

## Autoreferat

**1. Imię i nazwisko:** Grzegorz Lentka

**2. Posiadane dyplomy, stopnie naukowe – z podaniem nazwy, miejsca i roku ich uzyskania oraz tytułu rozprawy doktorskiej**

- Magister inżynier – dyplom z wyróżnieniem – Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki Politechniki Gdańskiej w 1996 roku, temat pracy magisterskiej: „Evaluation board for microcontroller family based on SAB80C535”.
- Doktor nauk technicznych w dyscyplinie elektronika – Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki Politechniki Gdańskiej w 2003 roku, temat rozprawy doktorskiej: „Metody i mikrosystemy pomiarowe do diagnostyki grubowarstwowych powłok antykorozyjnych”.

**3. Informacje o dotychczasowym zatrudnieniu w jednostkach naukowych**

- 1 listopada 1996 r. – 30 kwietnia 2003 r. – pracownik naukowo dydaktyczny na stanowisku asystenta w Katedrze Miernictwa Elektronicznego, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki, Politechnika Gdańska.
- 1 maja 2003 r. – obecnie – pracownik naukowo dydaktyczny na stanowisku adiunkta w Katedrze Metrologii i Optoelektroniki, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki, Politechnika Gdańska.

**4. Wskazanie osiągnięcia wynikającego z art. 16 ust. 2 ustawy z dnia 14 marca 2003 r. o stopniach naukowych i tytule naukowym oraz o stopniach i tytule w zakresie sztuki (Dz. U. nr 65, poz. 595 ze zm.)**

**a) Tytuł osiągnięcia naukowego:**

Jednotematyczny cykl publikacji zatytułowany „**Metody, przyrządy i systemy pomiarowe do spektroskopii impedancyjnej w zastosowaniu do diagnostyki obiektów technicznych**”.

**b) (autor/autorzy, tytuł/tytuły publikacji, rok wydania, nazwa wydawnictwa):**

*Publikacje w czasopismach indeksowanych w bazie ISI Journal Citation Reports (16):*

- [1]. Hoja J., Lentka G., Zielonko R., 2003, On the use of bilinear transformation for parameter identification of anticorrosion coatings. Metrology and Measurement Systems. 2003, vol. 10, no 1 pp. 17-31.
- [2]. Hoja J., Lentka G., 2003, Virtual instrument using bilinear transformation for parameter identification of high impedance objects. Measurement Science and Technology, Vol. 14, No 5, pp. 633-642.
- [3]. Hoja J., Lentka G., 2007, New concept of a measurement probe for high impedance spectroscopy, Metrology and Measurement Systems, Vol. 14, No. 4, pp. 543-554.

- [4]. Hoja J., Lentka G., 2008, Analizator z potencjostatem do elektrochemicznej spektroskopii impedancyjnej, *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, R. 84., Nr 5, s. 122-125.
- [5]. Hoja J., Lentka G., 2008, Method using bilinear transformation for measurement of impedance parameters of a multielement two-terminal network, *IEEE Trans. Instr. & Meas.*, Vol. 57, No 8, pp.1670-1677.
- [6]. Hoja J., Lentka G., 2008, An analysis of a measurement probe for a high impedance spectroscopy analyzer, *Measurement*, Vol. 41., No 1, pp. 65-75.
- [7]. Hoja J., Lentka G., 2009, Analyzer for spectroscopy of low-impedance objects, *Metrology and Measurement Systems*, Vol. 15, No 1, pp.19-31.
- [8]. Hoja J., Lentka G., 2010, Interface circuit for impedance sensors using two specialized single-chip Microsystems, *Sensors and Actuators A-Physical*, Vol. 163., No 1, s. 191-197.
- [9]. Hoja J., Lentka G., 2011, Method using square-pulse excitation for high-impedance spectroscopy of anticorrosion coatings, *IEEE Trans. Instr.&Meas*, Vol. 60, No 3, 957-964.
- [10]. Hoja J., Lentka G., Rolbiecki P., 2011, Rozproszony system spektroskopii impedancyjnej, *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, R. 86, Nr 9a, s.20-23.
- [11]. Lentka G., Michalkiewicz M., 2011, Miernik elementów RLC na bazie układu "programmable system On a Chip", *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 86, Nr 9a, s.151-154.
- [12]. Hoja J., Lentka G., 2011, System pomiarowy spektroskopii impedancyjnej do diagnostyki obiektów technicznych, *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 87, Nr 10, s. 204-207.
- [13]. Ślepski P., Darowicki K., Janicka E., Lentka G., 2012, A complete impedance analysis of electrochemical cells used as energy sources, *J. Solid State Electrochem.*, Vol. 16, No 11, pp.3539-3549.
- [14]. Hoja J., Lentka G., 2013, A family of new generation miniaturized impedance analyzers for technical object diagnostics, *Metr.&Meas. Syst.*, Vol. 20, No. 1, pp.43-52.
- [15]. Kowalewski M., Lentka G., 2013, Fast High-Impedance Spectroscopy Method Using SINC Signal Excitation, *Metrology & Measurement Systems*, Vol. 20., No. 4, pp.645-654.
- [16]. Lentka G., 2014, Using Particular Sampling Method for Impedance Measurement, przyjęta do *Metrology and Measurement Systems*.

*Publikacje w czasopismach recenzowanych (9):*

- [17]. Hoja J., Lentka G., 2003, Microsystem for measurement of impedance sensors parameters. *Proc. SPIE – The International Society for Optical Engineering – Optoelectronic and Electronic Sensor, USA*, Vol. 5124, pp. 283-290.
- [18]. Hoja J., Lentka G., 2004, Zastosowanie sondy wejściowej w komputerowym systemie pomiarowym do spektroskopii wysokoimpedancyjnej. *Pomiary Automatyka Robotyka*, nr 7/8, s. 66-70.
- [19]. Hoja J., Lentka G., 2005, Analizator do spektroskopii wysokoimpedancyjnej powłok antykorozyjnych. *Zesz. Nauk. Wydz. ETI Pol. Gdańskiej Techn. Inf. T. 8*, nr 3, s.679-684.
- [20]. Hoja J., Lentka G., 2006, Analizator do elektrochemicznej spektroskopii impedancyjnej. *Zesz. Nauk. Wydz. ETI Pol. Gdańskiej Techn. Inf., T. 9*, nr 4, s. 15-22.
- [21]. Hoja J., Lentka G., 2006, Analizator do spektroskopii wysokoimpedancyjnej wykorzystujący DFT w detekcji fazoczułej. *Pomiary Automatyka Kontrola*, nr 6, s. 45-47.

- [22]. Hoja J., Lentka G., 2007, Ograniczenia wirtualnego miernika impedancji opartego na karcie akwizycji danych, *Pomiary Automatyka Kontrola*, Vol. 53, Nr 9 bis, s.657-660.
- [23]. Hoja J., Lentka G., 2008, Analizator do spektroskopii wysokoimpedancyjnej z wykorzystaniem CPS, *Pomiary Automatyka Kontrola*, Vol. 54., Nr 3, s. 102-105.
- [24]. Hoja J., Lentka G., 2010, System do bezprzewodowego monitorowania jakości powłok antykorozyjnych obiektów trudnodostępnych, *Pomiary Automatyka Kontrola*, Vol. 56, Nr 9, s. 1100-1103.
- [25]. Hoja J., Lentka G., 2012, Przenośny analizator impedancji z detektorem fazoczułym, *Pomiary Automatyka Kontrola*, Vol. 58., Nr 9, s. 761-763.

*Publikacje w wydawnictwach zbiorowych recenzowanych (17):*

- [26]. Lentka G.: Pomiary impedancji w warunkach ekstremalnych. XIII Krajowa Konferencja Naukowa Biocybernetyka i Inżynieria Biomedyczna. Gdańsk, 10-13 września 2003. t. 2 Biopomiary s. 685-693.
- [27]. Lentka G., Niedostatkiewicz M., 2004, The Goertzel filter-bank usage in the non-stationary impedance measurement.. Proc. 13th Int. Symp. on Meas. for Research and Industry Applications IMEKO TC-4. Athens 2004, Vol. 1, pp. 110-115.
- [28]. Lentka G., Hoja J., 2004, The influence of sampling parameters on accuracy of capacitance measurement in the method based on DSP, Proc. 13th Int. Symp. on Meas. for Research and Industry Applications IMEKO TC-4. Athens 2004, Vol. 1, pp. 294-297.
- [29]. Hoja J., Lentka G., 2004, Analizator do spektroskopii wysokoimpedancyjnej obiektów technicznych modelowanych obwodami elektrycznymi. Kongres Metrologii KM'2004. Wrocław, t. 2, s. 355-358.
- [30]. Hoja J., Lentka G., 2004, The high impedance measuring probe for gain-phase analysers. Proc. XII Int. Conf. on Electrical Bioimpedance & V Electrical Impedance Tomography. Gdańsk 2004, Vol. 2, pp. 375-378.
- [31]. Hoja J., Lentka G., 2005, The influence of parameters of input probe on the error of high impedance measurement, Proc. 14th IMEKO TC-4 Int. Symp. on New Technologies in Measurement and Instrum.. 12-15 September 2005, Gdynia/Jurata, Vol. 1, pp. 25-30.
- [32]. Niedostatkiewicz M., Lentka G., 2007, Frequencies selection for accelerated CNLS parameter identification of anticorrosion coatings, 15-th International IMEKO TC-4 Symposium on Novelties in Electrical Measurements and Instrumentation, Iasi, Romania, 18-22 September, Vol. 1, pp. 264-269.
- [33]. Lentka G., Hoja J., 2007, Fast impedance measurement method using Laplace transformation, 15-th International IMEKO TC-4 Symposium on Novelties in Electrical Measurements and Instrumentation, Iasi, Romania, 18-22 September, Vol. 1, pp.270-274.
- [34]. Hoja J., Lentka G., 2008, Fast impedance spectroscopy method using square pulse excitation, 12th IMEKO TC1&TC7 Joint Symp. on Man Science & Measurement Ancey, France September 3-5, 2008, pp. 197-202.
- [35]. Hoja J., Lentka G., 2008, Electrochemical impedance spectroscopy analyzer with digital potentiostat, 16th IMEKO TC-4 Exploring New Frontiers of Instrumentation and Methods for Electrical and Electronic Measurements and 13th Workshop on ADC Modelling and Testing, Florence, Italy, September 22-24, pp. 407-412.
- [36]. Niedostatkiewicz M., Lentka G.: Test frequencies selection criteria for parameter identification of anticorrosion coating using bilinear transformation, 16th IMEKO TC-4

Exploring New Frontiers of Instrumentation and Methods for Electrical and Electronic Measurements and 13th Workshop on ADC Modelling and Testing, Florence, Italy, September 22-24, pp. 663-668.

- [37]. Hoja J., Lentka G., 2009, Portable analyzer for impedance spectroscopy, XIX IMEKO World Congress: Fundamental and Applied Metrology, Sept. 6-11, 2009, Lisbon, Portugal, pp.497-502.
- [38]. Lentka G., Kowalewski M., 2011, Improvement of the fast impedance spectroscopy method using square pulse excitation, Joint International IMEKO TC1+TC7+TC13 Symposium, Jena, Germany, August 31st-September 2nd, 2011.
- [39]. Kowalewski M., Lentka G., Hoja J., 2012, Evaluation of the fast impedance spectroscopy method in the laboratory measurement system, IEEE Int. Instrumentation & Measurement Technology Conf. (I2MTC), Graz, Austria, 13-16 May 2012, pp.1735-1740.
- [40]. Kowalewski M., Lentka G., 2012, Remote Monitoring System for Impedance Spectroscopy using Wireless Sensor Network, XX IMEKO World Congress Metrology for Green Growth, Busan, Republic of Korea, September 9-14, 2012, pp.1-4.
- [41]. Hoja J., Kowalewski M., Lentka G., 2013, Universal Laboratory Measurement System for Evaluation of the Impedance Spectroscopy Method Based on Multi-harmonic Excitation Signal, 19th IMEKO TC 4 Symp. and 17th IWADC Workshop Advances in Instrumentation and Sensors Interoperability, 18-19 June 2013, Barcelona, Spain.
- [42]. Hoja J., Lentka G., 2013, Miniaturized impedance analyzer using AD5933, Int. Workshop on Impedance Spectroscopy, 25-27 Sept. 2013, Chemnitz, Germany, pp.39-40.

Monografie i rozdziały w monografiach (1):

- [43]. Hoja J., Lentka G., 2011, Szybkie metody spektroskopii impedancyjnej, Rozdział w monografii: Problemy metrologii elektronicznej i fotonicznej, Nr 4, red. Janusz Mroczka, Wrocław: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, s.201-252.

Patenty (2):

- [44]. Patent PL 202155: *Sposób i układ do monitorowania powłok antykorozyjnych*. Politechnika Gdańska, Wynalazcy: J. Hoja, G. Lentka, Decyzja UP RP z 15.12.2008.
- [45]. Patent PL 215700: *Sposób i układ do spektroskopii impedancyjnej powłok antykorozyjnych*, Politechnika Gdańska, Wynalazcy: J. Hoja, G. Lentka. Decyzja UP RP z 31.01.2014.

Publikacja dostępna online w bazie pełnotekstowej:

- (1) – IMEKO Proceedings ([www.imeko.org](http://www.imeko.org))  
(2) – IEEE Xplore Digital Library ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org))  
(3) – IOPscience ([iopscience.iop.org](http://iopscience.iop.org))  
(4) – Deutsche National Bibliothek ([portal.dnb.de](http://portal.dnb.de))

## **c) Omówienie celu naukowego ww. prac i osiągniętych wyników wraz z omówieniem ich ewentualnego wykorzystania**

### **I. Wstęp**

Głównym celem naukowym prac badawczych, realizowanych po uzyskaniu stopnia naukowego doktora nauk technicznych było rozwijanie i opracowanie nowych metod, przyrządów i systemów pomiarowych do spektroskopii impedancyjnej. Metody pomiarowe opracowano na potrzeby diagnostyki różnorodnych obiektów technicznych (powłoki antykorozyjne, ogniwa elektrochemiczne i paliwowe, czujniki gazów) i biologicznych. Metody te weryfikowano i optymalizowano w laboratoryjnych systemach pomiarowych, a następnie implementowano w przyrządach pomiarowych, które wdrożono do produkcji seryjnej. Opracowano również przyrządy pomiarowe (analizatory impedancji) umożliwiające sterowanie telemetryczne i łączenie w systemy pomiarowe, również rozproszone terytorialnie.

Przedstawiony do oceny cykl prac obejmuje 45 wybranych publikacji, w tym 16 w czasopiśmie indeksowanych w bazie JCR oraz 2 patenty, przy czym 2 z nich to prace indywidualne autora.

W prezentowanej pracy naukowej można wyróżnić kilka zasadniczych, spójnych ze sobą, tematów prowadzonych badań:

1. Metody pomiarowe spektroskopii impedancyjnej (omówione w pkt. III),
2. Laboratoryjne systemy pomiarowe impedancji (omówione w pkt. IV),
3. Opracowania analizatorów impedancji (omówione w pkt. V),
4. Systemy pomiarowe impedancji (omówione w pkt. VI).

Pierwszy związany jest ogólnie z poszukiwaniem, opracowaniem i doskonaleniem nowych lub modyfikowanych metod pomiaru impedancji oraz identyfikacji parametrycznej badanych obiektów, pod kątem ich wykorzystania w spektroskopii impedancyjnej obiektów technicznych. Istotnym elementem tego nurtu jest optymalizacja metod pod kątem skrócenia czasu pomiaru, a w efekcie przyspieszenia spektroskopii impedancyjnej, publikacje [1, 2, 5, 9, 13, 15, 16, 27, 28, 32-34, 36, 38, 39, 41, 43-45].

Drugi temat, wynikający bezpośrednio z pierwszego, związany jest z implementacją opracowywanych metod w laboratoryjnych systemach pomiarowych opracowywanych na potrzeby testowania i optymalizacji metod pomiarowych oraz ich weryfikacji laboratoryjnej we wspomnianych systemach pomiarowych, publikacje [2, 5, 9, 12, 15, 22, 38, 39, 41].

W trzecim temacie badawczym skupiono się na opracowaniu przyrządów pomiarowych (analizatorów impedancji lub ich bloków) dedykowanych spektroskopii impedancyjnej obiektów technicznych bezpośrednio w terenie oraz implementacji metod pomiarowych optymalizowanych pod kątem minimalizacji wymagań implementacyjnych (np. wymagana pamięć i/lub moc obliczeniowa). Większość opracowanych przyrządów została wdrożona do produkcji lub są w stanie nadającym się do wdrożenia (w trakcie u technologicznienia), publikacje [2-4, 6-8, 11, 12, 14, 16, 17-21, 23-25, 29-31, 35, 37, 42].

Czwarty temat prac badawczych dotyczy zagadnień dostosowania przyrządów do pracy w systemach pomiarowych, dedykowanych pomiarom na obiektach rozległych terytorialnie lub o wielu obiektach wymagających jednoczesnych pomiarów impedancji (np. matryca impedancyjnych czujników gazowych), publikacje [10, 14, 24, 26, 40].

## II. Spektroskopia impedancyjna

Spektroskopia impedancyjna jest narzędziem badawczym, szeroko stosowanym w nauce, technice i biomedycynie do badań stanu, oceny jakości i diagnozowania różnorodnych obiektów technicznych i biologicznych oraz materiałów. Jest stosowana m.in.: w fizykochemii do monitorowania i diagnozowania zabezpieczeń przeciwkorozyjnych; w badaniach procesów membranowych, ogniw elektrochemicznych i paliwowych, czujników; w budownictwie do badań struktury betonu kontroli stanu zbrojeń i zabezpieczeń konstrukcji żelbetonowych; w materiałoznawstwie do badań materiałów dielektrycznych; w geologii do rozpoznawania struktur geologicznych, stopnia przesiąkania wałów przeciwpowodziowych oraz w medycynie do badań schorzeń skóry i innych organów, tomografii elektroimpedancyjnej, badań chropowatości powierzchni implantów.

Idea spektroskopii impedancyjnej polega na pomiarze impedancji obiektu w pewnym zakresie częstotliwości, a następnie analizie uzyskanej charakterystyki częstotliwościowej impedancji, dlatego w metodyce badań wyróżnić można 2 etapy: pomiarowy i analityczny.

W pierwszym etapie wykonuje się wektorowe pomiary impedancji  $Z$ , w szerokim zakresie częstotliwości, wyznaczając składową rzeczywistą  $\text{Re}(Z)$  i urojoną  $\text{Im}(Z)$ , bądź moduł  $|Z|$  i argument  $\arg(Z)$  impedancji. Wyniki pomiarów impedancji przedstawia się w zależności od potrzeb w różnych układach współrzędnych. Najczęściej stosowane są:

- układ Nyquista przedstawiający na płaszczyźnie zespolonej zależność części urojonej  $\text{Im}(Z(\omega))$  od części rzeczywistej  $\text{Re}(Z(\omega))$  impedancji, gdzie parametrem jest pulsacja  $\omega$ ;
- układ Bode'go przedstawiający moduł  $|Z|$  i argument  $\arg(Z)$  impedancji w funkcji częstotliwości  $f$ .

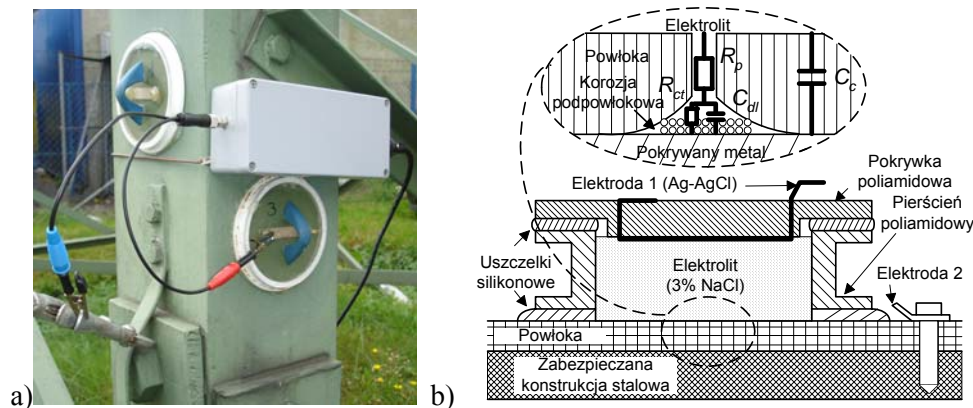
Zbiór punktów opisujących impedancję dla różnych częstotliwości (pulsacji) sygnału pomiarowego, w określonym układzie współrzędnych tworzy widmo impedancyjne, którego przebieg charakteryzuje strukturę i parametry badanego obiektu.

W drugim etapie - analitycznym, na podstawie widma impedancyjnego można dokonać identyfikacji parametrów modelu obiektu np. w postaci wieloelementowego dwójnika. Najczęściej wykorzystywanym narzędziem dopasowania parametrów modelu do uzyskiwanych danych empirycznych (zmierzonego widma impedancyjnego) jest iteracyjna metoda Complex Nonlinear Least Square (CNLS).

Spektroskopia impedancyjna jest stosowana od wielu lat [26], jednak charakteryzuje się pewnymi niedogodnościami utrudniającymi jej stosowanie w praktyce. Problemy te zostaną przedstawione na przykładzie diagnostyki powłok antykorozyjnych przeprowadzanej w laboratoriach na próbkach testowych, a także na obiektach w terenie.

Korozja obiektów technicznych (mostów, rurociągów, itp.) jest zjawiskiem niszczącym, dlatego istnieje potrzeba skutecznej ochrony antykorozyjnej. Wśród wielu metod zabezpieczenia przed korozją, jedną z powszechnie stosowanych są powłoki ochronne. Ze względów bezpieczeństwa, a także ekonomicznych (korozja powoduje duże straty gospodarcze), konieczne jest określenie stanu powłok antykorozyjnych w celu wyznaczenia momentu ich renowacji. Wymusza to potrzebę diagnozowania stanu powłok antykorozyjnych bezpośrednio na chronionym obiekcie, zazwyczaj w terenie. Istnieje wiele metod oceny stanu powłok antykorozyjnych, jednakże spektroskopia impedancyjna oferuje możliwości niedostępne dla innych metod, między innymi całkowitą bezinwazyjność, możliwość monitorowania stanu powłoki w całym okresie jej życia, a także obserwacji powstania i rozwoju korozji podpowłokowej.

Rysunek 1 a przedstawia zdjęcie typowych celek do pomiaru impedancji powłoki antykorozyjnej, a rys. 1 b przekrój powłoki i celki pomiarowej. Kiedy powłoka jest nowa i jej działanie ochronne opiera się na mechanizmach barierowych oraz nie ma penetracji powłoki przez elektrolit, w układzie zastępczym występują jedynie dwa elementy modelujące właściwości materiału powłoki: pojemność  $C_c$  (rzędu kilkudziesięciu – kilkuset pF) i rezystancja  $R_p$  (kilku – kilkuset  $G\Omega$ ). Po pewnym czasie powłoka traci właściwości barierowe, następuje penetracja powłoki przez elektrolit, ale wciąż zachowuje własności adhezyjne i nie występuje korozja podpowłokowa. W tym etapie uwidacznia się wpływ rezystancji elektrolitu w porach na rezystancję  $R_p$ , której wartość maleje tym bardziej, im bardziej elektrolit penetruje powłokę. Dodatkowo, penetracja elektrolitu w powłokę, powoduje wzrost stałej dielektrycznej, a tym samym wzrost wartości pojemności  $C_c$ . W kolejnym etapie następuje przerwanie ciągłości powłoki i pojawia się korozja podpowłokowa, co na schemacie zastępczym jest obrazowane przez nowe elementy: pojemność warstwy podwójnej  $C_{dl}$  i rezystancję przeniesienia ładunku  $R_{ct}$ .

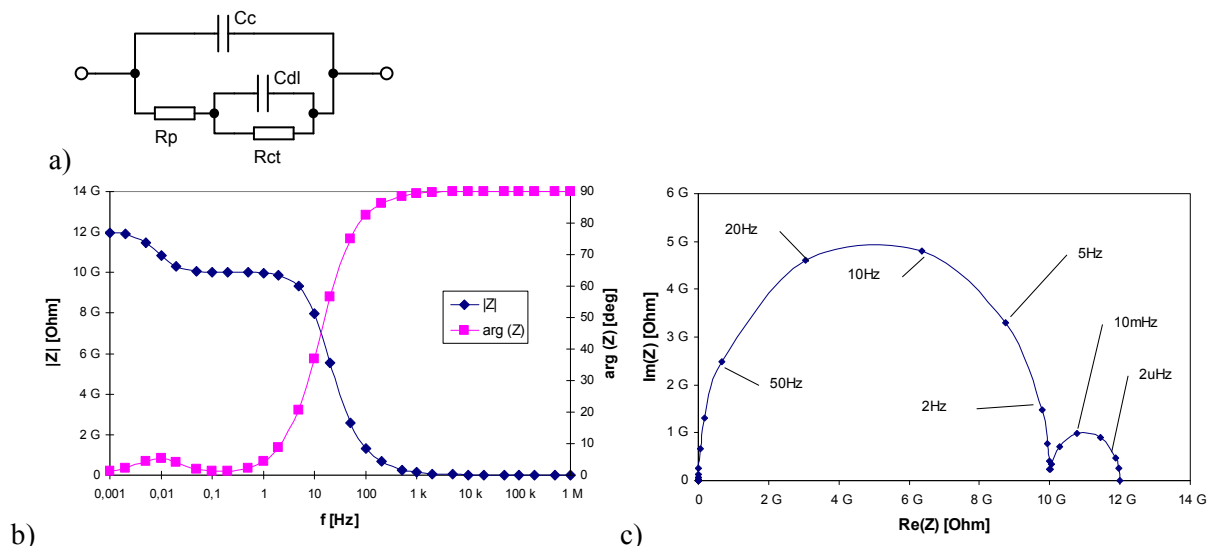


Rys. 1. Diagnostyka powłok antykorozyjnych metodą spektroskopii impedancyjnej  
a) zdjęcie celek do pomiaru impedancji powłoki antykorozyjnej na słupie wysokiego napięcia,  
b) przekrój powłoki antykorozyjnej i celki pomiarowej

Reasumując, znajomość parametrów układu zastępczego powłoki pozwala ocenić jakość powłoki antykorozyjnej i wykryć początek powstawania korozji podpowłokowej. Jest to bardzo ważny moment w diagnostyce powłoki, gdyż natychmiastowa renowacja pokrycia może zapobiec rozwojowi korozji. Na rysunku 2 przedstawiono układ zastępczy powłoki antykorozyjnej na etapie penetracji powłoki przez elektrolit i pojawienia się korozji podpowłokowej oraz jego widmo impedancyjne w różnych układach.

Trudność identyfikacji układu zastępczego powłoki tkwi w tym, że elementy RC są bardzo zróżnicowane co do wartości, a elementy o wartościach małych i dużych bocznikują się wzajemnie. Stąd, dla poprawnej identyfikacji parametrycznej powłoki, konieczne jest przeprowadzenie pomiarów dla wielu częstotliwości. Biorąc pod uwagę charakter diagnozowanego obiektu (bardzo dużą rezystancję, rzędu  $G\Omega$  – na rys. 2 b moduł impedancji osiąga wartość 12  $G\Omega$ , zbocznikowaną pojemnością) konieczne są pomiary na częstotliwościach niskich i bardzo niskich (rzędu mHz i poniżej), co oznacza istotne wydłużenie czasu pomiarów.

Główne problemy tkwią w etapie pomiarowym i są związane z koniecznością pomiaru dużych impedancji w szerokim zakresie częstotliwości, jak również z przystosowaniem do badań obiektów w warunkach rzeczywistych w terenie. Implikuje to konieczność miniaturyzacji, energooszczędności i odporności układu pomiarowego na trudne warunki zewnętrzne przy zachowaniu parametrów metrologicznych porównywalnych z laboratoryjnymi analizatorami impedancji.

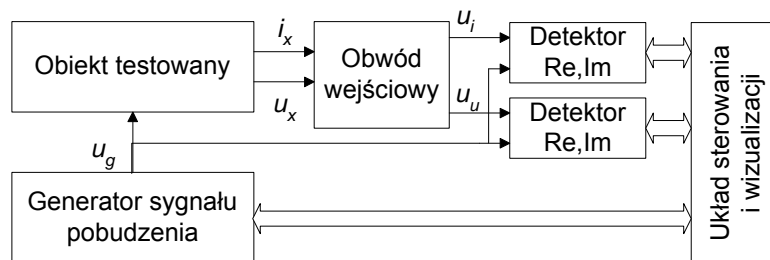


Rys. 2. Powłoka antykorozyjna na etapie penetracji powłoki przez elektrolit: a) układ zastępczy, b) widmo impedancyjne w układzie Bodego, c) widmo impedancyjne w układzie Nyquista (c), gdzie:  $R_p$  – rezystancja elektrolitu w porach powłoki,  $C_c$  – pojemność powłoki,  $R_{ct}$  – rezystancja przeniesienia ładunku,  $C_{dl}$  – pojemność podwójnej warstwy elektrycznej

Z wymienionymi trudnościami są związane otwarte problemy spektroskopii impedancyjnej ukierunkowanej na diagnostykę obiektów technicznych, rozwiązaniu których poświęcono omawiany cykl publikacji

### III. Metody spektroskopii impedancyjnej

Powszechnie do realizacji spektroskopii impedancyjnej stosowane są analizatory impedancji wykorzystujące technikę pomiaru impedancji polegającą na pobudzeniu obiektu sygnałem harmonicznym i wektorowym pomiarze dwóch sygnałów: napięcia i prądu płynącego przez obiekt mierzony (rys. 3).



Rys. 3. Schemat blokowy analizatora impedancji

Główną wadą tej techniki jest bardzo długi czas pomiaru, szczególnie przy bardzo małych częstotliwościach pomiarowych (mHz,  $\mu$ Hz). Wykorzystanie w spektroskopii impedancyjnej niskich częstotliwości jest konieczne w przypadku identyfikacji obiektów o bardzo dużym module impedancji  $|Z_x| \geq 1 \text{ G}\Omega$ . Taka sytuacja ma miejsce m. in. w badaniach grubowarstwowych powłok antykorozyjnych, materiałów dielektrycznych i powoduje, że pomiar widma impedancyjnego trwa nawet do kilku godzin i jest możliwy do przeprowadzenia tylko w warunkach laboratoryjnych.

Potrzeba diagnozowania obiektów technicznych w terenie nakłada istotne ograniczenia czasowe. Innym czynnikiem skłaniającym do poszukiwania możliwości skrócenia czasu pomiaru jest zmienność obiektu (zwłaszcza fizykochemicznego lub biologicznego), co utrudnia (lub uniemożliwia) spełnienie warunku (quasi) stacjonarności obiektu. Wobec tego, występuje potrzeba opracowania alternatywnych metod pomiaru widma impedancyjnego:



dużo szybszych, dedykowanych do zastosowań w taniej zminiaturyzowanej aparaturze pomiarowej, nadającej się do pracy, zarówno w laboratorium, jak i w terenie, temu zadaniu poświęcony był pierwszy temat badawczy.

Z tego względu prace mające na celu opracowanie metod pozwalających na przyspieszenie spektroskopii impedancyjnej prowadzone były w zakresie 3 celi badawczych:

1. przyspieszenia procesu identyfikacji parametrów układu zastępczego obiektu badanego,
2. skrócenia czasu pomiaru impedancji z pobudzeniem obiektu sygnałem harmonicznym,
3. zastosowanie nowych sygnałów pobudzenia obiektu w celu skrócenia czasu wyznaczenia widma impedancyjnego.

### III.1. Przyspieszenie procesu identyfikacji modelu obiektu testowanego

W ramach pierwszego celu poszukiwano metod alternatywnych dla klasycznej spektroskopii impedancyjnej, gdzie na podstawie otrzymanego widma impedancji, znajduje się parametry układu zastępczego obiektu badanego, w postaci dwójnika wieloelementowego. Najczęściej wykorzystywanym narzędziem dopasowania parametrów układu zastępczego do uzyskanych danych empirycznych jest iteracyjna metoda CNLS. Wadą tej metody jest konieczność wykonywania wielu pomiarów w szerokim zakresie częstotliwości, co implikuje długi czas eksperymentu. Dodatkową wadą jest duża złożoność programów komputerowych, realizujących identyfikację parametryczną, trudnych do implementacji w przenośnych urządzeniach diagnostycznych.

Dlatego dla znanych konfiguracji układów zastępczych badanych obiektów, bazując na metodzie opracowanej w ramach pracy doktorskiej, opracowano nową, oryginalną metodę [1], która wykorzystuje przekształcenie biliniowe do przedstawienia impedancji układu zastępczego dwójnika wieloelementowego  $Z(j\omega)$ , jako funkcji każdego elementu  $p_i$ :

$$Z(j\omega, p_i) = \frac{A_i(j\omega)p_i + B_i(j\omega)}{C_i(j\omega)p_i + D_i(j\omega)} \quad i=1, 2, \dots \quad (1)$$

gdzie:  $i$  - ty element układu zastępczego  $p_i = p_1 \dots p_n$ ,

$A_i, B_i, C_i, D_i$  – współczynniki zespolone spełniające warunek:

$A_i D_i - B_i C_i \neq 0$ , dla każdego elementu.

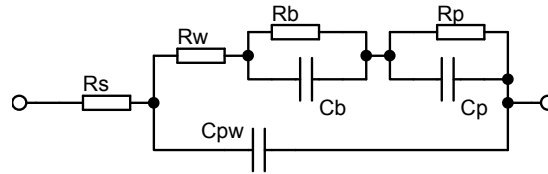
Odwrotne przekształcenie biliniowe pozwala na wyznaczenie wartości każdego z elementów dwójnika z osobna na podstawie pomiarów impedancji  $Z_i^m$  dla jednej częstotliwości  $f_i$ :

$$p_i = \frac{D_i(j\omega_i) \cdot Z_i^m - B_i(j\omega_i)}{A_i(j\omega_i) - C_i(j\omega_i) \cdot Z_i^m} \quad (2)$$

Częstotliwości są dobierane indywidualnie dla każdego identyfikowanego elementu, a więc liczba częstotliwości pomiarowych odpowiada liczbie mierzonych elementów, co pozwala znacząco skrócić czas pomiarów. Istotnym elementem tej metody jest taki dobór częstotliwości pomiarowych, aby dla każdej z nich tylko jeden, identyfikowany element, miał decydujący wpływ na wartość mierzonej impedancji układu zastępczego, przy jednocześnie pomijalnym wpływie pozostałych elementów. Pomiar impedancji dla tak dobranej częstotliwości umożliwia identyfikację elementu na podstawie odwrotnego przekształcenia biliniowego (2).

Opracowana metoda umożliwia przeprowadzenie procedury identyfikacji w dwóch etapach: wybór optymalnych częstotliwości pomiarowych (etap przedtestowy) i właściwa identyfikacja na podstawie sekwencyjnie wykonanych pomiarów i towarzyszących im obliczeń (wartości współczynników  $A_i, B_i, C_i, D_i$  dla optymalnie dobranej częstotliwości i wartości elementów ze wzoru (2)) kolejno dla każdego elementu.

Wybór optymalnych częstotliwości pomiarowych jest najważniejszym czynnikiem decydującym o dokładności identyfikacji wartości elementów układu zastępczego obiektu badanego. Z tego względu opracowano zasady wyboru optymalnych częstotliwości pomiarowych dla identyfikacji każdego elementu mierzonego dwójnika [1, 5], przedstawione na przykładzie 7-elementowego układu zastępczego czujnika wilgotności (rys. 4) [5].

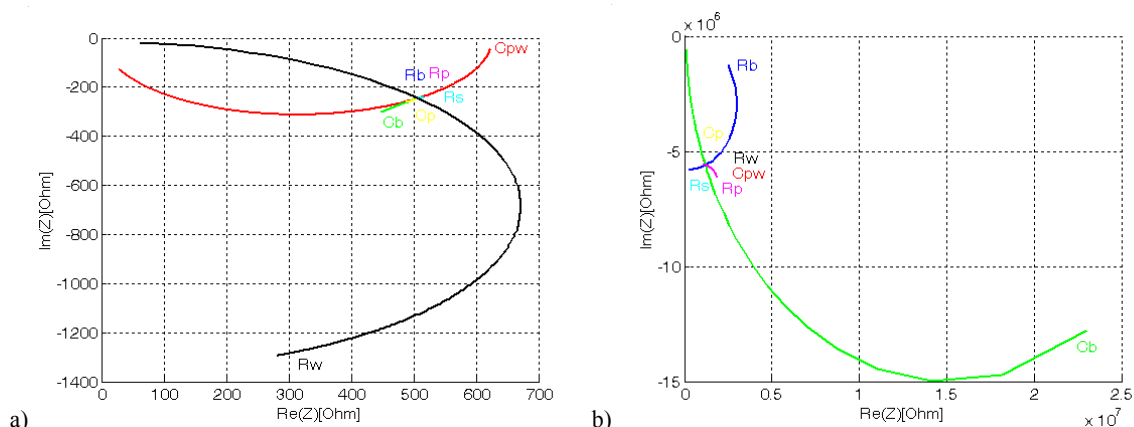


Rys. 4. Układ zastępczy czujnika wilgotności z tlenku glinu

Impedancję dwójnika można przedstawić jako funkcję biliniową (1) dla każdego z 7-elementów  $p_i \in \{C_{pw}, R_s, R_w, R_b, R_p, C_b, C_p\}$ . Na płaszczyźnie zespolonej obrazem przekształcenia biliniowego wybranego elementu (zmieniającego wartość w przedziale określonym wartością minimalną  $p_i^L$  i maksymalną  $p_i^H$ ) jest fragment okręgu (łuk) nazywany krzywą identyfikacyjną. Na rysunku 5 pokazano wygląd krzywych identyfikacyjnych dla zmian każdego parametru w zakresie  $p_i^L - p_i^H$ . Wartości nominalne elementów dobrano dla parametrów czujnika przy wilgotności 54% (tab. 1).

Tabela 1. Wartości elementów układu zastępczego czujnika przy zmianie wilgotności  $R_h$  [43]

$R_h$ [%]	$R_s$ [ $\Omega$ ]	$R_w$ [ $\Omega$ ]	$R_p$ [ $\Omega$ ]	$C_p$ [ $\mu F$ ]	$R_b$ [ $M\Omega$ ]	$C_b$ [ $\mu F$ ]	$C_{pw}$ [nF]
20	1.18	17837	400310	1.82	30	0.68	3.69
33	1.28	5381	236800	2.00	30	0.68	4.24
42	1.70	1521	151650	2.20	30	0.68	5.23
54	1.18	624.5	120970	2.32	30	0.68	5.87
66	0.80	305.8	103510	2.37	30	0.68	8.45
76	0.70	172.8	88899	2.36	30	0.68	19.6
86	0.60	80.09	97659	2.24	30	0.68	71.9



Rys. 5. Wygląd przykładowych krzywych identyfikacyjnych elementów układu zastępczego czujnika wilgotności dla wybranych częstotliwości: a) 20 kHz, b) 0,04 Hz

Jak widać, kształt i rozmieszczenie krzywych na rys. 5 w istotny sposób zależy od częstotliwości. Na przykład na rysunku 5a najdłuższe są krzywe dla elementów  $R_w$  i  $C_{pw}$ , a na rys. 5 b dominuje element  $C_b$ . Interesujące jest znalezienie takich częstotliwości pomiarowych, dla których wartości impedancji byłyby zależne głównie od wartości

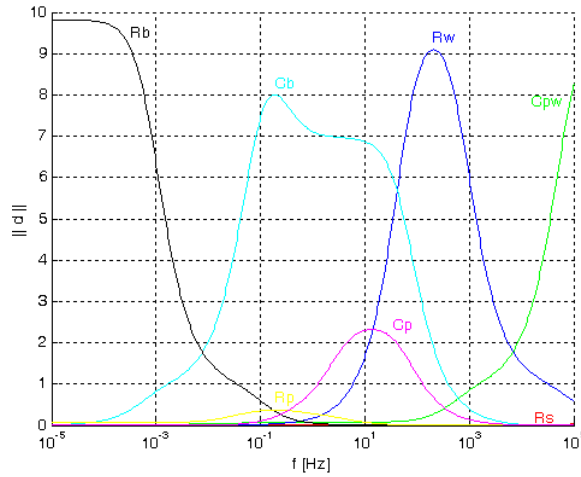
identyfikowanego elementu, a wpływ pozostałych elementów można by pominąć, tzn. aby łuki te miały dużo różniące się długości (jeden dominujący, pozostałe jak najmniejsze). Taka sytuacja występuje dla przypadku przedstawionego na rys. 5 b, gdzie impedancja dwójnika jest zależna głównie od elementu  $C_b$ . Pomiar  $Z_i^m$  na tak dobranej, optymalnej częstotliwości  $f_i$ , umożliwia identyfikację  $i$ -tego elementu na podstawie odwrotnego przekształcenia biliniowego (2).

Wybór optymalnej częstotliwości pomiarowej dla każdego elementu jest przeprowadzany w dwóch etapach. W pierwszym poszukiwana jest częstotliwość zapewniająca maksymalną czułość impedancji mierzonej od identyfikowanego elementu. Wyznaczana jest ona na podstawie analizy długości łuków, które są obliczane dla różnych częstotliwości z zależności:

$$\|d\| = \left( \sqrt{(\operatorname{Re}(Z_i^S))^2 + (\operatorname{Im}(Z_i^S))^2} \right)^{-1} \left( \sqrt{(\operatorname{Re}(Z_i^S) - \operatorname{Re}(Z_i^L))^2 + (\operatorname{Im}(Z_i^S) - \operatorname{Im}(Z_i^L))^2} + \sqrt{(\operatorname{Re}(Z_i^H) - \operatorname{Re}(Z_i^S))^2 + (\operatorname{Im}(Z_i^H) - \operatorname{Im}(Z_i^S))^2} \right) \quad (3)$$

gdzie:  $Z_i^S, Z_i^L, Z_i^H$  - wartości impedancji identyfikowanego elementu, wartość początkowa (startowa)  $p_i^S$  jest położona pomiędzy minimalną  $p_i^L$  i maksymalną  $p_i^H$  wartością (w obliczeniach przyjęto  $p_i^L = 0.1 p_i^S$  i  $p_i^H = 10 p_i^S$ ).

Zmianę długości łuków dla omawianego obiektu pokazano na rys. 6 [5].



Rys. 6. Znormalizowane długości łuków [5]

Analizując rys. 6 można zauważyć, że istnieją różne optymalne częstotliwości pomiarowe dla każdego elementu układu zastępczego czujnika wilgotności (np. dla elementu  $C_{pw}$  większa od 100 kHz, dla  $R_w$  ok. 100 Hz). Aby uznać wymienione częstotliwości za optymalne, należy sprawdzić jaka jest wrażliwość identyfikowanych elementów, na tych częstotliwościach na zmiany pozostałych elementów. W tym celu, w etapie drugim poszukiwania optymalnej częstotliwości pomiarowej, analizowana jest względna wrażliwość identyfikowanego elementu na podstawie zależności:

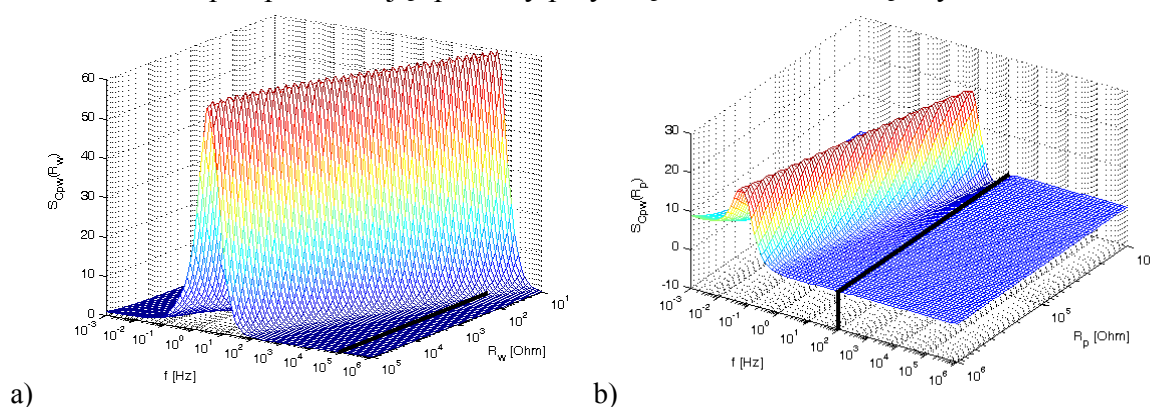
$$S_{p_i}(x_i) = \frac{\Delta p_i / p_i}{\Delta x_i / x_i} \quad (4)$$

gdzie:  $S_{p_i}(x_i)$  - względna czułość parametru  $p_i$  na zmiany  $x_i$ ,  $x_i \in \{ C_{pw}, R_s, R_w, R_b, R_p, C_b, C_p \}$  i  $x_i \neq p_i$ .

Wartości wrażliwości zostały wyznaczone przy użyciu numerycznego różniczkowania funkcji wyznaczającej wartość identyfikowanego elementu (2). Przykładowe wyniki obliczeń przy użyciu programu Matlab, umieszczono na rys. 7 i 8.

Dobór częstotliwości pomiarowych jest przeprowadzany dla każdego elementu z osobna. Kolejność poszukiwania częstotliwości odpowiada kolejności identyfikacji elementów. Dla analizowanego obiektu istnieje potrzeba wyznaczenia tylko 3 częstotliwości, dla elementów  $C_{pw}$ ,  $R_w$  i  $R_p$ , gdyż tylko one zmieniają parametry przy zmianach wilgotności (tab. 1). Pozostałe elementy nie wpływają na wynik pomiaru wilgotności - nie będą identyfikowane.

Jako pierwsza poszukiwana jest optymalna częstotliwość pomiarowa  $f_{C_{pw}}$  umożliwiająca identyfikację elementu  $C_{pw}$ , który jest najmniej zagnieżdżony w strukturze dwójnika. Na rys. 7a przedstawiono wykres względnej wrażliwości  $C_{pw}$  na zmianę  $R_w$ . Zaznaczona częstotliwość (100 kHz) jest wartością graniczną, powyżej której wrażliwość jest mniejsza od zadanej wartości progowej (0,001) w całym zakresie możliwych zmian wartości elementu  $R_w$ . Względna wrażliwość identyfikacji  $C_{pw}$  na zmianę  $R_p$  będzie minimalna, jeśli częstotliwość pomiarowa będzie, zgodnie z rysunkiem 7b, większa od 10 Hz. Podobnie wpływ elementów nie zmieniających wartości:  $R_s$ ,  $C_p$ ,  $C_b$ ,  $R_p$  (tab. 1) można zminimalizować przeprowadzając pomiary przy częstotliwościach większych od 1 kHz.

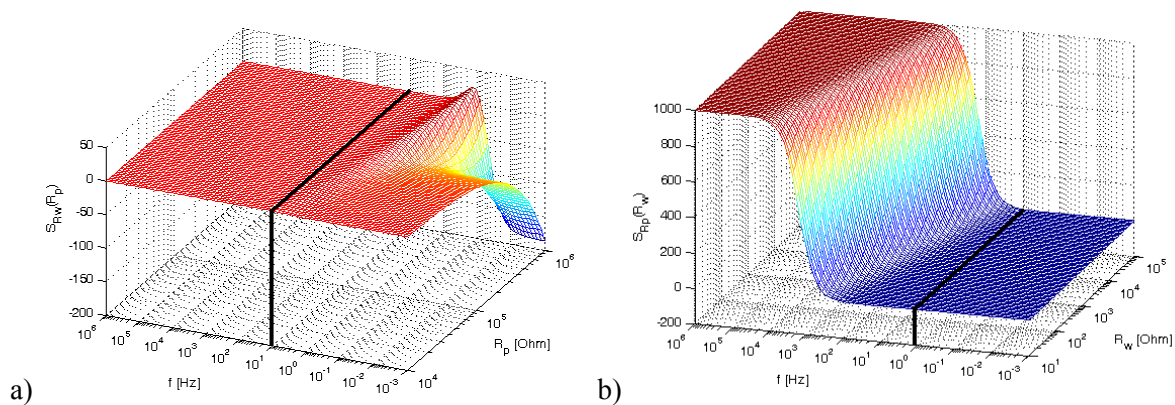


Rys. 7. Wykres wrażliwości względnej elementu  $C_{pw}$ : a) zależnie od elementu  $R_w$  i b) od elementu  $R_p$

Biorąc pod uwagę wymienione trzy warunki oraz przebieg długości łuku odwzorowania biliniowego impedancji czujnika od elementu  $C_{pw}$  (rys. 6) można stwierdzić, że optymalna częstotliwość pomiarowa dla  $C_{pw}$  powinna być większa od 100 kHz.

Jako drugą wyznaczono optymalną częstotliwość pomiarową  $f_{R_w}$  umożliwiającą identyfikację elementu  $R_w$ . Z analizy rys. 6 wynika, że optymalna częstotliwość  $f_{R_w}$  ze względu na maksymalną zależność impedancji  $Z_i$  od  $R_w$  (najdłuższy łuk) jest nieznacznie powyżej 100 Hz. Rysunek 8a pokazuje, że  $f_{R_w}$  powinna być mniejsza od 10 Hz w całym zakresie zmian  $R_p$ . Z analizy wykresów wrażliwości  $S_{R_w}$  na pozostałe elementy wynika, że dla częstotliwości z przedziału 10 Hz – 10 kHz jest ona mniejsza od ustalonej wartości progowej. Reasumując, optymalna częstotliwość pomiaru przy identyfikacji  $R_w$  powinna być niewiele większa od 100 Hz.

Przy poszukiwaniu optymalnej częstotliwości  $f_{R_p}$  umożliwiającej identyfikację ostatniego elementu  $R_p$  wykorzystano wykresy przedstawione na rysunkach 6 i 8b. Na ich podstawie wyznaczono częstotliwość  $f_{R_p} = 1$  Hz zapewniającą największą czułość  $Z_i = f(R_p)$  (rys. 6) oraz małą wrażliwość  $S_{R_p}$  na pozostałe elementy (np. od  $R_w$  na rys. 8b).



Rys. 8. Wykres wrażliwości względnej elementów: a) dla elementu  $R_w$  zależnie od zmian elementu  $R_p$   
 b) dla elementu  $R_p$  zależnie od zmian elementu  $R_w$

Na podstawie powyższych rozważań opracowano uniwersalny algorytm identyfikacji parametrycznej układów zastępczych obiektów modelowanych wieloelementowymi dwójnikami RC. Algorytm został opracowany pod kątem implementacji w urządzeniach diagnostycznych, których możliwości obliczeniowe są determinowane zastosowanymi procesorami o małych mocach przetwarzania danych. Z tego względu rozróżniono etap przedtestowy (kroki 1-4), który jest realizowany z wykorzystaniem symulacji w komputerze PC oraz właściwy etap identyfikacji on-line w urządzeniu diagnostycznym (kroki 5-7).

Etap przedtestowy:

1. Zadawane są wartości początkowe  $p_i^S$  elementów składowych badanego dwójnika. W zależności od opisywanego obiektu, mogą reprezentować, np. parametry nowej powłoki antykorozyjnej, parametry zdrowej skóry podlegającej diagnostyce lekarskiej lub parametry czujnika wilgotności dla wartości środkowej zakresu pomiarowego (50% wilgotności względnej).
2. Ustalane są wartości graniczne ( $p_i^L, p_i^H$ ) dopuszczalnych zmian poszczególnych elementów, które także zależą od specyfiki obiektu badanego.
3. Dla przyjętych wartości początkowych na podstawie zależności (3) wyznacza się częstotliwości pomiarowe  $f_i$  (maksymalnie  $n$ ) zapewniające maksymalną czułość impedancji dla poszczególnych elementów.
4. Korzystając z zależności (4) dla każdego identyfikowanego elementu sprawdzana jest jego względna wrażliwość na zmiany pozostałych elementów. Badania są przeprowadzane dla zakresu zmian wartości elementów ustalonych w kroku 2 i powinny one potwierdzać pomijalny ich wpływ na identyfikowany element.

Spełnienie obu kryteriów (krok 3 i 4) oznacza, że identyfikowany element ma decydujący wpływ na wartość impedancji  $Z$  dwójnika wieloelementowego, mierzonej na wybranej częstotliwości  $f_i$ , przy pomijalnym wpływie pozostałych elementów.

Etap identyfikacji:

5. W pierwszy kroku algorytmu zaimplementowanego w urządzeniu diagnostycznym, przeprowadzany jest pomiar części rzeczywistej  $\text{Re}(Z_i^m)$  i urojonej  $\text{Im}(Z_i^m)$  impedancji dwójnika przy optymalnej częstotliwości (wyznaczonej w kroku 3) dla pierwszego identyfikowanego elementu ( $i = 1$ ).
6. Współczynniki  $A_i, B_i, C_i, D_i$  transformacji biliniowej są obliczane dla pierwszego ( $i = 1$ ) identyfikowanego elementu, a następnie wyznaczana jest wartość elementu  $p_1$  zgodnie ze wzorem (2).
7. Kroki 5-6 są powtarzane dla kolejno wyznaczanych optymalnych częstotliwości  $f_2, f_3, \dots$ , co pozwala identyfikować wartości pozostałych elementów  $p_2, p_3, \dots$

Jeżeli pomiar parametrów obiektu wymaga cyklicznego powtarzania (np. pomiar impedancji czujnika wilgotności w celu wyznaczenia aktualnej wilgotności względnej) algorytm jest powtarzany począwszy od kroku 5. Wartości początkowe, potrzebne do wyznaczenia optymalnych częstotliwości pomiarowych, zostają zastąpione wartościami uzyskanymi z ostatniej procedury identyfikacyjnej i dla nich w kroku 5 określone są nowe częstotliwości pomiarowe.

W pracach [1, 2] przedstawiono wyniki symulacji metody biliniowej na przykładzie modelu powłok antykorozyjnych, a w pracy [5] na przykładzie modelu czujnika wilgotności. W ramach projektu badawczego KBN 8T10C 016 17, opracowana metoda została przeze mnie zaimplementowana i przebadana w laboratoryjnym systemie pomiarowym [2], a także w autonomicznym przyrządzie pomiarowym [2].

Podsumowując, należy stwierdzić, że opracowana biliniowa metoda identyfikacji parametrów impedancyjnych obiektów modelowanych dwójnikami wieloelementowymi, bazując na pomiarze impedancji obiektu dla kilku optymalnie dobranych częstotliwości, których liczba jest równa liczbie elementów układu zastępczego, wykazuje szereg zalet w odniesieniu do znanej metody CNLS dopasowania widma impedancyjnego, a mianowicie:

- prosty algorytm identyfikacji umożliwia implementację metody w tanich przyrządach diagnostycznych nadających się do pracy w różnych warunkach (np. w terenie),
- identyfikacja każdego parametru z osobna dla optymalnie dobranych częstotliwości pozwala na kilkakrotne skrócenie czasu pomiaru impedancji, natomiast w metodzie CNLS konieczny jest pomiar impedancji w szerokim zakresie częstotliwości dla kilkunastu do kilkudziesięciu częstotliwości pomiarowych,
- wyniki z jednego cyklu pomiarowego są wykorzystywane jako dane wejściowe następnego cyklu, dlatego bardzo dobrze nadaje się do cyklicznego monitorowania zmian parametrów impedancyjnych diagnozowanego obiektu i wyznaczania ich aktualnych wartości,
- przeprowadzone badania symulacyjne dla 7-elementowego modelu czujnika wilgotności potwierdzają pełną przydatność metody do identyfikacji 3 parametrów wyznaczających wilgotność względną. Maksymalny błąd wyznaczenia wartości tych elementów nie przekraczał 0,5-2% w zależności od położenia elementu w strukturze układu zastępczego czujnika [5].

Reasumując, gdy znana jest struktura mierzonego obiektu oraz rząd wartości elementów składowych, opracowana biliniowa metoda identyfikacji jest znacznie korzystniejsza od metody CNLS i spełnia warunki pozwalające na jej implementację w tanich przyrządach diagnostycznych. Opisana metoda i sposób pomiaru zostały opatentowane [44].

### *III.2. Skrócenie czasu pomiaru impedancji z pobudzeniem sygnałem harmonicznym*

W ramach drugiego celu badań pierwszego tematu badawczego, zapoczątkowanego w ramach pracy doktorskiej, opracowano, a następnie przeprowadzono badania symulacyjne i zaimplementowano w laboratoryjnym systemie pomiarowym [2, 17, 22, 28] cyfrową metodę pomiaru impedancji opartą na definicji impedancji  $Z_x = U_x/I_x$ , gdzie  $I_x$ ,  $U_x$  są to odpowiednio zespolone wartości prądu i napięcia na impedancji mierzonej. Sygnały te są odpowiedziami na sygnał pobudzenia  $u_g$  (programowanego generatora sygnałowego typu DDS) i są wydzielane w obwodzie wejściowym mikrosystemu w postaci sygnałów  $u_u \sim u_x$  i  $u_i \sim i_x$  (rys. 3). Po ustalonym czasie opóźnienia, w którym zanikają stany przejściowe, następuje synchroniczne z sygnałem taktującym generatora, zbieranie dwóch ciągów  $N$  próbek napięć  $u_u$  i  $u_i$  z częstotliwością próbkowania  $f_s$ , za pomocą przetworników a/c. Wynikiem tej operacji jest dyskretna reprezentacja obu napięć, wyrażona wzorem:

$$u_u^m = u_u(m \cdot \Delta t), \quad u_i^m = u_i(m \cdot \Delta t) \quad (5)$$

gdzie:  $m = 0, 1, \dots, N-1$ ,  $\Delta t = 1/f_s$ ,  $f_s$  – częstotliwość próbkowania.

Na podstawie zebranych w pamięci próbek, za pomocą transformaty DFT, wyznaczone są reprezentacje przebiegów  $u_u$  i  $u_i$  w dziedzinie częstotliwości, w której  $k$ -ty prążek  $U_u^k$  i  $U_i^k$  opisany jest odpowiednio wzorami:

$$U_u^k = U_u(k \cdot \Delta f) = \sum_{m=0}^{N-1} u_u^m \cdot e^{-j \frac{2\pi \cdot m \cdot k}{N}}, U_i^k = U_i(k \cdot \Delta f) = \sum_{m=0}^{N-1} u_i^m \cdot e^{-j \frac{2\pi \cdot m \cdot k}{N}} \quad (6)$$

$$\text{gdzie: } k = 0, 1, \dots, L, \dots, N-1, \Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{N \cdot \Delta t}$$

Jeżeli próbkowane sygnały  $u_u$  i  $u_i$  są sygnałami sinusoidalnymi oraz spełniona jest następująca relacja między liczbą próbek  $N$  i liczbą próbkowanych okresów sygnałów  $L$ ,

$$N \cdot \Delta t = L \cdot T_{u_0} \quad (7)$$

to w wynikowym widmie będzie występował tylko jeden  $L$ -ty niezerowy prążek. Wymaganie to zostało spełnione. Częstotliwości taktowania układu generatora i układu próbkującego dobrano tak, aby stanowiły wielokrotności liczby próbek. Dzięki temu podczas generacji i próbkowania uzyskano zawsze w gromadzonej liczbie próbek ( $N$ ) całkowitą liczbę okresów ( $L$ ) przebiegu pomiarowego.

Zastosowano klasyczny algorytm DFT, ponieważ obliczana jest wartość tylko jednego prążka ( $L$ ), a w pamięci generatora DDS jest dostępna tablica funkcji sinus (cosinus). W rezultacie wyznaczenie części rzeczywistej lub urojonej każdego z napięć sprowadza się do wymnożenia ciągu jego próbek przez ciąg próbek cosinusa lub sinusa, zgodnie ze wzorami:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(U_u^L) &= \sum_{m=0}^{N-1} u_u^m \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot m \cdot L}{N}\right), & \operatorname{Im}(U_u^L) &= \sum_{m=0}^{N-1} u_u^m \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot m \cdot L}{N}\right) \\ \operatorname{Re}(U_i^L) &= \sum_{m=0}^{N-1} u_i^m \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot m \cdot L}{N}\right), & \operatorname{Im}(U_i^L) &= \sum_{m=0}^{N-1} u_i^m \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot m \cdot L}{N}\right) \end{aligned} \quad (8)$$

Obliczenia (8) są wykonywane w układzie sterowania na koniec każdego cyklu pomiarowego. Wpływ parametrów próbkowania na dokładność metody pomiaru był szczegółowo analizowany w pracach [22, 28].

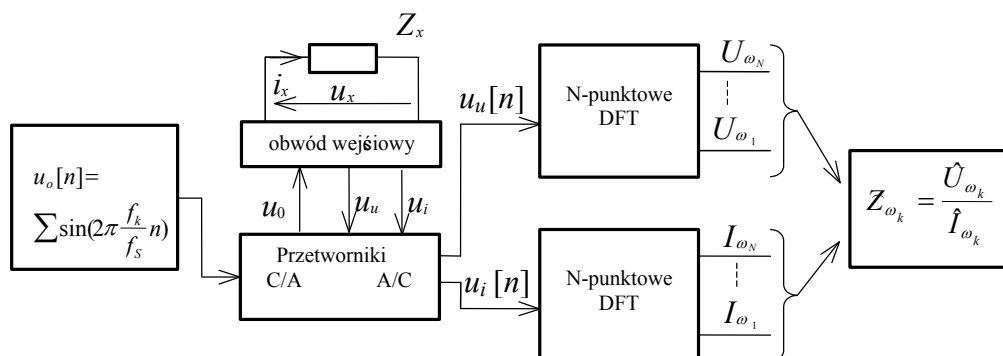
Omówiona metoda pozwala na dokonywanie pomiarów impedancji na bazie pojedynczego okresu przebiegu sinusoidalnego lub nawet jego części, przy pogorszonej dokładności [2], co stanowi atrakcyjną alternatywę dla klasycznych, np. opartych na analogowych układach mnożących, metod pomiaru impedancji wymagających kilku okresów dla uzyskania wyniku.

### III.3. Zastosowanie nowych sygnałów pobudzenia w celu skrócenia czasu wyznaczenia widma impedancyjnego obiektu.

Uzyskane skrócenie czasu pomiaru w omawianej w poprzednim punkcie metodzie jest jednak w wielu sytuacjach niewystarczające, zwłaszcza gdy dla poprawnego odwzorowania widma potrzebne jest dokonanie pomiarów na wielu częstotliwościach, stąd też w trzecim celu badawczym pierwszego tematu badań poszukiwano nowych sygnałów pobudzających umożliwiających skrócenie czasu akwizycji całego widma.

W pierwszym podejściu rozważano możliwość pobudzenia multisinusoidalnego, ideę metody pokazano na rys. 9 [43]. Jest ona uogólnieniem jednoczęstotliwościowej metody pomiaru impedancji z cyfrowym wyznaczeniem składowych za pomocą transformacji DFT.

W transformatach prądu i napięcia otrzymywano tam pojedyncze niezerowe prążki, których zespolony iloraz pozwalał obliczyć wartości widma impedancji dla częstotliwości sygnału pobudzającego. Pomiar całego widma wymagał powtarzania pomiarów dla kolejnych częstotliwości sygnału pobudzającego.



Rys. 9. Idea metody wyznaczania widma impedancyjnego za pomocą sygnałów multisinusoidalnych

Pomiar widma (lub jego części) w jednym cyklu jest możliwy dla obiektów liniowych na podstawie twierdzenia o superpozycji: przy spełnieniu założenia o liniowości obiektu suma odpowiedzi na sinusoidalne sygnały pobudzające jest równa odpowiedzi na sygnał złożony z wielu sinusoidalnych składowych, a więc na pobudzenie sygnałem multisinusoidalnym. Dla dwójnika liniowego w odpowiedzi występują wyłącznie składowe o takich samych częstotliwościach, jak w sygnale pobudzającym, lecz o amplitudach i fazach, zależnych od własności obiektu.

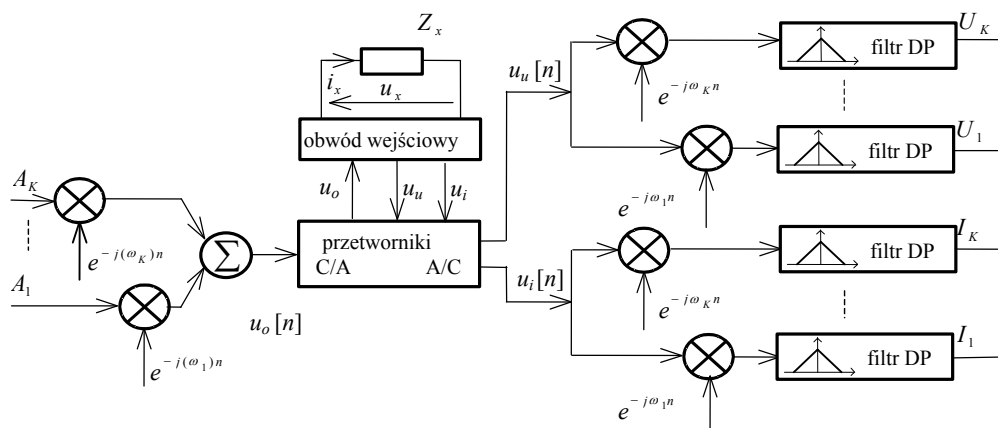
Choć sygnały multisinusoidalne są z powodzeniem stosowane do identyfikacji obiektów automatyki, ich zastosowanie do wyznaczania szerokopasmowych widm impedancyjnych jest opisane w literaturze znacznie skromniej. Wynika to z konieczności pokonania w pomiarach impedancji szeregu trudności, związanych z synteza szerokopasmowych sygnałów pobudzających oraz szybką ich analizą za pomocą algorytmów DFT.

Zagadnienie projektowania sygnału multisinusoidalnego polega na ustaleniu liczby częstotliwości składowych, częstotliwości próbkowania, oraz 3 zbiorów: amplitud, faz początkowych i częstotliwości (najczęściej unormowanych do częstotliwości próbkowania) określających parametry dla każdej składowej. Najczęściej przyjmuje się takie same amplitudy składowych sygnału, koncentrując się na doborze częstotliwości i faz składowych oraz częstotliwości próbkowania. Istnieje szereg kryteriów optymalizacji sygnału, z których najistotniejsze to: zapewnienie okresowości w sensie dyskretnym (dobór częstotliwości) i minimalizacja zakresu zmienności sygnału (dobór faz).

Zagadnienie doboru faz i częstotliwości sygnałów składowych zostało oszacowane symulacyjnie w ramach projektu badawczego, którego wynikiem jest m.in. praca [41]. Aplikacja powstała w ramach współpracy z Wydziałem Chemicznym PG [13]. Możliwe jest również połączenie podejścia biliniowego (pomiar na kilku optymalnie dobranych częstotliwościach) z wykorzystaniem sygnału multiharmonicznego. Kryteria stosowane przy optymalizacji sygnałów multiharmonicznych porównano w pracach [32, 36].

Zastosowanie sygnałów multisinusoidalnych może być również korzystne, jeśli pomiary wykonywane są w warunkach niestacjonarnych – istotne jest badanie zmienności parametrów obiektu. W takiej sytuacji zastosowanie klasycznej DFT do analizy sygnału odpowiedzi spowoduje utratę całej informacji o zmianach obiektu – w efekcie oszacowana zostanie wartość średnia za czas równy oknu analizy DFT. Dla zachowania informacji o zmianach impedancji obiektu w czasie, konieczne jest zastosowanie krótkoczasowej dyskretnej transformacji Fouriera (STDFT) [13] lub jak zaproponowano w pracy [27] zastosowanie banku filtrów (np. Goertzel'a) do ciągłej analizy sygnału odpowiedzi, zgodnie z rys. 10.





Rys. 10. Ilustracja metody wyznaczania widma za pomocą banku filtrów [27]

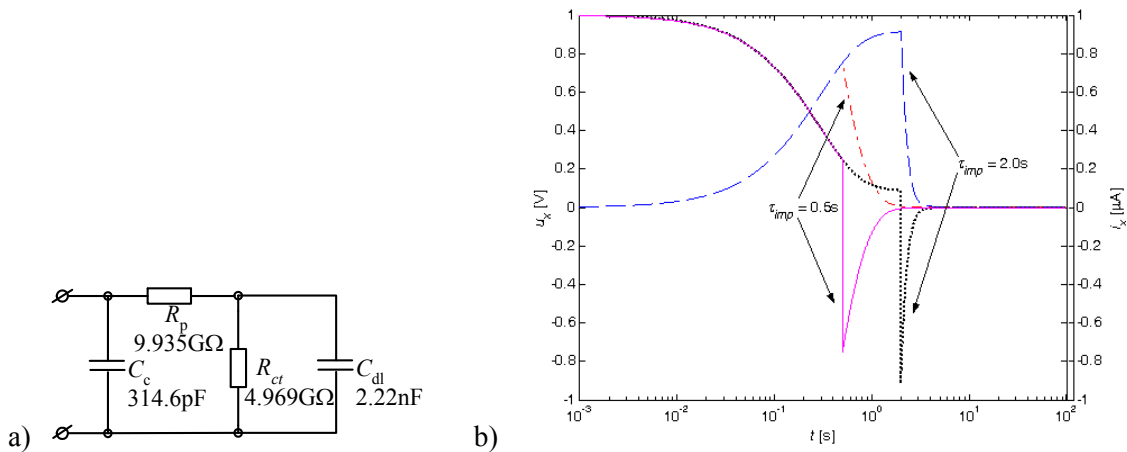
Przeprowadzona analiza sygnałów wieloharmonicznych [43] o rozpiętości kilku dekad wykazała, że długość okresu, traktowana jako liczba próbek może przyjmować wartości nierealizowalne technicznie uniemożliwiające generację takich sygnałów konwencjonalnymi metodami. Dlatego też, w pracy [27] zaproponowano wykorzystanie iteracyjnej metody syntezy sygnału wieloharmonicznego, niezależnej od jego okresu. Wartość każdej z próbek sygnału pobudzającego  $u_0[n]$  jest obliczana na bieżąco dla każdej próbki  $n$ , jako suma  $K$  składowych, z których każda jest wynikiem mnożenia zadanej amplitudy i jednostkowego sygnału harmonicznego o określonej częstotliwości.

Następnie, sygnały wydzielone w obwodzie wejściowym są analizowane za pomocą dwóch identycznych banków filtrów. Każdy z banków złożony jest z  $K$  filtrów obliczających wartości widm odpowiednio napięcia i prądu dla  $K$  częstotliwości składowych sygnału pobudzającego. Obliczone za pomocą banków filtrów amplitudy oznaczono odpowiednio  $U_1, \dots, U_K$  dla banku analizującego sygnał napięciowy oraz  $I_1, \dots, I_K$  dla banku analizującego sygnał prądowy.

Reasumując, należy stwierdzić, że zastosowanie pobudzenia wieloharmonicznego pozwala skrócić czas pomiaru lub analizować zmienność obiektu (przy zastosowaniu odpowiedniej analizy odpowiedzi), jednakże metoda ta posiada szereg ograniczeń [43], do których należą:

- trudności z optymalizacją i syntezą przebiegów [41], zwłaszcza jeśli częstotliwości składowe są rozłożone w szerokim zakresie,
- problemy z analizą (dla wszystkich składowych należy zapewnić, aby w analizowanych próbkach mieściła się całkowita liczba okresów), w przeciwnym razie prowadzi to do przecieku widma, i wzajemnego „maskowania” składowych,
- relatywnie długi czas pomiaru, wyznaczony przez składową o najniższej częstotliwości,
- trudności w prawidłowym doborze zakresu pomiarowego dla obiektów o dużej zmianie modułu impedancji w funkcji częstotliwości i szerokim zakresie mierzonego widma,
- utrata informacji o zmienności obiektu, ze względu na właściwości uśredniające (za okres obliczania DFT) w podstawowej wersji (z zastosowaniem DFT).

W celu znaczącego skrócenia tradycyjnej spektroskopii impedancyjnej, realizowanej drogą pomiaru impedancji na kolejno wybranych częstotliwościach sygnału harmonicznego, w kolejnym kroku trzeciego celu pierwszego kierunku badawczego, zastosowano pobudzenie pojedynczym impulsem prostokątnym [9, 33, 34, 38, 39, 43]. Pomiar odpowiedzi na pobudzenie impedancji mierzonej  $Z_x$ , sprowadza się do spróbkowania i skwantowania za pomocą przetworników a/c sygnałów  $u_u(t)$  i  $u_i(t)$  proporcjonalnych odpowiednio do napięcia na  $Z_x$  i prądu płynącego przez. Przykładowe przebiegi dla obiektu testowego (rys. 11 a) dla czasu trwania impulsu 0,5 s i 2,0 s pokazano na rys. 11 b.



Rys. 11. Ilustracja metody z pobudzeniem impulsowym: a) schemat ideowy przykładowego obiektu badanego, b) przebiegi napięcia i prądu dla pobudzenia impulsowego

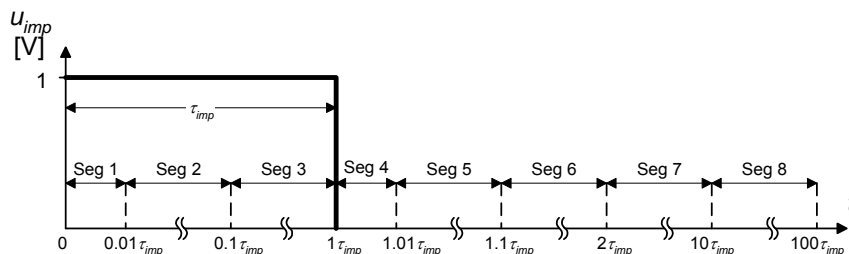
W odpowiedzi prądowej  $u_i(t)$  i napięciowej  $u_u(t)$  zawarte są informacje o impedancji badanego obiektu w funkcji częstotliwości. W pierwszym podejściu [33] zwrócono się ku zastosowaniu transformacji Laplace, co jest naturalnym podejściem przy zastosowaniu pobudzenia impulsowego. Niestety, badania wykazały trudności implementacyjne i problemy ze zbieżnością obliczeń dla przebiegów reprezentowanych przez dwa ciągi próbek.

Ujawnienie ww. zależności jest także możliwe dzięki zastosowaniu ciągłej transformacji Fouriera, po aproksymacji odpowiedzi czasowych funkcjami liniowymi [34] i obliczeniu transformaty ze wzoru:

$$U_k(j\omega) = \int_0^{\infty} u_k(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (9)$$

gdzie:  $k = i$  lub  $u$ .

Do wyznaczenia transformaty Fouriera konieczne jest próbkowanie napięć  $u_i(t)$  i  $u_u(t)$  przy stałym odstepie międzypróbkowym  $\Delta t$ . Zakładając maksymalny czas trwania pomiaru 100 s i częstotliwość próbkowania 10 kHz, konieczne jest zebranie 1 000 000 próbek każdego sygnału. Wyznaczenie transformaty z takiej liczby danych trwałoby nawet kilkadziesiąt minut. Dlatego w rozwiązaniu [34] czasu pomiaru podzielono na przedziały, w których próbkowanie odbywa się z różną częstotliwością. Przewidziano 6 odcinków czasu ograniczonych od góry następującymi wartościami: 0,01 s, 0,1 s, 1 s, 10 s, 100 s, 1000 s, ze stałą liczbą próbek 1000 w każdym przedziale. Stąd dla przyjętych warunków, maksymalna liczba próbek zebranych w czasie pomiaru wynosi  $N = 6000$ . W pracy [9] zaproponowano modyfikację liczby przedziałów i ich rozmieszczenia zgodnie z rys. 12.



Rys. 12. Segmenty czasowe procesu próbkowania sygnałów odpowiedzi przy pobudzeniu obiektu impulsem prostokątnym w zmodyfikowanej propozycji metody

Transformata może być policzona z definicji, a zależność (9) przyjmuje postać:

$$U_k(j\omega) \approx \sum_{n=1}^{N-1} \int_{t_n}^{t_{n+1}} \tilde{u}_k(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (10)$$

gdzie:  $\tilde{u}_i(t)$  i  $\tilde{u}_u(t)$  są aproksymacjami liniowymi poszczególnych odcinków odpowiedzi sygnału prądowego i napięciowego.

Po podstawieniu aproksymacji i obliczeniu całek otrzymujemy:

$$\operatorname{Re}U_k(\omega) \approx \sum_{n=1}^{N-1} \left[ \frac{1}{\omega} (u_k(t_{n+1}) \sin \omega t_{n+1} - u_k(t_n) \sin \omega t_n) - \frac{u_k(t_{n+1}) - u_k(t_n)}{t_{n+1} - t_n} \cdot \frac{\cos \omega t_{n+1} - \cos \omega t_n}{\omega^2} \right] \quad (11)$$

$$\operatorname{Im}U_k(\omega) \approx \sum_{n=1}^{N-1} \left[ -\frac{1}{\omega} (u_k(t_{n+1}) \cos \omega t_{n+1} - u_k(t_n) \cos \omega t_n) + \frac{u_k(t_{n+1}) - u_k(t_n)}{t_{n+1} - t_n} \cdot \frac{\sin \omega t_{n+1} - \sin \omega t_n}{\omega^2} \right] \quad (12)$$

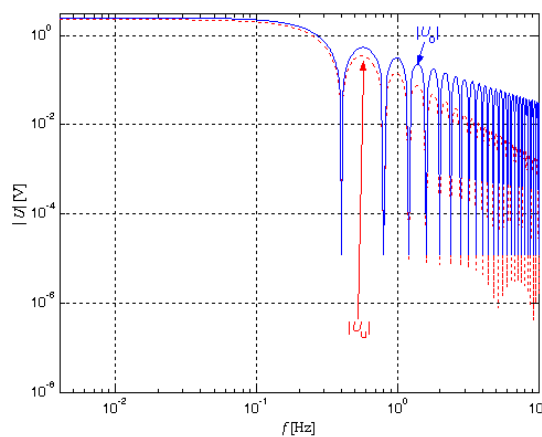
Wyznaczając z (11) i (12) widma sygnałów proporcjonalnych do napięcia i prądu na obiekcie mierzonym, obliczono na podstawie definicji impedancji widmo impedancji:

$$Z(\omega) = \frac{\operatorname{Re}U_u(\omega) + j \operatorname{Im}U_u(\omega)}{\operatorname{Re}U_i(\omega) + j \operatorname{Im}U_i(\omega)} R_z \quad (13)$$

Metodę ulepszano [9] zmniejszając liczbę przedziałów próbkowania [38], ograniczając liczbę próbek w przedziale, dzięki ich optymalnemu rozmieszczeniu, dostosowanemu do charakteru zmian próbkowanych przebiegów [39]. Pozwoliło to znacząco ograniczyć liczbę próbek (i wymaganych obliczeń), a w efekcie pozwoliło implementować metodę w urządzeniach o relatywnie małej mocy obliczeniowej.

W trakcie badań symulacyjnych sprawdzono wpływ różnych czynników na uzyskiwane dokładności, jak również ustalono istotne ograniczenia metody:

- Wyznaczone moduły widma:  $|U_i|$  i  $|U_u|$  sygnałów  $u_i(t)$  i  $u_u(t)$  są opisane funkcją typu  $\sin(x)/x$ , gdzie  $x = \pi \cdot k \cdot \tau_{imp} / T_{acq}$  ( $k$  – numer prążka) (rys. 13).

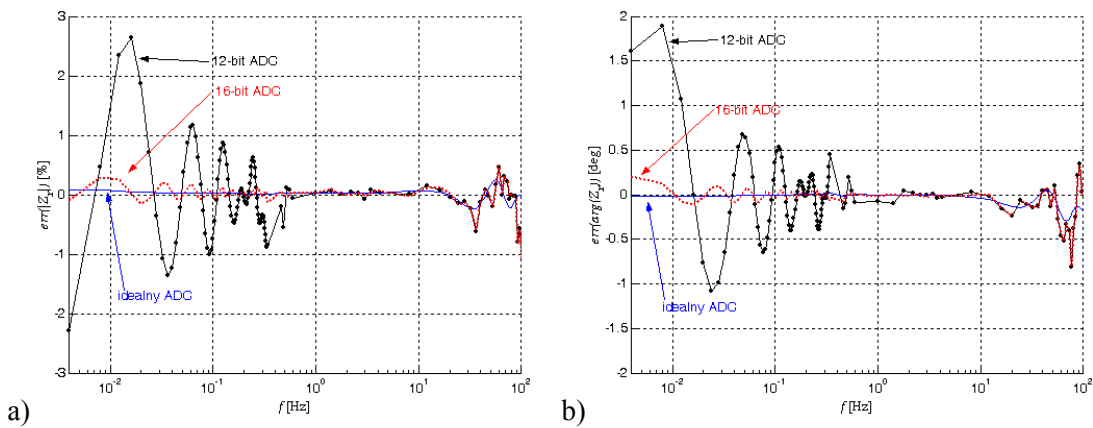


Rys. 13. Widma modułów sygnałów: pobudzenia  $|U_o|$  i odpowiedzi napięciowej  $|U_u|$  na  $Z_x$

Widma osiągają wartości minimalne (teoretycznie 0) w punktach, gdzie argument funkcji  $\sin()$  osiąga wartość  $m \pi$ , gdzie  $m = 0, 1, 2, \dots$  czyli  $m \cdot \pi = \pi \cdot k \cdot \tau_{imp} / T_{acq}$ , tzn. dla prążków o numerach:  $k = m \cdot T_{acq} / \tau_{imp}$ . Prowadzi to w procedurze wyznaczania impedancji (dzielenie wartości prążka napięcia przez wartość prążka prądu) do bardzo dużych błędów (w omawianym zakresie częstotliwości) o wartości maksymalnej dochodzącej do

kilkudziesięciu procent. Wymaga to „omijania” prążków w pobliżu minimów funkcji  $\sin(x)/x$  i ograniczenia wyznaczania wartości impedancji tylko dla częstotliwości, gdy funkcja osiąga maksima lokalne (w połowie odległości pomiędzy minimami), czyli dla prążków  $k = (m+0.5) \cdot T_{acq}/t_{imp}$ .

- Zastosowana metoda wyboru częstotliwości, zdecydowanie zmniejszyła błąd wyznaczania widma impedancji w zakresie do 100 Hz. Natomiast dla częstotliwości wyższych dokładność jest niewystarczająca, ponieważ pojemność powłoki  $C_c$  tworzy z rezystorem ograniczającym prąd  $R_o$  dzielnik napięcia, tłumiący ze wzrostem częstotliwości amplitudy prążków widma sygnału napięciowego.
- Koncepcja pobudzania obiektu pomiaru impulsem prostokątnym, dla uzyskania widma impedancji w szerokim zakresie częstotliwości (1 mHz – 1 MHz), wymaga zastosowania szybkich przetworników a/c (max. czas konwersji 100 ns) do próbkowania sygnałów odpowiedzi. Dlatego badano wpływ rozdzielczości przetworników a/c (rys. 14).



Rys. 14. Błąd modułu i argumentu impedancji w przypadku zastosowania do próbkowania 12- lub 16-bitowych przetworników a/c: a) błąd modułu, b) błąd argumentu

Uzyskane wnioski pozwoliły zaproponować rozwiązanie hybrydowe (opatentowane [45]) gdzie dla częstotliwości wysokich ( $>100\text{Hz}$ ) widmo uzyskiwane jest metodą tradycyjną z pobudzeniem sinusoidalnym, zaś dla częstotliwości niskich ( $<100\text{Hz}$ ) metodą z pobudzeniem pojedynczym impulsem prostokątnym. Algorytm zaproponowanego rozwiązania opisano w pracach [39, 43] i pokazano na rys. 15.

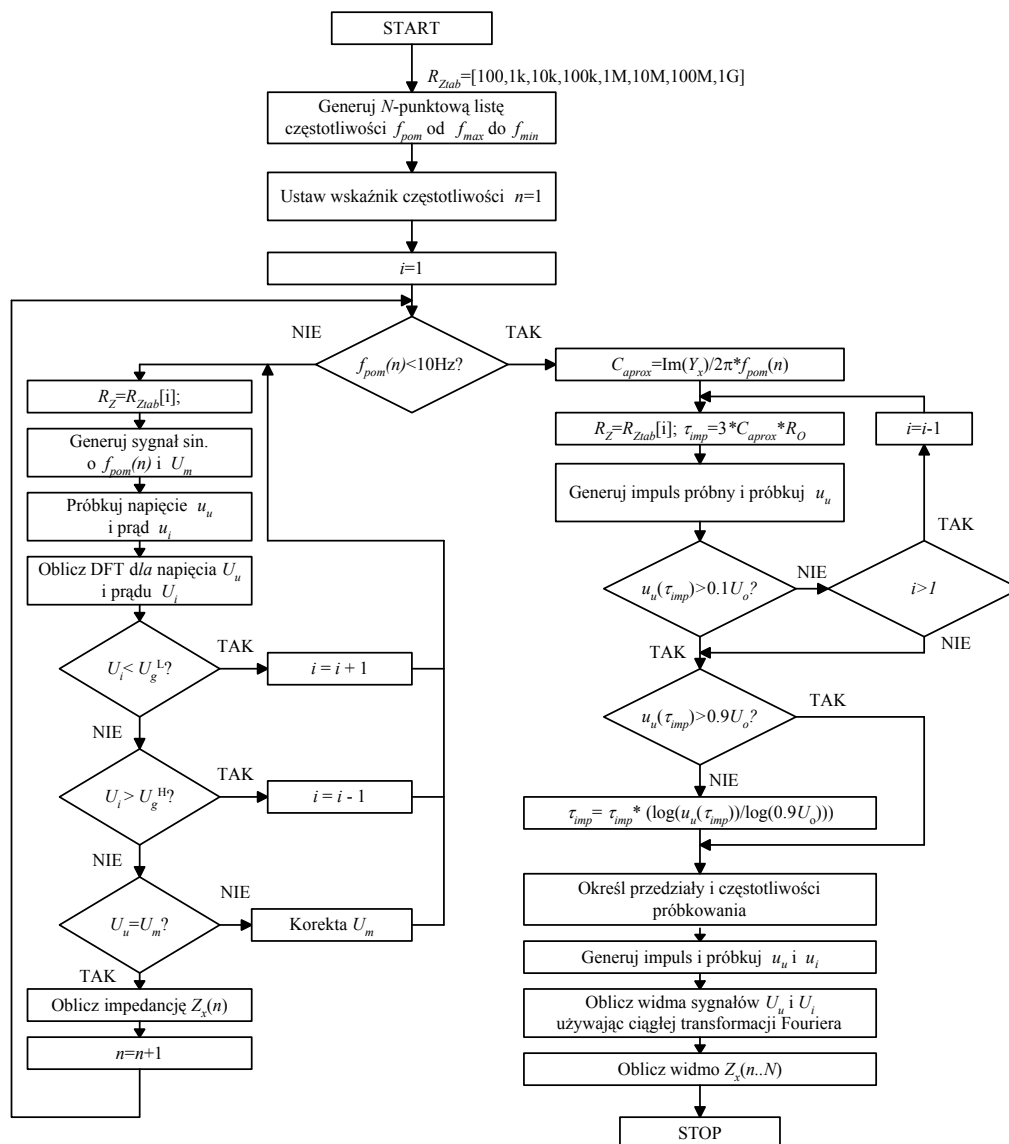
W kolejnym kroku celu trzeciego pierwszego tematu badawczego, zaproponowano metodę pomiaru impedancji wykorzystującą pobudzenie sygnałem sinc (sinus cardinalis) [15] dedykowaną dla częstotliwości niskich (1 mHz ÷ 10 Hz). Istotnym aspektem przy doborze sygnału pobudzenia, w omawianej metodzie, jest kształt widma tego sygnału. Najkorzystniejsza sytuacja ma miejsce wówczas, jeśli wartość widma tego sygnału w rozpatrywanym zakresie częstotliwości pomiarowych jest stała i ma jak największą wartość w stosunku do częstotliwości spoza tego zakresu. Właściwość taką posiada sygnał sinc, gdyż transformatą Fouriera tego sygnału jest funkcją prostokątną. Zapewnienie stałej wartości transformaty Fouriera sygnału pobudzenia pozwala na uzyskanie zbliżonych dokładności wyznaczania modułu i argumentu impedancji badanego obiektu dla wszystkich częstotliwości pomiarowych.

W metodzie zakłada się pomiar impedancji  $Z_x$  badanego obiektu w zakresie częstotliwości od  $f_{\min}$  do  $f_{\max}$ , bez wprowadzania ograniczeń na wybór konkretnych częstotliwości z tego przedziału. W tym celu dopasowuje się parametry sygnału pobudzenia sinc w ten sposób, aby stała wartość widma tego sygnału obejmowała zakres częstotliwości od  $f_{\min}$  do  $f_{\max}$ .

Ogólną postać sygnału pobudzenia sinc można przedstawić za pomocą wzoru:

$$u_0(t) = U_0 \operatorname{sinc}(2\pi f_{\max}(t - \tau)), \quad (14)$$

gdzie:  $U_0$  – maksymalna amplituda,  $\tau$  - przesunięcie czasowe,  $f_{max}$  – maksymalna częstotliwość zakresu widma.



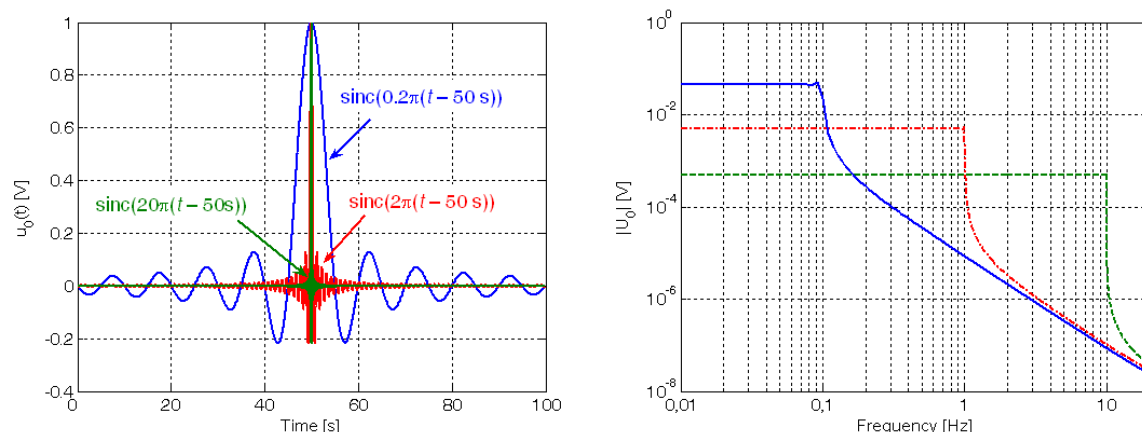
Rys. 15. Algorytm procesu pomiarowego metody hybrydowej

Istotną kwestią jest optymalny dobór wartości czasu  $T$ . Czas ten powinien być większy od  $1/f_{min}$ , aby umożliwić wyznaczenie widma impedancyjnego badanego obiektu dla częstotliwości większych od  $f_{min}$ . Ponadto powinien być spełniony warunek:

$$T = k f_{max}^{-1}, \quad (k = 1, 2, 3, \dots). \quad (15)$$

W przeciwnym razie na początku sygnału pobudzenia ( $t = 0$ ) pojawi się skok napięcia, który może spowodować gwałtowne zmiany odpowiedzi  $u_1(t)$  w zależności od rodzaju badanego obiektu.

Przykładowe sygnały pobudzające, pozwalające na wyznaczenie impedancji obiektu badanego w przedziale od  $f_{min} = 10$  mHz w zakresie jednej ( $f_{max} = 0,1$  Hz), dwóch ( $f_{max} = 1$  Hz) lub trzech ( $f_{max} = 10$  Hz) dekad częstotliwości pomiarowych, pokazano na rys. 16 (częstotliwość  $f_{min}$  wynika z charakterystyki testowego dwójnika RC (rys. 11 a)). Założono, że  $U_0 = 1$  V i  $\tau = T/2$ , więc maksimum  $u_0(t)$  występuje w połowie czasu akwizycji  $u_0(\tau) = 1$  V.



Rys. 16. Przykładowe sygnały pobudzające typu sinc: a) przebiegi czasowe, b) widma

Jak pokazano na rys. 16 b przebiegi widm sygnałów sinc mają pożądaną stałą wartość, lecz poziom widm sygnałów ze zwiększeniem szerokości pasma szybko maleje. Można przypuszczać, że spowoduje to pogorszenie dokładności wyznaczania widma impedancji. Dlatego przeprowadzono porównawcze badania symulacyjne opracowanej metody dla dwóch  $f_{\max} = 0,1$  Hz i 1 Hz, które potwierdziły wzrost błędów modułu i argumentu impedancji w przypadku rozszerzenia przedziału widma z jednej dekady do dwóch. Szczególne zwiększenie błędów występuje dla częstotliwości próbkowania ( $f_s$ ) mniejszej od 100 Hz. Dodatkowo dla widma w przedziale dwóch dekad, zauważalny jest także wzrost błędów modułu i argumentu impedancji dla częstotliwości w dolnym zakresie (10 mHz – 100 mHz).

Porównując metody, w których zastosowano pobudzenie sinc oraz pobudzenie impulsem napięciowym można stwierdzić, że znacznie większe dokładności wyznaczania widma impedancji uzyskuje się dla pobudzenia sygnałem sinc (ok. rząd wielkości). Zastosowanie pobudzenia sygnałem sinc pozwala także na swobodny dobór częstotliwości próbkowania stałej w czasie akwizycji sygnałów odpowiedzi. W przypadku metody z pobudzeniem impulsem konieczne jest stosowanie zmiennej częstotliwości próbkowania ze względu na gwałtowne zmiany wartości sygnałów odpowiedzi badanej impedancji, na początku i na końcu impulsu prostokątnego.

Reasumując, metoda wykorzystująca sygnał sinc z uwagi na zalety polegające na:

- skróceniu czasu pomiaru w stosunku do techniki SST,
  - lepszej dokładności wyznaczania impedancji w stosunku do pobudzenia impulsem prostokątnym,
  - większą swobodę w doborze częstotliwości pomiarowych w stosunku do pobudzenia sygnałem wielo-harmonicznym,
  - możliwość stosowania stałej częstotliwości próbkowania,
- stwarza nowe możliwości w realizacji przyspieszonych pomiarów impedancji obiektów tech.

Kolejną propozycją jest metoda wykorzystująca ideę szczególnego próbkowania zaproponowaną przez Prof. Sawickiego. Metoda szczególnego próbkowania jest alternatywą dla DFT, pozwalającą na wyznaczenie składowych ortogonalnych sygnałów pomiarowych na podstawie sumowania kilku próbek sygnału pobranych zgodnie z wzorami (16) i (17) w odpowiednio dobranych momentach czasu (przykładowy harmonogram pobierania próbek pokazano w tabeli 2).

$$\text{Re} = C_Q(1)U_1 \cos(\alpha_1 + x + \beta_Q) = \sum_{j=1}^{2^{1+Q}} (-1)^{1+m} u(x + m180 + \frac{p_1 180}{3} + \frac{p_2 180}{5} + \dots), \quad (16)$$

$$\text{Im} = -C_Q(1)U_1 \sin(\alpha_1 + x + \beta_Q) = \sum_{j=1}^{2^{1+Q}} (-1)^{1+m} u(x + 90 + m \cdot 180 + \frac{p_1 \cdot 180}{3} + \frac{p_2 \cdot 180}{5} + \dots). \quad (17)$$

Tabela. 2. Harmonogram pobierania próbek dla metody szczególnego próbkowania

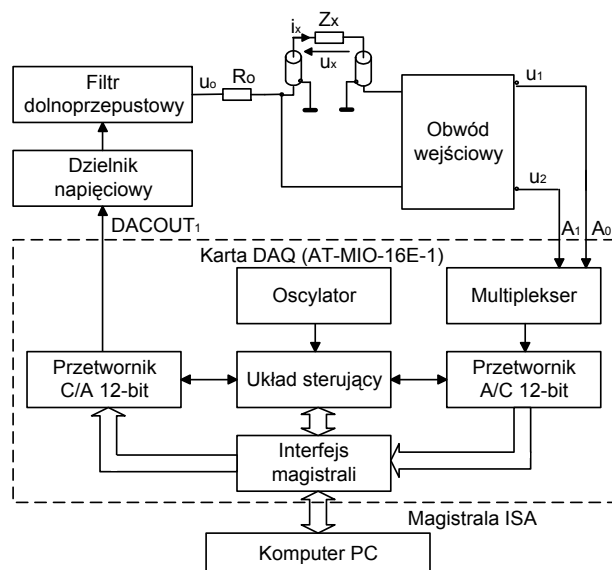
Lp.	Określenie chwili czasu próbkowania		Numer próbki			
	Składowa Re	Składowa Im	Re <sub>P</sub>	Re <sub>M</sub>	Im <sub>P</sub>	Im <sub>M</sub>
1	$-x$	$-(x + 90)$		1		15
2	$x + 180$	$x + 90 + 180$	30		45	
3	$-(x + \frac{180}{3})$	$-(x + 90 + \frac{180}{3})$		10		25
4	$x + 180 + \frac{180}{3}$	$x + 90 + 180 + \frac{180}{3}$	40		55	
5	$-(x + \frac{180}{5})$	$-(x + \frac{180}{5})$		6		21
6	$x + 180 + \frac{183}{5}$	$x + 90 + 180 + \frac{183}{5}$	36		51	
7	$-(x + \frac{180}{3} + \frac{180}{5})$	$-(x + 90 + \frac{180}{3} + \frac{180}{5})$		16		31
8	$x + 180 + \frac{180}{3} + \frac{180}{5}$	$x + 90 + 180 + \frac{180}{3} + \frac{180}{5}$	46		61==1	

Szczegóły metody opisano w pracy [16].

#### IV. Laboratoryjne systemy pomiarowe impedancji

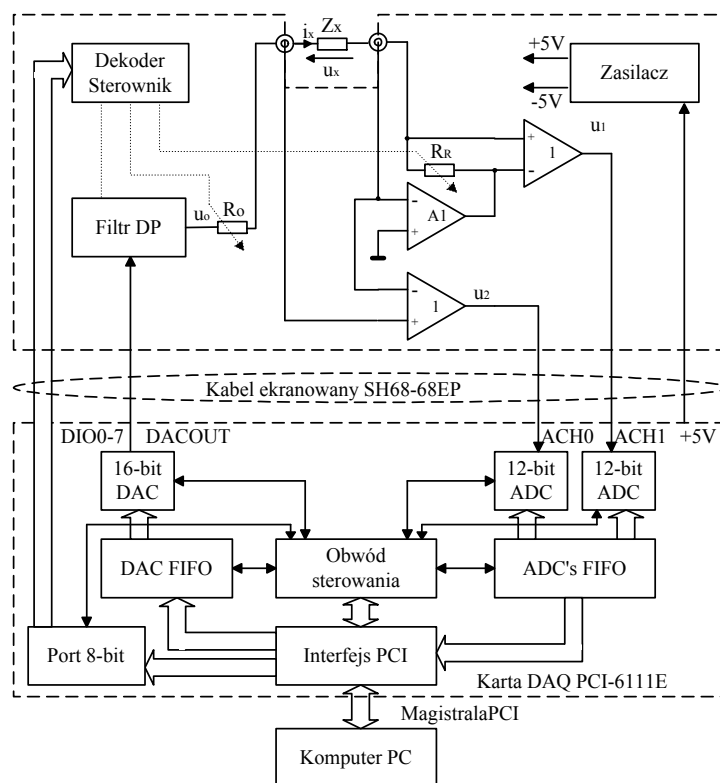
W ramach drugiego tematu prac badawczych opracowano, zrealizowano i przebadano szereg laboratoryjnych systemów pomiarowych przeznaczonych do implementacji, weryfikacji eksperymentalnej i optymalizacji metod pomiarowych opracowywanych w ramach pierwszego tematu badań.

Punktem wyjściowym był system, opracowany w ramach pracy doktorskiej, na bazie karty DAQ z segmentu „low-cost”, wyposażonej tylko w jeden przetwornik a/c i multipleksowane wejściowe kanały analogowe (rys. 17). Prezentowany system, zrealizowany w ramach projektu badawczego KBN nr 8T10C 016 17, pozwolił zweryfikować doświadczalnie implementację cyfrowej metody pomiaru impedancji, efekty tych prac opisano w [2, 17]. W systemie wykorzystano 12-bitowy przetwornik c/a karty DAQ AT-MIO-16E-1 do generacji przebiegu sinusoidalnego aproksymowanego przebiegiem schodkowym na wyjściu DACOUT1. Tak uzyskany przebieg jest wstępnie kondycjonowany (filtrowany i tłumiony), a następnie podawany na badany obiekt za pomocą obwodu wejściowego, który ponadto wydziela dwa sygnały (napięciowy i prądowy). Sygnały te są podawane na dwa wejścia analogowe karty DAQ A0 i A1 i próbkowane sekwencyjnie przez wbudowany 12-bitowy przetwornik karty. Oprogramowanie sterujące pozwala realizować algorytmy przetwarzania sygnałów niezbędne do wyznaczenia wartości impedancji.



Rys. 17. Laboratoryjny system pomiarowy impedancji na bazie karty DAQ z multiplexerem wejść

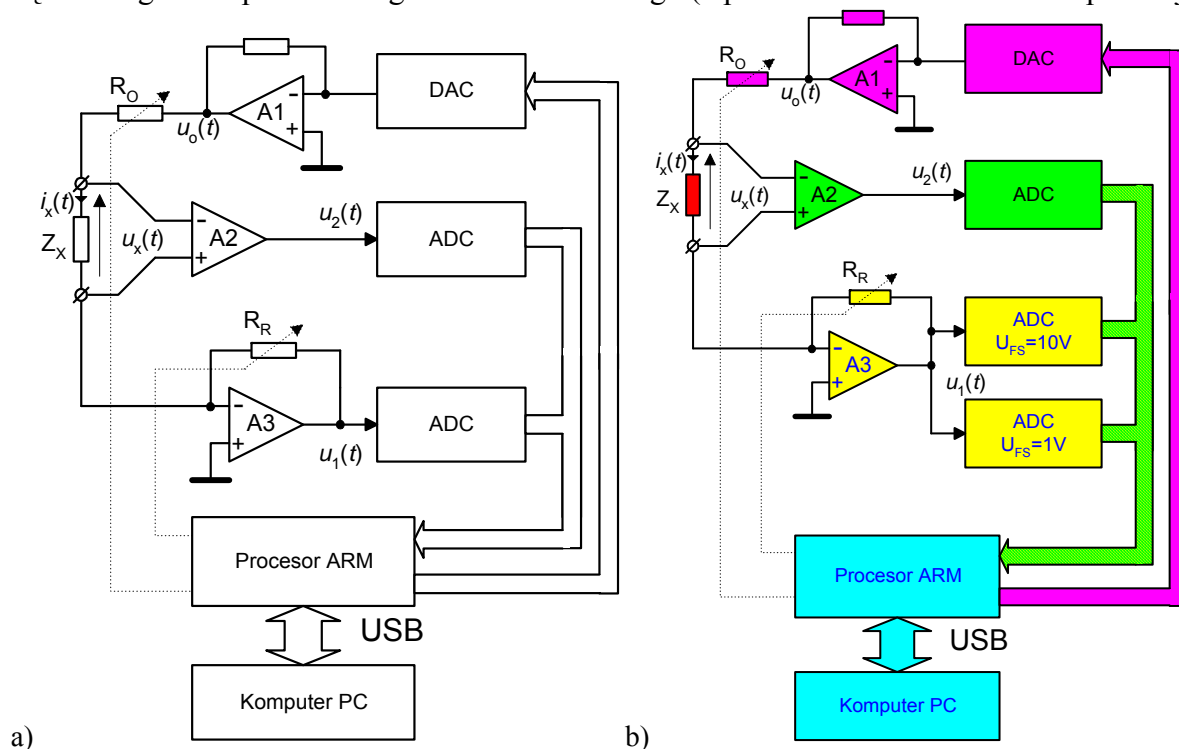
W systemie przedstawionym na rys. 17 zaimplementowano algorytmy prezentowane we wstępnych pracach, jednak posiadał on istotne ograniczenie – multiplexowane kanały. Dodatkowym, technicznym problemem był fakt, że wykorzystywana w systemie karta DAQ była przeznaczona dla złącza ISA, które nie jest stosowane we współczesnych komputerach. Stąd też w pracach [22, 28], prowadzono badania z zastosowaniem bardziej nowoczesnego laboratoryjnego systemu pomiarowego (rys. 18) na bazie nowszej karty DAQ PCI-6111E, która posiada dwa zasadnicze walory: złącze PCI oraz dwa jednocześnie próbkowane kanały wejściowe analogowe. W systemie tym zweryfikowano doświadczalnie wpływ parametrów karty DAQ na implementację cyfrowej metody pomiaru impedancji.



Rys. 18. Laboratoryjny system pomiarowy impedancji na bazie karty DAQ z jednoczesnym próbkowaniem wejść analogowych



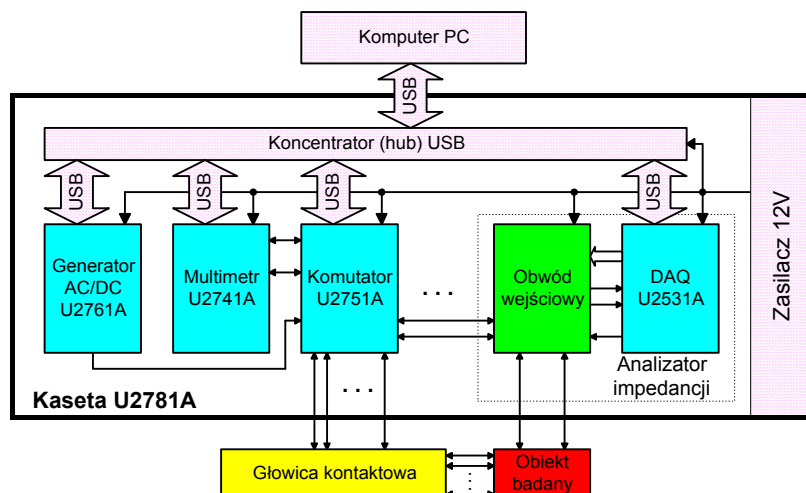
W systemie pomiarowym przedstawionym na rys. 18, w ramach projektu badawczego rozwojowego MNiSW nr R01 026 01, przeprowadzono pomiary zgodnie z zasadami metod pomiarowych opartych na pobudzeniu impulsowym [34, 35]. Dla bardziej szczegółowego przetestowania możliwości implementacji metod z pobudzeniem impulsowym opracowano system na bazie modułu z procesorem z rdzeniem ARM (TMS470R1B768) oraz modułów z przetwornikami a/c i c/a. W wersji pierwszej (rys. 19 a) wykorzystano tylko dwa 16-bitowe przetworniki a/c, po jednym w torze napięciowym i prądowym. W tej wersji systemu możliwa jest implementacja, zarówno metod z pobudzeniem harmonicznym, jak również metod z pobudzeniem impulsowym. Badania symulacyjne, jak również weryfikacja eksperymentalna, wykazały, że w przypadku pobudzenia impulsowego, dynamika sygnału odpowiedzi prądowej obiektu jest na tyle duża (sygnał prądowy zmienia się o kilka rzędów), że pojedynczy przetwornik a/c o rozdzielczości 16 bitów nie zapewnia wystarczającej dokładności. Zaproponowano rozwiązanie (pokazane na rys. 19 b), gdzie w torze prądowym zastosowano dwa niezależne 16-bitowe przetworniki a/c pracujące równoległe, z różnymi zakresami napięciowym, co pozwala na prawidłową dyskretyzację sygnału prądowego w zakresie 5 dekad. W torze napięciowym jest kolejny przetwornik a/c. W systemie tym przeprowadzono weryfikację zmodyfikowanej metody z pobudzeniem impulsowym, przedstawionej w pracy [9]. Zastosowanie własnego rozwiązania sprzętowego spowodowane było dwoma przesłankami: po pierwsze, architektura kart DAQ nie zapewnia możliwości dynamicznego kształtowania częstotliwości próbkowania w trakcie akwizycji (niezbędne przy zmianach częstotliwości w przedziałach próbkowania zgodnie z rys. 12), po drugie, własne rozwiązanie sprzętowe układu laboratoryjnego stanowi krok do realizacji prototypu przyrządu pomiarowego własnej konstrukcji. W systemie zastosowano obwody wejściowe o podobnej konstrukcji jak w poprzednich systemach. Zagadnieniu obwodów wejściowych poświęcony będzie fragment opisu trzeciego tematu badawczego (Opracowania analizatorów impedancji).



Rys. 19. Laboratoryjny system pomiarowy impedancji na bazie modułu z procesorem ARM:  
a) wersja z 1 przetwornikiem a/c, b) z 2 przetwornikami a/c toru prądowego

Kolejnym opracowanym laboratoryjnym systemem pomiarowo-diagnostycznym jest system na bazie kasyety U2781A i przyrządów modułowych firmy Agilent: generatora

U2761A, multimetru U2741A, komutatora U2751A i karty DAQ U2531A oraz modułu obwodu wejściowego opracowany przez autora we współpracy z dr. Jerzym Hoją. Schemat blokowy systemu pokazano na rys. 20, a widok zrealizowanego systemu na rys. 21.



Rys. 20. Schemat blokowy laboratoryjnego systemu na bazie kasety U2781A i modułów Agilent [12]

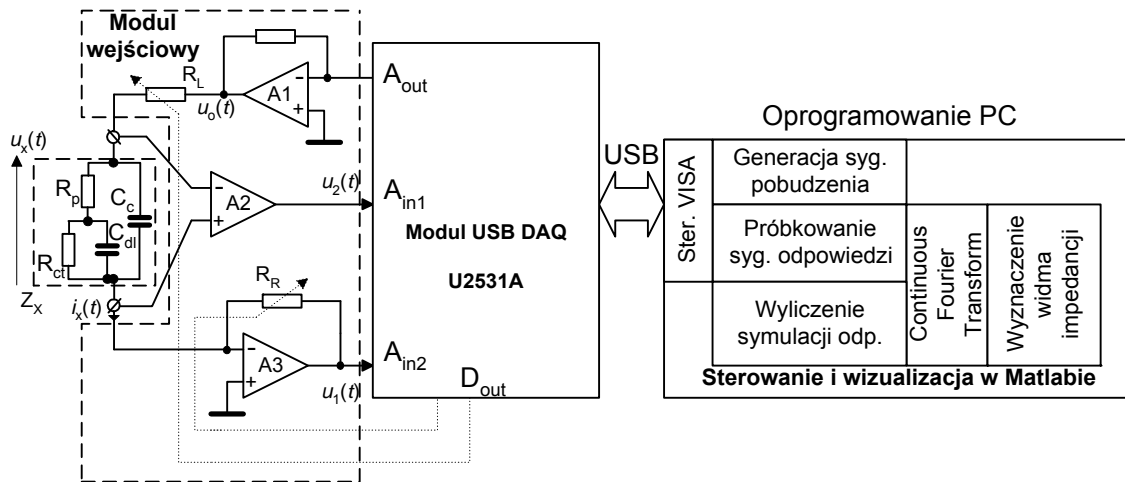
System został szczegółowo opisany w pracy [12]. System, dzięki budowie modułowej, jest uniwersalny, po dołączeniu głowicy ostrzowej (zaznaczona na rys. 20 kolorem żółtym) może być wykorzystany do testowania pakietów elektronicznych, zarówno pod względem funkcjonalnym, jak również parametrycznym. Zastosowana kasetka U2781A, oprócz funkcji mechanicznego łączenia modułów, dostarcza wszystkim modułom napięcie zasilające, pełni również rolę koncentratora (hub) USB, łączącego wszystkie moduły kasetki do interfejsu USB komputera sterującego. Oprogramowanie systemu, decydujące o funkcjonalności przyrządu wirtualnego, zostało zrealizowane w LabWindows/CVI z wykorzystaniem sterowników VISA/IVI dostarczanych, zarówno przez producenta (Agilent), jak również przez dostawcę oprogramowania narzędziowego (National Instruments).



Rys. 21. Widok zrealizowanego laboratoryjnego systemu pomiarowego na bazie kasety U2781A

Dla celów badawczych, weryfikacji i testowania metod pomiarowych impedancji z wykorzystaniem pobudzenia sygnałami o projektowanym kształcie (sygnały multisinusoidalne, impuls prostokątny, impuls sinc), opracowano zmodyfikowany, uproszczony system pomiarowy na bazie karty DAQ U2531A oraz modułu obwodu wejściowego wykonanego w formie mechanicznej analogicznej do modułu U2531A (rys. 22). W systemie tym przeprowadzono badania eksperymentalne weryfikujące badania symulacyjne metod przedstawionych w pracach [15, 39, 41]. System ten charakteryzuje się

całkowicie zmienionym oprogramowaniem, wspólna pozostała jedynie warstwa sterowników programowych VISA/IVI. Aplikację sterującą zrealizowano na bazie środowiska Matlab, co pozwoliło na bezproblemowe, naturalne przejście od badań symulacyjnych do weryfikacji eksperymentalnej, obie części realizowano w tym samym środowisku.

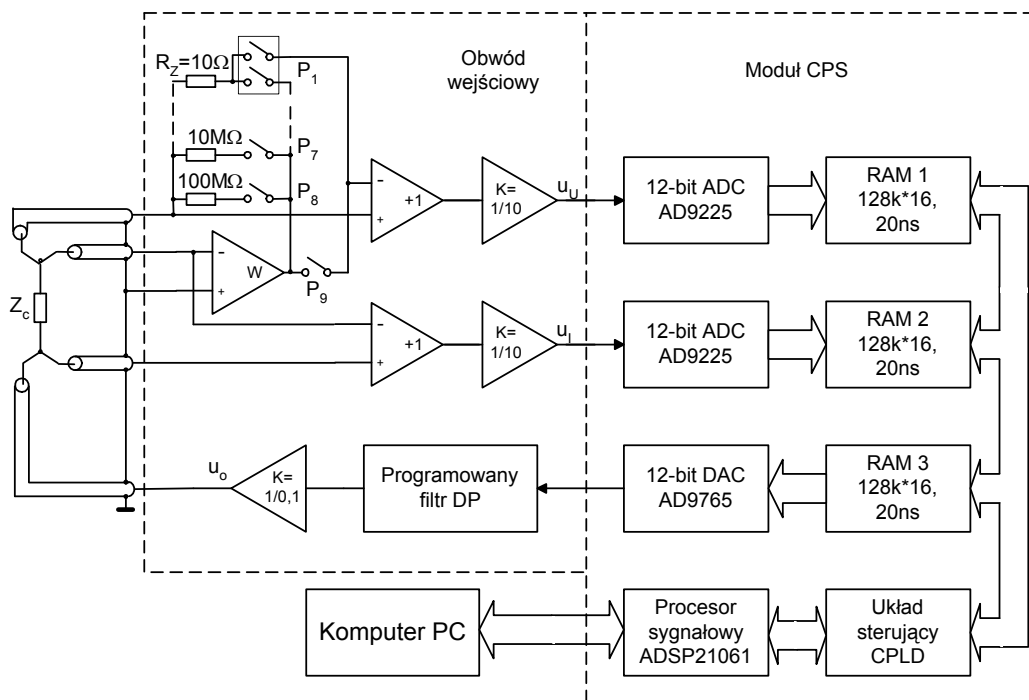


Rys. 22. Laboratoryjny system pomiarowy impedancji na bazie karty DAQ U2531A

Oprogramowanie umożliwia wygenerowanie sygnału pobudzającego, zgodnie z weryfikowaną metodą, poddanie spróbkowanych sygnałów odpowiedzi wymaganej obróbce i analizie (na rys. 22 pokazano przykładowo ciągłą transformację Fouriera) i ostatecznie wyznaczenie poszukiwanego widma impedancyjnego obiektu badanego.

## V. Opracowania analizatorów impedancji

W ramach trzeciego tematu badawczego podstawą był prototyp analizatora impedancji, opracowany i zrealizowany w ramach pracy doktorskiej, otwierający cały typoszereg opracowanych przyrządów pomiarowych. Schemat blokowy analizatora pokazano na rys. 23.



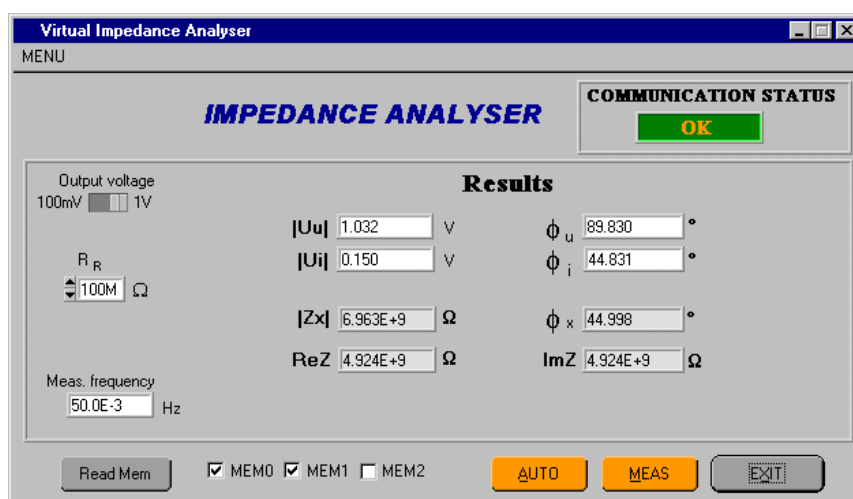
Rys. 23. Schemat blokowy analizatora impedancji na bazie procesora sygnałowego ADSP21061

Analizator zrealizowano w formie przyrządu wirtualnego składającego się z bloku pomiarowego (umieszczonego na 5 eurokartach - widok na rys. 24 z dołączonym obiektem wysokoimpedancyjnym w ekranie) połączonego interfejsem RS-232 z komputerem PC.



Rys. 24. Widok zrealizowanego analizatora impedancji na bazie procesora sygnałowego ADSP21061

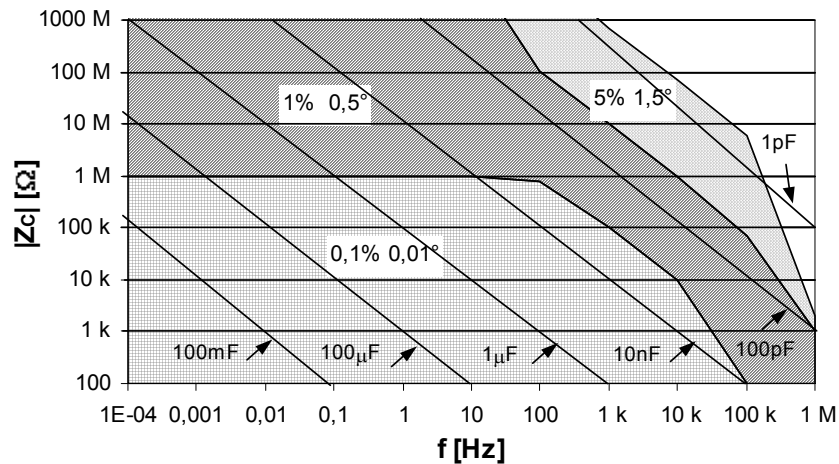
Programowanie analizatora przeprowadza się z panelu zrealizowanego z wykorzystaniem LabWindows/CVI (rys. 25). Pomiary mogą być przeprowadzane dla wybranej częstotliwości lub w serii dla zadanego przedziału częstotliwości. Możliwe jest zobrazowanie wyników pomiarów w postaci wykresu modułu i fazy impedancji w funkcji częstotliwości (wykresy Bodego) lub wykresu składowej urojonej od rzeczywistej (wykres Nyquista).



Rys. 25. Panel sterowania analizatora impedancji na bazie procesora sygnałowego ADSP21061

Z zastosowaniem skonstruowanego analizatora przeprowadzono badania, które pozwoliły określić błędy pomiaru modułu (błąd względny w %) i argumentu (błąd bezwzględny) impedancji. Stwierdzono, że są one zależne od modułu mierzonej impedancji i częstotliwości pomiarowej w sposób pokazany na rys. 26. Dla ułatwienia oceny dokładności pomiaru modułu i fazy czujników pojemnościowych na wykresie zaznaczono zmiany modułu impedancji dla wybranych wartości pojemności.

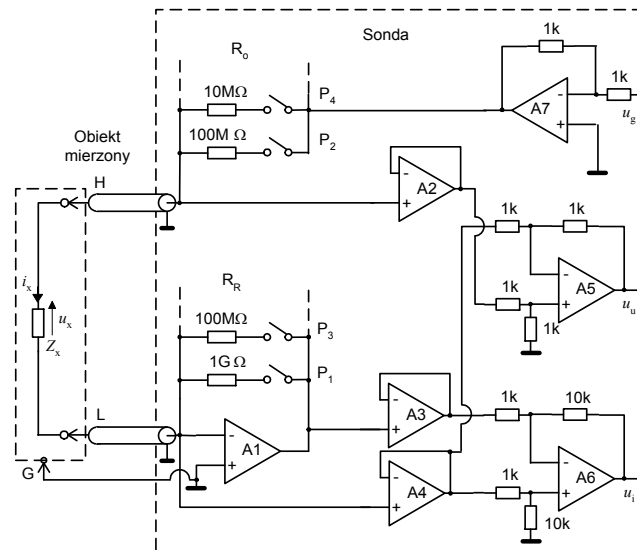
Opisany wyżej analizator skonstruowany na bazie procesora sygnałowego ADSP21061 został zaprezentowany w pracach [17, 29], a w pracy [2] zamieszczono wyniki pomiarów i identyfikacji wykonane z zastosowaniem tego analizatora z zaimplementowaną biliniową metodą identyfikacji dwójników RC.



Rys. 26. Wykres dokładności pomiarów impedancji przy zastosowaniu analizatora na bazie procesora sygnałowego ADSP21061

Kolejnym opracowaniem w ramach trzeciego tematu badawczego jest realizacja koncepcji obwodów wejściowych w postaci sond. Opracowano dwie konstrukcje obwodów wejściowych realizowanych w formie sondy wejściowej: dla obiektów nieziemionych (trzyzaciskowa) i obiektów uziemionych (dwuzaciskowa).

W pracy [18] zaproponowano rozwiązanie sondy oparte o przetwornik prąd/napięcie na bazie wzmacniacza operacyjnego pokazane na rys. 27 i poddano je wstępnej analizie metrologicznej. Rozwiązanie to jest przeznaczone dla obiektów nieziemionych, np. próbek w laboratorium i wyposażone w 3 zaciski podłączeniowe – dwa dla dołączenia dwójnika, trzeci do podłączenia uziemienia, niezbędnego dla pomiarów obiektów o bardzo dużej impedancji.



Rys. 27. Schemat ideowy sondy wejściowej na bazie przetwornika I/U

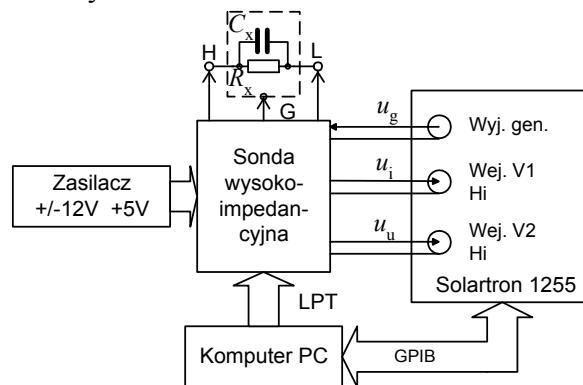
Szczegółowa analiza sondy wraz z propozycją wzoru korekcyjnego została przedstawiona w pracy [3]. Opracowane wzory korekcyjne (18) zaimplementowano w opracowanych analizatorach impedancji.

$$Z_m = \frac{U_u}{U_i} \cdot Z_R \frac{10}{1 + \frac{11}{A_u^{A6}}}, \quad (18)$$

gdzie:

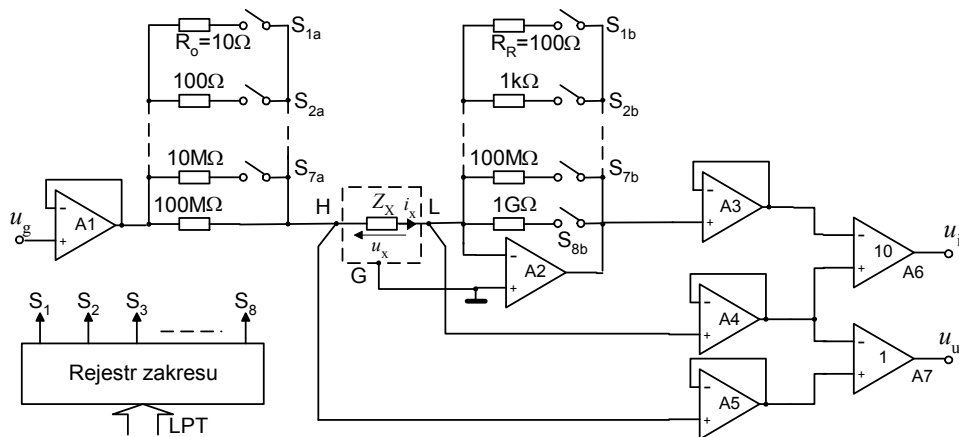
$$U_i = \frac{Z_R}{Z_x} \left\{ \frac{\frac{10}{1 + \frac{11}{A_u^{A6}}}}{1 + \frac{1}{A_u^{A1}} \left[ 1 + \frac{Z_R}{Z_x} + Z_R \left( \frac{1}{Z_d} + \frac{1}{Z_c} + \frac{1}{Z_L} \right) \right]} \right\} U_g, U_u = \frac{Z_x}{Z_x + \frac{1}{\frac{1}{Z_{in}} + \frac{1}{Z_L}}} U_g \quad (19)$$

Aby poszerzyć zakres zastosowań opracowanej konstrukcji sondy, opracowano wersję sondy mogącą współpracować z analizatorami typu „gain-phase” np. Solartron 1255 i rozszerzającą możliwości pomiarowe analizatorów tego typu o pomiar impedancji. Sonda w takiej sytuacji pełni rolę analogiczną jak interfejs impedancyjny Solartron 1294. Sposób dołączenia sondy pokazano na rys. 28.



Rys. 28. Sposób dołączenia opracowanej sondy do analizatora „gain-phase” typu Solartron 1255

Architekturę, tak zmodyfikowanej sondy, pokazano na rys. 29, a wygląd zrealizowanej sondy na rys. 30. Zasadnicza modyfikacja polega na dostosowaniu układu zmiany zakresów do sterowania właściwego dla oprogramowania firmy Solartron i sterowania poprzez interfejs LPT komputera PC.



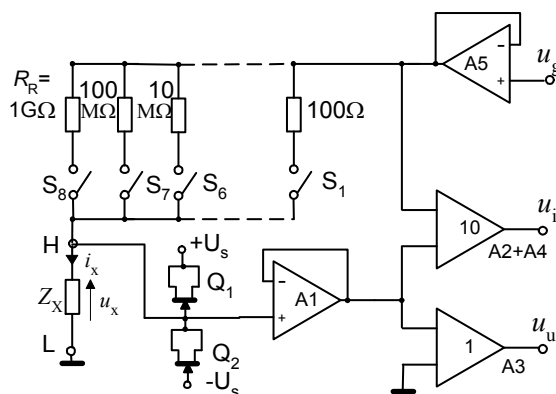
Rys. 29. Zmodyfikowana architektura sondy wejściowej dla analizatorów typu „gain-phase”

Rozwiązanie sondy dla analizatorów „gain-phase” zostało zaprezentowane w pracy [30]



Rys. 30. Wygląd sondy wejściowej dla obiektów nieuziemionych – trójzaciskowej

Niestety, sonda trójzaciskowa nie umożliwia pomiarów obiektów uziemionych, a z takimi mamy do czynienia podczas pomiarów w terenie. Dlatego opracowano konstrukcję sondy dla obiektów uziemionych, pokazaną na rys. 31. Wstępną dyskusję źródeł błędów pomiaru impedancji wprowadzanych przez sondę tego typu zaprezentowano w pracy [31], zaś analizę szczegółową wraz z wyprowadzeniem wzorów umożliwiającą korektę wyników pomiaru przedstawiono w pracy [6]. Zrealizowaną sondę pokazano na rys. 32.

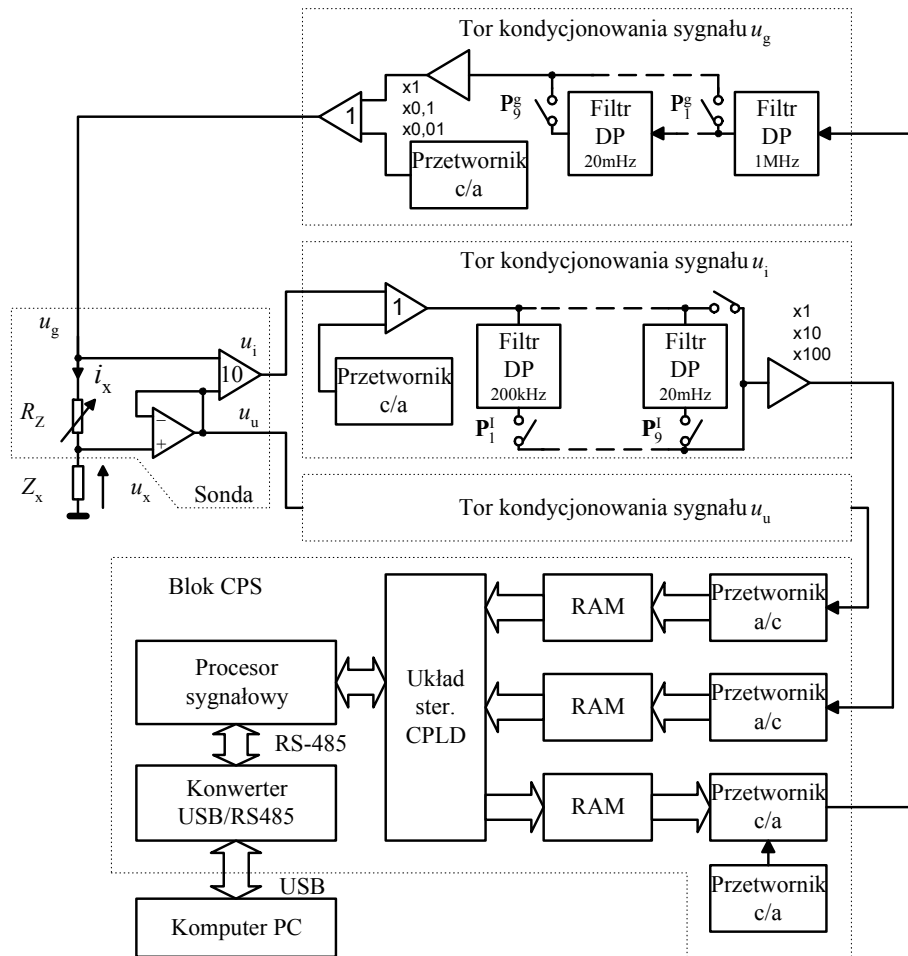


Rys. 31. Schemat ideowy sondy wejściowej dla obiektów uziemionych



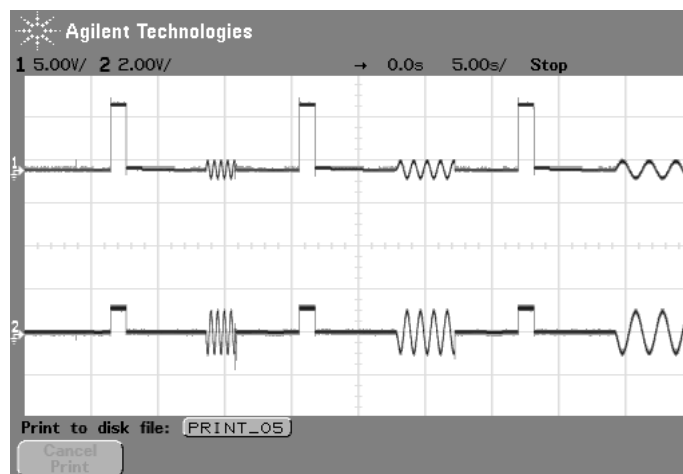
Rys. 32. Wygląd sondy wejściowej dla obiektów uziemionych

W ramach projektu badawczo-wdrożeniowego UE Eureka!3174 pt.: „High impedance analyzer for diagnostics of anticorrosion coating” opracowano i zrealizowano prototyp, który przetestowano i wdrożono do produkcji w Zakładach Systemów Elektronicznych ATLAS-SOLLICH w I kwartale 2005 roku jako analizator HIADAC. Schemat blokowy analizatora, którego działanie omówiono w pracy [19], pokazano na rys. 33. Analizator współpracuje z sondami wejściowymi opisanymi wcześniej. Głównymi podzespołami analizatora są: procesor sygnałowy ADSP21065L oraz układ programowalny rodziny Coolrunner XCR3384. Zaletą tego rozwiązania jest minimalizacja poboru mocy konieczna w przypadku urządzenia przewidzianego do pracy w terenie.



Rys. 33. Schemat blokowy analizatora impedancji HIADAC

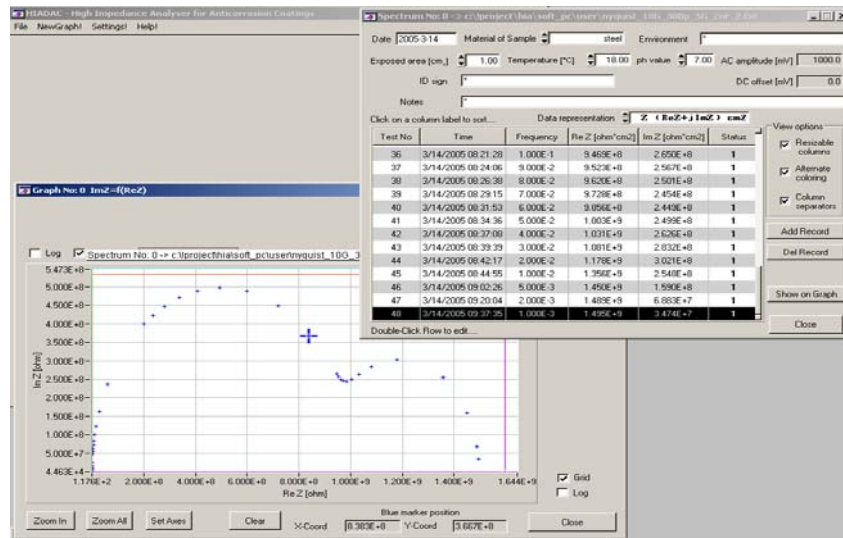
W porównaniu do rozwiązania zaprezentowanego na rys. 23, w analizatorze HIADAC rozbudowano znacząco układy kondycjonowania sygnału pobudzenia i sygnałów odpowiedzi. Dodano programowalne filtry w torach wejściowych i rozbudowano filtry w torze generacji sygnału pobudzenia. We wszystkich torach wprowadzono możliwość dodawania i kompensacji napięć stałych. Umożliwiło to, w połączeniu z kluczami na wejściach torów, na implementację mechanizmów autozerowania i kompensacji potencjału swobodnego obiektu (wymagana dla obiektów elektrochemicznych), przykładowe przebiegi pokazano na rys. 34.



Rys.34. Przebiegi na wyjściu torów kondycjonowania dla 3 cykli pomiarowych: 2Hz, 1Hz, 0,5Hz

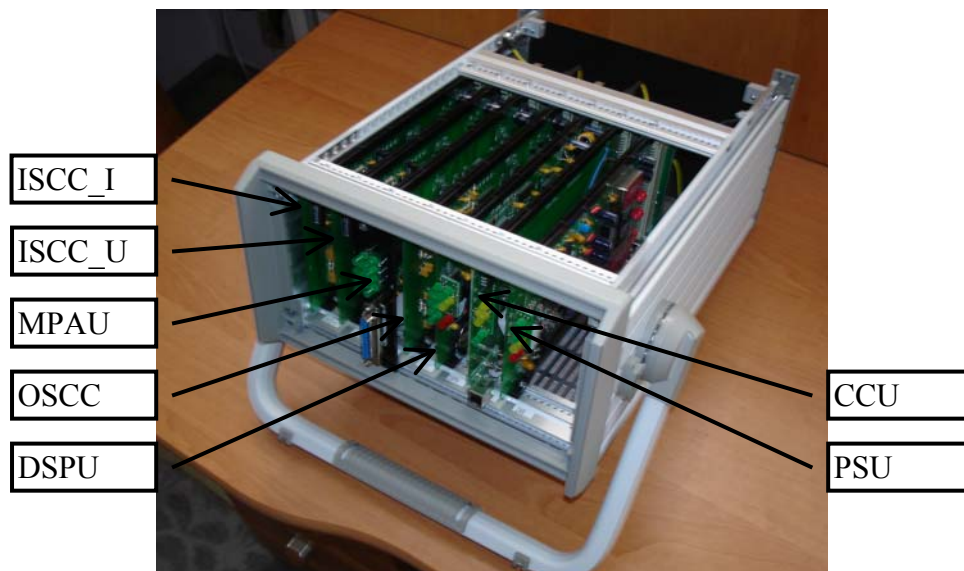


Opisany analizator HIADAC zrealizowano również w formie przyrządu wirtualnego z różnorodnymi formami prezentacji wyników pomiarów, panel sterowania analizatora pokazano na rys. 35.



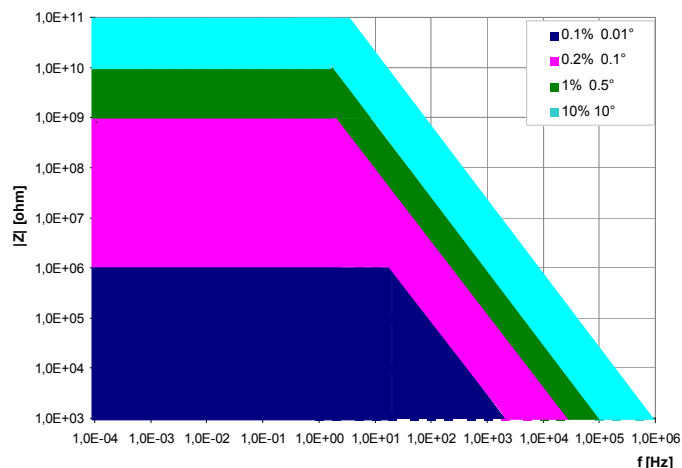
Rys. 35. Panel sterowania analizatora HIADAC z prezentacją danych w tabeli i na wykresie Nyquista

Jednostkę główną skonstruowanego analizatora zrealizowano na 7 pakietach w formie Eurokarty (MPAU – pakiet adaptera sondy, ISCC\_I, ISCC\_U – pakiety kondycjonowania sygnałów wejściowych: prądowego i napięciowego, OSCC – pakiet kondycjonowania sygnału pobudzenia, DSPU – pakiet sterownika i DSP, CCU – pakiet komunikacyjny (różne wersje), PSU – pakiet zasilania), których rozmieszczenie w obudowie ½ kasy 19-calowej pokazano na rys. 36. Przyrząd przystosowano do zasilania napięciem 12V, co pozwala na pracę w terenie przy zasilaniu np. z akumulatora samochodowego. Pobór mocy nie przekracza 12W, co umożliwia wielogodzinną pracę przy jednym ładowaniu akumulatora.

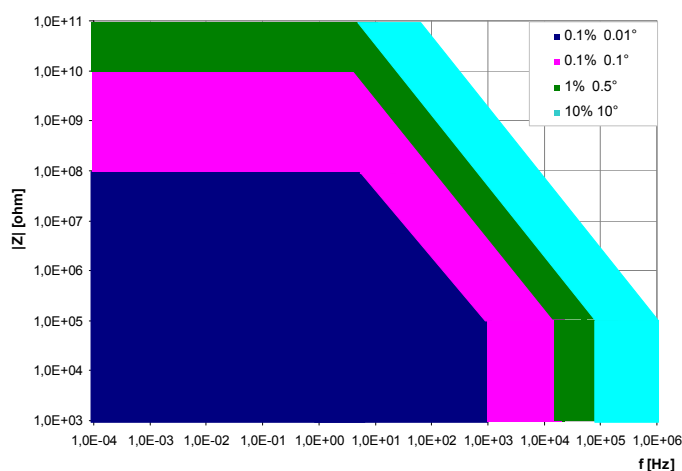


Rys. 36. Widok analizatora HIADAC pokazujący rozmieszczenie pakietów w obudowie

Analizator poddano wnikliwym testom na elementach wzorcowych i obiektach testowych, co pozwoliło na określenie charakterystyk dokładności pomiaru modułu i argumentu impedancji w zależności od mierzonej impedancji i zakresu częstotliwości pomiarowej. Przykładowe Wyniki pokazano na rys. 37 (sonda 2-zaciskowa) i na rys. 38 (sonda 3-zaciskowa).

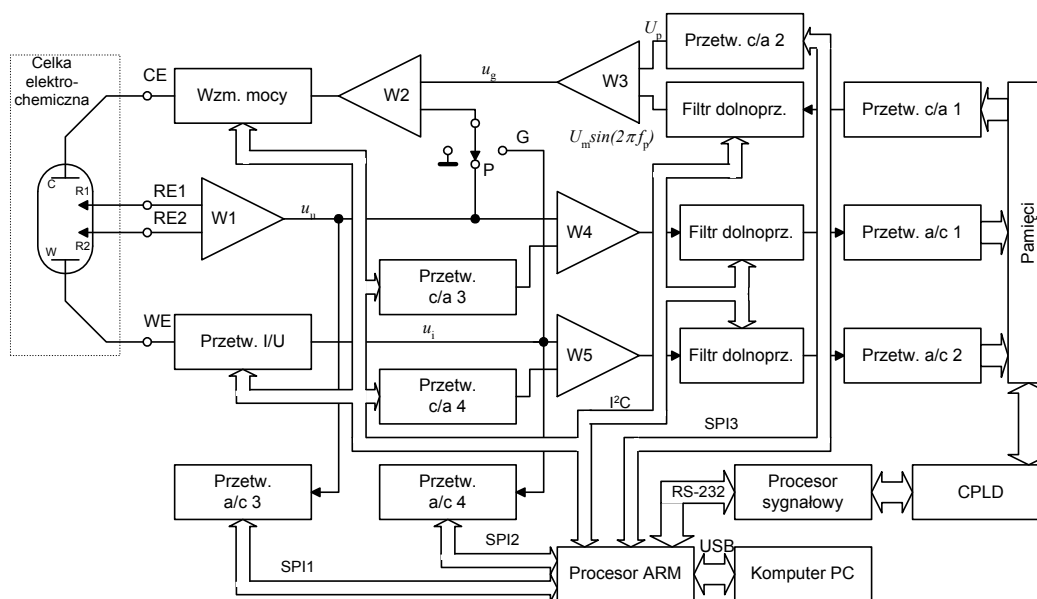


Rys. 37. Charakterystyka dokładności analizatora impedancji HIADAC z sondą dwuzaciskową



Rys. 38. Charakterystyka dokładności analizatora impedancji HIADAC z sondą trzyczaciskową

Kolejną opracowaną konstrukcją był analizator do elektrochemicznej spektroskopii impedancyjnej (analizator EIS) z wbudowanym potencjostatem [4, 20], którego schemat blokowy pokazano na rys. 39.



Rys. 39. Schemat blokowy analizatora impedancji z potencjostatem

Zrealizowano prototyp analizatora EIS, przetestowano i wdrożono do produkcji w Zakładach Systemów Elektronicznych ATLAS-SOLLICH. W analizatorze zastosowano opracowaną koncepcję cyfrowego potencjostatu [35]. Analizator EIS z potencjostatem zrealizowano w obudowie  $\frac{3}{4}$  kasety 19", widok analizatora zaprezentowano na rys. 40.



Rys. 40. Wygląd analizatora impedancji EIS z potencjostatem

Ze względu na wykorzystanie idei cyfrowego potencjostatu, bardzo istotnym elementem analizatora jest oprogramowanie procesora ARM realizujące algorytm potencjostatu cyfrowego. Realizacja cyklu pomiarowego całego analizatora jest możliwa dzięki współpracy oprogramowania: procesora ARM, procesora sygnałowego i PC. Algorytm cyklu pomiarowego całego analizatora impedancji pokazano na rys. 41.

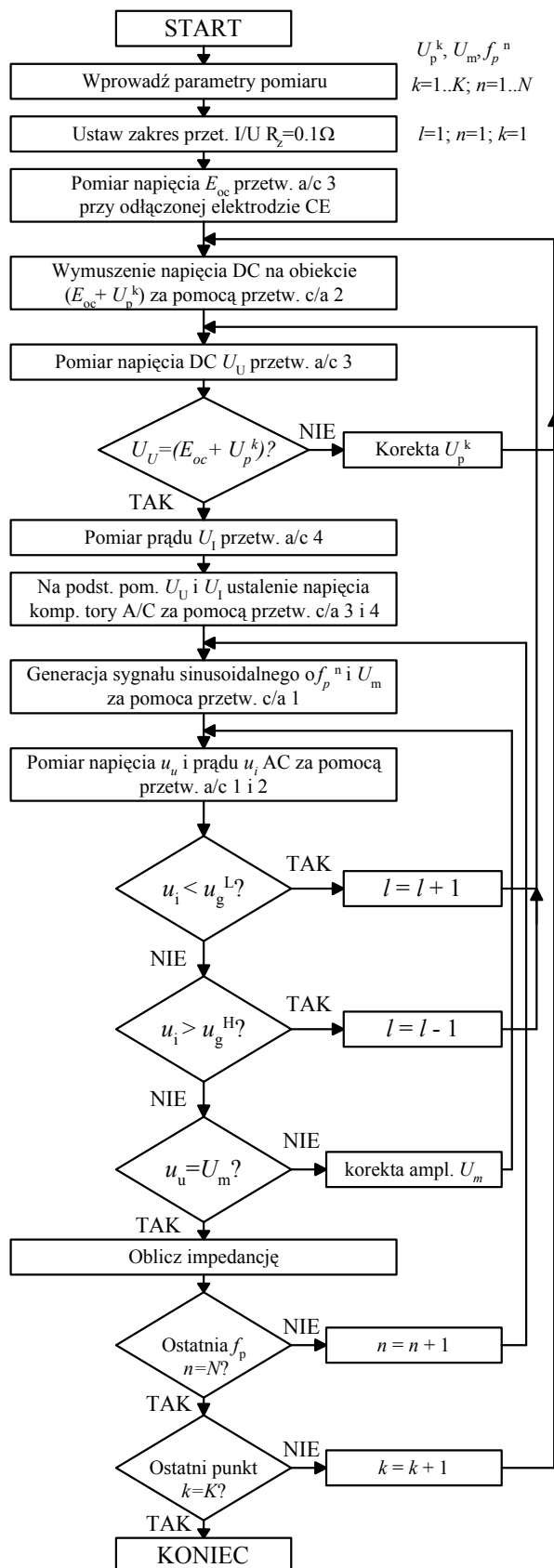
Proces pomiarowy rozpoczyna się po zapisaniu w pamięci analizatora zestawu zadanych punktów pomiarowych: wartości częstotliwości  $f_p^n$  (uporządkowanych od częstotliwości najwyższych do najniższych) i wartości polaryzacji  $U_p^k$  oraz amplitudy  $U_m$  sygnału sinusoidalnego.

W pierwszym etapie ustalane są warunki stałoprądowe pomiaru. Ponieważ w obiekcie może wystąpić ogniwo elektrochemiczne, dlatego w pierwszym kroku, przy odłączonej elektrodzie CE dokonywany jest pomiar składowej stałej przetwornikiem a/c 3. Uzyskana wartość po dodaniu do zadanej pierwszej wartości polaryzacji jest wykorzystana do zaprogramowania przetwornika c/a 2. Następnie dołączana jest elektroda CE i powtarzany jest pomiar składowej stałej przetwornikiem a/c 3 (dla rezystora zakresowego  $R_z = 0,1 \Omega$ ), który umożliwia korektę przetwornika c/a 2, tak aby uzyskać zadaną polaryzację DC obiektu.

W etapie drugim po pomiarze składowych DC przetwornikami a/c 3 i a/c 4, jest przeprowadzana kompensacja składowej stałej w obu torach pomiarowych AC za pomocą przetworników c/a 3 i c/a 4.

W trzecim etapie dobiera się zakres pomiarowy impedancji (za pomocą rezystorów  $R_z$ ). W tym celu programuje się zadaną amplitudę i częstotliwość sygnału pomiarowego i zwiększa się (lub zmniejsza się) wartość rezystora zakresowego, tak aby sygnał  $u_i$  mieścił się w założonych granicach  $\langle u_g^L, u_g^H \rangle$ , wynikających z zakresu pracy przetwornika a/c 2.

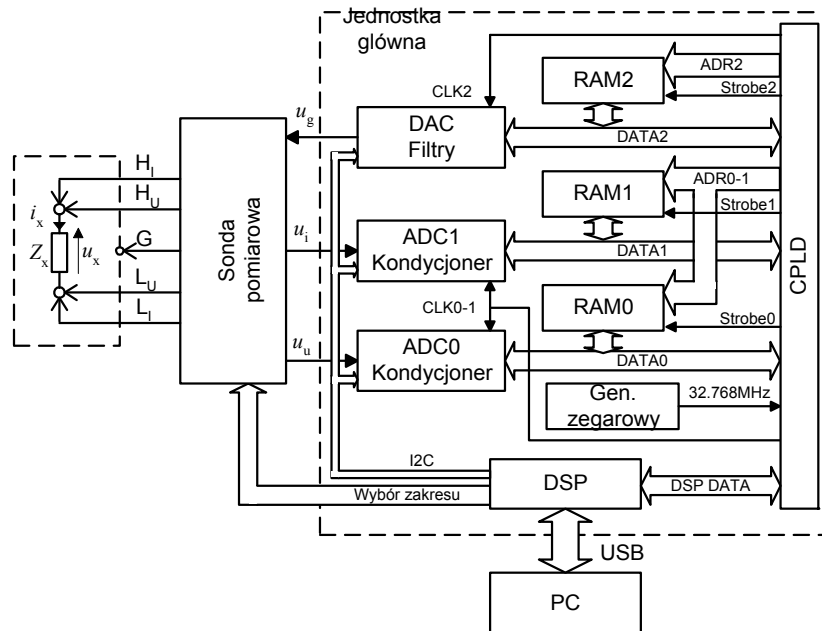
W etapie czwartym następuje korekta wartości amplitudy, ustalonej zgrubnie w etapie 2 i korekta polaryzacji DC ustalonej w etapie 1. Dokonywany jest pomiar napięcia i po obliczeniach uwzględniających powstały dzielnik napięcia, przeprowadza się ewentualną korektę amplitudy i polaryzacji.



W ostatnim etapie w procesorze sygnałowym wyznaczone są części rzeczywiste i urojone impedancji, a następnie procedura jest powtarzana dla kolejnych częstotliwości pomiarowych. Po wyznaczeniu widma impedancji dla wybranych częstotliwości pomiarowych, wymuszana jest kolejna wartość polaryzacji DC obiektu i algorytm jest realizowany od początku.

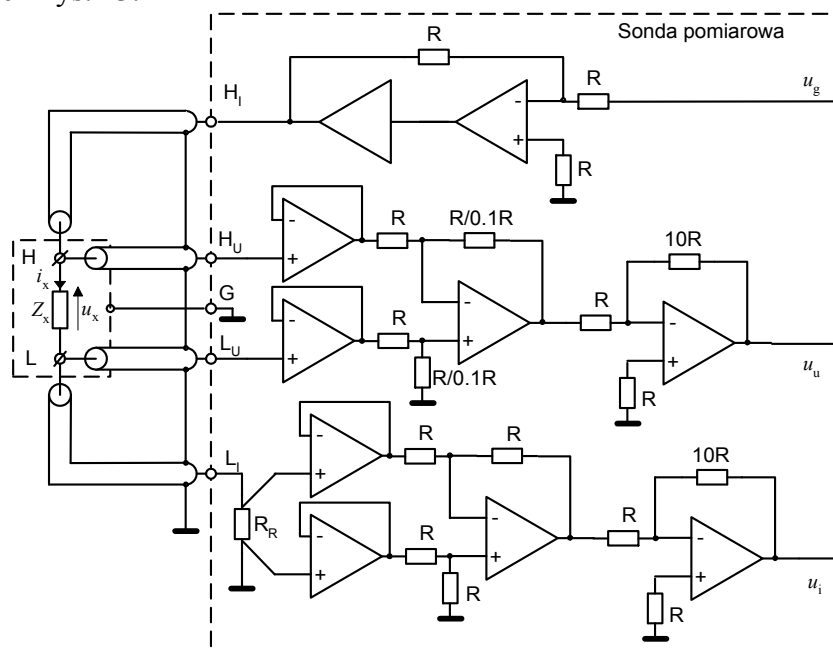
Rys. 41. Algorytm cyklu pomiarowego analizatora impedancji EIS z potencjostatem

Kolejnym opracowaniem była modernizacja analizatora HIADAC wdrożona w ATLAS-SOLLICH w roku 2009, polegająca na rozszerzeniu zakresu częstotliwości pomiarowych do 10 MHz i rozszerzeniu zakresu impedancji na zakres impedancji niskich (poniżej 1  $\Omega$ ). Omawiane zmiany zostały szczegółowo przedstawione w pracy [7]. Architekturę analizatora przedstawiono na schemacie blokowym pokazanym na rys. 42.



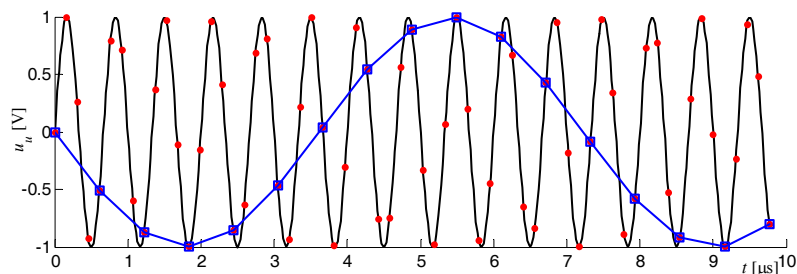
Rys. 42. Architektura analizatora niskich impedancji z podpróbkowaniem

W tej konstrukcji konieczna była zmiana, zarówno sondy pomiarowej, a mianowicie zastosowanie sondy niskoimpedancyjnej, jak i opracowanie oraz implementacja metody podpróbkiwania. Ze względu na konieczność pomiaru impedancji niskich (rzędu m $\Omega$ ) niezbędne są połączenia 4-zaciskowe, zarówno dla obiektu mierzzonego, jak i rezystancji wzorcowej, stąd obiekt mierzony jest dołączany za pomocą 5 przewodów (4 sygnałowe i ekran) zgodnie z rys. 43.



Rys. 43. Sonda 5-zaciskowa do pomiaru niskich impedancji

Ze względu na stosowaną, opisaną wcześniej, metodę cyfrowego pomiaru impedancji oraz ograniczenie częstotliwości próbkowania przetworników a/c, konieczne było opracowanie zmodyfikowanej metody pomiaru impedancji z wykorzystaniem techniki podpróbkowania, której ideę pokazano na rys. 44. Szczegóły dotyczące doboru częstotliwości pomiarowych i próbkowania zamieszczono w tabeli 3.



Rys. 44. Idea techniki podpróbkowania zastosowanej w analizatorze impedancji

Tabela 3. Zakresy częstotliwości pomiarowych i odpowiadające im częstotliwości próbkowania

$f_{\text{gen}} (f_{\text{meas}})$ [MHz]	Krok $\Delta f_{\text{gen}}$ [Hz]	$f_{\text{sample}}$ [MHz]	Źródło $f_{\text{sample}}$	Rozdz. widma [Hz]	Technika
$\leq 1,6384$	100	6,5536	$f_{\text{quartz}}/5$	100	Próbkowanie
1,6385-2,048	500	1,6384	$f_{\text{quartz}}/20$	25	Podpróbkow.
2,0485-2,56	500	2,048	$f_{\text{quartz}}/16$	31.25	Podpróbkow.
2,565-4,096	500	3,2768	$f_{\text{quartz}}/10$	50	Podpróbkow.
4,0965-5,12	500	4,096	$f_{\text{quartz}}/8$	62.5	Podpróbkow.
5,125-8,192	500	6,5536	$f_{\text{quartz}}/5$	100	Podpróbkow.
8,1925-10,24	500	8,192	$f_{\text{quartz}}/4$	125	Podpróbkow.

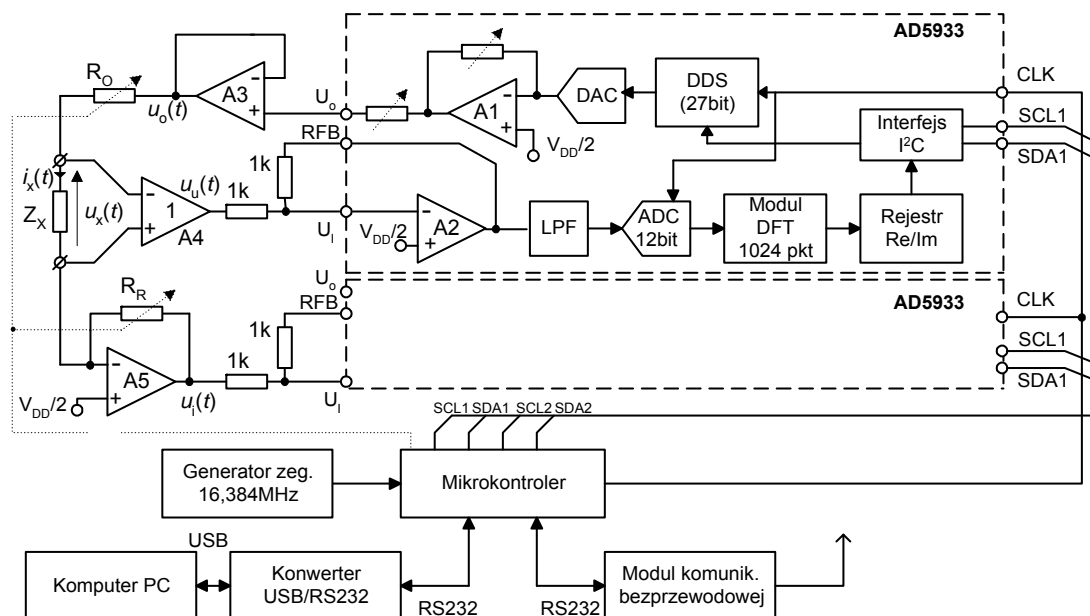
Zgodnie z Tabelą 3, dla częstotliwości pomiarowych poniżej 1,6384 MHz, pomiary są dokonywane techniką klasycznego próbkowania, dla częstotliwości wyższych konieczne jest zastosowanie podpróbkowania.

Potrzeba dalszej miniaturyzacji i minimalizacji poboru mocy skłoniła do oparcia projektu kolejnego analizatora [8] na dwóch mikrosystemach jednocukładowych AD5933 (rys. 45). Jednakże zaproponowano wykorzystanie SoC w nowej konfiguracji, odmiennej od zalecanej w nocie aplikacyjnej przez producenta.

SoC zawiera zarówno bloki analogowe, jak i cyfrowe, niezbędne do realizacji pomiaru impedancji metodą wykorzystującą technikę CPS. W SoC można wyróżnić dwa tory: generacji sygnału pobudzenia oraz wyznaczania składowych ortogonalnych sygnału pomiarowego. Generacja przebiegu sinusoidalnego jest realizowana z wykorzystaniem metody bezpośredniej, cyfrowej syntezy częstotliwości (DDS). Tor składa się z 27-bitowego rdzenia DDS, przetwornika c/a oraz wzmacniacza A1 o programowanym wzmocnieniu i rezystancji wyjściowej  $R_{\text{out}}$ . W torze sygnału pomiarowego, ze wzmacniacza A2 sygnał podawany jest na filtr dolnoprzepustowy (antyaliasingowy), a następnie jest próbkowany 12-bitowym przetwornikiem a/c. Obliczanie składowych: rzeczywistej i urojonej sygnału z zgromadzonych próbek, jest realizowane w sprzętowym module wyznaczania DFT.

Główną wadą konfiguracji proponowanej przez producenta jest zastosowanie tylko jednego układu AD5933, umożliwiającego pomiar jedynie składowych ortogonalnych prądu płynącego przez mierzoną impedancję. Ponieważ do wyznaczenia impedancji, konieczny jest pomiar także napięcia na impedancji mierzonej, dlatego producent przewiduje dwa cykle pomiarowe: kalibracyjny i właściwy. W czasie pomiaru kalibracyjnego w miejsce mierzonej impedancji dołączony jest rezystor wzorcowy  $R_{\text{cal}}$ , który ma umożliwić wyznaczenie napięcia

na mierzonej impedancji. Zaproponowany przez producenta dwu etapowy algorytm pomiarowy jest uciążliwy w realizacji, a także prowadzi do bardzo dużych błędów, co wykazano w pracy [37]. Dlatego zaproponowano zastosowanie jednoczesnego pomiaru napięcia i prądu (eliminujące cykl kalibracyjny), korzystając z dwu układów AD5933. Schemat blokowy proponowanego rozwiązania przedstawiono na rys. 45.



Rys. 45. Schemat blokowy analizatora impedancji na bazie dwóch układów AD5933

Jeden SoC wykorzystano do generacji sygnału pobudzenia oraz do wyznaczenia składowych ortogonalnych sygnału  $u_u(t)$  proporcjonalnego do napięcia na mierzonej impedancji  $Z_x$ . Natomiast za pomocą drugiego SoC zrealizowano pomiar składowych  $Re$  i  $Im$  sygnału  $u_i(t)$ , proporcjonalnego do prądu płynącego przez  $Z_x$ . Wydzielenie sygnałów  $u_u$  i  $u_i$  zrealizowano w obwodzie wejściowym (wzmacniacze A3 ÷ A5) połączonym z układami SoC. Do pomiaru napięcia zastosowano wzmacniacz różnicowy (A4) o wzmacnieniu 1, natomiast pomiar prądu jest realizowany za pomocą przetwornika I/U (A5). Wzmacniacze A2 obu układów AD5933 przez dołączenie rezystorów  $1\text{ k}\Omega$  pracują ze wzmacnieniem  $-1$ . W zrealizowanym analizatorze mierzona impedancja jest wyznaczana z definicji (20):

$$|Z_x| = \sqrt{\frac{(\text{Re}U_u)^2 + (\text{Im}U_u)^2}{(\text{Re}U_i)^2 + (\text{Im}U_i)^2}} R_R, \quad \varphi_{Z_x} = \arctg \frac{\text{Im}U_u}{\text{Re}U_u} - \arctg \frac{\text{Im}U_i}{\text{Re}U_i} \quad (20)$$

gdzie:  $R_R$  – rezystancja zakresowa przetwornika prąd/napięcie (A5),

$\text{Re}U_u$  i  $\text{Im}U_u$  oraz  $\text{Re}U_i$  i  $\text{Im}U_i$  składowe ortogonalne sygnałów  $u_u$  i  $u_i$  odczytane z rejestrów SoC.

Adresy obu SoC w interfejsie I<sup>2</sup>C są jednakowe, dlatego komunikacja mikrokontrolera z układami AD5933 jest realizowana za pomocą oddzielnych magistral. Warunkiem poprawnego obliczenia impedancji ze wzoru (20) jest wyznaczenie składowych ortogonalnych sygnałów  $u_u$  i  $u_i$  względem identycznego układu współrzędnych. Spełnienie tego wymagania jest możliwe, jeżeli sygnały pobudzenia ( $U_{\text{out}}$ ) w obu układach będą generowane synchronicznie (dokładnie w tej samej fazie). Synchronizację uzyskano dzięki zastosowaniu wspólnego źródła sygnału zegarowego (CLK) oraz jednoczesnej inicjalizacji pomiaru w obu SoC, realizowanej za pomocą mikrokontrolera i interfejsów I<sup>2</sup>C.

Ważną zaletą zastosowanego rozwiązania opartego na mikrosystemach AD5933 jest zmniejszenie poboru mocy przez układ do ok. 0,5 W. Umożliwia to zasilanie modułu

pomiarowego z komputera PC napięciem +5 V przez USB. Jest to bardzo korzystna zaleta analizatora impedancji przeznaczonego do pracy w warunkach terenowych. Istotne są również jego niewielkie rozmiary (6x8x18cm) i wodoszczelna obudowa (rys. 46).



Rys. 46. Wnętrze obudowy analizatora impedancji na bazie dwóch układów AD5933

Ostatnim opracowaniem konstrukcyjnym, powstałym w trakcie realizacji projektu badawczo-rozwojowego NCBiR NR01-0051-10/2010, jest rodzina 5 zminiaturyzowanych analizatorów impedancji, o różnym stopniu miniaturyzacji (rys. 47) i funkcjonalności:

1. Mikroanalizator z komunikacją przewodową, zasilany z komputera sterującego przez USB, o podstawowych parametrach,
2. Miniaturowy analizator z komunikacją i zasilaniem przez USB, o rozszerzonej funkcjonalności (m. in. polaryzacja obiektu składową DC), w dwóch wariantach:
  - do badań w obecności silnych zakłóceń (z detektorem fazoczułym), z maksymalną częstotliwością pomiarową 1 MHz,
  - na bazie mikrosystemów jednocukłowych AD5933, z maksymalną częstotliwością pomiarową 100 kHz,
3. Analizator z komunikacją bezprzewodową do pracy w sieci telemetrycznej,
4. Autonomiczny analizator z interaktywną komunikacją dotykowym ekranem LCD.



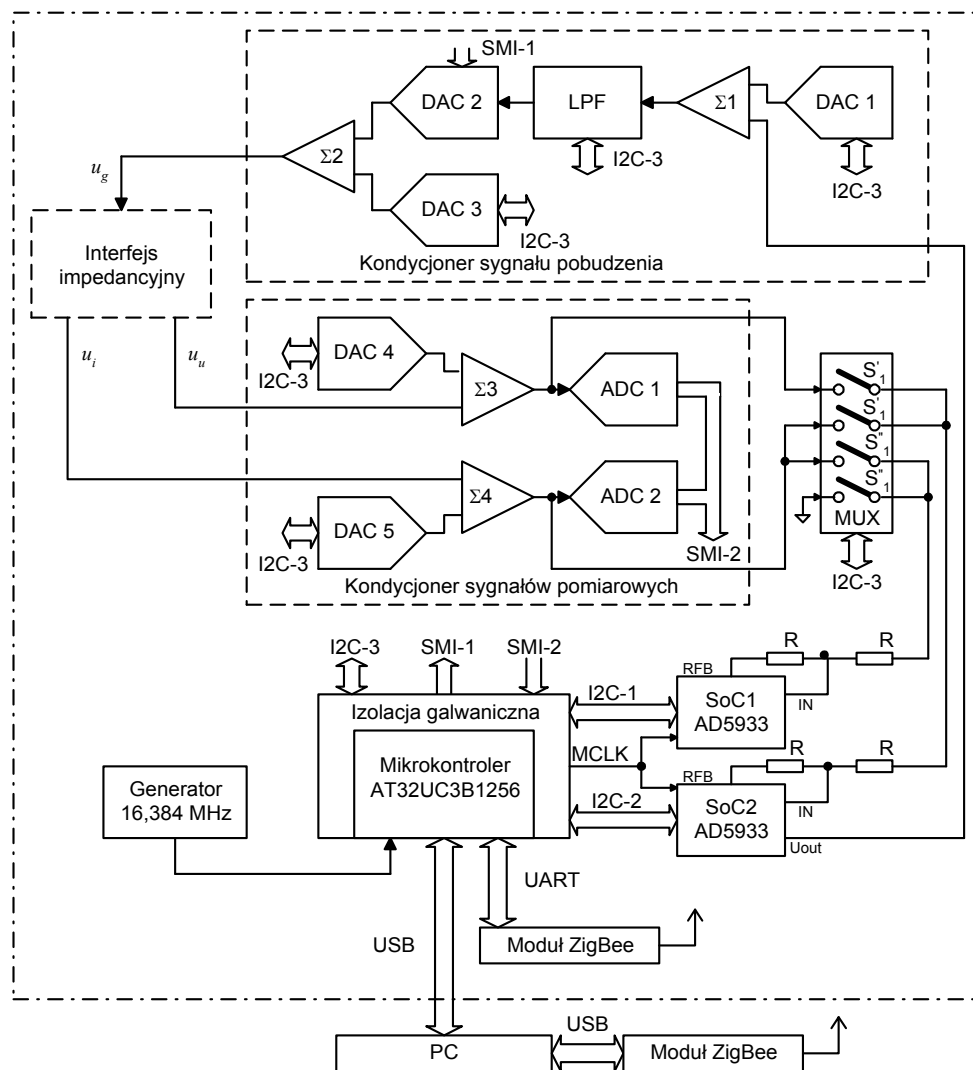
Rys. 47. Rodzina zminiaturyzowanych analizatorów impedancji



Ogólny schemat blokowy rodziny analizatorów pokazano na rys. 48, zaś opisano szczegółowo w pracy [14]. Zrealizowana rodzina analizatorów wyróżnia się zastosowaniem następujących nowych rozwiązań:

- zastosowanie dwóch wymiennych interfejsów impedancyjnych 2 i 3 zaciskowych (dla uziemionej i nieziemionej impedancji) do wydzielania sygnałów proporcjonalnych do prądu  $u_i$  i napięcia  $u_u$  na mierzonej impedancji  $Z_x$ ,
- wykorzystanie do generacji harmonicznego sygnału pobudzenia i wyznaczania składowych ortogonalnych sygnałów  $u_i$  i  $u_u$  mikrosystemów typu SoC,
- zastosowanie mikrokontrolera najnowszej generacji AVR32, który za pomocą interfejsów I2C i SMI steruje układami wewnętrznymi analizatora: przetwornikami c/a, a/c, przełącznikami analogowymi oraz za pomocą interfejsów USB lub UART i modułu ZigBee komunikuje się z komputerem sterującym.

Na wejściu toru kondycjonowania sygnału pobudzenia, składowa stała w sinusoidalnym sygnale jest odejmowana za pomocą wzmacniacza ( $\Sigma 1$ ) i przetwornika c/a (DAC1). Następnie sygnał poddawany jest filtrowaniu w przełączanych 7 filtrach dolnoprzepustowych (LPF) o częstotliwościach granicznych: 200 kHz, 20 kHz, ..., 0.2 Hz. Amplituda sygnału  $u_g$  jest programowana za pomocą przetwornika c/a (DAC2). Finalny sygnał pobudzenia może mieć dodaną w sumatorze ( $\Sigma 2$ ) składową DC za pomocą przetwornika c/a (DAC3).



Rys. 48. Schemat blokowy rodziny analizatorów impedancji

W kondycjonerze sygnałów pomiarowych  $u_i$  i  $u_u$  zaprojektowano dwa jednakowe tory. W każdym z nich zastosowano przetworniki c/a (DAC4 i DAC5) i wzmacniacze ( $\Sigma 3$  i  $\Sigma 4$ ) eliminujące składowe stałe obu sygnałów, ponieważ składowe DC są zazwyczaj znacznie większe od amplitudy składowej AC. Umożliwia to poprawną pracę przetworników a/c sygnałów harmonicznym w mikrosystemach SoC. Do kontroli składowej stałej w sygnale pobudzenia oraz pomiaru składowych DC w sygnałach  $u_i$  i  $u_u$  wykorzystano przetworniki a/c (ADC1 i ADC2), które umożliwią zapewnienie wymaganej polaryzacji DC obiektu badanego.

W analizatorze do wydzielania składowych ortogonalnych (Re i Im) sygnałów pomiarowych  $u_i$ ,  $u_u$  zastosowano energooszczędne mikrosystemy SoC AD5933. Generacja przebiegu sinusoidalnego (wyjście  $u_{out}$ ) jest realizowana w oparciu o metodę cyfrowej bezpośredniej syntezy częstotliwości (DDS). Generator składa się z 27 bitowego rdzenia DDS, przetwornika c/a oraz wzmacniacza o programowanym wzmocnieniu i rezystancji wyjściowej  $R_{out}$ . Tor sygnału pomiarowego składa się ze wzmacniacza wejściowego o wzmocnieniu ustalonym rezystorami  $R$ , dołączonymi do zacisków RFB i IN, wzmacniacza o wzmocnieniu:  $\times 1$  lub  $\times 5$ , filtru antyaliasingowego i 12-bitowy przetwornika a/c. Obliczanie składowych: rzeczywistej (Re) i urojonej (Im) sygnału z zebranych próbek, jest realizowane w sprzętowym module wyznaczania dyskretnej transformaty Fouriera (DFT). SoC wyposażony jest w interfejs I<sup>2</sup>C, za pomocą którego odbywa się sterowanie i odczyt rejestrów wewnętrznych (m.in. rejestrów składowych Re i Im).

Producent AD5933 nie przewidział możliwości sterowania dwóch SoC za pomocą wspólnej magistrali I<sup>2</sup>C, ponieważ kod adresu SoC jest jednakowy dla wszystkich produkowanych układów (dlatego w analizatorze zastosowano oddzielne interfejsy I2C-1 i I2C-2 dla każdego SoC). W układzie AD5933 nie ma możliwości uzyskania pełnej synchronicznej generacji sinusoidalnego sygnału pobudzenia, względem sygnału zegara MCLK. Z analizy wykorzystania sygnału zegarowego MCLK w AD5933 wynika, że dzielnik częstotliwości wytwarzający sygnał taktujący generator DDS, w którego pamięci znajduje się tablica próbek aproksymujących generowany przebieg sinusoidalny jest źródłem niekontrolowanego przesunięcia fazowego sygnału pobudzenia  $u_{out}$ . Przeprowadzone badania układów wykazały, że brak synchronizacji jest źródłem błędów wyznaczania składowych ortogonalnych (Re, Im) sygnału pomiarowego w SoC, który nie wykorzystuje wytwarzanego w nim sygnału pobudzenia. Ten niekorzystny efekt jest szczególnie widoczny w zakresie najwyższych częstotliwości pomiarowych 10 kHz ÷ 100 kHz.

Z tego powodu w zakresie częstotliwości 100 Hz – 100 kHz składowe ortogonalne sygnałów  $u_i$  i  $u_u$  są wyznaczone kolejno w mikrosystemie SoC2 (przełączane w komutatorze MUX). W tym zakresie częstotliwości czas pomiaru składowych jest na poziomie dziesiątek ms i w małym stopniu decyduje o czasie pomiaru pełnego widma impedancji. Natomiast dla częstotliwości niskich ( $< 100$  Hz), zastosowano jednoczesny pomiar składowych sygnałów  $u_i$  i  $u_u$  w dwóch mikrosystemach SoC1 i SoC2, co skraca o połowę czas pomiaru widma.

Sterownik analizatora zaprojektowano z wykorzystaniem energooszczędnego 32-bitowego mikrokontrolera rodziny AVR32 (AT32UC3B1256), pracującego pod kontrolą oprogramowania czasu rzeczywistego. Realizuje on komunikację z PC za pomocą interfejsu USB lub interfejsu UART i modułu ZigBee. Steruje pracą pozostałych bloków: konfiguruje tory pomiarowe, programując parametry generowanego pobudzenia oraz parametry sygnałów pomiarowych  $u_i$  i  $u_u$ .

Korzystając z wewnętrznego źródła zegara, układ AD5933 umożliwia generację sygnału sinusoidalnego w zakresie 1 kHz – 100 kHz. Do spektroskopii impedancyjnej wymagany jest znacznie szerszy przedział generowanych częstotliwości pomiarowych. W zrealizowanych analizatorach dla umożliwienia pomiaru widma impedancji w zakresie 10 mHz – 100 kHz skorzystano z zewnętrznego źródła zegara (16,384 MHz) i dzielników częstotliwości w mikrokontrolerze, wytwarzających sygnał zewnętrznego zegara MCLK dla SoC'ów.

Analizatory impedancji zrealizowano w postaci modułowej, w zależności od wersji, na 4 lub 5 pakietach PCB z montażem SMD (poza rezystorami wzorcowymi o tolerancji 0,1%) w formacie 65×80 mm, przewidzianych do umieszczenia w szczelnej obudowie. Konstrukcję podzielono na bloki funkcjonalne (wykonane na oddzielnych pakietach) według schematu blokowego przedstawionego na rys. 48. Zaprojektowano następujące pakiety: kondycjoner sygnału pobudzenia (GEN), kondycjoner sygnałów pomiarowych (ADC), sterownik mikroprocesorowy (MAIN) i dwie wersje interfejsu impedancyjnego (OWSY, OWUZ).

Analizator zasilany i sterowany za pomocą interfejsu USB składa się z 4 pakietów GEN, ADC, MAIN i OWSY lub OWUZ zależnie od obiektu: uziemionego lub nieziemionego.

Wnętrze analizatora z własnym zasilaniem akumulatorowym, z komunikacją bezprzewodową przedstawiono na fotografii (rys. 49). Poza ww. pakietami w jego wnętrzu znajduje się dodatkowy pakiet (w formacie 65×120 mm) realizujący komunikację w standardzie ZigBee pomiędzy analizatorem i komputerem sterującym.

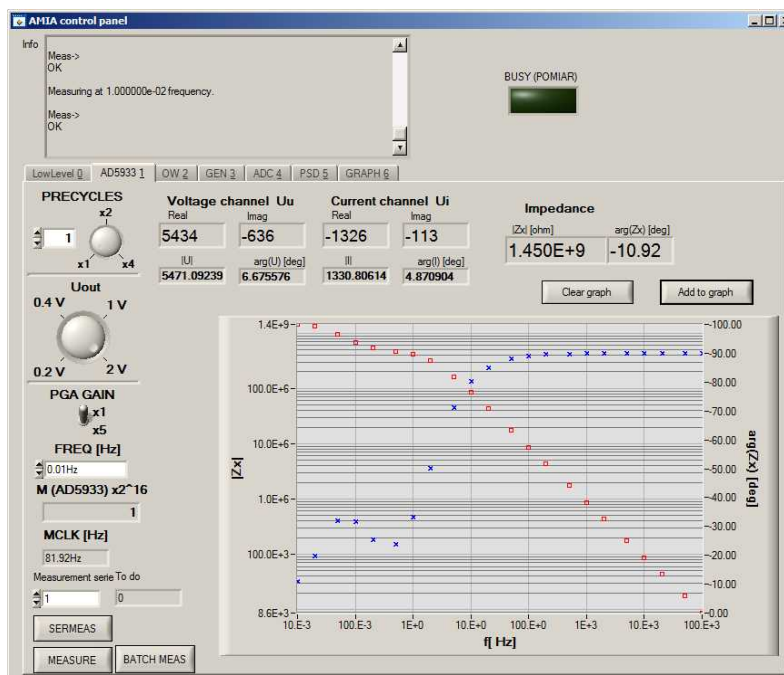


Rys. 49. Widok na wnętrze analizatora z komunikacją bezprzewodową

Do sterowania pomiarami opracowano specjalny interfejs graficzny użytkownika pokazany na rys. 50. Umożliwia on programowanie ręczne wszystkich parametrów torów analizatora i mikrosystemów SoC przy pracy z wykorzystaniem bloków analizatora oraz w sytuacji połączenia analizatora z FRA1255. Interfejs graficzny pozwala na odczyt wyznaczanych składowych ortogonalnych w mikrosystemach SoC oraz obliczanych w mikrokontrolerze parametrów impedancji  $|Z_x|$  i  $\arg Z_x$  dla poszczególnych częstotliwości pomiarowych. Na rys. 50 przedstawiono widmo impedancji przykładowego dwójnika RC na wykresach Bodego w zakresie częstotliwości 10 mHz – 100 kHz. Z przebiegu widma widać, że badany dwójnik RC umożliwia ocenę analizatora w różnych warunkach pomiarowych: dla modułu  $Z_x$  w zakresie od kilku k $\Omega$  do 1 G $\Omega$ , natomiast argumentu  $Z_x$  od  $-90^\circ$  dla wysokich częstotliwości (w dwójniku dominuje pojemność  $C_c$ ) do  $-10^\circ$  dla niskich częstotliwości (dominuje suma rezystancji  $R_p$  i  $R_{ct}$ ).

Cechą nowatorską opracowanej nowej generacji analizatorów spektroskopii impedancyjnej jest ich miniaturyzacja, energooszczędność, niski koszt, możliwość komunikacji przewodowej i zasilania z urządzeń sterujących przez USB, a także komunikacji bezprzewodowej. Opracowana aparatura posiada parametry metrologiczne dorównujące ofercie firm światowych (Gamry, Ivium) w zakresie aparatury przenośnej. Opracowana rodzina zminiaturyzowanych analizatorów może wypełnić istniejącą lukę na światowym rynku.

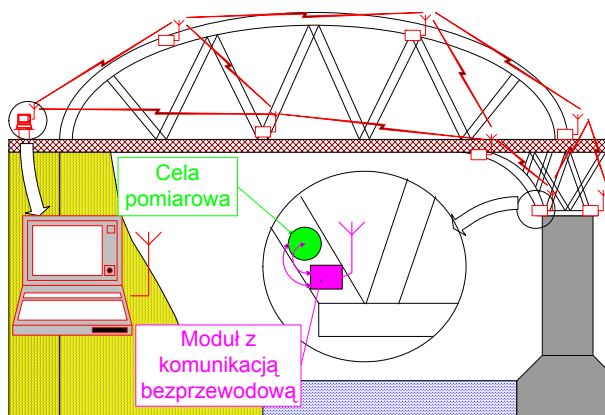
W zakresie aparatury do spektroskopii impedancyjnej brak jest aparatury taniej, zminiaturyzowanej, przydatnej do badań w terenie. Wszystkie wersje analizatorów są dopracowane technologicznie i nadają się do szybkiego wdrożenia do produkcji seryjnej.



Rys. 50. Graficzny interens użytkownika do testowania opracowanych analizatorów

## VI. Systemy pomiarowe impedancji

W ramach czwartego tematu prac badawczych (dostosowanie przyrządów do pracy w systemach pomiarowych, dedykowanych pomiarom na obiektach rozległych terytorialnie (telemetrycznym) lub o wielu obiektach wymagających jednoczesnych pomiarów impedancji) pierwszy krok stanowi system do bezprzewodowego testowania powłok antykorozyjnych na bazie ZigBee [24], pokazany na przykładowym obiekcie na rys. 51.



Rys. 51. System do monitorowania powłok antykorozyjnych.

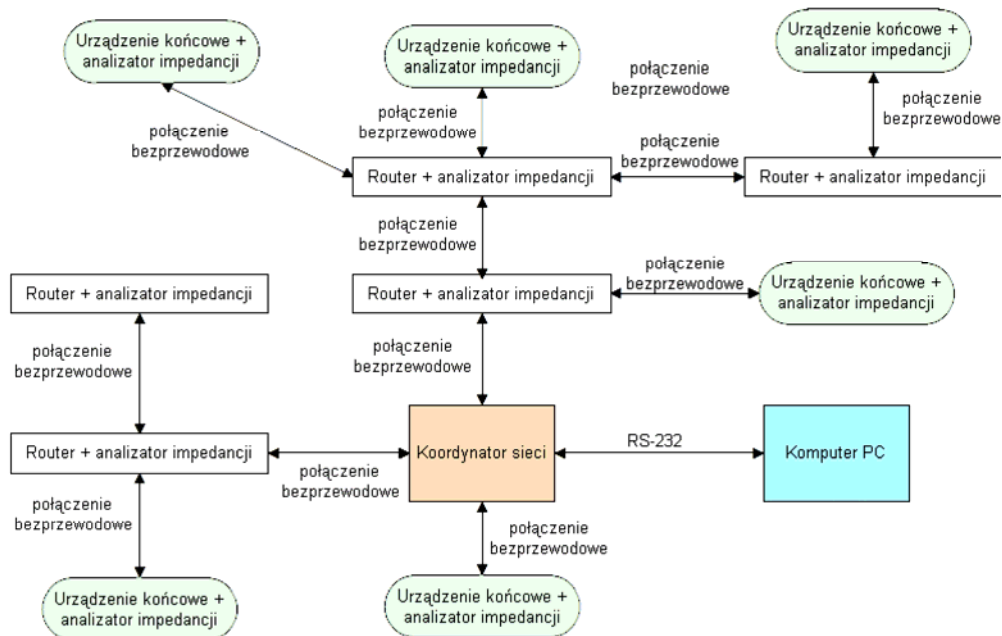
Ze względu na trudny dostęp do punktów kontrolnych, komunikacja pomiędzy modułami pomiarowymi, a komputerem sterującym jest zrealizowana w systemie bezprzewodowym z wykorzystaniem interfejsu w standardzie Bluetooth. Wybrano ten standard, ponieważ posiada właściwości korzystne do realizacji bezprzewodowego systemu analizatorów impedancji:

- niski koszt, gdyż stanowi standardowe wyposażenie laptopa, który jest przewidziany do sterowania systemem w terenie,
- małe zużycie energii, a więc zapewnia wielogodzinne sesje pomiarowe,
- zastosowana architektura systemu komunikacji zapewnia elastyczne rozmieszczanie modułów pomiarowych.

Moduły pomiarowe nie umożliwiają wyznaczenia impedancji diagnozowanej powłoki antykorozyjnej, są przeznaczone do pomiaru składowych ortogonalnych dwóch sygnałów proporcjonalnych do prądu i napięcia na mierzonej impedancji. Dzięki temu wyeliminowano potrzebę wykonywania czasochłonnych obliczeń powodując skrócenie czasu pracy jednostki obliczeniowej, a tym samym zminimalizowano pobór energii przez moduł pomiarowy. Cały ciężar obliczeń został przeniesiony na komputer sterujący systemem, który łącznie z modułami pomiarowymi tworzy system rozproszony analizatorów impedancji.

W prototypowych modułach pomiarowych zastosowano moduły Bluetooth/RS232 typu BTD433 pracujące w klasie 1 i posiadające, według specyfikacji producenta, zasięg w terenie otwartym do 100 m. Rzeczywisty uzyskiwany zasięg, przy zastosowaniu anten zewnętrznych, wyniósł około 150 m. Pobór prądu na poziomie 20/30 mA (odbiór/nadawanie) jest akceptowalny dla urządzenia zasilanego bateryjnie i stanowi ok. 20% całkowitego poboru prądu przez moduł pomiarowy. Zastosowanie standardu Bluetooth pozwala zorganizować pracę kilku modułów w formie pikosieci, a wykorzystanie profilu SPP (*Serial Port Profile*) umożliwia tworzenie przezroczystych połączeń, bez dodatkowego nakładu oprogramowania, co pozwala na uproszczenie sterownika modułu pomiarowego.

Rozproszony system pomiarowy oparty na standardzie Bluetooth, mimo zalety w postaci łatwej dostępności w komputerach przenośnych, posiada istotne ograniczenie dotyczące liczby urządzeń komunikujących się ze stacją bazową. Z tego względu, w kroku drugim zaproponowano [10] wykorzystanie standardu ZigBee do realizacji rozproszonego systemu spektroskopii impedancyjnej o architekturze przedstawionej na rys. 52.



Rys. 52. Struktura rozproszonego systemu spektroskopii impedancyjnej na bazie sieci ZigBee

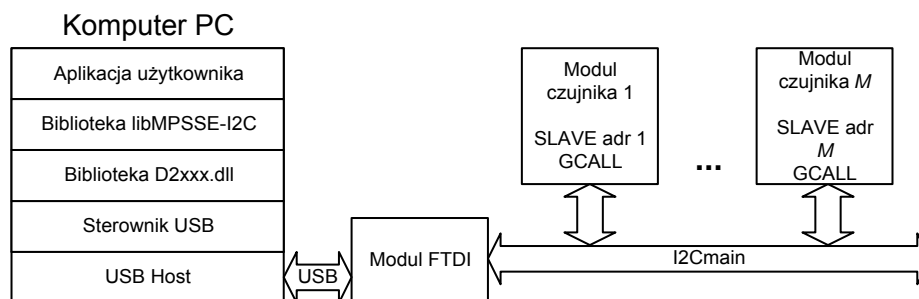
System ten składa się z pojedynczego koordynatora i wielu routerów oraz urządzeń końcowych (do testów systemu wykorzystano analizatory HIADAC). Takie rozwiązanie umożliwia transmisję „multi-hop”, polegającą na przekazywaniu pakietów z urządzenia źródłowego do punktu przeznaczenia, po najkrótszej ścieżce. Taki sposób transmisji

zmniejsza prawdopodobieństwo utraty pakietu, ponieważ w przypadku wystąpienia przerwy w sieci, będzie ona dążyć do reorganizacji, a pakiet zostanie skierowany inną drogą i dzięki temu dotrze do miejsca przeznaczenia. Ciekawą cechą sieci typu mesh jest jej zasięg - poprzez dołączanie kolejnych urządzeń trasujących, zasięg sieci wzrasta bez zwiększania mocy nadajników. Jeśli w wyniku powiększania sieci, któraś ze stref zostanie zakłócona, powodując powstanie martwej strefy, należy zwiększyć liczbę routerów, zwiększając zasięg sieci i wiarygodność połączenia.

W oprogramowaniu mikrokontrolerów sterujących modułami komunikacyjnymi wykorzystano wielozadaniowy system operacyjny BitCloud firmy Atmel, który zawiera implementację stosu ZigBee. Używając funkcji BitCloud, zaprojektowano warstwę aplikacji, zawierającą m.in. buforowanie komend w przypadku zajętości interfejsu szeregowego oraz pośredniczącą w przesyłaniu poleceń i danych do/z analizatora impedancji HIADAC. W oprogramowanie wbudowano również symulator analizatora HIADAC pozwalający na testowanie komunikacji bez użycia rzeczywistych przyrządów pomiarowych. Technologia przyrządów wirtualnych pozwoliła skupić się na zagadnieniu organizacji sieci pomiarowej.

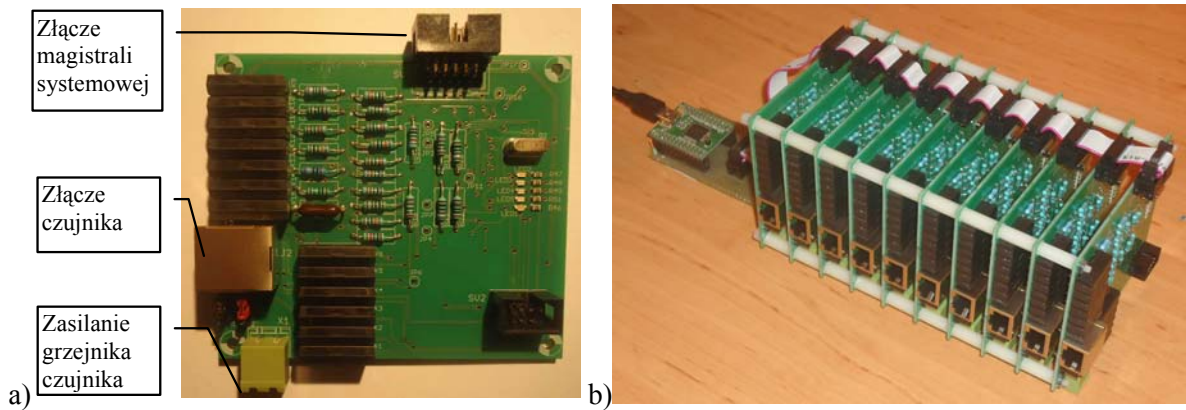
W realizacji systemów rozproszonych z komunikacją bezprzewodową, ze względów energetycznych oraz niezawodności systemu, istotnym elementem jest architektura systemu oraz algorytmy trasowania pakietów danych. Aby przeanalizować zagadnienie opracowano model sieci i dokonano badań symulacyjnych [40], poszukując optymalnego rozwiązania w zależności od kryterium optymalizacji, odległości oraz rozmieszczenia punktów pomiarowych. Uzyskane wyniki uwzględniono przy konstrukcji analizatorów z komunikacją bezprzewodową należących do rodziny zminiaturyzowanych analizatorów impedancji [14].

Innym aspektem realizacji systemów pomiarowych spektroskopii impedancyjnej jest jednoczesna realizacja pomiarów dla wielu obiektów, co ma miejsce np. dla matrycy czujników gazowych. W ramach projektu badawczego LIDER/22/103/L-2/10/NCBiR/2011 zrealizowano zadanie polegające na opracowaniu skalowalnego systemu pomiarowego dla wielu czujników gazowych o architekturze pokazanej na rys. 53.



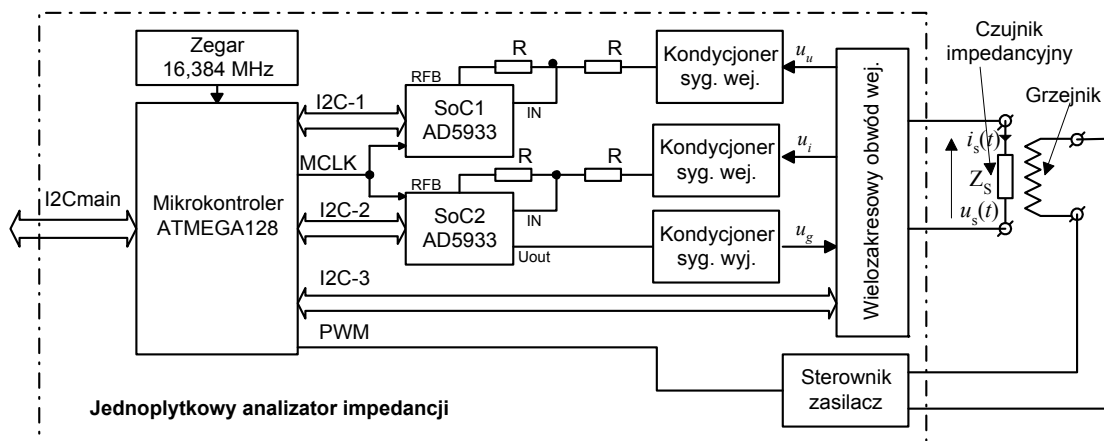
Rys. 53. Schemat blokowy skalowalnego systemu pomiarowego dla czujników gazowych

System (rys. 54 b) składa się z  $M$  identycznych jednopłytkowych (single-board) analizatorów (rys. 54 a). Analizatory są połączone ze sobą i z nadrzędnym komputerem PC za pomocą interfejsu I2C. Od strony PC, interfejs I2C zrealizowano w oparciu o technologię MPSSE (MultiProtocol Synchronous Serial Engine) firmy FTDI, pozwalającą na sprzętowo-programową realizację konwersji USB/I2C w dowolnym komputerze PC.



Rys. 54. Skalowalny system pomiarowy dla czujników gazowych: a) wygląd jednopłytkowego analizatora impedancji, b) wygląd systemu składającego się z 10 analizatorów

Analizator jednopłytkowy wykonano bazując na dwóch układach AD5933 (rys. 55). Sercem analizatora jest mikrokontroler ATMEGA128, który steruje cyklem pomiarowym. Używając dwu rozdzielnych (ale synchronizowanych) magistral I2C (I2C-1 oraz I2C-2), mikrokontroler pracuje jako układ MASTER magistral I2C i steruje dwoma układami AD5933. Dostarcza również sygnału zegarowego dla AD5933 oraz przełącza zakresy obwodu wejściowego korzystając z trzeciej magistrali I2C (I2C-3). Dodatkowym zadaniem mikrokontrolera jest sterowanie grzejnikiem czujnika gazowego, sygnałem PWM.



Rys. 55. Schemat blokowy jednopłytkowego analizatora impedancji

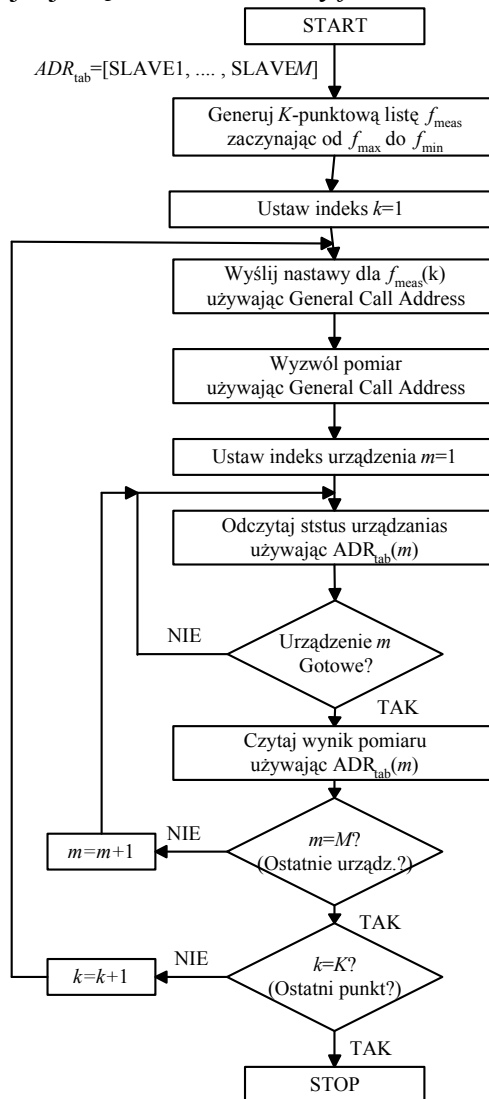
ATMEGA128 udostępnia na zewnątrz również magistralę I2C (I2Cmain) operując na tej magistrali jako urządzenie SLAVE z indywidualnie ustawionym adresem  $ADR_k$  oraz reagując na zapytania ogólne I2C General Call Address (adres 0). Pozwala to na dołączenie wielu analizatorów do tej samej magistrali i sterowanie ich niezależnie (używając  $ADR_k$ ) lub jednocześnie (używając General Call Address) przez komputer PC z konwerterem USB/I2C.

Komunikacja z analizatorem (wysyłanie poleceń i odczyt wyników) odbywa się poprzez zestaw adresowanych rejestrów. Jest to rozwiązanie podobne do pamięci EEPROM obsługiwanych poprzez I2C: użytkownik wysyła adres I2C urządzenia (wybiera układ do transmisji i określa jej kierunek: zapis/odczyt), a następnie adres wewnętrznego rejestru.

Aplikacja uruchomiona na PC steruje cyklem pomiarowym, wykorzystując możliwości analizatora, zgodnie z algorytmem pokazanym na rys. 56. Przyjęto założenia:

- występuje  $M$  modułów czujnikowych (analizatorów jednopłytkowych), ich adresy umieszczony w tablicy  $ADR_{tab}$ ;
- pomiary będą dokonywane dla  $K$  częstotliwości umieszczonych na liście  $f_{meas}$ .

Pomiary rozpoczynają się dla pierwszej częstotliwości z listy  $f_{\text{meas}}$ . Dla tego punktu, ustawienia są wysyłane do każdego analizatora używając General Call Address (jeśli nastawy są identyczne dla wszystkich analizatorów) w tym samym czasie, co jest najszybszą metodą, lub kolejno, oddzielnie dla każdego analizatora (kiedy nastawy są różne dla każdego z analizatorów), co zajmuje  $M$  razy więcej czasu. Następnie, pomiary są wyzwalane dla wszystkich analizatorów z wykorzystaniem General Call Address, co zapewnia synchronizację pomiaru impedancji. Po założonym czasie pomiaru (zależnym od aktualnej częstotliwości pomiarowej), wszystkie urządzenia, poczynając od pierwszego z listy  $ADR_{\text{tab}}$ , są odpytywane, aby sprawdzić czy pomiary uległy zakończeniu. Kiedy wszystkie analizatory ukończyły pomiary, wyniki są kolejno odczytywane z każdego z urządzeń pomiarowych. Cykl jest powtarzany dla kolejnej częstotliwości z listy  $f_{\text{meas}}$ .



Rys. 55. Struktura rozproszonego systemu spektroskopii impedancyjnej na bazie sieci ZigBee



## 5. Omówienie pozostałych osiągnięć naukowo - badawczych

W projekcie badawczo-wdrożeniowym Unii Europejskiej Eureka Nr E!3174 „*High impedance analyser for diagnostics of anticorrosion coatings*” („*Analizator wysokoimpedancyjny do diagnostyki powłok przeciwkorozyjnych*”), akronim HIADAC, w latach 2003-2005, opracowano, przebadano i wdrożono analizator do spektroskopii impedancyjnej. Jako jeden z głównych wykonawców koordynatora projektu byłem odpowiedzialny za: opracowanie i implementację algorytmów cyklu pomiarowego, opracowanie oprogramowania PC, opracowanie oprogramowania procesora DSP, opracowanie opisu układu CPLD i większość projektów pakietów w części cyfrowej.

Na potrzeby projektu badawczego rozwojowego nr NR01-0051-10/2010 pt.: „*Opracowanie rodziny telemetrycznych analizatorów impedancji nowej generacji do szybkiej spektroskopii impedancyjnej dla celów monitorowania i diagnostyki obiektów technicznych, zwłaszcza w terenie*” jako główny wykonawca brałem udział w opracowaniu tytułowej rodziny analizatorów impedancji.

W ramach projektu badawczego rozwojowego nr R01 026 01 „*Opracowanie rodziny zaawansowanych urządzeń pomiarowych do spektroskopii impedancyjnej przeznaczonych do zastosowań w różnych dziedzinach nauki i techniki*” jako główny wykonawca, brałem udział w opracowaniu analizator do spektroskopii elektrochemicznej z potencjostatem.

W ramach projektu badawczego własnego nr 3 T10C 001 30 „*Zaawansowane metody i systemy do testowania i diagnostyki elektronicznych układów analogowych i obiektów modelowanych obwodami elektrycznymi*” jako wykonawca opracowałem metody i oprogramowanie do identyfikacji parametrycznej dwójników wieloelementowych.

Na potrzeby projektu celowego nr ROW-565-2004 „*Analizator impedancji do zestawu elektrochemicznego*”, zleconego przez Zakład Systemów Elektronicznych ATLAS-SOLLICH, finansowanego przez ATLAS-SOLLICH i NOT na podstawie umowy U-403/P-445/2005, jako główny wykonawca realizowałem część cyfrową analizatora impedancji stosowanego jako moduł potencjostatu.

Obecnie prowadzone przeze mnie prace badawcze, będące kontynuacją lub rozwinięciem przedstawionej do oceny tematyki, skoncentrowane są na trzech zadaniach:

- Opracowanie nowych metod szybkiego pomiaru impedancji na bazie pobudzeń o projektowanych kształtach;
- Opracowanie metod szybkiej identyfikacji modelu obiektu badanego na podstawie pomiarów w dziedzinie czasu i/lub częstotliwości;
- Optymalizacja i implementacja metod pomiaru impedancji na bazie transformacji DFT w strukturach układów FPGA Pierwszy artykuł pt. „*Analizator do spektroskopii impedancyjnej wykorzystujący DFT na bazie układu FPGA*” dotyczący tego zadania został wysłany na X Szkołę-Konferencję Metrologia Wspomagana Komputerowo MWK2014 27-30 maja 2014 roku.
- Opracowanie systemów pomiarowych do pomiarów wielu czujników gazu jednocześnie Propozycja rozwiązania została opisana w pracy „*Scalable measurement system for multiple impedance gas sensors*”, zgłoszonej do czasopisma Review of Scientific Instrumentation.