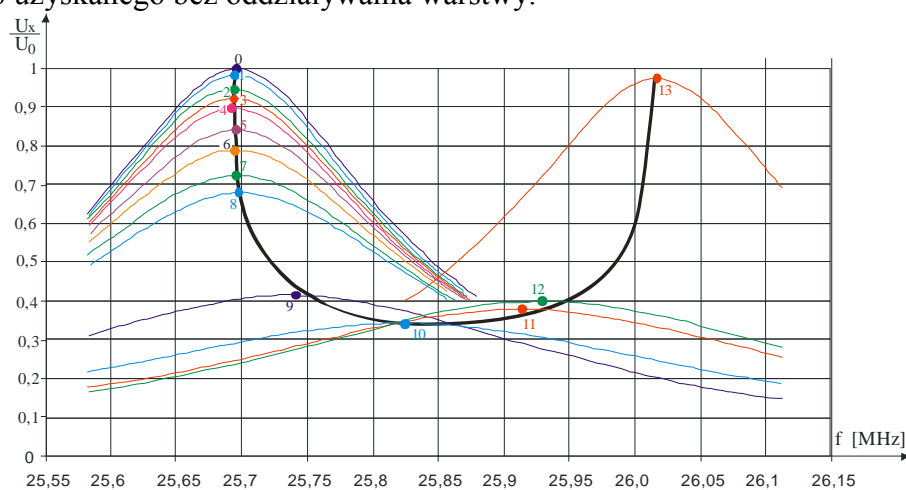
Przedstawione wielkości odnoszą się do pomiarów realizowanych przy braku oddziaływania warstwy na czujnik pomiarowy i stanowią wartości odniesienia do określania parametrów reprezentujących warstwę.

5.4.1. Wyniki pomiarów warstw ciągłych

Do pomiarów warstw ciągłych wykorzystano próbki warstw o różnych grubościach, wykonanych technikami jonowymi z takich metali jak srebro, złoto, miedź, aluminium, mosiądz oraz stal chromoniklowa. W celach zweryfikowania całej charakterystyki przetwarzania badaniom poddano warstwę miedzi naklejonej na laminat oraz ze srebra naniesioną na szkło metodą chemiczną. Rejestrowano odpowiedź na sygnał napięciowy o zmieniającej się częstotliwości, a następnie wyznaczano częstotliwość rezonansową i odpowiadające jej napięcie.

Część z prezentowanych wykresów przedstawiono w formie unormowanej. Normowane to polegało na odniesieniu napięcia wyjściowego zarejestrowanego przy oddziaływaniu warstwy do napięcia przy braku oddziaływania.

Na rys. 5.10 przedstawiono unormowane napięcie wyjściowe przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości przestrajanego sygnału. Unormowanie dokonano względem napięcia wyjściowego uzyskanego bez oddziaływania warstwy.



Rys. 5.10. Wyniki pomiaru oddziaływania warstw

W tabeli 5.2 zestawiono parametry warstw testowych, które zaprezentowano na rys. 5.11 i 5.13. Próbkę tych warstw pomiarowych wykonane zostały na linii produkcyjnej firmy Maryland oraz w Katedrze Elektroniki Akademii Górniczo Hutniczej w Krakowie. W celu weryfikacji poprawności wyników badań symulacyjnych dla tej części charakterystyki przetwarzania, badaniu poddano również warstwy których grubość była większa od głębokości wnikania prądów wirowych. Uwaga ta dotyczy warstwy miedzianej o grubości 35 μ m, a oznaczonej na wykresie symbolem „P”. Dla takiego przypadku głębokość wnikania prądów jest mniejsza od grubości warstwy, a tym samym zjawisko naskórkowości nie może być pominięte.

Warstwy objęte badaniami (z wyjątkiem warstwy O i P) cechują się następującymi właściwościami:

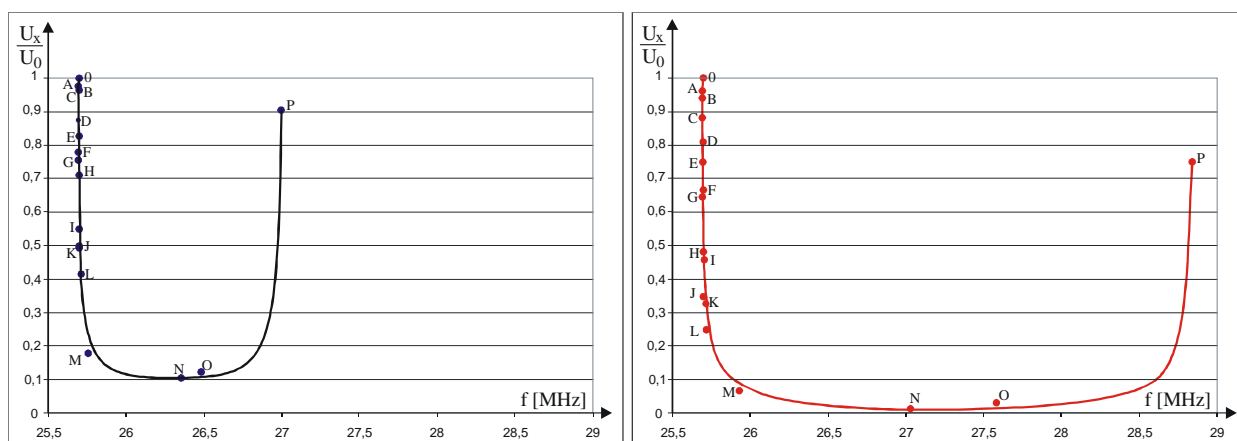
- zostały uzyskane techniką jonowego rozpylania lub techniką magnetronową;
- przewodzą prąd elektryczny;
- w zależności od przeznaczenia ich grubość zawiera się w przedziale od 100 nm do 1 μ m);
- ze względu na technologię wytwarzania warstwy nie są ferromagnetykami;
- ze względu na strukturę oraz efekt rozmiarowy, ich rezystywność jest większa niż rezystywność czystego metalu z którego zostały wykonane.

W celu weryfikacji modelu matematycznego, badano także warstwy dia i paramagnetyczne o grubościach większych od głębokości wnikania prądów wirowych oraz warstwy ferromagnetyczne.

Tabela 5.2. Charakterystyka warstw przedstawionych na wykresie 5.11

Lp.	Materiał warstwy	Oznaczenie warstwy	Właściwość
1	Stal 1H18N9T	A, B, C, D, E, F, G, K	przepuszczające światło
2	złoto	H, I	przepuszczające światło
3	srebro	J, L	przepuszczające światło
4	srebro	M	nieprzezierne
5	Napylana miedź	N	nieprzezierne
6	lustro Ag wytworzone chemicznie	O	nieprzezierne
7	laminat z miedzi (35 μ m)	P	nieprzezierne

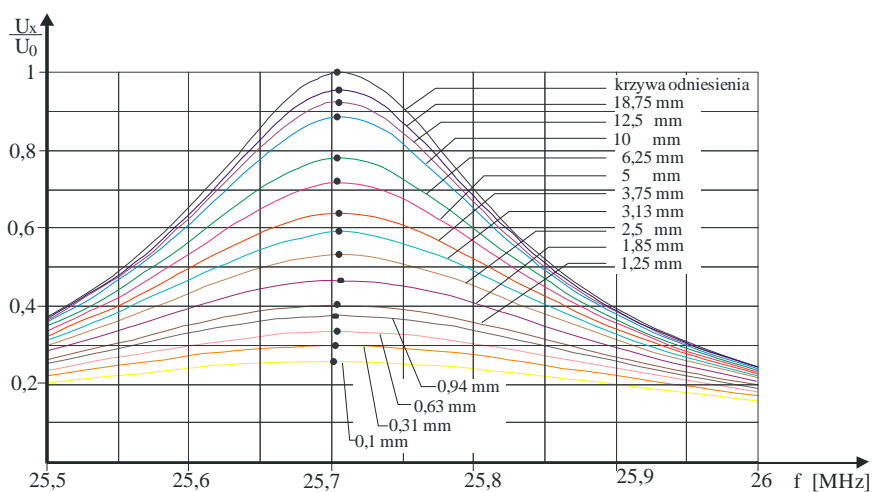
Na rys. 5.11 przedstawiono unormowaną charakterystykę przetwarzania wyznaczoną w wyniku pomiaru warstw o różnych rezystancjach powierzchniowych.



Rys. 5.11. Unormowana charakterystyka przetwarzania przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości dla oddalenia od warstwy na odległość a) 1 mm; b) 2mm.

Kształt krzywej przetwarzania w obszarze wykresu, dla którego zagęszczenie punktów pomiarowych jest niewielkie, wyznaczono wspierając się wynikami uzyskanymi z modelowania.

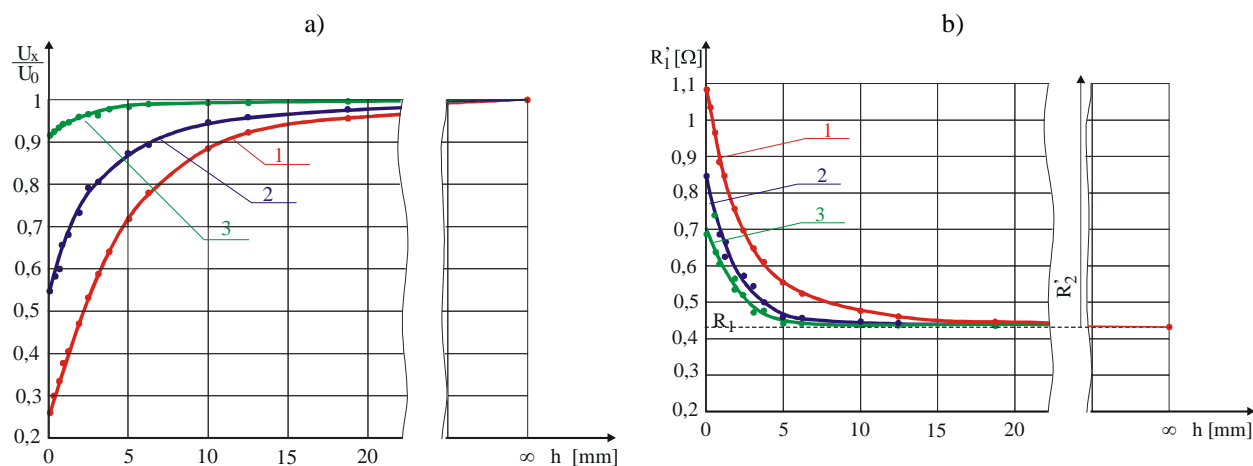
Na rys. 5.12 przedstawiono zarejestrowane z wykorzystaniem „pełnej procedury pomiarowej” wyniki pomiaru warstwy oznaczonej symbolem K (por. tab. 5.2) dla różnych odległości czujnika od warstwy. Przyjęto szacunkowo, że grubość warstwy prezentowanej na rysunku wynosi ok. 40 nm. Rejestrowano odpowiedzi na oddziaływanie warstwy oddalonej od czujnika na odległości od 0,1 mm do 18,8 mm oraz przy braku oddziaływania warstwy.



Rys. 5.12. Krzywe rezonansowe warstwy testowej przy różnych odległościach od czujnika pomiarowego w funkcji przestrajanego sygnału.

Im warstwa usytuowana jest bliżej przetwornika, tym krzywa rezonansowa reprezentująca odpowiedź na jej oddziaływanie charakteryzuje się mniejszą amplitudą i jest „bardziej spłaszczona”. Uwaga ta jest słuszna dla warstw których rezystancja powierzchniowa jest na tyle duża, że jej oddziaływanie nie powoduje zmiany częstotliwości rezonansowej przetwornika pomiarowego.

Na rys. 5.13. przedstawiono charakterystykę odpowiedzi przetwornika przy oddziaływaniu przykładowych warstw wykonanych ze stali chromoniklowej 1H18N9T w funkcji odległości pomiędzy warstwą a czujnikiem pomiarowym. Na rys 5.13.a. przedstawiono unormowane napięcie warstw, a na rys. 5.13.b. rezystancję całkowitą czujnika pomiarowego.



Rys. 5.13. Wyniki pomiaru warstw testowych w funkcji odległości czujnik - warstwa
a) unormowane napięcie przetwornika pomiarowego w funkcji odległości od warstwy;
b) zmiana rezystancji czujnika pomiarowego spowodowana oddziaływaniem warstwy
Oznaczono odpowiednio (por. rys. 5.11.) 1 – warstwa K, 2 – warstwa G, 3 – warstwa A.

Wraz z oddalaniem czujnika pomiarowego od przewodzącej warstwy, rezystancja wnoszona do obwodu czujnika zmniejsza się, a tym samym wzrasta napięcie na wyjściu przetwornika. W granicznym przypadku rezystancja czujnika osiąga wartość minimalną, a napięcie osiąga wartość równą napięciu odniesienia. W przypadku rezystancji czujnika wraz z oddalaniem go od warstwy jego rezystancja dąży do wartości R_1 . Linia przerywaną zaznaczono rezystancję czujnika pomiarowego w warunkach odniesienia, w tym przypadku bez oddziaływania warstwy.

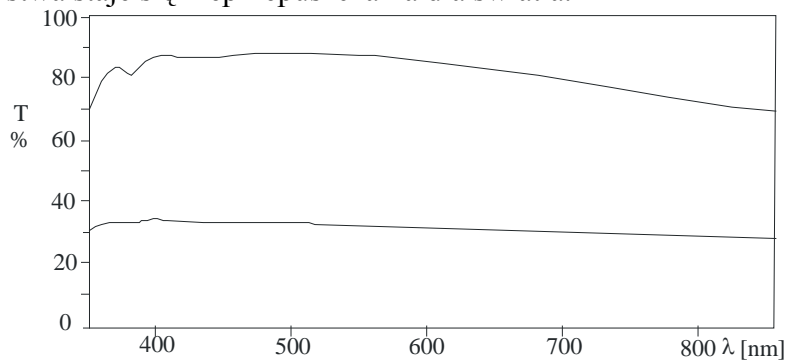
Na rysunkach 5.14 – 5.16 przedstawiono wyniki pomiaru warstw ze stali chromoniklowej naniesionej na tafle szklane w firmie Maryland. Tego typu warstwy stosowane są w budownictwie jako elementy zewnętrznej elewacji. W tabeli 5.3 zestawiono właściwości warstw zaprezentowanych na wykresach oraz parametry procesu technologicznego zadanego w trakcie wykonywania tych warstw. Wyniki przepuszczalności optycznej próbek warstw naniesionych na szklane podłoże zmierzono za pomocą miernika zaprojektowanego przez autora pracy, a wykorzystywanego w firmie Maryland.

Poprzez dobór prędkości przesuwu układu przemieszczania oraz gęstości prądu targetu uzyskiwano różne grubości nanoszonych warstw. Dobór parametrów procesu technologicznego dokonywany był doświadczalnie, a wyniki porównywano do wzorcowych warstw poprzez pomiar rezystancji warstwy lub przepuszczalności optycznej (dla warstw przeziernych). W doborze parametrów procesu technologicznego decydujące znaczenie miał materiał targetu. Zwiększenie grubości warstwy metalicznej uzyskiwano poprzez zmniejszenie prędkości przesuwu podłoża względem targetu lub zwiększenie gęstości prądu, względnie poprzez zmianę obydwu parametrów równocześnie.

Tabela 5.3. Zestawienie warstw ze stali 1H18N9T wykorzystanych w pracy

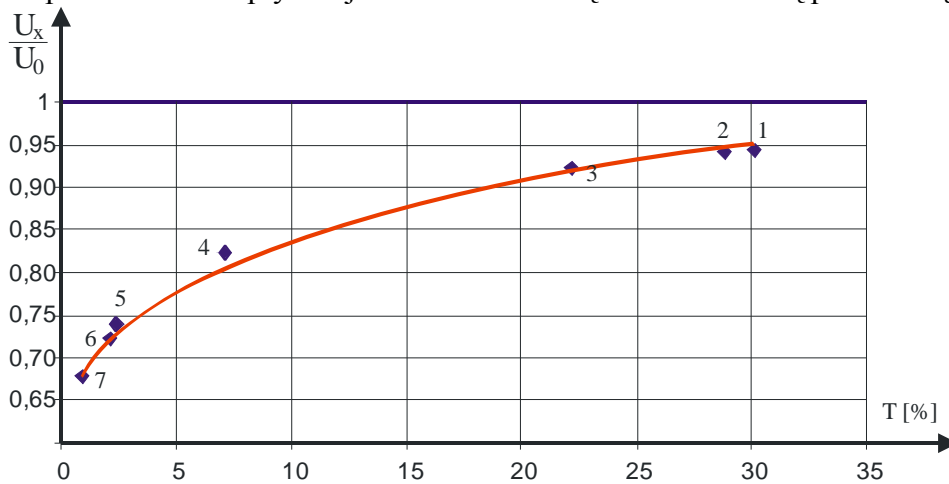
	gęstość prądu katody prędkość przesuwu podłoża	U/U0	Rezystancja Rs Ω/\square	Przepuszczalność optyczna %
próbka nr 0	szyba 4 mm bez warstwy	1	∞	83,8
próbka nr 1	14 mA/cm ² – 3 cm/s	0,942	164,78	30,1
próbka nr 2	16 mA/cm ² – 3 cm/s	0,940	157,73	28,8
próbka nr 3	18 mA/cm ² – 3 cm/s	0,922	119,06	22,2
próbka nr 4	30 mA/cm ² – 3 cm/s	0,822	41,78	7,1
próbka nr 5	40 mA/cm ² – 3 cm/s	0,739	25,95	2,4
próbka nr 6	45 mA/cm ² – 3 cm/s	0,722	25,38	2,1
próbka nr 7	45 mA/cm ² – 2,5 cm/s	0,678	21,00	0,9

Na rys.5.14 przedstawiono zależność przepuszczalności optycznej szyby o grubości 4 mm oraz próbki warstwy nr 1. Średnia zmierzona wartość przepuszczalności światła widzialnego (w zakresie 350-850 nm) szkła bez warstwy wynosiła 83,8%. W wyniku naniesienia najcieńszej warstwy transmisja światła zmniejszyła się do 32,2%. W miarę zwiększania się grubości warstwy, transmisja zmniejszała się. Dla pewnej granicznej grubości, zależnej od składu chemicznego, warstwa staje się nieprzepuszczalna dla światła.



Rys. 5.14. Zależność przepuszczalności optycznej próbek warstw dla różnych długości światła

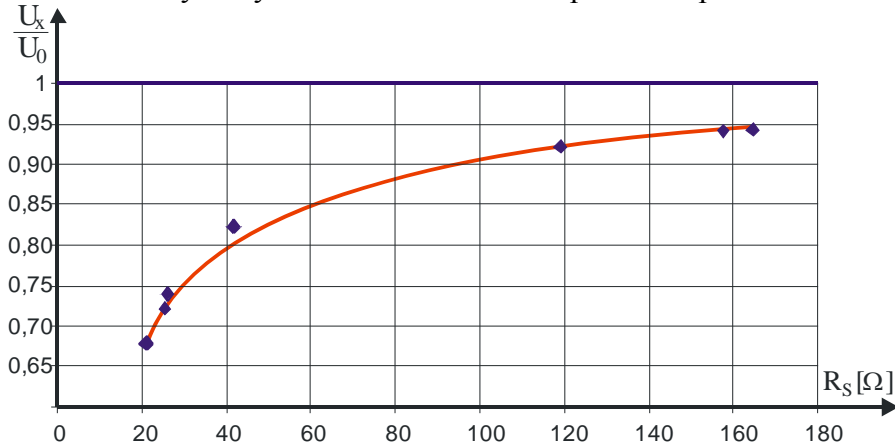
Na rys. 5.15 przedstawiono unormowane napięcie na wyjściu przetwornika pomiarowego w funkcji przepuszczalności optycznej szkła z naniesioną cienką warstwą przewodzącą.



Rys. 5.15. Unormowane napięcie wyjściowe przetwornika w funkcji przepuszczalności optycznej warstwy

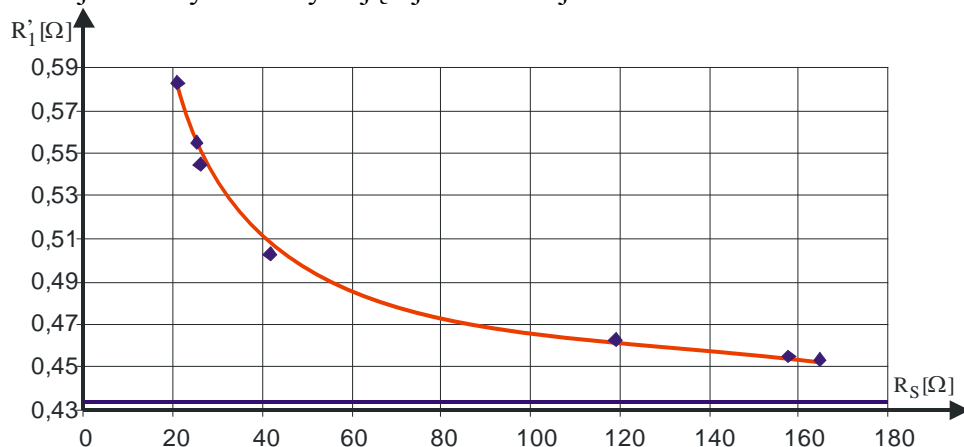
Rezystancja powierzchniowa tych warstw zmierzonych metodą 4 punktową zawierała się w przedziale $21 \div 165 \Omega/\square$. Dla porównania – rezystancja powierzchniowa warstwy miedzi o grubości $35 \mu\text{m}$ wykorzystywanej w obwodach drukowanych wynosi $5 \cdot 10^{-4} \Omega/\square$.

Rys. 5.16. przedstawia zależność względnej zmiany napięcia na przetworniku pomiarowym w funkcji rezystancji powierzchniowej warstwy zmierzonej metodą 4 punktową. Uzyskana w ten sposób zależność została wykorzystana w szacowaniu niepewności pomiaru.



Rys. 5.16. Unormowana zależność napięcia na wyjściu przetwornika pomiarowego w funkcji rezystancji powierzchniowej warstwy

Na rys. 5.17 przedstawiono zależność rezystancji czujnika pomiarowego w funkcji rezystancji powierzchniowej warstwy oddziałującej na ten czujnik.



Rys. 5.17. Zależność rezystancji czujnika pomiarowego w funkcji rezystancji powierzchniowej warstwy

Na podstawie obserwacji stwierdzono, że wpływ pojemności pasożytniczych wnoszonych do obwodu przez mierzoną warstwę może być uznawany za pomijalny przy oddaleniu warstwy od przetwornika powyżej 1 mm. Odległość ta zależy od częstotliwości sygnału pomiarowego i wraz z jego wzrostem zwiększa się.

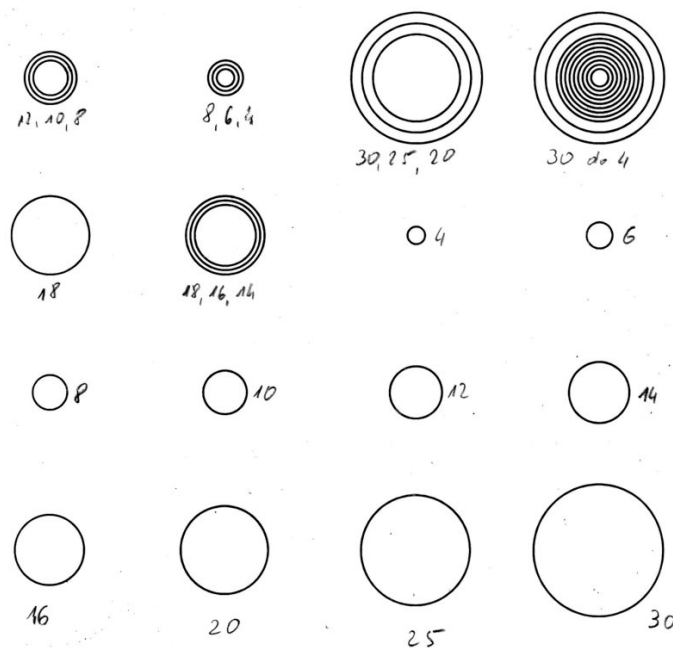
Na podstawie obliczeń stwierdzono, że głębokość wnikania prądów w.c.z. w badane warstwy zawiera się w przedziale wartości $13 \mu\text{m}$ dla miedzi do $100 \mu\text{m}$ dla warstwy o przewodności $1 \cdot 10^6 \text{ Sm}$ i jest wielokrotnie większa od grubości badanej warstwy (100 do 300 nm). Nie ma więc potrzeby uwzględniania zjawiska naskórkowości.

Dla określonej geometrii i parametrów elektrycznych przetwornika, zmiana rezystancji czujnika pomiarowego spowodowana oddziaływaniem warstw o różnych przewodnościach umieszczonych 5 mm od czujnika pomiarowego zawiera się w granicach $0,3 \div 0,6 \Omega$, natomiast indukcyjności ok. 0,2 nH. Im rezystancja warstwy jest większa, tym mniejsze są zmiany sygnału pomiarowego.

W prowadzonych badaniach nie dokonywano badań warstw testowych metodami rentgenowskimi, natomiast wcześniejsze badania [132] wskazują, że zgodność składu warstw wykonywanych na *napyłarce AGH* różni się co najwyżej o 2% od zakładanych wartości. Prowadzi to do sformułowania wniosku o dostatecznej jednorodności składu chemicznego warstwy (przejawiało się to między innymi małym rozrzutem wyników wykonanych analiz). W pracach tych wykazano brak krystalitów o rozmiarach większych niż 2 μm . Mimo tego, że uzyskane wyniki wskazywały na występowanie pewnego błędu systematycznego, osiągniętą zgodność programowania składu chemicznego układów jedno i wielowarstwowych (Cu/Ni) uznano za zadawalającą.

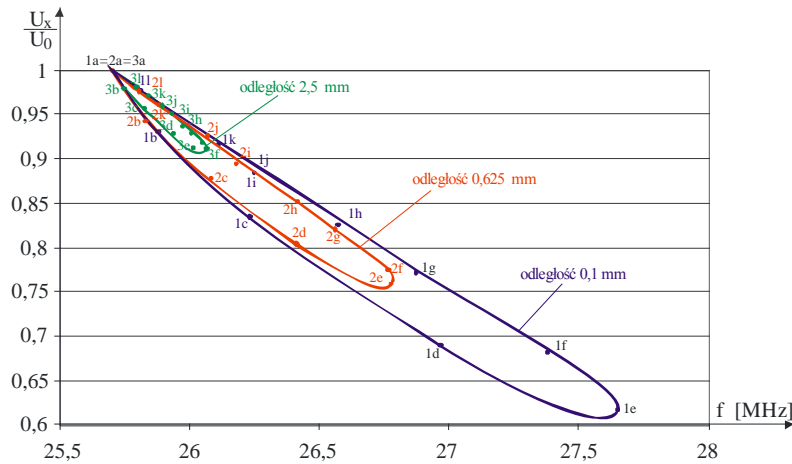
5.4.2. Wyniki pomiarów warstw wykonanych w postaci pierścieni

W celu dokonania empirycznej identyfikacji zakresu oddziaływania pola magnetycznego na mierzoną warstwę oraz weryfikacji prawidłowości przyjętego modelu, wykonano fizyczne modele warstw testowych w postaci pierścieni o różnych średnicach. Takie podejście umożliwiło weryfikację obliczeń teoretycznych na modelach warstw o dobrze zdefiniowanej rezystancji i indukcyjności. Warstwy wykonano z laminatu pokrytym miedzią o grubości 35 μm i średnicach w zakresie od 4 do 30 mm (rys. 5.18). Każdorazowo szerokość pierścienia wynosiła 0,5mm. Wartość indukcyjności obliczano wykorzystując zależność (3.33). Rezystancję w.cz. obliczano dla częstotliwości sygnału napięciowego 25,7 MHz, przy czym głębokość wnikania prądów w.cz. dla tej częstotliwości wynosi 13 μm .



Rys. 5.18. Zdjęcie próbki testowej z wytrawionymi warstwami w postaci pierścieni o różnych średnicach

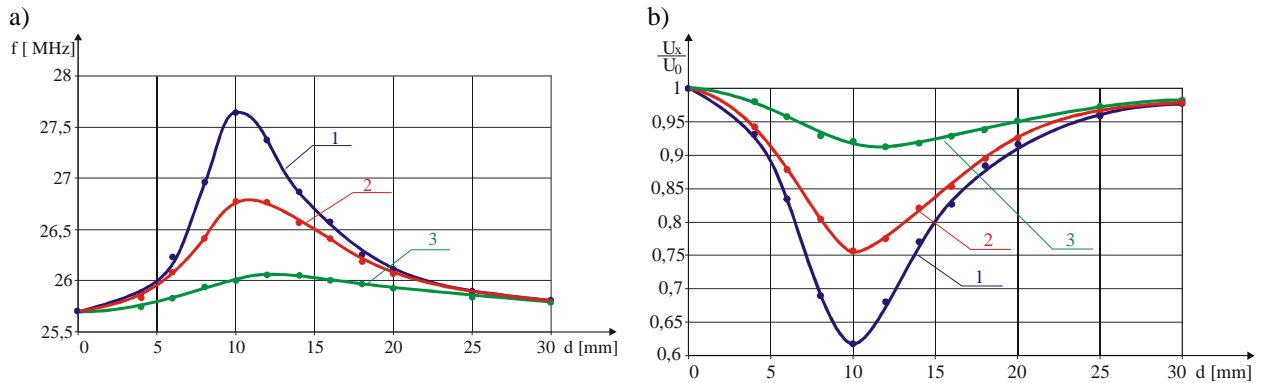
Na rys 5.19. przedstawiono wyniki pomiarów warstw testowych wykonanych z laminatu miedzianego (35 μm) w postaci pierścieni o średnicach od 4 do 30 mm. Rysunek prezentuje unormowane napięcie przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości. Pomiary wykonywano dla kolejnych warstw o różnych średnicach pierścienia przewodzącego prąd wirowy. W kolejnych serii pomiarowych, zmianie ulegała odległość warstwy od czujnika pomiarowego.



Rys. 5.19. Wyniki badania modelu warstw wykonanych w postaci pierścieni o szerokości 0,5 mm i grubości 35 μ m

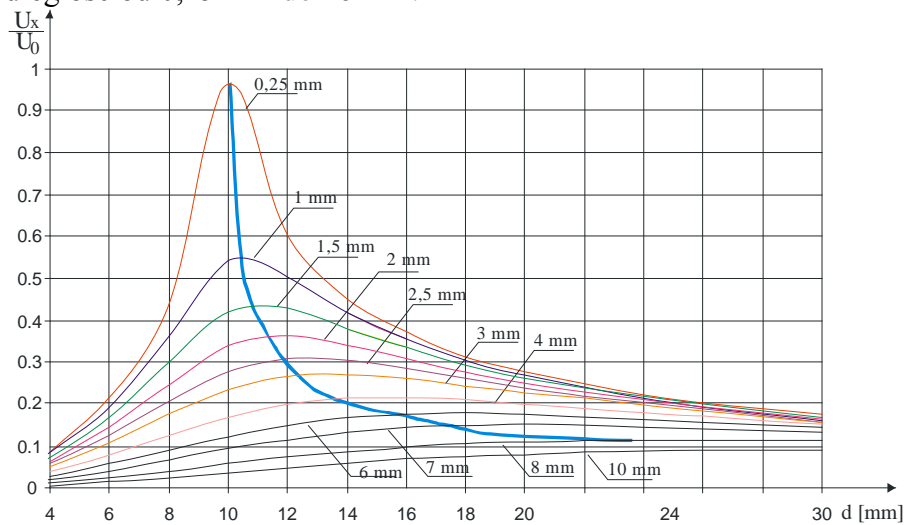
Oznaczenie 1 odnosi się do odległości 0,1 mm, oznaczenie 2 do 0,625 mm, a 3 do 2,5 mm.

Na rys. 5.20 przedstawiono charakterystyki zmiany częstotliwości rezonansowej oraz unormowanego napięcia przetwornika pomiarowego w funkcji średnicy pierścienia warstwy.



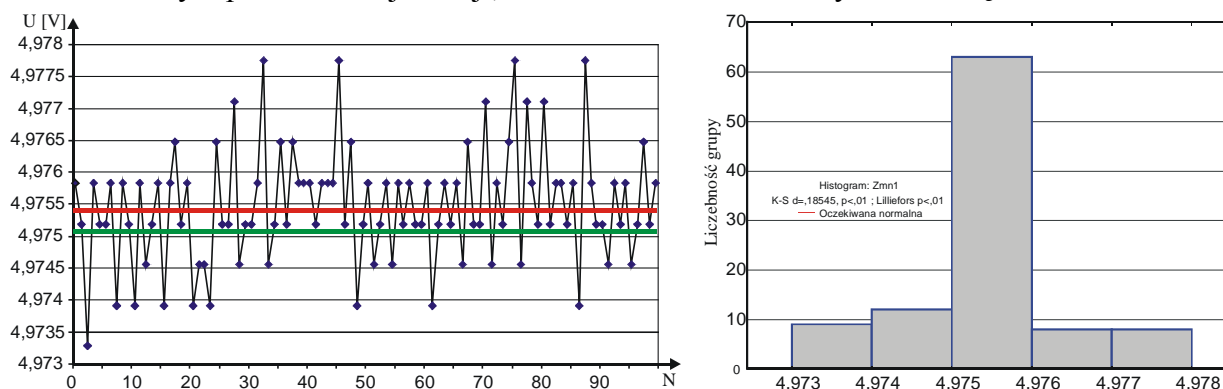
Rys. 5.20. Wyniki pomiaru warstw wykonanych w postaci pierścieni o szerokości 0,5 mm i grubości 35 μ m
a) zależność częstotliwości rezonansowej od średnicy pierścienia;
b) zależność unormowanego napięcia od średnicy pierścienia

Na rys. 5.21 przedstawiono krzywe rezonansowe warstw w kształcie pierścieni. Prezentowane charakterystyki dotyczą pierścieni o średnicy od 4 mm do 30 mm, przy oddaleniu od badanej warstwy na odległość od 0,25 mm do 10 mm.



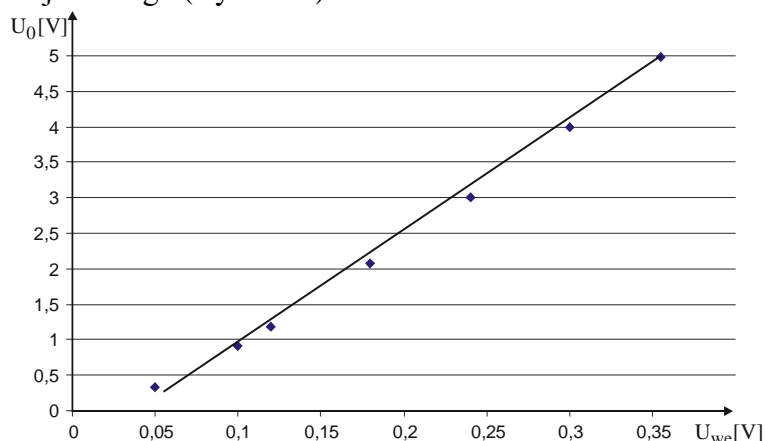
Rys. 5.21. Unormowane krzywe rezonansowe dla warstw o różnych średnicach wykonanych w kształcie pierścieni, przy różnych oddaleniach od czujnika pomiarowego

Na rys. 5.22 przedstawiono przykładowy przebieg zmienności napięcia w punkcie rezonansu dla realizacji pomiarowej o liczności $N=100$ (rys. 5.22.a) oraz odpowiadający jej histogram (rys. 5.22.b). Kolorem czerwonym oznaczono wartość średnią napięcia w analizowanym przedziale rejestracji, natomiast kolorem zielonym medianę.



Rys. 5.22. Wykres napięcia dla serii pomiarów o licznosc $N=100$, a) wykres czasowy, b) histogram

W celu zbadania zakresu liniowości przetwarzania układu pomiarowego w zależności od amplitudy sygnału podawanego na jego wejście zarejestrowano zależność napięcia wyjściowego w funkcji napięcia wejściowego (Rys. 5.23).



Rys. 5.23 Zależność napięcia wyjściowego od amplitudy napięcia wejściowego

Zarejestrowana charakterystyka pokazuje, że zależność napięcia wyjściowego w funkcji napięcia wejściowego jest praktycznie liniowa w szerokim zakresie zmian. Ustawienie punktów pracy przetwornika pomiarowego na liniowej części daje możliwość łatwej kalibracji toru przetwarzania przyrządu korygującą wpływ zmiany amplitudy napięcia wejściowego na wynik pomiaru.

5.5. Wzorcowanie i wyznaczanie powtarzalności właściwości metrologicznej systemu pomiarowego

Niezbędną czynnością zapewniającą powtarzalność wyników pomiarów (badań) jest okresowa kalibracja warunków początkowych systemu pomiarowego za pomocą zestawu wzorców materiałowych o założonej klasie dokładności. Częstość powtarzania kalibracji uzależniona jest od czasowej stałości (krótko i długookresowej) parametrów stanowiska badawczego i powtarzalności warunków pomiaru.

W zależności od roli jaką pełnią wzorce w procesach pomiarowych, tworzą one swoistą piramidę hierarchiczną. Na wierzchołku tej piramidy znajduje się wzorzec podstawowy, który najczęściej jest wzorcem zespołowym, składającym się z kilku lub kilkunastu wzorców. Jego

wartość określa się jako średnią wartość miar wzorców wchodzących w skład zespołu. Kolejny poziom tworzą trzy wzorce: porównania, odniesienia oraz wzorzec świadek. Kolejne (niższe) poziomy, to wzorzec I-rzędu, wzorzec II-rzędu. Na najniższym poziomie hierarchii wzorców znajdują się wzorce niższych rzędów oraz narzędzia użytkowe.

Wymagania stawiane wzorcom jednostek miar, to [48]:

- niezmiennosc w czasie;
- duża dokładność;
- łatwa odtwarzalność;
- łatwa porównywalność;
- łatwość stosowania.

W odniesieniu do metrologii prawnej terminy wzorcowań określone są w odpowiednich normach lub rozporządzeniach. W takim przypadku również określona jest procedura przeprowadzania wzorcowania oraz zdefiniowane są warunki, jakie musi spełniać stanowisko pomiarowe. Jeżeli brak jest takich oficjalnych uregulowań prawnych procedurę wzorcowania można określić w ramach Norm o charakterze zakładowym, na użytek konkretnych zadań pomiarowych. Konieczne jest wtedy precyzyjne zdefiniowanie całej procedury pomiarowej.

Na etapie przygotowania przyrządu pomiarowego do zastosowań przemysłowych konieczne jest również przeprowadzenie szczegółowych badań mających na celu określenie jego właściwości metrologicznych, a przede wszystkim charakterystyk przetwarzania.

W pomiarach pośrednich, charakterystyka przetwarzania umożliwia przeliczenie wielkości zmierzonej na wielkość, która podlega pomiarowi. W przypadku zaproponowanej metody pomiarowej, wielkością wyznaczaną jest rezystancja, jaką napotyka indukuje się w warstwie prądu wirowe. Rezystancja ta może być odniesiona do wymiarów geometrycznych warstwy (np. zredukowana do pola kwadratu) lub jeżeli znana jest jej grubość, do jej rezystywności. W pracy wielkością mierzoną jest impedancja jaka została przeniesiona do czujnika pomiarowego w wyniku oddziaływania na niego mierzonej warstwy.

Kalibrację pierwotną wykonuje się w celu określenia pełnej charakterystyki przetwarzania przetwornika pomiarowego w funkcji zmiennych wpływających oraz czynników zakłócających.

Charakterystyka przetwarzania wyrażona może być w postaci tablicy wielkości mierzonej dla określonego parametru wielkości wpływającej, bądź zależności numerycznej wielkości mierzonej w funkcji innego parametru. Znajomość dokładnych zależności umożliwia wyznaczenie wartości mierzonych i jest szczególnie istotna, jeśli funkcja przetwarzania znacząco odbiega od linii prostej. Ponadto znajomość charakterystyki przetwarzania w funkcji czynników wpływających umożliwia przeprowadzenie w sposób numeryczny, korekty wielkości zmierzonej ze względu na zmianę tej wielkości względem warunków odniesienia.

W przypadku zaproponowanej metody najbardziej istotnymi zmiennymi wpływającymi są:

- rezystancja warstwy dla prądów wirowych (dla określonej geometrii warstwy);
- geometria czujnika pomiarowego;
- odległość czujnika pomiarowego od warstwy;
- warunki otoczenia (temperatura, wilgotność, itp).

Do czynników zakłócających pomiar zaliczyć można przede wszystkim zmianę amplitudy sygnału wejściowego przetwornika pomiarowego, zmianę częstotliwości w trakcie rejestracji pomiarów (w zadanym kroku pomiarowym), niestałość temperatury oraz różnicę temperatury pomiędzy otoczeniem, a wewnątrz przetwornika pomiarowego

W celu określenia dokładności przyrządu pomiarowego konieczne jest porównanie parametrów referencyjnych wykonanych wzorców materiałowych za pomocą innych metod, np. pomiaru rezystywności metodą spadku potencjału (metod optycznych, pomiarów grubości powłok itp.) oraz określenie zasad okresowego dokonywania porównań międzylaboratoryjnych.

W trakcie eksploatacji przyrządu pomiarowego konieczne jest korygowanie punktów referencyjnych skali mierzonej. Jeżeli wspomniana korekta dotyczy zera skali, to taka korekcja nazywana jest zerowaniem. Korekcję należy wykonywać każdorazowo po załączeniu przyrządu (kiedy przyrząd jest już ustabilizowany termicznie). Można ją również wykonywać cyklicznie, w określonych odstępach czasu eksploatacji przyrządu lub jeżeli zachodzi podejrzenie dryfu wskazań spowodowanego np. czynnikami termicznymi.

W realizowanej pracy, warstwami uznanymi za wzorce były próbki warstw wykonane ze stali 1H18N9T o różnych grubościach i wymiarach 180 x 60 mm. Pomiaru rezystancji powierzchniowej dokonano wykorzystując oprzyrządowanie pomiarowe Katedry Elektroniki AGH w Krakowie. Uzyskane wyniki weryfikowano również poprzez pomiar rezystancji za pomocą przyklejanych klejem przewodzącym do powierzchni warstwy styków o szerokości próbki, a pomiaru rezystancji dokonano z wykorzystaniem czteroprzewodowego omomierza elektronicznego. Dla celów porównawczych zmierzono również przepuszczalność optyczną tychże warstw.

Ponieważ nie dysponowano warstwami o precyzyjnie zdefiniowanych przez producenta parametrach, przyjęto więc założenie, że na tym etapie prac warstwy wzorcowe stanowią jedynie narzędzia użytkowe umożliwiając odniesienie się do wielkości mierzonej. Warto zauważyć, że w przypadku wykorzystania przyrządu do zastosowań produkcyjnych, w których wykorzystywana byłaby stal 1H18N9T, celem pomiarów byłaby najczęściej kontrola zgodności uzyskanej warstwy z warstwą o parametrach przyjętych za wzorcowe.

W rozdziale przedstawiono opis zaprojektowanego i zbudowanego stanowiska badawczego. Zaprezentowano warstwę sprzętową i programową stanowiska składającego się zarówno z aparatury firmowej, jak również komponentów i oprogramowania samodzielnie zaprojektowanych i wykonanych przez autora. Przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych na próbkach warstw o różnych grubościach i różnym składzie chemicznym.

Rozdział VI. Analiza dokładności wyników pomiarów i ocena przydatności opracowanej metody

Oszacowanie jakości uzyskanego wyniku pomiaru jest bardzo ważnym elementem procedury pomiarowej. Jakość wyniku pomiaru jest pojęciem wykorzystywanym również przy ocenie przydatności systemu pomiarowego do realizacji założonych celów. Szczególnie istotne jest to w metrologii prawnej, kiedy na podstawie wyniku pomiaru ocenia się zgodność mierzonej wielkości z odpowiednimi prawnymi wymogami. Znajomość parametrów tego oszacowania jest również przydatna na etapie projektowania systemu pomiarowego, a także do optymalizacji funkcji celu oraz ceny.

Do czasu opracowania i przyjęcia za podstawę oceny jakości wytycznych zawartych w tzw. Przewodniku [34, 137], jakość wyniku pomiaru oceniana była przez błąd pomiaru (Δ) definiowany jako odchylenie wartości wyniku pomiaru (x) od wartości rzeczywistej (X) wielkości mierzonej.

$$\Delta_x = x - X \quad (6.1)$$

Parametrami tak zdefiniowanego błędu są:

- maksymalna wartość modułu błędu:

$$|\Delta_x|_{\max} = \max |\Delta_x| \quad (6.2)$$

- wartość średnia błędu:

$$\bar{\Delta} = \frac{1}{n_i} \cdot \sum_{i=1}^n \Delta_i \quad (6.3)$$

- nieobciążony estymator wariancji – wartości średniokwadratowej błędu:

$$\bar{S}_{\Delta_x}^2 = \frac{1}{n_i - 1} \cdot \sum_{i=1}^{n_i} (\Delta_x - \bar{\Delta})^2 \quad (6.4)$$

- nieobciążony estymator odchylenia standardowego błędu:

$$\bar{S}_{\Delta_x} = \sqrt{\bar{S}_{\Delta_x}^2} \quad (6.5)$$

- estymator wartości średniokwadratowej błędu:

$$S_x = \sqrt{\frac{1}{n_i} \cdot \sum_{i=1}^{n_i} \Delta_x^2} \quad (6.6)$$

gdzie: $\dot{\Delta}_x = \Delta_x - \bar{\Delta}$, a n_i jest liczbą pomiarów, dla których dokonano obliczeń.

Zgodnie z przyjętymi zasadami oceny procesu i wyników pomiaru [25, 43], błąd pomiaru jako parametr jakości wyniku może być wykorzystany tylko w zagadnieniach prostych, w których znana jest wartość wejściowa (wartość rzeczywista wielkości), a poszukiwana jest wartość wyjściowa (wynik pomiaru). Wadą takiej definicji błędu jest brak znajomości wartości prawdziwej pomiaru. Wobec tego również wartość błędu (Δ_x) wyznaczana ze wzoru 6.1 nie może być znana. Jest to podstawowa niedogodność wykorzystywania pojęcia błędu do oceny jakości praktycznie zrealizowanego pomiaru, por. [24, 43].

W pracy przyjęto definicję dokładności zawartą w Przewodniku [34, 42] i stosowaną w normie ISO 5725. Zgodnie z definicją, dokładność pomiaru określa stopień zgodności pomiędzy wynikiem badania i przyjętą wartością odniesienia. Terminem tym objęto zarówno składniki losowe jak i systematyczne. Określenie dokładności metody pomiarowej służy głównie do wstępnego oszacowania błędu tej metody, a więc ma charakter procedury uwarunkowanej przyjętym przedziałem ufności. Analiza metody pomiarowej pod względem jej dokładności polegać może na identyfikacji modelu statystycznego opisującego dany proces pomiarowy.

Parametry takiego modelu mogą być podstawą decyzji o przydatności metody pomiarowej do zakładanego celu.

W zagadnieniach związanych z dokładnością wykorzystuje się powszechnie model określający wynik badania jako [79]:

$$\text{wynik} = \text{wartość poprawna} + \text{błąd systematyczny} + \text{błąd losowy}$$

Norma [42] podaje ogólne zasady stosowane przy ocenie dokładności systemów pomiarowych i definiuje wielkości określające zdolność metody do podania wyniku prawidłowego (poprawność) oraz do powtarzania tego wyniku (precyzja).

Z pojęciem jakości wyniku realizowanego pomiaru są bezpośrednio powiązane [24, 25]:

- wartość rzeczywista (X) wielkości mierzonej, która jest idealnym odwzorowaniem pewnej wyodrębnionej właściwości obiektu badanego. W badaniach eksperymentalnych jednak wartość rzeczywista nie jest znana;
- wynik pomiaru (x), który uzyskuje się w rezultacie przeprowadzenia pomiaru. Wynik pomiaru jest jednak tylko pewną praktyczną oceną wartości rzeczywistej wielkości mierzonej;
- różne dodatkowe czynniki (wielkości wpływające), nie będące wielkościami mierzonymi, a mającymi wpływ na otrzymany wynik pomiaru.

Podstawą analizy jakości pomiaru wielkości nieznannej jest niepewność wyniku (ang. uncertainty), natomiast parametrem charakteryzującym rozrzut wartości (który można w uzasadniony sposób przypisać wielkości mierzonej) jest odchylenie standardowe $u(x)$ i jego rozszerzona wartość $k_p \cdot u(x)$, [34, 137]. Przez niepewność pomiaru rozumie się oszacowanie związane z wynikiem badania, a charakteryzujące zakres wartości, wewnątrz którego należy spodziewać się wartości prawdziwej [79].

Zasadniczym elementem oceny jakości wyników pomiaru z wykorzystaniem teorii niepewności jest przyjęcie tezy, że otrzymanemu wynikowi pomiaru może odpowiadać wiele wartości wielkości mierzonej tworzących określony rozkład prawdopodobieństwa. Jeżeli rozkład ten ustalany jest na podstawie analizy wyników obserwacji, a parametry niepewności wyniku wyznaczone są metodami statystycznymi, to tego typu niepewność przyjęto się określać, jako standardową (ang. standard uncertainty) albo typu A. Niepewność wyznaczaną metodą typu A można oszacować, jeżeli ten sam pomiar wykonuje się wielokrotnie w tych samych warunkach. Otrzymuje się wówczas N wyników X_i ($i=1, 2, \dots, n$). Dobór estymatora uzależniony jest od zakładanego rozkładu wyników pomiaru. Najczęściej wykorzystywanym estymatorem jest wartość średnia. Dla pewnej grupy rozkładów najlepszym estymatorem może być także mediana. Niepewność standardową typu A wartości średniej $u_A(\bar{X}_j)$ wyraża się za pomocą estymaty odchylenia kwadratowego wartości średniej $s_A(\bar{X}_j)$

$$u_A(\bar{X}_j) = s_A(\bar{X}_j) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X}_j)^2}{n(n-1)}} \quad (6.7)$$

Jeżeli rozkład prawdopodobieństwa możliwych wartości wielkości mierzonej jest znany na podstawie przyjętych a priori składowych niepewności, to tak określoną niepewność przyjęto się określać pojęciem niepewności wyznaczanej metodą typu B. Niepewność wyznaczana metodą typu B szacuje się na podstawie wszystkich dostępnych informacji o czynnikach mogących mieć wpływ na niepewność pomiaru, takich jak dane z wcześniejszych pomiarów, właściwości przyrządów, informacje podane przez producenta, dane uzyskane podczas kalibracji oraz inne zidentyfikowane niepewności które mogą być przypisane danym pozyskanym np. z publikacji literaturowych i doświadczenia (kompetencji) prowadzącego pomiary. Przy założeniu, że rozkład prawdopodobieństwa błędów wskazań jest równomierny (prostokątny), a niedokładność graniczna przyrządu wynosi $\Delta_g X_j$, to niepewność standardowa wskazań przyrządu wynosi:

$$u_B = (X_j) = s_B(X_j) = \frac{\Delta_s X_j}{\sqrt{3}} \quad (6.8)$$

Jeżeli wskazania przyrządu są niestabilne na skutek zakłóceń lub braku stabilności badanego obiektu, to do niedokładności granicznej należy dodać niepewność wynikającą z niestabilności wskazań, za którą można przyjąć połowę przedziału wahań przyrządu pomiarowego.

Złożoną niepewność standardową (ang. combined standard uncertainty) oblicza się, jeżeli niepewności wyznaczone metodami typu A i typu B mają istotne znaczenie i nie można ich pominąć w prowadzonych analizach. Oblicza się ją z zależności:

$$u(X_j) = \sqrt{u_A^2(\bar{X}_j) + u_B^2(X_j)} \quad (6.9)$$

Standardowa niepewność złożona może zawierać wiele składowych. Część z nich określa się na podstawie otrzymanego rozrzutu wyników serii pomiarów, poprzez obliczenie estymatorów odchyłeń standardowych. Inne, których nie można ocenić metodami statystycznymi na podstawie posiadanych danych uzyskanych eksperymentalnie, ocenia się za pomocą przewidywanych (prognozowanych) rozkładów prawdopodobieństwa. Do tego sposobu wyznaczania niepewności zalicza się m.in. oceny niedokładności aparatury pomiarowej oraz zastosowanych metod, procedur pomiarowych i kreacji modeli zastępczych.

Jeżeli wynik pomiaru wyznaczany jest przy wykorzystaniu metod pośrednich, czyli $Y = f(X_j)$, to niepewność standardową złożoną wyniku pomiaru oblicza się z wzoru:

$$u(Y) = \sqrt{\sum_{j=1}^m c_j^2 \cdot u^2(X_j)} \quad (6.10)$$

w którym
$$c_j = \frac{\partial Y}{\partial X_j} \quad (6.11)$$

jest współczynnikiem wrażliwości związanym z estymatą X_j .

Istnieje możliwość oddzielnego szacowania niepewności wyznaczonej metodą typu A oraz B, a niepewność standardową złożoną wyznacza się z zależności:

$$u(Y) = \sqrt{u_A^2(\bar{Y}) + u_B^2(Y)} \quad (6.12)$$

W celu zwiększenia zaufania do oceny statystycznej wyniku (zmniejszenia prawdopodobieństwa uzyskania wyniku wykraczającego poza przedział niepewności) wprowadzono pojęcie niepewności rozszerzonej, uwzględniające współczynnik rozszerzenia. Należy zwrócić uwagę na fakt, że niepewność pomiaru zawiera na ogół wiele składników losowych i nielosowych, które różni charakter oraz sposób wyznaczania. Współczynnik rozszerzenia powiększa przedział niepewności zgodnie z zależnością:

$$U(Y) = k_p \cdot u(Y) \quad (6.13)$$

w której k_p jest współczynnikiem rozszerzenia zależnym od poziomu ufności p oraz rozkładu prawdopodobieństwa wielkości wejściowych. Tak określoną niepewność przyjęło się określać jako niepewność rozszerzoną. Jeżeli wielkość wyjściowa ma rozkład normalny, to wówczas dla poziomu ufności $p=0,95$ można przyjąć współczynnik rozszerzenia $k_p=2$, a dla $p=0,997$ $k_p=3$. Jeżeli jednak rozkład wielkości mierzonej jest różny od normalnego, to wówczas do określania współczynnika rozszerzenia należy stosować zasady centralnego twierdzenia granicznego [67].

Dla potrzeb szacowania niepewności wyznaczonej metodą typu B, za literaturą [37, 85] przyjęto następujące rozkłady prawdopodobieństwa parametrów niepewności składowych:

- normalny – dla składowych wynikających z wpływu szumów;
- jednostajny – dla składowych wynikających z parametrów przetwarzania;
- trójkątny – dla składowych wynikających z niestabilności termicznej i czasowej.

W przypadku niepewności wyznaczonej metodą typu A poszczególne wielkości mierzone reprezentowane były przez zbiór wartości o liczności wynikającej z doboru parametrów próbkowania przetwornika a/c.

Jeżeli niepewności wyznaczone metodą typu A oraz typu B mają wartości porównywalne i żadnej z nich nie można pominąć, to niepewność rozszerzoną poszczególnych wielkości wejściowych X_j na poziomie ufności $p=0,95$ można także obliczyć metodą uproszczoną ze wzoru:

$$U(X_j) = \sqrt{U_A^2(\bar{X}_j) + \Delta_g^2 X_j} \quad (6.14)$$

w którym
$$U_A(\bar{X}_j) = t_{0,95;n} \cdot u_A(\bar{X}_j) \quad (6.15)$$

jest niepewnością rozszerzoną typu A wartości średniej wielkości X_j na poziomie ufności $p=0,95$; $t_{0,95;n}$ – kwantylem rozkładu t-Studenta dla prawdopodobieństwa 95%, zależnym od liczby pomiarów n ; $\Delta_g X_j$ – błędem granicznym pomiaru wartości wielkości X_j .

Tak interpretowana niepewność może być traktowana jako wskaźnik jakości wyniku. Z oceną jakości wykonywanych pomiarów nierozdzielnie związane są trzy pojęcia: dokładności pomiaru, niepewności pomiaru oraz błędu pomiaru [25].

Wykorzystanie zasad niepewności do oceny jakości wyniku pomiarów stwarza również pewne problemy, do których zalicza się [43]: wpływ korelacji pomiędzy składowymi, wpływ nieadekwatności rozkładu prawdopodobieństwa wyników pomiarów (obserwacji) dla którego wartość średnia z serii wyników obserwacji nie jest najlepszym oszacowaniem wyniku. Do problemów obliczania składowych niepewności metodą typu B zalicza się: uzasadnienie rozkładu prawdopodobieństwa składowych niepewności, nieuzasadniona wirtualna randomizacja wartości wielkości wpływającej, która może być odniesiona do populacji a nie konkretnego pomiaru, uwzględnienie możliwej korelacji pomiędzy zrealizowanymi składowymi niepewności nawet jeśli dla populacji składowych a priori nie są one skorelowane.

Istnieje wiele metod szacowania błędów i niepewności powstających w określonych warunkach pomiaru. Do często stosowanych, należy metoda różniczki zupełnej. Zakłada ona jednakowy wpływ na końcowy wynik pomiaru i wagowe sumowanie wariancji wszystkich składowych błędów i niepewności. Prowadzi to do niejawnego przyjęcia założenia, że wszystkie czynniki obciążające wynik pomiaru mają zawsze jednakowy znak, co w efekcie prowadzi do wyznaczenia nadmiernie szerokiego przedziału niepewności wyników, zwłaszcza przy uwzględnieniu dużej liczby czynników wpływających. Zwykle część czynników znosi się wzajemnie i rzeczywisty przedział niepewności jest mniejszy niżby to wynikało z obliczeń metodą różniczki zupełnej, por. [11]. Im więcej jest składników obciążających wynik pomiaru, tym prawdopodobieństwo lokowania się wyniku w przedziale o przyjętej szerokości (wynikające z takiej metody oszacowywania) jest mniejsze [33].

W działaniach inżynierskich preferowane są uproszczone sposoby analizy dokładności systemu pomiarowego zapewniające oszacowanie cząstkowych składników oceny błędu oraz wartości granicznych łącznego błędu, bez prowadzenia skomplikowanej analizy rozwiązań strukturalnych, technologicznych oraz uwzględniania procesów wytwarzania i eksploatacji projektowanego urządzenia. Do takich uproszczonych oszacowań błędów można zaliczyć budżetową metodę oceny błędów¹, prezentowaną np. przez Gordona [33] i odniesioną do szacowania błędów przetworników pomiarowych (a/c, c/a). Metoda oszacowywania błędów bądź niepewności pomiaru jest wykorzystana do uproszczonej analizy jakości złożonych urządzeń i systemów pomiarowych o wielu składowych oddziaływań czynników wpływających [11]. Zakłada ona wyszczególnienie wszystkich znanych składników obciążających wynik pomiaru, analizę ich wpływu na końcowy wynik oraz ocenę przedziału niepewności pomiaru.

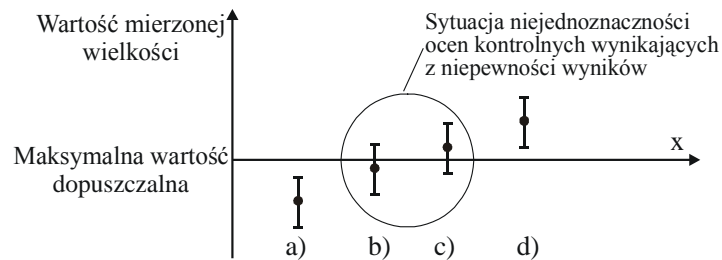
¹ Procedura analizy budżetu błędów zaproponowana przez Gordona może być zastąpiona przez analizę budżetu (bilansu) błędów i niepewności.

W odniesieniu do tej metody, w literaturze krajowej spotykane jest pojęcie bilansu niepewności [67], w której wykorzystuje się analogiczny sposób wyznaczania niepewności łącznej.

Do najistotniejszych czynników wpływających na niepewność pomiaru zaliczyć można: błędy liniowości (lub nieliniowości) układu elektronicznego, błędy kwantyzacji, procesy termiczne, procesy starzeniowe, oddziaływanie szumów i zakłóceń itp. Analiza wpływu poszczególnych czynników, pozwala na określenie ich udziału w oszacowanej całkowitej niepewności pomiaru. W analizie niepewności pomiaru uwzględnia się tylko te czynniki wpływające, których udział uznano za istotny. W przypadku przeprowadzania analizy niepewności pomiaru z wykorzystaniem wielu składowych błędów i niepewności, należy zbadać czy pomiędzy poszczególnymi składowymi nie występują korelacje. W przypadku stwierdzenia istotnych statystycznie korelacji w dalszej analizie uwzględnia się tylko czynnik uznany za reprezentanta czynników wpływających.

Dokładna analiza wszystkich czynników wpływających nie zawsze jest możliwa. Obecnie coraz częściej producenci urządzeń pomiarowych nie udostępniają informacji na temat poszczególnych składowych niepewności, a jedynie zbiorczą informację o całkowitej niepewności w postaci tzw. błędu przetwarzania lub całkowitej dokładności względnej (Absolute Accuracy). Tak określoną niepewność należy traktować jako wyznaczoną metodą typu B.

Oceniając wyniki serii pomiarów jako sposób określania wartości prawdziwej mierzonej wielkości, mamy do czynienia z wnioskowaniem pośrednim. Na podstawie tych wyników szacuje się przedział, w którym powinna się znaleźć wartość prawdziwa. Osoby korzystające z wyników badań, mające podjąć na ich podstawie decyzje lub działania, muszą brać pod uwagę niepewność tych wyników. Jest to szczególnie istotne w przypadku metrologii prawnej, ale uwaga ta dotyczy również zagadnień przemysłowych.



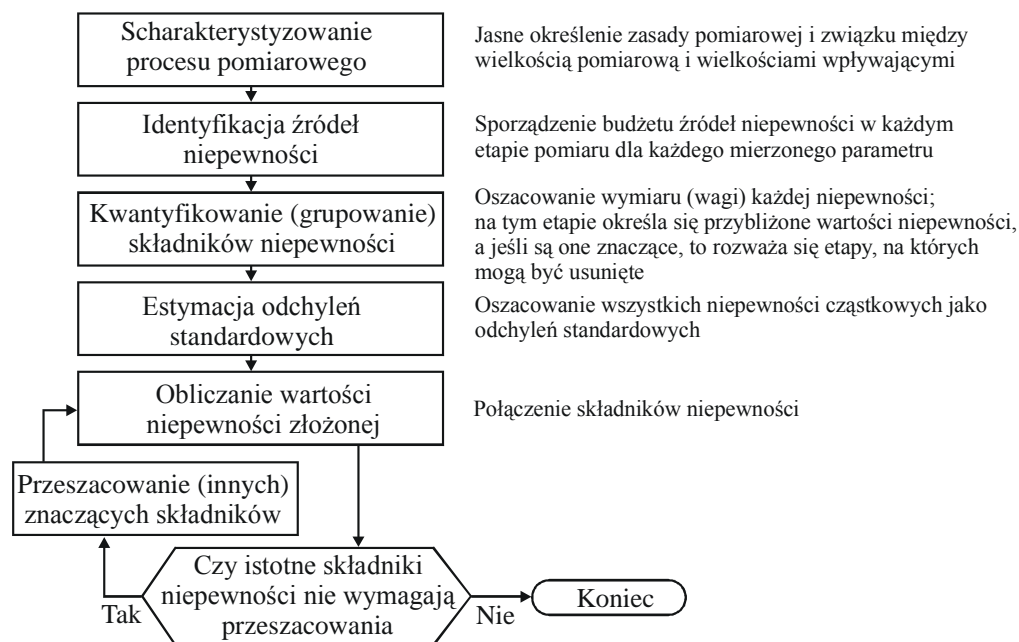
Rys. 6.1. Możliwe sytuacje związane z porównaniem wyników badania z wymaganiami [79]

Sytuacja a) i d) nie stanowi problemu. Wartości średnie wraz z przedziałami niepewności znajdują się po jednej stronie wartości granicznej. Sytuacja b) i c) jest odzwierciedleniem klasycznego problemu błędów wnioskowania statystycznego, polegającego na uznaniu sytuacji za prawdziwą, mimo iż w rzeczywistości wartość mierzona przekracza dopuszczalną albo uznaniu za przekroczenie, gdy w rzeczywistości wartość mierzona znajduje się poniżej wartości dopuszczalnej. Analogiczne rozumowanie obowiązuje przy minimalnej wartości mierzonej wielkości.

Metoda weryfikacji dokładności systemu i procesu pomiarowego powinna być odnoszona do wyznaczania zarówno parametrów całkowitej niepewności, jak i jego składowych. Jednym z ważniejszych zagadnień związanych z oceną jakości modelowania jest poprawne zdefiniowanie modelowanego mezurandu. Podstawą oceny dokładności modelowania jest odniesienie wyników obliczeń do wielkości reprezentującej mezurand.

W pracy badanym mezurandem jest rezystancja warstwy określona poprzez model o parametrach skupionych. Ze względu na ścieżkę przepływu prądu zarówno w rzeczywistej, jak i modelowanej warstwie rezystancja modelowana jest za pomocą równań połowych. Umożliwiają one uzależnienie wartości rezystancji reprezentującej model od takich wielkości wpływających jak: odległość warstwy od czujnika pomiarowego, jej grubość oraz rezystywność,

właściwości elektryczne i geometryczne czujnika pomiarowego, itp. Na rys. 6.2 przedstawiono algorytm wyznaczania błędów oraz niepewności pomiaru, jaki wykorzystano w realizowanej pracy.



Rys. 6.2. Algorytm wyznaczania błędów i niepewności procedur pomiarowych

6.1. Ocena błędów i niepewności systemu pomiarowego

Obecnie przyjmuje się, że teoria błędów ma zastosowanie głównie w badaniach teoretycznych dokładności procesów pomiarowych, m.in. przy analizie dokładności metod i procedur pomiarowych, ocenie dokładności przyrządów pomiarowych (na etapie projektowania) itp. Jest to uzasadnione tym, że przy rozwiązywaniu takich zagadnień zadawane są wartości rzeczywiste wielkości wejściowych oraz wykorzystywane parametry idealne i realne torów pomiarowych, na podstawie których zawsze można znaleźć odchylenia wartości wielkości wyjściowych (dla parametrów realnych) od wartości idealnych (dla idealnych parametrów toru pomiarowego), por. [25, 43]. Taka sytuacja występuje w przypadku badań teoretycznych torów przetwarzania sygnałów pomiarowych. W tym przypadku zadawane są parametry idealne układów torów przetwarzania, a porównywane są wartości realizacji rzeczywistych wielkości (sygnałów) wyjściowych z wartościami idealnymi, co pozwala wyznaczyć liczbowe wartości błędów przetwarzania.

Wstępna analiza potencjalnych błędów modelowania prowadzi do wniosków, że największy wpływ mają błędy zagadnienia oraz przyjęte założenia upraszczające. W trakcie prac modelujących zjawiska fizyczne występujące w procesach pomiarowych sprawdzano wzory (modele matematyczne) prezentowane w różnych pozycjach literaturowych [59, 94]. Uzyskiwane wyniki, w niektórych przypadkach, znacząco się różniły. Prezentowane w pracy wyniki modelowania uzyskano wykorzystując programy: Mathematica, Excel oraz Statistica PL.

Do błędów oraz niepewności związanych z numerycznym przetwarzaniem danych zaliczyć można [12]:

- błędy zagadnienia – wynikające ze sformułowania zagadnienia matematycznego;
- błędy metody – zależą od przyjętej metody rozwiązywania postawionego już zagadnienia matematycznego;
- błędy działań (operacji) – wynikające z prowadzenia obliczeń numerycznych na liczbach przybliżonych (skończona długość słowa);

- błędy początkowe – wynikające z przyjęcia we wzorach matematycznych liczb określonych jedynie z pewnym przybliżeniem;
- błędy zaokrągleń – powstają wówczas, gdy w obliczeniach występują liczby mające nieskończoną ilość cyfr, albo ze względów praktycznych zachodzi potrzeba ich ograniczenia;
- błędy obcięcia – występują wówczas, gdy w przyjętej metodzie rozwiązania zagadnienia pojawia się nieskończony proces obliczeń.

Wymienione błędy obciążają m.in. jakość modelowania matematycznego symulowanej procedury pomiarowej. Jednak ich wpływ jest różny i w pewnych rozwiązaniach niektóre z błędów mogą nie występować lub wywierać znikomy wpływ. W pełnej analizie jakości wyniku badań, należy jednak wyszczególnić wszystkie zidentyfikowane składowe, lecz do wyznaczenia liczbowej wartości należy uwzględnić głównie te najbardziej istotne. W prowadzonych badaniach nie dokonywano szczegółowej analizy niepewności uzyskiwanych wyników symulacji, jednak na podstawie obserwacji sformułowano ogólne wytyczne ich oszacowania.

Oprócz wymienionych błędów o charakterze numerycznym w modelowanym systemie pomiarowym występują również inne czynniki, które również mają wpływ na niepewność wyników modelowania [12]. Najważniejsze z nich to:

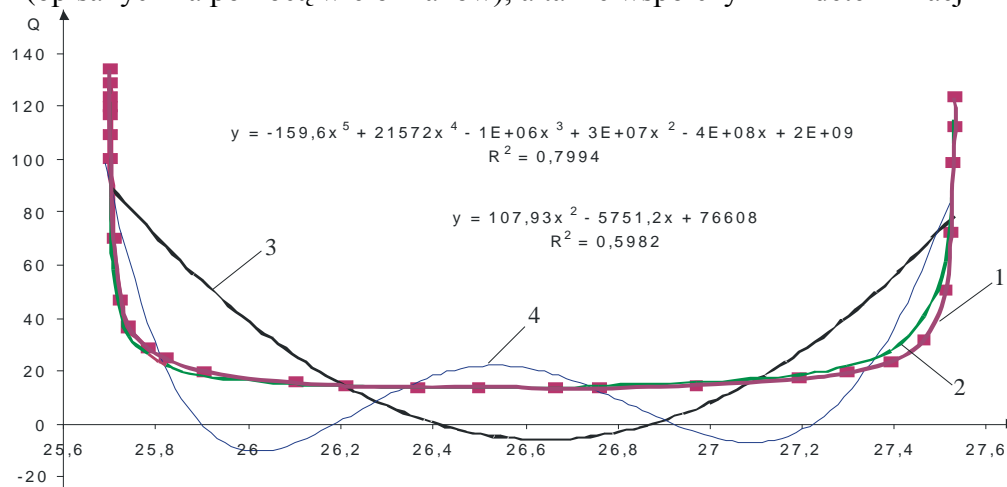
- niepełna definicja wielkości mierzonej i jej niedoskonała realizacja w postaci uproszczonego modelu;
- nie wyeliminowanie błędów o charakterze systematycznym z powodu nieznaności ich wartości;
- sposób realizacji procedury pomiarowej – mierzona wielkość może nie reprezentować ściśle wartości wielkości mierzonej;
- niepełna znajomość wpływu otoczenia na procedurę pomiarową lub niedoskonały pomiar parametrów opisujących warunki otoczenia;
- wartości przypisane wzorcom pomiarowym (niepewność wzorców oraz niejednorodność wzorców) lub warunkom (odniesienia) podczas kalibracji;
- wartości stałych i innych parametrów otrzymywanych ze źródeł zewnętrznych i stosowanych w algorytmie przetwarzania danych;
- przybliżenia i założenia wynikające z metody pomiarowej oraz z procedury badawczej;

Podstawą analizy błędów modelowania jest oszacowanie wpływu wszystkich zidentyfikowanych czynników oddziałujących na wielkość wyjściową będącą odpowiednikiem wyniku pomiaru. Ocena jakości modelowania wymaga porównania różnic pomiędzy wynikami uzyskanymi z obliczeń, a wynikami uznanymi za dokładne. Taka analiza może być przeprowadzona poprzez porównanie wyników uzyskiwanych za pomocą różnych programów wykorzystujących zaimplementowane metody obliczeniowe. Jeżeli nie ma podstaw do przyjęcia niektórych danych za dokładne, prowadzona analiza może dotyczyć szacowania niepewności modelowania.

Producenci specjalizowanego oprogramowania wykorzystującego do obliczeń metody numeryczne odnoszą uzyskiwany wynik do wyniku obliczeń za pomocą wybranych metod analitycznych, w nawiązaniu do wyników uzyskanych przy wykorzystaniu konkurencyjnego oprogramowania. Porównanie metod wykorzystywanych do obliczeń jest odnoszone do określonych założeń geometrycznych układu modelowanego i ściśle zdefiniowanego problemu matematycznego. Wyniki oceny błędów programów przetwarzających dane numeryczne podawane przez producentów należy traktować raczej jako zabiegi marketingowe, a nie obiektywną ocenę dokładności i przydatności oprogramowania.

Na rys. 6.3. przedstawiono krzywe przetwarzania uzyskane różnymi metodami opisu. Krzywa nr 1 reprezentuje charakterystykę wyznaczoną poprzez połączenie punktów obliczonych na podstawie równań 4.2. Krzywa nr 2 reprezentuje średnią ruchomą wyznaczoną na podstawie

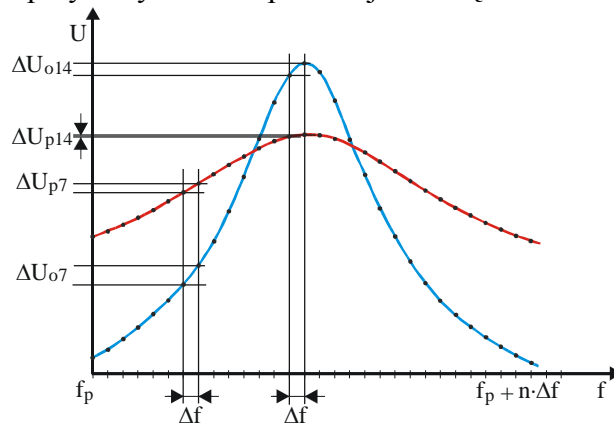
dwóch okresów. Kolejne krzywe 3 i 4 wyznaczone zostały na podstawie obliczenia wielomianu stopnia 2 (krzywa nr 3) i stopnia 5 (krzywa nr 4). Ponadto na wykresie przedstawiono równania krzywych (opisanych za pomocą wielomianów), a także współczynniki determinacji R^2 .



Rys. 6.3. Dopasowanie krzywych przetwarzania w zależności od metody opisu

Współczynnik determinacji jest miernikiem oceny dopasowania modelu do danych uznanych za dokładne. Przyjmuje wartości z przedziału od 0 do 1 i im bliższy jest jedności, tym lepsze jest dopasowanie wyznaczonej krzywej do danych eksperymentalnych. Należy zauważyć, że jakość odwzorowania funkcji przetwarzania w dużym stopniu zależy od metody wykorzystanej do modelowania.

Odrębnym zagadnieniem jest ocena wrażliwości systemu na zmianę wielkości wpływającej dla przyjętych procedur pomiarowych. Dotyczy ona oceny wpływu zmiany istotnych dla metody wielkości na uzyskiwany wynik modelowania, bądź pomiarów. Na rys. 6.4. przedstawiono wpływ kształtu charakterystyki przetwarzania na zmianę mierzonego (próbkowanego) napięcia przy stałym kroku przestrajania częstotliwości.



Rys. 6.4. Wpływ kształtu charakterystyki przetwarzania na zmianę napięcia próbkowanego przy stałym kroku przestrajania częstotliwości

W obszarze modelowanej charakterystyki dynamika zmian sygnału na wyjściu przetwornika pomiarowego jest różna i zależy od różnicy pomiędzy częstotliwością rezonansową obwodu, a częstotliwością bieżącą. Jest ona również zależna od dobroci obwodu rezonansowego. Od dobroci zależy również czułość przetwornika pomiarowego na oddziaływanie warstwy badanej.

Poprzez zmniejszenie odstępów kwantyzacji zmniejsza się również błąd wynikający z dyskretyzacji mierzonego sygnału. Istnieje jednak pewna graniczna wielkość kroku kwantowania, poniżej której błąd zależny jest już wyłącznie od wielkości szumu.

Analiza uzyskanych wyników prowadzi do wniosku, że w zagadnieniach modelowanych w pracy do najistotniejszych czynników obciążających wynik modelowania zaliczyć należy: błędy zagadnienia, błędy działań oraz błędy początkowe. Ze względu na postawione w pracy cele, tego rodzaju błędy nie były wyznaczane. Określenie ich wartości wymagałoby przeprowadzenia obliczeń z wykorzystaniem różnych metod matematycznych oraz przyjęcia wielu założeń upraszczających zagadnienie. Uznano więc, że z punktu widzenia postawionego celu, to zagadnienie wychodzi poza zakres realizacji pracy.

6.2. Ocena niepewności wyników systemu i procesu pomiarowego

Podstawą oszacowania jakości wyników uzyskiwanych na zaprojektowanym stanowisku pomiarowym służącym do badania cienkich warstw przewodzących było utworzenie bilansu błędów i niepewności, a następnie systematyczna, chociaż uproszczona jego analiza. Podstawową czynnością związaną ze stosowaniem takiej metody oszacowywania jakości pomiarów jest dekompozycja systemu pomiarowego na elementy funkcjonalne (bloki albo podsystemy) stanowiące potencjalne źródła niepewności cząstkowych lub wyróżnione zespoły czynników uważane za przyczynę powstawania błędów oraz niepewności cząstkowych.

Miarą dokładności systemu akwizycji danych pomiarowych jest zbiór „i” odchyleń $\Delta U_{meas(i)}$ pomiędzy wynikami pomiarów wartości wyjściowych wielkości mierzonej $U_{meas(i)}$, a ich umownie przyjętą wartością prawdziwą $U_{P(i)}$:

$$\Delta U_{meas(i)} = U_{meas(i)} - U_{P(i)} \quad (6.16)$$

Proponowana metoda weryfikacji dokładności z wykorzystaniem wzorca pozwala na wyznaczenie błędu instrumentalnego (błędu systemu akwizycji pomiarowych).

Bilans błędów i niepewności powstał przez wyszczególnienie znaczących składowych w obszarze potencjalnie możliwych błędów, które wynikają z oddziaływania czynników wpływających.

Analiza błędów stanowiska pomiarowego pozwoliła na wyszczególnienie kilku podstawowych grup niedokładności:

- niepewność wyznaczenia rezystancji powierzchniowej warstwy wzorcowej;
- nieadekwatność wynikająca z zaprojektowanego przetwornika pomiarowego oraz sposobu przetwarzania sygnału pomiarowego:
 - niepewności wynikające z warunków sprzężenia czujnika pomiarowego z badaną warstwą;
 - niepewności związane z rozwiązaniem układowym przetwornika pomiarowego oraz wpływem zmian wartości jego elementów;
 - niepewności wynikające z metody i algorytmu przetwarzania sygnału pomiarowego;
- błędy i niepewności wnoszone przez autonomiczne przyrządy wchodzące w skład stanowiska pomiarowego;
- pozostałe składowe nieujęte w błędach oprzyrządowania.

Tak sporządzony budżet błędów i niepewności stanowił podstawę do określenia dokładności realizowanych pomiarów. Spośród zidentyfikowanych czynników wpływających, część ma pomijalnie mały wpływ na wynik pomiaru. Z tego też względu w końcowej ocenie niepewności pomiaru zostały one pominięte. Przeprowadzona analiza miała charakter konceptualny. Jej celem jest teoretyczne przeanalizowanie miejsc powstawania błędów pomiarowych. Informacje te mogą być przydatne podczas prac projektowych zmierzających do skonstruowania przyrządu pomiarowego przeznaczonego do zastosowań przemysłowych.

6.2.1. Niepewność wyznaczenia rezystancji powierzchniowej warstwy wzorcowej

Badaną wielkością reprezentującą warstwę jest jej rezystancja powierzchniowa R_s , a wielkością mierzoną – zmiana prądu w czujniku pomiarowym. Podstawą oceny dokładności pomiaru jest odniesienie uzyskanych wyników do wielkości reprezentującej mezurand. Wyznaczony w ten sposób błąd nie ujmuje nieadekwatności analizowanej wielkości względem fizykalnych parametrów wzorca reprezentującego badany obiekt. W realizowanej pracy, wzorcem fizycznym jest przewodząca prąd elektryczny warstwa o określonej grubości i powierzchni na tyle dużej, by nie wpływało to na swobodny rozptyw prądów. W zależności od celu postawionego w założeniach prowadzonych badań, podczas analizy mogą wystąpić różnice w jej założeniach oraz poszczególnych elementach procesu. Prowadzona analiza dotyczy głównie oszacowania dokładności wyznaczenia rezystancji powierzchniowej badanej warstwy. W tym celu przyrząd pomiarowy (lub stanowisko pomiarowe) należy skalibrować za pomocą warstw wzorcowych. Błędy nieadekwatności użytego wzorca wynikają z takich czynników jak:

- niepewność wyznaczenia wartości rezystancji warstwy wynikająca z metody pomiarowej i wykorzystywanego oprzyrządowania;
- niepewność spowodowana nierównomierną grubością warstwy wzorcowej;
- zmiany rezystancji spowodowane różnicą temperatury podczas realizacji pomiarów w stosunku do temperatury odniesienia;
- zmiany parametrów warstwy w czasie pomiędzy wzorcowaniem a pomiarami.

Niepewność wyznaczenia wartości rezystancji warstwy wynikająca z metody pomiarowej i wykorzystywanego oprzyrządowania;

Rezystancję powierzchniową warstwy wyznaczano poprzez jej pomiar metodą czteropunktową. W trakcie prowadzonych badań nie dysponowano dobrze zdefiniowanymi przez producenta warstwami wzorcowymi. Parametry warstw obliczano z „surowych” wyników pomiarów z uwagi na brak informacji o wartościach regularnych czynników oddziałujących.

Ze względu na brak dostatecznie wiarygodnych danych o tolerancji wyznaczenia rezystancji warstwy wzorcowej pominięto ten składnik błędu przyjmując założenie, iż pomiar ma charakter wyznaczenia wartości odniesienia. Takie podejście jest wystarczające jeżeli nie występuje potrzeba znajomości rzeczywistej wartości rezystancji, a jedynie jej wartości względnej (odnoszonej do przyjętej za wzorzec).

Wartość umownie prawdziwą rezystancji powierzchniowej warstwy wzorcowej można opisać zależnością:

$$R_w^* = R_w \cdot ((1 + \delta R_{w(gr)}) + \varepsilon_{\theta(Rw)} \cdot \Delta\theta + \varepsilon_{t(Rw)} \cdot t) \quad (6.17)$$

gdzie: $\delta R_{w(gr)}$ jest tolerancją wykonania rezystancji wzorcowej warstwy, $\varepsilon_{\theta(Rw)}$ – współczynnikiem stabilności temperaturowej, $\varepsilon_{t(Rw)}$ – współczynnikiem stabilności czasowej warstwy.

Wymienione źródła zmiany wartości rezystancji powierzchniowej wzorca warstwy są źródłem systematycznych składowych niepewności wyniku pomiaru.

Na powstające niedokładności wyznaczenia rezystancji powierzchniowej warstwy wpływ ma: zastosowana metoda pomiarowa, niepewności spowodowane błędami granicznymi użytych przyrządów pomiarowych oraz inne zjawiska, jak np. efekt Halla i zjawisko termoelektryczne. Efekt Halla oraz zjawisko termoelektryczne eliminuje się poprzez zastosowanie metody Van der Pauwe’a [49, 129]. W pracy rezystancję powierzchniową wyznaczano metodą czteropunktową. Tak wyznaczoną rezystancję powierzchniową obciążają:

- błąd graniczny omomierza dla danego zakresu pomiarowego i danego napięcia pomiarowego lub jako błędy graniczne pomiaru napięcia oraz prądu płynącego powierzchnią warstwy;

- błąd graniczny sondy pomiarowej związany z dokładnością rozstawu elektrod oraz przyjętego współczynnika.

Do tej grupy błędów należy również niedokładność współczynnika wynikającego z rozptywu w warstwie prądu płynącego pomiędzy elektrodami pomiarowymi. Niedokładność pomiaru rezystancji powierzchniowej wynika z błędu granicznego zastosowanego przyrządu.

Rezystancja warstwy uzależniona jest od właściwości materiału, z którego została wykonana, jej grubości, a w przypadku warstw uzyskiwanych technikami jonowymi również warunków technologicznych w trakcie wykonywania. Jeżeli producent warstwy wzorcowej podał wartość rezystancji powierzchniowej wraz z oszacowaną niepewnością, to tak określoną niepewność pomiaru należy traktować jako błąd graniczny rezystancji powierzchniowej warstwy (niepewność wyznaczona metodą typu B). Niepewność standardową wyznaczoną metodą typu A wyznacza się z zależności:

$$u_A(\bar{R}_{sw}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (R_{swi} - \bar{R}_{sw})^2}{n(n-1)}} \quad (6.18)$$

Jeżeli niedokładność miernika rezystancji określona jest błędem granicznym $\Delta_g R_s$, a wszystkie pozostałe czynniki mają pomijalnie małe wpływy, to przy założeniu równomiernego rozkładu prawdopodobieństwa parametrów niepewności, niepewność standardową typu B pomiaru wartości rezystancji powierzchniowej R_s można obliczyć z wzoru,:

$$u_B(R_{sw}) = \frac{1}{\sqrt{3}} \Delta_{gR} R_{sw} \quad (6.19)$$

Jeżeli niepewność wyznaczana jest poprzez pomiar prądu i napięcia, to błąd graniczny takiego pomiaru określony jest zależnością:

$$\Delta_{gR} R_{sw} = \frac{1}{I} \Delta_{gU} U + \frac{U}{I^2} \Delta_{gI} I \quad (6.20)$$

Niepewność standardową złożoną pomiaru rezystancji powierzchniowej R_{sw} oblicza się z zależności:

$$u(R_{sw}) = \sqrt{u_A^2(\bar{R}_{sw}) + u_B^2(R_{sw})} \quad (6.21)$$

Zmiany rezystancji spowodowane różnicą temperatury w trakcie realizacji pomiarów w stosunku do temperatury odniesienia (w jakiej była warstwa wzorcowana);

Poprawkę temperaturową rezystancji powierzchniowej R_{sw} uwzględniającą zmianę temperatury warstwy wzorcowej o ΔT w porównaniu z temperaturą odniesienia 20°C (lub 23°C) wyznacza się ze wzoru:

$$\Delta R_{swT} = k_{Tsw} \Delta T \quad (6.22)$$

a jej niepewność standardowa z wyrażenia:

$$u(\Delta R_{swT}) = \sqrt{u^2(k_{Tsw}) + u^2(\Delta T)} \quad (6.23)$$

gdzie k_{Ts} jest współczynnikiem zmian rezystancji powierzchniowej.

Zmiana parametrów warstwy w czasie pomiędzy wzorcowaniem a pomiarami;

W przypadku badanych warstw taka zmiana powodowana jest utlenieniem się jej wierzchniej części. Określenie zakresu zmian wymaga przeprowadzenia długotrwałych badań, których wyniki odnoszą się do konkretnych typów warstw, ponadto wykonywanych w określonych warunkach. Zasadność takich badań ma miejsce w przypadku komercyjnego wykorzystania metody pomiarowej. Ograniczenie wpływu czasu na zmianę rezystancji powierzchniowej warstwy realizuje się poprzez wprowadzenie poprawki:

$$\Delta R_{swt} = k_{tsw} \Delta t \quad (6.24)$$

W pracy uznano wpływ tego błędu za nieistotny na tym etapie badań – badania laboratoryjne.

Niepewność wynikająca z nierównomiernej grubości warstwy wzorcowej;

Wyznaczenie niepewności wnoszonej do pomiaru, a wynikającej z nierównomiernej grubości warstwy może być określone na podstawie wiedzy a priori (w przypadku warstw o zdefiniowanych przez producenta parametrach) lub wyznaczona poprzez wielokrotny pomiar w różnych jej punktach uzupełniony analizą statystyczną. Niepewność wyrażona jest zależnością:

$$u_A(\bar{R}_{swg}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (R_{swgi} - \bar{R}_{swg})^2}{n(n-1)}} \quad (6.25)$$

W realizowanej pracy, niepewność wyznaczenia wartości rezystancji powierzchniowej warstwy wzorcowej spowodowany nierównomiernością jej grubości uznano za pomijalnie małą i nie uwzględniano w dalszej analizie błędów i niepewności.

W przypadku, gdy warstwa odniesienia stanowi wzorec wyrobu, nie ma powodów do uwzględniania w analizie błędów składnika niepewności związanej z wyznaczeniem wartości jej rezystancji powierzchniowej. W takim przypadku warstwę uznaje się za nieobciążoną błędami granicznymi oprzyrządowania wykorzystanego do wyznaczenia wartości jej parametrów. W skrajnym przypadku wystarczająca jest możliwość traktowania warstwy jako wzorca odniesienia ze względu na kontrolowany parametr, a nie wzorca wielkości mierzonej. Dokładność wzorca wielkości mierzonej w znaczący sposób determinuje dokładność uzyskiwanych wyników, jednak nie wpływa na ocenę jakości metody pomiarowej.

Podczas realizacji badań nie dysponowano wzorcowymi warstwami o zdefiniowanych przez producenta parametrach. Korzystano jedynie z warstw napyłonych na urządzeniach firmy Maryland oraz Katedry Elektroniki AGH. W przypadku warstw wykonanych w firmie Maryland stwierdzono istnienie zauważalnej nierównomierności parametrów optycznych i elektrycznych naniesionych warstw.

6.2.2. Błędy i niepewności wnoszone przez zaprojektowany przetwornik pomiarowy oraz spowodowane odstępstwem od zakładanych warunków pomiarowych

Podstawą dokładności wyników pomiarów jest zapewnienie stabilnych i dobrze zdefiniowanych warunków w czasie realizacji pomiarów.

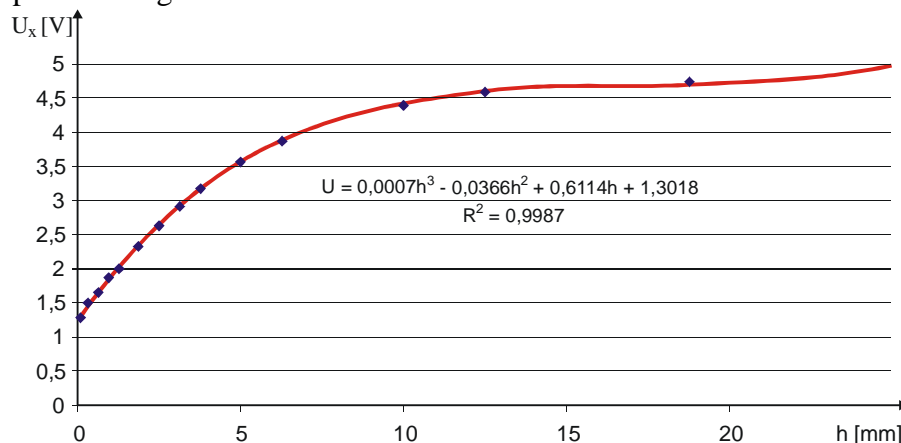
W pracy tę grupę błędów i niepewności podzielono na trzy zagadnienia:

- a) niepewności wynikające z ustalenia warunków sprzężenia czujnika pomiarowego z badaną warstwą;
- b) niepewności związane z rozwiązaniem układowym przetwornika pomiarowego oraz wpływem zmian wartości jego elementów;
- c) niepewności wynikające z metody i algorytmu przetwarzania sygnału pomiarowego.

ad. a. Niepewności wynikające z ustalenia warunków sprzężenia czujnika pomiarowego z badaną warstwą

Ta grupa błędów ma bardzo istotne znaczenie dla poprawności wyznaczenia wartości wielkości mierzonej. Dokładność wykonanego pomiaru jest zależna od prawidłowości zdefiniowania warunków w jakich pomiar jest przeprowadzany. W rozdziale 3 przedstawiono zależności opisujące wpływ oddalenia czujnika pomiarowego od warstwy na indukcyjność wzajemną M (3.40), a tym samym napięcie na kondensatorze C (4.5). W opracowanej metodzie pomiarowej decydujące znaczenie ma dokładność ustawienia czujnika pomiarowego względem badanej warstwy.

Ponieważ zależność rezystancji powierzchniowej warstwy (wyznaczana metodą prądów wirowych) jest powiązana z odległością oddalenia czujnika od warstwy skomplikowanymi funkcjami matematycznymi, dlatego opisanie ich w postaci analitycznej jest bardzo trudne. W celu wyznaczenia dokładności mierzonej wielkości korzystniej jest posłużyć się równaniem regresji analizowanych zależności. Na rys. 6.5 przedstawiono wpływ odległości pomiędzy czujnikiem pomiarowym a warstwą na wartość wyjściowego napięcia (będącego w rezonansie) przetwornika pomiarowego.



Rys. 6.5. Krzywa zależności napięcia na wyjściu przetwornika pomiarowego w funkcji odległości pomiędzy czujnikiem pomiarowym a mierzoną warstwą

Na niepewność wynikającą z ustalenia warunków sprzężenia czujnika pomiarowego z badaną warstwą składają się:

- Niepewność pomiaru odległości czujnika pomiarowego od badanej warstwy. Błąd określenia odległości pomiędzy czujnikiem pomiarowym, a badaną warstwą wprowadza odstępstwo od zakładanego współczynnika modelu reprezentowanego przez współczynnik indukcyjności wzajemnej M . Niedokładność przyrządu za pomocą którego dokonuje się pomiarów oraz odległość pomiędzy czujnikiem a warstwą określone są przez błąd graniczny Δ_{gh} . Zatem, przy założeniu równomiernego prawdopodobieństwa rozkładu oraz nie uwzględnianiu poprawek, niepewność pomiaru odległości oblicza się ze wzoru:

$$u(h) = u_B(h) = \sqrt{\left(\frac{\partial U(h)}{\partial h}\right)^2 \cdot \left(\frac{\Delta_{gh} h}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (6.26)$$

przy czym $U(h) = 0,0007h^3 - 0,0366h^2 + 0,6114h + 1,3018$.

W analizie przyjęto błąd graniczny pomiaru odległości wynoszący 0,1 mm. Przy odległości pomiędzy czujnikiem pomiarowym a warstwą wynoszącą 2 mm oraz poziomie ufności $p=0,95$, względna wartość niepewności pomiaru wynosi 5,5%, natomiast dla odległości 1 mm – 6,2%.

W przypadku gdy odległość nie jest mierzona za pomocą dodatkowych przyrządów, a ustawiana z wykorzystaniem przyrządów zintegrowanych z układem pozycjonowania, do wyznaczenia niepewności typu B w obliczeniach wykorzystuje się błąd graniczny ustawienia odległości. W rozprawie przyjęto, że w odniesieniu do pomiaru odległości niepewność wyznaczana metodą typu A jest pomijalnie mała w stosunku do niepewności wyznaczanej metodą typu B.

- Niepewność ustawienia równoległości powierzchni czołowej czujnika pomiarowego względem warstwy. Ze względu na stopień skomplikowania analizy uwzględniającej wpływ kąta ustawienia czoła czujnika pomiarowego względem badanej warstwy na indukcyjność wzajemną M , została ona w badaniach modelowych pominięta. Analizę taką można znaleźć w pracach [86, 90].

Również zbadanie wpływu tego kąta na uzyskiwane wyniki pomiarów było zadaniem trudnym do praktycznej realizacji. Zdecydowano więc, że wszystkie pomiary realizowane będą przy równoległym ustawieniu czoła czujnika względem warstwy. Ze względu na cylindryczny sposób nawinięcia cewki na karkasie (śrubowy układ zwoi), w celu poprawy dokładności ustawienia zakładanych warunków realizacji pomiarów, czoło cewki było splanowane. Ewentualne odstępstwo od równoległości uznano za pomijalnie małe.

Jeżeli kondycjonowanie mierzonej próbki, a następnie pomiary odbywają się w innych warunkach środowiskowych od wymaganych, to zmiany te należy ująć w postaci poprawek.

Ad. b. Niepewności wynikające z rozwiązania układowego przetwornika pomiarowego oraz wpływu zmian wartości jego elementów;

Ta grupa niepewności pomiarów związana jest z jakością zaprojektowania, a następnie wykonania przetwornika pomiarowego. Dotyczy to w szczególności doboru warunków pracy poszczególnych stopni pomiarowych, sposobu kompensacji wpływu czynników zakłócających pomiar oraz jakości wykorzystywanych w układzie elementów elektronicznych. Dobór warunków pracy układu pomiarowego dokonuje się na etapie projektowania i wykonywania przetwornika pomiarowego, przy czym uwzględnić należy parametry wszystkich wykorzystywanych w systemie elementów i przyrządów pomiarowych. Bardzo ważnym jest dobranie takich wartości parametrów sygnałów zasilających, aby uzyskać dopasowanie napięć wyjściowych przetwornika do zakresów oprzyrządowania rejestrującego pomiary. Równie ważne jest dobranie takich wartości prądów płynących przez elementy przetwornika pomiarowego, by nie powodowały one nadmiernych lokalnych wzrostów temperatury, a poziomy napięć mieściły się w zakresie liniowej pracy poszczególnych podzespołów.

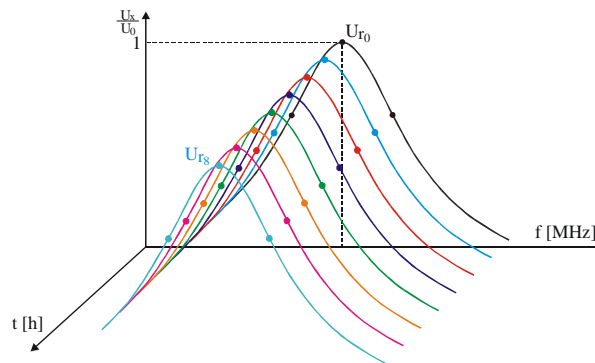
Do czynników wpływających na niepewność metody oraz niepewność wyniku pomiaru, których źródło tkwi w zaprojektowanym przetworniku pomiarowym zaliczono:

- b1) niestabilności w czasie parametrów elementów przetwornika pomiarowego;
- b2) zjawisko samoogrzewania się elementów przetwornika pomiarowego;
- b3) błędy niestabilności parametrów wzmocnienia i detekcji sygnałów w przetworniku pomiarowym;
- b4) nieliniowość wzmacniaczy i podzespołów przetwornika pomiarowego;
- b5) szумы wytwarzane przez przetwornik oraz wnoszone z otoczenia poprzez sprzężenia galwaniczne i elektromagnetyczne.

Dokładna analiza poszczególnych czynników wpływających (związanych z przetwornikiem pomiarowym) wymagałaby przeprowadzenia długotrwałych badań w ściśle określonych warunkach klimatycznych, a następnie przeprowadzenia wnioskowania z wykorzystaniem metod statystycznych (np. analizy czynnikowej [68, 78]). Należy zauważyć, że część z wymienionych czynników wpływających jest ze sobą skorelowana poprzez skomplikowane funkcje zależnościowe.

Ad. b1. Błędy niestabilności w czasie parametrów elementów przetwornika pomiarowego

W analizie dokładności wykonanego stanowiska badawczego nie można pomijać czynnika czasu gdyż wszystkie stosowane układy elektroniczne wykorzystywane w urządzeniach pomiarowych zmieniają wraz z upływem czasu swoje właściwości funkcjonalne. W trakcie realizacji pomiarów rozłożonych w czasie, w wyniku oddziaływania różnych czynników wpływających, następuje zmiana parametrów układu elektronicznego zgodnie z trendem charakterystycznym dla konkretnego rozwiązania układowego oraz doбором poszczególnych elementów. Na rys. 6.6 zaprezentowano poglądowo wpływ czasu na rejestrowaną krzywą przetwarzania.



Rys. 6.6. Zmiana charakterystyki przetwarzania w czasie

W zależności od przedziału czasu, rozróżnia się zmiany (dryfy) krótkoterminowe oraz długoterminowe [11]. W każdym przypadku parametry układu elektronicznego są odnoszone do stanu ustabilizowanego termicznie. W trakcie realizacji pomiarów, jak również w przerwach pomiędzy nimi, mogą wystąpić niekorzystne zmiany właściwości metrologicznych systemu pomiarowego. Należy wówczas rozstrzygnąć, czy zmiany te wpływają w istotny sposób na wynik pomiarów i czy koniecznym staje się uwzględnienie ich wpływu. Do budowy przetwornika pomiarowego wykorzystano rezystory o współczynniku stabilności czasowej ± 25 ppm/rok. W przypadku prezentowanej pracy, niestabilność czasową należy odnosić do zmian krótkoterminowych. Na podstawie poczynionych w trakcie badań obserwacji, ten czynnik uznano za pomijalnie mały i nie zaliczono go do istotnych ze względu na analizę niepewności wyników pomiaru.

Ad. b2. Błędy wynikające ze zjawiska samoogrzewania się elementów przetwornika pomiarowego.

Pod wpływem przepływającego przez element prądu następuje jego nagrzewanie, w wyniku czego zmieniają się wartości parametrów reprezentujących element. Efektem tego zjawiska jest zmiana wartości i rozpyływanie prądów płynących w przetworniku pomiarowym, a tym samym powstawanie różnic w wyniku pomiaru (pomiędzy umownie przyjętą wartością prawdziwą, a mierzoną). Zmiana rezystancji wywołana zmianą temperatury jest analogiczna, jak w zależności 6.22. Do budowy przetwornika pomiarowego wykorzystano rezystory o współczynniku stabilności temperaturowej ± 20 ppm/K. Współczynniki stabilności temperaturowej wzmacniaczy przedstawiono w dodatku.

Obliczenie błędów pomiaru spowodowane zmianą temperatury elementów prowadzi do otrzymania rozbudowanych funkcji matematycznych.

Ad. b3. Błędy wzmocnienia i detekcji sygnałów w przetworniku pomiarowym.

Błędy wnoszone przez wzmacniacze i układy detekcji w torach pomiarowych uwidaczniają się szczególnie przy sygnałach:

- małych – zniekształcenia wprowadzane przez detektory oraz elementy półprzewodnikowe;
- dużych – przesterowywujących wzmacniacze torów pomiarowych.

W trakcie projektowania przetwornika pomiarowego dobrano punkty pracy poszczególnych stopni pomiarowych w taki sposób, aby nie występowało zjawisko zniekształceń detekcji oraz wzmocnienia. Na podstawie poczynionych w trakcie badań obserwacji, ten czynnik uznano za pomijalnie mały i nie zaliczono go do istotnych ze względu na analizę niepewności wyników pomiaru.

Ad. b4. Błędy spowodowane nieliniowością wzmacniaczy i podzespołów przetwornika pomiarowego.

W trakcie projektowania przetwornika pomiarowego dobrano punkty pracy poszczególnych stopni pomiarowych w taki sposób, aby układy pracowały na liniowej części charakterystyki. Ponadto dokonano kompensacji częstotliwościowej wzmacniaczy w.cz.

Na podstawie poczynionych w trakcie badań obserwacji, ten czynnik uznano za pomijalnie mały i nie zaliczono go do istotnych ze względu na analizę niepewności wyników pomiaru.

Ad. b5. Szumy wytwarzane przez elementy przetwornika pomiarowego oraz wnoszone poprzez sprzężenia galwaniczne i elektromagnetyczne.

Na dokładność pomiarów wpływ mają szumy cieplne rezystorów opisane zależnością:

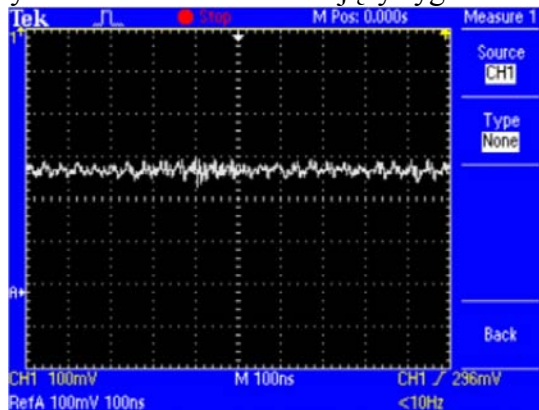
$$U_{N\theta(R)} = \sqrt{4 \cdot k \cdot R \cdot \theta \cdot \Delta f} \quad (6.27)$$

Szumy cieplne rezystora opisane są zależnością:

$$U_{N_{1/f}(R)} = \sqrt{\frac{\xi \cdot I_w^2 \cdot R^2 \cdot \Delta f}{f}} \quad (6.28)$$

gdzie: k – stała Boltzmana, θ – temperatura bezwzględna pracy elementu, Δf – szerokość pasma szumowego, f – częstotliwość, ξ – stała materiałowa.

Na rys. 6.7 przedstawiono reprezentację wizualną (obraz) amplitudy (ekranu oscyloskopu cyfrowego) zarejestrowanego sygnału podawanego na wejście regulacji częstotliwości generatora w.cz. Widoczny jest niewielki szum zakłócający sygnał sterujący częstotliwością. O wpływie szumu na wynik pomiaru decyduje w istocie jego stosunek sygnału do szumu. Ze względu na zakłócenia amplitudy napięcia podczas realizacji serii pomiarów (brak „zatrzaśnięcia sygnału w trakcie pomiaru”), następuje krótkotrwała przejściowa zmiana częstotliwości. Jednak zmiana ta ma niewielki wpływ na schodkowo narastający sygnał sterujący częstotliwością.



Rys. 6.7. Sygnał przetwornika C/A przestrajający generator w.cz. zarejestrowany oscyloskopem cyfrowym

Ad c. Niepewności wynikające z metody i algorytmu przetwarzania sygnału pomiarowego

W zaproponowanej metodzie pomiarowej algorytmy służące do identyfikacji punktów charakterystycznych, na podstawie których wylicza się wartość mierzonej wielkości, mają duże znaczenie i w bezpośredni sposób wpływają na dokładność pomiaru. Istnieje kilka sposobów opisu krzywej charakteryzującej wielkość mierzoną. Może być ona wyznaczona poprzez interpolację liniową pomiędzy wyznaczonymi punktami charakterystyki przetwarzania, lub wyznaczenie równania opisującego zależność na podstawie takich charakterystycznych punktów. Wielkością która ma być wyznacza poprzez pomiar jest wartość rezystancji warstwy. Można ją wyznaczać na dwa sposoby:

- a) na podstawie zarejestrowanej krzywej rezonansowej, wyznaczana jest częstotliwość rezonansowa i odpowiadająca jej wartość napięcia, a rezystancja powierzchniowa warstwy określana jest poprzez odniesienie mierzonych wielkości do wielkości wzorcowych uzyskanych w wyniku przeprowadzenia procedury kalibracji przyrządu.
- b) na podstawie krzywej rezonansowej, wyznaczana jest częstotliwość rezonansowa i odpowiadająca jej wartość napięcia oraz dodatkowe charakterystyczne punkty krzywej rezonansu, a rezystancje warstwy wylicza się wykorzystując zależności 4.6 do 4.9.

Pierwszy sposób daje wyniki dokładniejsze, ale wymaga stosowania wzorca wielkości mierzonej. Drugi sposób nie wymaga odnoszenia uzyskanego wyniku pomiaru do wielkości wzorcowej, ale uzyskane wyniki obciążone są większymi niepewnościami wynikającymi z algorytmu metody oraz z niepewności wyznaczenia wartości poszczególnych składowych parametrów układu, które następnie wykorzystywane są w obliczeniach, a także wartości poszczególnych elementów toru pomiarowego.

Rezystancja powierzchniowa warstwy wyznaczana jest w sposób pośredni, wykorzystując zależności funkcyjne pomiędzy mierzonym napięciem oraz częstotliwością rezonansową obwodu pomiarowego. Na dokładność wyznaczenia rezystancji powierzchniowej wpływa współczynnik wrażliwości związany z estymatą wielkości mierzonej bezpośrednio. Wyznaczenie dokładności pomiaru wymaga podzielenia krzywej przetwarzania na części, które można opisać możliwie prostymi zależnościami, a następnie dokonania analizy przedziałowej. W pełnym zakresie przetwarzania zmianie ulegają wartości poszczególnych składowych niepewności pomiaru.

6.2.3. Błędy i niepewności autonomicznych przyrządów wchodzących w skład stanowiska pomiarowego

Do tej grupy zaliczono błędy i niepewności związane z generowaniem sygnału pomiarowego, jego doprowadzeniem na wejście przetwornika, a także pomiarem napięcia i częstotliwości na wyjściu tegoż przetwornika. Do ważniejszych czynników wpływających na dokładność metody oraz wyniku pomiaru, których źródło tkwi w oprzyrządowaniu stanowiska zaliczono:

- a) błąd amplitudy i wartości częstotliwości generowanego sygnału wejściowego;
- b) niedokładność pomiaru napięcia;
- c) niedokładność pomiaru częstotliwości;
- d) różnica pomiędzy temperaturą otoczenia w trakcie realizacji pomiarów, a temperaturą odniesienia;
- e) zakłócenia o charakterze szumu przedostające się do przetwornika pomiarowego.

Ad. a) Niepewność wartości amplitudy napięcia oraz wartości częstotliwości generowanego sygnału wejściowego

Ze względu na zasadę działania metody pomiarowej analiza błędów pomiaru napięcia oraz częstotliwości odnosi się wyłącznie do wyznaczonej częstotliwości rezonansowej oraz odpowiadającemu jej napięciu. Elementami składowymi błędów są:

- niedokładność wartości amplitudy napięcia generatora, przy czym jest ono uwikłaną funkcją napięcia sterującego i funkcji przetwarzania generatora w.c.z. (u_{As} , u_{Bs});
- niestałość wartości amplitudy napięcia generatora w.c.z. spowodowana dryfem krótkoterminowym;
- błędy spowodowane niedopasowaniem impedancji toru wyjściowego generatora z wejściem przetwornika pomiarowego;
- błędy spowodowane nieliniowością tłumienia toru sprzęgającego generator z wejściem przetwornika.

Jednym z podstawowych składników wpływających na błąd pomiaru jest niestałość amplitudy sygnału podawanego na przetwornik pomiarowy. Niestełość ta jest splotem niestałości oraz nieliniowości napięcia na wyjściu generatora w.cz., a także szumu zawartego w tym sygnale. Amplituda generatora wytwarzającego sygnał pomiarowy może zmieniać wartość w wyniku dryfu termicznego, przestrajania częstotliwości lub innych czynników zakłócających prace generatora. Ponadto sygnał jest obciążony szumami zakłócającymi jego amplitudę, por. rys. 6.7. Na niedokładność amplitudy generowanego napięcia w.cz wpływ ma także błąd związany z napięciem sterującym generatorem. Dodatkowy błąd może wprowadzać połączenie generatora z przetwornikiem pomiarowym (przewód koncentryczny), zwłaszcza jeżeli impedancja wyjściowa generatora różniłaby się od impedancji przewodu doprowadzającego sygnał oraz impedancji stopnia wejściowego przetwornika. W takiej sytuacji (przy różnych parametrach doprowadzenia) podczas przestrajania częstotliwości zmianie ulegałyby współczynnik tłumienia sygnału oraz jego faza. W trakcie prowadzonych badań zauważono wpływ parametrów przewodu koncentrycznego oraz jego ułożenia na uzyskiwane wyniki. Aby ograniczyć zjawiska związane ze zmianą pojemności przewodu koncentrycznego w zależności od jego ułożenia oraz wpływu rezystancji styków, korzystano z przewodu dobrej jakości, a ponadto wszystkie pomiary zrealizowano w tym samym ustawieniu stanowiska pomiarowego.

Przy takich warunkach realizacji pomiarów przyjęto, że wprowadzane do systemu błędy są eliminowane podczas przeprowadzenia jego kalibracji, a tym samym nie obciążają niepewnością wyniku pomiaru w sposób znaczący.

Ze względu na zastosowaną metodę pomiarową, błąd wartości napięcia podawanego na wejście jest zwielokrotniany poprzez wzmocnienie poszczególnych stopni wejściowych, zjawiska związane z rezonansem napięć oraz wzmocnienie toru stopni wyjściowych. Błąd ten ma szczególne znaczenie zwłaszcza w punkcie rezonansu, a więc w warunkach wyznaczania charakterystycznych punktów pomiarowych metody.

Również szum, który nanosi się na sygnał jest źródłem błędów zarówno pomiaru napięcia, jak i częstotliwości.

Błąd związany z częstotliwością generowanego sygnału napięciowego jest istotny w przypadku określania częstotliwości podawanej na wejście przetwornika na podstawie częstotliwości syntezowanej przez generator (bez jej pomiaru). Jeżeli jednak częstotliwość jest dodatkowo mierzona, wpływ błędu o takim charakterze jest pomijalny.

Ad. b. Niedokładność pomiaru napięcia

Źródłami niedokładności wyniku pomiaru wartości napięcia uzyskanego za pomocą specjalizowanego modułu pomiarowego są:

- błąd podstawowy $\Delta_{p(KP)}$ (obejmujący błędy: liniowości, przesunięcia zera, nachylenia charakterystyki) addytywny χ_{KP} i multiplikatywny $\delta_{p(KP)}$;

$$\Delta_{p(KP)} = \chi_{KP} + \delta_{p(KP)} \cdot U_{we} \quad (6.29)$$

- rozdzielczość przetwarzania a/c: $q_{(KP)} = U_Z/2^n$ – wartość kwantu $\Delta q_{(KP)}$;
- wartość (skuteczna międzyszczytowa) napięcia szumów (równoważnego źródła napięcia szumów) $U_{N(KP)}$;
- wartość współczynnika niestabilności temperaturowej o charakterze addytywnym i multiplikatywnym $\varepsilon_{\theta(KP)}$;
- wartość współczynnika niestabilności czasowej o charakterze addytywnym i multiplikatywnym $\varepsilon_{(KP)}$

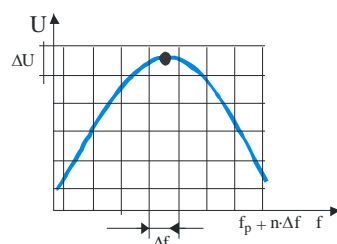
Model matematyczny bezwzględnego błędu przetwarzania modułu pomiarowego:

$$\Delta_{p(KP)} = U_Z \cdot A + \Delta_{qKP} + U_{N(KP)} + U_{we} \cdot M \quad (6.30)$$

$$A = (\chi_{KP} + \varepsilon_{\theta(KP)a} \cdot \Delta\theta + \varepsilon_{(KP)a} \cdot t_{KP}) / 100\% \quad (6.31)$$

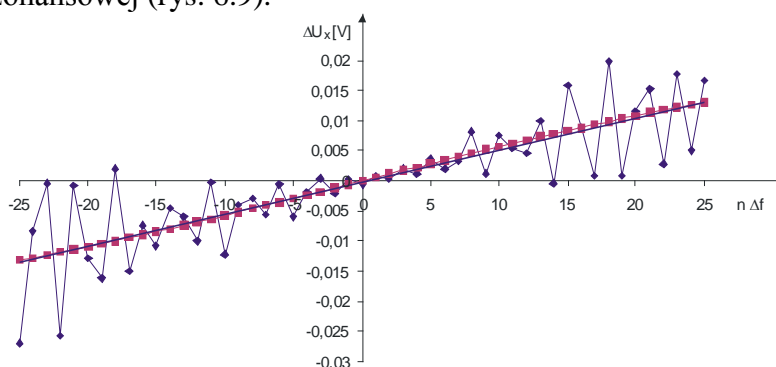
$$M = (\delta_{pKP} + \varepsilon_{\theta(KP)m} \cdot \Delta\theta + \varepsilon_{(KP)m} \cdot t_{KP}) / 100\% \quad (6.32)$$

Celem pomiaru jest wyznaczenie wartości napięcia na kondensatorze szeregowego obwodu rezonansowego dla częstotliwości rezonansowej. Obwód rezonansowy zasilany jest sygnałem o stałej amplitudzie i częstotliwości zmieniającej się ze stałym zdyskretyzowanym krokiem przestrajania. W tym celu rejestrowana jest charakterystyka będąca krzywą rezonansową, której kształt zależy m.in. od wartości parametrów obwodu rezonansowego. Na rys. 6.8 przedstawiono wpływ odstepu kwantowania oraz dyskretyzacji na wyznaczenie amplitudy krzywej rezonansowej.



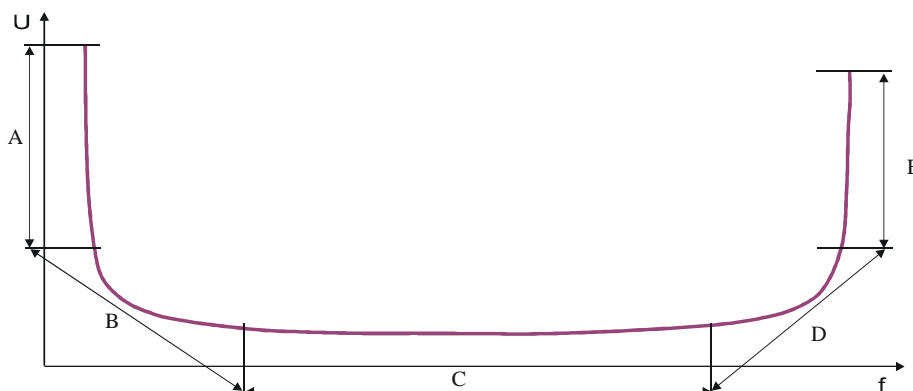
Rys. 6.8. Wpływ odstepu kwantowania oraz dyskretyzacji na wyznaczenie amplitudy krzywej rezonansowej

Niepewność pomiaru napięcia związana jest z detekcją (wyznaczeniem) amplitudy krzywej rezonansowej. Zbyt duży odstep kwantowania bądź dyskretyzacji może być przyczyną błędów wyznaczenia częstotliwości rezonansowej oraz odpowiadającej jej amplitudzie napięcia przetwornika pomiarowego. Dynamika zmian napięcia na wyjściu przetwornika pomiarowego zależy od kształtu krzywej rezonansowej oraz różnicy częstotliwości bieżącej względem częstotliwości rezonansowej (rys. 6.9).



Rys. 6.9. Dynamika zmian napięcia na wyjściu przetwornika pomiarowego w zależności od różnicy częstotliwości bieżącej względem rezonansowej

W zakresie charakterystyki krzywej rezonansowej dynamika zmian napięcia przy stałym kroku kwantowania jest różna. Najmniejsza dynamika zmian występuje w pobliżu punktu rezonansu, co ze względu na dokładność metody pomiarowej jest zjawiskiem niekorzystnym. W pomiarach napięcia na wyjściu przetwornika pomiarowego dominującą składową niepewności jest składowa wyznaczana metodą typu A. W metodzie pomiarowej zaproponowanej w niniejszej pracy, wartość niepewności „wnoszona” do wyniku pomiaru, a wynikającej z pomiaru napięcia zmienia się w zależności od położenia punktu pomiarowego na charakterystyce krzywej przetwarzania rys. 6.10.



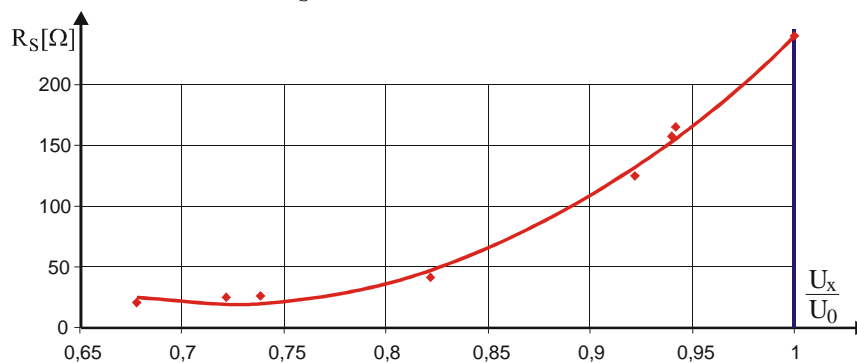
Rys. 6.10. Przedziały analizy niepewności pomiaru rezystancji powierzchniowej warstwy ze względu na pomiar napięcia i częstotliwości sygnału

W analizie niepewności pomiaru rezystywności powierzchniowej warstw przewodzących (zaproponowaną w pracy metodą), przyjęto pięć przedziałów różniących się pod względem charakteru wpływu poszczególnych składowych niepewności (napięcia i częstotliwości). W zakresie rezystancji powierzchniowej warstw o wysokim współczynniku przepuszczalności optycznej, czyli dużych rezystancjach powierzchniowych (przedział A na rys. 6.10) można przyjąć, że mierzony sygnał nie zmienia częstotliwości. Wobec tego w analizie niepewności uwzględnia się jedynie niepewność pomiaru napięcia, stąd:

$$u(U_C) = \sqrt{(u_A(\bar{U}_C))^2 + (u_B(U_{Cg}))^2} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (U_{Ci} - \bar{U}_C)^2}{n(n-1)} + \left(\frac{\Delta_{gU} U_C}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (6.33)$$

Dla parametrów przetwornika pomiarowego wykorzystywanego w badaniach, niepewność pomiaru związana ze składową niepewności wyznaczaną metodą typu B jest pomijalna. Wykorzystując zależność 6.7 oraz dane zawarte w tabeli 5.1 obliczono niepewność pomiaru napięcia na wyjściu przetwornika pomiarowego wyznaczoną metodą typu A: $u(U_C) = u_A(\bar{U}_C) = s_A(\bar{U}_C) = 0,0076 \text{ V}$. Obliczona wartość odnosi się do niepewności napięcia rezonansu przetwornika pomiarowego bez oddziaływania warstwy.

Uwzględniając przebieg charakterystyki (rys. 6.11) warstw o niskich współczynnikach przepuszczalności optycznej (małych rezystancjach powierzchniowych) zależność $R_S = f(U_C)$ opisuje wielomian drugiego stopnia $R_S = 119U^2 - 857U + 1563$.



Rys. 6.11. Charakterystyka rezystancji powierzchniowej warstwy w funkcji względnej wartości napięcia U_c mierzonego na kondensatorze pomiarowym w stanie rezonansu

Stąd

$$u(R_S) = \sqrt{\left(\frac{\partial(R_S)}{\partial R_S}\right)^2 \cdot u^2(U_C)} \quad (6.34)$$

Przy założeniu poziomu ufności $p=0,95$, niepewność pomiaru rezystancji powierzchniowej warstwy cienkiej (składowej związanej z pomiarem napięcia) dla warstwy oznaczonej literą A (rys. 5.11) wynosi 2,3%. Analogiczna niepewność pomiaru dla warstwy grubszej (oznaczonej literą K) wynosi 0,5%.

W poszczególnych przedziałach charakterystyki przetwarzania (rys. 6.10) poszczególne niepewności (związane z pomiarem napięcia i częstotliwości) zmieniają swoje wartości, wskutek czego możliwie jest ich pominięcie np. w przedziałach:

- A oraz E – oddziaływanie mierzonej warstwy przejawia się zmianą głównie składowej czynnej, a w analizie wystarczy uwzględnić niepewność pomiaru napięcia, gdyż składowa pomiaru częstotliwości jest pomijalnie mała;
- C – oddziaływanie mierzonej warstwy przejawia się przede wszystkim zmianą składowej biernej wnoszonej do czujnika pomiarowego, wobec czego składową niepewności pomiaru napięcia można pominąć;
- B oraz D – uwzględnić należy zarówno składową niepewności pomiaru napięcia, jak również pomiaru częstotliwości.

Ad. c. Niedokładność pomiaru częstotliwości

Niestołość wartości częstotliwości generatora może prowadzić do zmiany parametrów sygnału pobudzającego doprowadzonego do przetwornika pomiarowego oraz częstościomierza. W zależności od realizowanej procedury pomiarowej, wpływ zmiany zadawanej częstotliwości może mieć różny wpływ na proces pomiarowy. Jeżeli częstotliwość sygnału pomiarowego jest każdorazowo mierzona, to dryf częstotliwości generatora nie ma wpływu na wynik pomiaru. W takim przypadku o jakości pomiaru decyduje dokładność miernika częstotliwości. Jeżeli jednak wartość aktualnej częstotliwości jest określana jako funkcjonal odnoszony do przedziału pomiędzy granicznymi wartościami częstotliwości oraz kroku przestrajania, to o dokładności wyznaczenia częstotliwości (w danym kroku pomiarowym) decyduje stabilność częstotliwości generatora i liniowość jego przestrajania. Taki sposób realizacji procedury pomiarowej umożliwia jednak skrócenie czasu pomiaru. W tym przypadku istotna jest dokładność syntezy częstotliwości oraz liniowość jej zmiany. Im krok przestrajania jest mniejszy, tym większa jest rozdzielczość identyfikacji częstotliwości charakterystycznych punktów na krzywej rezonansowej. Dokładność pomiaru częstotliwości poprzez zliczanie impulsów w określonym przedziale czasu zależy od częstotliwości generatora impulsów oraz przedziału czasu ich zliczania.

$$\delta_f = \pm \delta_{tN} \pm \frac{1}{N} \quad (6.34)$$

przy czym δ_{tN} jest składową proporcjonalną błędowi częstotliwości równą błędowi określenia wzorcowego odcinka czasu t_N ; $1/N$ – błąd dyskretyzacji. Dla tak zdefiniowanego błędowi pomiaru niepewność wyznaczenia częstotliwości sygnału mierzonego jest pomijalnie mała.

Niepewność wyznaczenia częstotliwości rezonansowej obwodu pomiarowego wynika z błędów detekcji wartości maksymalnej napięcia odpowiadającego punktowi rezonansu oraz niepewności wynikającej z odstępów kwantowania sygnału mierzonego. Na podstawie wykonanych pomiarów i obserwacji uznano, że istotne znaczenie dla wyniku ma składowa niepewności wyznaczana metodą typu A określoną zależnością:

$$u_A(\bar{f}_C) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (f_{Ci} - \bar{f}_C)^2}{n(n-1)}} \quad (6.35)$$

W proponowanej metodzie pomiarowej wartość niepewności „wnoszonej” do wyniku pomiaru, a wynikającej z pomiaru częstotliwości rezonansowej zmienia się w zależności od położenia

punktu pomiarowego na charakterystyce krzywej przetwarzania. W zakresie rezystancji powierzchniowej warstw objętych badaniami, błąd pomiaru częstotliwości można pominąć z uwagi na stałą wartość częstotliwości rezonansowej (pochodna $\partial R_s/\partial f = 0$). Zmiana częstotliwości następuje przy warstwach o małej rezystancji powierzchniowej i w tym zakresie należy uwzględniać niepewność wynikająca z pomiaru częstotliwości.

Wykorzystując zależność 6.7 oraz dane zawarte w tabeli 5.1. obliczono niepewność pomiaru częstotliwości sygnału pomiarowego wyznaczoną metodą typu A: $u_A(\overline{f_C}) = s_A(\overline{f_C}) = 7 \text{ kHz}$.

Ad. c. Różnica pomiędzy temperaturą otoczenia w trakcie realizacji pomiarów, a temperaturą odniesienia

Z przeprowadzonych obserwacji wynika, że na wartość napięcia w punktach charakterystycznych wpływ wywiera temperatura poszczególnych elementów układu pomiarowego oraz temperatura otoczenia. Za temperaturę odniesienia przyjmuje się temperaturę, przy której dokonano kalibracji systemu pomiarowego. Zmiana tej temperatury powoduje zmianę warunków w jakich realizowane są pomiary, a tym samym wpływa na uzyskiwany wynik. Ze względu na sposób obudowania oraz chłodzenia układu, temperatura elementów elektronicznych przetwornika pomiarowego znajdujących się w obudowie może różnić się od temperatury elementów na zewnątrz (czujnika pomiarowego). W dłuższym przedziale czasu, następuje zrównanie się obydwu temperatur pod warunkiem, że nie nastąpiła zmiana temperatury w pomieszczeniu. Różnica wartości zmian tych temperatur w różnych punktach systemu pomiarowego utrudnia kompensację ich wpływu na końcowy wynik pomiaru. Temperatura ma również wpływ na wartość zmierzonej częstotliwości. Pod wpływem temperatury następuje także zmiana rezystywności mierzonej warstwy i powstaje błąd temperaturowy obciążający wynik pomiaru, o ile nie zostanie numerycznie skorygowany do warunków odniesienia.

W badaniach przyjęto zasadę, że pomiary prowadzono po uprzednim ustabilizowaniu termicznym układu pomiarowego. Również zmiana temperatury w pomieszczeniu w trakcie badań nie przekraczała $\pm 3^\circ\text{C}$. Tym samym wpływ temperatury na uzyskiwane wyniki był pomijalnie mały (monitorowano temperaturę i wilgotność otoczenia).

Ad. d. Pozostałe składowe nieujęte w błędach oprzyrządowania

Analiza przyczyn błędów wnoszonych do systemu pomiarowego rozszerzającego przedział niepewności pomiarów zaliczyć należy również:

- błędy nieadekwatności przyjętego modelu przetwarzania względem rzeczywistego;
- błędy spowodowane defektami punktowymi w strukturze warstwy.

Defekt punktowy w strukturze warstwy powoduje wydłużenie ścieżki przepływu prądu, a tym samym wprowadza błąd pomiaru polegający na zawyżeniu wartości rezystancji w stosunku do rzeczywistej. Niepewność związana z tym zjawiskiem jest trudna do określenia i częściowo skorelowana z nierównomiernością warstwy. W analizie niepewności, błędy nieadekwatności modelu oraz błędy wynikające z defektów punktowych zostały uznane za pomijalnie małe.

Podsumowanie analizy dokładności wyników pomiarów

Wymienione w podrozdziale czynniki stanowią zestawienie wszystkich zidentyfikowanych wielkości wpływających na wynik pomiaru. W zależności od przyjętej procedury pomiarowej, niektóre z wymienionych czynników wpływających na niepewność wyniku pomiaru przybierają mniej lub bardziej znaczące wartości. Prowadzi to do konieczności wprowadzania korekty wyników surowych (jeśli dysponuje się informacją o wartościach poprawek) i odnoszenie analizy niepewności do wyników skorygowanych.

Uznane za istotne czynniki wpływające na niepewność uzyskanego wyniku (w analizie błędów) uwzględniono w postaci niepewności granicznej przyrządu pomiarowego do którego odnosi się dana wielkość.

Na podstawie analizy wyników uzyskiwanych w trakcie badań przyjęto następujące ustalenia:

- uznano, że w analizie dokładności wyniku uwzględnić należy niepewność wyznaczoną metodą typu A w odniesieniu do pomiaru napięcia na wyjściu przetwornika pomiarowego oraz częstotliwość sygnału dla punktu rezonansu;
- niepewność wyznaczenia częstotliwości, przy uwzględnieniu uwag 6.2.3 podpunkt b.
- niepewność ustalenia odległości pomiędzy czujnikiem pomiarowym, a mierzoną warstwą wyznaczona metodą typu B;
- niepewność wyznaczenia rezystancji powierzchniowej warstw wzorcowych.

Uwzględniając powyższe uwagi względna niepewność uwzględnia cztery główne składniki:

$$u_{\%}(R_S) = \sqrt{u_{\%}^2(U) + u_{\%}^2(f) + u_{\%}^2(h) + u_{\%}^2(R_{wj})} \quad (6.36)$$

Przyjmując założenie, że w zakresie przeznaczenia badań właściwości warstw (których praca dotyczy) nie jest konieczna znajomość rzeczywistej rezystancji warstwy, a jedynie jej wartości względnej można pominąć składnik wynikający z niepewności związanej z rezystancją powierzchniową warstwy wzorcowej.

Przyjmując poziom ufności równy 0,95 oraz uwzględniając obliczone w poprzednich podpunktach oszacowania niepewności uzyskanych wyników pomiaru, całkowita niepewność pomiaru rezystancji powierzchniowej warstwy cienkiej (oznaczonej na rys. 5.11 jako A) oddalonej od czujnika na odległość 1 mm wynosi 6,7%, a na odległość 2 mm – 6,3%.

Ponieważ prowadzone badania nie obejmują prac wdrożeniowych prototypu przyrządu pomiarowego, pominięto w nich dokładną analizę wszystkich zidentyfikowanych czynników wpływających na niepewność pomiaru. Taka analiza wymagałaby długotrwałych badań w ściśle określonych warunkach klimatycznych, a następnie przeprowadzenia wnioskowania z wykorzystaniem metod statystycznych (np. analizy czynnikowej). Uzyskane wyniki dotyczą konkretnego egzemplarza przyrządu. W celu sformułowania ogólnych wniosków dotyczących dokładności uzyskiwanych wyników należy przebadać serię urządzeń.

6.3. Analiza możliwości zwiększenia rozdzielczości i dokładności metody do kontroli przemysłowego procesu nanoszenia cienkich warstw przewodzących

Przeprowadzone pomiary wraz z analizą modelową umożliwiły sformułowanie wniosków pozwalających na poprawienie dokładności opracowanej metody pomiarowej. Proponowane rozwiązania uzależnione są od przewidywanego zastosowania metody oraz oprzyrządowania dodatkowego. Na podstawie przeprowadzonych badań można sformułować wytyczne przydatne podczas prac nad modernizacją metody pomiarowej oraz urządzenia.

Ograniczeniem zakresu częstotliwości sygnałów wykorzystywanych w metodzie prądów wirowych są:

–górnjej częstotliwości

- zjawisko naskórkowości, w wyniku którego zakres stosowanej częstotliwości ograniczony jest do takiej grubości warstwy, aby głębokość wnikania prądów w.cz była większa od grubości warstwy mierzonej;
- powstające w układzie pomiarowym rezonanse własne elementów, które mogą powodować błędnie wyniki;
- zbyt duże spłaszczenie charakterystyki przetwarzania, powodujące trudność wyznaczenia punktu rezonansu oraz zbyt mały zakres zmian napięcia spowodowany krokiem przestrojenia częstotliwości. Przy zbyt dużej częstotliwości pomiar warstw charakteryzujących się dobrą przewodnością będzie niedokładny;

- dolnej częstotliwości:

- czułość metody, która może być zbyt mała do pomiaru warstw o dużych rezystancjach powierzchniowych warstwy;

Analiza źródeł niedokładności poszczególnych składników toru pomiarowego pozwala na zaproponowanie następujących sposobów dalszej poprawy dokładności wyników pomiarów:

a) Ograniczenie wpływu oddziaływań o charakterze losowym poprzez:

- m-krotne powtórzenie pomiaru i uśrednienie uzyskanego wyniku, co pozwala na zmniejszenie wartości jego wariancji;
- cenzurowanie wyników pomiaru umożliwiające zmniejszenie wpływu wyników nadmiernych;

b) Ograniczenie wpływu niepożądanych oddziaływań o charakterze systematycznym:

- zastosowanie czoperowanego wzmacniacza stałoprądowego, pozwalającego na zmniejszenie dryfu zera sygnału pomiarowego;
- dopasowanie wartości wielkości mierzonej do zakresu przetwornika pomiarowego w celu bardziej optymalnego wykorzystania jego właściwości.

Możliwość ograniczenia czynników wpływających na niepewność metody oraz wyniku pomiaru, których źródło tkwi w zaprojektowanym przetworniku pomiarowym:

- błędy niestałości w czasie parametrów elementów przetwornika pomiarowego - istnieje możliwość ograniczenia tego wpływu poprzez wykorzystanie dobrej jakości elementów oraz okresowo wykonywane kalibracje toru przetwarzania przyrządu;
- błędy niestałości temperaturowych przetwornika pomiarowego – ograniczanie tych wpływów następuje poprzez stabilizację i kompensację termiczną przetwornika pomiarowego lub w wyniku korekty numerycznej wyniku pomiaru;
- błędy wzmocnienia sygnału przetwornika pomiarowego – ograniczenie tego wpływu polega na doborze warunków pracy układu pomiarowego w taki sposób, aby nie następowało przesterowanie wzmacniaczy i elementów półprzewodnikowych;
- błędy detekcji sygnału w przetworniku pomiarowym - ograniczenie tego wpływu polega na doborze odpowiednio dużego poziomu sygnału, tak by elementy półprzewodnikowe pracowały na prostoliniowej części charakterystyki;
- błędy spowodowane nieliniowością wzmacniaczy i podzespołów przetwornika pomiarowego – możliwość ograniczenia poprzez linearyzację układową lub programową przetwornika pomiarowego;
- szумы wytwarzane przez przetwornik – ograniczanie poprzez wykorzystanie dobrej jakości elementów i podzespołów oraz unikanie dużych wzmocnień sygnału pomiarowego;

- ekranowanie elementów elektronicznych przetwornika pomiarowego – ograniczenie wpływu zakłóceń wnoszonych poprzez pole elektromagnetyczne;
- prawidłowe poprowadzenie mas przetwornika pomiarowego.

Ograniczenie czynników wpływających na niepewność metody oraz wyniku pomiaru, których źródło tkwi w oprzyrządowaniu stanowiska:

- niestałość amplitudy sygnału wejściowego – ograniczanie poprzez okresowy pomiar wartości amplitudy wejściowej sygnału i numeryczną korektę wyniku;
- zmiana temperatury otoczenia – eliminacja wpływu poprzez korektę numeryczną, bądź stabilizację temperatury w pomieszczeniu;
- niedokładność pozycjonowania odległości czujnika pomiarowego względem warstwy mierzonej – wpływ na wynik tej niedokładności można korygować poprzez dokładny pomiar odległości z wykorzystaniem mierników laserowych bądź ultradźwiękowych.

Ograniczanie wpływu pozostałych czynników wpływających na dokładność wyniku pomiaru:

- błędy obliczeń numerycznych – ograniczanie poprzez dobór odstepu próbkowania i rozdzielczości przyrządów;
- zakłócenia przewodzone – ograniczane poprzez filtrację napięć zasilających;
- zakłócenia elektromagnetyczne – ograniczane poprzez ekranowanie;
- wpływ napięć międzywęzłowych – ograniczane poprzez prawidłowe prowadzenie mas;
- procesy starzeniowe – ograniczane poprzez okresowo wykonywaną kalibrację.

W rozdziale przedstawiono analizę błędów i niepewności badanego systemu pomiarowego. Omówiono teoretyczne podstawy obliczania dokładności systemu pomiarowego oraz dokonano zestawienia bilansu błędów i niepewności wpływających na dokładność realizowanych pomiarów.

Rozdział VII. Podsumowanie

Rozwój nowoczesnych technologii powoduje konieczność kontroli wyrobów na każdym etapie produkcji. Realizowany przewód doktorski dotyczy opracowania metody pomiarowej umożliwiającej kontrolę warstw przewodzących prąd elektryczny nanoszonych technikami jonowymi na wielkoformatowe tafle szklane. Wielkość tafli szklanej jest znaczącym utrudnieniem przy wykonywaniu pomiarów. Ze względu na możliwość uszkodzenia delikatnej warstwy, wskazana jest bezdotykowa metoda kontroli.

Celem pracy było opracowanie metody oraz stanowiska badawczego, które wraz z zaproponowanym sposobem analizy danych doświadczalnych będzie umożliwiać bezdotkowy pomiar rezystancji elektrycznej cienkich warstw przewodzących. Zakres pracy objął:

1. Ocenę stanu techniki w zakresie pomiarów z wykorzystaniem prądów wirowych;
2. Zaprojektowanie i wykonanie przetwornika pomiarowego oraz zestawienie stanowiska pomiarowego umożliwiającego przeprowadzenie badań;
3. Opracowanie procedur pomiarowych oraz sposobu analizy danych doświadczalnych;
4. Wykonanie próbek warstw testowych;
5. Przeprowadzenie badań symulacyjnych;
6. Wykonanie pomiarów warstw testowych;
7. Przeprowadzenie analizy uzyskanych wyników;
8. Sformułowanie wniosków końcowych oraz wytycznych do budowy prototypowego przemysłowego urządzenia pomiarowego.

Przeprowadzone badania polegające na modelowaniu metody pomiarowej oraz weryfikacja uzyskanych wyników za pomocą rzeczywistego eksperymentu pomiarowego, pozwoliły na sformułowanie następujących wniosków:

- opracowany system pomiarowy, wykorzystujący zjawisko indukowania prądów wirowych, umożliwia bezstykowy pomiar rezystancji powierzchniowej warstw przewodzących i może być wykorzystany do oceny ich właściwości elektrycznych;
- zaproponowana metoda pomiarowa polegająca na wymuszaniu prądów wirowych w badanej warstwie i identyfikowaniu oddziaływania wstecznego przenoszonego do obwodu pomiarowego może być wykorzystana do kontroli parametrów odnoszonych do rezystancji warstwy, wykazując zalety w stosunku do innych metod;
- praca czujnika pomiarowego w układzie szeregowego obwodu rezonansowego zapewnia dużą czułość oraz wzrost odporności urządzenia na zakłócenia pochodzące od czynników zewnętrznych, co jest niezmiernie ważne w przypadku wykorzystywania przyrządu w warunkach przemysłowych;
- zaprojektowany i wykonany układ pomiarowy umożliwia oddalenie czujnika pomiarowego od mierzonej cienkiej warstwy na odległość do 5 mm, a w przypadku warstw o większych grubościach umożliwia realizację pomiarów w oddaleniu nawet do 20 mm.

Za wkład autora w badaną problematykę można uznać:

1. Zaproponowanie modyfikacji metody wykorzystującej prądy wirowe do pomiaru rezystancji cienkich warstw przewodzących;
2. Wykorzystanie warstw testowych do weryfikacji parametrów modeli matematycznych;
3. Opracowanie procedur badawczych i sposobu obliczania impedancji warstwy na podstawie krzywych rezonansowych.

Przeprowadzone badania potwierdziły przyjętą wstępnie tezę pracy.

Wykaz literatury

1. Apanasewicz S.: Metoda obliczania prądów wirowych w cienkiej płycie z otworem. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej, Elektrotechnika, z. 13, 1993.
2. Apanasewicz S., Kaźmierski M. Keresz J.: Eddy currents in a thin conducting plate. A comprehensive study. Archives of Electrical Engineering, vol. XLIV, 1995.
3. Bieńkowski Z.: Poradnik ultrakrótkofalowca. WKiŁ. Warszawa 1988.
4. Bierzejzuk B.: Model wihretowego preobrazowatelja cifrowego periemienno-czastotnego izmieritelja elektroprowodnosti. Nerazruszajuszczije fiziczeskije metody i srjedstwa kontrolja. No. 5. 1985
5. Bolkowski S.: Elektrotechnika teoretyczna. Tom I. Teoria obwodów elektrycznych. WNT – Warszawa 1982.
6. Bolkowski S., Stabrowski M., Skoczylas J., Sroka J., Sikora J., Wincenciak S.: Komputerowe metody analizy pola elektromagnetycznego. WNT, Warszawa 1993.
7. Borek R.: Błędy procesu pomiarowego opisanego modelem komparacyjno-probabilistycznym. Materiały VII MSM. Metody i technika przetwarzania sygnałów w pomiarach fizycznych. Rzeszów 1999.
8. Borek R., **Stec W.**: Zastosowanie prądów wirowych do badania cienkich warstw przewodzących naniesionych na podłoże szklane. Materiały VIII MSM. Metody i technika przetwarzania sygnałów w pomiarach fizycznych. Rzeszów 2000.
9. Borek R.: Wpływ teorii i technologii informacyjnych na sposób modelowania procesów pomiarowych i ocenę ich wyników. Materiały XII MSM. Metody i technika przetwarzania sygnałów w pomiarach fizycznych. Rzeszów 2004.
10. Borek R.: Problemy oceny jakości procesów analogowo – cyfrowego przetwarzania dynamicznie zmiennych sygnałów napięciowych w obszarze miernictwa komputerowego. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej –Elektrotechnika z. 24. Rzeszów 2002.
11. Borek R.: *Budżetowa metoda szacowania błędów konstruowanych urządzeń i systemów pomiarowych.* Metody i technika przetwarzania sygnałów w pomiarach fizycznych. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej –Elektrotechnika z. 24. Rzeszów 2002 (błąd poprawić).
12. Borek R. Król. – materiały niepublikowane
13. Borek R., **Stec W.**: Wiroprądowa metoda badania cienkich niemagnetycznych warstw przewodzących naniesionych na podłoże szklane. Pomiary Automatyka Kontrola nr 7/8'2003. Warszawa 2003.
14. Borek R., **Stec W.**: Dokładność metody i niepewność wyników pomiaru konduktywności warstw metalicznych z wykorzystaniem prądów wirowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej. Elektrotechnika z. 27. Rzeszów 2004
15. Charoy A.: Zakłócenia w urządzeniach elektronicznych cz. 1. WNT. Warszawa 1999.
16. Charoy A.: Zakłócenia w urządzeniach elektronicznych cz. 2. WNT. Warszawa 2000.
17. Chwaleba A. Czajewski J.: Przetworniki pomiarowe i defektoskopowe. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej. Warszawa 1998.
18. Claycomb J.R., Tralshawala N., Miller J.H.: Theoretical of Eddy-Current Induction for Nondestructive Evaluation by Superconducting Quantum Interference Devices. IEEE Transactions on Magnetics. Vol. 36 No 1, January 2000.
19. Deputat J.: Nieniszczące metody badania własności materiałów. Warszawa, Biuro Gamma 1997.
20. Ditchburn R.J., Burke S.K.: Planar rectangular spiral coil in eddy-current non-destructive inspection. NDT&E International, No 38 (2005).
21. Dobosz M. Wspomagana komputerowo statystyczna analiza wyników badań. Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT. Warszawa 2004.

22. Dobrowolski J.A.: Wspomagane komputerem projektowanie obwodów mikrofalowych. WKŁ. Warszawa 1987.
23. Dobrowolski J.A. Technika wielkich częstotliwości. OW Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2001.
24. Doróżowiec M.: Podobieństwa i różnice pojęć i metod oszacowania charakterystyk błędu i niepewności wyniku pomiaru. Materiały X MSM. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej. Elektrotechnika z. 24. Rzeszów 2002.
25. Dorozhovets M., Wybrane problemy praktycznej oceny błędów oraz niepewności wyników pomiaru. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej. nr 233, seria Elektrotechnika, z.29. Oficyna Wydawnicza PRz. Rzeszów 2006
26. Drwal G., Grzymkowski R., Kapusta A., Słota D.: Mathematica dla każdego. Wydawnictwo Pracowni Komputerowej Jacka Skalmierskiego. Gliwice 1996.
27. Dybiec C., Szyndera E.: Strukturoskopia wiroprowadowa. Dozór techniczny 1990, nr 5.
28. Dzięczkowska M., Dzięczkowski L.: Analiza błędów pomiaru konduktywności metodami wiroprowadowymi. XIX Międzyuczelniana Konferencja Metrologów. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej nr 37. Rzeszów 1987.
29. Dzięczkowski L., Malzacher S.: Konduktometry komparacyjne. Metrologia i Systemy Pomiarowe. PAN, Komitet Metrologii i Aparatury Naukowej, Zeszyt 8. Warszawa 1991
30. Gajda J., Szyper M.: Modelowanie i badania symulacyjne systemów pomiarowych. Kraków 1998.
31. Gąjek L. Kałużka M.: Wnioskowanie statystyczne. WNT. Warszawa 2000.
32. Gawędzki W. Auto-kalibracja torów pomiarowych poprzez interpolację funkcji przetwarzania za pomocą liniowych funkcji sklepanych. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej. nr 233, seria Elektrotechnika, z.29. Oficyna Wydawnicza PRz. Rzeszów 2006
33. Gordon B. M., A/D Conversion architectures, IEEE Transaction on Circuits and System, Vol. CAS-25, No. 7, J.
34. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement. International Organization for Standardization, first edition, 1993.
35. Hansen J.: The eddy current inspection method. Insight. Vol. 46. No 5. May 2004.
36. Harmon S.A.C., Hall M.J., Henderson L.C.A., Munday P.P.: Calibration of commercial conductivity meters for measuring small items. Electromagnetic measurements and Techniques. IEE Proc.-Sci. Vol. 151, No. 5 September 2004.
37. Hasse L., Spiralski L.: Szumy elementów i układów elektronicznych. WNT, Warszawa 1981.
38. Hasse L., Kołodziejski J.F., Koneczakowska A. i inni: Zakłócenia w aparaturze elektronicznej” Radioelektronik Sp. z o.o., Warszawa 1995.
39. Honda M.: The Impedance Measurement Handbook. A Guide to Measurement Technology and Techniques. Hewlett Packard. 1989
40. Hummel R.E., Guenther K.H.: Handbook of Optical Properties, Vol I, CRC Press Inc. London 1995.
41. Hummel R.E., Guenther K.H.: Handbook of Optical Properties, Vol II, CRC Press Inc. London 1995.
42. ISO 5725 (Pr PN-ISO 5725) 5725 Accuracy (trueness and precision) of measurement methods and results, Part 1-6.
43. Jakubiec J.: Błąd jako podstawa opisu niedokładności systemu pomiarowego. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej. nr 233, seria Elektrotechnika, z.29. Oficyna Wydawnicza PRz. Rzeszów 2006
44. Jaworski J.: Matematyczne podstawy metrologii. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 1979.

45. Jaworski J., Morawski R., Olędzki J.: Wstęp do metrologii i techniki eksperymentu. WNT, Warszawa, 1992.
46. Jaworski J.M.: Pomiar jako identyfikacja parametryczna modelu matematycznego obiektu mierzonego. Metrologia i Systemy Pomiarowe, Tom II, Zeszyt 1, 1995.
47. Jellonek A., Karkowski Z.: Miernictwo radiotechniczne. WNT. Warszawa 1972.
48. Kalus-Jęcek B., Kuśmierk Z.: Wzorce wielkości elektrycznych i ocena niepewności pomiaru. Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej. Łódź 2000.
49. KEITHLEY. Low Level Measurements. 6th Edition – materiały firmowe.
50. Kobyliński K., Słowikowski J.: Materiałoznawstwo elektrotechniczne. WNT. Warszawa 1988.
51. Krakowski M.: Elektrotechnika teoretyczna. Tom I. Obwody liniowe i nieliniowe. PWN – Warszawa Poznań 1980.
52. Krakowski M.: Elektrotechnika teoretyczna. Tom II. Pole elektromagnetyczne. PWN – Warszawa 1983.
53. Krönig M., Häußler F., Arnold W.: Surface analysis by nondestructive testing techniques. Fresenius J Anal Chem (1997) Springer-Verlag 1997.
54. Kulka Z., Nadachowski M.: Analogowe układy scalone. Warszawa, WKiŁ 1983.
55. Kulka Z., Nadachowski M.: Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowania. Warszawa, WKiŁ 1983
56. Kuśmierz J.: Analiza funkcji przetwarzania przetworników indukcyjnościowych do bezstykowego pomiaru przewodności elektrycznej. Metrologia i Systemy Pomiarowe. Tom V, Zeszyt 3 (1998).
57. Kuśmierz J.: Bezstykowe pomiary konduktywności materiałów przewodzących za pomocą przetworników indukcyjnościowych. Konferencja Aktualne Problemy w Elektrotechnice i Informatyce. Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej. WPS. Kielce 2005.
58. Kuśmierz J.: Pomiary konduktywności roztworów przewodzących z wykorzystaniem dwucewkowego przetwornika indukcyjnościowego. Przegląd Elektrotechniczny nr 6/2007.
59. Lasek L.: Analiza układów elektronicznych. PAN. Katowice 2005.
60. Lebrun B., Jayet Y., Baboux J. C.: Pulsed eddy current signal analysis: application to the experimental detection and characterization of deep flaws in highly conductive materials. NDT&E International, Vol. 30, No 3. Elsevier 1997
61. Lewińska-Romicka A.: Nieniszczące metody badań. V Sympozjum Klubu Polskie Forum ISO 9000. Metrologia w systemach jakości – 2. Mikołajki, 20-22.10.1997.
62. Lewińska-Romicka A.: Badania magnetyczne. Tom. 1. Biuro Gamma. Warszawa 1998
63. Lewińska-Romicka A.: Metody badań nieniszczących. VI Sympozjum Klubu Polskie Forum ISO 9000. Metrologia w systemach jakości – 3. Kielce 16-18.10.2000.
64. Lewińska-Romicka A.: Badania nieniszczące. Podstawy defektoskopii. WNT. Warszawa 2001.
65. Lewińska-Romicka A.: Pomiar grubości powłok. Biuro Gamma. Warszawa 2001.
66. Lewiński K.: Nomogramy i tablice radiotechniczne. Wydanie II. WKiŁ Warszawa 1962.
67. Lisowski M.: Pomiary rezystywności i przenikalności elektrycznej dielektryków stałych. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej. Wrocław 2004.
68. Luszniwicz A., Słaby T.: Statystyka z pakietem komputerowym STATISTICA PL. Teoria i zastosowania. Wydawnictwo C.H. Beck. Warszawa 2003
69. Ma X., Peyton A.J. Zhao Y.Y.: Measurement of the electrical conductivity of open-celled aluminium foam using non-contact eddy current techniques. NDT&E International 38(2005)
70. Mała encyklopedia metrologii. Praca zbiorowa. WNT. Warszawa 1989.

71. Marszałek K., Leja E.: Potokowa linia technologiczna do pokrywania wielkogabarytowych podłoży. VI Konferencja Naukowa technologia Elektronowa ELTE'97. Tom 2. Kraków 1997.
72. Marszałek K., Leja E.: Badania charakterystyk przemysłowego magnetronu liniowego o mocy 50 kW. VI Konferencja Naukowa technologia Elektronowa ELTE'97. Tom 2. Kraków 1997.
73. Matusiak R.: Elektrotechnika teoretyczna. Teoria pola elektromagnetycznego. Tom 2. WNT. Warszawa 1982.
74. Miernik K.: Działanie i budowa megnatronowych urządzeń rozpylających. Wydawnictwo i Zakład Poligrafii Instytutu Technologii Eksploatacji. Radom 1997.
75. Międzynarodowy słownik podstawowych i ogólnych terminów metrologii. Główny Urząd Miar. Warszawa 1993.
76. Nadachowski M., Kulka Z.: Analogowe układy scalone. Warszawa, WKiŁ 1985.
77. Olmi R., Ignesti A., Riminesi C. Non-destructive permittivity measurement of solid materials. Measure Sci. Technol. No. 11/2000
78. Ostasiewicz W.: Statystyczne metody analizy danych. Wydawnictwo Akademii Ekonomicznej we Wrocławiu. Wrocław 1998
79. Pajzderski P., Iglantowicz T.: Dokładność metody pomiarowej a niepewność pomiaru – próba analizy. Pomiary Automatyka Kontrola nr 5/2000. Warszawa 2000.
80. Paszkiewicz B., Boratyński B., Chramiec J., Paszkiewicz R.: Bezkontaktowa metoda pomiaru rezystywności warstw epitaksjalnych. VI Konferencja Naukowa Technologia Elektronowa ELTE'97. 1997
81. Pedersen L.B., Magnusson K., Zhengsheng Y.: Eddy Current Testing of Thin Layers Using Co-planar Coils. Nondestruct Eval. Springer-Verlag 2000.
82. Peyton J., Mackin R., Gross D., Crescenzo E., Tapp H. S.: The development of high frequency electromagnetic inductance tomography for low conductivity materials.
83. Piotrowski J.: Teoria pomiarów. Pomiary w fizyce i technice. Państwowe Wydawnictwo Naukowe. Warszawa 1986.
84. Piotrowski J., Kostyrko K.: Wzorcowanie aparatury pomiarowej. Podstawy teoretyczne i trasabilność według norm ISO 9000 i zaleceń międzynarodowych. Wydawnictwo Naukowe PWN. Warszawa 2000.
85. Potyrański P.: Metoda weryfikacji dokładności elektroimpedancyjnego systemu tomograficznego. Rozprawa doktorska. Politechnika Rzeszowska. Rzeszów 2006.
86. Ptak P.: Pomiary grubości cienkich warstw na podłożu o innych właściwościach materiału niż warstwa wierzchnia. Rozprawa doktorska. Częstochowa 2007.
87. Rawa H.: Elektryczność i magnetyzm w technice. PWN, Warszawa 1994
88. Rawa H.: Podstawy elektromagnetyzmu. Oficyna Wydawnicza PW, 1996.
89. Röper F.: A high-frequency eddy current method for the thickness measurement of thin metallic foil using ferrite-core transmission systems. NDT&E International 33 (2000). Elsevier 2000.
90. Sawicki B., Starzyński J., Wincenciak S.: Symulacja numeryczna oddziaływania wolnozmiennego pola magnetycznego na środowisko słabo przewodzące. www.iem.pw.edu.pl/~sawickib/artikul4
91. Sikora J.: Algorytmy numeryczne w tomografii impedancyjnej i wiropądowej. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej. Warszawa 2000.
92. Sikora R.: Teoria pola elektromagnetycznego. WNT. Warszawa 1985.
93. Silvester P., Chen Z.: Modal theory of eddy currents in thin circular plates.
94. Skowronek M.: Modelowanie cyfrowe. Opis, algorytmy i środki programowe. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej. Gliwice 2004.
95. Smoliński S.: Nadprzewodnictwo. Warszawa, WNT 1983.

96. Sokołowski M: Optymalizacja procesu nanoszenia wielowarstwowych filtrów odbijających promieniowanie podczerwone. Praca doktorska. AGH. Kraków 1999.
97. Specyfikacja techniczna firmy Agilent
98. Specyfikacja techniczna firmy Analog Devices AD818
99. Specyfikacja techniczna firmy Burr-Brown: Precision, Low Power Instrumentation Amplifier INA128.
100. Specyfikacja techniczna firmy Dageatron 7023
101. Specyfikacja techniczna firmy Label: Termometr-Higrometr LB-701 z panelem odczytowym LB-705
102. Specyfikacja techniczna firmy National Instruments: Ni DAQ 6015.
103. Specyfikacja techniczna firmy STMicroelectronics TSH151
104. Specyfikacja techniczna firmy Tektronix: AFG3002
105. Spiralski L.: Metody zmniejszania wpływu zakłóceń w pomiarach szumów elementów i układów elektronicznych. Metrologia i Systemy Pomiarowe, 1990.
106. Stabrowski M.M: Cyfrowe przyrządy pomiarowe. Wydawnictwo Naukowe PWN. Warszawa 2002.
107. Stec A.: Metoda kontroli stanu plazmy podczas magnetronowego wyładowania jarzeniowego. Rozprawa doktorska. Politechnika Rzeszowska. Rzeszów 2003.
108. **Stec W.:** Pomiar rezystancji jako sposób oceny metalicznych warstw cienkich nanoszonych metodą rozpylania. Materiały V MSM. Metody i technika przetwarzania sygnałów w pomiarach fizycznych. Rzeszów 24-26.11.1997.
109. **Stec W.:** Badanie cienkich warstw przewodzących metodą prądów wirowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej. Elektrotechnika z. 22. Rzeszów 2002.
110. **Stec W.:** Identyfikacja oddziaływań warstwy przewodzącej na parametry mierzalne głowicy pomiarowej w badaniach wiropądowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej nr 200. Elektrotechnika z.24. OW PRz. Rzeszów 2002.
111. **Stec W.:** Modelowanie wpływu czynników oddziałujących na pracę wiropądowej rezonansowej głowicy pomiarowej. XI Międzynarodowe Seminarium Metrologów „Metody i technika przetwarzania sygnałów w pomiarach fizycznych” Rzeszów 24-27.09.2003.
112. **Stec W.:** Badanie właściwości cienkich warstw metalicznych metodą porównań odpowiedzi na pobudzenie polem elektromagnetycznym. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej nr 220, Elektrotechnika z. 27. Rzeszów 2004
113. **Stec W.:** Modelowanie wiropądowego przetwornika do pomiaru konduktywności cienkich warstw przewodzących. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej. Elektrotechnika z. 28. Rzeszów 2005.
114. **Stec W.:** Identyfikacja niektórych parametrów warstw przewodzących z wykorzystaniem metody prądów wirowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej.nr 233, seria Elektrotechnika, z.29. Oficyna Wydawnicza PRz. Rzeszów 2006
115. Szyngiera P.: Bezkontaktowy pomiar konduktywności metali nieferromagnetycznych. XXXII Międzycuczelniana Konferencja Metrologów MKM'2000. Rzeszów – Jawor 11-15.09.2000.
116. Szyper M.: Badania modelowe systemów pomiarowych. Pomiar Automatyka Kontrola nr 9/2000. Warszawa 2000.
117. Śliwiński A.: Ultradźwięki i ich zastosowania. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 2001.
118. Świsulski D.: Komputerowa technika pomiarowa. Oprogramowanie wirtualnych przyrządów pomiarowych w LabVIEW. Agenda Wydawnicza PAK-u. Warszawa 2005.
119. Tablice fizyczno-astronomiczne. red. Mizerski W. Wydawnictwo Adamantan. Warszawa 2005.

120. Taylor J.R.: Wstęp do analizy błęd pomiarowego. Wydawnictwo Naukowe PWN. Warszawa 1999.
121. Theodoulidis T.P., Tsiboukis T.D., Kriezis E.E.: Analytical Solutions in Eddy Current Testing of Layered Metals with Continuous Conductivity Profiles. IEEE Transactions on Magnetics. Vol. 31 no 3, May 1995.
122. Tian G.Y., Zhao Z.X., Baines R.W.: The research of inhomogeneity in eddy current sensors. Sensors and Actuators. Elsevier 1998.
123. Tłaczała W.: Środowisko LabVIEW w eksperymencie wspomaganym komputerowo. Wydawnictwa Naukowo-techniczne. Warszawa 2002.
124. Tumański S.: Czujniki pola magnetycznego – stan obecny i kierunki rozwoju. Materiały VII Sympozjum Pomiarów Magnetycznych PTETiS. Warszawa-Jachranka 2003.
125. Turowski J. Analiza i synteza pól elektromagnetycznych, red.. PAN, Warszawa 1990.
126. Turowski J.: Elektrodynamika techniczna. WNT. Warszawa 1993.
127. Turzaniecka D.: Ocena niepewności wyniku pomiarów. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej. Poznań 1997.
128. Turzeniecka D.: Zakresy stosowania przybliżonych metod oceny niepewności całkowitej. Pomiary Automatyka Kontrola, nr 9/2000. Warszawa 2000 r.
129. Van der Pauw L.J.: A Method of Measuring Specific Resistivity and Hall Effect of Disc of Arbitrary Shape. Philips Research Reports. vo. 13, No 1. 1958.
130. Warsza Z.L.: Immitancyjne układu czterobiegowe (4T) w pomiarach wieloparametrowych. PIAP. Warszawa 2004.
131. Winiecki W., Nowak J., Stanik S.: Graficzne zintegrowane środowiska programowe do projektowania komputerowych systemów pomiarowo-kontrolnych. Wydawnictwo MIKOM, Warszawa 2001.
132. Worek C.: Optymalizacja wytwarzania wielowarstwowych struktur rezystywnych ze statystycznym planowaniem eksperymentu. Praca doktorska. AGH w Krakowie. Kraków 1998.
133. Worledge D.C., Trouilloud P.L.: Magnetoresistance measurement of unpatterned magnetic tunnel junction wafers by Current-in-Plane Tunneling. Applied Physics Letters. Vol. 83. No. 1. 2003.
134. Wójtowicz S.: Niepewność pomiarów w badaniach nieniszczących. VI Sympozjum Klubu Polskie Forum ISO 9000. Metrologia w systemach jakości – 3. Kielce 16-18.10.2000.
135. Wójtowicz S., Biernat K.: Ogólne zasady wyrażania niepewności pomiaru w badaniach nieniszczących. Badania nieniszczące nr 01/2003.
136. Wrona J., Gołąb B., Czapkiewicz M., Stobiecki T.: Rezonansowy magnetometr wibracyjny do badania cienkich warstw. VI Konferencja Naukowa technologia Elektronowa ELTE'97. Tom 2. Kraków 1997.
137. Wyrażanie Niepewności Pomiaru. Przewodnik. GUM, Warszawa 1999.
138. Zastawnik P.: Mikroprocesorowy miernik impedancji współpracujący z konduktometrem wiropądowym. XIX Międzyuczelniana Konferencja Metrologów. Zeszyty Naukowe politechniki Rzeszowskiej nr 37. Rzeszów 1987.
139. Zastawnik P.: Matematyczne podstawy wykorzystania analizy widmowej w pomiarach wiropądowych. Metrologia i Systemy Pomiarowe. Zeszyt 3. PAN, Komitet Metrologii i Aparatury Naukowej. Warszawa 1989.
140. Ziolo K.: Problems of calibration of eddy current conductometer. Archives of Electrical engineering. vol. XLIV No. 4. 1995.

Wykaz rysunków

- Rys. 1.1. Fragment linii technologicznej do magnetronowego nanoszenia warstw na wielkoformatowe tafle szklane zainstalowanej w rzeszowskiej firmie Maryland
- Rys. 2.1. Podział metod pomiarowych wykorzystywanych w defektoskopii oraz badaniach fizycznych właściwości materiałów
- Rys. 2.2. Porównanie pomiaru rezystancji
- Rys. 2.3. Zasada pomiaru rezystancji warstwy metalicznej
- Rys. 2.4. Sposób pomiaru rezystancji
- Rys. 2.5. Ukształtowanie elektrod przy pomiarze rezystancji warstw naniesionych na podłożu izolacyjne
- Rys. 2.6. Pomiar rezystancji warstwy metodą czteropunktową
- Rys. 2.7. Pomiar rezystancji warstwy metoda dwupunktową
- Rys. 2.8. Zasada pomiaru metodą Van der Pauwe'a
- Rys. 3.1. Zależność rezystywności metalu od temperatury
- Rys. 3.2. Zależność rezystancji powierzchniowej warstwy w funkcji jej grubości
- Rys. 3.3. Model sprzężenia magnetycznego zwoju wiodącego prąd z warstwą przewodzącą
- Rys. 3.5. Układy pracy płaskich cewek pomiarowych
- Rys. 3.6. Praca cewek pomiarowych w układzie przelotowym
- Rys. 3.7. Układy pracy wiropądowych przetworników generacyjnych
- Rys. 3.8. Techniczna metoda pomiaru impedancji cewki
- Rys. 3.9. Układy pracy mostków prądu przemiennego wykorzystywanych w pomiarach wiropądowych
- Rys. 3.9. Układy pracy mostków prądu przemiennego wykorzystywanych w pomiarach wiropądowych
- Rys. 3.10. Pomiar z wykorzystaniem mierników dobroci cewek
- Rys. 3.11. Unormowane składowe impedancji $\omega L_1'$ i R_1' cewki w funkcji konduktywności i grubości badanego obiektu
- Rys. 4.1. Schemat zastępczy przetwornika pomiarowego sprzężonego magnetycznie z badaną warstwą
- Rys. 4.2. Unormowane napięcie na kondensatorze pomiarowym w funkcji częstotliwości
- Rys. 4.3. Schemat blokowy systemu pomiarowego sprzężonego z obiektem badań
- Rys. 4.4. Obwodowy schemat zastępczy odcinka linii transmisyjnej
- Rys. 4.5. Schemat funkcjonalny toru przetwarzania systemu pomiarowego
- Rys. 4.6. Model przetwornika pomiarowego
- Rys. 4.7. Schemat przetwornika napięcia międzyszczytowego
- Rys. 4.8. Tłumienie sygnału oraz zmiana jego kąta fazowego w obszarze przewodzącym, w zależności od odległości g od powierzchni
- Rys. 4.9. Zmiana urojonej i rzeczywistej wartości sygnału wnikałego w przewodzącą warstwę
- Rys. 4.10. Rozkład indukcji magnetycznej w warstwie przewodzącej w zależności od odległości x od jej powierzchni
- Rys. 4.11. Model elektryczny warstwy przewodzącej dla prądów wirowych
- Rys. 4.12. Zależność indukcyjności wzajemnej warstwy w funkcji jej oddalenia od czujnika pomiarowego
- Rys. 4.13. Zależność pojemności pomiędzy warstwą, a czujnikiem pomiarowym w funkcji odległości pomiędzy nimi
- Rys. 4.14. Zależność indukcyjności wzajemnej pomiędzy czujnikiem pomiarowym, a warstwami testowymi w postaci pierścieni o różnych średnicach (wytrawionymi z laminatu Cu) w funkcji średnicy pierścienia dla różnych odległości pomiędzy czujnikiem a warstwą

- Rys. 4.15. Symulacja oddziaływania cewki pomiarowej na badaną warstwę
- Rys. 4.16. Względna zależność prądu indukującego się w badanej warstwie w funkcji odległości jej usytuowania względem czujnika pomiarowego
- Rys. 4.17. Względna zależność prądu indukującego się w badanej warstwie w funkcji odległości jej usytuowania względem czujnika pomiarowego
- Rys. 4.18. Moduł napięcia przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości dla warstw o parametrycznie zadanych rezystancjach
- Rys. 4.19. Część rzeczywista napięcia przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości dla warstw o parametrycznie zadanych rezystancjach
- Rys. 4.20. Część urojona napięcia przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości dla warstw o parametrycznie zadanych rezystancjach
- Rys. 4.21. Unormowana krzywa amplitud napięcia przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości rezonansowej sygnału dla warstw o różnych rezystancjach
- Rys. 4.22. Symulacja dobroci przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości sygnału dla warstw o różnych rezystancjach powierzchniowych i oddalonych od czujnika o 1 mm oraz 2 mm
- Rys. 4.23. Oddziaływanie warstwy na przetwornik pomiarowy w funkcji częstotliwości sygnału pobudzającego czujnik oraz rezystancji warstwy
- Rys. 4.24. Symulacja oddziaływania warstwy na głowicę pomiarową w funkcji częstotliwości sygnału pobudzającego przetwornik pomiarowy oraz indukcyjności wzajemnej pomiędzy czujnikiem pomiarowym a warstwą
- Rys. 4.25. Rezystancja zastępcza czujnika pomiarowego w zależności od rezystancji warstwy oraz indukcyjności wzajemnej sprzęgającej warstwę z czujnikiem
- Rys. 4.26. Wpływ oddziaływania przewodzącej prądu wirowe warstwy o rezystancji powierzchniowej R_2 na wartość napięć w przetworniku pomiarowym
- Rys. 5.1. Etapy badań i weryfikacji metody pomiarowej
- Rys. 5.2. Schemat funkcjonalny stanowiska pomiarowego
- Rys. 5.3. Stanowisko pomiarowe
- Rys. 5.4. Sposób realizacji pomiaru napięcia
- Rys. 5.5. Algorytm przetwarzania i rejestracji danych pomiarowych
- Rys. 5.6. Widok fragmentu diagramu aplikacji programu sterowania i akwizycji danych pomiarowych
- Rys. 5.7. Widok panelu konfiguracyjnego aplikacji systemu pomiarowego
- Rys. 5.8. Widok ekranu wizualizującego bieżący oraz zrealizowany stan pomiaru
- Rys. 5.9. Widok ekranu „Statystyka”
- Rys. 5.10. Wyniki pomiaru oddziaływania warstw
- Rys. 5.11. Unormowana charakterystyka przetwarzania przetwornika pomiarowego w funkcji częstotliwości dla oddalenia od warstwy na odległość
- Rys. 5.12. Krzywe rezonansowe warstwy testowej przy różnych odległościach od czujnika pomiarowego w funkcji przestrajanego sygnału
- Rys. 5.13. Wyniki pomiaru warstw testowych w funkcji odległości czujnik - warstwa
- Rys. 5.14. Zależność przepuszczalności optycznej próbek warstw dla różnych długości światła
- Rys. 5.15. Unormowane napięcie wyjściowe przetwornika w funkcji przepuszczalności optycznej warstwy
- Rys. 5.16. Unormowana zależność napięcia na wyjściu przetwornika pomiarowego w funkcji rezystancji powierzchniowej warstwy
- Rys. 5.17. Zależność rezystancji czujnika pomiarowego w funkcji rezystancji powierzchniowej warstwy
- Rys. 5.18. Zdjęcie próbki testowej z wytrawionymi warstwami w postaci pierścieni o różnych średnicach

- Rys. 5.19. Wyniki badania modelu warstw wykonanych w postaci pierścieni o szerokości 0,5 mm i grubości 35 μ m
- Rys. 5.20. Wyniki pomiaru warstw wykonanych w postaci pierścieni o szerokości 0,5 mm i grubości 35 μ m
- Rys. 5.21. Unormowane krzywe rezonansowe dla warstw o różnych średnicach wykonanych w kształcie pierścieni, przy różnych oddaleniach od czujnika pomiarowego
- Rys. 5.22. Wykres napięcia dla serii pomiarów o licznosc N=100
- Rys. 5.23. Zależność napięcia wyjściowego od amplitudy napięcia wejściowego
- Rys. 6.1. Możliwe sytuacje związane z porównaniem wyników badania z wymaganiami
- Rys. 6.2. Algorytm wyznaczania błędów i niepewności procedur pomiarowych
- Rys. 6.3. Dopasowanie krzywych przetwarzania w zależności od metody opisu
- Rys. 6.4. Wpływ kształtu charakterystyki przetwarzania na zmianę napięcia próbkowanego przy stałym kroku przestrajania częstotliwości
- Rys. 6.5. Krzywa zależności napięcia na wyjściu przetwornika pomiarowego w funkcji odległości pomiędzy czujnikiem pomiarowym a mierzoną warstwą
- Rys. 6.6. Zmiana charakterystyki przetwarzania w czasie
- Rys. 6.7. Sygnał przetwornika C/A przestrajający generator w.cz. zarejestrowany oscyloskopem cyfrowym
- Rys. 6.8. Wpływ odstepu kwantowania oraz dyskretyzacji na wyznaczenie amplitudy krzywej rezonansowej
- Rys. 6.9. Dynamika zmian napięcia na wyjściu przetwornika pomiarowego w zależności od różnicy częstotliwości bieżącej względem rezonansowej
- Rys. 6.10. Przedziały analizy niepewności pomiaru rezystancji powierzchniowej warstwy ze względu na pomiar napięcia i częstotliwości sygnału
- Rys. 6.11. Charakterystyka rezystancji powierzchniowej warstwy w funkcji względnej wartości napięcia U_c mierzonych na kondensatorze pomiarowym w stanie rezonansu

Wykaz tabel

- Tabela 3.1. Właściwości fizyczne metali i stopów wykorzystywanych w badaniach
- Tabela 3.2. Typowe parametry materiałów otrzymywanych rozpylaniem magnetronowym z prędkościami nanoszenia od 0,5 do 0,9 nm/s, bezpośrednio po napyleniu i po wygrzaniu w temperaturze 773 K przez 6 godzin
- Tabela 3.3. Głębokość wnikania pola elektromagnetycznego w wybranych metalach
- Tabela 3.4. Stosunek natężenia pola elektromagnetycznego za warstwą przewodzącą do pola przed warstwą
- Tabela 4.1. Zestawienie najważniejszych wartości elementów przetwornika pomiarowego
- Tabela 4.2. Zestawienie parametrów warstw testowych wykonanych w postaci pierścieni o różnych średnicach
- Tabela 4.3. Wartości rezystancji warstwy
- Tabela 4.4. Symulowane wartości rezystancji jaką napotyka indukujące się w warstwie prądy wirowe
- Tabela 5.1. Zestawienie wyznaczonych eksperymentalnie wyników badań przetwornika pomiarowego
- Tabela 5.2. Charakterystyka warstw przedstawionych na wykresie 5.11
- Tabela 5.3. Zestawienie warstw ze stali 1H18N9T wykorzystanych w pracy

Dodatek. Zestawienie najważniejszych parametrów

Tabela A.1. Wartości wybranych parametrów generatora funkcyjnego w.cz. (typu AFG 3102) wykorzystywanego do zadawania sygnału wymuszającego

Parametr	Zakres	Błąd graniczny
Zakres częstotliwości	50 kHz do 100 MHz	-
Amplituda napięcia wyjściowego	1 μ V do 1 V	$\pm(1\% \text{ ustawienia} + 1 \text{ mV})$
Niestabilność częstotliwości krótkoterminowa długoterminowa	-	0,01% / 15 min 0,1% / 3 h
Wpływ zmian temperatury otoczenia na częstotliwość	-	< 0,2 % / 10°C
Wpływ zmian napięcia zasilania $\pm 10\%$ na częstotliwość	-	< 0,01%
Niestabilność napięcia – krótkoterminowa długoterminowa	-	< 0,2 dB / 15 min < 0,3 dB / 3 h
Zmiana poziomu napięcia przy przestrajaniu generatora w stosunku do częstotliwości 1 MHz	-	< 1 dB
Wpływ zmian temperatury na napięcie wyjściowe	-	< 0,2 dB / 10°C

W pomiarach wykorzystywano zakres napięciowy: wejście ac $\pm 5 \text{ V}$, wyjście CA

Tabela A.2. Wartości wybranych parametrów wzmacniacza modułu Ni DAQPad 6015

Parametr		
Sposób przetwarzania	Sukcesywna aproksymacja	
Liczba kanałów wejściowych	16 pojedynczych / 8 różnicowych	
Zakres napięć wejściowych	$\pm 10 \text{ V}$, $\pm 5 \text{ V}$, $\pm 500 \text{ mV}$, $\pm 50 \text{ mV}$	
Rozdzielczość	16 bitów, 1 na 65 536	
Maksymalna szybkość próbkowania	200 kS/s (gwarantowana)	
Impedancja wyjścia	0,1 Ω max	
	5 mA max	
Offset ($\pm 5 \text{ V}$)	959,8 μV	
FIFO wielkość bufora	4 096 próbek	
	Zakres	Bezwzględny błąd graniczny
Poziom szumów	$\pm 10 \text{ V}$, $\pm 5 \text{ V}$	szum 0,9 LSB_{rms}
Dryf temperaturowy	$\pm 5 \text{ V}$	0,0005 %/°C
Napięcie wyjściowe	$\pm 5 \text{ V}$	2,002 mV FS
stabilność czasowa	$\pm 5 \text{ V}$	0,0158 % / 24 godz 0,02 %/rok

Tabela A.3. Wartości wybranych parametrów częstotliwościomierza Dagatron 7023

Parametr	Wartość parametru
Zakres mierzonych częstotliwości	We a i B: 0,1 Hz ÷ 150 MHz We C: 0,1 Hz ÷ 1,5 GHz,
Czułość	We A – B: 30 mV We A – 35 mV
Rozdzielczość	10 nHz do 10 Hz
Podstawa czasu	0,001 s, 0,1 s, 1 s, 10 s
Wewnętrzna podstawa czasu	stabilność $\pm(1 \cdot 10^{-6} + 1 \text{ cyfra})$ dla temp=25°C stabilność temperat. $<\pm 5 \cdot 10^{-6}$ (0°C do 50°C) wsp. stabilności $\pm < 5 \cdot 10^{-6}$ /rok
Dokładność	\pm rozdzielczość \pm błąd podstawy czasu ± 1 cyfra
Wewnętrzna podstawa czasu	Częstotliwość: 10 MHz - TCO

Wykorzystywany częstotliwościomierz pracuje metodą zliczania impulsów. Dobór zakresu jest wypadkową czasu realizacji pomiaru oraz rozdzielczości wyniku (liczba miejsc dziesiętnych).

Tabela A.4. Wartości wybranych parametrów oscyloskopu cyfrowego Tektronix TDS 2002

Parametr	Zakres
Pasma częstotliwości	0 ÷ 60 MHz,
Ilość kanałów	4
Czułość w osi pionowej	2 mV ÷ 5 mV
Maksymalna częstotliwość próbkowania	1,0 GS/s
Rozdzielczość bitowa przetwornika a/c	8-Bits
Długość bufora rejestru	2,5 K próbek

Tabela A.5. Wartości wybranych parametrów multimetru cyfrowego Agilent 34410

Parametr	Zakres	Błąd graniczny (24 godz.)
Napięcie DC	100 mV	0,0030% $\cdot X_m$ + 0,0030% zakresu
	1 V	0,0020% $\cdot X_m$ + 0,0006% zakresu
	10 V	0,0015% $\cdot X_m$ + 0,0004% zakresu
	100 V	0,0020% $\cdot X_m$ + 0,0006% zakresu
	do 1000V	0,0020% $\cdot X_m$ + 0,0006% zakresu
Rezystancja wejściowa	10 MΩ	
Współczynnik temperaturowy / °C	100 mV	0,0005% $\cdot X_m$ + 0,0005% zakresu
	1 V	0,0005% $\cdot X_m$ + 0,0001% zakresu
	10 V	0,0005% $\cdot X_m$ + 0,0001% zakresu
	100 V	0,0005% $\cdot X_m$ + 0,0001% zakresu
	do 1000V	0,0005% $\cdot X_m$ + 0,0001% zakresu
Liniowość		0,0002% wartości + 0,0001 skali

Tabela A.6. Wartości wybranych parametrów termohigrometru cyfrowego LAB-EL LB 701/5

Parametr	Zakres	Błąd graniczny
Pomiar temperatury	-40 do + 85°C	±0,1°C ±1 ostatnia cyfra
Pomiar wilgotności	10 do 90%	±2,0% ±1 ostatnia cyfra
	poza zakresem 10 do 90%	±4,0%

Tabela A.7. Wartości wybranych parametrów Mostka RLC typu MT 4090 (dla temperatury pracy z przedziału 0° ÷ 70°C, wartości skutecznej napięcia testu 1 V, gdzie: X_m – wartość mierzona

Częstotliwość	Zakres	Błąd graniczny
120 Hz	1,591 nF ÷ 15,91 nF	±(0,5% · X_m ±1 ostatnia cyfra)
1 kHz	1,591 nF ÷ 15,91 nF	±(0,5% · X_m ±1 ostatnia cyfra)
10 kHz	1,591 nF ÷ 15,91 nF	±(0,5% · X_m ±1 ostatnia cyfra)

Tabela A.8. Wartości wybranych parametrów wzmacniacza w.cz. typu AD 818

Parametr	Wartość	
Napięcie zasilania	±5 V ÷ ±15 V	
Szerokość pasma	3 dB, G = +2	130 MHz
	3 dB, G+ = -1	100 MHz
	0,1 dB, G = +2	55 MHz
Poziom szumów napięciowych	10 nV / \sqrt{Hz}	
Poziom szumów prądowych	1,5 pA / \sqrt{Hz}	
Szybkość narastania sygnału	500 V/μs	
Prąd wyjściowy	50 mA	

Tabela A.9. Wartości wybranych parametrów wzmacniacza w.cz. typu TSH 151

Parametr	Wartość
Napięcie zasilania	±5 V
Poziom szumów	20 nV / \sqrt{Hz}
Szerokość pasma	150 MHz
Szybkość narastania sygnału	200 V/μs
Impedancja wejściowa	10 ¹² Ω

Tabela A.10. Wartości wybranych parametrów wzmacniacza w.cz. typu INA 128

Parametr	Wartość
Zakres napięć wejściowych (max)	±40 V
Poziom szumów	10 (10 Hz)
	8 (1 kHz) nV / \sqrt{Hz}
Wejściowe napięcie niezrównoważenia	(±10, ±100/ K_{WI}) μV
Temperaturowy dryf napięcia niezrównoważenia	(±0, 2±2/ K_{WI}) μV/K
Szybkość narastania sygnału wyjściowego $K_{WI}=1, 10$	7 V/μs
Pasmo przenoszenia (-3dB) $K_{WI}=1, 10$	1, 3; 0,7 MHz
Współczynnik tłumienia zakłóceń wspólnych $K_{WI}=1, 10$	86; 106 dB