Małgorzata AUGUSTYN, Mykhaylo DOROZHOVETS

Politechnika Rzeszowska, Katedra Metrologii i Systemów Diagnostycznych

doi:10.15199/48.2019.07.23

Zastosowanie komputerowych kart pomiarowych do realizacji wirtualnego analizatora widma impedancyjnego

Streszczenie. *W artykule przedstawiono stanowisko pomiarowe do badania spektroskopii impedancyjnej bazujące na kartach USB-6003 i Personal DAQ/3000. W środowisku LabVIEW 2013 opracowano wirtualny spektroskop składający się z generatora fali sinusoidalnej oraz dwukanałowego rejestratora sygnałów na wejściach różnicowych karty pomiarowej. Opracowana aplikacja zapisuje zarejestrowane wartości do pliku, a następnie odpowiedni algorytm wylicza impedancję obiektu oraz jej składowe. W pracy przedstawiono przykładowe wyniki analiz oraz ich niepewności.*

Abstract. *The paper presents a test stand for impedance spectroscopy based on a USB-6003 and* Personal DAQ/3000 *card. A virtual spectroscope consisting of a sinus generator and a two-channel recorder has been developed in LabVIEW 2013 environment. This application saves the recorded values to the file and the algorithm calculates the impedance of the object and its components. Results of analyses and their uncertainties are also presented. (**Application of computer measuring cards to implement a virtual impedance spectrum analyzer**).*

Słowa kluczowe: impedancja, spektroskopia impedancyjna, analiza odpowiedzi częstotliwościowej.
Keywords: impedance, impedance spectroscopy, frequency response analysis.

Wstęp

Spektroskopia impedancyjna to technika umożliwiająca badanie właściwości materiałów w szerokim paśmie częstotliwości. Przedstawiona metoda szeroko stosowana jest podczas nieniszczących badań właściwości obiektów konstrukcyjnych [1], biologicznych [2] lub monitorowaniu korozji materiałów [3]. Metoda polega na pobudzeniu obiektu badanego sygnałem zmiennoprądowym o zadanej częstotliwości i amplitudzie oraz pomiarach i analizie odpowiedzi wywołanej tym pobudzeniem [4].

Współczesne układy bazujące na idei spektroskopii impedancyjnej realizują pomiary zarówno fizycznie, jak i wirtualnie. Przykładami analizatorów FRA (frequency response analyzer) są: układ M5200 firmy Doble Engineering [5] czy FRA32M firmy Metrohm Autolab [6]. Oba moduły zapewniają precyzyjne pomiary, ale charakteryzują się wysoką ceną. Wirtualny pomiar impedancji realizuje mikrosystem AD5933 firmy Analog Devices [7], którego korzystna cena wiąże się z pewnymi ograniczeniami dotyczącymi: pomiaru wyłącznie prądu przepływającego przez badany obiekt oraz wpływu rezystancji wyjściowej na dokładność wyników [7]. W pracy podjęto próbę opracowania wirtualnego przyrządu do badania spektroskopii impedancyjnej z wykorzystaniem prostych kart pomiarowych.

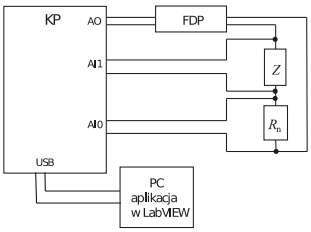
Stanowisko badawcze

Celem badań było opracowanie wirtualnego spektroskopu umożliwiającego pomiar składowych impedancji obiektu badanego dla różnych częstotliwości sygnału wymuszającego.

Schemat układu pomiarowego został przedstawiony na rysunku 1. Podczas badań użyto dwóch kart pomiarowych: USB-6003 firmy National Instruments [8] oraz Personal DAQ/3000 firmy Advantech [9]. Oba moduły wykorzystują złącze USB do komunikacji z komputerem, umożliwiają przetwarzanie analogowo-cyfrowe sygnałów podanych na wejścia analogowe (różnicowe) oraz generowanie sygnału na wyjściu analogowym przy przetwarzaniu cyfrowo-analogowym. Główne parametry wejść analogowych karty USB-6003 to: maksymalna częstotliwość próbkowania $f_{\mathrm{A/C}}$ = 100 kS/s, zakres napięć wejściowych +/-10V, rozdzielczość przetwornika A/C – 16 bitów. Dla wyjścia analogowego rozdzielczość przetwornika C/A i zakres napięć wyjściowych są takie same jak w przypadku wejść, natomiast maksymalna częstotliwość próbkowania na wyjściu wynosi $f_{\mathrm{C/A}}$ = 5 kS/s [8]. Moduł Personal DAQ/3000 przy 16 bitowych przetwornikach A/C i C/A umożliwia próbkowanie na wejściach i wyjściach z $f_{\mathrm{p,max}}$ = 1 MHz [9].

Do generowania przebiegu sinusoidalnego o zadanej częstotliwości skorzystano z wyjścia analogowego AO. W celu wygładzenia sygnału, tj. zmniejszenia wpływu efektu próbkowania, wykorzystano filtr dolnoprzepustowy (FDP). Podczas badań obiektem Z, dla którego wyznaczano impedancję oraz jej składowe, była cewka L_x lub kondensator C_x. Sygnał reprezentujący spadek napięcia na obiekcie badanym podano na wejście analogowe AI1. Natomiast natężenie prądu przepływającego przez obiekt mierzono pośrednio, poprzez rejestrację w kanale AI0 spadku napięcia na rezystorze referencyjnym R_{n}, połączonym szeregowo z badanym elementem.

Komputer z zaimplementowaną aplikacją w środowisku LabVIEW 2013 steruje procesami generowania i rejestracji sygnałów oraz wyznacza wartości impedancji i jej składowych.



Rys.1. Schemat blokowy układu pomiarowego

Wyznaczanie wartości impedancji oraz jej składowych

Filtr dolnoprzepustowy podłączony do wyjścia analogowego karty wprowadza zmianę amplitudy oraz przesunięcie fazy prądu płynącego przez badany obiekt, dlatego w celu uwzględnienia tych zmian przeprowadzany jest pośredni pomiar parametrów prądu (rys.1). Natężenie prądu przepływającego przez element impedancyjny dla częstotliwości f_s, można zapisać w postaci:

$$i(t) = I_m \cos\left(2\pi f_s t + \phi\right), \tag{1}$$

gdzie: I_{m} – amplituda prądu, ϕ - faza początkowa.

Podczas rejestracji w kanale AI0 karty pomiarowej wartości próbek u_{0i} spadku napięcia na rezystorze R_{n} są równe:

(2)
$$u_{0i} = I_m R_n \cos\left(2\pi f_s t_i + \phi\right) = I_m R_n \cos\left(2\pi i \frac{f_s}{f_p} + \phi\right),$$

gdzie: f_p - częstotliwość próbkowania sygnału na wejściu analogowym karty pomiarowej, $i = 1,2,3,\ldots,N$; N - liczba zarejestrowanych próbek w czasie jednego okresu.

Analogicznie wartości próbek u_{1i} spadku napięcia na obiekcie badanym, na przykład o charakterze indukcyjnym (szeregowy układ zastępczy R_x, $X_L = 2\pi f_s L_x$), w kanale AI1 karty pomiarowej są równe:

(3)
$$u_{1i} = I_m\left[R_x \cos\left(2\pi i \frac{f_s}{f_p} + \phi\right) - X_x \sin\left(2\pi i \frac{f_s}{f_p} + \phi\right)\right].$$

Dla obiektu badanego o charakterze pojemnościowym przy szeregowym układzie zastępczym $X_C = -1/(2\pi f_s C_x)$.

Wykorzystując cyfrowe wartości funkcji $\cos(2\pi i f_s/f_p)$ oraz $\sin(2\pi i f_s/f_p)$, odpowiednie wartości średnie iloczynów zarejestrowanych próbek oraz tych funkcji są równe:

(4)
$$\bar{u}_{0\cos} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} u_{0i} \cos\left(2\pi i\, f_s/f_p\right) = I_m R_n \cos(\phi);$$

(5)
$$\bar{u}_{0\sin} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} u_{0i} \sin\left(2\pi i f_s/f_p\right) = -I_m R_n \sin(\phi);$$

(6)
$$\bar{u}_{1\cos} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} u_{1i} \cos\left(2\pi i\, f_s/f_p\right) = I_m\left(R_x \cos(\phi) - X_x \sin(\phi)\right);$$

(7)
$$\bar{u}_{1\sin} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} u_{1i} \sin\left(2\pi i\, f_s/f_p\right) = -I_m\left(R_x \sin(\phi) + X_x \cos(\phi)\right);$$

Z wartości średnich napięć opisywanych wzorami (4) - (7) otrzymuje się: impedancję Z_x, reaktancję X_x, rezystancję R_x oraz indukcyjność L_x lub pojemność C_x:

(8)
$$Z_x = R_n\sqrt{\frac{\bar{u}_{1\cos}^{-2} + \bar{u}_{1\sin}^{-2}}{\bar{u}_{0\cos}^{-2} + \bar{u}_{0\sin}^{-2}}};$$

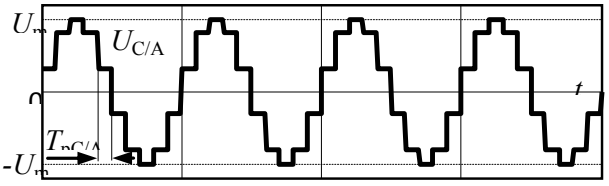
(9)
$$X_x = R_n \frac{\bar{u}_{1\cos}\bar{u}_{0\sin} - \bar{u}_{1\sin}\bar{u}_{0\cos}}{\bar{u}_{0\cos}^{-2} + \bar{u}_{0\sin}^{-2}};$$

(10)
$$R_x = R_n \frac{\bar{u}_{1\cos}\bar{u}_{0\cos} + \bar{u}_{1\sin}\bar{u}_{0\sin}}{\bar{u}_{0\cos}^{-2} + \bar{u}_{0\sin}^{-2}};$$

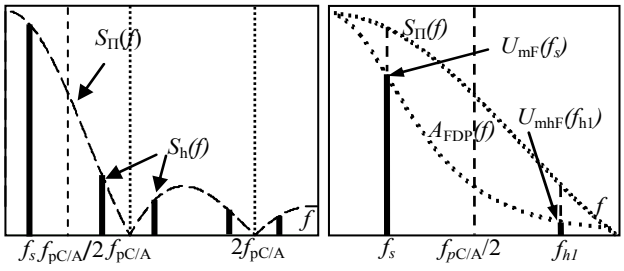
(11)
$$L_x = \frac{X_L}{2\pi f_s}; \qquad C_x = \frac{-1}{2\pi f_s X_C}.$$

Analiza wpływu częstotliwości próbkowania przetwornika C/A na pasmo częstotliwości generowanego sygnału

Wymuszający badany obiekt sygnał $U_{C/A}$, który generowany jest na wyjściu przetwornika C/A, ma postać analogową o przebiegu „schodkowym" z okresem próbkowania $T_{p,C/A}$ (rys.2), gdzie U_m – amplituda napięcia. Do wygładzenia takiego sygnału wykorzystuje się filtr dolnoprzepustowy. Oprócz tego, filtr ten ma również za zadanie eliminację pojawiających się podczas generowania sygnału wyjściowego szpilek („glitches") [8]. Parametry filtru, zwłaszcza charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa $A_{FDP}(f)$, zależą od wymaganego poziomu tłumienia składowych harmonicznych oraz od wartości częstotliwości generowanego sygnału (rys. 3b).



Rys. 2. Sygnał na wyjściu przetwornika C/A



a) b)

Rys. 3. Widmo sygnału na wyjściu przetwornika C/A (a), amplitudy sygnału i pierwszego prążka przy wykorzystaniu FDP (b)

Widmo sygnału na wyjściu przetwornika C/A (rys.3a) jest splotem widma sygnału harmonicznego w postaci kopii wokół wielokrotności częstotliwości próbkowania $S_{\Pi}(f)$ z widmem sygnału impulsowego o czasie trwania $T_{pC/A} = 1/f_{pC/A}$ i amplitudzie 1, tj. z funkcją:

(12)
$$S_{\Pi}(f) = \frac{\sin\left(\pi f/f_{pC/A}\right)}{\pi f/f_{pC/A}}.$$

Jeżeli wartość częstotliwości sygnału f_s zbliża się do połowy wartości częstotliwości próbkowania $f_{pC/A}$, to amplituda prążka o częstotliwości $f_{h1} = f_{pC/A} - f_s$ osiąga wartość zbliżoną do amplitudy odpowiadającej częstotliwości f_s (rys. 3). W wyniku bliskości f_s i f_{h1} eliminacja za pomocą filtru dolnoprzepustowego składowej o częstotliwości f_{h1} będzie utrudniona. Wartość amplitudy $U_{mhF}(f_{h1})$ tego prążka w stosunku do wartości amplitudy $U_{mF}(f_s)$ składowej sygnału nie może przekroczyć pewnej dopuszczalnej wartości γ_{dop}:

(13)
$$\frac{U_{mhF}\left(f_{h1}\right)}{U_{mhF}\left(f_s\right)} \le \gamma_{dop}.$$

Jeśli charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa FDP zostanie oznaczona jako $A_{FDP}(f)$, wtedy zależność (13) z uwzględnieniem (12) przyjmuje postać:

(14)
$$\frac{\left|\sin\left(\pi\left(1-\frac{f_s}{f_{pC/A}}\right)\right)\right|\frac{f_s}{f_{pC/A}}}{\left|\sin\left(\pi\frac{f_s}{f_{pC/A}}\right)\right|\left(1-\frac{f_s}{f_{pC/A}}\right)} \cdot \frac{A_{FDP}\left(f_{pC/A}-f_s\right)}{A_{FDP}\left(f_s\right)} \le \gamma_{dop}.$$

Wykorzystując najprostszy FDP pierwszego rzędu o stałej czasowej τ (tj. o charakterystyce amplitudowo-częstotliwościowej $A_{FDP}(f) = 1/\sqrt{1+(2\pi f\tau)^2}$ zależność (14) można przedstawić w postaci:

(15)
$$v(x,y) = \left|\frac{x\sin\left(\pi(1-x)\right)}{(1-x)\sin(\pi x)}\right|\sqrt{\frac{1+(2\pi y x)^2}{1+\left(2\pi y(1-x)\right)^2}} \le \gamma_{dop};$$

gdzie: $x = f_s/f_{pC/A} < 0{,}5$; $y = f_{pC/A}\tau$.

Na rysunku 4a przedstawiono wykresy dla zależności (15), z których widać, że jeśli amplituda pierwszego prążka w stosunku do amplitudy sygnału na wyjściu C/A ma być na poziomie nie wyższym niż - 40 dB (γ_{dop} = 0,01) do - 50 dB (γ_{dop} = 0,00316), wtedy przy $y = f_{p,g}\tau$ = 1 maksymalna wartość zmiennej $x = f_s/f_{p,g} \approx 0{,}05$ przy - 40 dB oraz $x = f_s/f_{p,g} \approx 0{,}02$ przy - 50 dB. W celu zapewnienia odpowiedniego wygładzenia wyjściowego sygnału C/A filtrem pierwszego stopnia maksymalna częstotliwość sygnału i liczba próbek na okres wynoszą:

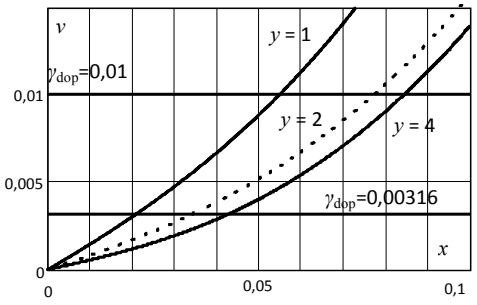
(16) $$f_{s,\max} \approx 0,05 f_{pC/A},\ p \approx 20 \text{ próbek/okres},\ \gamma_{dop} = 0,01;$$
$$f_{s,\max} \approx 0,02 f_{pC/A},\ p \approx 50 \text{ próbek/okres},\ \gamma_{dop} = 0,00316.$$

Karta USB-6003 zapewnia maksymalną częstotliwość próbkowania w kanale wyjścia analogowego $f_{pC/A}$=5 kHz [8]. Przy spełnieniu warunku (16) maksymalna częstotliwość sygnału wzbudzającego wynosi tylko $f_{s,max}$ = 250 Hz przy γ_{dop} = 0,01 oraz $f_{s,max}$ = 100 Hz przy γ_{dop} = 0,00316 (- 50 dB). Natomiast karta Personal DAQ/3000 zapewnia maksymalną częstotliwość próbkowania w kanale wyjścia analogowego $f_{pC/A}$=1 MHz [9]. Przy spełnieniu warunku (16) maksymalna częstotliwość sygnału wzbudzającego wynosi $f_{s,max}$ = 50 kHz przy γ_{dop} = 0,01 (- 40 dB) oraz $f_{s,max}$ = 20 kHz przy γ_{dop} = 0,00316 (- 50 dB).

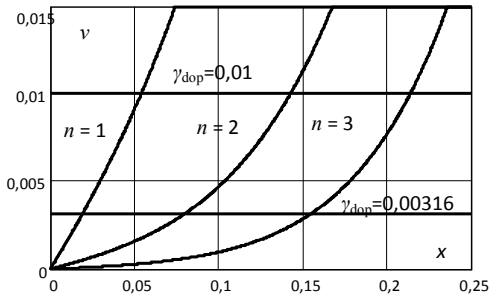
Jak wynika ze wzoru (14), przy zadanej maksymalnej częstotliwości próbkowania $f_{pC/A}$ w kanale wyjścia analogowego, zwiększenie górnej częstotliwości sygnału wzbudzającego możliwe jest poprzez zwiększenie stałej czasowej filtru (rys. 4a) lub rzędu filtru (rys. 4b). Zwiększanie stałej czasowej, dla której $y > 2 – 3$ powoduje istotne zmniejszenie amplitudy pożądanego sygnału na wyjściu filtru (rys. 3).

Zastosowanie filtru rzędu n zapewnia lepszy efekt (rys. 4b). Mianowicie, filtr rzędu n = 2 zapewnia zwiększenie częstotliwości sygnału do około 800 Hz (około 6 próbek na okres) przy γ_{dop} = 0,01 oraz do 450 Hz (około 11 próbek na okres) przy γ_{dop} = 0,00316 (rys. 4b). Kolejne zwiększenie rzędu zapewnia coraz mniejsze zwiększenie częstotliwości sygnału. Przy filtrze rzędu 3 częstotliwość może być zwiększona do około 1000 Hz (γ_{dop} = 0,01) i około 800 Hz przy γ_{dop} = 0,00316. Zastosowanie filtrów wyższego rzędu przyczynia się do zwiększenia złożoności opracowanego układu. Z tego punktu widzenia wykorzystanie prostego pasywnego filtru jest bardzo korzystne, ponieważ nie wymaga zewnętrznych układów o dodatkowym zasilaniu.

a)



b)



Rys. 4. Zależności (16) dla różnych stałych czasowych filtru pierwszego rzędu (wartości y = 1, 2, 4) (a) oraz w przypadku zastosowania filtrów rzędu n = 1, 2, 3 (b)

Analiza wpływu częstotliwości próbkowania przetwornika A/C przy rejestracji sygnałów

Ponieważ wykorzystywana karta pomiarowa wyposażona jest tylko w jeden przetwornik A/C, tzn. sygnały na rezystorze R_n i obiekcie badanym są próbkowane na przemian, stąd częstotliwość próbkowania $f_{pA/C}$ przetwornika A/C musi być 2 razy większa od potrzebnej częstotliwości próbkowania f_p sygnałów: $f_{pA/C}$ = $2f_p$. W takim przypadku spróbkowane w obu kanałach sygnały są przesunięte w czasie o jeden okres $T_{pA/C}$ próbkowania przetwornika A/C. Efektem naprzemiennego próbkowania sygnałów w obydwu kanałach jest dodatkowe przesunięcie fazy pomiędzy sygnałami, które wynosi:

(17) $$\Delta\phi_p = 2\pi f_s T_{pA/C} = 2\pi \frac{f_s}{f_{pA/C}}.$$

Jeżeli w każdym kanale rejestruje się N próbek, tj. $f_p / f_s = N$, przesunięcie fazy pomiędzy sygnałami wynosi $\Delta\phi_p = \pi / N$.

Przesunięcie fazowe może mieć istotny wpływ na dokładność wyznaczania składowych impedancji według wzorów (8) - (11), a zwłaszcza reaktancji. Wartości względnego błędu przesunięcia fazowego wyznaczania indukcyjności oraz pojemności wynoszą:

(18) $$\delta_L(\Delta\phi_p) = \frac{\Delta L(\Delta\phi_p)}{L_x} \approx \frac{R_x}{X_L}\sin(\frac{\pi}{N});$$

(19) $$\delta_C(\Delta\phi_p) = \frac{\Delta C(\Delta\phi_p)}{C_x} \approx \frac{\frac{R_x}{X_C}\sin(\frac{\pi}{N})}{1+\frac{R_x}{X_C}\sin(\frac{\pi}{N})}.$$

Zgodnie z wzorami (17) – (19) wartości błędów zależą od stosunku rezystancji i reaktancji obiektu. Jeśli rezystancja jest bliska reaktancji, wartości błędów mogą osiągnąć duże wartości, zwłaszcza dla małej liczby próbek. Mianowicie, przy N = 25 i $X_L = R_x$ wartość $\delta_L(\Delta\phi_p) \approx$ 12,5 % oraz $\delta_L(\Delta\phi_p) \approx$ 3 % przy liczebności N = 100, co jest relatywnie dużą wartością.

Wpływ przesunięcia fazowego na wartość wyników wyznaczania parametrów impedancji może zostać istotnie zmniejszony poprzez liniową interpolację dwóch sąsiednich próbek jednego z sygnałów, np. sygnału reprezentującego spadek napięcia na R_n:

(20) $$u_{0i}' = \frac{u_{0i} + u_{0(i+1)}}{2} \approx u_0\left(i2T_{pA/C} + T_{pA/C}\right).$$

Maksymalny błąd takiego przybliżenia (interpolacji) w tej zależności wynosi: $\Delta u_{\max} = \frac{v}{2}\left|u_0''(t)\right|_{\max}$. Dla przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości f_s względny (w stosunku do wartości szczytowej sygnału) maksymalny błąd wynosi:

(21) $$\delta u_{\max} = \frac{\pi^2}{4N^2}.$$

Maksymalny błąd metody (21) wynosi: ≈ 0,8 % przy N = 25, ≈ 0,2 % przy N = 50 oraz ≈ 0,05 % przy N = 100 i zmniejsza się czterokrotnie przy dwukrotnym zwiększaniu liczby próbek w jednym okresie sygnału.

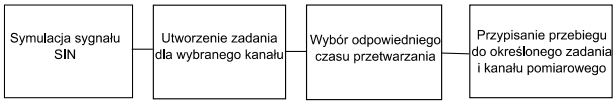
Przy maksymalnej częstotliwości próbkowania $f_{pA/C}$ przetwornika A/C oraz rejestracji N próbek, maksymalna częstotliwość sygnału wynosi:

(22) $$f_{s\max} \le \frac{f_{pA/C}}{2N}.$$

Dla kart: USB-6003 - $f_{pA/C}$ = 100 kS/s, przy N = 50..100 $f_{s,max} \le$ (500…1000) Hz; Personal DAQ/3000 - $f_{pA/C}$ = 1 MS/s, przy N = 50..100 $f_{s,max} \le$ (5…10) kHz.

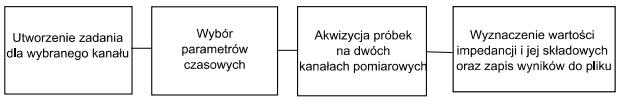
Część aplikacyjna

W środowisku LabVIEW opracowano aplikację umożliwiającą: generowanie sygnału wzbudzającego na wyjściu AO, dwukanałową rejestrację sygnałów z wejść AI0 i AI1 oraz wyznaczenie wartości impedancji i jej składowych. Algorytm tworzenia fali sinusoidalnej przedstawiono na rysunku 5. W celu możliwości porównania wyników parametry generowanego sygnału dla obydwu kart USB-6003 i Personal DAQ/3000 są jednakowe i wynoszą: częstotliwość próbkowania - 5 kHz, amplituda – 5 V, częstotliwość sygnału zmienia się w przedziale 50 Hz – 250 Hz.



Rys. 5. Algorytm generatora sygnału wzbudzającego

Rejestrator zbiera i zapisuje dane, prezentuje uzyskane przebiegi dla dwóch kanałów pomiarowych oraz wyznacza wartości impedancji i jej składowych. Użytkownik ma możliwość doboru częstotliwości próbkowania i liczby rejestrowanych próbek. Na rysunku 6 został przedstawiony schemat blokowy modułu.



Rys. 6. Algorytm rejestratora sygnałów z wejść analogowych

Wyniki badań eksperymentalnych

Podczas badań liczba próbek rejestrowanych dla każdego sygnału wyniosła od $N = 100$ do $N = 500$. Zarejestrowane próbki sygnałów w obydwu kanałach zostały następnie wykorzystane do obliczenia impedancji, rezystancji, reaktancji oraz indukcyjności lub pojemności obiektu badanego według wzorów (8) - (11). Obiektem badanym była cewka, której nominalne wartości dla f_s = 100 Hz wynoszą: indukcyjność L_x= 83,420 mH, rezystancja R_x = 8,741 Ω, reaktancja X_x = 52,880 Ω,

Podczas akwizycji sygnałów występują różnego rodzaju wewnętrzne oraz zewnętrzne szumy i zakłócenia. W celu zmniejszenia ich wpływu na wyniki spektroskopii impedancyjnej zrealizowano uśrednianie kolejnych M = 10 wartości impedancji, rezystancji i reaktancji wyznaczonych dla tej samej częstotliwości sygnału wymuszającego:

$$(23) \quad \overline{Z}_x = \frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M} Z_j \;,\; \overline{R}_x = \frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M} R_{x,j} \;,\; \overline{X}_x = \frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M} X_{x,j}$$

Tabela 1. Wyniki pomiarów impedancji, jej składowych oraz niepewności dla karty Personal DAQ/3000

f_s, Hz	50	100	150	200	250
Z_x, Ω	26,820	52,797	78,935	105,134	131,339
$u_{A,rel}(Z_x)$,%	0,007	0,008	0,006	0,017	0,014
R_x, Ω	5,479	5,541	5,657	5,787	6,030
$u_{A,rel}(R_x)$,%	0,031	0,133	0,116	0,191	0,478
X_x, Ω	26,255	52,505	78,732	104,974	131,200
$u_{A,rel}(X_x)$,%	0,008	0,008	0,005	0,017	0,014
L_x, mH	83,571	83,565	83,537	83,536	83,525
$u_{A,rel}(L_x)$,%	0,008	0,008	0,005	0,017	0,014

Tabela 2. Wyniki pomiarów indukcyjności oraz niepewności dla karty USB-6003

f_S, Hz	50	100	150	200	250
L_X, mH	87,032	82,777	82,101	84,140	82,730
$u_{A,rel}(L_x)$,%	0,097	0,083	0,405	0,157	0,179

Wyniki obliczeń tych parametrów dla różnych częstotliwości od 50 Hz do 250 Hz z użyciem kart Personal DAQ/3000 i USB-6003 przedstawione są w tabelach 1i 2.

Analiza niepewności uzyskanych wyników

Na niepewność wyników pomiarów wpływ mają składowe wyznaczane metodami typu A oraz B. Powyższe metody odnoszą się do niepewności związanych z: niedokładnościami wyjścia analogowego i dwóch wejść analogowych kart pomiarowych, z rezystorem referencyjnym oraz metodą formowania napięcia wymuszającego i opracowania wyników oceniane metodą typu B.

Niedokładność generowania napięcia wymuszającego w kanale wyjścia analogowego KP związana jest głównie z:

- systematycznym przesunięciem addytywnym oraz zmianą wartości napięcia wyjściowego,
- obecnością składowych harmonicznych,
- niestabilnością częstotliwości próbkowania podczas generowania napięcia.

Podobnie, niedokładność rejestracji sygnałów w obydwu kanałach wejść analogowych KP związana jest z:

- systematycznym przesunięciem zera (addytywnym) oraz multiplikatywną zmianą wartości próbek napięcia wejściowego,
- wpływem szumu wewnętrznego, przeciekiem sygnałów pomiędzy kanałami, ograniczeniem tłumienia zakłóceń zewnętrznych,
- efektami kwantowania w przetworniku A/C,
- nieliniowością różniczkową i całkową funkcji przetwarzania,
- niestabilnością częstotliwości próbkowania.

Najpierw należy zauważyć, że stałe systematyczne przesunięcia addytywne w kanale wyjścia analogowego Δ_{0wy} oraz w kanałach wejść analogowych (Δ_{0we}) praktycznie nie wykazują wpływu na wyniki wyznaczania impedancji i jej składowych. Związane jest to z tym, że we wzorach (4) – (7) przy mnożeniu stałej składowej addytywnej ($\Delta_{0wy(we)}$) przez próbki sinusoidy i kosinusoidy oraz wyznaczaniu wartości średnich w czasie jednego okresu (lub jego wielokrotności) one zawsze będą zerowymi.

Niezależność wyników wyznaczania parametrów impedancji od wpływu stałego przesunięcia multiplikatywnego ($\delta_{m,o}u_{wy}$ oraz $\delta_{m,in}u_{we}$) bazuje na tym, że we wzorach (8) – (10) impedancja oraz jej składowe wyznaczane są na podstawie obliczania stosunku kwadratów lub iloczynów wartości średnich napięć z tym samym multiplikatywnym wpływem. Dzięki obliczaniu stosunku napięć z obydwu kanałów karty stały podczas pomiaru wpływ multiplikatywny praktycznie nie wykazuje wpływu na wyniki wartości impedancji i jej składowych.

W najgorszym przypadku na zakresie KP U_{KP} = ±10 V i rozdzielczości 16 bitów, zakładając jednostajny rozkład efektu kwantowania, standardowa niepewność związana z kwantowaniem jest równa: $u_{kw}(u_{we})$ ≈ 0,088 mV.

Nieliniowość różniczkowa, która nie przekracza 1 bitu powoduje taką samą standardową niepewność $u_{nl,r}(u_{we})$ ≈ 0,088 mV. Dla zadeklarowanej nieliniowości całkowej $\Delta_{nl,c}$ = ±1,8 LSB składowa niepewności wynosi: $u_{nl,c}(u_{we})$ ≈ 0,16 mV, tj. w porównaniu z poziomami sygnału pożądanego około 1-5 V składowe niepewności związane z kwantowaniem i nieliniowością można pominąć.

Według danych KP USB-6003 szum systemowy powoduje niepewność standardową $u_{sz}(U_{we})$= 0,4 mV [8]. Dla KP Personal DAQ/3000 stosunek sygnał/szum wynosi 72 dB dla zakresu ± 10 V, tj. $u_{sz}(U_{we})$= 0,178 U_{we} (mV), napięcie U_{we} mierzone jest w woltach. W kanale wejść analogowych wyższe harmoniczne mają poziom – 80 dB od poziomu sygnału [9], dlatego składowa niepewności: $u_{h,we}(U_{we})$= 0,1 U_{we} (mV).

Ograniczenie współczynnika tłumienia $CMRR$ = 56 dB dla KP USB-6003 przy napięciu wspólnym U_{CM} (V)

wprowadza niepewność standardową $u_{\mathrm{CMRR}}(U_{\mathrm{we}}) \approx 1{,}12\ U_{\mathrm{CM}}$ (mV). Dla KP Personal DAQ/3000 współczynnik $CMRR$ = 70 dB, dlatego ta składowa niepewności standardowej wynosi $u_{\mathrm{CMRR}}(\mathrm{U_{we}}) \approx 0{,}224\ U_{\mathrm{CM}}$ (mV).

Przenikanie sygnałów pomiędzy kanałami zdefiniowane jest na poziomie – 75 dB, stąd składowa niepewności wynosi $u_{\mathrm{mk}}(U_{\mathrm{we,1(2)}}) \approx 0{,}126\ U_{\mathrm{we,2(1)}}$ (mV).

Do pośredniego pomiaru prądu wykorzystano rezystor referencyjny o względnym maksymalnym błędzie dopuszczalnym ± 0,01 %. Dlatego tą składową niepewności można pominąć.

Podstawa czasu kart USB-6003 oraz Personal DAQ/3000 wykonana jest ze względną maksymalną niedokładnością na poziomie ± 100 ppm (± 0,01 %), dlatego tą składową niepewności też można pominąć.

Niepewności związane z aproksymacjami oraz innymi uproszczeniami dla N >= 100 mają poziom kilku setnych procenta, dlatego składowa niepewności wpływu harmonicznych $u_{\mathrm{apr}}(U_{\mathrm{we}}) \approx 0{,}5\ U_{\mathrm{we}}$ (mV).

Złożona niepewność wyniku pomiaru napięcia w kanale wejść analogowych może być obliczona według wzoru:

$$u_{c,B}(U_{we}) = \sqrt{\begin{array}{l} u_{sz}^2(U_{we}) + u_{h,we}^2(U_{we}) + u_{CMRR}^2(U_{we}) + \\ + u_{mk}^2(U_{we}) + u_h^2(U_{we}) + u_{apr}^2(U_{we}) \end{array}} \quad (24)$$

Dla KP USB-6003:

$$u_{c,B}\left(U_{we,1(2)}\right) = \sqrt{0{,}16 + \left(0{,}51 \cdot U_{we,1(2)}\right)^2 + \left(0{,}126 \cdot U_{we,2(1)}\right)^2 + \left(2{,}12 \cdot U_{cm}\right)^2}.$$

Dla KP Personal DAQ/3000:

$$u_{c,B}\left(U_{we,1(2)}\right) = \sqrt{\left(0{,}540 \cdot U_{we,1(2)}\right)^2 + \left(0{,}126 \cdot U_{we,2(1)}\right)^2 + \left(0{,}224 \cdot U_{cm}\right)^2}.$$

Przykładowo, dla częstotliwości f_{s} = 100 Hz, wartości napięć skutecznych wnoszą: $U_{\mathrm{we,1}} = U_{Zx} \approx 0{,}7687$ V, $U_{\mathrm{we,2}} = U_{R\mathrm{n}} \approx 1{,}4558$ V. Stąd przy napięciu wspólnym U_{cm} = 5 V złożone niepewności napięć na badanym obiekcie i rezystorze wzorcowym:

$u_{c,B}(U_{Zx}) \approx 10{,}62\ mV$, $u_{c,B}(U_{Rn}) \approx 10{,}63\ mV$ (KP USB-6003)

oraz $u_{c,B}(U_{Zx}) \approx 1{,}21\ mV$, $u_{c,B}(U_{Rn}) \approx 1{,}37\ mV$ (KP DAQ/3000).

Względne wartości tych niepewności:

$u_{c,B,rel}(U_{Zx}) \approx 1{,}381\ \%$, $u_{c,B,rel}(U_{Rn}) \approx 0{,}730\ \%$ - USB-6003

$u_{c,B,rel}(U_{Zx}) \approx 0{,}157\ \%$, $u_{c,B,rel}(U_{Rn}) \approx 0{,}094\ \%$ - DAQ/3000

Poziom składowych harmonicznych w wygenerowanym sygnale nie przekracza γ_{dop} = 0,01 (1%) lub 0,00316 (0,316 %) od amplitudy sygnału. Dlatego, uwzględniając tą składową, względna złożona niepewność wyznaczania impedancji wynosi:

$$u_{c,B,rel}(Z_x) \approx \sqrt{u_{c,B,rel}^2(U_{Zx}) + u_{c,B,rel}^2(U_{Rn}) + \gamma_{dop}^2} \quad (25)$$

$u_{\mathrm{c,B,rel}}(Z_{\mathrm{x}}) \approx 1{,}85$ % (1 %), ≈ 1,59 % (0,316 %) – USB-6003
$u_{\mathrm{c,B,rel}}(Z_{\mathrm{x}}) \approx 1{,}02$ % (1 %), ≈ 0,37 % (0,316 %) – DAQ/3000

Z uzyskanych wyników widać, że minimalna wartość niepewności wyznaczania impedancji jest ograniczona poziomem zawartości składowych harmonicznych w wygenerowanym sygnale. W celu zmniejszenia tej składowej należy zwiększać liczbę próbek uczestniczących w formowaniu sygnału na wyjściu przetwornika C/A oraz wykorzystać lepsze wygładzenie sygnału wyjściowego.

Dla każdego z parametrów na podstawie M krotnie powtórzonych pomiarów (M = 10) wyznaczono względne niepewności wyników. Rezultaty oszacowania względnych niepewności zestawiono w tabeli 1. Porównując wartości względnych niepewności standardowych obliczonych metodami typu A oraz B, można zauważyć dominujący wpływ składowej, obliczonej metodą typu B, wpływ składowej typu A można pominąć.

Podsumowanie

Na podstawie przeprowadzonych badań ustalono, że z punktu widzenia szerokości pasma częstotliwości w wirtualnych analizatorach widma impedancji, najważniejszym parametrem kart pomiarowych jest częstotliwość próbkowania przetwornika C/A w kanale wyjścia analogowego.

Szerokość pasma sygnału wymuszającego zależy nie tylko od maksymalnej częstotliwości próbkowania przetwornika C/A, ale także od parametrów filtru wygładzającego.

Przy zastosowaniu kart pomiarowych z jednym przetwornikiem A/C w celu istotnego zmniejszenia wpływu niejednoczesnego próbkowania sygnałów napięciowego i prądowego należy wykorzystać interpolację sąsiednich próbek jednego z sygnałów. Stałe addytywne i multiplikatywne przesunięcia w kanałach wyjść i wejść analogowych kart pomiarowych nie wykazują wpływu na niepewność wyznaczania parametrów impedancji.

Przy zastosowaniu przetworników C/A oraz A/C o rozdzielczości od 16 bitów oraz dobrej liniowości (nieliniowość nie przekracza około ± 2 bitów) wpływ efektów kwantowania na niepewność wyników jest pomijalnie mały.

Podstawowymi składowymi niepewności wyników pomiaru w zbudowanych na kartach pomiarowych wirtualnych analizatorach widma impedancji są: obecność składowych harmonicznych w sygnale wymuszającym, wpływ szumów własnych kart pomiarowych, szumów i zakłóceń zewnętrznych podczas rejestracji sygnałów, wpływ pasożytniczych rezystancji oraz impedancji przewodów i kabli, a także wpływ niejednoczesnego próbkowania obydwu sygnałów.

Wyznaczone na podstawie analizy wartości niepewności wyników pomiaru świadczą o tym, że nawet wykorzystując bardzo prostą kartę pomiarową można zbudować średniej jakości wirtualny spektroskop impedancji. Wykorzystując kartę pomiarową z lepszymi parametrami dokładności wejść analogowych można uzyskać dokładniejsze wyniki impedancji.

***Autorzy**: mgr inż. Małgorzata Augustyn, prof. dr hab. inż. Mykhaylo Dorozhovets, Politechnika Rzeszowska, Katedra Metrologii i Systemów Diagnostycznych, ul. W. Pola A, 35-959 Rzeszów, e-mail: m.augustyn@prz.edu.pl, michdor@prz.edu.pl.*

LITERATURA

[1] Ludwikowski K., Siodła K., Badanie odpowiedzi częstotliwościowej wybranych rozwiązań konstrukcyjnych transformatorów, *Przegląd Elektrotechniczny,* 86 (2010), nr 11b, 52-54
[2] Grossi M., Ricco B., Electrical impedancje spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: a review, *J. Sens. Sens. Syst.*, 6 (2017), 303-325
[3] Chen J., Zhang X., AC Impedance Spectroscopy Analysis of the Corrosion Behavior of Reinforced Concrete in Chloride Solution, *Int. J. Electrochem. Sci*., 12 (2017), 5036 – 5043
[4] Basic of Electrochemical Impedance Spectroscopy, Gamry Instruments, Application Note Rev. 1.0 9/3/2010
[5] M5200 Sweep Frequency Response Analyzer (SFRA), ISO 9001:2000, MKT-SL-M5200-10/07
[6] Instruments for electrochemical research, Metrohm Autolab B.V.
[7] Hoja J., Lentka G., Portable analyzer for impedance spectroscopy, *XIX IMEKO World Congress "Fundamental and Applied Metrology"*, (2009), 497-502
[8] SPECIFICATIONS NI USB-6003 Low-Cost DAQ USB Device
[9] USER'S MANUAL, Personal Daq/3000 Series USB 1-MHz, 16-Bit Multifunction Modules