

Politechnika Śląska w Gliwicach
Wydział Automatyki, Elektroniki i
Informatyki
Instytut Elektroniki

Praca Dyplomowa
magisterska

Temat: Zastosowanie metody trajektorii
wiroprądowych do rozpoznawania przedmiotów
metalowych.

Opiekun pracy:
dr inż. Jerzy Mazur

Konsultant:
mgr inż. Piotr Szyngiera

Wykonał:
Dariusz Bolingier

1. Wprowadzenie

Badania nieniszczące mają na celu uzyskanie informacji o stanie fizycznym, wadach i własnościach obiektu badanego (materiału, wyrobu, konstrukcji) bez powodowania zmian jego własności użytkowych. Technika prądów wirowych zastosowana w tej dziedzinie badań umożliwia odnajdywanie ukrytych przy powierzchni wad materiałowych w elementach wykonanych z materiałów przewodzących (magnetycznych i niemagnetycznych), określanie niejednorodności powierzchniowej struktury tych materiałów oraz ocenę zmiany ich składników. Dokładność pomiaru jednego z wyżej wspomnianych czynników zależy od stałości lub eliminacji wpływu zmian pozostałych.

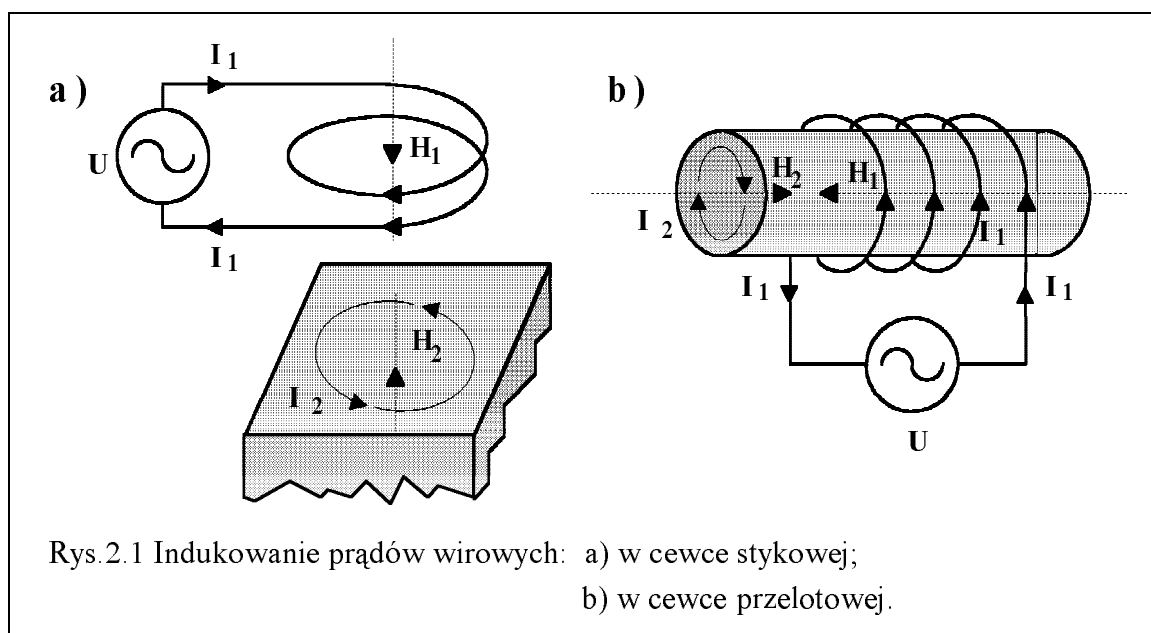
W Instytucie Elektroniki Politechniki Śląskiej prowadzone były prace na temat konduktometrii wiroprowadowej, a ich wynikiem są liczne opracowania teoretyczne i rozwiązania konstrukcyjne [4][5][12]. Jednocześnie powstały publikacje na temat sposobów wykrywania i identyfikacji parametrów obiektów metalowych [12][13][20]. W wyniku dotychczasowych doświadczeń przeprowadzonych w tej dziedzinie opracowana została metoda pomiaru, która na podstawie analizy sygnałów wiroprowadowych ma umożliwiać identyfikowanie wybranych parametrów obiektów metalowych takich jak: konduktywność, odległość od sondy, czy też wymiary geometryczne [21]. Zasada pomiaru oparta jest na dwuwymiarowej fazoczułej analizie sygnału otrzymanego z sondy. Odpowiedź przetwornika przyjmuje w niej formę tzw. trajektorii zmian sygnałów przetworników wiroprowadowych, zwanych też trajektoriami wiroprowadowymi Lissajous na zespolonej płaszczyźnie impedancji.

Niniejsza praca dyplomowa jest próbą praktycznego sprawdzenia przydatności tej metody do wyżej założonych celów. Wiedza nabyta podczas projektowania oraz uruchamiania modelu urządzenia będzie pomocna przy konstruowaniu innych przyrządów działających w oparciu o taką zasadę pomiarową. Urządzenia tego typu mogą znaleźć swe zastosowanie np.: w przemyśle do sortowania wyrobów metalowych lub złomu, przy kontroli procesu technologicznego, oraz w konstrukcjach inteligentnych czujników zbliżeniowych itd.

2. Przegląd wiroprowodowych metod identyfikacji przedmiotów metalowych

2.1. Zasada pomiarów wiroprowodowych

Wiroprowodowe metody badań nieniszczących polegają na wykrywaniu zmian wielkości lub własności fizycznych badanych elementów metalowych, dzięki wykorzystaniu właściwości zmiennego pola elektromagnetycznego. Do wytworzenia pola używa się cewki (sondy) zasilanej napięciem zmiennym. Wartość natężenia prądu przepływającego (np. wartość skuteczna) przez cewkę bez obecności badanych przedmiotów metalowych i zasilanej napięciem zmiennym, jest ściśle określona. Zbliżenie sondy do elementu metalowego (cewka stykowa rys.2.1.a) lub wprowadzenie elementu do sondy (cewka przelotowa rys.2.1.b) powoduje wyindukowanie się w metalu prądów wirowych pod wpływem pola elektromagnetycznego wytwarzanego przez cewkę.



Natężenie prądów wirowych w metalu (np. wartość skuteczna) jest funkcją natężenia i częstotliwości prądu przepływającego w tych warunkach przez sondę. Ponadto zależy od konduktywności oraz przenikalności magnetycznej materiału z jakiego wykonany jest badany element, jego kształtu, wzajemnego położenia cewki i elementu (np. odległości cewki stykowej od powierzchni

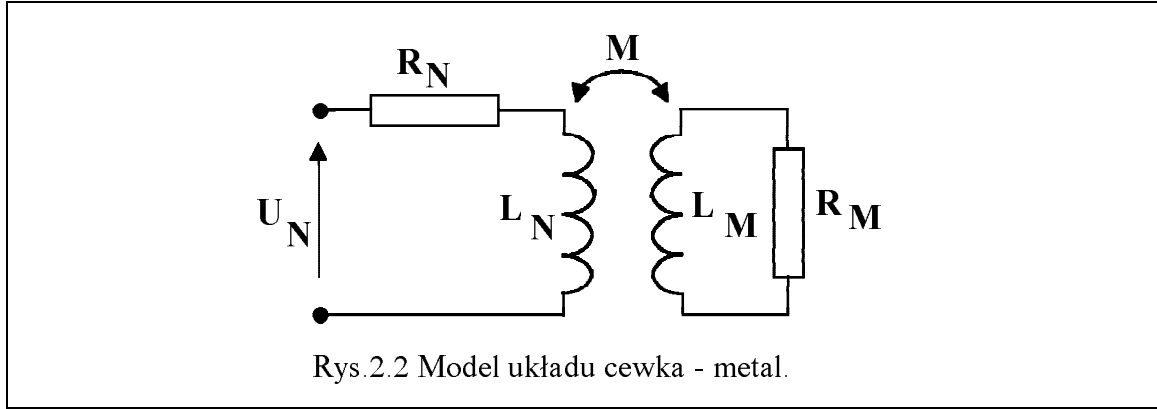
przedmiotu), a także od stanu przypowierzchniowej struktury elementu tzn. jej ciągłości oraz jednorodności. Dla uproszczenia rozważań pominięto tu wpływ temperatury zarówno otoczenia jak i badanego metalu, zakładając, że badania przeprowadzane są zawsze w stałej temperaturze.

Zgodnie z regułą Lenza prądy wirowe w kontrolowanym elemencie wytwarzają własne pole elektromagnetyczne skierowane przeciwnie niż pole samej cewki. Takie oddziaływanie powoduje powstanie w obrębie sondy pewnego pola wypadkowego. Powyższe rozważania dowodzą, że zbliżenie metalowego przedmiotu do cewki powoduje zmianę wartości przepływającego przez nią prądu. Zakładając niezmiennosc napięcia zasilania sondy odpowiada to zmianie parametrów impedancji cewki. Również zmiana własności lub określonych wielkości fizycznych badanego elementu (np.: pojawienie się pęknięć, przemiana strukturalna, zmiana konduktywności itp.) musi spowodować zmianę impedancji cewki. Stwierdzenie takiej zmiany może służyć do oceny wady materiałowej, różnic w strukturze metalurgicznej, składzie chemicznym, wymiarach geometrycznych itp.

Przedstawiony przykład był najprostszym ze spotykanych, przez cewkę płynął prąd wzbudzający i ta sama cewka stanowiła źródło sygnału pomiarowego (kontrolnego). Sygnałem tym była zmiana impedancji tej cewki. Jeżeli zadania rozdzielimy pomiędzy dwie cewki: wzbudzącą i odbiorczą to istota zjawiska nadal pozostanie ta sama.

2.2. Model matematyczny układu cewka - metal

Zgodnie z wyżej przeprowadzonym rozważaniem większość metod wiroprądowych opiera się na pomiarze zmian składowych impedancji cewki pomiarowej. Dla przybliżenia takiej idei pomiarowej omówiony zostanie uproszczony model matematyczny układu cewka - metal nieferromagnetyczny przedstawionego na rys.2.2, w którym to cewkę pomiarową sprzężoną indukcyjnie z metalem zastąpiono indukcyjnością L_N z szeregowo połączoną rezystancją R_N , a metal reprezentowany jest przez indukcyjność L_M , zwartą rezystancją R_M [12][20].



Indukcyjność wzajemną M w omawianym sprzężeniu przedstawia wzór (2.1), gdzie k jest bezwymiarowym współczynnikiem sprzężenia.

$$M = k\sqrt{L_N L_M} \quad (2.1)$$

Przy tak zdefiniowanym modelu można obliczyć wypadkowe składowe impedancji cewki pomiarowej po zbliżeniu jej do metalu nieferromagnetycznego:

$$\omega L'_N = \omega L_N - \omega L_N \frac{k^2 \left(\frac{\omega L_M}{R_M}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega L_M}{R_M}\right)^2} \quad (2.2)$$

$$R'_N = R_N + \omega L_N \frac{k^2 \frac{\omega L_M}{R_M}}{1 + \left(\frac{\omega L_M}{R_M}\right)^2} \quad (2.3)$$

Zastępcza reaktancja indukcyjnościowa sondy została wyrażona wzorem (2.2), natomiast jej zastępczą rezystancję przedstawia wzór (2.3). Podstawiając wzory (2.4) i (2.5):

$$Q_N = \frac{\omega L_N}{R_N} \quad (2.4)$$

$$Q_M = \frac{\omega L_M}{R_M} \quad (2.5)$$

oraz zakładając, że wartości $Q \gg 1$ można przyjąć następujące uproszczenia:

$$\Delta L_N = -L_N k^2 \quad (2.6)$$

$$\Delta R_N = R_N \frac{Q_N}{Q_M} k^2 \quad (2.7)$$

Jak widać dla uzyskania jak największych zmian składowych impedancji należy maksymalizować współczynnik sprzężenia k (czyli - indukcyjność wzajemną sprzężenia), który jest zależny od odległości metalu od cewki oraz rozmiarów cewki i metalu. Warto zauważyć, że względna zmiana rezystancji sondy jest większa od względnych zmian indukcyjności Q_N/Q_M razy.

Uwzględniając fakt, że zmiana impedancji cewki może być spowodowana istnieniem lub brakiem przewodzącego materiału w jej pobliżu, zmianą jego konduktywności, istnieniem lub brakiem nieciągłości w materiale itp., można wywnioskować, że zmiany składowych impedancji sondy mogą stanowić miarę lub przynajmniej wskazówkę o zmianie tych parametrów czy cech. Niestety należy także zauważyć, że określone - takie same - przyrosty składowych impedancji mogą być spowodowane zmianami różnych parametrów lub własności (różne przyczyny dają te same skutki). Konieczne jest, więc poszukiwanie takich metod pomiarowych, które umożliwiłyby eliminację wpływów niepożądanych przy uwypukleniu wpływu zmian parametru mierzonego lub kontrolowanego.

W kolejnych rozdziałach zostaną omówione niektóre zastosowania metod wiroprowadowych w badaniach nieniszczących, ze szczególnym uwzględnieniem ich przydatności do pomiarów parametrów przedmiotów metalowych.

2.3. Wiroprowadowy pomiar konduktywności

Pomiar konduktywności jest jednym z podstawowych zastosowań metod wiroprowadowych w badaniach nieniszczących. Podstawę działania konduktometrów wiroprowadowych stanowi pomiar składowych impedancji cewki stykowej. Metoda ta swą niezbyt dużą dokładność pomiaru, równoważy jego prostotą i krótkim czasem trwania, w przeciwieństwie do innych sposobów pomiaru konduktywności np. kompensacyjnej metody galwanicznej. Zbędne są w niej także pracochłonne oraz kosztowne próbki (np. specjalnie kalibrowane druty czy pręty) [4][12].

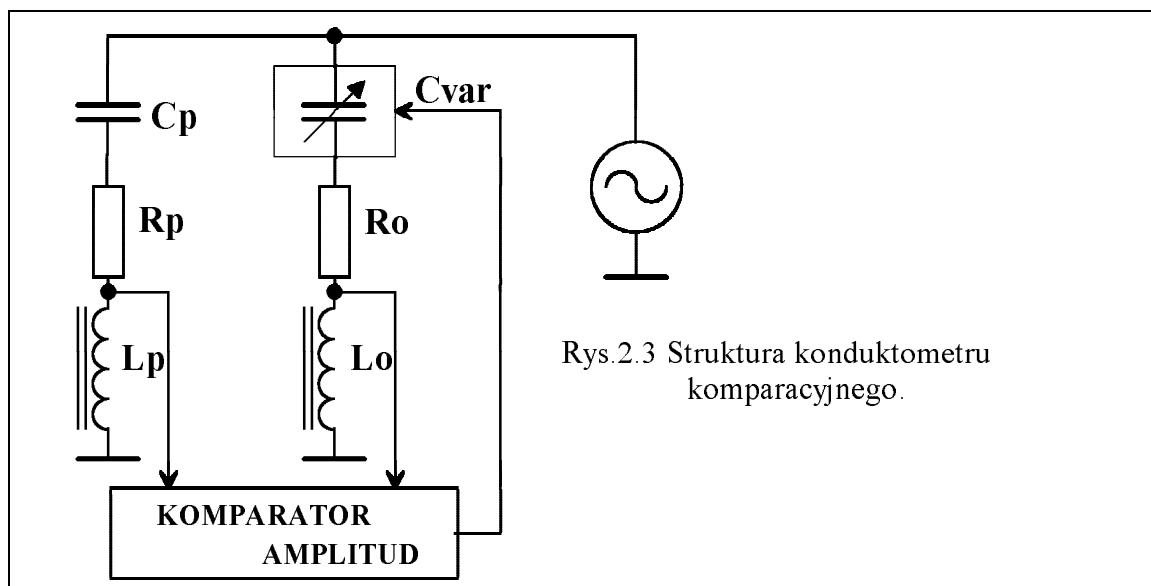
Do głównych czynników zakłócających pomiar należy zaliczyć:

- oddalenie sondy od powierzchni badanego elementu (ang. "lift off");
- grubość badanego przedmiotu (np. grubość płyty, folii, ścianki itp.);
- niewłaściwe położenie sondy względem obiektu badanego (tzw. efekt krawędziowy).

Dalej w kolejnych podrozdziałach niniejszej pracy przedstawione zostaną wybrane rodzaje przyrządów jakie powstały w Zakładzie Podstaw Elektroniki podczas prac związanych z tematem konduktometrii wiroprowodowej.

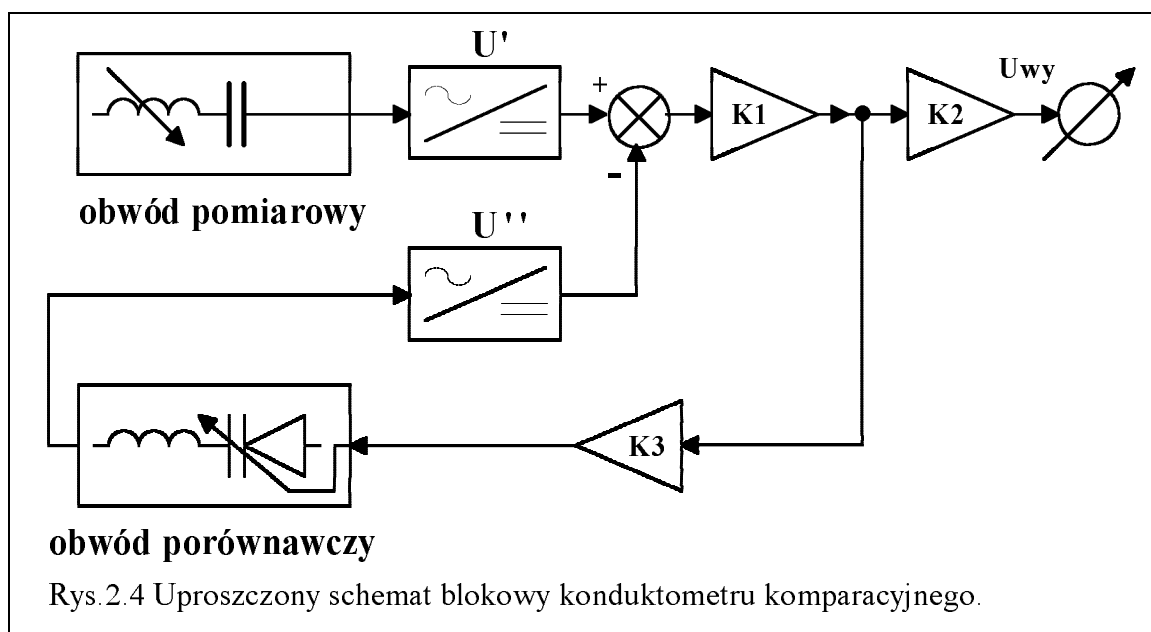
2.3.1. Komparacyjny konduktometr wiroprowodowy

Układ ten oparty jest na strukturze zaproponowanej przez Foerstera i stosowanej w urządzeniach typu Sigmatest. Schemat ideowy takiej struktury przedstawiony został na rys.2.3.



Zasadniczym członem tej struktury jest układ wejściowy złożony z dwóch gałęzi szeregowo połączonych elementów LRC. Obydwa obwody zestrojono tak, aby dla danej częstotliwości napięcia zasilającego pracowały na opadających krzywych rezonansowych. Gałąź zawierająca stykową cewkę pomiarową L_p stanowi obwód pomiarowy, druga zaś jest obwodem odniesienia.

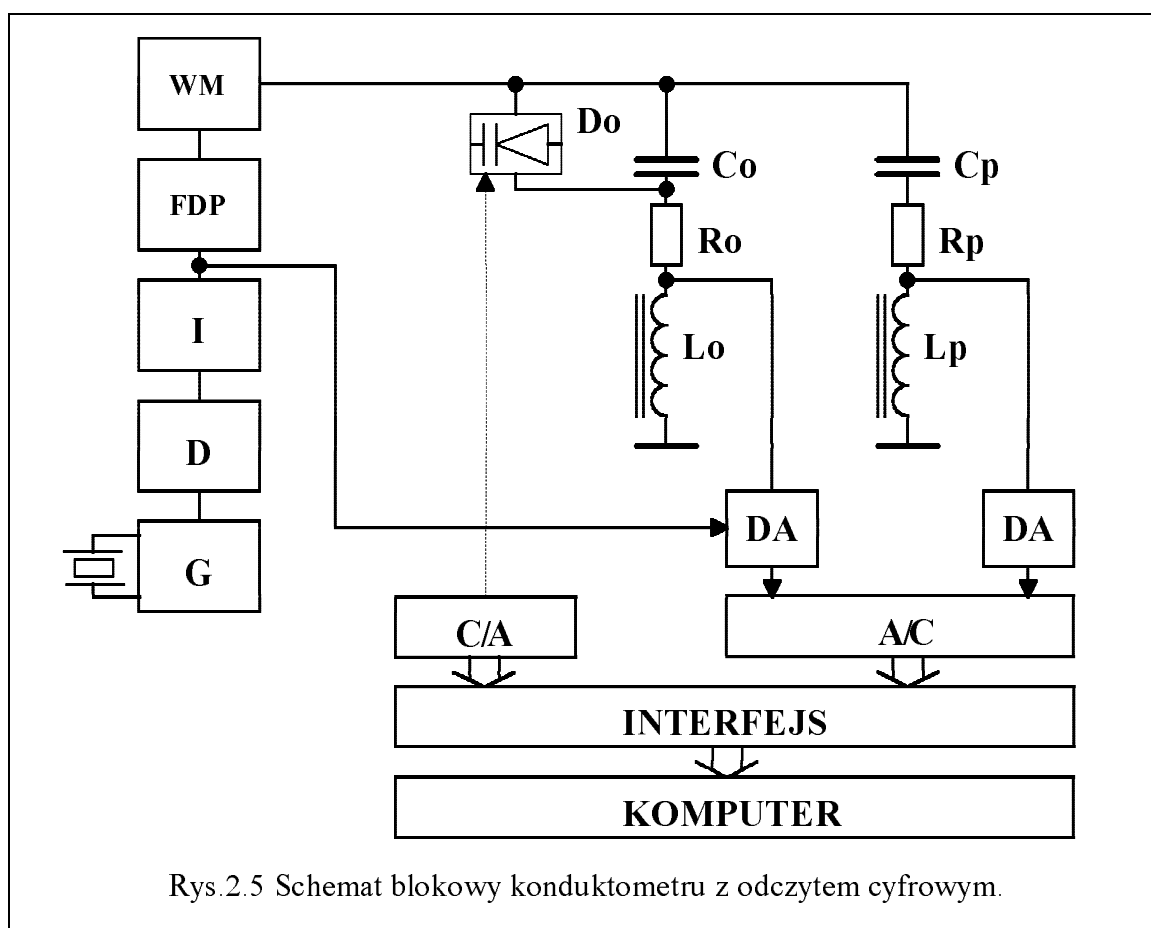
Zbliżenie sondy do próbki metalu spowoduje zmianę jej indukcyjności i rezystancji, a tym samym powstanie różnicy napięć w gałęziach odniesienia i pomiarowej. Poprzez regulację pojemności C_{var} układ doprowadzany jest ponownie do równowagi. Proces równoważenia może być przeprowadzony w sposób ręczny lub automatyczny. Wartość konduktywności badanej próbki odczytuje się z odpowiednio wyskalowanej podziałki kondensatora zmiennego (pomiar ręczny) lub woltomierza mierzącego wartość napięcia przestrajającego warikap (pomiar automatyczny). Blokowa struktura układu realizującego pomiar konduktywności w sposób automatyczny została przedstawiona na rys.2.3. Dokładność pomiaru tym konduktometrem w dużym stopniu zależała od wysokości uniesienia sondy nad badanym materiałem. Przy uniesieniu cewki pomiarowej do ok. 0,2 [mm] błąd pomiaru wynosił około 5 %.



2.3.2. Konduktometr z odczytem cyfrowym

Prezentowany przyrząd do pomiaru konduktywności współpracuje za pośrednictwem interfejsu z komputerem klasy IBM PC. Schemat blokowy takiego urządzenia zamieszczony jest na rys.2.5 [14]. Wykorzystana została tu różnicowa metoda pomiaru konduktywności, która powstała w wyniku modyfikacji metody komparacyjnej. Zasadniczym blokiem przyrządu jest układ wejściowy składający się z obwodu pomiarowego (elementy C_p , R_p , L_p) oraz

obwodu odniesienia zawierającego zespół warikapów D_o oraz pozostałe elementy C_o , R_o , L_o . Generator kwarcowy sygnału prostokątnego G wraz z dzielnikiem częstotliwości D , integratorem I (do kształtowania przebiegu trójkątnego), filtrem dolnoprzepustowym FDP , oraz wzmacniaczem mocy WM tworzą generator mocy napięcia sinusoidalnie zmiennego do zasilania układu wejściowego. Połączenie części analogowej układu z interfejsem komputera zapewnia blok przetworników zawierający: operacyjne detektory amplitudy DA , różnicowy przetwornik analogowo-cyfrowy A/C i przetwornik cyfrowo-analogowy C/A (do autozerowania układu). W omawianym układzie komputer przetwarza dane pochodzące z bloku przetworników, steruje procesem pomiaru, gromadzi wyniki i przeprowadza ich wizualizację.



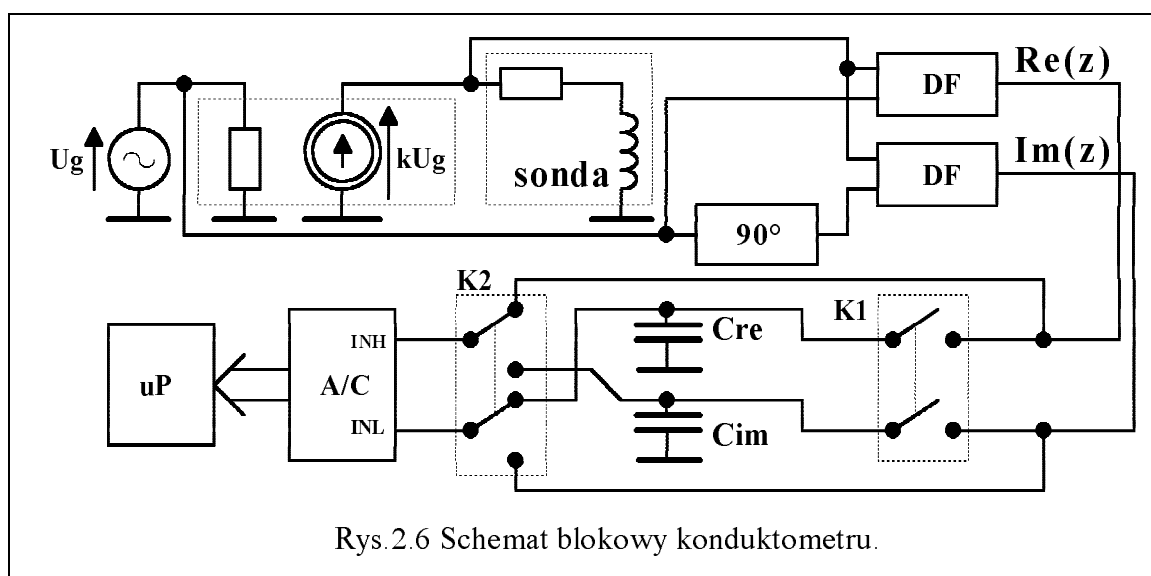
Przyrząd ten wykazał większą dokładność od poprzedniego, lecz wymagał wzorcowania z większą ilością próbek. Czas pomiaru zależny był od mierzonej konduktywności (rzędu kilku sekund). Niezadowalająca była także powtarzalność i stabilność pomiarów.

2.3.3. Konduktometr z kompensacją wpływu efektu uniesienia

W kolejnej metodzie skorzystano z faktu, że stosunek składowych impedancji wynikający ze wzorów (2.2) i (2.3) jest wielkością niezależną od parametrów cewki pomiarowej oraz współczynnika sprzężenia i wynosi:

$$\frac{\Delta(\omega L_N)}{\Delta R_N} = \frac{\omega L_M}{R_M} = Q_M \quad (2.8)$$

Dobroć metalu Q_M przy spełnieniu określonych założeń pozwala na wyznaczenie niektórych parametrów badanego metalu. Dodatkowo pomiar dobroci metalu cechuje się małą wrażliwością na zmiany parametrów sondy. Korzystając z wyżej wymienionych właściwości pomiaru dobroci metalu autorzy raportu [5] dokonali oceny przydatności pomiaru tej wielkości do pośredniego wyznaczania konduktywności. Blokową strukturę układu realizującego opisywaną metodę przedstawia rys.2.6.



Działanie przyrządu jest następujące: generator napięcia sinusoidalnego steruje źródłem prądowym wymuszającym określony prąd sinusoidalny w sondzie pomiarowej. Napięcie na zaciskach cewki pomiarowej, rozkładane jest na składowe rzeczywistą i urojoną w detektorach fazoczułych **DF**. Składowe te są podawane na wejścia układu próbkującego - pamiętającego zbudowanego z kluczy **K1** i **K2** oraz kondensatorów **Cre** i **Cim**.

Pomiar odbywa się w trzech fazach:

- FAZA 1: (pomiar składowych) K1-zwarty, K2-dowolny;
- FAZA 2: (pomiar $\Delta\omega L_p$) K1-otwarty, K2-zwarty;
- FAZA 3: (pomiar ΔR_p) K1-zwarty, K2-otwarty.

Przy czym pierwsza faza pomiaru odbywa się gdy cewka oddalona jest od badanego metalu, a pozostałe fazy po przyłożeniu sondy do próbki.

Zastosowanie przetwornika 15-to bitowego i kluczy o małych upływnościach pozwala na pomiar różnicowy z dużą dokładnością. Użyty w konduktometrze system mikroprocesorowy służy do obliczenia stosunku przyrostów wyrażonego wzorem (2.9):

$$\frac{\Delta Im(z)}{\Delta Re(z)} = \frac{k \cdot U_g \cdot a_1 \cdot \omega \cdot (L'_N - L_N)}{k \cdot U_g \cdot a_2 \cdot (R'_N - R_N)} \quad (2.9)$$

gdzie a_1 , a_2 oznaczają wzmocnienia poszczególnych torów pomiarowych.

Uwzględniając w powyższej zależności wzory (2.5) i (2.8) w efekcie otrzymujemy:

$$\frac{a_1 \cdot \Delta(\omega L_N)}{a_2 \cdot \Delta R_N} = Q_M = f(\gamma) \quad (2.10)$$

$$\gamma = f^{-1}(Q_M) \quad (2.11)$$

Dobroć materiału badanego Q_M przeliczana jest na jego konduktywność γ wg funkcji wzorcowania.

Koncepcja pośredniego (w postaci ilorazu przyrostów) pomiaru konduktywności umożliwia znaczną, w porównaniu z wcześniej przedstawionymi, redukcję wpływu uniesienia sondy na wynik pomiaru. Przedstawiony konduktometr charakteryzuje się dopuszczalnym uniesieniem sondy do 1,2 [mm] przy błędzie mniejszym od 2%. Czyni także pomiar niewrażliwym na długoterminowe wahania amplitudy generatora zasilającego, oraz na zmiany parametrów toru pomiarowego.

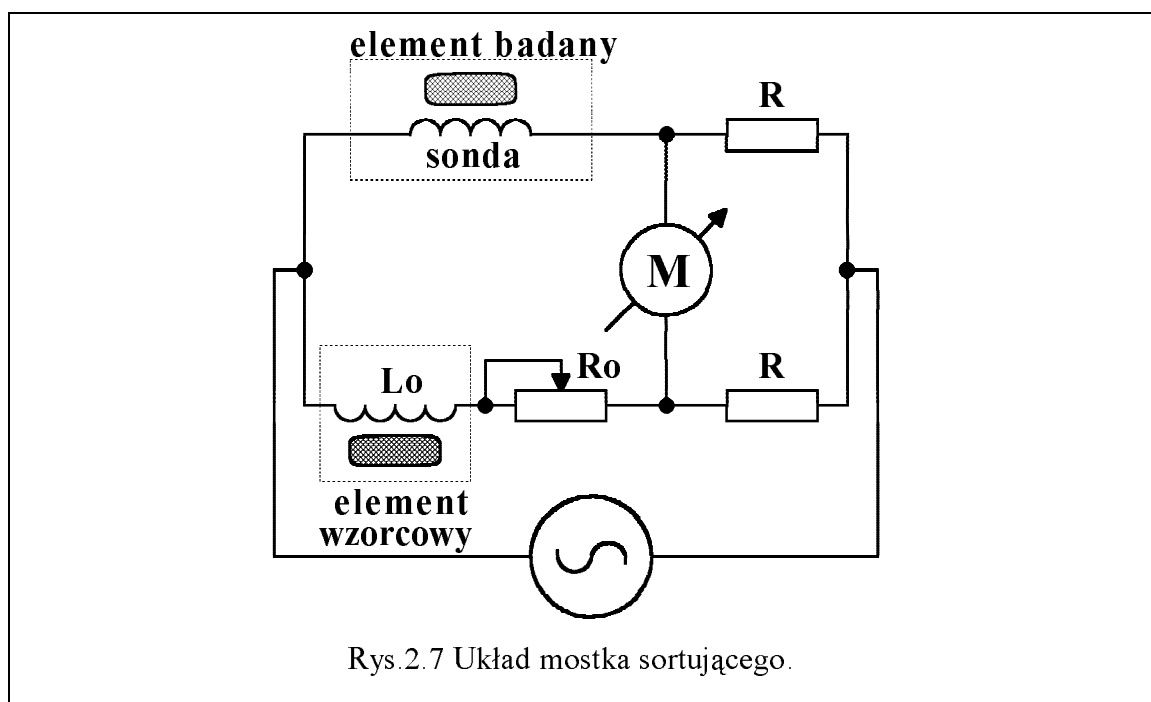
Podsumowując można stwierdzić, że konduktometryczne metody wiroprowadowe przydatne są do precyzyjnych pomiarów przemysłowych. Konduktometry zbudowane w oparciu o tę metodę mogą służyć nawet do

rozróżniania stopów metali. Jednak zastosowanie jej do bezkontaktowego rozpoznawania parametrów przedmiotów metalowych okazuje się bardzo utrudnione, głównie ze względu na błąd spowodowany uniesieniem cewki. Przeszkodą jest również to, że opisane metody służą do dokładnego pomiaru konduktywności, który jest tylko jednym z parametrów identyfikujących dany obiekt metalowy.

2.4. Wioprowadowe metody sortowania materiałów

2.4.1. Mostek sortujący

Wioprowadowe urządzenia sortujące przeznaczone głównie są do porównywania seryjnie produkowanych przedmiotów metalowych o mało skomplikowanym kształcie z podobnym elementem wzorcowym. Porównanie obiektów polega na stwierdzeniu istnienia wad przypowierzchniowych, zmian struktury i związanej z nią twardości powierzchni wyrobu lub rzadziej, celem kontroli tolerancji wymiarów. Układem pomiarowym jest tutaj zmodyfikowany mostek Maxwella tworzący tzw. mostek sortujący. Przykład takiego układu przedstawia rys.2.7. Informacją o różnicy pomiędzy elementem wzorcowym a badanym jest pojawienie się napięcia na przekątnej mostka [12][20].

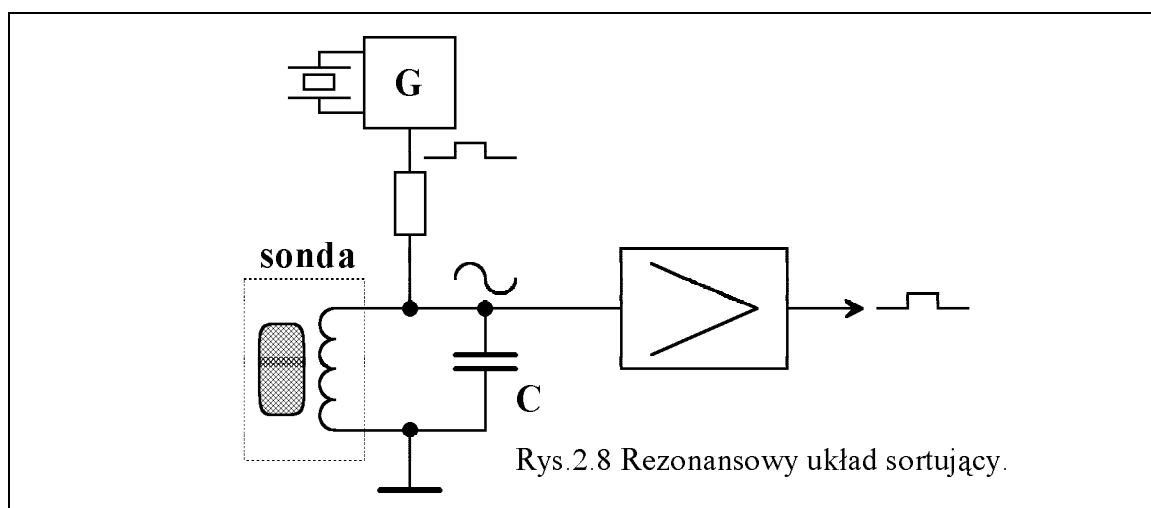


Rys.2.7 Układ mostka sortującego.

Detektory oparte na tej strukturze obecnie są rzadko stosowane ze względu na kłopotliwy sposób strojenia oraz konieczność stosowania cewek kompensacyjnych oraz wysoko stabilnego generatora. Przytoczone wady wykluczają omawiany układ z zastosowania go do uniwersalnej identyfikacji parametrów elementów metalowych. Trudnym, a niekiedy nawet niemożliwym do zrealizowania byłby tu wymóg istnienia elementu wzorcowego.

2.4.2. Sortujący układ rezonansowy

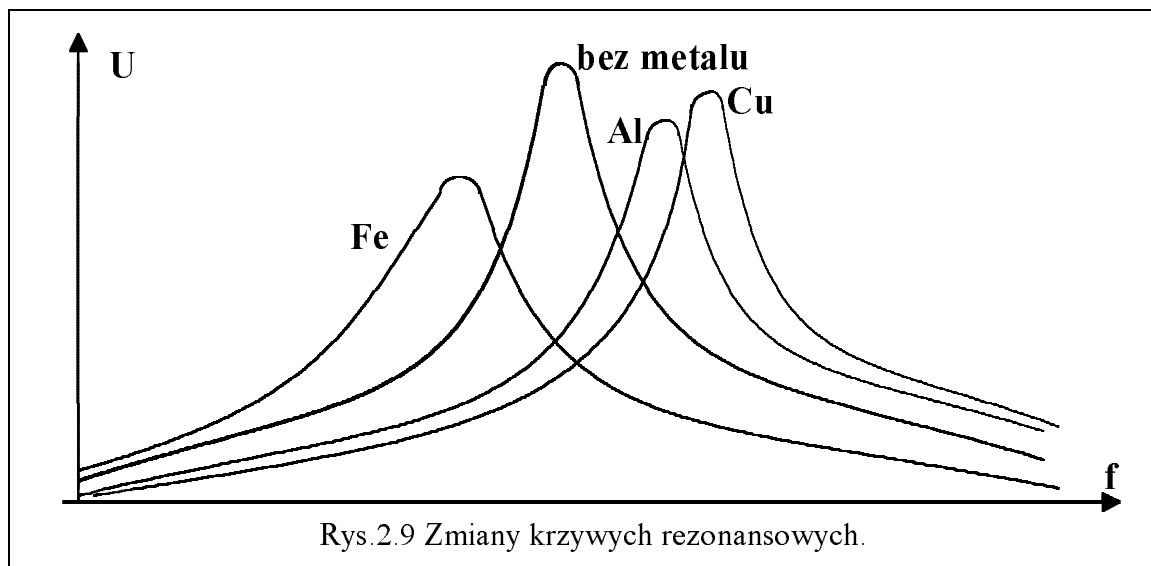
Innym rozwiązaniem jest urządzenie, w którym sonda wraz z kondensatorem strojącym stanowi równoległy obwód rezonansowy. Schemat blokowy sortującego układu rezonansowego zamieszczony jest na rys.2.8. Częstotliwość zasilająca oraz wartości elementów są tak dobrane by układ pracował na opadającym zboczku krzywej rezonansowej. Stromość uzyskanych charakterystyk zależy od dobroci układu rezonansowego (głównie od cewki), a częstotliwość rezonansowa od parametrów elementów obwodu [20][22].



Zmiany wyglądu krzywej rezonansowej pod wpływem zbliżania przedmiotów wykonanych z żelaza, aluminium i miedzi przedstawiono na rys.2.9. Ponieważ konduktywność żelaza i aluminium są zbliżone to dobroci ich krzywych są również zbliżone. Żelazo jako ferromagnetyk powoduje również wzrost przenikalności ośrodka, a tym również wzrost indukcyjności cewki, co objawia się zmniejszeniem częstotliwości rezonansowej (dzieje się tak pod warunkiem, że przedmiot żelazny ma małą powierzchnię). W przypadku miedzi

czy aluminium indukcyjność zawsze będzie malała co spowoduje wzrost częstotliwości rezonansowej.

Zaletą tego urządzenia jest prosta jednocewkowa konstrukcja, stosunkowo wysoka czułość, możliwość selekcji pewnych rodzajów materiałów. Stosowanie tego typu układu ograniczone jest m.in. z powodu kłopotliwego strojenia [20].



2.5. Detektory metali

Elektromagnetyczne metody wykrywania metali ogólnie mówiąc polegają na obserwacji zmian pola elektromagnetycznego wywołanych obecnością (będących w zasięgu pola) elementów przewodzących (np.: metal, grafit, woda morska) lub posiadających własności magnetyczne (np. rudy żelaza lub dowolny ferromagnetyk) [20]. Ze względu na sposób w jaki wykrywane są zmiany pola elektromagnetycznego wykrywacze można podzielić w następujący sposób:

- wykrywacze, w których analizowane są zmiany parametrów sondy szukającej jak np.: wykrywacze generacyjne czy impulsowe;
- wykrywacze, w których wykrywane są zmiany rozkładu pola elektromagnetycznego wytwarzanego przez cewkę nadawczą np. detektor typu nadajnik - odbiornik z układem cewek niesprzężonych;

- wykrywacze zaburzenia pola magnetycznego Ziemi wywołanego obecnością obiektu ferromagnetycznego.

Dalsze podrozdziały zostały poświęcone na omówienie niektórych najpopularniejszych konstrukcji wykrywaczy metali. Przegląd ten ma na celu przedstawienie zasad działania poszczególnych układów wykrywaczy, z jednoczesnym stwierdzeniem o ich przydatności do identyfikacji parametrów wykrywanych przedmiotów metalowych.

2.5.1. Wykrywacze generacyjne

W urządzeniach tych cewka stanowi element obwodu drgającego generatora LC, dzięki czemu stosunkowo łatwo można wykryć zmiany składowych impedancji cewki szukającej. Ponieważ w generatorach tych, częstotliwość generacji wyraża się w przybliżeniu wzorem (2.12):

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.12)$$

wynika z tego, że względna zmiana indukcyjności spowoduje w przybliżeniu dwukrotnie mniejszą względną zmianę częstotliwości zgodnie z zależnością (2.13).

$$\delta(f) \approx -\frac{1}{2} \delta(L) \quad (2.13)$$

By wykryć najmniejsze odstrojenia, częstotliwość generatora LC porównywana jest z częstotliwością f_g generatora wzorcowego dostrojonego do generatora szukającego przy braku metalu. Porównanie to odbywa się w mieszaczu, a interesująca częstotliwość wydzielana jest w filtrze dolnoprzepustowym. Czułość takiego wykrywacza, zwanego także BFO (ang. Beat Frequency Oscillator) określa wzór (2.14).

$$\delta(f_r) = \frac{f_s}{f_s - f_g} \delta(f_s) \quad (2.14)$$

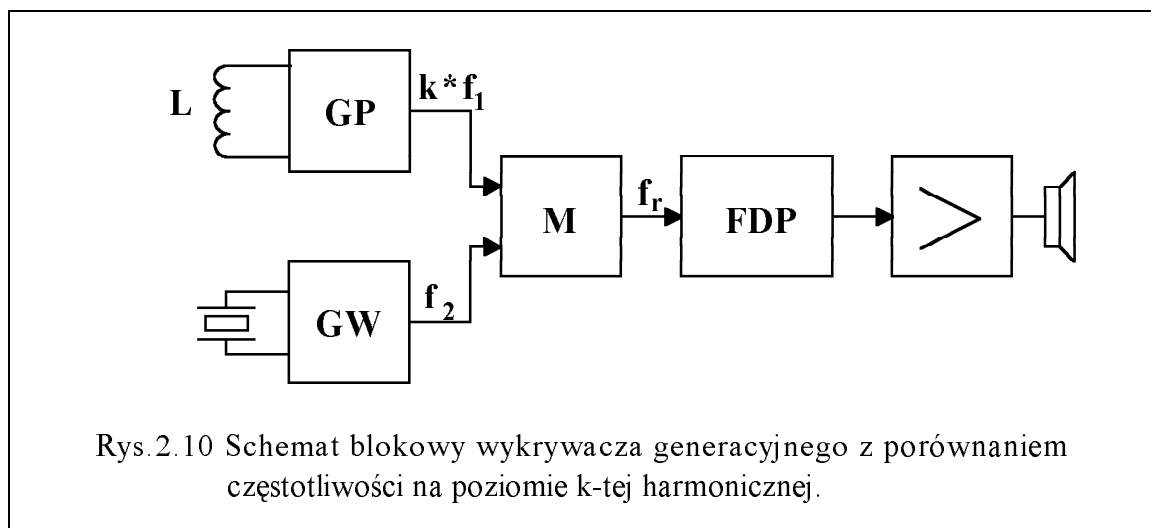
gdzie względną zmianę częstotliwości f_s generatora szukającego zgodnie ze wzorem (2.6) określono zależnością (2.15):

$$\delta(f_s) \approx \frac{k^2}{2} \quad (2.15)$$

Ze wzorów (2.13) i (2.14) wynika, że dla uzyskania maksymalnej czułości wykrywacza tego typu należy dążyć do jak najmniejszej różnicy częstotliwości wzorcowej i szukającej oraz stosować możliwie wysoką częstotliwość generatora szukającego. Pierwszy warunek jest trudny do spełnienia ze względu na ograniczone pasmo przenoszenia wzmacniacza i przetwornika akustycznego, lub z powodu właściwości ucha ludzkiego, które wykazuje swe maksimum czułości w granicach 300 do 400 [Hz]. Natomiast barierą dowolnego zwiększania częstotliwości szukającej jest efekt tłumienia fali elektromagnetycznej w ośrodku o własnościach przewodzących jakim jest np. wilgotna gleba.

Dla poprawy czułości wykrywacza opartego na takiej zasadzie działania stosuje się generator z cewką pomiarową generujący składową podstawową oraz harmoniczne. Wykrywania zmiany częstotliwości dokonuje się wtedy dla k -tej harmonicznej. Strukturę takiego układu przedstawia rys.2.10. Jeżeli w polu cewki L generatora pomiarowego GP nie ma metalu, to częstotliwość różnicowa z mieszacza M jest otrzymywana zgodnie z zależnością (2.16).

$$f_{r1} = k \times f_1 - f_2 \quad (2.16)$$



Pojawienie się metalowego elementu w polu cewki powoduje zmianę częstotliwości podstawowej o Δf . Częstotliwość k-tej harmonicznej wyniesie wówczas:

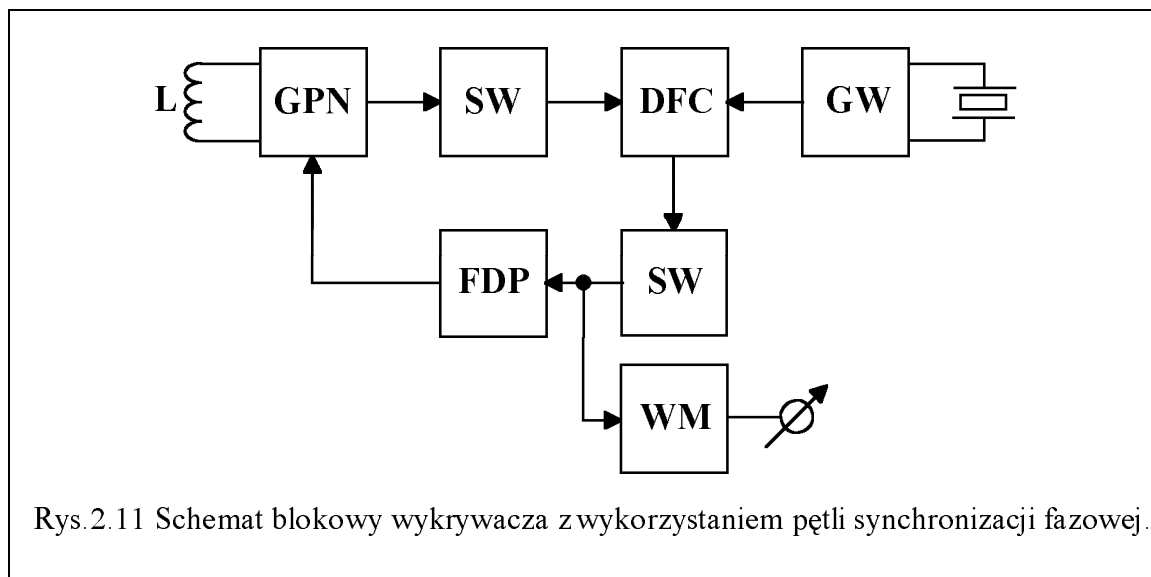
$$f_k = k (f_1 + \Delta f) \quad (2.17)$$

W tych warunkach częstotliwość różnicowa wyniesie:

$$f_{r2} = k (f_1 + \Delta f) - f_2 = k f_1 + k \Delta f - f_2 = f_{r1} + k \Delta f \quad (2.18)$$

Przedstawiony układ cechuje więc k-krotnie większe zmiany częstotliwości różnicowej w odniesieniu do układu, w którym porównania częstotliwości dokonuje się na poziomie składowej podstawowej. Teoretycznie zabieg ten umożliwia k-krotne zwiększenie czułości. Jednak niestałość częstotliwości i szumy fazowe sprawiają, że w praktyce czułość takiego wykrywacza może być kilkunastokrotnie większa od czułości klasycznych wykrywaczy typu BFO i wydaje się to granicą ich możliwości [20].

Inną strukturą przyrządu o dużej czułości jest układ, w którym zastosuje się czuły detektor fazowo-częstotliwościowy wykazujący maksymalną czułość wówczas, gdy dwa przebiegi podawane na jego wejścia mają równe częstotliwości, natomiast mają różne kąty fazowe. Porównywane są tutaj fazy generatora szukającego i wzorcowego, a nie jak w wykrywaczach BFO ich częstotliwości. Strukturę blokową przyrządu pracującego zgodnie z tą zasadą przedstawia rys.2.11 [12].



Generator z cewką pomiarową jest tutaj generatorem przestrajającym napięciem **GPN**, współpracującym z pętlą synchronizacji fazowej. Dopóki w polu oddziaływania cewki pomiarowej nie ma żadnego metalu, generator pomiarowy dostrojony jest do częstotliwości równej częstotliwości generatora wzorcowego **GW**. Sygnały wyjściowe obydwu generatorów podawane są na wejścia detektora fazowo-częstotliwościowego **DFC** (blok **SW** oznacza separator wtórnikowy).

Znak składowej stałej napięcia wyjściowego z układu detektora zależy od względnej różnicy częstotliwości generatorów (jeżeli odstrojenie generatora pomiarowego spowodowane pojawieniem się metalu w polu cewki pomiarowej jest duże) lub od względnej różnicy faz przebiegów obu generatorów (jeżeli odstrojenie jest bardzo małe). Pojawienie się metalu w pobliżu cewki pomiarowej wywołuje zmianę częstotliwości generatora pomiarowego prowadzącą do tego, że detektor fazowo-częstotliwościowy zazwyczaj wyprowadzony jest poza zakres swej największej czułości. Aby zapewnić detektorowi możliwość pracy w obszarze swej największej czułości, wykorzystano jego napięcie wyjściowe, poprzez filtr dolnoprzepustowy **FDP**, do napięciowego przestrajania generatora pomiarowego. Utworzona w ten sposób pętla synchronizacji fazowej utrzymuje częstotliwość generatora pomiarowego w pobliżu częstotliwości, jaką ma kwarcowy generator wzorcowy. Napięcie wyjściowe detektora zawierające informację o pojawieniu się przedmiotu metalowego w polu oddziaływania sondy pomiarowej, mierzone jest woltomierzem napięcia stałego **WM**. Jest to zaleta tego układu, gdyż możliwe jest łatwe wzmacnianie takiego sygnału.

Struktura konstrukcji detektorów generacyjnych jest jedną z najpopularniejszych struktur wykrywaczy metali znajdujących się w użyciu. Ograniczenie czułości takiego przyrządu wynika z ograniczonego zasięgu pola wytwarzanego przez cewkę. W celu zwiększenia czułości układu o takiej strukturze należy zastosować cewkę pomiarową w obwodzie generatora mocy, co powoduje konieczność ekranowania poszczególnych podukładów i zwiększenie poboru mocy.

Zdolności do identyfikowania parametrów przedmiotów metalowych tych wykrywaczy są bardzo ograniczone. Istnieje tu tylko możliwość rozróżniania metali ferromagnetycznych od nieferromagnetycznych (zmniejszanie lub zwiększanie częstotliwości pomiarowej), która w ogólnych zastosowaniach tego typu detektorach i tak nie zawsze jest wykorzystywana. Brak tutaj zdolności rozróżniania metali kolorowych, gdyż powodują one taką samą odpowiedź układu detekcyjnego tzn. zwiększenie częstotliwości generatora pomiarowego. Błędnie również mogą zostać rozpoznawane przedmioty wykonane z żelaza, ponieważ wyindukowane prądy wirowe w metalowym elemencie o dużych gabarytach nierzadko powodują zmniejszenie indukcyjności, a co za tym idzie także zwiększenie częstotliwości. Powyższe rozważania dowodzą, że wykrywacz generacyjny potrafi wykryć obecność metalu, niestety bez dokładniejszej identyfikacji jego parametrów.

2.5.2. Wykrywacze impulsowe

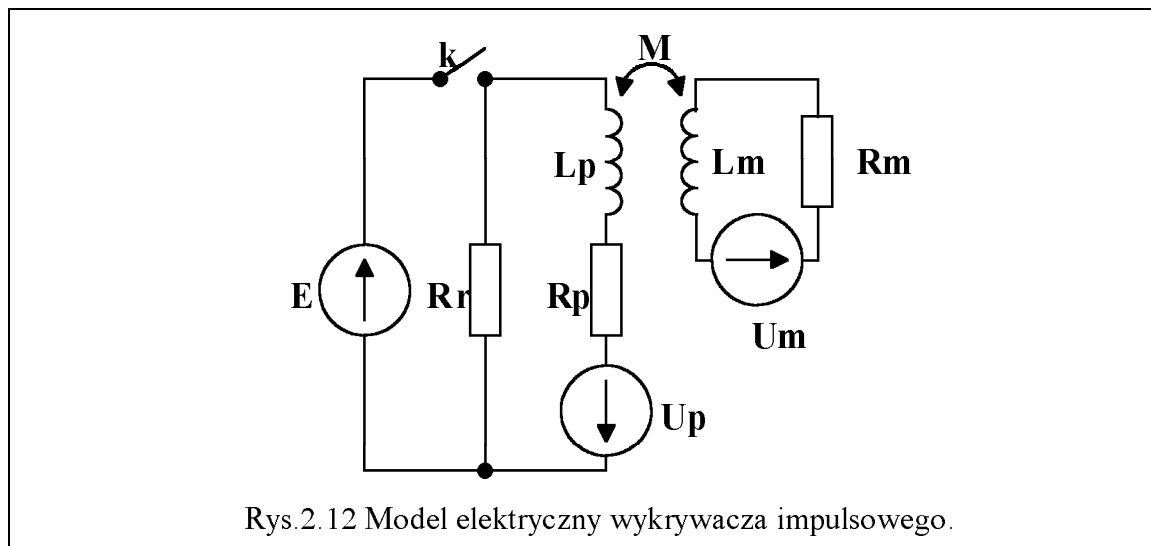
W wykrywaczach impulsowych, w literaturze anglojęzycznej zwanych PI detectors (ang. Pulse Induction) [7][13], przez cewkę nie płynie prąd sinusoidalnie zmienny jak w wyżej opisanych urządzeniach, lecz pobudzana jest ona silnymi impulsami prądowymi o amplitudzie sięgającej kilku amperów. Stosowane częstotliwości pobudzania sondy zwykle nie przekraczają 500 [Hz]. Prądy wirowe indukowane w metalu powodują powstanie wtórnego pola magnetycznego, które jest wykrywane przez specjalny czujnik lub częściej przez samą cewkę nadawczą. Uproszczony model elektryczny takiego wykrywacza przedstawia rys.2.12 [20]. Źródła napięciowe oznaczone na schemacie przez symbole **U_p** i **U_m** określają napięcia początkowe w chwili tuż po otwarciu klucza. Wartości tych napięć wyrażają zależności (2.19) i (2.20):

$$U_p = \frac{E}{R_p} L_p \quad (2.19)$$

$$U_m = \frac{E}{R_p} M \quad (2.20)$$

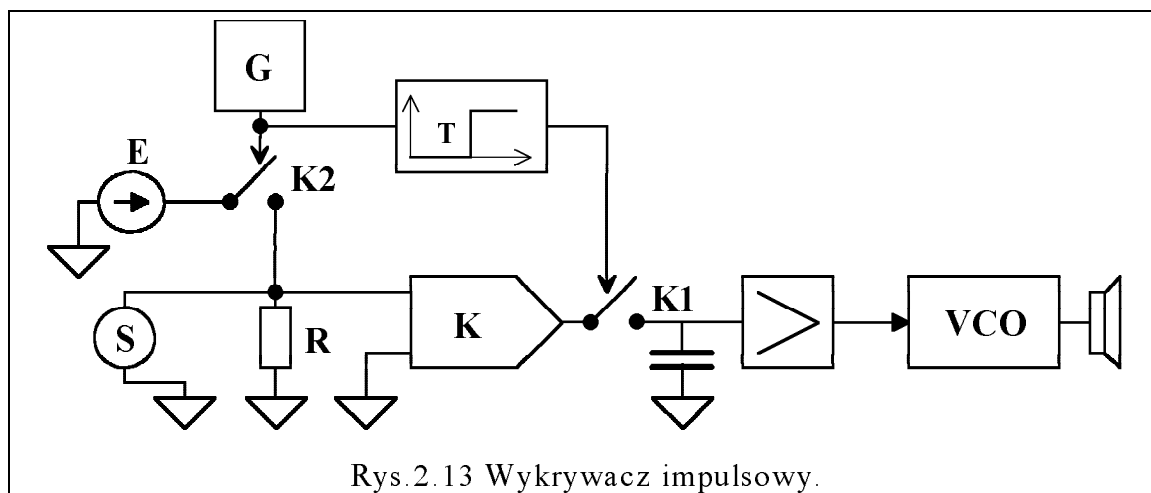
Źródło napięcia **E** jest przyłączane do sondy detektora (cewki rzeczywistej o parametrach **L_p**, **R_p**) za pomocą klucza **k**, co powoduje przepływ określonego

prądu. Po otwarciu klucza, napięcie na cewce gwałtownie rośnie po czym opada.



Rys.2.12 Model elektryczny wykrywacza impulsowego.

Typową strukturę wykrywacza impulsowego przedstawia rys.2.13. Generator G okresowo włącza klucz K_2 co powoduje przepływ prądu ze źródła E oraz przez sondę S . Po zaniku impulsu pobudzającego tzn.: wyłączeniu klucza K_2 cewka (sonda) rozładowuje się poprzez rezystor R . Układ opóźniający T uruchamia klucz K_1 po czasie T , który jest tak dobrany by, po tym czasie napięcie na cewce spadło do wielkości bliskiej zera. Generator VCO dostrojony jest w ten sposób by częstotliwość generacji była mniejsza niż 1[Hz]. Zbliżenie metalu powoduje zmianę parametrów cewki, a tym samym wydłużenie lub skrócenie czasu, przy którym komparator przechodzi do stanu 1, co wpływa na długość ładowania kondensatora C , a także na wielkość napięcia na wejściu VCO .

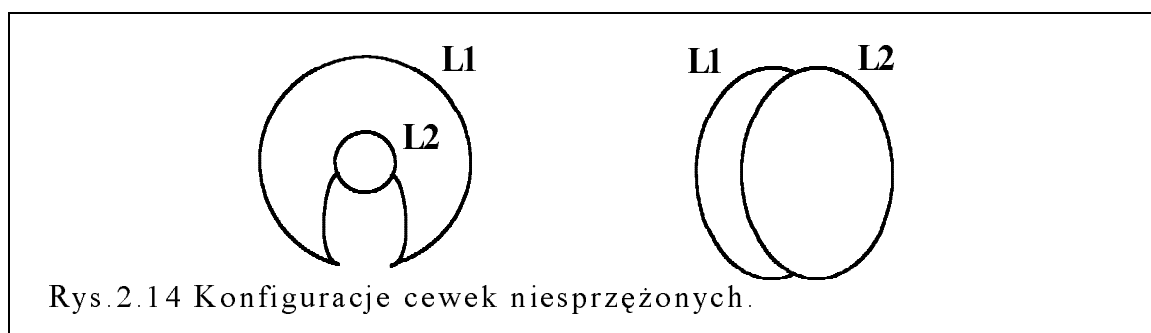


Rys.2.13 Wykrywacz impulsowy.

Wykrywacze tego typu charakteryzują się prostą, najczęściej jednocewkową konstrukcją i dużym zasięgiem penetracji. Ponadto umożliwiają poszukiwania w ośrodkach o pewnych własnościach przewodzących np. w zasolonej wodzie. Zasadniczymi wadami tych wykrywaczy są: mała czułość na niewielkie przedmioty oraz praktyczny brak możliwości identyfikacji parametrów elektrycznych poszukiwanego metalu.

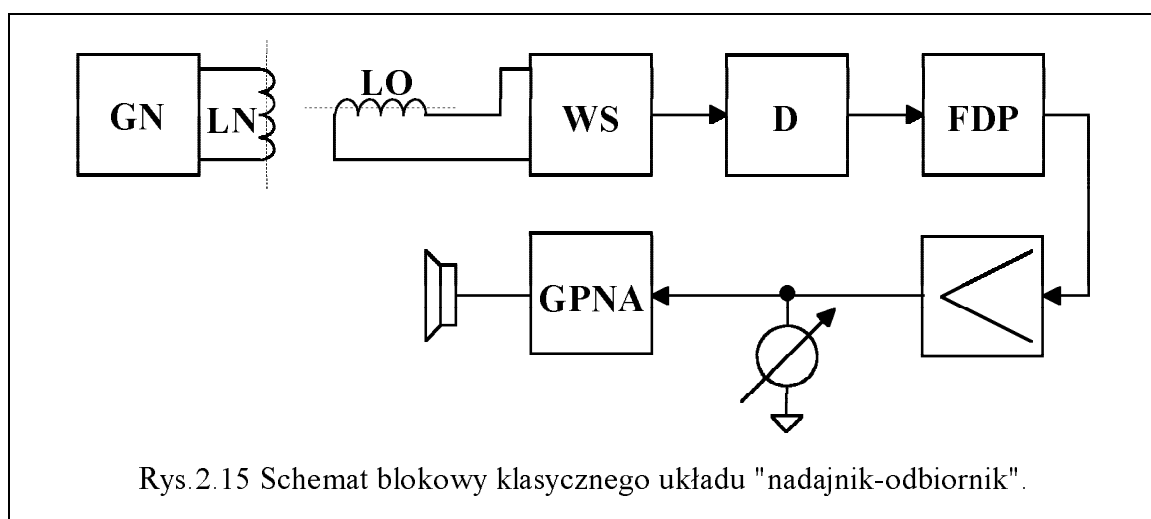
2.5.4. Detektory typu nadajnik-odbiornik

Sonda szukająca takich przyrządów składa się najczęściej z dwóch cewek indukcyjnych, usytuowanych wzajemnie w ten sposób, że przy braku zewnętrznego zaburzenia, pole magnetyczne wytwarzane przez jedną z nich nie powoduje indukowania napięcia w cewce drugiej. Przykładowy sposób wzajemnego rozmieszczenia takich cewek obrazuje rys.2.14. Zastosowanie metody zerowej w tego typu wykrywaczach zapewnia ich wysoką czułość oraz ułatwia projektowanie i konstruowanie układu elektronicznego odbiornika [13].



Układ typu nadajnik-odbiornik wykorzystuje zjawisko polegające na tym, że zmienne pole elektromagnetyczne emitowane przez cewkę nadajnika wzbudza prądy wirowe w przedmiocie metalowym, znajdującym się w polu działania tej cewki, a prądy wytwarzają własne pole zniekształcające pole pierwotne cewki. W klasycznych rozwiązaniach kierunkowe cewki ramowe lub ferrytowe nadajnika i odbiornika są ustawione swymi płaszczyznami prostopadle do siebie i w pewnej odległości tak, aby przy braku metalu w polu oddziaływania cewek, cewka odbiorcza nie odbierała sygnału nadajnika.

Zniekształcenie pola cewki nadawczej, wywołane przez prądy wirowe wzbudzone w poszukiwanym przedmiocie metalowym, powoduje pojawienie się sygnału w cewce odbiorczej. Dalej zgodnie z blokową strukturą wykrywacza przedstawioną na rys.2.15 [12], sygnał ten wzmocniony we wzmacniaczu selektywnym **WS**, poddany detekcji i filtracji (detektor - **D**, filtr dolnoprzepustowy - **FDP**) oraz ponownie wzmocniony we wzmacniaczu prądu stałego. Następnie sygnał może być zmierzony woltomierzem napięcia stałego lub też wykorzystywany do zmiany częstotliwości generatora akustycznego przestrajanego napięciem **GPNA**, jeżeli wymagana jest akustyczna sygnalizacja pojawienia się przedmiotu metalowego w polu oddziaływania cewki nadawczej i odbiorczej.



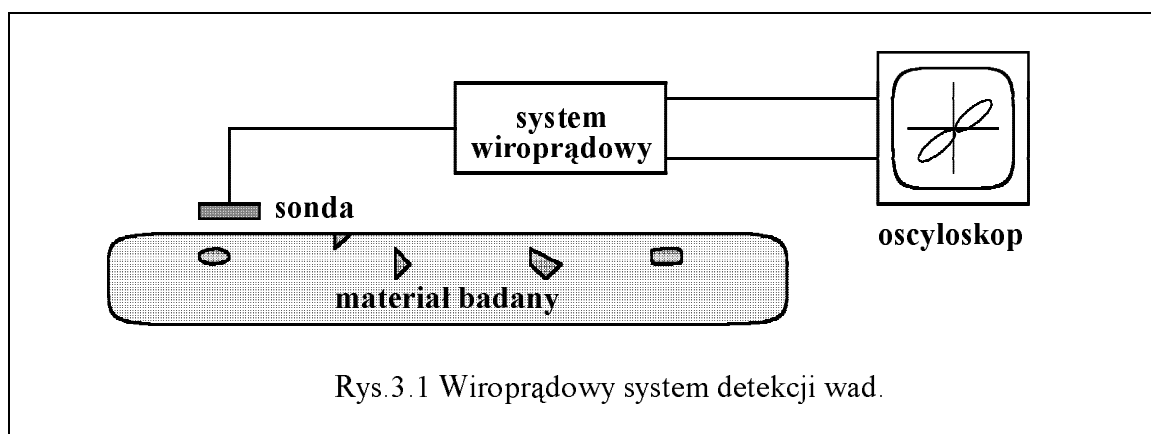
Czułość tego układu ograniczana jest przez sposób rozmieszczenia cewek nadawczej i odbiorczej względem siebie oraz odległość w jakiej się znajdują. Ponadto cewki powinny być umieszczone w ekranie elektrostatycznym, żeby przypadkowe dotknięcie cewki do ziemi nie uruchamiało sygnalizacji.

Schemat blokowy innego typowego rozwiązania konstrukcji wykrywacza typu "nadajnik - odbiornik" przedstawiono na rys.2.16 [20]. W omawianym urządzeniu generator napięcia sinusoidalnego **GN** zasila cewkę nadawczą **LN**. Gdy w jej zasięgu znajduje się obiekt metalowy, pojawia się napięcie na zaciskach cewki odbiorczej **LO**, którego faza zależy zarówno od własności elektrycznych metalu jak i własności ośrodka. Przesuwnik fazy **PF** sterujący detektorem synchronicznym **DF** umożliwia wybór zakresu przesunięć fazowych

bezstykowe identyfikowanie parametrów wykrywanych przedmiotów jest praktycznie w większości tych przyrządów bardzo utrudnione. Wyróżniają się tu urządzenia przeznaczone do sortowania wyrobów metalowych czyli mostki sortujące oraz urządzenia zawierające układ rezonansowy, gdyż pozwalają na rozróżnianie niektórych typów materiałów, lecz stosowanie tych układów ogranicza istnienie elementu wzorcowego oraz trudności w dostrojeniu przyrządu. Układy konduktometrów eliminuje z tego zastosowania trudność w zlikwidowaniu wpływu uniesienia sondy na wynik pomiaru. Większość detektorów zasadniczo pozwala jedynie na stwierdzenie obecności metalu. Jedyną konstrukcją wykrywacza metali pozwalającą (po pewnych modyfikacjach struktury) na rozpoznawanie przedmiotów metalowych jest detektor typu "nadajnik - odbiornik". Układ ten zawiera dwucewkową sondę szukającą, a jego struktura zbliżona jest do układów współczesnych defektoskopów wiropędowych, zawierających sondy różnicowe. Ze względu na te podobieństwa pojawiła się idea implementacji rozwiązań stosowanych w wiropędowych metodach rozpoznawania wad materiałowych, dla potrzeb identyfikowania metali [21]. W najnowszych defektoskopach wiropędowych informacja o wykrytej wadzie przedmiotu przedstawiona jest jako trajektoria, np. na ekranie monitora. Analogicznie pełna informacja o badanym przedmiocie może być przedstawiona w postaci trajektorii wiropędowej, która pozwoli na ilustrację jego parametrów na podstawie nachylenia listka trajektorii, jego kształtu oraz rozmiarów.

3. Metoda trajektorii wiropądowych

Przedstawiona w niniejszym rozdziale metoda trajektorii wiropądowych jest obecnie powszechnie stosowana w defektoskopii wiropądowej. Z tego powodu dla dokładnego przedstawienia idei metody dalszy ciąg omawiania niniejszego tematu będzie odnosił się do tej dziedziny zastosowań prądów wirowych [11][12]. Poglądowy schemat wiropądowego systemu detekcji wad zamieszczono na rys.3.1.



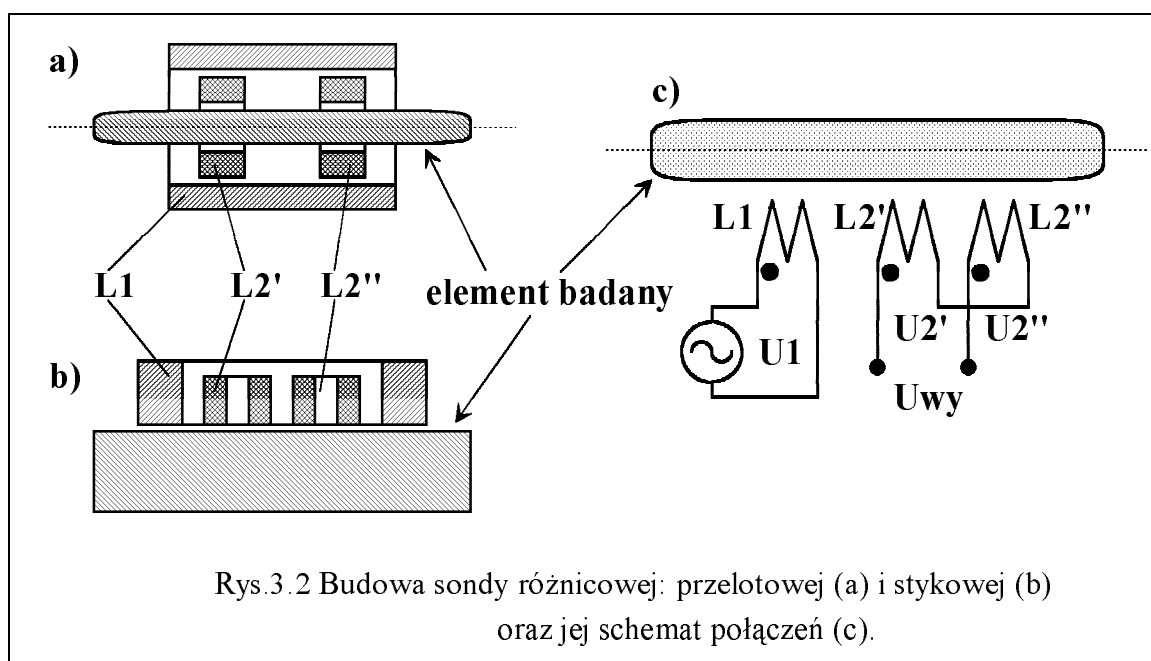
Najpopularniejszymi metodami analizy sygnału będącego odpowiedzią sondy na wykrytą wadę jest analiza fazoczuła jednowymiarowa lub dwuwymiarowa. W pierwszej z nich otrzymane napięcie z cewki pomiarowej przetwornika jest poddawane detekcji w prostowniku fazoczułym, eliminującym składową napięcia pomiarowego przesuniętą o 90° w stosunku do zadanej fazy na prostowniku. Umożliwia to częściowe wytłumienie niepożądanych sygnałów. Kolejny etap obróbki sygnału wiropądowego następuje w filtrze pasmowoprzepustowym, który tłumi wszystkie sygnały o częstotliwości różnej od podstawowej, charakterystycznej dla wykrywanych wad (np. sygnały spowodowane zmianą odległości przetwornika od powierzchni testowanego elementu). Ten typ przetwarzania sygnału wiropądowego zwany jest też nieparametryczną analizą jednowymiarową. Metoda powyższa okazuje się w wielu wypadkach niezadowalająca, gdyż nie umożliwia wykrycia wszystkich szkodliwych wad spotykanych w materiałach. Znaczna część informacji jest tracona w trakcie przetwarzania sygnału.

Kolejny dwuwymiarowy rodzaj analizy fazoczułej jest bardziej zaawansowaną metodą przetwarzania sygnałów wiropędowych pochodzących z dwóch detektorów fazoczułych. Dalsze udoskonalenie wymienionej poprzednio metody uzyskuje się przez wprowadzenie nowego czynnika w postaci modulowania sygnału różnicowego przez przemieszczanie sondy względem badanego elementu. Przyjmując stałą prędkość przemieszczania sondy, zmiana kształtu różnicowego napięcia wyjściowego, staje się funkcją położenia, wymiarów geometrycznych, kształtu, jednorodności i innych cech wady lub ogólniej nieciągłości. Zmiana napięcia wyjściowego w funkcji położenia sondy ma charakter odkształconego przebiegu okresowego. Graficznym przedstawieniem złożenia tych dwóch funkcji jest wiropędowa trajektoria Lissajous na zespolonej płaszczyźnie impedancji. Krzywe te są obserwowane na ekranie oscyloskopu lub na ekranie monitora systemu komputerowego.

Taka metoda przetwarzania sygnałów wiropędowych może być z powodzeniem użyta w wielu przypadkach zamiast stosowania dodatkowych częstotliwości testujących (kosztowne wieloczęstotliwościowe systemy wiropędowe), chociaż należy tu zaznaczyć, że nie można wydzielić więcej niż dwa parametry z sygnału wiropędowego stosując tylko jedną częstotliwość pobudzającą. Jednak stosowanie wielokanałowych układów konstruowanych w zależności od ich konkretnych zastosowań nie sprzyja powszechnemu stosowaniu metod wieloczęstotliwościowych. Praktyczne doświadczenia wykazały, że odpowiedzi (trajektorie wiropędowe) na różne wady mogą się znacznie różnić nawet jeśli ich kąt fazowy jest identyczny i dzięki tej metodzie mogą być rozpoznane. Ważnym podzespołem defektoskopu wykorzystującego tę metodę jest sonda różnicowa, której sygnał wyjściowy jest źródłem powstania trajektorii wiropędowej.

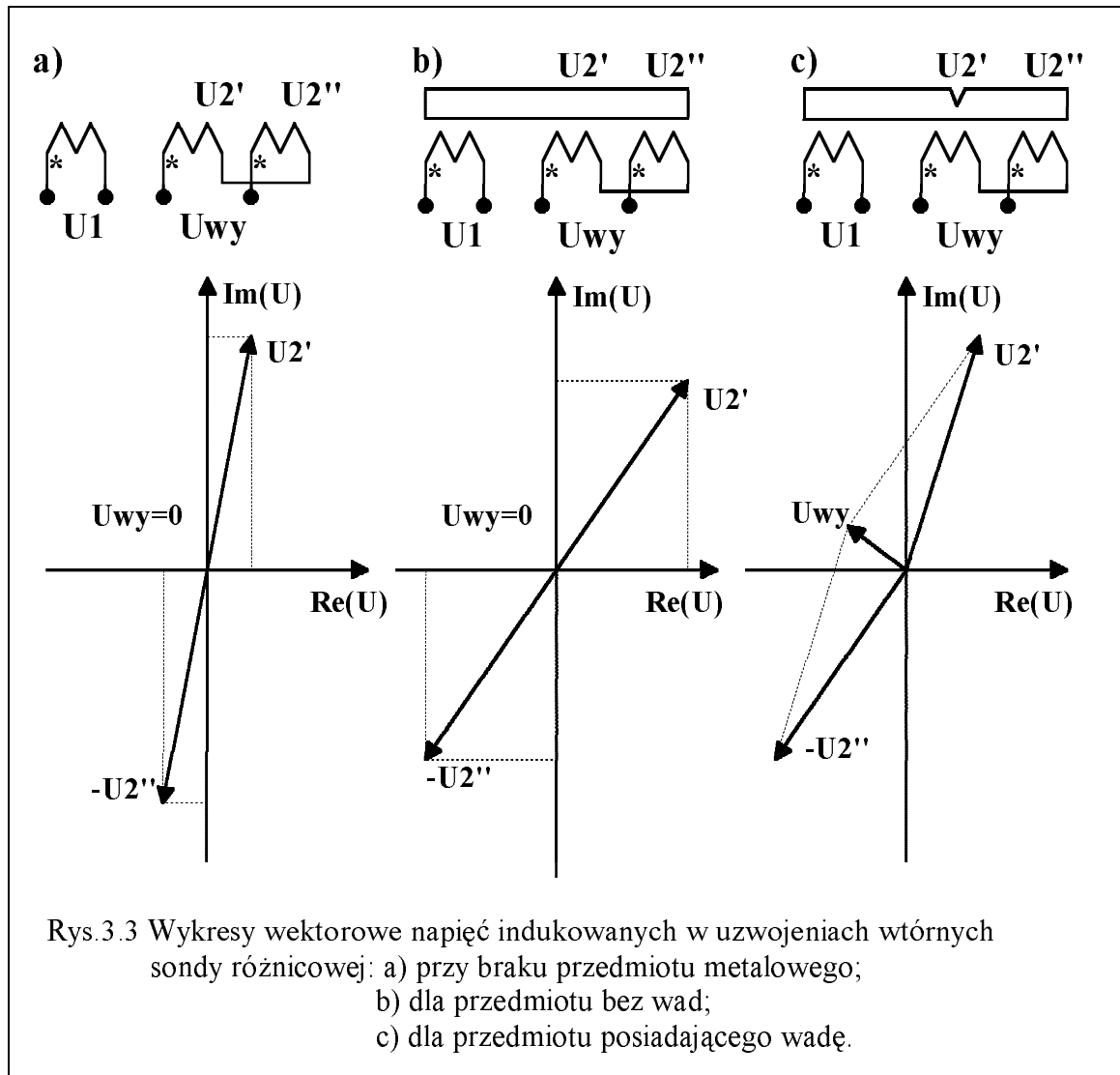
3.1. Otrzymywanie trajektorii wiroprowadowej za pomocą przetwornika różnicowego

Jak już wcześniej wspomniano zastosowana w defektoskopach wiroprowadowych sonda różnicowa znacznie ułatwia uzyskanie informacji o wykrytej wadzie w formie trajektorii wiroprowadowej. Najczęściej sonda różnicowa (np. typu transformatorowego) stanowi układ trzech odpowiednio ułożonych cewek. Jedna z nich zasilana prądem zmiennym jest cewką wzbudzącą, natomiast dwie pozostałe przesunięte względem siebie na stałą odległość i połączone różnicowo to cewki pomiarowe. Sondę taką i jej schemat połączeń przedstawia rys.3.2.



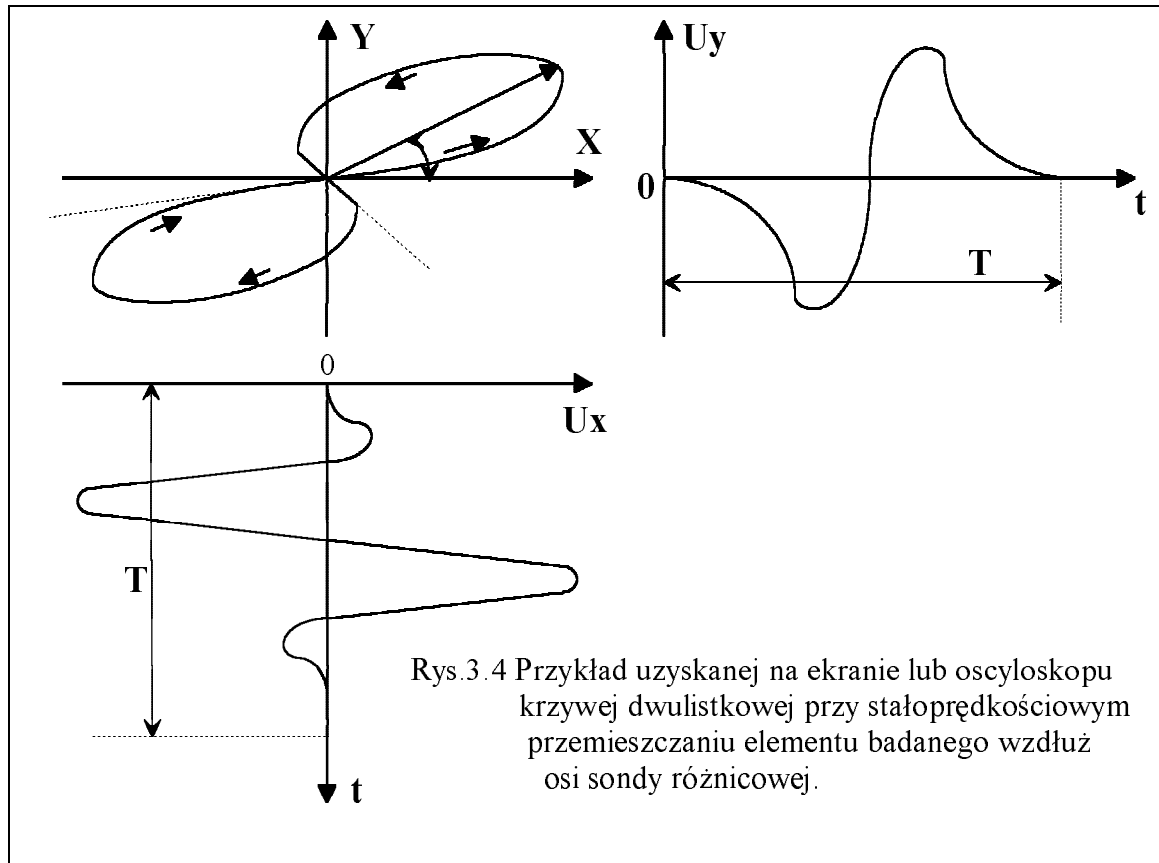
Jeżeli sonda (przelotowa) jest pusta lub jest wypełniona materiałem przewodzącym o jednolitej strukturze i bez wad, to napięcia wzbudzone w obu cewkach pomiarowych są sobie równe co do bezwzględnej wartości, lecz przesunięte względem siebie o 180° i w rezultacie wyjściowy sygnał różnicowy jest równy zero. Sytuacje taką obrazują rys.3.3a i 3.3b. Zmiana sygnału wyjściowego nastąpi gdy do sondy zostanie wprowadzony element zawierający wadę np. pęknięcie. Należy przy tym założyć, że wada znajduje się w obszarze działania tylko jednej cewki pomiarowej np. pierwszej, podczas gdy w drugiej cewce będzie znajdował się ten sam materiał pozbawiony nieciągłości. W takim

przypadku gęstość i rozkład prądów wirowych w obu odcinkach badanego materiału będą różne. Różnić się będą pod względem amplitudy i fazy napięcia indukowane w obu cewkach pomiarowych. Wyjściowy sygnał różnicowy będzie wtedy różny od zera (rys.3.3c), co pozwala wnioskować o istnieniu nieciągłości (wady).



Jeżeli zostanie uwzględnione stałoprędkościowe przemieszczanie się przetwornika w stosunku do badanego przedmiotu to w efekcie takiego działania powstanie tzw. trajektoria zmian sygnału przetwornika wiroprowadowego. Dla sondy różnicowej jest to zamknięta pętla dwulistkowa przypominająca odkształconą lemniskatę. Przykładowy kształt takiej krzywej ilustruje rys.3.4.

Problemem, który pojawia się przy automatycznej klasyfikacji wad jest sposób opisu trajektorii wiropędowych, zawierający minimalną liczbę istotnych parametrów zwanych cechami. Zagadnienie to nabiera szczególnego znaczenia zwłaszcza wtedy, kiedy klasyfikacja wad musi odbywać się w czasie rzeczywistym (zastosowania przemysłowe). W celu rozwiązania tego problemu zaproponowano rozkład sygnału wiropędowego na szereg Fouriera i dalszą analizę jego współczynników.



3.2. Analiza cyfrowa trajektorii wiropędowej

Zsynchronizowanie szybkości przesuwu przetwornika nad badaną powierzchnią z układem przetwarzania sygnałów wiropędowych, zapewnia bezpośrednią zależność pomiędzy pozycją przetwornika a czasem rzeczywistym. Używając do detekcji napięcia otrzymanego z cewki pomiarowej przetwornika dwóch prostowników fazoczulych, których fazy przesunięte są o 90° , otrzymujemy na ich wyjściach dwie funkcje czasu rzeczywistego. Jedna z nich opisuje zmiany składowej rzeczywistej, druga - składowej urojonej wektora

impedancji cewki pomiarowej przetwornika. Funkcje te są składnikami wiropędowych trajektorii Lissajous, natomiast każdą taką zamkniętą krzywą można zdefiniować przez zespoloną okresową funkcję czasu rzeczywistego o okresie T (o postaci wyrażonej zależnością 3.1):

$$x(t) = p(t) + jq(t) \quad (3.1)$$

$$j = \sqrt{-1} \quad , \quad 0 < t < T$$

Składową rzeczywistą (funkcja - $p(t)$) i składową urojoną wektora impedancji (funkcja - $q(t)$) można rozwinąć w szereg Fouriera zgodnie ze wzorem (3.2):

$$u_t = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp[j2\pi n t/T] \quad (3.2)$$

gdzie c_n oznaczają współczynniki Fouriera i wynoszą:

$$c_n = 1/T \int_0^T u(t) \exp[-j2\pi n t/T] dt \quad (3.3)$$

Jeśli funkcja jest symetryczna względem początku układu współrzędnych płaszczyzny impedancji, to $c^{-n} = -c^n$ i $c^0 = 0$. Zakładając dodatkowo, że trajektorie wiropędowe będą wystarczająco aproksymowane przez dwa pierwsze współczynniki Fouriera, to znaczy:

$$u(t) = 2j \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t) \quad (3.4)$$

gdzie: $\omega = 2\pi/T$. Przyjmując, że:

$$c_1 = r_1 \exp[j(\phi - \pi/2)] \quad (3.5)$$

$$c_2 = r_2 \exp[j(\phi - \pi/2 + \psi)] \quad (3.6)$$

otrzymujemy wtedy:

$$x(t) = 2 \exp(j\phi) [r_1 \sin(\omega t) + r_2 \exp(j\psi) \sin(2\omega t)] \quad (3.7)$$

Równanie (3.7) opisuje rodzinę krzywych typu lemniskaty z parametrami zdefiniowanymi przez zespolone współczynniki Fouriera c_1 i c_2 . Zależnie od wartości kąta ϕ krzywe te mogą być obrócone względem początku układu

współrzędnych, a ich kształt zależy od wartości parametru r_2 i kąta ψ . Wykazano, że długość listka (amplituda) wynosi [7]:

$$\begin{aligned} u_L &= \sqrt{2} r_1 + 2r_2 \cos \psi & \text{dla } r_2/r_1 < 0,5 \\ u_L &= 2r_1 & \text{dla } r_2/r_1 > 0,5 \end{aligned} \quad (3.8)$$

powierzchnia płatka wynosi natomiast:

$$A = 16 / 3r_1r_2 \sin \psi \quad (3.9)$$

Powyższe równania określają zależności pomiędzy współczynnikami Fouriera a najistotniejszymi (z punktu widzenia identyfikacji) cechami trajektorii wiropądowych, będących odpowiedziami różnicowego przetwornika wiropądowego na różne wady materiałowe lub inne cechy elementu metalowego. Można zauważyć, że opisane przez nie krzywe stają się liniami prostymi jeśli oba zespolone współczynniki c_1 i c_2 mają tę samą wartość, tzn. wtedy, gdy $\psi = 0$. Natomiast listki krzywych będą miały maksymalną szerokość jeśli c_1 i c_2 będą prostopadłe, tzn. jeśli $\psi = \pi/2$. Dzięki tak zdefiniowanym współczynnikom Fouriera można nie tylko określić rozmiar i typ wady, ale również na ich podstawie odtworzyć można odpowiedź przetwornika (trajektorie wiropądowe) na zespolonej płaszczyźnie impedancji, używając do tego celu równania (3.7).

Sygnaly otrzymywane z prostowników fazoczułych, na podstawie których rysowane są trajektorie wiropądowe są funkcjami czasu i mogą być próbkowane w czasie z zadaną częstotliwością. W ten właśnie sposób można otrzymać w dziedzinie czasu oba współczynniki Fouriera potrzebne do dalszej obróbki. Wyznaczenie współczynników Fouriera sprowadza do wyznaczenia zespolonych współczynników dyskretnej transformaty Fouriera za pomocą powszechnie dzisiaj dostępnego algorytmu FFT. Współczynniki Fouriera można także uzyskać inaczej tzn. przyjmując w miejsce czasu długość krzywej jako argument próbkowania. Metoda ta jest typowa dla systemów rozpoznawania konturów czy znaków, gdzie podstawową cechą klasyfikacji jest kształt. Aby wyeliminować częstotliwości spoza pasma charakterystycznego dla celów wykrywania oba sygnały poddane są filtracji w filtrach analogowych umieszczonych za prostownikami fazoczułymi. Eliminuje się w ten sposób

przede wszystkim wpływ zmian odległości sondy od powierzchni badanego materiału. Filtracja zostaje tutaj sprowadzona do oszacowania wartości współczynników Fouriera, na podstawie których odtwarzana jest następnie trajektoria wiropądowa.

Z powyższych informacji wynika, że metoda trajektorii wiropądowych pozwala na wykrywanie i klasyfikację niektórych wad materiałowych. Głównym elementem systemu wiropądowego działającego w oparciu o opisaną metodę jest sonda różnicowa. Dlatego w następnym podrozdziale zostanie teoretycznie przeanalizowany model takiej sondy pod kątem oceny możliwości identyfikowania parametrów przedmiotów metalowych.

3.3. Analiza teoretyczna możliwości identyfikacyjnych sondy różnicowej

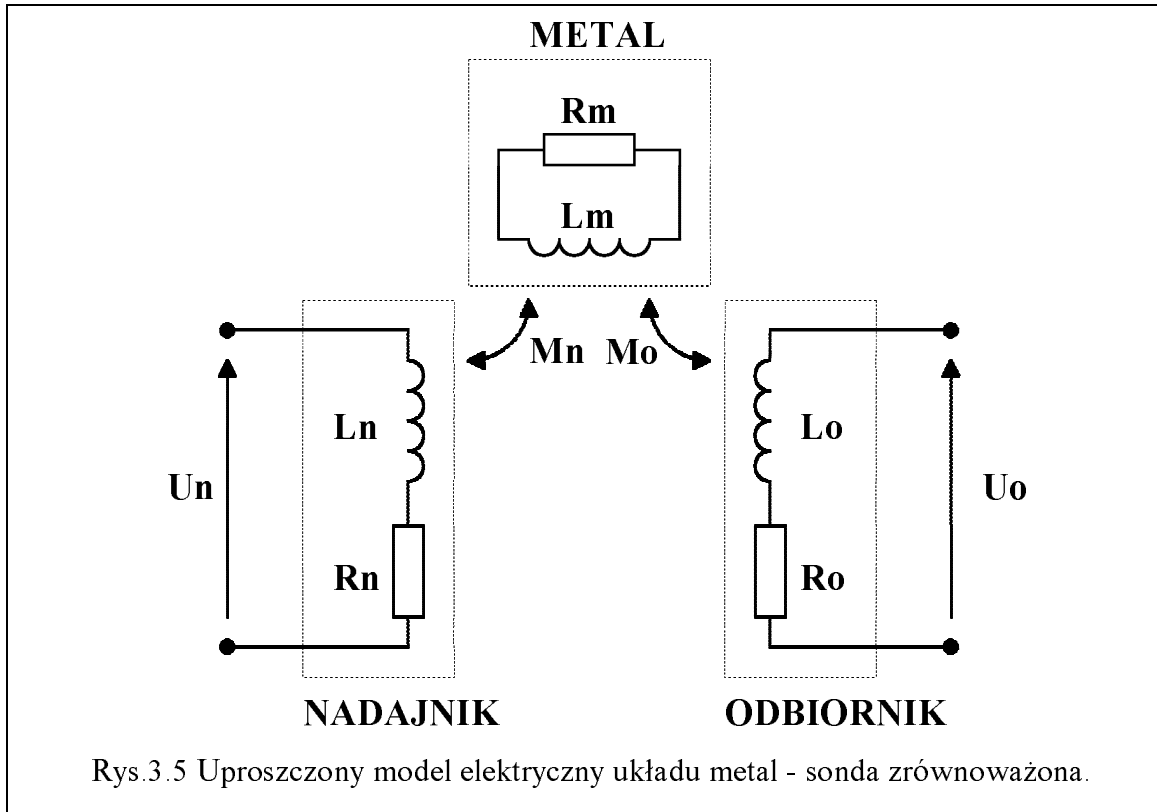
W zastosowaniach dla potrzeb rozpoznawania obiektów metalowych konstrukcję sondy różnicowej można zredukować do dwóch cewek (nadawczej i odbiorczej) usytuowanych wzajemnie tak, że przy braku zewnętrznego zaburzenia, pole wytwarzane przez cewkę nadawczą nie będzie powodować indukowania napięcia w cewce odbiorczej (np. takich jak przedstawiono na rys.2.14). Taki rodzaj sondy zwany jest zrównoważoną sondą różnicową i stosowany jest w detektorach typu nadajnik - odbiornik (patrz podrozdział 2.4.4 niniejszej pracy).

Analizę zachowania tego typu sondy umożliwi uproszczony model elektryczny przedstawiony na rys.3.5. Cewki nadawcza i odbiorcza w modelu tym nie są sprzężone bezpośrednio lecz pośrednio poprzez metal nieferromagnetyczny reprezentowany przez cewkę \mathbf{L}_m zwartą rezystancją \mathbf{R}_m . Zakładając sinusoidalne wymuszenie \mathbf{U}_n w tak zdefiniowanym modelu można ułożyć następujące równania napięć i prądów panujących w układzie - wzory (3.10,3.11,3.12):

$$U_n = I_n(R_n + j\omega L_n) - I_m j\omega M_m \quad (3.10)$$

$$0 = I_m(R_m + j\omega L_m) - I_n j\omega M_m \quad (3.11)$$

$$U_o = 0(R_o + j\omega L_o) - I_m j\omega M_o \quad (3.12)$$



Transmitancję napięciową modelu obliczoną na podstawie powyższego układu równań przedstawia wzór (3.13).

$$K_U = \frac{U_o}{U_n} = \frac{\omega^2 M_n M_m}{\omega^2 (M_n^2 - L_n L_m) + R_n R_m + j\omega(L_n R_m + L_m R_n)} \quad (3.13)$$

Przy czym dokonując odpowiednich podstawień za indukcyjności wzajemne pomiędzy metalem a cewką nadawczą czy odbiorczą: $M_{N,O} = k_{N,O} \sqrt{L_{N,O} L_M}$, oraz uwzględniając dobroć cewki nadawczej $Q_N = \frac{\omega L_N}{R_N}$ i dobroć zastępczą obiektu metalowego $Q_M = \frac{\omega L_M}{R_M}$, otrzymujemy wzór (3.14) opisujący zależność transmitancji napięciowej modelu sondy różnicowej od parametrów przedmiotu metalowego.

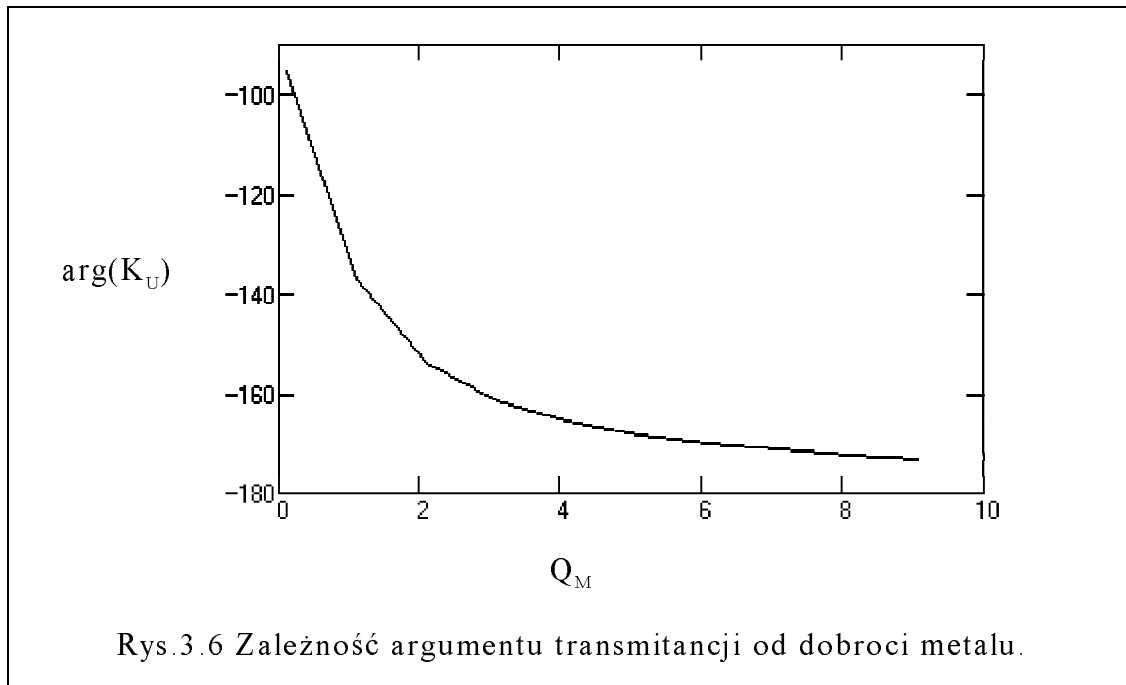
$$K_U = \frac{k_N k_O Q_N Q_M \sqrt{\frac{L_O}{L_N}}}{Q_N Q_M (k_N^2 - 1) + 1 + j(Q_N + Q_M)} \quad (3.14)$$

Tak wyrażoną transmitancję napięciową można także przedstawić w postaci modułu - wzór (3.15) i fazy - wzór (3.16) funkcji zespolonej.

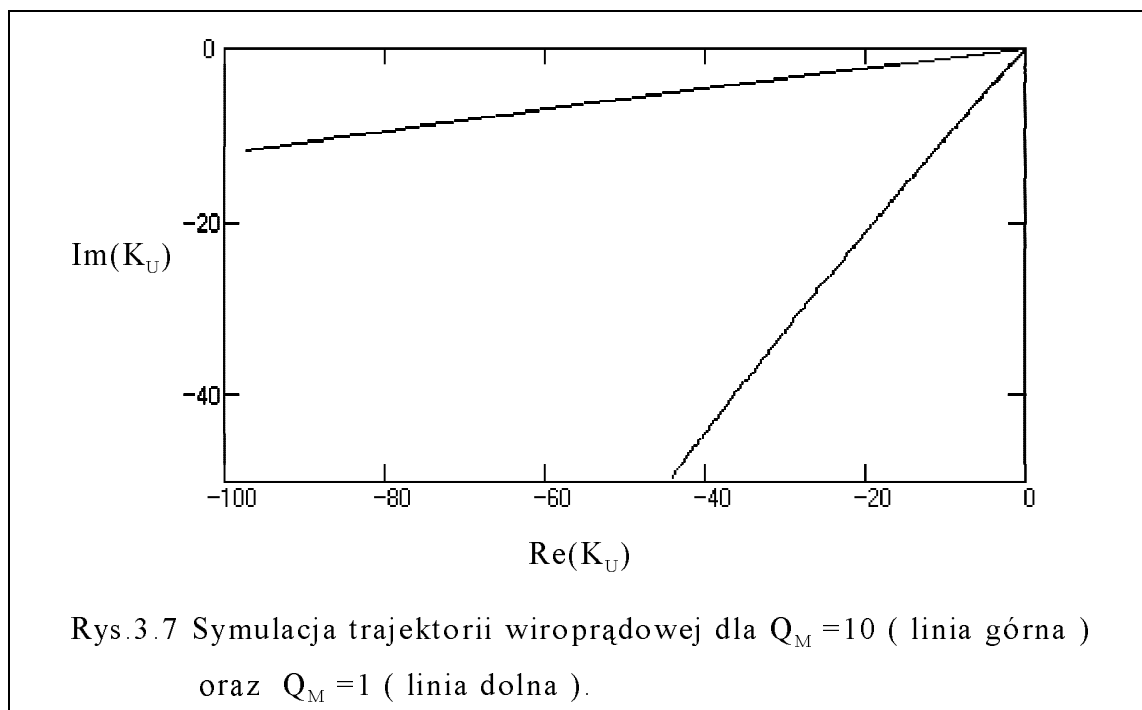
$$M = \frac{k_N k_O Q_N Q_M \sqrt{\frac{L_O}{L_N}}}{\sqrt{(Q_N Q_M (k_N^2 - 1) + 1)^2 + (Q_N + Q_M)^2}} \quad (3.15)$$

$$\varphi = -\arctg \frac{Q_N + Q_M}{Q_N Q_M (k_N^2 - 1) + 1} \quad (3.16)$$

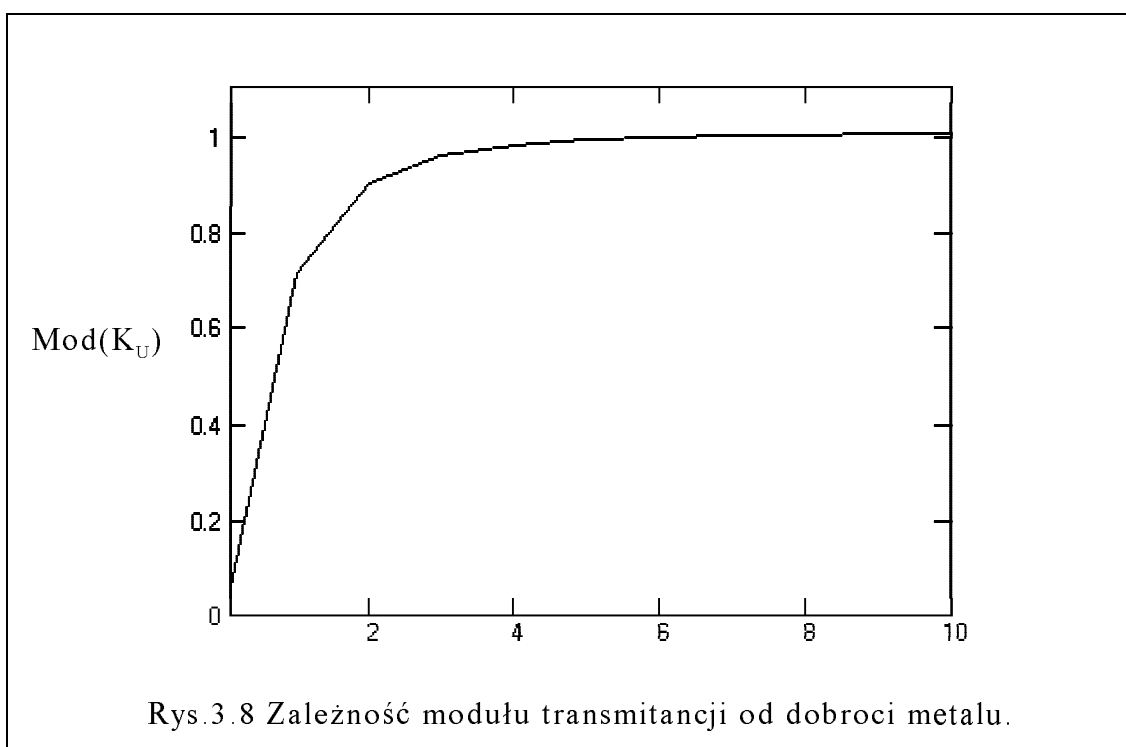
Korzystając z obliczonej transmitancji modelu dokonano symulacji komputerowej w celu oceny własności sondy tego typu. Wstępnie dla potrzeb symulacji założono, że współczynniki sprzężenia k_N , k_M są identyczne i równe k oraz że stosunek $L_O/L_N=1$, arbitralnie przyjęto także dobroć cewki nadawczej $Q_N=100$. Zależność argumentu zespolonej transmitancji napięciowej w zależności od wartości dobroci metalu zmieniającej się w zakresie $0 \div 10$ została przedstawiona na rys.3.6. Sporządzony wykres dowodzi, że pomiar tego kąta umożliwia identyfikację własności elektrycznych metalu będącego w polu działania cewki. O słuszności takiego wniosku można się przekonać analizując wzory (3.14) i (3.16) uwzględniając warunek: $k_N^2 \ll 1$ co w praktyce jest zawsze spełnione, gdyż pomiary współczynników sprzężeń wykazały, że ich wartość dla cewek powietrznych nie przekracza 0,3 (po zetknięciu cewki z metalem o zbliżonych rozmiarach) [13].



Przykładową trajektorię wiroprowadową na płaszczyźnie zespolonej przedstawiono na rys 3.7. Trajektorię wykreślono dla metalu o dobroci $Q_M=10$ oraz $Q_M=1$ zbliżanego do sondy, przy czym efekt zbliżania obiektu metalowego został zasymulowany przez zmianę współczynnika sprzężenia k w granicach $0 \div 0.3$. Jak widać kąt fazowy jest niezmienny dla pełnego zakresu zmian k , co potwierdza powyższy wniosek.



Na podstawie rys.3.8 można stwierdzić, że amplituda napięcia wyjściowego dla przedmiotów o stosunkowo dużej konduktywności (dużej dobroci) jest mało wrażliwa na zmiany dobroci metalu. Umożliwia to wyznaczenie wartości współczynnika sprzężenia pomiędzy sondą a takimi rodzajami metali.



Przeprowadzone rozważania teoretyczne uzasadniają użycie sondy zrównoważonej do celów identyfikacji parametrów obiektów metalowych. Analiza własności takiej sondy potwierdziła możliwość zastosowania jej w urządzeniach służących do rozróżniania metali (także metali kolorowych). Natomiast możliwość pomiaru współczynnika sprzężenia pozwala na stwierdzenie bądź to odległości różnych metali od sondy (przy założeniu ich jednakowej wielkości), bądź szacowania ich rozmiarów (przy założeniu że są położone w jednakowej odległości od sondy).

4. Projekt modelu urządzenia

4.1. Założenia techniczne

Projektowany model ma być urządzeniem wiropądowym działającym zgodnie z ideą metody trajektorii wiropądowych i współpracującym z sondą zrównoważoną (patrz rozdział 3). Układ detektora powinien zostać skonstruowany tak, aby zapewnić:

- zdolność wykrywania możliwie małych przedmiotów metalowych w odległości do kilkunastu centymetrów;
- możliwość zobrazowania trajektorii wiropądowej wykrytego obiektu metalowego;
- przybliżone określenie miary podstawowych parametrów trajektorii wiropądowej (np. kąta nachylenia).
- kompensowanie wpływu ośrodka.

Częstotliwość pomiarowa budowanego urządzenia została dobrana przy uwzględnieniu właściwości następujących zjawisk:

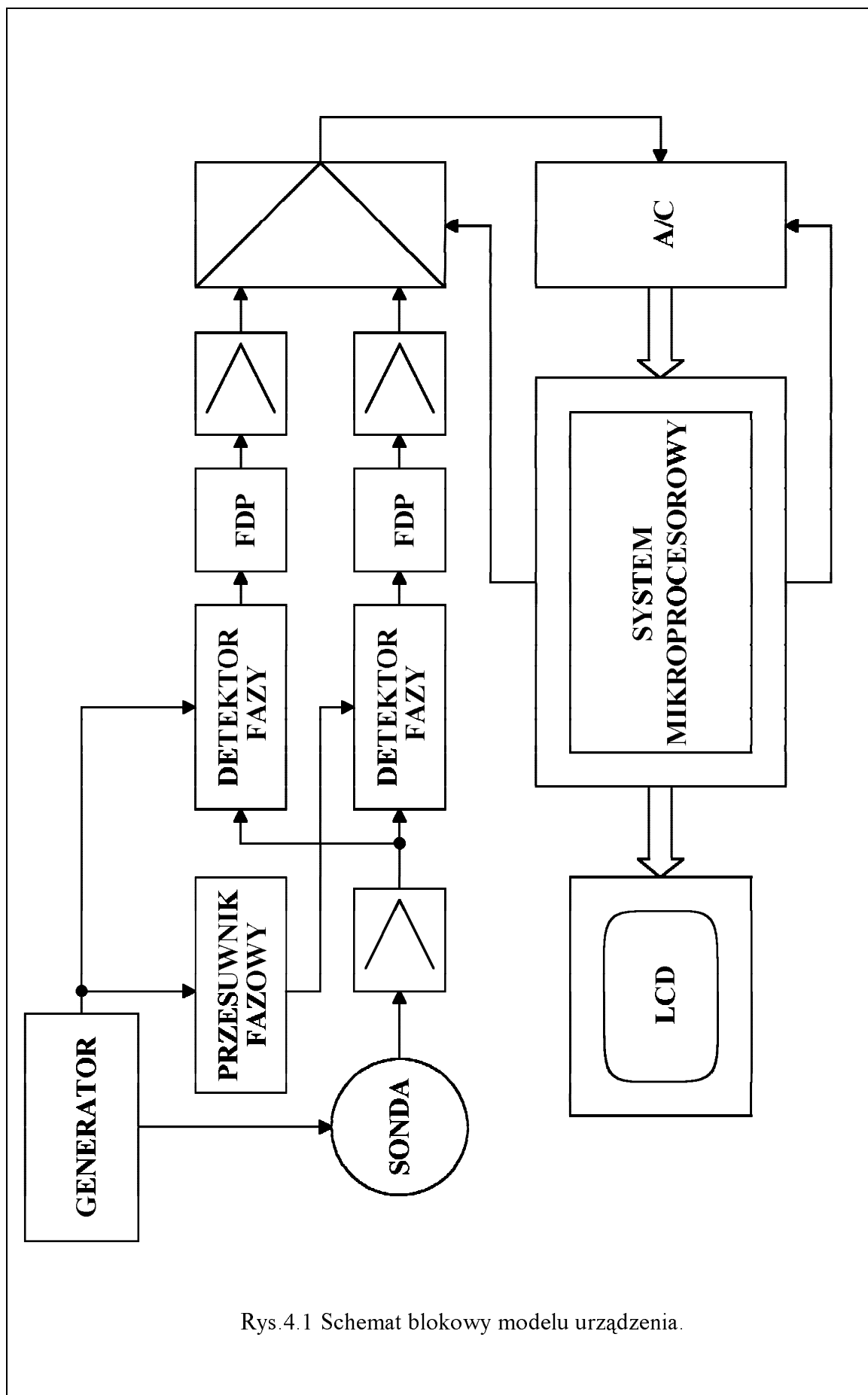
- tłumienia fali elektromagnetycznej w różnych ośrodkach;
- zależności głębokości wnikania prądów wirowych w przedmiot metalowy od częstotliwości pobudzającej cewkę nadawczą.

Analizując powyższe własności można stwierdzić, że dla uzyskania dużej głębokości penetracji należy stosować niskie częstotliwości, a chcąc wykrywać przedmioty o małych wymiarach wymagana byłaby wyższa częstotliwość pomiarowa urządzenia. Zdecydowano się na częstotliwość około 5 [kHz] co stanowi pewien kompromis wobec tych sprzecznych założeń. Przy wyborze tej częstotliwości wzięto pod uwagę także rozwiązania stosowane w profesjonalnych wykrywaczach metali, w których częstotliwość pracy nie przekracza kilkunastu kiloherców [29]. Stosunkowo niska częstotliwość pomiarowa upraszcza ponadto projektowanie toru pomiarowego, w tym wzmacniaczy i detektorów.

4.2. Schemat blokowy

Podczas projektowania zdecydowano się na wykonanie modelu układu w postaci dwóch bloków: analogowego i cyfrowego. Część analogowa służy do wytworzenia sygnału sinusoidalnego zasilającego cewkę nadawczą oraz do wydzielenia składowej rzeczywistej i urojonej sygnału wyjściowego cewki odbiorczej sondy. Natomiast zadaniem części cyfrowej jest sterowanie przebiegiem całego procesu pomiarowego oraz zebranie i graficzne przedstawienie wyników pomiaru.

Schemat blokowy układu zamieszczono na rys.4.1. Generator napięciowy służy do pobudzania cewki nadawczej sondy sygnałem sinusoidalnym oraz wypracowania sygnałów sterujących pracą detektorów fazy. Sygnał z cewki odbiorczej, poprzez przedwzmacniacz, podawany jest na wejścia detektorów fazowych służących do wydzielenia składowej rzeczywistej i urojonej sygnału wyjściowego sondy. Detektor fazy w torze składowej rzeczywistej jest sterowany bezpośrednio z generatora, a detektor składowej urojonej z generatora poprzez przesuwnik fazowy. Dalej każdy z torów pomiarowych wyposażono w filtr dolnoprzepustowy oraz wzmacniacz zerujący służący do wstępnego kompensowania torów pomiarowych. Multiplexer analogowy znajdujący się na wyjściu torów pomiarowych wraz z przetwornikiem analogowo - cyfrowym umożliwia pomiar poszczególnych składowych. Wyjście cyfrowe przetwornika A/C jest dołączone do systemu mikroprocesorowego, który steruje pracą zarówno samego przetwornika A/C jak i multiplexera analogowego. System mikroprocesorowy sprzężony jest łączem szeregowym z graficznym wyświetlaczem LCD służącym do przedstawiania wyników pomiaru.

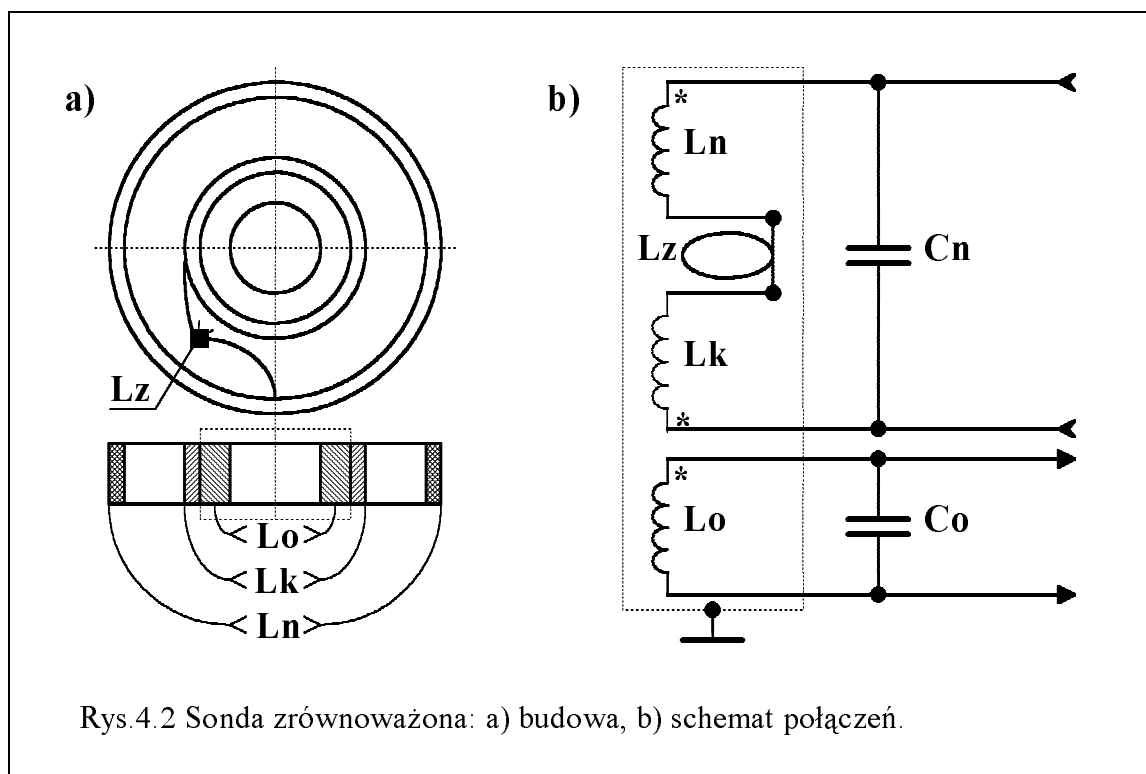


Rys. 4.1 Schemat blokowy modelu urządzenia.

4.3. Część analogowa

4.3.1. Sonda zrównoważona

Urządzenie wyposażone zostało w sondę zrównoważoną tzn. taką, w której nie występuje bezpośrednie sprzężenie indukcyjne między cewką nadawczą i odbiorczą (patrz podrozdział 3.3.). Budowę oraz schemat połączeń ilustruje rys.4.2. Sonda składa się z trzech cewek nawiniętych centrycznie na wspólnym karkasie wykonanym z tworzywa sztucznego. Uzwojenia poszczególnych cewek nawinięto miedzianym drutem DNE ϕ 0,2 [mm]. Na cewkę odbiorczą - L_o o średnicy wewnętrznej 13 [cm] posiadającej 500 zwoi, została nawinięta cewka kompensacyjna - L_k licząca 27 zwoi. By zredukować niepożądane sprzężenie pojemnościowe, obydwa uzwojenia oddzielone zostały ekranem z folii aluminiowej. Zewnętrzne uzwojenie o średnicy 24 [cm] i 63 zwojach stanowi cewkę nadawczą - L_n . Zwój kompensacyjny - L_z powstał przez połączenie przedłużonych zakończeń cewki nadawczej i kompensacyjnej. Ilość zwoi cewki kompensacyjnej oraz położenie zwoju kompensacyjnego dobrano tak by zminimalizować wartość napięcia indukowanego w cewce odbiorczej w sytuacji gdy sonda oddalona jest od przedmiotów metalowych.



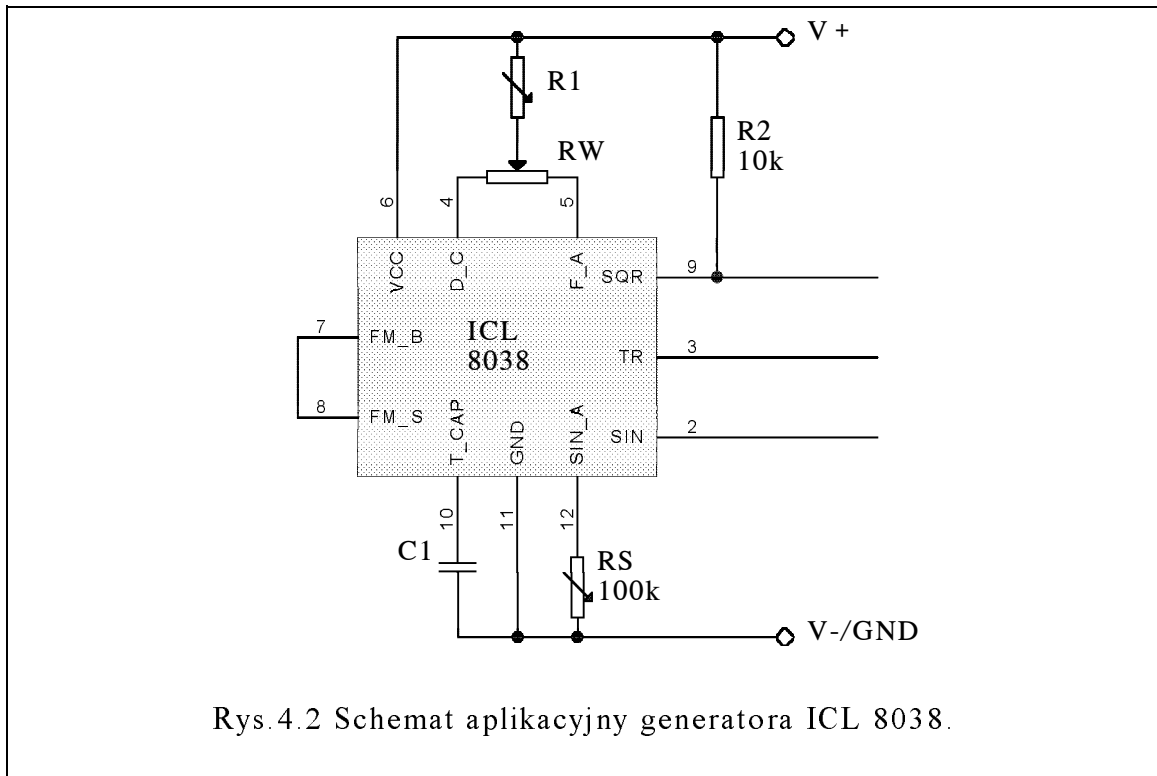
Całość została polakierowana w celu usztywnienia warstw uzwojeń oraz zamknięta w obudowie z tworzywa sztucznego. Elektrostatyczne ekranowanie sondy zapewniono przez powleczenie wewnętrznej strony obudowy warstwą grafitu. Równolegle do cewek nadawczej i odbiorczej sondy dołączone zostały kondensatory, tworząc w ten sposób obwody LC o częstotliwości rezonansowej zbliżonej do częstotliwości pomiarowej urządzenia.

4.3.2. Generator napięciowy

Zgodnie z przedstawionym wcześniej schematem blokowym układu (rys.4.1) generator powinien zasiląć cewkę nadawczą napięciem sinusoidalnie zmiennym i jednocześnie sterować pracą detektorów fazoczułych. Ze względu na złożoność zadania jakie powinien spełniać generator konstruowanego urządzenia, zdecydowano się na zastosowanie popularnego układu scalonego **ICL 8038** służącego do budowy generatorów funkcyjnych. Układ ten generuje trzy sygnały wyjściowe: sinusoidalny, trójkątny i prostokątny oraz charakteryzuje się następującymi parametrami [24]:

- zniekształcenia nieliniowe sinusoidy $h < 1 \%$;
- zakres generowanych częstotliwości od 0.001 [Hz] do 300 [kHz];
- regulowany współczynnik wypełnienia od 2 do 98 %;
- dryft temperaturowy około 250 [ppm/°C].
- poziomy napięć wyjściowych od poziomu sygnałów TTL do 28 [V].

Zastosowanie tego układu zapewnia uzyskanie bardzo dobrych parametrów przy jednoczesnej prostocie aplikacji. Spośród różnych konfiguracji pracy tego elementu zamieszczonych w [24], wybrano aplikację przedstawioną na rys.4.2 pozwalającą na regulację generowanej częstotliwości (R1) możliwość korekcji współczynnika wypełnienia (RW) oraz minimalizację zniekształceń sygnału sinusoidalnego.



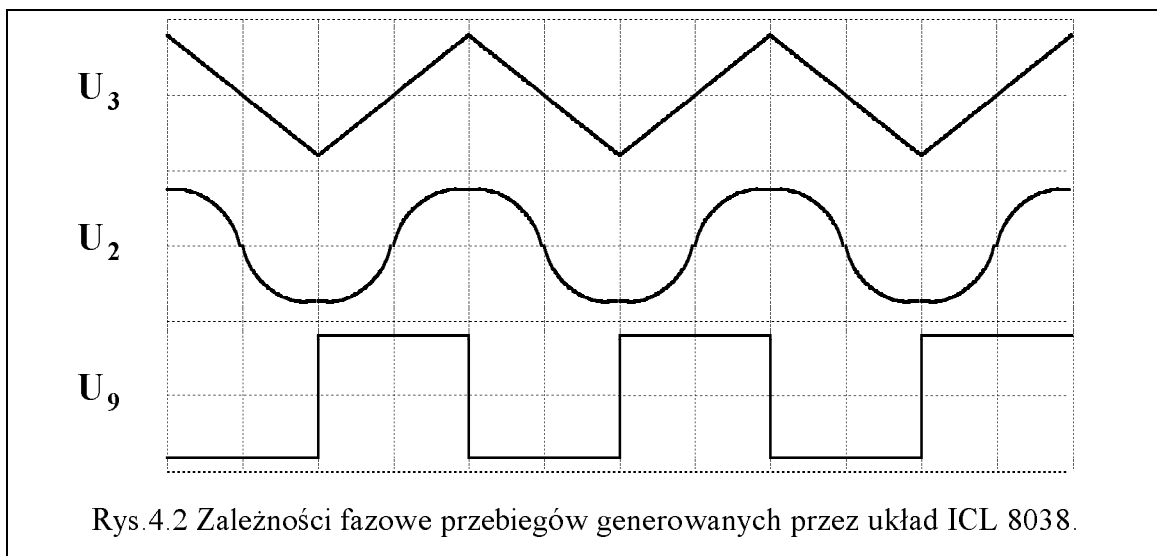
Wartości międzyszczytowe poszczególnych przebiegów wynoszą odpowiednio:

$$U_{9p-p} = V_+ - V_- \quad (4.1)$$

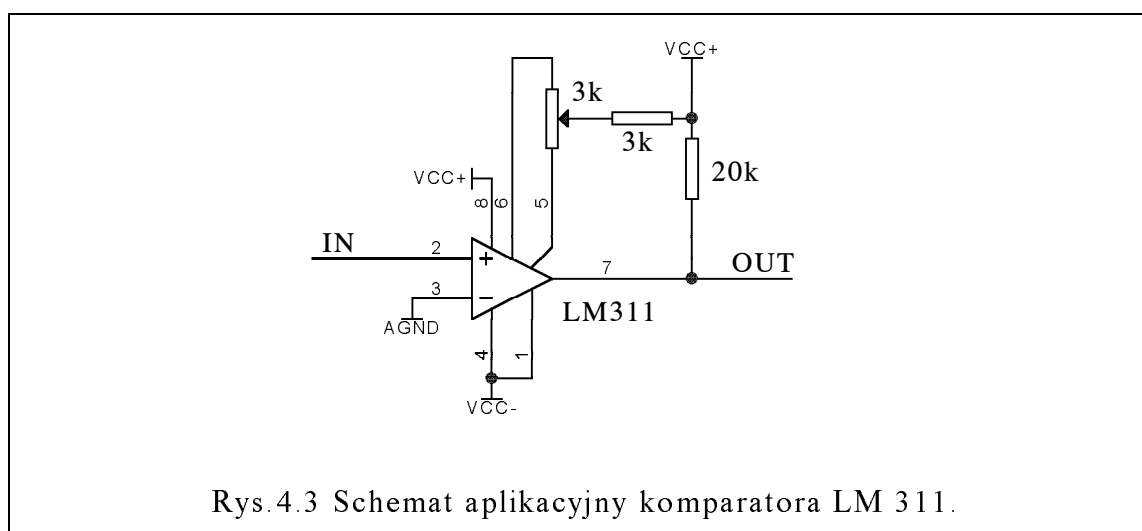
$$U_{3p-p} = 0.33 \cdot (V_+ - V_-) \quad (4.2)$$

$$U_{2p-p} = 0.22 \cdot (V_+ - V_-) \quad (4.3)$$

Ich zależności fazowe przedstawia rys.4.3.



Wykorzystując wyprzedzenie w fazie o 90° przebiegu prostokątnego względem przebiegu sinusoidalnego, przebieg prostokątny można wykorzystać do sterowania detektorem fazy pracującym w torze detekcji składowej urojonej. Natomiast przebieg trójkątny, który jest zgodny w fazie z przebiegiem sinusoidalnym został użyty do formowania sygnału sterującego detektorem fazy w torze detekcji składowej rzeczywistej. Dzięki temu możliwe jest wyeliminowanie przesuwnika fazy widocznego na schemacie blokowym (rys.4.1). W tym celu, do układu generatora dołączony został komparator LM 311 charakteryzujący się dużą dokładnością i niskim kosztem. Układ ten w projektowanym urządzeniu pracuje w konfiguracji detektora zera przedstawionej na rys.4.3 [28].



Podstawowe, typowe parametry scalonego komparatora LM 311 podane w [28] przedstawiają się następująco:

- wejściowe napięcie niezrównoważenia 2 [mV];
- wejściowy prąd niezrównoważenia 6 [nA];
- wejściowy prąd polaryzacji 100 [nA];
- czas odpowiedzi 200 [ns].

Ostatni wymieniony parametr komparatora jest źródłem błędu systematycznego popełnianego przy detekcji składowej rzeczywistej. Jednak dla założonej częstotliwości pracy generatora ok. 5 [kHz], błąd wynikający z istnienia tego czasu wynosi zaledwie 0.1 %.

Spełniając powyższe wymagania, przyjęto następujące wartości elementów:

$$C_1 = 1 \text{ [nF]},$$

$$R_1 = 22 \text{ [k}\Omega\text{]},$$

$$P_2 = 10 \text{ [k}\Omega\text{]}.$$

Potencjometr P_1 służy do wyregulowania odchyłek współczynnika wypełnienia generowanych przebiegów od wartości 50 %. Dla zachowania prawidłowych poziomów napięcia sterującego detektorem fazoczułym, rezystor R_2 , widoczny na schemacie aplikacyjnym układu ICL 8038 (rys.4.1), zastąpiono dzielnikiem rezystancyjnym złożonym z rezystorów R_{2_1} i R_{2_2} . Kolejny dzielnik rezystancyjny złożony z rezystorów R_{1_1} i R_{1_2} , o współczynniku podziału 1/2, zabezpiecza przed przekroczeniem maksymalnego napięcia wejściowego komparatora. W wyniku przeprowadzonych prób zrezygnowano z potencjometru RS (zamieszczonego w aplikacji na rys.4.2) z powodu braku wpływu tego elementu na poziom zniekształceń generowanej sinusoidy.

Zasilanie cewki nadawczej zrealizowano za pośrednictwem wtórnika napięciowego zbudowanego na wzmacniaczu operacyjnym MC 1458 (element ten zostanie omówiony w dalszej części niniejszego pracy). Stała czasowa obwodu RC w układzie wtórnika została dobrana tak, by układ ten wprowadzał pomijalnie małe przesunięcie fazowe.

4.3.3. Przedwzmacniacz

Zadaniem tego bloku jest wstępne wzmocnienie sygnału odebranego z cewki odbiorczej przed podaniem go na detektory fazoczułe. Wzmacniacz powinien posiadać dużą rezystancję wejściową aby nieobciążać wyjściowego obwodu LC sondy oraz charakteryzować się selektywną charakterystyką częstotliwościową. Do budowy układu użyto wcześniej wspomnianego wzmacniacza operacyjnego typu **MC 1458** charakteryzującego się następującymi parametrami [28]:

- wejściowe napięcie niezrównoważenia - 1 [mV];

- współczynnik CMRR - 90 [dB];
- wzmacnienie napięciowe różnicowe - 200 [V/mV];
- pole wzmacnienia - 1 [MHz];
- poziom szumów - 45 [nV/√Hz].

Przedstawiony układ użyto w typowej konfiguracji wzmacniacza nieodwracającego z potencjometryczną regulacją wzmacnienia. Zrezygnowano z konfigurowania wzmacniacza jako filtra aktywnego gdyż w praktyce okazało się, że warunek selektywności toru odbiorczego wystarczająco spełnia równoległe połączenie cewki odbiorczej z kondensatorem tworzące w ten sposób równoległy obwód rezonansowy (patrz podrozdział 4.3.1.). Omawiany układ przedstawiono na rys.4.5. Jego wzmacnienie napięciowe określa zależność (4.6):

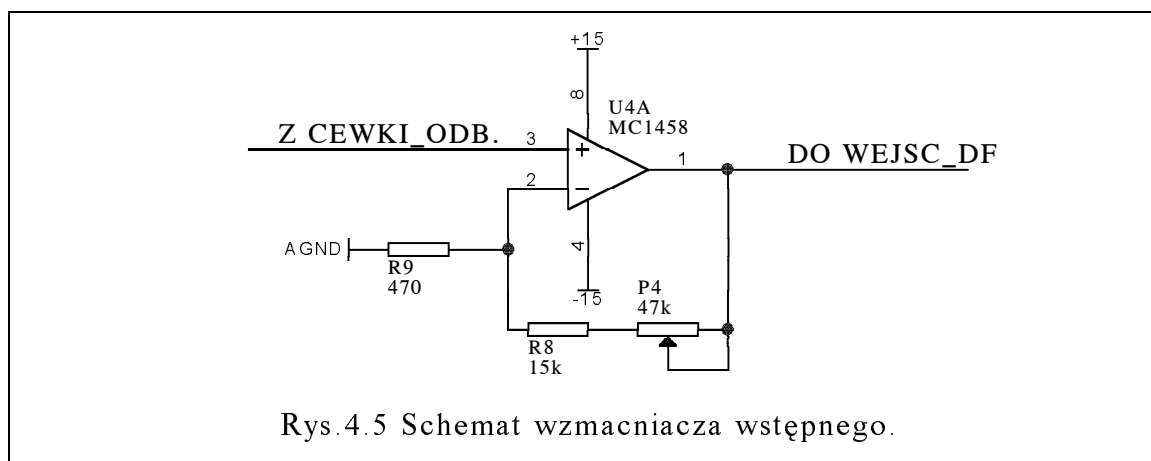
$$K_U = 1 + \frac{R_8 + R_{P4}}{R_9} \quad (4.6)$$

Dla potrzeb uruchamiania urządzenia modelowego założono zakres zmian wzmacnienia napięciowego od 30 do 130 [V/V]. Spełniając ten wymóg dobrano następujące wartości rezystancji rezystorów i potencjometru wieloobrotowego:

$$R_8 = 15 \text{ [k}\Omega\text{]};$$

$$R_9 = 470 \text{ [}\Omega\text{]};$$

$$R_{P4} = 47 \text{ [k}\Omega\text{]}.$$



4.3.4. Detektory fazoczułe i filtry dolnoprzepustowe

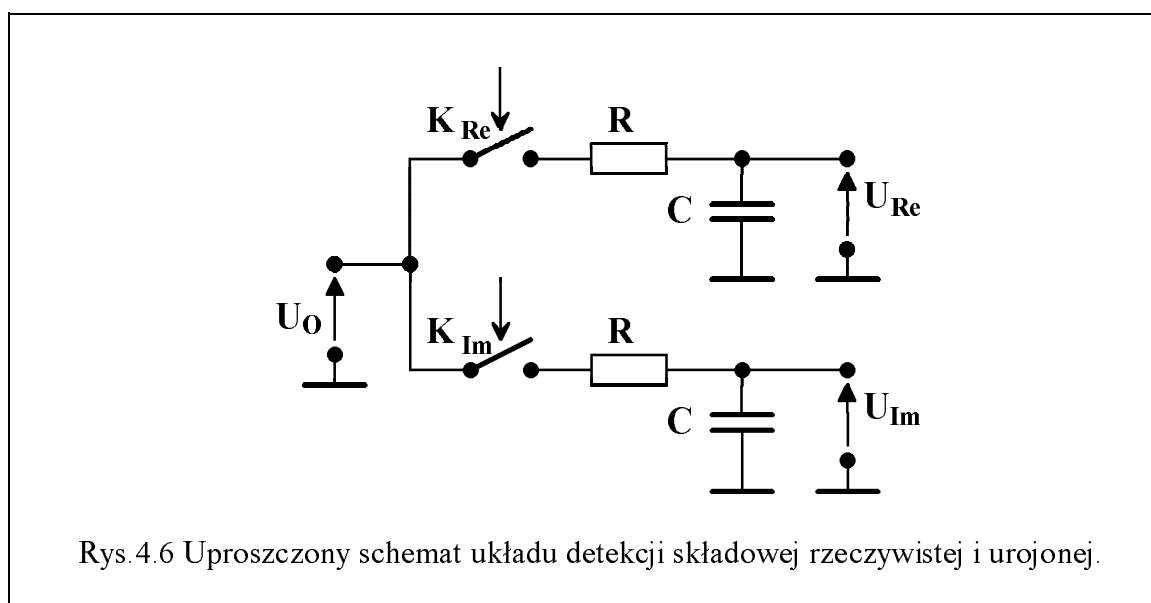
Otrzymywany z sondy wiroprowądowej, wzmacniony sygnał napięciowy U_o charakteryzuje się zmienną amplitudą i fazą w stosunku do sygnału wzbudzającego prądy wirowe U_s :

$$|U_o|e^{j\varphi_o} = k \cdot |U_s|e^{j(\varphi_s + \varphi_k)} \quad (4.7)$$

Dla zobrazowania sygnału wyjściowego metodą dwuwymiarowej analizy fazoczułej na płaszczyźnie zespolonej, należy zespolony sygnał wyjściowy przedstawić w postaci algebraicznej:

$$U_o = U_{Re} + jU_{Im} \quad (4.8)$$

Do wyodrębnienia składowej rzeczywistej i urojonej sygnału odbieranego z sondy służą detektory fazoczułe bezpośrednio połączone z filtrami dolnoprzepustowymi uśredniającymi wartości obydwu składowych po detekcji. Zdecydowano się na zastosowanie detektorów w postaci kluczy, ze względu na prostotę układu oraz ich dużą dynamikę. Idea budowy takiego układu przedstawiona została na rys.4.6.



Sygnał sterujący kluczem K_{Re} jest w fazie z sygnałem zasilającym sondę, natomiast klucz K_{Im} sterowany jest przebiegiem opóźnionym w fazie o 90° względem sygnału wzbudzającego, czyli o $T_s/4$ (gdzie T_s oznacza okres

sygnału wzbudzającego). Sygnały te są falami prostokątnymi o współczynniku wypełnienia równym 50 % i wytwarzane są w układzie generatora napięciowego (patrz podrozdział 4.3.2.).

Wartości napięć wyjściowych filtrów dolnoprzepustowych można określić następującymi zależnościami [9]:

$$U_{Re} = \frac{2}{T_S} \int_{t_k}^{t_k + \frac{T_S}{2}} u_{Re}(t) dt \quad (4.9)$$

$$U_{Im} = \frac{2}{T_S} \int_{t_k + \frac{T_S}{4}}^{t_k + \frac{3}{4} \cdot T_S} u_{Im}(t) dt \quad (4.10)$$

gdzie t_k - jest czasem opóźnienia sygnału wyjściowego z przetwornika względem sygnału z generatora, powodowanym przesunięciem fazy ϕ_k .

W roli kluczy K_{Re} i K_{Im} zastosowano układ **CD4066**. Są to klucze analogowe wykonane w technologii *CMOS*, charakteryzujące się następującymi parametrami [6][17]:

- rezystancja klucza załączonego $R_{ON} = 180 \text{ } [\Omega]$;
- rezystancja klucza wyłączzonego $R_{OFF} = 10^{12} \text{ } [\Omega]$;
- maksymalna częstotliwość przełączania klucza 10 [MHz];
- częstotliwość przenoszenia klucza 40 [MHz];
- czas propagacji 20 [ns];
- współczynnik zawartości harmoniczných wyjściowego sygnału sinusoidalnego $h = 0.4 \text{ } \%$.

Stałą czasową $\tau = RC$ należy dobrać według zależności:

$$T_S \ll \tau \ll t_p \quad (4.11)$$

gdzie: t_p - czas pomiaru.

Wobec stałej wartości okresu $T_S = 200 \text{ } [\mu\text{s}]$ zdeterminowanej przez zadaną częstotliwość pomiarową (w tym urządzeniu przyjęto 5 [kHz]) oraz przy

założonym czasie pomiaru $t_p = 500$ [ms], dobrano następujące wartości parametrów filtru:

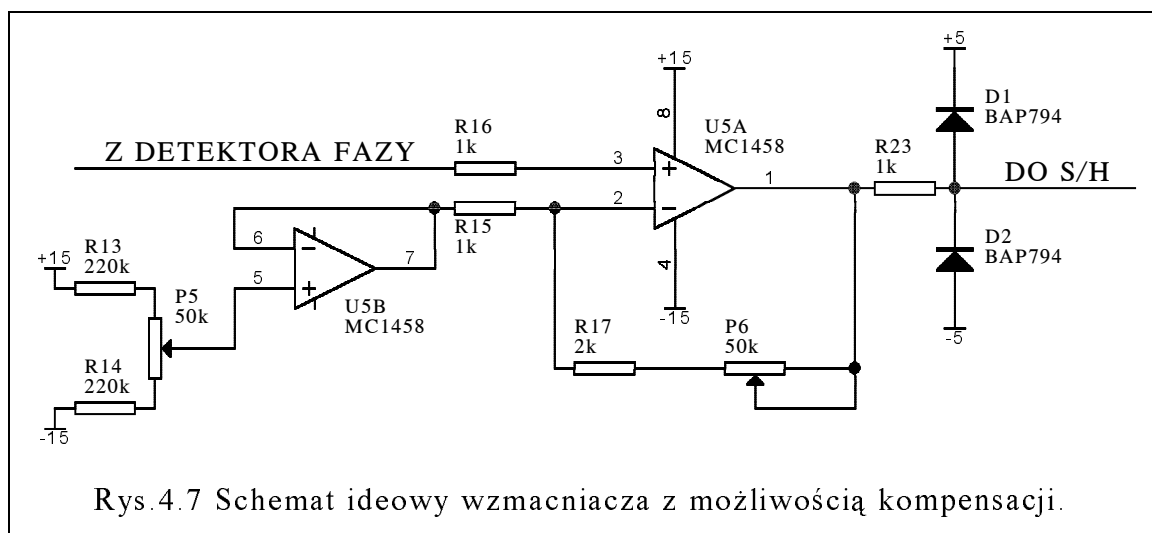
$$R_6 = R_7 = R = 100 \text{ [k}\Omega\text{]};$$

$$C_2 = C_3 = C = 0.1 \text{ [}\mu\text{F]}.$$

Uzyskana w ten sposób stała czasowa $\tau = 10$ [ms] spełnia zależność (4.11). Szczegółowy schemat ideowy układu detekcji zamieszczony został w dodatku C.

4.3.5. Wzmacniacz kompensujący

Ostatnim blokiem analogowego toru pomiarowego jest układ wzmacniacza posiadającego możliwość dodatkowej kompensacji stałej wartości odpowiedniej składowej wytwarzanej przez sondę znajdującą się z dala od przedmiotów metalowych. Schemat takiego pojedynczego bloku przedstawiono na rys.4.7. Do budowy układu użyto omawiane już wcześniej wzmacniacze operacyjne MC 1458 [28].



Napięcie kompensujące nastawiane jest potencjometrem wieloobrotowym P_5 (lub P_7 dla drugiego toru pomiarowego patrz dodatek C) i podawane na wejście odwracające wzmacniacza poprzez wtórnik napięciowy. Przewidziano tu także możliwość regulacji wzmocnienia w zakresie $3 \div 53$ [V/V] by móc wykorzystać pełny zakres przetwarzania przetwornika A/C. Uwzględniając

powyższe założenia oraz zależność (4.6), dobrano następujące wartości rezystancji rezystorów i potencjometru wieloobrotowego:

$$R_{15} = R_{21} = 1 \text{ [k}\Omega\text{]};$$

$$R_{17} = R_{20} = 2 \text{ [k}\Omega\text{]};$$

$$R_{p6} = R_{p8} = 50 \text{ [k}\Omega\text{]}.$$

Do wyjść wzmacniaczy operacyjnych dołączono diodowe ograniczniki napięcia (D_1 i D_2 lub D_3 i D_4) zabezpieczające układy w bloku cyfrowym. Zastosowano tu diody przełączające **BAP 794** o prądzie przewodzenia 30 [mA] oraz napięciu wstecznym 25 [V] [1]. Włączony szeregowo rezystor R_{23} (lub w drugim torze R_{24}) ogranicza płynący prąd w przypadku awaryjnej sytuacji pojawienia się na wyjściu wzmacniacza operacyjnego napięcia rzędu ± 15 [V] do ok. 10 [mA].

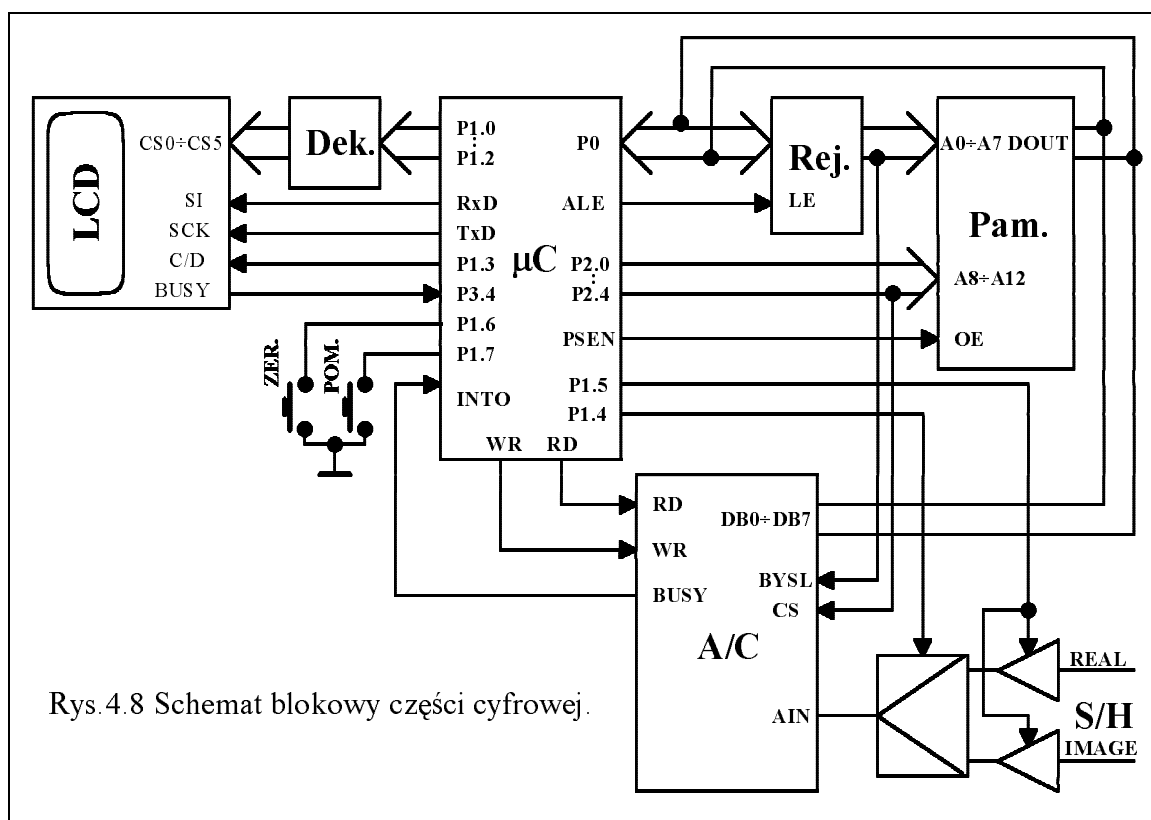
4.4. Część cyfrowa

4.4.1. Struktura i przeznaczenie układu

Specyfika metody pomiarowej wymaga zastosowania oprócz wiropięradowego systemu przetwarzania (tzn. części analogowej), zewnętrznego układu kontroli i sterowania przebiegiem całego procesu zbierania próbek pomiarowych. W tym celu, projektowany detektor wyposażony został w cyfrowy układ sterujący zawierający mikrokomputer jednoukładowy. Do zadań tej części urządzenia należą:

- sterowanie procesem zbierania próbek;
- sterowanie pracą przetwornika A/C i zespołu multipleksera analogowego;
- przeliczanie wyników pomiaru na odpowiednie współrzędne punktów składowych trajektorii;
- obsługa *panelu LCD*.

Blokową strukturę tego układu przedstawia rys.4.8.



4.4.2. System mikroprocesorowy

W omawianym układzie zastosowano mikrokontroler **I8051** należący do jednej z najpopularniejszych rodzin 8-bitowych mikrokomputerów jednoukładowych **MCS - 51** opracowanej przez firmę *INTEL*. Jego lista rozkazów obejmuje rozkazy arytmetyczne, logiczne, bitowe oraz wejścia - wyjścia. Pomimo ukierunkowania jej głównie na funkcje sterowania i kontroli, umożliwiając ich bardzo efektywną realizację, możliwe jest wykonanie za pomocą tego mikrokontrolera drobnych obliczeń numerycznych. Ze względu na dostępność różnych opracowań [16][23] oraz dużą popularność tego mikrokontrolera zrezygnowano ze szczegółowego omawiania w tej pracy podstawowych jego bloków wewnętrznych oraz zasad dołączania układów zewnętrznych. Omówione zostaną jedynie funkcje spełniane przez poszczególne bloki w projektowanym urządzeniu.

Przerwania

Ponizej przedstawiono wykorzystanie odpowiednich przerw w projektowanym systemie:

- **RESET** - inicjalizacja całego systemu;
- **INT0** - obsługa przetwornika A/C (odbiór wyników pomiaru);
- **T0** - przerwanie od timera T0 wykorzystanego do odmierzania odstępu czasu pomiędzy kolejnymi pomiarami;
- **INT1** - przerwanie zablokowane;
- **T1** - przerwanie zablokowane;
- **S I/O** - przerwanie zablokowane.

Wewnętrzna pamięć danych mikrokontrolera

Wewnętrzna pamięć danych mikrokontrolera I8051 posiada pojemność 128 B dostępnych przez adresowanie pośrednie i bezpośrednie. Adresowanie pośrednie odbywa się przy pomocy jednego z dwóch rejestrów specjalnych (*R0* lub *RI*). W pamięci danych mikrokontrolera znajduje się również obszar adresowany bitowo o dostępie bezpośrednim, co umożliwia bardzo łatwe

wykorzystanie jego elementów jako zmiennych w operacjach wykonywanych z użyciem pojedynczych bitów.

Porty

Mikrokontroler komunikuje się z otoczeniem przy pomocy czterech 8 - bitowych portów umieszczonych w przestrzeni adresowej jako rejestry specjalne z możliwością adresowania pojedynczych bitów. Ponieważ układ współpracuje z zewnętrzną pamięcią programu, porty **P0** i **P2** są wykorzystywane do utworzenia multipleksowanej magistrali adres - dane. Pozostałe dwa porty pełnią następujące funkcje:

➤ **P1** - poszczególne wyprowadzenia tego portu zostały wykorzystane jako:

P1.0 ÷ P1.3 - wyjścia sterujące przesyłem danych i rozkazów do wyświetlacza LCD,

P1.4 - wyjście sterujące pracą multipleksera analogowego,

P1.5 - wyjście sterujące pracą układów Sample & Hold,

P1.6 i P1.7 - obsługa klawiatury;

➤ **P3** - poszczególne wyprowadzenia tego portu zostały wykorzystane jako:

P3.0 - wyjście danych łącza szeregowego,

P3.1 - wyjście wyprowadzające przesunięty sygnał zegara,

P3.2 - wejście przerwania zewnętrznego INT0,

P3.3 - niewykorzystane,

P3.4 - wejście sygnału zajętości z bloku wyświetlacza

P3.5 - niewykorzystane,

P3.6 - wyjście sygnału inicjalizującego pracę przetwornika A/C,

P3.7 - wyjście sygnału odczytu wyników pomiaru z przetwornika A/C,

Port szeregowy

Przesyłanie danych i rozkazów do wyświetlacza LCD zostało zrealizowane za pomocą portu szeregowego pracującego w *trybie - 0*. Zarówno rodzaj jak i sposób komunikacji mikrokontrolera z wyświetlaczem LCD dopasowany został do standardu wyświetlacza [27]. Pracę portu szeregowego w *trybie - 0* charakteryzuje stała prędkość transmisji równa 1/12 częstotliwości oscylatora (w tym układzie $f_{XTAL} = 12$ [MHz]). Dane szeregowe przesyłane są poprzez wyprowadzenie RxD po 8 - bitów (LSB jako pierwszy), a przesunięty sygnał zegara wyprowadzany jest przez końcówkę TxD.

Timer T0

Zadaniem timera T0 jest odmierzenie stałych przedziałów czasowych pomiędzy kolejnymi pomiarami zmian składowych rzeczywistej i urojonej napięcia przetwornika wiroprowadowego. Przyjęty podczas projektowania części analogowej urządzenia minimalny czas akwizycji próbek równy 500 [ms] (patrz podrozdział 4.3.4.) wraz z założoną ilością próbek niezbędnych do utworzenia trajektorii (przyjęto 100) ustalił odstęp czasowy na 5 [ms]. Taką długość przedziału czasowego uzyskuje się przez każdorazowe wpisywanie odpowiedniej wartości początkowej do timera T0, obliczonej z zależności:

$$N = 65535 - \frac{1}{12} \cdot f_{XTAL} \cdot \frac{t_p}{100} \quad (4.12)$$

Zewnętrzna pamięć programu

Ponieważ mikrokontroler I8051 nie posiada wewnętrznej programowalnej pamięci programu, wszystkie rozkazy pobierane są z pamięci zewnętrznej. W projektowanym układzie funkcję tę spełnia pamięć **EPROM** typu **2764** o pojemności 8 kB. Zastosowanie pamięci programu o takiej pojemności pozwala na umieszczenie w niej znacznie bardziej rozbudowanego programu sterującego, co może okazać się przydatne przy ewentualnej dalszej rozbudowie układu.

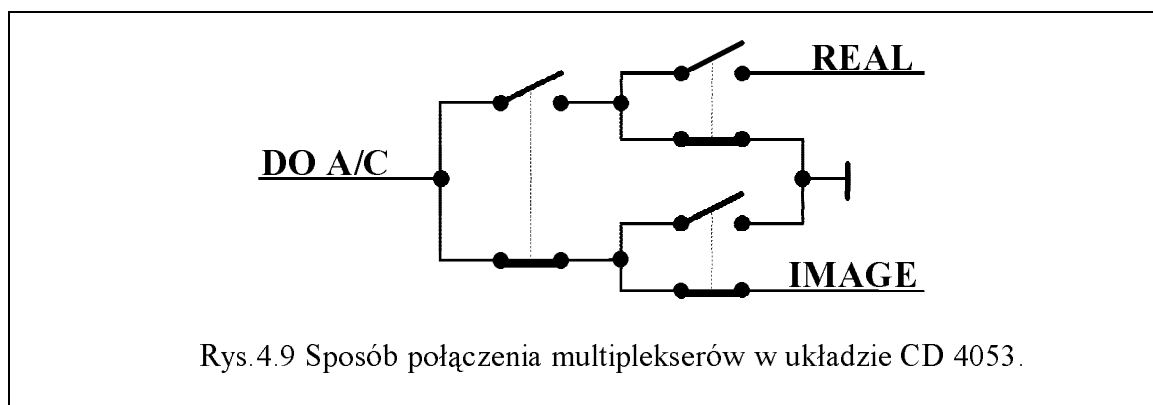
4.4.3. Multiplexer analogowy

Pomiar dwóch składowych rzeczywistej i urojonej w celu odtworzenia kształtu trajektorii zmian napięcia przetwornika wiroprowadowego ma sens wtedy gdy nastąpi on w tej samej chwili w obydwu torach pomiarowych. Dla zrealizowania takiego właśnie warunku pomiaru, blok multiplexera analogowego został wyposażony w dwa układy próbkująco - pamiętające (ang. Sample & Hold). Zastosowano tu układy **LF 398** charakteryzujące się następującymi parametrami [19][26]:

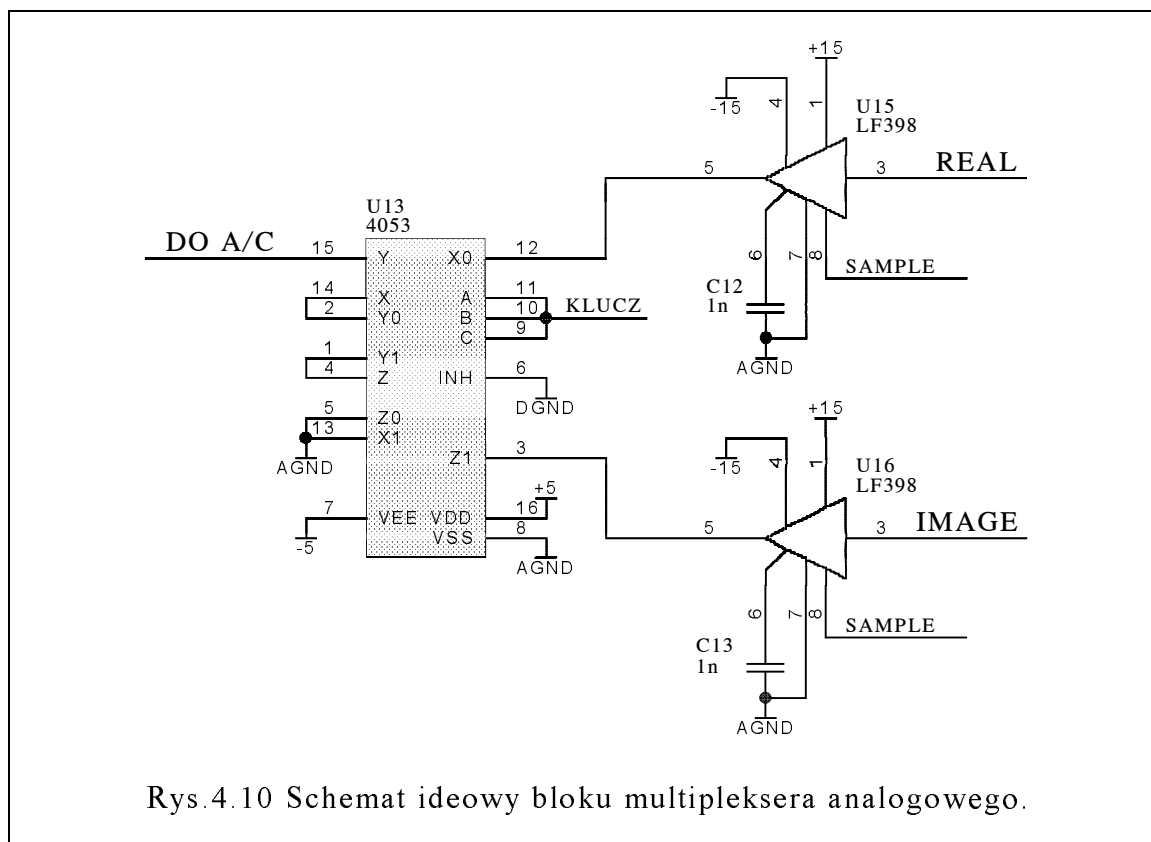
- wejściowe napięcie niezrównoważenia 2 [mV];
- czas przyjęcia próbki 4 [μ s];
- całkowity prąd upływu 30 [pA];
- współczynnik tłumienia przenikania 80 [dB].

Przedstawiony powyżej czas przyjęcia próbki odpowiada pojemności kondensatora pamiętającego równej 1 [nF]. Jako kondensatory pamiętające wybrano kondensatory polistyrenowe KSF - 020 ze względu na ich wysoką rezystancję izolacji (100 [$G\Omega$]) [2].

Rolę multiplexera analogowego w projektowanym urządzeniu pełni układ **CD 4053** wykonany w technologii *CMOS*. Zawiera on trzy dwuwejściowe multiplexery analogowe o parametrach elektrycznych identycznych jak w przedstawionych wcześniej kluczach CD 4066 (patrz podrozdział 4.3.4.) [6][17]. Dla zmniejszenia przesłuchu pomiędzy torami pomiarowymi zastosowano połączenie multiplexerów w sposób jak na rys.4.9.



Dodatkową zaletą użytego układu multipleksera analogowego CD 4053 jak i układów Sample & Hold LF 398 jest możliwość sterowania ich sygnałem o poziomach napięć odpowiadających standardowym poziomom TTL. Całkowity schemat ideowy zaprojektowanego bloku multipleksera analogowego został przedstawiony na rys.4.10.



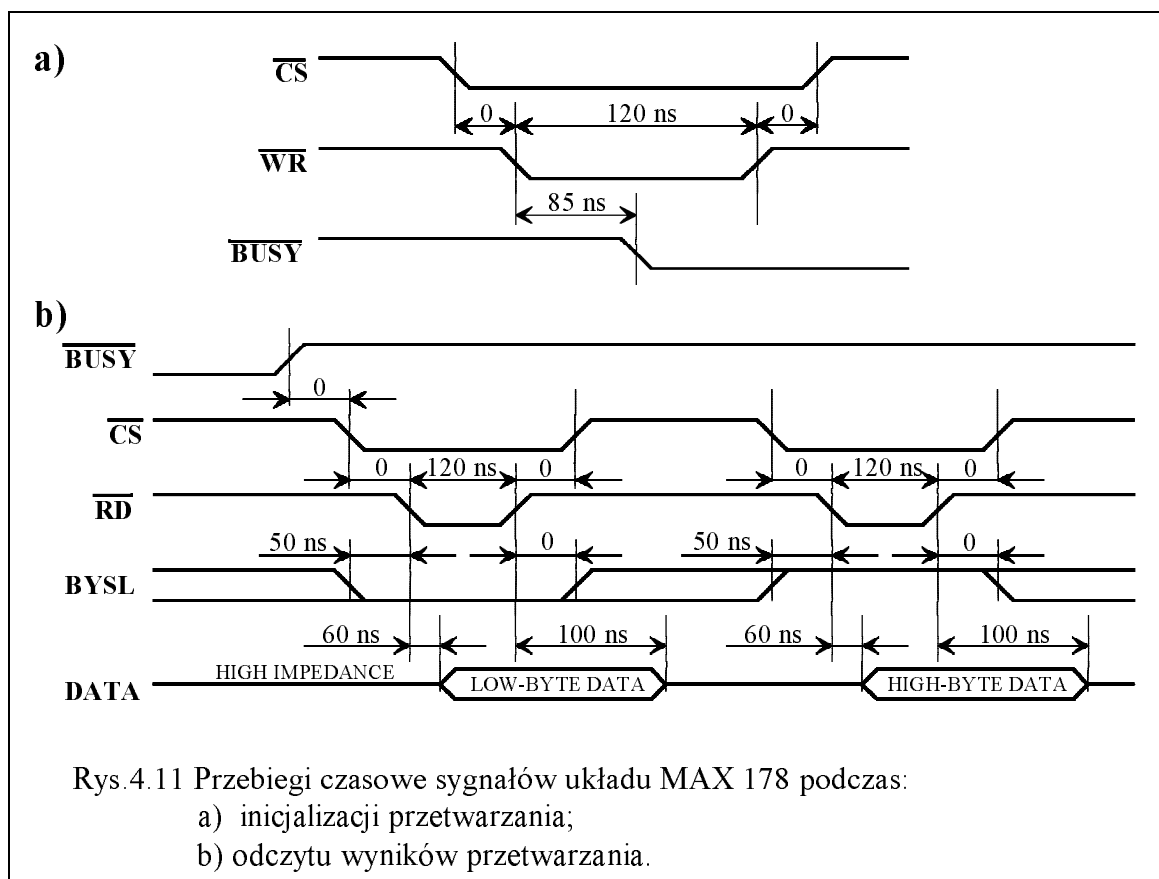
4.4.4. Przetwornik analogowo - cyfrowy

Projektowane urządzenie wyposażone zostało w przetwornik analogowo - cyfrowy typu **MAX 178** firmy *MAXIM*. Stanowi on kompletny 12 - bitowy układ przetwarzania sygnałów analogowych metodą sukcesywnej aproksymacji z jednym wejściem analogowym. Zastosowany przetwornik posiada układ śledząco - pamiętający (ang. Track & Hold), wysokostabilne źródło napięcia odniesienia, wewnętrzny generator taktujący i bufor trójstanowy do bezpośredniej współpracy z 8 - bitową magistralą danych systemu mikroprocesorowego. Użycie przetwornika zawierającego wewnętrzny układ Track & Hold, pomimo wcześniejszego stosowania w tym samym torze pomiarowym układu Sample & Hold zostało spowodowane trudnościami w

zdobyciu przetwornika A/C o wymaganej szybkości i rozdzielczości przetwarzania, a zarazem bez wbudowanego wewnątrz układu Sample & Hold czy Track & Hold. Podstawowe parametry przetwornika MAX 178 to [25]:

- 12 - bitowa rozdzielczość;
- liniowość przetwarzania na poziomie ± 1 LSB;
- czas konwersji $90 \div 140$ [μ s];
- zakres napięcia wejściowego ± 5 [V];
- stabilność wewnętrznego źródła odniesienia ± 10 [ppm/ $^{\circ}$ C].

Przebiegi czasowe sygnałów pojawiających się na wyprowadzeniach układu przetwornika podczas komunikacji z systemem mikroprocesorowym przedstawione zostały na rys.4.11. Na podstawie zamieszczonego poniżej rysunku [25] oraz literatury dotyczącej mikrokontrolera [16][23] zdecydowano się na podłączenie przetwornika do systemu mikroprocesorowego w charakterze zewnętrznej pamięci danych. Zastosowany sposób podłączenia przetwornika nie



wyklucza zastosowania dodatkowej pamięci danych (*RAM*), ponieważ przetwornik ten przestrzeni adresowej pamięci danych mikrokontrolera zajmuje tylko dwa adresy tzn.: 1000H i 1001H (umieszczony został w pierwszych dwóch komórkach drugiej połowy przestrzeni adresowej danych). Uzyskano to łącząc linię *A12* magistrali adresowej systemu mikroprocesorowego poprzez negację z wejściem *CS* przetwornika oraz linię *A0* z wejściem *BYSL*. Natomiast sygnał *BUSY* poprzez bramkę negującą doprowadzony został do wejścia przerwania zewnętrznego *INT0* mikrokontrolera (patrz dodatek C).

Układ MAX 178 pracuje jako przetwornik napięciowego sygnału analogowego zmieniającego się w zakresie ± 5 [V], co w postaci cyfrowej daje następujące wyniki:

$$000000000001 \equiv U_{AIN} = -4.99878 \text{ [V]}$$

$$000000000010 \equiv U_{AIN} = -4.99634 \text{ [V]}$$

:

$$100000000000 \equiv U_{AIN} = -0.00122 \text{ [V]}$$

$$100000000001 \equiv U_{AIN} = +0.00122 \text{ [V]}$$

:

$$111111111110 \equiv U_{AIN} = +4.99389 \text{ [V]}$$

$$111111111111 \equiv U_{AIN} = +4.99634 \text{ [V]}$$

Zarówno konfigurację pracy jak i dobór elementów zewnętrznych przetwornika A/C przyjęto zgodnie z zaleceniami producenta [25].

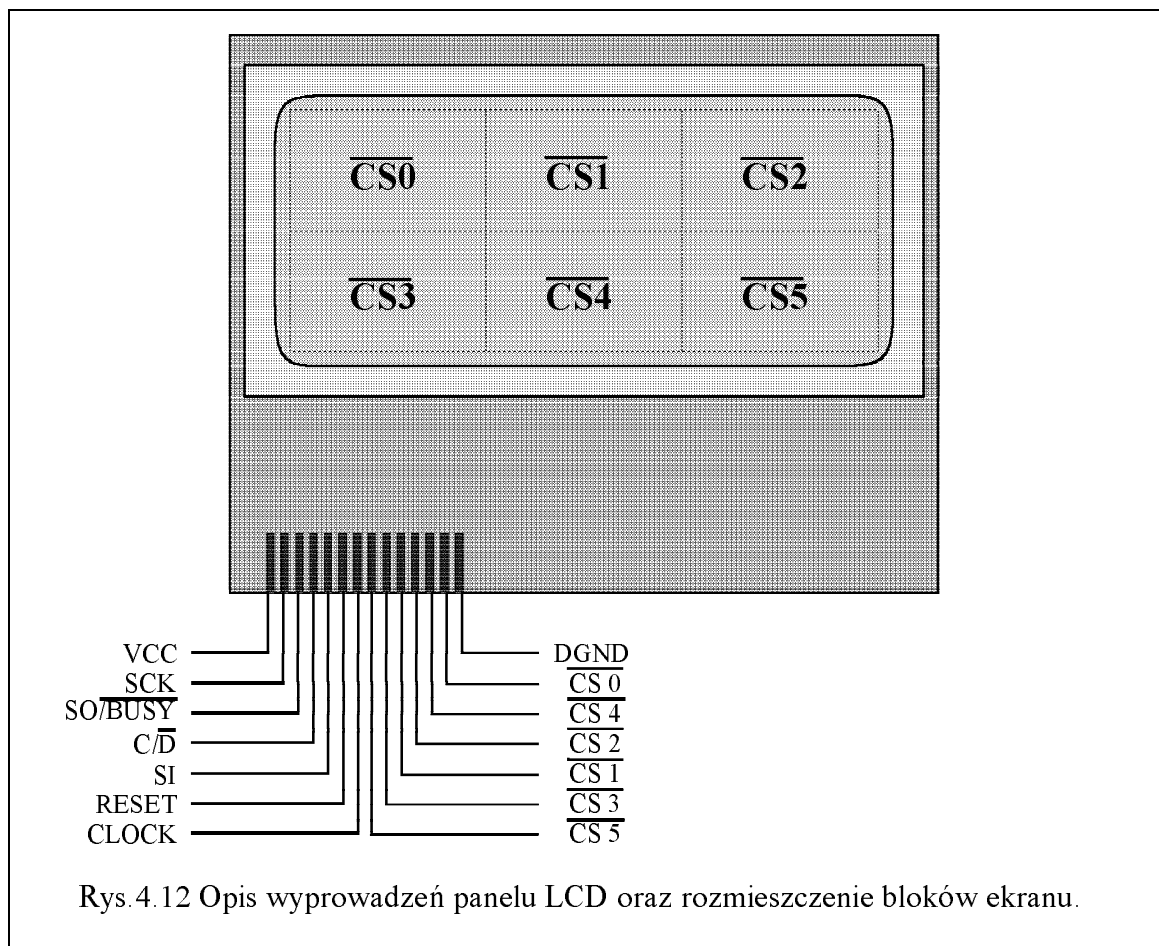
4.4.5. Wyświetlacz LCD

Do graficznego przedstawienia trajektorii wiroprądowych zastosowano panel *LCD* wyposażony we własne układy sterowania $\mu\text{PD 7227}$ firmy *NEC*. Użyty wyświetlacz stanowi jednorodną matrycę punktów o rozmiarach ekranu 32×120 pikseli. Cała powierzchnia ekranu podzielona jest na sześć bloków o wielkości 16×40 pikseli, przy czym każdy z nich posiada własną pamięć *RAM*

(składającą się z dwóch czterdziestobajtowych banków) wraz ze sterownikiem w postaci układu μ PD 7227. Do komunikowania się z systemem mikroprocesorowym panel LCD posiada następujące wyprowadzenia:

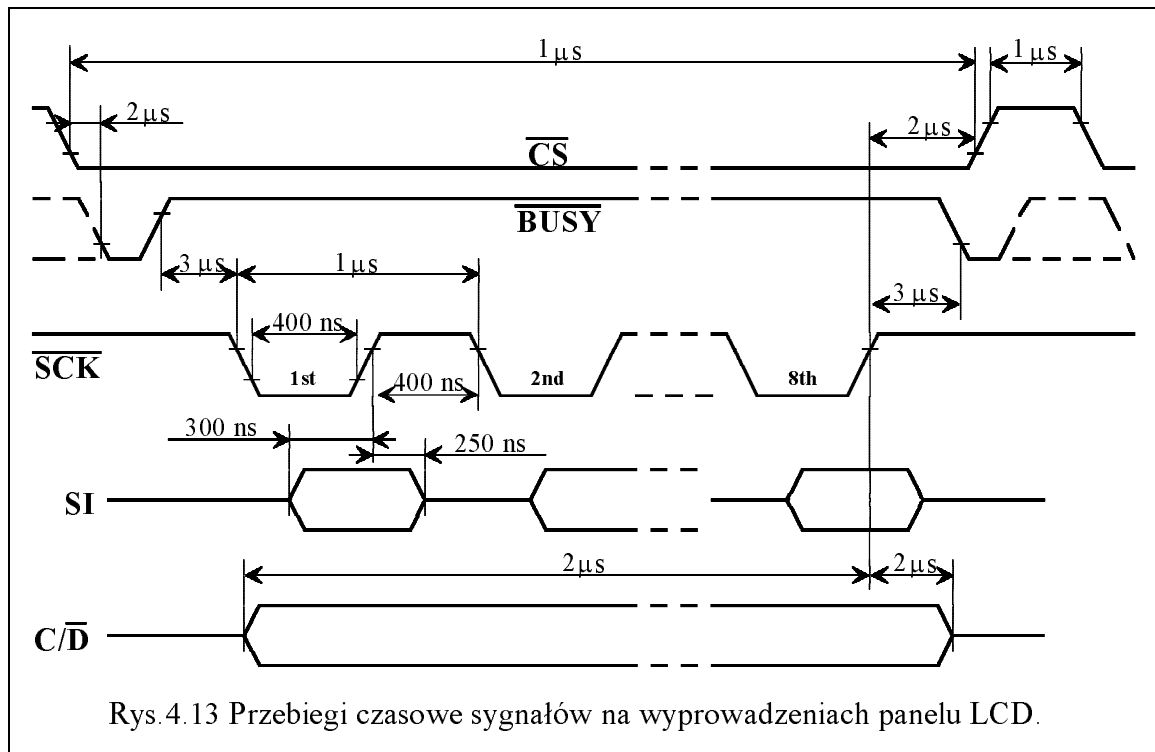
- CS0 ÷ CS5 - wejścia wybierające dostęp do poszczególnych sterowników μ PD 7227;
- RESET - wejście inicjalizujące pracę panelu (aktywne w stanie "1");
- CLOCK - wejście zegara zewnętrznego 0.1 ÷ 1 [MHz];
- SI - wejście szeregowe danych;
- C/D - wejście strobuujące (rozkaz czy dane);
- SO/BUSY - wyjście szeregowe danych lub stanu gotowości;
- SCK - wejście taktujące danych szeregowych.

Rozmieszczenie poszczególnych wyprowadzeń panelu oraz podział ekranu na poszczególne bloki przedstawia rys.4.12.



Rys.4.12 Opis wyprowadzeń panelu LCD oraz rozmieszczenie bloków ekranu.

Dane oraz rozkazy o długości jednego bajta przesyłane są do panelu wyświetlacza po łączu szeregowym. Pierwszym przesyłanym bitem jest MSB. Należy zaznaczyć, że każdy z bitów wysyłanego bajtu musi być strobowany przez narastające zbocze sygnału doprowadzonego do wejścia SCK. Przebiegi czasowe sygnałów na wyprowadzeniach wyświetlacza podczas komunikacji z otoczeniem przedstawiono na rys.4.13 [27].



Rozpoczęcie pracy wyświetlacza wymaga przeprowadzenia procesu inicjalizacji tzn., po sygnale RESET musi zostać wysłany następujący ciąg rozkazów:

- MODE SET : rozkaz konfiguracji pracy sterowników μ PD 7227;
- FRAME FREQUENCY SET : rozkaz ustalający częstotliwość odświeżania ekranu wyświetlacza;
- ENEABLE DISPLAY : rozkaz odblokowywania procesu wyświetlania informacji;

Pozostałe dostępne rozkazy ustalają tryb pracy danego bloku wyświetlacza tzn. decydują o metodzie wpisu informacji do pamięci danego bloku. Każdy z tych rozkazów zawiera polecenie dla wewnętrznego licznika bajtów ustalające jego stan po każdym pojedynczym wpisie do pamięci (lub ewentualnym

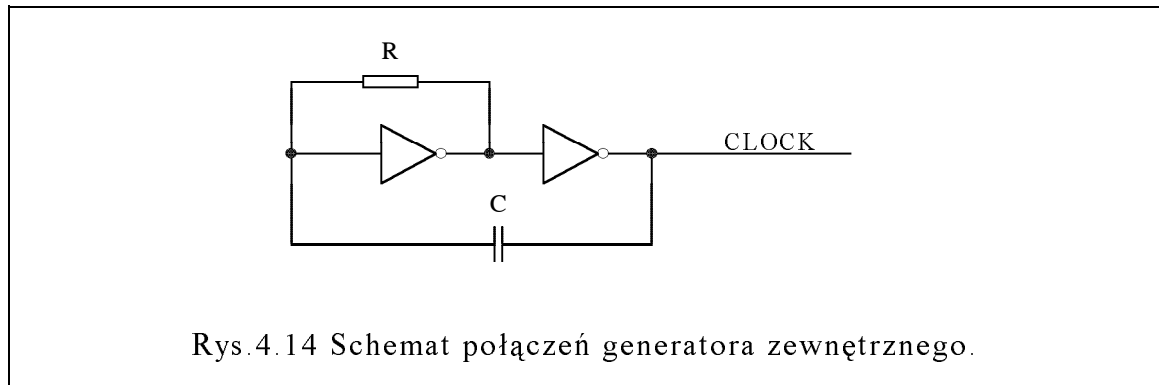
odczytanie). Interpretując możliwości wyświetlacza w powyższy sposób można stwierdzić, że posiada on następujące tryby pracy:

- WRITE MODE : wpisywanie do pamięci;
- READ MODE : odczytywanie z pamięci;
- AND MODE : wykonanie logicznej operacji *AND* pomiędzy danym bajtem w pamięci a bajtem odebrany z wejścia szeregowego i odnoszącego się do tego samego adresu;
- OR MODE : wykonanie logicznej operacji *OR* w przypadku jw.;
- SET / RESET BIT : zapalenie / zgaszenie danego piksela;
- CHARACTER MODE : wyświetlanie znaków przy pomocy wewnętrznego generatora znaków;
- LOAD DATA POINTER : ustawia zawartość licznika bajtów i określa numer banku pamięci.

W projektowanym układzie, *panel LCD* połączono z systemem mikroprocesorowym wykorzystując port szeregowy oraz niektóre wyprowadzenia (bity) portu *PI* mikrokontrolera (patrz podrozdział 4.4.1. i dodatek C). Wybieranie odpowiedniego bloku wyświetlacza odbywa się przez wystawienie odpowiedniego stanu na trzech najmłodszych bitach *portu PI*, sterujących demultiplekserem typu **74LS138** (zgodnie ze schematem ideowym części cyfrowej zamieszczonej w dodatku C). Ponieważ zrezygnowano z pracy wyświetlacza w trybie *READ MODE*, sygnały strobulujące przesył informacji do *panelu LCD* tzn.: *C /D* i *BUSY* zostały doprowadzone bezpośrednio do odpowiednich bitów *portu PI*. Podobnie łącza szeregowo obydwu układów są połączone bez żadnych elementów pośrednich.

Do generacji sygnału *CLOCK* został zbudowany prosty generator fali prostokątnej w oparciu o bramki negujące serii **UCY7404**. Schemat połączeń takiego generatora przedstawiono na rys.4.14. Częstotliwość fali prostokątnej generowanej w omawianym układzie można wyliczyć z zależności (4.13) [18]:

$$f_{CL} = \frac{1}{3RC} \quad (4.13)$$



Uwzględniając zależność (4.13) oraz spełniając wymagania modułu wyświetlacza co do wymaganej częstotliwości sygnału *CLOCK* dobrano następujące parametry elementów zewnętrznych generatora:

$$R = 220 [\Omega];$$

$$C = 2.2 [\text{nF}].$$

co przy przesłaniu do wyświetlacza rozkazu *SET FRAME FREQUENCY* ustalającego podział f_{CL} przez 2^{13} powoduje odświeżanie *ekranu LCD* ok. 100 razy na sekundę. Generator został dolutowany bezpośrednio do płytki wyświetlacza, a całkowity schemat części cyfrowej (dodatek C) nie zawiera jego struktury.

5. Opis programu

Za poprawny przebieg całego procesu pomiarowego odpowiedzialne jest oprogramowanie umieszczone w pamięci typu **EPROM**. Ze względu na wykonywane zadania można go podzielić na kilka oddzielnych bloków (podprogramów) odpowiedzialnych za realizowanie poszczególnych funkcji:

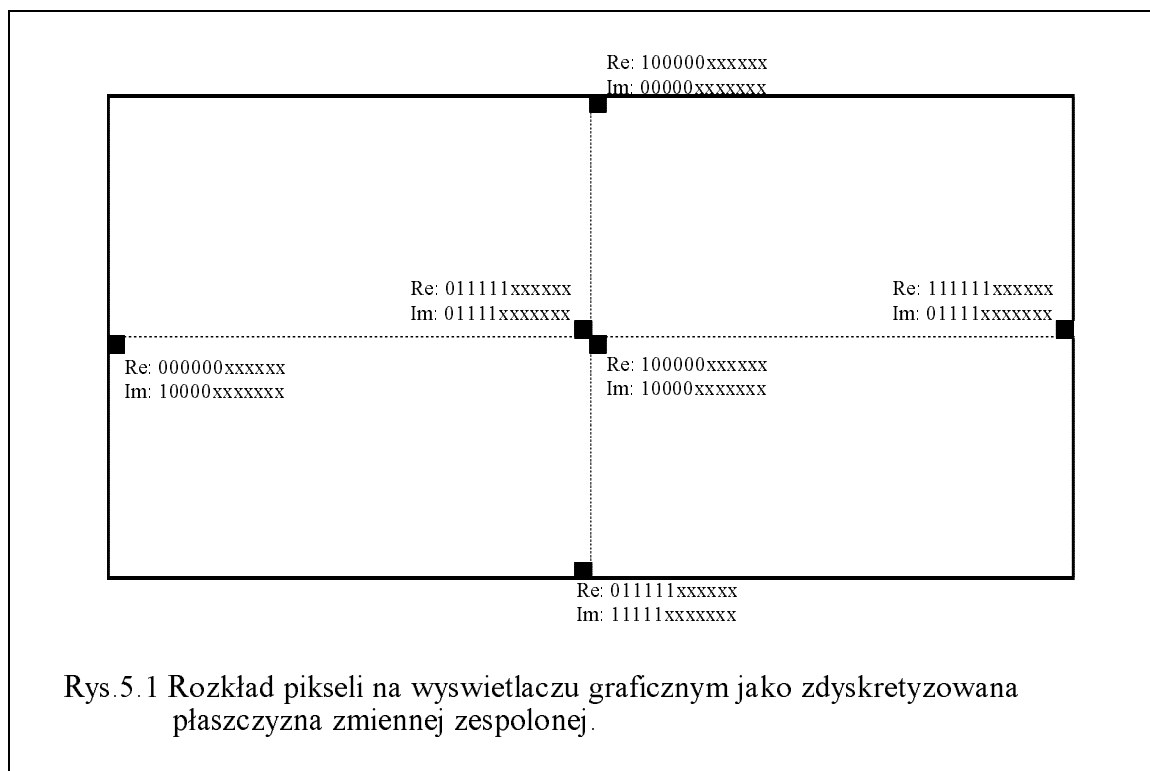
- inicjalizacja całego systemu i wyświetlacza *LCD*;
- pomiar sygnału wyjściowego z sondy bez obecności metalu;
- akwizycja poszczególnych próbek oraz wykreślenie trajektorii na ekranie wyświetlacza;
- oszacowanie parametrów trajektorii;
- wizualizacja procesu zerowania torów pomiarowych;
- obsługa klawiatury;
- sterowanie wyświetlaczem.

Do realizacji powyższych funkcji stworzono szereg procedur pomocniczych takich jak np.: przetwarzanie liczby binarnej na BCD, dzielenie całkowite liczb 16-bitowych, obsługa transmisji szeregowej do wyświetlacza itd.

Działanie oprogramowania przebiega następująco. Po załączeniu zasilania następuje wpisanie do rejestrów specjalnych mikrokontrolera odpowiednich danych określających konfigurację systemu oraz zostaje zainicjowany wyświetlacz ciekłokrystaliczny. Następnie przeprowadzone zostają wstępne pomiary składowych napięcia wyjściowego sondy dla ustalenia wartości początkowych pomiaru. Po wykonaniu tych wstępnych przygotowań układ przez określony czas (ok. 2 [s]), oczekuje na wciśnięcie jednego z przycisków klawiatury. Jeżeli w tym czasie nie naciśnięto żadnego z przycisków program automatycznie przechodzi do realizacji głównej procedury pomiarowej. Wspomniane wcześniej opóźnienie uzyskano przez wielokrotne sprawdzenie znaczników stanu klawiatury wystawianych przez procedurę obsługi przerwania od timera T0.

Rozpoczęcie procesu zbierania próbek przez system mikrokomputerowy polega na inicjacji przetwornika A/C czemu towarzyszy wyświetlenie

odpowiedniego ekranu. Płaszczyznę ekranu o rozdzielczości 64×32 , na którym rysowana jest trajektoria, stanowią cztery bloki panelu LCD (CS0, CS1, CS3, CS4). Bloki te stanowią poszczególne ćwiartki kartezjańskiego układu współrzędnych. Na pozostałych dwóch blokach wyświetlane są aktualne parametry trajektorii. Sposób w jaki są obliczane współrzędne położenia piksela wyświetlacza wyjaśnia rys.5.1. Współrzędne pokazane na rysunku są zgodne z rzeczywistymi wynikami otrzymywanymi z przetwornika A/C.



Po odebraniu wyników pomiaru, mikrokontroler przelicza je na współrzędne położenia piksela, a następnie wyświetla go na ekranie. Jeżeli odebrane wyniki okażą się równe wartościom początkowym wówczas cykl odbioru pojedynczej próbki zostaje zakończony. Pierwsze odchylenie od wartości uważanej za wartość odniesienia jednej ze składowych napięcia wyjściowego sondy, interpretowane jest przez układ jako pojawienie się elementu metalowego w polu działania sondy. Rozpoczyna się tym samym proces akwizycji serii próbek, przeliczanych kolejno na współrzędne położenia pikseli, które zostają następnie wyświetlone na ekranie wyświetlacza, tworząc w ten sposób trajektorię wiroprowadową danego przedmiotu metalowego. W trakcie zbierania właściwych tzn. stanowiących trajektorię próbek, zostają wybrane i zapamiętane te składowe

napięcia wyjściowego sondy, oznaczające maksymalne wychylenie od wartości pomiaru początkowego. Zakończenie akwizycji pojedynczej próbki powoduje przejście programu do jednorazowej kontroli stanu klawiatury. Brak informacji o wciśniętym klawiszu powoduje powrót do wykonywanej procedury i odbiór kolejnej próbki. Zebranie stu pomiarów oznacza koniec rysowania trajektorii, po czym program rozpoczyna obliczenia w celu oszacowania podstawowych jej parametrów.

Dane wejściowe dla procedur obliczeniowych stanowią zapamiętane podczas rysowania trajektorii wyniki pomiarów dla próbek najbardziej oddalonych od punktu początkowego, tzn. stanowiących maksimum sygnału na wyjściu sondy. Na podstawie tych wyników oszacowywane są dwa podstawowe parametry trajektorii: nachylenie i długość wektora. Obliczenia przeprowadzone zostają na przyrostach wartości poszczególnych składowych, co uniezależnia wynik obliczeń od stanu wyzerowania torów pomiarowych. Pierwszym z obliczanych parametrów jest suma bezwzględnych wartości przyrostów obu składowych:

$$S = |x_M - x_0| + |y_M - y_0| \quad (5.1)$$

gdzie (x_M, y_M) są wynikami pomiaru największego wychylenia od punktu początkowego (x_0, y_0) .

Suma S , która jest maksymalnie liczbą 13-bitową (8191_d) stanowi miarę długości danej trajektorii. Wielkość ta wyświetlana jest na ekranie pod umowną nazwą *MODUL*.

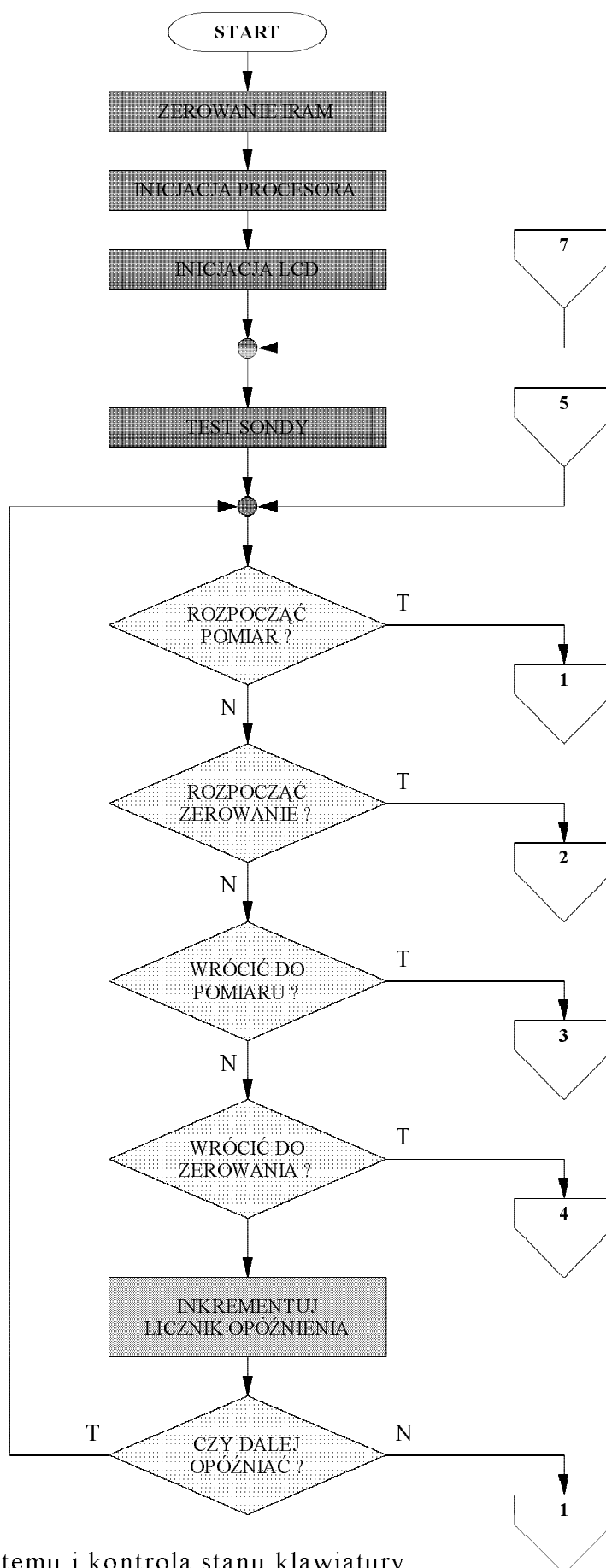
Następnie obliczany jest stosunek przyrostów obu składowych będący przybliżoną miarą kąta nachylenia wektora (trajektorii) według wzoru:

$$F = \frac{|y_M - y_0|}{|x_M - x_0|} \quad (5.2)$$

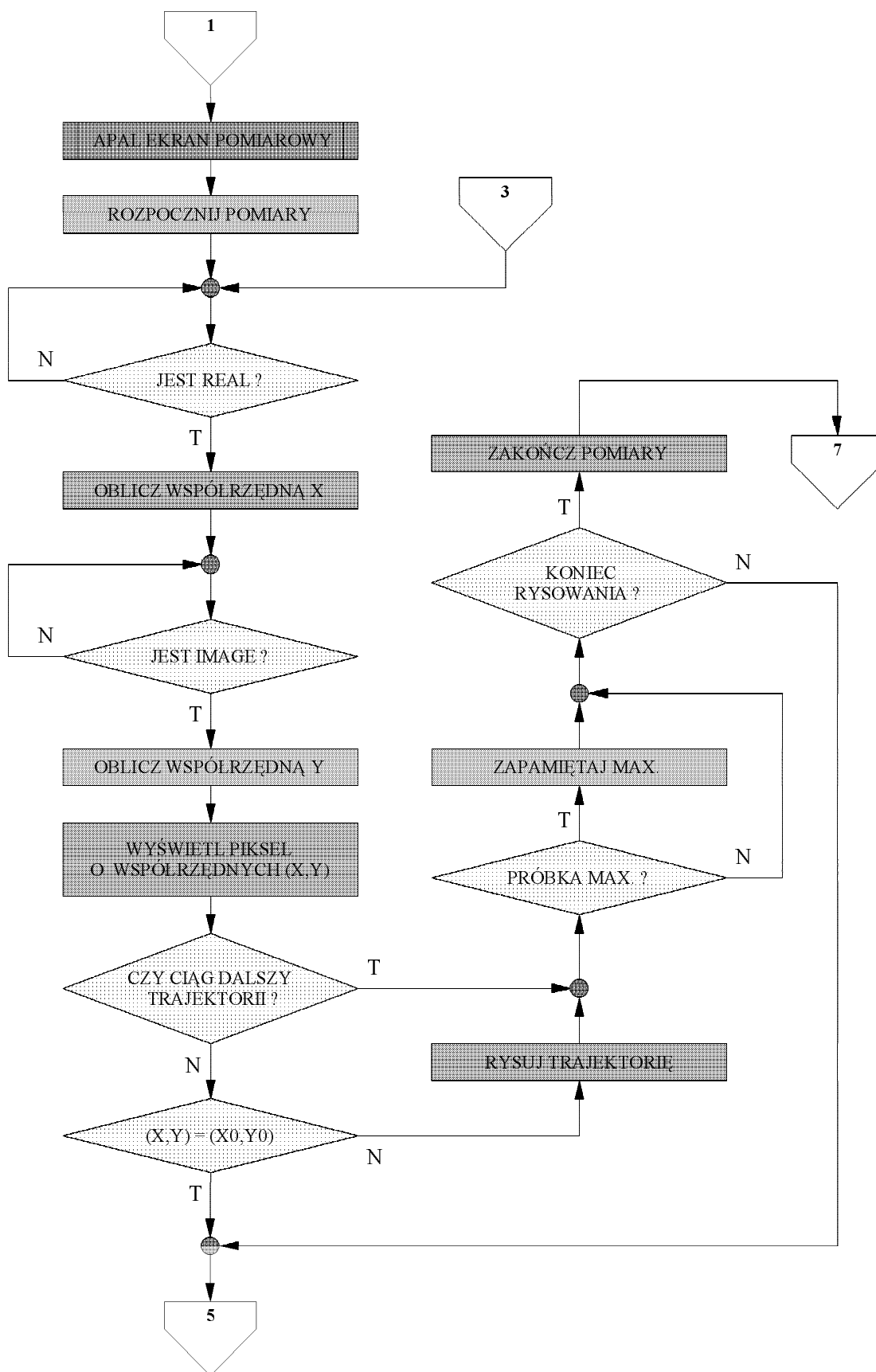
Otrzymany wynik F , mieszczący się w zakresie $1 \div 4095$, jest wyświetlany pod umowną nazwą *FAZA*. Po wykreśleniu trajektorii oraz wyświetleniu jej parametrów, stan ekranu utrzymywany jest przez ok. 2 [s], po czym zostaje wyczyszczony i tym samym urządzenie jest gotowe do zbierania następnej serii próbek.

Przejście do podprogramu zerowania torów pomiarowych następuje po wciśnięciu przycisku *ZER*. Procedura zerowania torów pomiarowych jest podprogramem pomocniczym służącym do zobrazowania przebiegu równoważenia torów pomiarowych detektora poprzez regulowanie potencjometrami P5 i P7. Na początku realizacji tego podprogramu wyświetlone zostają nazwy kanałów pomiarowych, dalej następuje inicjacja pojedynczego pomiaru i odbiór jego wyników, po czym jest wyświetlany i sprawdzany stan obydwu kanałów. Prawidłowe wyzerowanie toru potwierdzone jest wyświetleniem napisu "OK." przy odpowiedniej nazwie kanału pomiarowego. Rozstrojenie się danego toru powoduje wygaszenie napisu "OK.". Proces zerowania trwa do momentu naciśnięcia przycisku *POM*.

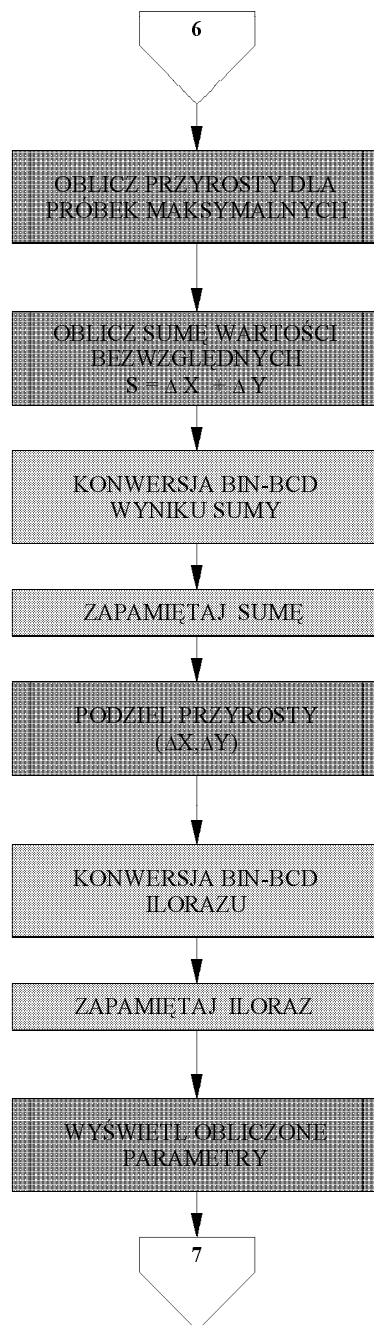
W zaprojektowanym systemie przewidziano istnienie dwóch przerwań, zadaniem których jest obsługa bloku przetwarzania analogowo - cyfrowego oraz klawiatury. Przerwanie od *timera T0* wywoływane jest regularnie co 5 [ms]. Procedura obsługi tego przerwania zatrzymuje w danej chwili próbki pomiarowe w układach Sample & Hold i inicjuje pomiar przetwornika w torze *REAL*. Drugim zadaniem wykonywanym przez tę procedurę jest kontrola stanu klawiatury i zapis informacji o jej stanie do pamięci danych. Należy tu zaznaczyć, że kontrola stanu klawiatury wykonywana jest zawsze, a obsługa bloku przetwornika A/C tylko na żądanie wystawione przez główną pętlę programową. Zewnętrzne przerwanie *INT0* jest inicjowane przez zmianę poziomu sygnału *BUSY* przetwornika A/C. Jego obsługa polega na odebraniu wyników pomiaru obydwu torów pomiarowych oraz zainicjowaniu pomiaru w torze *IMAGE* jeżeli wcześniej odebrany został wynik toru *REAL*. Schematy blokowe obrazujące działanie poszczególnych procedur zamieszczono w dalszej części tego rozdziału.



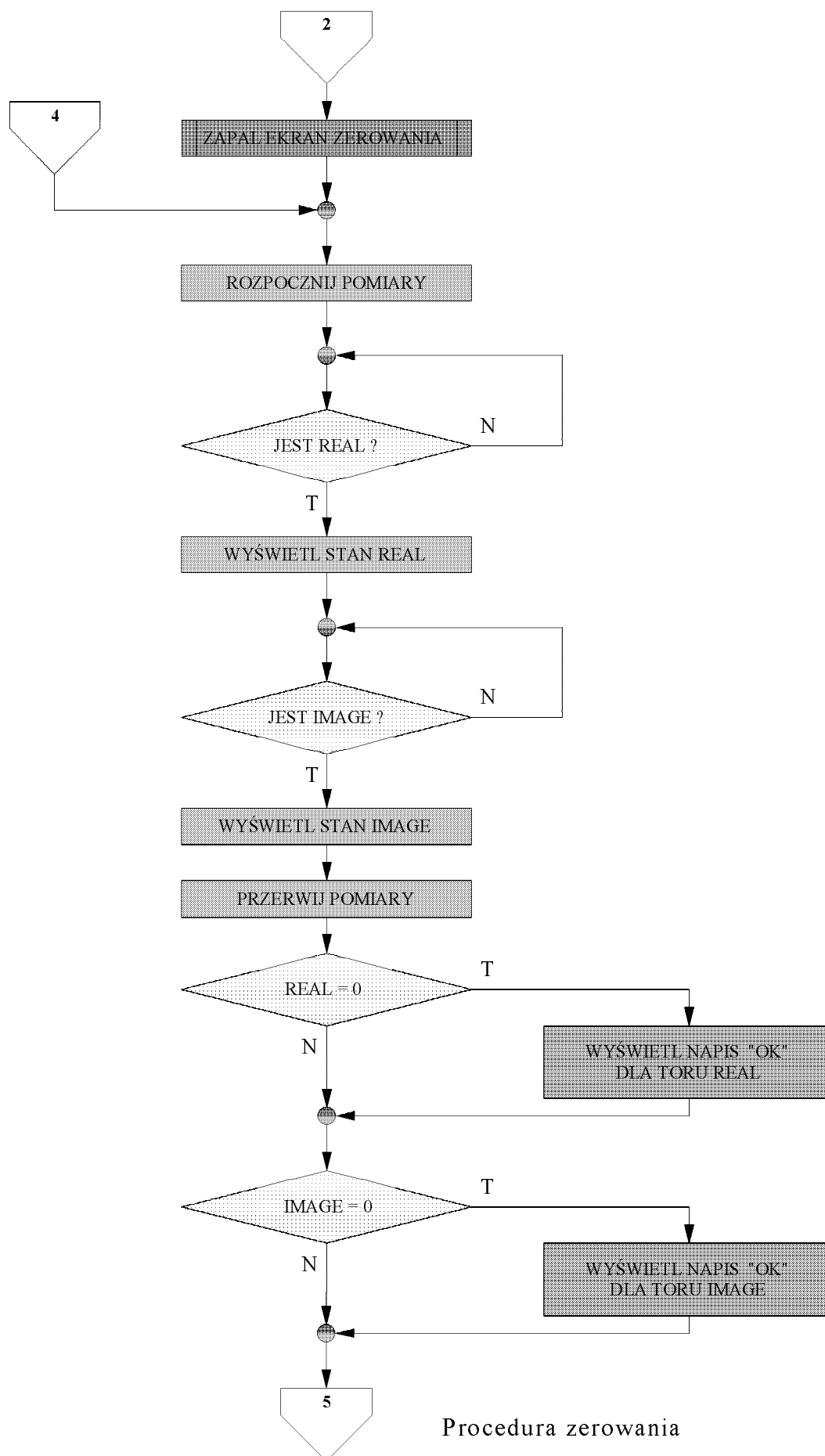
Inicjalizacja systemu i kontrola stanu klawiatury



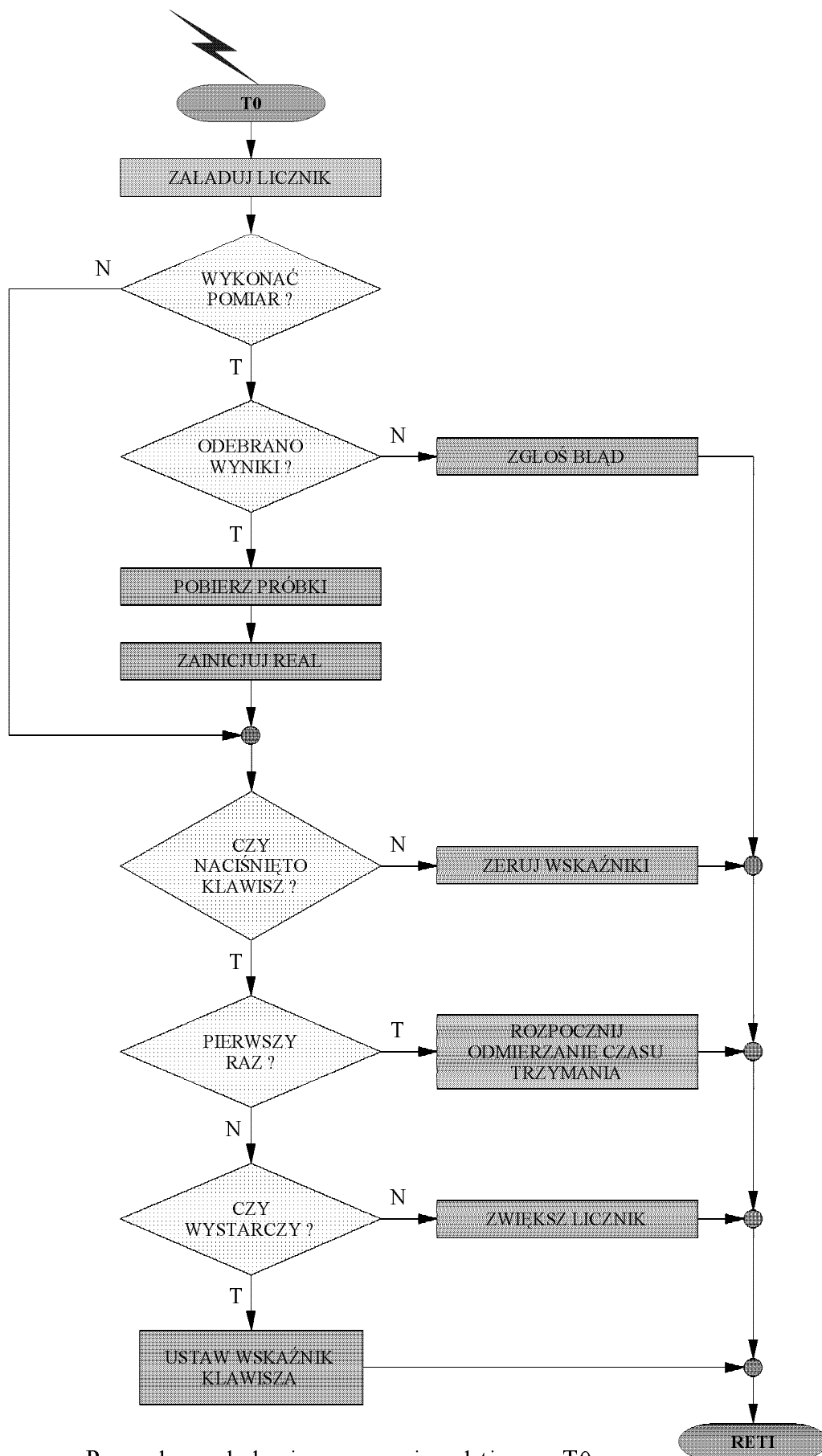
Podprogram akwizycji próbek pomiarowych



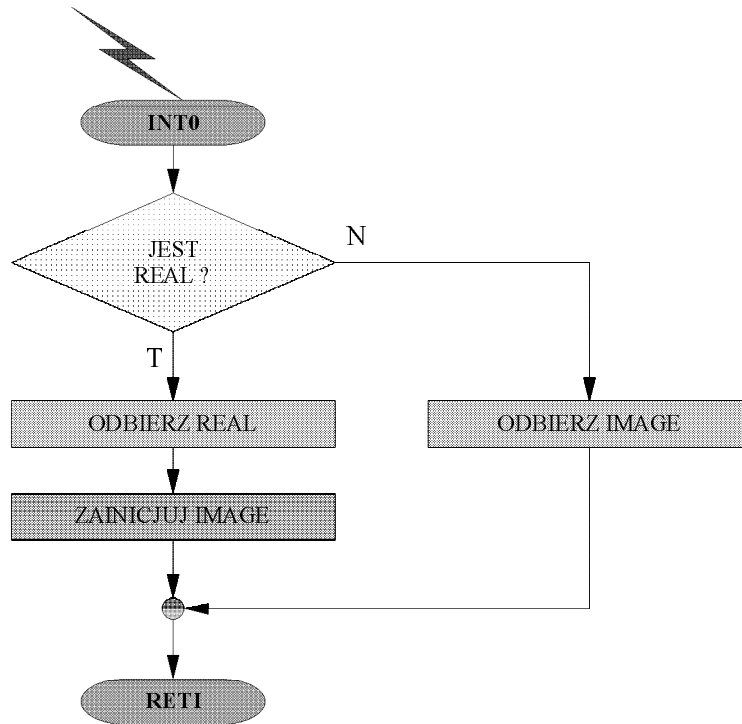
Procedury obliczeniowe



Procedura zerowania



Procedura obsługi przerwania od timera T0



Procedura obsługi przerwania zewnętrznego T0

6. Podsumowanie

6.1. Uruchomienie układu

Ze względu na specyfikę metody pomiarowej, pracę związaną z wykonaniem i uruchomieniem modelu urządzenia można podzielić na następujące etapy:

- wykonanie i zestrojenie sondy pomiarowej;
- zaprojektowanie i uruchomienie bloku generatora oraz detektorów fazy;
- zbudowanie przedwzmacniacza współpracującego z sondą pomiarową;
- sprzętowe uruchomienie części cyfrowej;
- połączenie obu części (analogowej i cyfrowej);
- utworzenie i przetestowanie oprogramowania systemu.

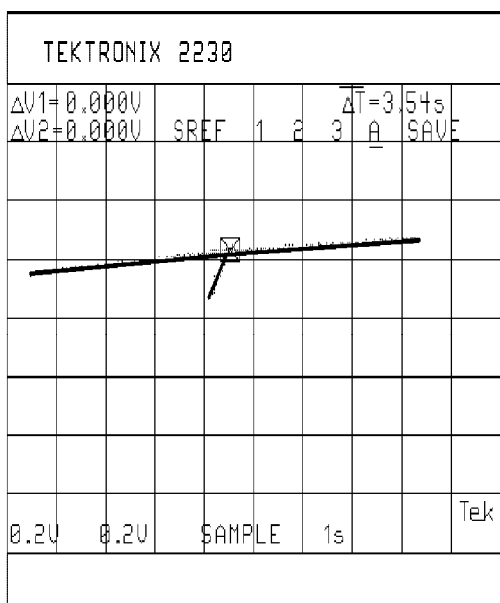
Postępując zgodnie z powyższym planem zbudowano urządzenie składające się z dwóch, oddzielnych bloków: analogowego i cyfrowego. Poszczególne układy zostały zamontowane na osobnych, uniwersalnych płytkach drukowanych posiadających wspólne przewody zasilające (± 15 [V]). Rozmieszczenie poszczególnych elementów na płytkach pokazano w dodatku B.

Zastosowana w budowanym urządzeniu sonda zrównoważona powinna charakteryzować się zerowym napięciem wyjściowym przy braku metalu w polu jej oddziaływania. Dla uzyskania tej właściwości, ilość zwoi cewki kompensacyjnej została dobrana doświadczalnie, zgrubnie minimalizując napięcie wyjściowe. Precyzyjnego zerowania sondy dokonano poprzez odpowiednie ułożenie zwoju kompensacyjnego pomiędzy cewką nadawczą i odbiorczą. W zbudowanej sondzie udało się uzyskać zrównoważenie do napięcia wyjściowego o wartości międzyszczytowej ok. 10 [mV].

Do cewek nadawczej i odbiorczej dołączono równolegle kondensatory tworząc w ten sposób układy LC o częstotliwości rezonansowej równej częstotliwości pomiarowej. Taka budowa sondy pomiarowej po stronie odbiorczej zapewnia odpowiednią czułość detektora oraz eliminuje niepożądane częstotliwości odbierane przez sondę. Zgrubnego dostrojenia

układów rezonansowych LC dokonano przez dobór odpowiednich wartości pojemności kondensatorów, a dokładnie poprzez zmianę generowanej częstotliwości regulując potencjometrem P2. Zmierzone zniekształcenia sygnału sinusoidalnego wyniosły ok. 2 %.

Dla separacji sondy pomiarowej od układu detektorów zbudowano przedwzmacniacz z potencjometryczną regulacją współczynnika wzmocnienia. W celu przetestowania poprawności działania analogowej części urządzenia zdjęto, przy pomocy oscyloskopu cyfrowego, kilka przykładowych trajektorii wiropądowych. Na rys.6.1 przedstawiono wybrane trajektorie dla przedmiotów nieferromagnetycznych.

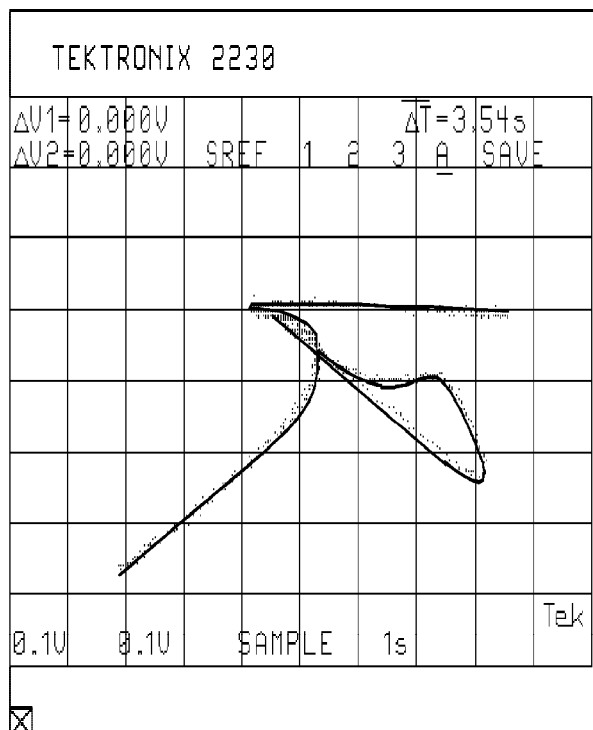


Rys.6.1 Trajektorie wiropądowe uzyskane dla (kolejno od lewej): próbki aluminiowej (33 [MS/m]), próbki ołowianej (4,1 [MS/m]), pręta ferrytowego.

Jak widać trajektorie są liniami prostymi co jest w pełni zgodne z rozważaniami teoretycznymi przeprowadzonymi w podrozdziale 3.3. W sytuacji gdy do cewki zbliżany był pręt ferrytowy uzyskana trajektoria jest również linią prostą. Wynika to bezpośrednio z zachwiania równowagi sondy spowodowanej zaburzeniem pola elektromagnetycznego wynikającego z obecności elementu ferromagnetycznego. Sonda zachowuje się wówczas jak transformator, którego uzwojenia pierwotne i wtórne stanowią odpowiednio: cewka nadawcza i cewka

odbiorcza. Należy zauważyć, że układ współrzędnych jest odwrócony o pewien kąt wynikający z przesunięcia fazowego wprowadzanego przez tor pomiarowy.

Dla przedmiotów stalowych, które oprócz własności przewodzących posiadają również właściwości ferromagnetyczne uzyskane trajektorie miały bardziej złożone kształty (por. rys.6.2.).



Rys.6.2 Trajektorie wiropądowe uzyskane dla (kolejno od lewej): płytki stalowej, pręta stalowego równoległego do sondy, pręta stalowego prostopadłego do sondy.

Kształt otrzymanych w tym przypadku trajektorii jest zależny od sposobu ułożenia badanego przedmiotu względem sondy pomiarowej oraz od jego rodzaju.

Cyfrowa część sterująca po zmontowaniu i sprawdzeniu poprawności połączeń została przetestowana przy pomocy krótkiego programu pomocniczego. Uruchomienia tej części urządzenia dokonano przy pomocy symulatora pamięci *EPROM* typu **ES 040**. Program sterujący napisany został w języku *Assembler MCS - 51* i skompilowany za pomocą programu *8051 Macro Assembler - Version 4.00j*.

Połączenie obu części urządzenia polegało na dobudowaniu do istniejącego układu analogowego wzmacniaczy dopasowujących posiadających możliwość wstępnego zerowania torów pomiarowych oraz dobraniu wartości wzmocnienia w obydwu kanałach, tak aby maksymalne zbliżenie elementu metalowego średniej wielkości nie spowodowało przesterowania wejścia pomiarowego przetwornika A/C. Ostatnią czynnością przy uruchamianiu układu była ostateczna modyfikacja programu sterującego tak by spełnił wcześniejsze wymogi stawiane systemowi mikroprocesorowemu w tym urządzeniu.

6.2. Wyniki pomiarów

Dla ostatecznego przetestowania poprawności działania całego układu detektora dokonano serii pomiarów sprawdzających. Do pomiarów zostały użyte próbki metalu o identycznych wymiarach geometrycznych, różniące się między sobą wartością *dobroci* Q_m (patrz podrozdział 3.3.). Wartość Q_m wyznaczono na podstawie pomiarów zmian składowych impedancji cewki stykowej metodą przedstawioną w [5].

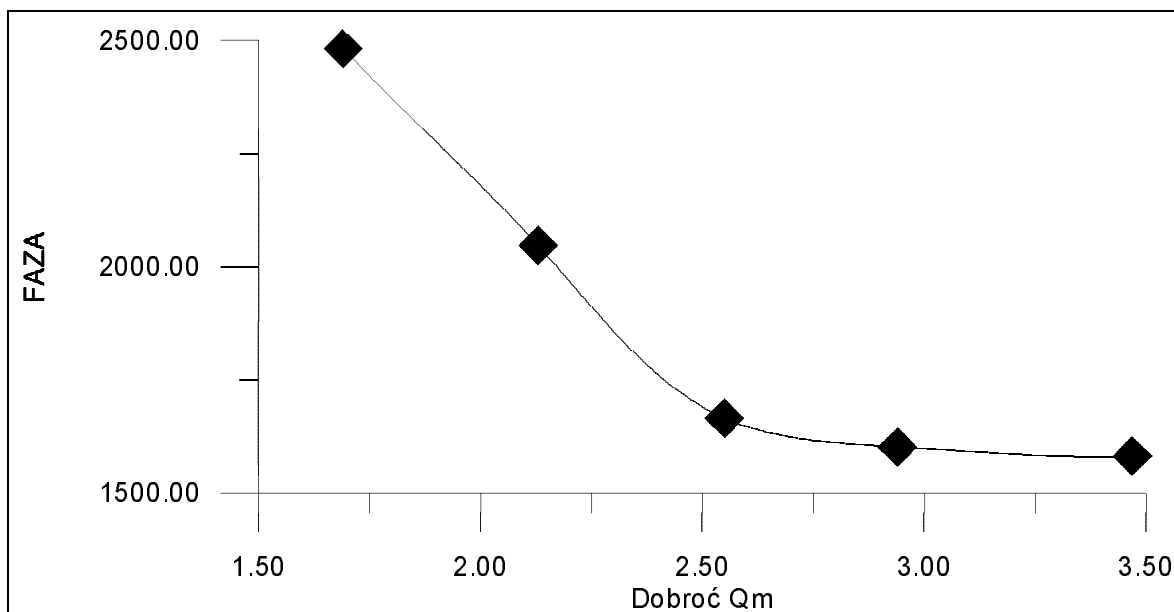
W pierwszym z przeprowadzonych pomiarów sprawdzono zmianę wartości wskazań stosunku składowych napięcia wyjściowego sondy będącego miarą nachylenia trajektorii, a wyświetlanego przez przyrząd pod umowną nazwą FAZA w zależności od odległości przedmiotu od sondy. Do pomiarów użyto próbki metalu o dobroci ok. 1,7. Wyniki zostały zestawione w tabeli 6.1, przy czym należy zaznaczyć, że w rubryce FAZA wpisano średnią obliczoną z dziesięciu pomiarów.

Tabela 6.1.

Odległość [cm]	3	5	7	9
FAZA	2505	2477.1	2477.6	2477

Przedstawione wyniki potwierdzają postawioną w podrozdziale 3.3. tezę, że nachylenie trajektorii jest mało wrażliwe na zmianę odległości przedmiotu od sondy pod warunkiem, że odległość ta jest stosunkowo duża.

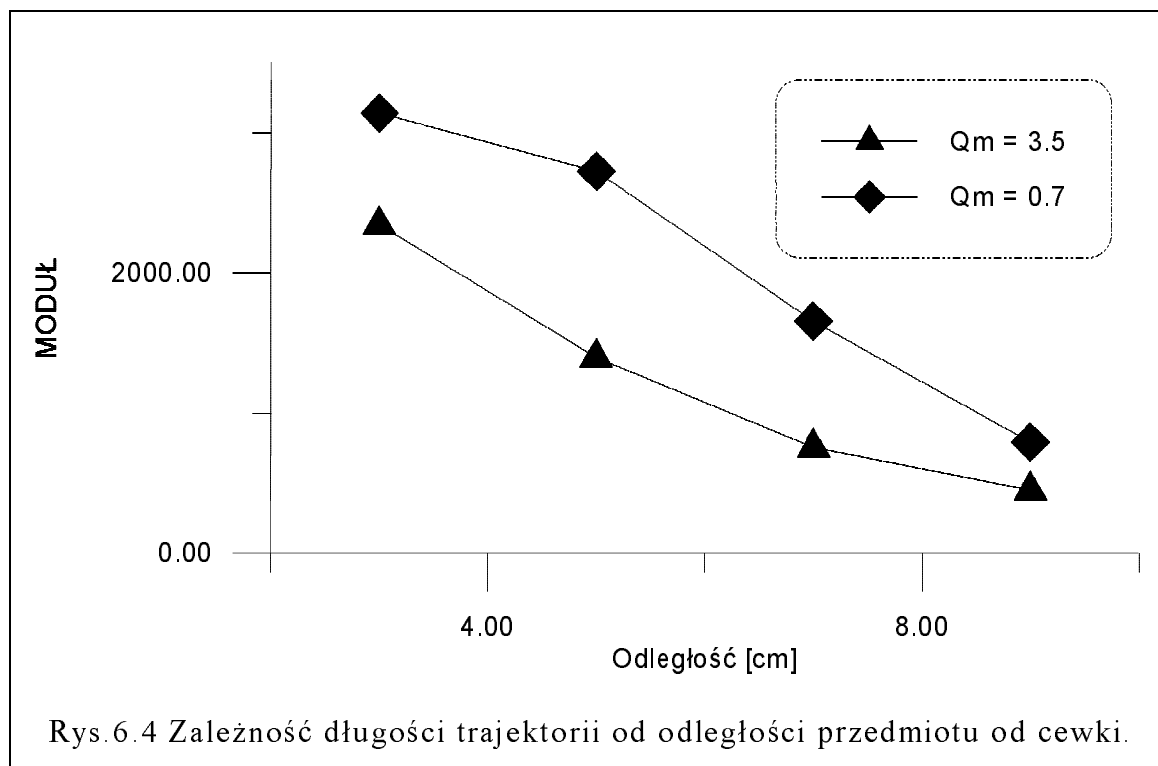
Następnie sprawdzono zależność wskazań wyżej wymienionego parametru w zależności od rodzaju badanego metalu. Na podstawie uzyskanych wyników pomiarów sporządzonych dla przedmiotów metalowych o różnych konduktywnościach, została wykreślona zależność zamieszczona na rys.6.3. Można zauważyć, że przedstawiona krzywa nie odbiega swym kształtem od krzywej określającej zależność kąta fazowego od dobroci metalu wykreślonej przy symulacji modelu sondy (por. rys.3.6).



Rys.6.3 Zależność miary nachylenia trajektorii od dobroci Qm badanego metalu.

W kolejnej serii pomiarów zdjęto zależność wskazań parametru trajektorii określającego jej długość, a wyświetlanego przez model pod umowną nazwą MODUŁ, przy zmianach odległości przedmiotu metalowego od sondy pomiarowej. Pomiaru dokonano używając próbek metalu o dobrociach 0,7 i 3,5. Wyniki przedstawiono w postaci wykresów na rys.6.4. Kształt uzyskanych krzywych pozwala na odnalezienie takiej funkcji skalowania, która umożliwi pomiar odległości przedmiotu od sondy. Nie potwierdzono wniosku wysnutego na podstawie analizy teoretycznej, że wartość modułu jest niezależna od dobroci Qm. Jednak ze względu na szeroki zakres dobroci próbek metalu użytych w tym pomiarze wydaje się, że nie należy go definitywnie odrzucać, tym bardziej, że zakładano brak takiego wpływu dla przedmiotów o stosunkowo

dużych dobrociach (por. rys.3.8). Pełna weryfikacja wymagałaby przeprowadzenia pomiarów uzupełniających.



6.3. Uwagi i wnioski końcowe

Opisywane urządzenie zostało zbudowane w celu praktycznej weryfikacji teoretycznych rozważań dotyczących zastosowaniu metody trajektorii wiroprądowych do identyfikacji parametrów przedmiotów metalowych. Pomiar i badania wykonanego przyrządu dowodzą o jego przydatności do tego zadania. Ponadto wykazano słuszność wniosków wyciągniętych podczas teoretycznej analizy właściwości sondy zrównoważonej, a tym samym zgodność przedstawionego modelu z rzeczywistością.

Zbudowany układ spełnia wcześniej postawione założenia techniczne. Na podstawie trajektorii rysowanych przez urządzenie można wnioskować o własnościach elektrycznych metalu nieferromagnetycznego bądź o kształcie i położeniu względem sondy przedmiotu ferromagnetycznego. Dla uzyskanych trajektorii można obliczać pewne ich parametry, które pozwolą na identyfikację i rozpoznawanie metali bez udziału operatora. W zbudowanym urządzeniu takimi parametrami były nachylenie i długość wektora, ale mogłyby być takie

jak np. powierzchnia uzyskanej trajektorii. Wydaje się możliwe zastosowanie tutaj także, analizy Fouriera (patrz podrozdział 3.2.) oraz algorytmów służących do rozpoznawania obrazów, w tym również z zastosowaniem sieci neuronowych.

Przedstawiony model jest prototypem i możliwa jest dalsza rozbudowa tego urządzenia celem polepszenia jego właściwości detekcyjnych i identyfikacyjnych. Z przeprowadzonych prób wynika, że modyfikacji powinien ulec generator napięcia sinusoidalnego tak, żeby miał mniejsze zniekształcenia oraz blok wzmacniaczy kompensujących poprzez dodanie funkcji automatycznego zerowania. Wymiana panelu LCD na wyświetlacz o innym kształcie i większej rozdzielczości ekranu mogłaby znacznie zwiększyć dokładność rysowanej trajektorii. Kolejne udogodnienia można uzyskać poprzez rozszerzenie oprogramowania sterującego. Wzbogaci to przyrząd o wykonywanie innych opcji lub udoskonali działanie istniejących. Następne przebudowy istniejącego prototypu czy powstawanie innych wersji tego urządzenia powinny służyć przystosowaniu do konkretnych zastosowań, przewidywanych w założeniach wstępnych.

Spis treści

1. Wprowadzenie	4
2. Przegląd wiropądowych metod identyfikacji przedmiotów metalowych	5
2.1. Zasada pomiarów wiropądowych	5
2.2. Model matematyczny układu cewka - metal	6
2.3. Wiropądowy pomiar konduktywności	8
2.3.1. Komparacyjny konduktometr wiropądowy	9
2.3.2. Konduktometr z odczytem cyfrowym	10
2.3.3. Konduktometr z kompensacją wpływu efektu uniesienia	12
2.4. Wiropądowe metody sortowania materiałów	14
2.4.1. Mostek sortujący	14
2.4.2. Sortujący układ rezonansowy	15
2.5. Detektory metali	16
2.5.1. Wykrywacze generacyjne	17
2.5.2. Wykrywacze impulsowe	21
2.5.4. Detektory typu nadajnik-odbiornik	23
2.6. Problem identyfikacji przedmiotów metalowych	25
3. Metoda trajektorii wiropądowych	27
3.1. Otrzymywanie trajektorii wiropądowej za pomocą przetwornika różnicowego	29
3.2. Analiza cyfrowa trajektorii wiropądowej	31
3.3. Analiza teoretyczna możliwości identyfikacyjnych sondy różnicowej	34
4. Projekt modelu urządzenia	39
4.1. Założenia techniczne	39
4.2. Schemat blokowy	40
4.3. Część analogowa	42
4.3.1. Sonda zrównoważona	42
4.3.2. Generator napięciowy	43
4.3.3. Przedwzmacniacz	47
4.3.4. Detektory fazoczułe i filtry dolnoprzepustowe	49
4.3.5. Wzmacniacz kompensujący	51

4.4. Część cyfrowa	53
4.4.1. Struktura i przeznaczenie układu	53
4.4.2. System mikroprocesorowy	54
4.4.3. Multiplexer analogowy	57
4.4.4. Przetwornik analogowo - cyfrowy	58
4.4.5. Wyświetlacz LCD	60
5. Opis programu	65
6. Podsumowanie	75
6.1. Uruchomienie układu	75
6.2. Wyniki pomiarów	78
6.3. Uwagi i wnioski końcowe	80
7. Bibliografia	82
Dodatek A - Listing programu sterującego w języku assembler	
Dodatek B - Rozmieszczenia elementów na płytkach drukowanych	
Dodatek C - Schematy ideowe	

7. Bibliografia

- [1] Borczyński J., Dumin P., Milczewski A.: "Podzespoły elektroniczne, półprzewodniki - poradnik", WKiŁ W - wa 1990.
- [2] Borczyński J., Milczewski A.: "Podzespoły elektroniczne, elementy bierne - poradnik", WKiŁ W - wa 1993.
- [3] Dobrzański L.A., Nowosielski R.: "Metody badań metali i stopów", tom I, "Badania własności mechanicznych i fizycznych", skrypt Politechniki Śląskiej nr 1269, Gliwice 1986.
- [4] Fischer J., Mazur J., Szyngiera P.: "Konduktometria wiropądowa wspomagana komputerowo", Raport, Instytut elektroniki Gliwice 1992.
- [5] Fischer J., Nowara A., Szyngiera P.: "Model matematyczny konduktometru wiropądowego z kompensacją uniesienia", Raport, Instytut Elektroniki Gliwice 1993.
- [6] Gajewski P., Turczyński J.: "Cyfrowe układy scalone CMOS", WKiŁ W - wa 1990.
- [7] Garrett C.: "Modern metal detectors", RAM Boks, Garland, USA, 1992.
- [8] Kidoń Z., Szyngiera P., Chęciński J.: "Wiropądowa metoda identyfikacji defektów materiałowych z wykorzystaniem analizy cyfrowej", Raport, Instytut Elektroniki Gliwice 1992.
- [9] Kidoń Z., Chęciński J.: "Model defektoskopu wiropądowego z sondą przelotową", Politechnika Śląska - Instytut Elektroniki, Gliwice 1993.
- [10] Kulka Z., Nadachowski M.: "Zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych", WNT W - wa 1986.
- [11] Lewińska - Romicka A.: "Badania nieniszczące rur metalowych metodą prądów wirowych", PWN W - wa 1991.
- [12] Praca zbiorowa pod redakcją Malzachera S.: "Technika wiropądowa w badaniach nieniszczących", Zeszyty naukowe Poitechniki Śląskiej nr 111, Gliwice 1993.

- [13] Mazur J., Nowara A., Szyngiera P.: "Wykrywanie i identyfikacja wybranych parametrów obiektów metalowych znajdujących się w ośrodku niemetalicznym", Raport, Instytut Elektroniki Gliwice 1994.
- [14] Mazur J., Szyngiera P.: "Konduktometr wiroprowodowy z odczytem cyfrowym", Raport na 21-szą KKBN, Instytut Elektroniki Gliwice 1992.
- [15] Nadachowski M., Kulka Z.: "Analogowe układy scalone", WKiŁ W - wa 1991.
- [16] Rydzewski A.: "Mikrokomputery jednoukładowe rodziny MCS - 51", WNT W - wa 1992.
- [17] Sajdyk J., Janik Z., Skoczylas A., Michalski Z.: "Cyfrowe układy scalone - katalog podręczny", EMITER Kraków 1993.
- [18] Sasal W.: "Układy scalone serii UCA64/UCY74, Parametry i zastosowania", WKiŁ W-wa 1991.
- [19] Soclof S.: "Zastosowanie analogowych układów scalonych", WKiŁ W - wa 1991.
- [20] Szyngiera P.: "Przegląd konstrukcji urządzeń do wykrywania metali", Referat na zebraniu Zakładu Podstaw Elektroniki, Instytut Elektroniki, Gliwice maj 1994.
- [21] Szyngiera P.: "Zastosowanie metody trajektorii wiroprowodowych do identyfikacji parametrów obiektów metalowych", Raport, Instytut Elektroniki Gliwice 1994.
- [22] "Design of eddy current metal sorting equipment", Nondestruktive Testing Handbook. Second Ed. Vol. 4. "Electromagnetic Testing", American Society for NDT. Columbus - Ohio 1988.
- [23] AVT: "Układy scalone - katalog aktualności μC ", 2,3/1994.
- [24] Linear Circuits Data Book, Harris 1992.
- [25] New Releases Data Book, Maxim 1990.
- [26] Data Acquisition Data Book, National Semiconductor 1993.

- [27] Karta katalogowa μ PD 7227 LCD 8×40 Dot Matrix Controller/Driver firmy NEC.
- [28] Operational Amplifiers and Comparators Data Book, Volume A i B, Texas Instruments 1995.
- [29] Dokumentacja techniczna wykrywaczy metali produkowanych przez White's Electronics, USA.