

Metrologia

dziś i jutro



Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej

Metrologia

dziś i jutro

Pod redakcją
Jerzego Jakubca, Zbigniewa Moronia,
Henryka Juniewicza



Oficina Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej
Wrocław 2010

Recenzenci

Jerzy AUGUSTYN, Krzysztof BIELECKI, Mykhaylo DOROZHOVETS, Krzysztof GNIOTEK, Jan Ryszard JASIK, Jerzy JAKUBIEC, Marian KAMPIK, Wiesław KICIŃSKI, Małgorzata KOMOROWSKA, Krystyna KOSTYRKO, Adam KOWALCZYK, Stefan KUBISA, Włodek J. KULESZA, Jarosław MAKAL, Wiesław MICZULSKI, Waldemar MINKINA, Zbigniew MOROŃ, Zdzisław NAWROCKI, Krzysztof PACHOLSKI, Halina PODBIELSKA, Tadeusz SKUBIS, Leon SWĘDROWSKI, Dariusz ŚWISULSKI, Wiesław WINIECKI, Jan ZAKRZEWSKI

Okładka na podstawie projektu Katarzyny OLSZONOWICZ

Wydrukowano na podstawie dostarczonych materiałów

Wszelkie prawa zastrzeżone. Żadna część niniejszej książki, zarówno w całości, jak i we fragmentach, nie może być reprodukowana w sposób elektroniczny, fotograficzny i inny bez zgody wydawcy i właścicieli praw autorskich.

© Copyright by Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2010

OFICyna WYDAWNICZA POLITECHNIKI WROCLAWSKIEJ
wyb. Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław
<http://www.oficyna.pwr.wroc.pl>; e-mail: oficwyd@pwr.wroc.pl
zamawianie.ksiazek@pwr.wroc.pl

ISBN 978-83-7493-539-5

Drukarnia Oficyny Wydawniczej Politechniki Wrocławskiej. Zam. nr 778/2010..

SPIS TREŚCI

Jerzy JAKUBIEC, Zbigniew MOROŃ	
Słowo wstępne	7
PODSTAWOWE PROBLEMY METROLOGII. NAUCZANIE METROLOGII	9
Tadeusz PAŁKO	
Wpływ metrologii na rozwój inżynierii biomedycznej i postęp w medycynie	11
Stefan KUBISA	
Porządek procedur w pomiarze laboratoryjnym. Metoda Monte Carlo	23
Halina PODBIELSKA	
Metrologia w inżynierii biomedycznej drogą do medycyny opartej na przewidywaniu, zapobieganiu i spersonalizowanym podejściu do pacjenta	39
Arkadiusz HULEWICZ	
Ocena statystyczna wyników pomiaru sygnałów biomedycznych	47
Maryna GALOVSKA, Zygmunt WARSZA	
Estymatory wartości mierzonych próbek danych o rozkładach niegaussowskich	59
Łukasz OSKWAREK	
Projektowanie i ocena systemu pomiarowego w kontekście techniki eksperymentu	73
Jadwiga LAL-JADZIAK, Mariusz KRAJEWSKI, Sergiusz SIENKOWSKI	
Podstawy i algorytmy przetwarzania sygnałów – zajęcia laboratoryjne. Koncepcja, realizacja, oprogramowanie, skrypt	85
Krystyna M. NOGA, Marcin RADWAŃSKI	
Software Package for Experimental Determination of Digital Circuit' Characteristics	97
Beata PAŁCZYŃSKA	
Teaching Distributed Intelligence Technology in the Laboratory	109
Piotr RUSZEL	
Kompatybilność elektromagnetyczna a inżynieria biomedyczna	119
POMIARY WIELKOŚCI FIZYCZNYCH I CHEMICZNYCH	131
Michał LISOWSKI, Krystian KRAWCZYK, Krzysztof FILAR	
Badania rezystorów wysokoomowych przeznaczonych do transferów Hamona	133
Daniel DUSZA	
Dwurdzeniowe przekładniki prądowe	145
Janusz GUZIK, Paweł ROCHNIŃSKI	
Model matematyczny uzwojenia transformatora w zastosowaniu do oceny stanu technicznego transformatorów metodą FRA	155

Tomasz BAKOŃ	
System kontrolno-pomiarowy zintegrowany z logiką przetwornika tranzystorowego	163
Jarosław MAKAL, Marek SZPAKOWSKI	
Rola laboratorium pomiarowego w procesie opracowania nowej konstrukcji regulatora do kolektorów solarnych	175
Albin CZUBLA, Jan STĘPNIEWSKI, Łukasz CZERSKI	
Szacowanie niepewności wyniku pomiaru realizowanego za pomocą chronokomparatora cyfrowo-analogowego typu B-300 – teoria i praktyka	185
Piotr SZTERK, Roman OSMYK	
Układ generacji akustycznych sygnałów czasu do Polskiego Radia	195
Katarzyna FALIŃSKA	
Metoda pomiarowa czasu relaksacji T_1 wykorzystująca szybkie zmiany pola magnetycznego	203
Krzysztof SUCHOCKI	
Nad napięcie jako nowy wskaźnik właściwości utleniająco-redukujących roztworów wodnych ..	215
POMIARY W BIOLOGII I MEDYCYNIE	227
Henryk JUNIEWICZ, Marcin MASALSKI, Artur WEISER	
Analiza wrażliwości parametrów ciśnienia wewnątrzczaszkowego podczas testu infuzyjnego ze stałym natężeniem infuzji	229
Marcin KOŁODZIEJ, Andrzej MAJKOWSKI	
Wybrane problemy przetwarzania, analizy i klasyfikacji sygnału EEG na użytek interfejsu mózg-komputer	241
Barbara JUROSZEK	
Warunki kalibracji spirometru	249
Tomasz GRYSIŃSKI	
Analizator impedancji dla potrzeb lokalnych pomiarów konduktywności elektrycznej	261
Sylwia KORCZYŃSKA	
Czujniki konduktometryczne do zastosowań biomedycznych – wymagania, możliwości rozwiązań	271
Teodora M. TRACZEWSKA, Zdzisław SZCZEPANIK, Katarzyna PIEKARSKA, Zbigniew RUCKI, Agnieszka TRUSZ-ZDYBEK, Magdalena SITARSKA, Izabela BIEDROŃ	
Metody elektryczne badania stanu bakteriologicznego wody	281
Nina TEWEL	
Nawigacja elektromagnetyczna w medycynie – wybrane zagadnienia i problemy	291
Michał BASZYŃSKI	
Blok generacji pola magnetycznego do systemu nawigacji medycznej	303
Elżbieta SZUL-PIETRZAK, Andrzej HACHOŁ, Ewa PELCZAR, Wioletta NOWAK, Anna SOBASZEK	
Ocena wiarygodności pomiaru IOP u pacjentów po zabiegu LASIK	313
Anna SOBASZEK, Wioletta NOWAK, Andrzej HACHOŁ, Elżbieta SZUL-PIETRZAK	
Ocena metrologiczna pupillometru POLWRO do pomiaru rozmiaru źrenicy w pupillometrii dynamicznej	321
Wioletta NOWAK, Minoru NAKAYAMA, Andrzej HACHOŁ, Anna SOBASZEK, Elżbieta SZUL-PIETRZAK	
Ocena zmienności reakcji źrenicy oka na światło chromatyczne	333

Andrzej HACHOŁ, Wioletta NOWAK, Elżbieta SZUL-PIETRZAK, Anna SOBASZEK, Irmína GABRYL	
Analiza czasowo-częstotliwościowa fluktuacji źrenicy oka ludzkiego w odpowiedzi na bodźce dźwiękowe	345
Igor BUZALEWICZ	
Pomiary optyczne w mikrobiologii	357
Łukasz JANUS, Zbigniew GÓRSKI, Jolanta FLORYSZAK-WIECZOREK, Grzegorz MILCZAREK	
Współczesne metody monitorowania <i>in vivo</i> zmian poinfekcyjnych towarzyszących nabywaniu odporności na patogeny grzybowe	369
Hanna MISIAK	
Optymalizacja metod jakościowego i ilościowego oznaczania produktów peroksydacji lipidów .	379
Grzegorz CIEŚLIK, Katarzyna GAŁECKA, Marzena JANISZEWSKA, Maciej RACZKOWSKI, Tomasz SIUDZIŃSKI	
EPR measurements of concentration of l-alanine and hydroxyapatite for the needs of dosimetry in oncological radiotherapy	389
Leon CZERNIELEWSKI, Agnieszka ULATOWSKA-JARŻA, Katarzyna KACZKOWSKA, Halina PODBIELSKA	
Zagadnienia pomiarowe w medycznej diagnostyce fotodynamicznej	397
SYSTEMY POMIAROWE I DIAGNOSTYCZNE. PRZETWARZANIE SYGNAŁÓW POMIAROWYCH	405
Dominik SANKOWSKI, Marcin BĄKAŁA, Andrzej ALBRECHT, Rafał WOJCIECHOWSKI	
Methodology of surface tension determination using maximum bubble pressure method	407
Gabriel DRABIK, Grzegorz BARON	
Weryfikacja poprawności montażu układów elektronicznych na podstawie termogramów	415
Janusz OCIEPKA, Adam KRZYWAŻNIA	
Tor pomiarowy z logarytmiczną charakterystyką przetwarzania	423
Janusz OCIEPKA, Adam KRZYWAŻNIA	
Generacja pasmowych sygnałów testujących metodą synchronicznej modulacji amplitudy	431
Wojciech OLIWA	
Dokładność metody interpolowanej DFT w odniesieniu do widm wieloprążkowych	441
Tadeusz TOPÓR-KAMIŃSKI, Beata KRUPANEK	
Simulation and performance comparison of PCF and DCF algorithms in wireless measurement and control system	453
Marcin MASALSKI, Stefan GIŻEWSKI	
Synchronizacja kanałów pomiarowych w systemie diagnostyki słuchu metodą potencjałów wywołanych	465
Jerzy KOLANKO	
Kondycjonowanie biomedycznych sygnałów pomiarowych. Korekcja błędów przetwarzania ana- logowo-cyfrowego	473
Michał BOŁTRUKIEWICZ	
Kondycjonery do współpracy z transceptorami odbiciowymi	481
Skorowidz nazwisk autorów	493

Jerzy JAKUBIEC*, Zbigniew MOROŃ**

SŁOWO WSTĘPNE

Oferujemy Czytelnikom książkę, której głównym celem jest przedstawienie zbioru wybranych, najnowszych osiągnięć naukowych młodych polskich metrologów. Znaczna część autorów wywodzi się z grona najmłodszych adeptów metrologii, realizujących w tym obszarze swoje prace doktorskie. Rozdziały wprowadzające napisali uznani specjaliści i zasłużeni nauczyciele, profesorowie: Tadeusz Pałko, Stefan Kubiśa i Halina Podbielska.

Metrologia jest dziedziną nauki zajmującą się teoretycznymi aspektami procesu pomiaru, który jest podstawowym źródłem obiektywnych danych o otaczającej nas rzeczywistości. Do wykonywania pomiarów konieczne są przyrządy i systemy pomiarowe, które stanowią techniczne zalecze metrologii. Są one niezbędnym wyposażeniem systemów informacyjnych, w których służą do pozyskiwania danych pomiarowych, transmitowanych następnie do miejsca wykorzystania, gdzie są poddawane przetwarzaniu, wizualizacji oraz archiwizowane. Realizacja pomiarów w tak złożonych sprzętowo i programowo strukturach powoduje, że współczesna metrologia musi czerpać wiedzę z wielu dziedzin pokrewnych, takich jak elektronika, informatyka i telekomunikacja. Aktywność naukowa metrologa cechuje zatem interdyscyplinarność, a obszar zagadnień będących w polu zainteresowania współczesnej metrologii jest bardzo szeroki i stale rośnie.

Tego rodzaju ekspansja metrologii ma główne przyczyny w rozwoju technologii – rozwój narzędzi pomiarowych i technik przetwarzania danych powoduje, że przesuwają się bariery określające jakie wielkości (mezurandy) w jakim zakresie dają się mierzyć z wymaganą dokładnością. Jest to szczególnie widoczne w pomiarach medycznych, dziedziny szczególnie trudnej zarówno w swoich aspektach teoretycznych, jak

* Instytut Metrologii, Elektroniki i Automatyki, Politechnika Śląska, ul. Akademicka 10, 44-101 Gliwice, e-mail: jerzy.jakubiec@polsl.pl

**Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: zbigniew.moron@pwr.wroc.pl

i praktycznych, jednak rozwijającej się w ostatnich latach szczególnie intensywnie. Duża liczba młodych badaczy pracującej w tym obszarze spowodowała, że zagadnienia dotyczące pomiarów w biologii i medycynie są w niniejszej monografii szczególnie mocno reprezentowane.

Zawartość książki podzielono na cztery części. W pierwszej przedstawiono *podstawowe problemy metrologii* oraz zagadnienia związane z *nauczaniem metrologii* w szkołach wyższych. Część ta obejmuje teoretyczne podstawy pomiaru, problematykę wzorców miar oraz narzędzi pomiarowych.

Część drugą monografii poświęcono *pomiarom wielkości fizycznych i chemicznych*. Pierwszym ogniwem toru pomiarowego jest czujnik, którego podstawą działania są zjawiska fizyczne lub chemiczne. Czujniki są źródłami sygnałów pomiarowych, na podstawie których określa się ilościowo stan i właściwości badanych zjawisk i obiektów. Opis działania czujników z uwzględnieniem właściwości obiektu pomiaru oraz ich analiza metrologiczna zaliczane są do zagadnień podstawowych dla współczesnych przyrządów i systemów pomiarowych.

Trzecia, najobszerniejsza część monografii, dotyczy *pomiarów w biologii i medycynie*. Trudno sobie wyobrazić współczesną medycynę bez ilościowych badań materiałów biologicznych (krew, mocz, ślina, kał) i preparatów tkankowych oraz bez pomiarów wielorakich sygnałów życiowych organizmu, w warunkach swobodnego działania i w próbach stymulowanych (wysięk, elektrostymulacje, stymulacje farmakologiczne). Obecnie jednym z ważniejszych zadań metrologii w medycynie staje się także odpowiedni dobór metod diagnostycznych i parametrów zabiegów terapeutycznych ukierunkowanych na potrzeby indywidualnego, określonego pacjenta. Wynika to z nowego podejścia w medycynie – żeby nie leczyć choroby, lecz pacjenta! Tradycyjne leczenie schorzeń, z pominięciem indywidualnych cech pacjenta, jest z wielu względów niewskazane: jest droższe, mniej skuteczne i może nawet zaszkodzić pacjentowi. Nieodzownym elementem takiej indywidualizacji i personifikacji procedur medycznych jest ciągle udoskonalanie narzędzi i procedur pomiarowych.

Istotnym atrybutem współczesnej medycyny jest możliwość prognozowania na podstawie testów genetycznych oraz analizy sygnałów czynnościowych. Można w ten sposób przewidywać ryzyko zachorowania osób zdrowych, u których stwierdzono występowanie pewnych czynników ryzyka. W przypadku osób chorych wczesna diagnoza pozwala na efektywne zastosowanie terapii.

Czwarta część monografii dotyczy *systemów pomiarowych i diagnostycznych* oraz *przetwarzania sygnałów pomiarowych*. Przetwarzanie w systemach realizowane jest zarówno w sposób analogowy za pomocą czujników i układów kondycjonowania jak i programowy, z wykorzystaniem różnego rodzaju algorytmów. O właściwościach użytkowych systemów decyduje głównie dobór czujników i użyte oprogramowanie oraz środki komunikacji. Obserwowany szybki rozwój systemów diagnostyki medycznej możliwy jest zarówno dzięki postępom technologii w tym zakresie, jak i rozwojowi metrologii.

**PODSTAWOWE PROBLEMY METROLOGII.
NAUCZANIE METROLOGII**

Tadeusz PAŁKO*

WPLYW METROLOGII NA ROZWÓJ INŻYNIERII BIOMEDYCZNEJ I POSTĘP W MEDYCYNIE

1. Wprowadzenie

Wprawdzie wywiad lekarski przeprowadzony z pacjentem jest wciąż najistotniejszym elementem badania medycznego, to jednak z upływem czasu wciąż rośnie znaczenie badań ilościowych opartych o pomiary różnych sygnałów życiowych badanego, zwłaszcza w połączeniu z odpowiednimi procedurami testów stanu organizmu, jak próba wysiłkowa, oddychanie mieszkankami ubogimi w tlen, podawanie środków farmakologicznych, elektrostymulacja w postępowaniu diagnostycznym. Bardzo ważne są też badania odpowiednio przygotowanych preparatów tkankowych oraz innych materiałów biologicznych (krew, ślina, mocz, kał). Już w czasach starożytnych stosowano badania organoleptyczne do wyczuwania temperatury poprzez dotyk ręką czoła, czy też innych części ciała, oceniano masę i zabarwienie ciała na podstawie jego wyglądu, a także wykorzystywano zmysły węchu, smaku i wzroku do badań moczu i stolca. Proste metody wyliczania częstości tętna oraz oddechu są stosowane od dawna, jednak ilościowe instrumentalne metody pomiaru sygnałów elektrofizjologicznych (elektrografia), hemodynamicznych i wielkości chemicznych, a także obserwacji i pomiarów dotyczących obrazów struktur tkankowych w większości przypadków zaczęto wprowadzać na przełomie XIX i XX w. Metody te [1–12] cały czas są doskonalone i upowszechniane i istotnie wpływają na postępy medycyny zarówno w zakresie diagnostyki, a także pośrednio do prewencji chorób i skuteczności leczenia. Metody te są ściśle powiązane z rozwojem metrologii i zostaną szerzej omówione w dalszej części pracy.

*Instytut Metrologii i Inżynierii Biomedycznej, Politechnika Warszawska, ul. Św. Antoniego Boboli 8, 02-525 Warszawa, e-mail: t.palko@mchtr.pw.edu.pl

2. Podstawowe wielkości układu SI stosowane w pomiarach medycznych

Wszystkie podstawowe wielkości (długość, masa, czas, natężenie prądu, temperatura, światłość, licznosc materii), na których oparty jest międzynarodowy układ miar SI (tabela 1), są wykorzystywane w pomiarach medycznych. Również wiele innych związanych z nimi wielkości pochodnych jest wykorzystywanych do obiektywnych, ilościowych pomiarów charakteryzujących stan badanego organizmu. Wielkości te zostaną opisane w dalszej części pracy. Układ SI został formalnie wprowadzony w 1960 r. [2] i ma na celu zapewnienie standaryzacji wyników pomiarów i ich powtarzalności w skali światowej.

Tabela 1. Podstawowe wielkości i jednostki układu SI

Wielkość	Oznaczenie wielkości	Nazwa jednostki	Oznaczenie jednostki
Długość	L	metr	m
Masa	M	kilogram	kg
Czas	T	sekunda	s
Natężenie prądu elektrycznego	I	Amper	A
Temperatura	T	Kelwin	K
Światłość	I_L	kandela	cd
Liczność materii (ilość substancji)		mol	mol

2.1. Długość

Długość w medycynie, wyrażaną w m lub cm, stosuje się przede wszystkim do pomiaru wysokości ciała (od stóp do czubka głowy), zwanego też wzrostem, a także do oznaczania wymiarów różnych części anatomicznych człowieka. Ciekawostką jest fakt, że jeszcze stosunkowo niedawno stosowano jako jednostkę miary do pomiarów długości różnych przedmiotów własne lub uśrednione z grupy osób części ciała jak stopa, łokieć oraz cal, jako długość kciuka i małego palca. Tak więc wybrane części ciała człowieka były nie tylko obiektem pomiarów lecz odniesieniem lokalnym lub regionalnym do wzorca jednostki długości. Obecnie wzorzec metra jest wyznaczany jako długość drogi przebytej przez światło w próżni w czasie 1/299 792 458 sekundy.

2.2. Masa

Masa ciała wyznaczana w kg lub g jest wielkością fizyczną charakteryzującą bezwładność i oddziaływanie grawitacji. Pomiar masy zwany ważeniem, a niekiedy błędnie nazywany też wagą, przeprowadza się za pomocą przyrządu zwanego wagą. Wa-

ga porównuje siły ciężkości lub momenty sił badanego ciała i ciała o wzorcowej masie (odważnik). Wzorzec masy 1 kg znajduje się w Międzynarodowym Biurze Miar w Sévres pod Paryżem. Rozróżnia się wagi mechaniczne działające na zasadzie układu dźwigni lub elektroniczne, gdzie czujnikiem siły jest nie odważnik lecz czujnik elektroniczny np. piezorezystancyjny, pojemnościowy, indukcyjny lub inny. Następuje duży postęp w poprawie czułości i niepewności pomiaru, a także automatyzacji procesu ważenia. Wagi medyczne wykorzystywane są poza pomiarem całkowitej masy ciał człowieka, co ma duże znaczenie diagnostyczne, zwłaszcza u noworodków, także do pomiarów małych mas różnych odczynników używanych w preparatyce tkanek (np. histochemicznych) do dalszych badań.

2.3. Czas

Czas jest podstawową wielkością wykorzystywaną do rejestracji różnych zdarzeń cyklicznych i niecyklicznych zachodzących w przyrodzie. Jest więc odniesieniem do historii życia organizmów i przemijania, a także prognozowania przyszłości. W pomiarach czasu naturalnym wzorcem były zjawiska astrofizyczne, w tym okres obrotu Ziemi wokół własnej osi, wyznaczający dobę i obrót wokół Słońca, tworzący rok. Do pomiaru czasu służą zegary i klepsydry. Czas krótszy od doby mierzono już w starożytności za pomocą zegarów słonecznych (3000 lat p.n.e), a później klepsydr piaskowych lub wodnych. Wynalazcą zegara mechanicznego był prawdopodobnie uczoney chiński Liang Lingzan (724 r.) [8]. W Polsce zegary mechaniczne zaczęto upowszechniać w XV i XVI w. Jednostka podstawowa jako sekunda została ustalona z podziału doby i do niej była odnoszona jako do wzorca. Obecnie dokładniejszym wzorcem czasu są zegary atomowe cezowe (cez 133) wyznaczające sekundę jako 9 192 631 770 okresów promieniowania między dwoma nadsztylnymi poziomami stanu podstawowego tego atomu.

W medycynie wielkość czasu, poza oznaczeniem długości życia, zwanego często wiekiem badanego, wykorzystywana jest do wyznaczania okresów lub podokresów różnych cykli zdarzeń, z których najważniejszymi z punktu procesów życiowych są częstość skurczów serca oraz częstość oddechu, a także podokresy rytmu czynności serca (skurcz – rozkurcz, depolaryzacja – repolaryzacja). W medycynie w odniesieniu do wielu procesów czynnościowych używa się pojęcia częstości rytmów, a nie częstotliwości, ponieważ w warunkach życiowych większość procesów nie jest w pełni powtarzalna czasowo, co odróżnia je od pojęcia częstotliwości zdarzeń fizycznych o stałym okresie powtarzania. Obecnie w medycynie istnieje potrzeba pomiaru czasu bardzo krótkich zdarzeń femtosekundowych przy stymulacjach fotonowych, co jest bardzo trudnym zagadnieniem, ale też wyzwaniem postępu w metrologii.

2.4. Natężenie prądu elektrycznego

Prąd elektryczny już w starożytności był wykorzystywany w sposób naturalny do celów leczniczych (stymulacja nerwów i mięśni) za pomocą tzw. „ryb elektrycznych”, wytwarzających między głową i ogonem wysokie napięcie, które wymuszało przepływ prądu w ciele człowieka poddanego temu zabiegowi. Na przełomie XIX i XX w., po wprowadzeniu generatorów iskrowych, a następnie elektronicznych, dla celów elektrostymulacji terapeutycznej, a później diagnostycznej, spowodowało potrzebę standaryzacji wielkości natężenia prądu, jako wielkości podstawowej wyrażanej w amperach (A), również w tych zastosowaniach specjalistycznych. W badaniach elektrofizjologicznych i elektrochemicznych wielkość natężenia prądu jest bardzo ważna.

W badaniach tych wartość natężenia prądu może zmieniać się w bardzo szerokim zakresie. Dla przykładu wartość szczytowego natężenia prądu płynącego przez pojedynczy kanał w poprzek błony komórkowej aksonu w czasie samoistnej depolaryzacji jest rzędu pojedynczego pA, natomiast w czasie stymulacji endokawitarnej mięśnia serca, szczytowe natężenie prądu w impulsie stymulacyjnym osiąga wartość pojedynczych mA, a przy stymulacji mięśni ruchowych z powierzchni ciała nawet rzędu kilkudziesięciu mA. Przy defibrylacji serca szczytowa wartość natężenia prądu może dochodzić nawet do kilkudziesięciu A [1, 12]. Wartością natężenia prądu elektrycznego określa się poziom bezpieczeństwa pacjenta i obsługi pochodzący od urządzeń medycznych. Wartość ta zależy od rodzaju prądu, a przede wszystkim od częstotliwości prądu zmiennego i miejsca jego przepływu w obszarach tkankowych organizmu. Natężenie prądu nie większe od 10 μ A uznano jako w pełni bezpieczne dla organizmu w najbardziej niekorzystnych okolicznościach, to jest przy częstotliwości prądu 50-60 Hz oraz przy najbardziej niebezpiecznym umiejscowieniu elektrody doprowadzającej prąd bezpośrednio do wnętrza serca (elektroda endokawitarna), kiedy występuje największe zagrożenie migotania komór prowadząc do ustania krążenia i w konsekwencji do śmierci. Wymieniona powyżej wartość natężenia prądu została ustalona w wyniku badań eksperymentalno-klinicznych i jest uwzględniona w międzynarodowej normie bezpieczeństwa urządzeń medycznych, opracowanej przez Międzynarodową Komisję Elektrotechniki (IEC 60601-1) i odpowiedniku normy polskiej PN-EN 60601-1.

Technika pomiaru natężenia prądu elektrycznego płynącego w tkankach i energii przekazywanej tkankom jest cały czas rozwijana osiągając coraz lepsze dokładności i doskonalsze technologie.

2.5. Temperatura

Temperatura jest wielkością fizyczną charakteryzującą stan równowagi termodynamicznej. Jest zatem miarą nagrzania ciała czyli jego stanu cieplnego i odzwierciedla średnią energię kinetyczną ruchu i drgań wszystkich cząstek ciała. Dwa ciała są w stanie równowagi termicznej, gdy ich temperatury są sobie równe.

Temperatura ciała człowieka jest bardzo ważną wielkością zależną od metabolizmu tkanek, a więc i ich stanu zdrowotnego, gdyż przy stanach zapalnych i infekcjach tkanki są cieplejsze niż w warunkach prawidłowych. Do pomiaru temperatury w ustalonych częściach ciała człowieka do niedawna używano najczęściej termometrów rtęciowo-szklanych (umiejscawianych pod pachą, pod językiem lub w odbycie), w których rtęć zatopiona jest w szkłe stanowiącym odpowiedni zbiorniczek z kapilarą. Termometr taki został opracowany już na początku VIII w. przez Gabriela Fahrenheita w oparciu o wcześniej opracowany we Włoszech termometr szklano-cieczowy [1] i po pewnych udoskonaleniach był stosowany do dnia dzisiejszego. Obecnie dla celów medycznych stosuje się najczęściej termometry elektroniczne kontaktowe z czujnikiem termistorowym odpowiednio zlinearyzowanym przez połączenie szeregowo-równoległego dwóch rezystorów i pracującym w układzie mostkowym. Niekiedy wykorzystuje się też termometry optyczne bezkontaktowe, w którym mierzy się energię promieniowania z określonego punktu ciała metodami optoelektronicznymi. W termometrii dla celów medycznych stosuje się najczęściej dwie skale temperatury: Fahrenheita (w Wielkiej Brytanii i USA) oraz skalę Celsjusza. W skali Celsjusza przyjęto temperaturę zamarzania ($0\text{ }^{\circ}\text{C}$) i wrzenia ($100\text{ }^{\circ}\text{C}$) wody destylowanej pod ciśnieniem normalnym. Ciekawostką jest, że Celsjusz w roku 1742 w swoim pierwszym termometrze rtęciowo-szklanym przyjął skalę odwrotną, którą potem zamieniono i po tej zmianie stosuje się ją do dnia dzisiejszego. Fahrenheit zaproponował jako zero najniższą temperaturę zimy 1708/1709 w Gdańsku, gdzie mieszkał, a jako $100\text{ }^{\circ}\text{F}$ temperaturę jego ciała, która była wówczas podwyższona do $37,8\text{ }^{\circ}\text{C}$. Skala bezwzględna Kelwina jest skalą termometryczną absolutną, w której za zero przyjęto temperaturę, przy której ustają wszelkie drgania cząstek, natomiast zmiana temperatury o jeden stopień w skali Kelwina jest równa zmianie o jeden stopień w skali Celsjusza. Zależności pomiędzy tymi wymienionymi i używanymi w medycynie skalami termometrycznymi są następujące:

$$T_K = T_{\text{C}} + 273,15 \quad (1)$$

$$T_{\text{F}} = \frac{9}{5}T_{\text{C}} + 32, \quad (2)$$

$$T_{\text{C}} = \frac{5}{9}(T_{\text{F}} - 32). \quad (3)$$

Rozwój termometrii w medycynie polega na zastępowaniu termometrów rtęciowo-szklanych termometrami elektronicznymi, ich dalszej miniaturyzacji, poprawie niepewności pomiaru i coraz częściej wykorzystywaniu telemetrii do pomiarów.

2.6. Światłość

Światłość wyrażana w kandelach jest również ważną wielkością wykorzystywaną głównie w oznaczaniu składników pierwiastków i związków różnych substancji metodami spektrofotometrycznymi m. in. w spektrometrii absorpcyjnej, płomieniowej, a także atomowej, szeroko stosowanych do analityki laboratoryjnej, a również w czujnikach optoelektronicznych stosowanych w gazometrii krwi i gazów oddechowych.

Rozwój pomiarów polega m. in. na stosowaniu coraz krótszych impulsów światła, nawet rzędu kilkudziesięciu femtosekund, używanych np. do pomiaru czasu przejścia fotonów przez różne obszary tkanki zawierające chromofory i na tej podstawie do uzyskania informacji diagnostycznej.

2.7. Liczność materii

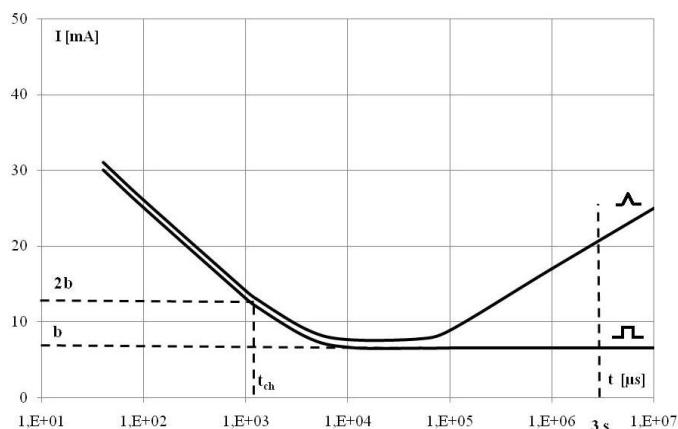
Liczność materii wyrażona w molach (gramocząsteczka danego pierwiastka lub związku) jest istotną wielkością używaną w medycynie przede wszystkim w pomiarach analitycznych preparatów tkankowych do oznaczania ilości poszczególnych składników badanych różnymi metodami. Wielkość tę wykorzystuje się też przy przygotowywaniu odczynników do badań analityczno-chemicznych.

3. Pomiar sygnałów elektrofizjologicznych

W badaniach elektrofizjologicznych prowadzone są pomiary progu pobudliwości komórek mięśniowych i nerwowych metodą stymulacji elektrycznej z użyciem impulsów prostokątnych i trójkątnych o zmieniających się czasach trwania (rys. 1) w celach diagnostycznych.

Pomiary te pozwalają na wyznaczenie charakterystyki zależności pomiędzy progowym natężeniem bodźca stymulacji a czasem jego trwania. Krzywa progowa dla stymulacji impulsami prostokątnymi ma w funkcji czasu w skali liniowej hiperboliczny przebieg przesunięty pionowo o tzw. wartość reobazy i pozwala wyznaczyć dla podwójnego natężenia prądu reobazy, czas chronaksji, przy którym uzyskuje się minimum energii stymulacji, co jest istotne dla ustalania warunków pracy kardiostymulatorów wszczepianych, zwiększających długotrwałość życia baterii. Niezależnie od tego wyznaczone parametry z krzywych progowych pobudzeń komórek nerwowych i mięśniowych mają dużą wartość diagnostyczną. Progi minimalnych wartości natężenia prądu, przy których następuje stymulacja (pobudzenie komórek) są wyższe dla impulsów trójkątny niż prostokątnych, zwłaszcza dla długich czasów impulsów stymulacyjnych. Stosunek amplitudy natężenia prądu impulsu trójkątnego w odniesieniu

do impulsu prostokątnego, zazwyczaj o czasie trwania 3 s, przyjmuje się jako definicję współczynnika akomodacji nerwów i mięśni w odpowiedzi na stymulację.



Rys. 1. Krzywe progowe pobudzeń komórek mięśniowych z powierzchni ciała dla impulsów prostokątnych i trójkątnych przedstawione w logarytmicznej skali czasu b – wartość reobazy, t_{ch} – czas chronaksji, $t = 3$ s – czas odniesienia do wyznaczenia współczynnika akomodacji

Przy zmianach chorobowych, w szczególności przy zwyrodnieni mięśni, krzywe progowe przesuwają się do góry w kierunku większych wartości natężenia prądu i zarazem w pracy, w kierunku większych wartości czasu trwania impulsów stymulacyjnych. Wówczas czas chronaksji rośnie, a współczynnik akomodacji maleje.

Inną bardzo ważną wielkością elektrofizjologiczną jest szybkość propagacji fali depolaryzacyjnej w badanych obszarach tkankowych, która jest różna dla różnych tkanek i różnicuje ich stan fizjopatologiczny. Parametr ten w warunkach prawidłowych zmienia się od pojedynczych cm/s w przedsiódkach serca aż do 150 m/s w aksonach dużych neuronów.

Do najbardziej popularnych badań elektrofizjologicznych (elektrografia) należą pomiary i rejestracja napięć z powierzchni lub wnętrza ciała w funkcji czasu, pochodzących od czynności różnych narządów: od serca – EKG, od mięśni – EMG, od mózgu – EEG [10]. Z badań mózgu i narządów zmysłu należy wyróżnić też pomiary potencjałów wywołanych w mózgu za pomocą odpowiedniej stymulacji dźwiękowej dla słuchu i świetlnej dla wzroku. Badania innych zmysłów (węch, smak, dotyk) są na razie w fazie eksperymentalnej i stanowią wyzwanie dla dalszego rozwoju pomiarów elektrofizjologicznych.

Informacją diagnostyczną w opisanych badaniach są ogólnie zależności czasowo-amplitudowe i przestrzenne, a ponadto gęstość widmowa mocy oraz w EEG symetria przestrzenna sygnałów i wyładowania iglicowe dla stanów przedpadaczkowych. EKG jest czułą metodą wykrywania niedokrwienia i zawału serca, arytmii oraz konsekwencji hemodynamicznych przerostu jam serca. EMG dobrze różnicuje zmiany miogenne

i neurogenne. Rozwój tych metod polega na coraz doskonalszej technologii elektronicznej aparatury, najczęściej zawierającej procesory do przetwarzania i analizy sygnałów i na tej drodze wspomaganie diagnozy [11, 12].

4. Pomiary hemodynamiczne i oddechowe

Dla oceny stanu układu krążenia, obok pomiarów elektrofizjologicznych istotna jest znajomość podstawowych parametrów hemodynamicznych, z których do najważniejszych należą: ciśnienie oraz całkowity przepływ krwi. W badaniach oddechowych najistotniejsze są pomiary ciśnienia i natężenia przepływu gazów oddechowych (spirometria) oraz pomiary zawartości O_2 i CO_2 w gazach oddechowych w czasie wdechu i wydechu (gazometria oddechowa).

4.1. Pomiary ciśnienia krwi

W medycynie wykorzystuje się 6 metod pomiaru ciśnienia krwi, z których 4 są nieinwazyjne, a 2 inwazyjne. Z nieinwazyjnych metod: osłuchowa, oscylometryczna, kompensacyjna i tonometrii aplanacyjnej, trzy pierwsze metody pomiaru ciśnienia wymagają użycia mankietu uciskowego, najczęściej nakładanego na przedramię, a czwarta metoda tylko ucisku lokalnego w celu spłaszczenia ściany naczynia (aplanacja). We wszystkich tych metodach, podstawowy sygnał informacyjny pochodzi od odkształceń uciskanych naczyń ciśnieniem zewnętrznym poprzez mankiety lub końcówkę uciskową. W metodach tych do pomiaru ciśnienia wykorzystuje się najczęściej manometry elektroniczne oparte o odpowiednie tensometry, nalepiane na membranę lub do innego elementu sprężystego. W metodzie osłuchowej i oscylometrycznej stosuje się też manometry rtęciowo-szklane (obecnie wycofywane) oraz manometry mechaniczne ze sprężystą rurką Bourdona lub membranowe.

Metoda osłuchowa, zwana metodą Riva-Rocci-Korotkowa, oraz metoda oscylometryczna umożliwiają pomiar jedynie ciśnienia skurczowego i rozkurczowego lub średniego, natomiast dwie pozostałe metody (kompensacyjna i tonometrii aplanacyjnej) umożliwiają pomiar ciągły ciśnienia, co jest ich dużą zaletą. W metodach tych badana ściana naczynia jest odciążona poprzez zmienny ucisk regulowany automatycznie specjalnym serwomechanizmem. W metodzie osłuchowej najczęściej wykorzystywanej i na ogół realizowanej przez szybkie napełnienie mankietu do ciśnienia większego od skurczowego i następnie w czasie wolnego opróżniania mankieta z szybkością spadku ciśnienia rzędu 2–4 mm Hg/s, pomiędzy ciśnieniem skurczowym a rozkurczowym słychać charakterystyczne tony, zwane tonami Korotkowa, które umożliwiają pomiar tych dwóch wartości ciśnienia. W metodzie oscylometrycznej na podobnej zasadzie dobrze wykrywa się ciśnienia skurczowe, występujące przy poja-

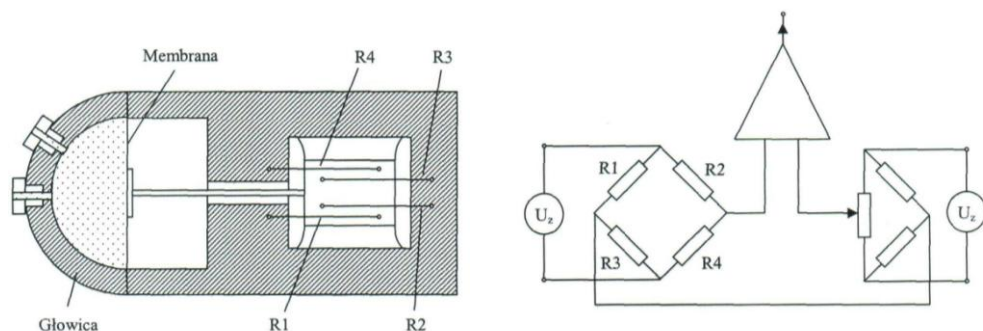
wieniu się oscylacji, gdy w mankencie ciśnienie spadnie poniżej skurczowego. Maksymalne oscylacje występują w tej metodzie w pobliżu ciśnienia średniego, natomiast są trudności z wykrywaniem ciśnienia rozkurczowego, które najczęściej oznacza się drogą obliczeniową lub na podstawie danych statystycznych przy spadku amplitudy oscylacji do 1/3 w stosunku do oscylacji maksymalnych.

Metody inwazyjne umożliwiają ciągły pomiar ciśnienia wewnątrznaczyniowego w dowolnym miejscu układu krążenia, z niepewnością pomiaru lepszą od 1 mm Hg, przy zastosowaniu odpowiednich czujników elektronicznych. Pomiary te wymagają cewnikowania naczyń i przeprowadza się je najczęściej w przypadkach stanów krytycznych pacjentów w oddziałach intensywnej opieki medycznej lub w pracowniach cewnikowań serca.

Jak już wspomniano rozróżnia się dwie metody inwazyjnego pomiaru ciśnienia:

1) za pomocą cewnika z otwartym światłem i z czujnikiem zewnątrznaczyniowym (rys. 2),

2) z miniaturowym czujnikiem wewnątrznaczyniowym umieszczonym na końcu cewnika.



Rys. 2. Poglądowy schemat zewnątrznaczyniowego czujnika ciśnienia do inwazyjnego pomiaru ciśnienia krwi wraz ze schematem jego układu elektrycznego [11].

R1, R2, R3, R4 – tensometry drutowe, które przy zmianie ciśnienia pod wpływem ruchu membrany ulegają odkształceniu i zmieniają przeciwstawnie swoją oporność parami R1, R4 i R2, R3

W metodzie pierwszej cewnik wypełniony jest solą fizjologiczną i wprowadzany do krwiobiegu, natomiast przetwarzanie sygnału na elektryczny dokonuje się w zewnętrznym przetworniku. Metoda druga, aczkolwiek kosztowniejsza, jest korzystna, gdyż przetwarzanie sygnału dokonuje się w miejscu pomiaru przez co brak opóźnień czasowych mierzonego przebiegu ciśnienia. Rozwój opisanych technik pomiarowych polega głównie na poprawie technologii cewników.

Należy zaznaczyć, że w pomiarach medycznych zalecana jednostka ciśnienia jako Pa jest słabo akceptowalna przez lekarzy i tradycyjnie preferowaną jednostką jest mmHg.

4.2. Pomiary całkowitego natężenia przepływu krwi

Pomiary całkowitego natężenia przepływu krwi są szczególnie istotne w warunkach intensywnej opieki medycznej w przebiegu niewydolności krążenia i przy ocenie skuteczności leczenia lub wspomagania krążenia [4]. Obecnie w warunkach klinicznych stosuje się trzy metody pomiarowe w odniesieniu do wielkości całkowitego przepływu krwi, a mianowicie:

- 1) Ficka opartą na konsumpcji tlenu i gazometrii krwi,
- 2) rozcieńczenia wskaźnika najczęściej w oparciu o wskaźnik termodylucji (próbka oziębiająca),
- 3) reokardiografii impedancyjnej.

Z wymienionych trzech metod dwie pierwsze są inwazyjne, wymagające cewnikowania serca, natomiast trzecia jest metodą nieinwazyjną i stosunkowo prostą [6] i mimo, że cechuje się większą niepewnością pomiarów, to jednak jest coraz częściej wykorzystywana w warunkach klinicznych.

4.3. Badania oddechowe

W badaniach oddechowych najważniejsze są pomiary ciśnienia i natężenia przepływu gazów oddechowych za pomocą spirometru. W nowoczesnych spirometrach czujnik natężenia przepływu umieszczony w rurce oddechowej najczęściej jest realizowany poprzez wprowadzenie oporu przepływowego w formie siatki i zastosowanie czujnika różnicy ciśnień pomiędzy tą siatką, którego sygnał wyjściowy elektryczny jest proporcjonalny do natężenia przepływu gazu oddechowego. Po scałkowaniu tego sygnału uzyskuje się sygnał objętości gazów oddechowych.

Innymi ważnymi wielkościami w badaniach oddechu są ciśnienia parcjalne O_2 i CO_2 w gazach oddechowych. Pierwsza wielkość jest mierzona najczęściej metodą elektrochemiczną (oksymetria amperometryczna), a druga optoelektroniczną z wykorzystaniem selektywnej absorpcji promieniowania podczerwonego [7].

5. Pomiary analityczno-laboratoryjne

W medycynie praktycznej pomiary analityczno-laboratoryjne mają podstawowe znaczenie, a postęp współczesnej medycyny w dużym stopniu opiera się na rozwoju metod badań laboratoryjnych. Pomiary analityczno-laboratoryjne (skład i ilość substancji) opierają się głównie na metodach spektrofotometrii absorpcyjnej i emisyjnej, w tym promieniowej, chromatografii, polarografii elektrycznej oraz elektroforezy, a także konduktometrii, potencjometrii i amperometrii. Wymienione metody służą zarówno do badań krwi, jak i innych preparatów tkankowych. Doskonalenie i upo-

wszechnienie tych metod wiąże się przede wszystkim z rozwojem optoelektroniki oraz mikromechaniki krzemu prowadząc do opracowania czujników m.in. do gazometrii krwi, a także mikrosystemów typu *Lab on Chip* oraz mikroukładów do całościowej analizy chemicznej.

6. Pomiary i klasyfikacja elementów morfotycznych z obrazów struktur tkankowych

Zagadnienia automatyzacji badań obrazów struktur tkankowych uzyskiwanych różnymi technikami m. in. rentgenowskimi, scyntygrafii izotopowej, ultradźwiękowymi, metodą mikroskopii elektronowej i optycznej, a także tomografii komputerowej rentgenowskiej (XCT), opartej o rezonans magnetyczny (MRI), emisji pojedynczych fotonów (SPECT), pozytonowej (PET), laserowej są niezwykle ważne. Ostatnio intensywnie i z wyraźnymi sukcesami rozwijane są metody zliczania elementów morfotycznych oraz ich cyfrowej klasyfikacji w oparciu o algorytmy oparte na statystyce, sztucznych sieciach neuronowych, zbiorach rozmytych i inne [5].

7. Podsumowanie

W pomiarach medycznych następuje wyraźny rozwój zarówno technik odbioru sygnałów, jak i sposobów ich dalszego przetwarzania, analizy i klasyfikacji zwłaszcza w zakresie danych obrazowych. Istnieje korzystny, wzajemny wpływ metrologii i inżynierii biomedycznej na rozwój technik pomiarowych, który wybitnie przyczynia się do postępu prowadzonych prac naukowych i diagnostycznych, a także działań prewencyjnych i terapeutycznych we współczesnej medycynie.

Literatura

- [1] ASTON R., *Principles of Biomedical Instrumentation Measurement*, Merrill Publishing Company, Columbus 1990.
- [2] DUSZA J., GORTAT G., LEŚNIEWSKI A., *Podstawy miernictwa*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1998.
- [3] FEDOROWSKI G., *Poczet wielkich medyków*, Nasza Księgarnia, Warszawa 1967.
- [4] KELLER J. [red.], *Elektronika medyczna*, cz. II, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 1975.
- [5] MARKIEWICZ T., *Wybrane metody i narzędzia wydobywania informacji z obrazów histologicznych w zastosowaniu do wspomagania diagnostyki patomorfologicznej*, Politechnika Warszawska, Prace Naukowe, Elektryka, z. 140, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2010.

- [6] PAŁKO T., GALWAS B., PAWLICKI G., *Bierne właściwości tkanek i ich wykorzystanie w medycynie*, r. 8 [w:] *Fizyka Medyczna*, t. 9 [w:] *Biocybernetyka i Inżynieria Biomedyczna*, Nałęcz M. [red.], Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, Warszawa 2002.
- [7] PAŁKO T., *Oximetric and capnometric studies - aspects of natural and artificial ventilation*, *Frontiers of Medical and Biological Engineering*, 2000, Vol. 10, No. 3, pp. 185–198.
- [8] PETROZOLIN-SKOWROŃSKA B. [red.], *Nowa Encyklopedia Powszechna*, PWN, Warszawa 1995.
- [9] SCHREIDER E., *Biometria*, PWN, Warszawa, 1965.
- [10] SNELLEN H.A., *History of Cardiology*, Donker Academia Publications, Rotterdam 1984.
- [11] TORBICZ W., FILIPCZYŃSKI L., MANIEWSKI R., NAŁĘCZ M., STOLARSKI E. [red.], *Bio-pomiary*, t. 2 [w:] *Biocybernetyka i Inżynieria Biomedyczna*, Nałęcz M. [red.], Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, Warszawa 2001.
- [12] WEBSTER J., *Medical Instrumentation, Design and Applications*, John Willey 2010.

Stefan KUBISA*

PORZĄDEK PROCEDUR W POMIARZE LABORATORYJNYM. METODA MONTE CARLO

1. Wstęp

Przedmiotem rozważań jest statyczny pomiar laboratoryjny. Na taki pomiar składają się trzy procedury:

1. przygotowanie pomiaru – wybór metody pomiarowej, zaprojektowanie i instrumentacja układu pomiarowego oraz zaplanowanie porządku następnych procedur,
2. procedura fizyczna – zestawienie układu pomiarowego i wykonanie obserwacji wskazań przyrządów pomiarowych zgodnie z przyjętym planem,
3. procedura obliczeniowa – wyznaczenie wartości estymaty wartości mierzonej (mezurandu) oraz wartości wielkości określających niedokładność pomiaru na zadanym poziomie ufności.

Umiejętne zaplanowanie i zrealizowanie porządku procedur 2. i 3. jest warunkiem osiągnięcia wiarygodnych, poprawnych wyników procedury 3. Mało tego – jest warunkiem, by procedura obliczeniowa nie była niepotrzebnie złożona, a zatem – by nie była nadmiernie podatna na omyłki – podstawowe źródło tzw. błędów grubych.

Wśród *porządnie* wykonywanych pomiarów laboratoryjnych podstawowym rodzajem jest *pomiar pośredni jednoczesny*. Inne rodzaje pomiarów można traktować jako przypadki szczególne takiego pomiaru.

Metoda Monte Carlo jest obecnie najlepszym narzędziem oceny niedokładności pomiaru. Dlatego jej elementy musiały znaleźć się w tym artykule.

*Zakład Metrologii, Katedra Sterowania i Pomiarów, Zachodniopomorski Uniwersytet Technologiczny w Szczecinie, ul. 26 Kwietnia 10, 71-126 Szczecin, e-mail: kubisa@zut.edu.pl

2. Pomiar pośredni jednoczesny – obliczanie estymaty mezurandu

2.1. Zasada pomiaru pośredniego jednoczesnego (PPJ)

Pomiar pośredni jednoczesny (PPJ), to pomiar oparty o znaną zależność funkcyjną wielkości mierzonej (wyjściowej) Y od wielkości wejściowych X_n ($n = 1, \dots, N$):

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n, \dots, X_N). \quad (1)$$

Tej zależności funkcyjnej odpowiada zależność między wartością wyjściową (mezurandem) y a wartościami wejściowymi x_n . Jest to równanie pomiaru:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n, \dots, x_N). \quad (2)$$

Wartości wejściowe powinny być wyznaczone jednocześnie. Mogą nimi być:

- wskazania przyrządów pomiarowych,
- wartości reprezentowane przez wzorce nastawne,
- wartości reprezentowane przez wzorce stałe,
- wartości pochodzące z innych pomiarów,
- tzw. stałe uniwersalne itp.,
- poprawki do ww. wartości.

Na pomiar pośredni jednoczesny (PPJ) składa się K obserwacji, jak to przedstawiono w tabeli 1. To czasem nazywa się pomiarem wielokrotnym lub mówi się o wykonaniu K pomiarów (w warunkach powtarzalności). Zręczniejsze wydaje się sformułowanie, że pomiar wielokrotny składa się z K obserwacji, wykonanych w warunkach powtarzalności. Na obserwację o numerze k ($k = 1, \dots, K$) składają się jednocześnie pozyskane wartości $x_1^{(k)}, \dots, x_N^{(k)}$, tworzące k -ty wiersz obramowanej części tabeli 1.

Tabela 1. Zapis K obserwacji (obramowana część tabeli)
i ilustracja **pierwszego sposobu** obliczania estymaty y' mezurandu (obliczania *kolumnami*)

Nr obs.	x_1	x_2	...	x_n	...	x_N	Y
1.	$x_1^{(1)}$	$x_2^{(1)}$...	$x_n^{(1)}$...	$x_N^{(1)}$	
...	
k .	$x_1^{(k)}$	$x_2^{(k)}$...	$x_n^{(k)}$...	$x_N^{(k)}$	
...	
K .	$x_1^{(K)}$	$x_2^{(K)}$...	$x_n^{(K)}$...	$x_N^{(K)}$	
	x'_1	x'_2	...	x'_n	...	x'_N	y'

Jednoczesność pozyskania wartości w każdym k -tym wierszu obramowanej części tabeli jest ważna!

2.2. Sposoby obliczania estymaty mezurandu w PPJ

Spotyka się dwa sposoby obliczania estymaty mezurandu w PPJ. **Sposób pierwszy** to **obliczanie kolumnami**. Ilustruje go tabela 1. Polega on na obliczaniu wartości średnich arytmetycznych w kolumnach obramowanej części tabeli 1.:

$$x'n = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K xn^{(k)}, \quad n = 1, \dots, N, \quad (3)$$

zwanych też estymatami wartości wejściowych, a następnie obliczaniu estymaty y' mezurandu jako funkcji tych estymat:

$$y' = f(x'1, x'2, \dots, x'n, \dots, x'N). \quad (4)$$

Sposób pierwszy – obliczanie kolumnami – to *obliczanie funkcji wartości średnich arytmetycznych wartości wejściowych*.

Sposób drugi – obliczanie wierszami – charakteryzuje się tym, że dla wszystkich k , tzn. we wszystkich wierszach, oblicza się wartości wyjściowe $y^{(k)}$:

$$y^{(k)} = f(x1^{(k)}, x2^{(k)}, \dots, xn^{(k)}, \dots, xN^{(k)}), \quad (5)$$

a następnie oblicza się estymatę y'' mezurandu jako średnią arytmetyczną wartości $y^{(k)}$ ($k = 1, \dots, K$):

$$y'' = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K y^{(k)}. \quad (6)$$

Sposób drugi – obliczanie wierszami – to zatem *obliczanie wartości średniej arytmetycznej funkcji*.

Tabela 2. Ilustracja **drugiego sposobu** obliczania estymaty y'' mezurandu (obliczanie wierszami) – obliczania wartości średniej arytmetycznej funkcji wartości wejściowych

Nr obs.	$x1$	$x2$...	Xn	...	xN	Y
1.	$x1^{(1)}$	$x2^{(1)}$...	$xn^{(1)}$...	$xN^{(1)}$	$y^{(1)}$
...
k .	$x1^{(k)}$	$x2^{(k)}$...	$xn^{(k)}$...	$xN^{(k)}$	$y^{(k)}$
...
K .	$x1^{(K)}$	$x2^{(K)}$...	$xn^{(K)}$...	$xN^{(K)}$	$y^{(K)}$
							y''

2.3. Przewodnik a sposoby obliczania estymaty mezurand

Problem wyboru sposobu obliczania znany jest od dawna. Autora tej pracy już na studiach, a więc ponad pół wieku temu nauczono jako zasady, że oblicza się *wierszami*, czyli metodą drugą. Autor, organizując wspólnie z S. Moskowiczem coroczne sympozja *Niepewność Pomiarów* (kolejne 9. odbyło się w lutym 2010 r.) stwierdził, że część metrologów tej zasady nie zna. Wygłosił więc na ten temat referat, który wzbudził dyskusję. Powoływano się na *Przewodnik* [3], który w podrozdziale **4.1.4** powiada: „Estymatę wielkości mierzonej ... oblicza się z równania (2) dla *estymat wejściowych* ...”. Oznacza to obliczanie metodą pierwszą, czyli *kolumnami*, bo wedle tablicy 1. estymatami wejściowymi są x^1, \dots, x^N . Jednak dalej w tym samym podrozdziale *Przewodnik* stwierdza, że „Obydwa sposoby uśredniania dają jednakowe wyniki, jeżeli f jest funkcją liniową”.

Przewodnik dotyka omawianego problemu w kilku miejscach, by na przykładzie obliczeniowym **H.2**. (równoczesny pomiar rezystancji i reaktancji) wykazać, że oba sposoby dają praktycznie identyczne wyniki. Taka ocena wyniku obliczeń w przykładzie **H.2** jest rezultatem słabo przemyślanego doboru danych w tym przykładzie – w otoczeniu kąta fazowego φ rzędu 1 rad funkcje kosinus i sinus występujące w równaniach pomiaru są słabo nieliniowe. Ten artykuł natomiast przedstawia dalej przykład pomiaru rezystancji przy kącie φ podlegającym losowym zmianom wokół wartości zerowej, dla której funkcja kosinus ma maksimum – jest więc silnie nieliniowa. Wtedy omawiane sposoby obliczania dają wyniki istotnie różniące się. Dalej w **H.2 Przewodnik** stwierdza, że „Jeśli f nie jest funkcją liniową wyniki uzyskane sposobem pierwszym różnią się od wyników uzyskanych sposobem drugim...”. Generalnie wywody w **H.2** nie są zbyt klarowne, ale gdy podejść do nich cierpliwie, to okaże się, że w sytuacji, gdy zaobserwowane wartości wielkości wejściowych tworzą grupy pozyskane jednocześnie (czyli pomiar pośredni jednoczesny!), to dogodniejszy do obliczeń jest sposób drugi – *wierszami*. Rozważania co by było, gdyby najpierw wykonano $n_1 = 5$ obserwacji napięcia, następnie $n_2 = 5$ obserwacji prądu i wreszcie $n_3 = 5$ obserwacji kąta przesunięcia fazowego prowadzą *Przewodnik* do konkluzji, że „Jest to faktycznie nie najlepsza procedura pomiarowa ...”, ale autor tego artykułu jest przekonany, iż żaden prawdziwy metrolog takiej procedury by nie zastosował.

J.M. Jaworski swoje poglądy przedstawia w [2]. Na str. 168 pisze: „Jako estymatę wartości prawdziwej przyjmuje się najczęściej wartość funkcji średnich arytmetycznych wartości wielkości wejściowych...” – czyli sposób pierwszy. Na str. 173: „Estymatę wartości funkcji można obliczać jako” – tu w innej symbolice wzory (4) i (6) – „i tak liczone wartości nie powinny się istotnie różnić w obszarze stosowalności prawa propagacji błędów.” Wreszcie na str. 189: „Estymatę wielkości mierzonej oblicza się jako” – tu znów w innej symbolice wzory (4) i (6) – „przy czym formułę drugą stosuje się, jeżeli cały pomiar składa się z serii ...równoczesnych pomiarów wielkości...powtarzanych w warunkach powtarzalności.”

Zarówno [3], jak i [2] zauważa, że w przypadku silnie nieliniowego równania pomiaru przy obliczaniu estymaty mezurandu **spodobem pierwszym** (*kolumnami*) należy uwzględnić drugie pochodne wielkości wyjściowej po wielkościach wejściowych. Oznacza to, że do wartości estymaty y' wg (4) należy wprowadzić poprawkę, która sformułowana w zgodzie z [3] – wzór (H.10) i [2], ale zapisana w symbolice tego artykułu ma postać:

$$py = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \frac{\partial^2 f}{\partial x^i \partial x^j} \cdot u(xi, xj), \quad (7)$$

przy czym $u(xi, xj)$ oznacza estymatę kowariancji:

$$u(xi, xj) = \frac{1}{K-1} \cdot \sum_{k=1}^K (xi^{(k)} - x'i) \cdot (xj^{(k)} - x'j). \quad (8)$$

Poprawioną estymatę y' wg (4) dalej oznacza się symbolem $y'p$:

$$y'p = y' + py. \quad (9)$$

2.4. Obliczanie estymaty mezurandu – eksperyment symulacyjny

Rozważania przedstawione w poprzednim rozdziale wykazują, że zarówno [3], jak i [2] dla pomiaru pośredniego jednoczesnego **zalecają drugi sposób** obliczeń (*wierszami*), ale czynią to w formie zawikłanej i nie w pełni przekonującej. W miarę wiarygodnego rozstrzygnięcia może dostarczyć eksperyment symulacyjny oparty o trafnie dobrany przykład pomiaru. Niech będzie nim pomiar rezystancji R dwójnika przy prądzie przemiennym, polegający na jednoczesnym pomiarze wartości skutecznej U napięcia na dwójniku, wartości skutecznej I prądu w dwójniku i wartości φ przesunięcia fazowego między napięciem i prądem. Równanie pomiaru ma zatem postać:

$$R = \frac{U}{I} \cdot \cos\varphi = f(U, I, \varphi) = f(x1, x2, x3). \quad (10)$$

Zakłada się, że prawdziwą wartością rezystancji jest $R_r = 100 \Omega$, prawdziwą wartością reaktancji $X_r = 0$, znamionową wartością napięcia $U_n = 10 \text{ V}$.

W tym eksperymencie symulacyjnym pomija się wszelkie efekty systematyczne wywołane niedokładnością przyrządów pomiarowych i pobieraniem energii przez ich obwody wejściowe. Zakłada się natomiast, że efekty losowe wywołują:

- rozrzut mierzonej rezystancji o rozkładzie normalnym z odchyleniem standardowym $\sigma_R = 0,3 \Omega$ (0,3%),

– rozrzut reaktancji (ten rozrzut reaktancji to sztucznie wprowadzone zakłócenie, a w symulacji jest to możliwe) o rozkładzie normalnym z odchyleniem standardowym $\sigma_X = 10 \Omega$ (10% w stosunku do rezystancji),

– rozrzut napięcia zasilającego układ pomiarowy o rozkładzie normalnym z odchyleniem standardowym $\sigma_U = 1 \text{ V}$ (10%).

Symuluje się $M = 10^5$ pomiarów pośrednich jednoczesnych o numerach $m = 1, \dots, 10^5$. Każdy pomiar składa się z $K = 5$ obserwacji o numerach $k = 1, \dots, 5$.

Za pomocą generatora liczb pseudolosowych o rozkładzie normalnym generuje się niezależne macierze o rozmiarze $K \times M = 5 \times 10^5$:

– wartości rezystancji $R_{k,m}$ ($k = 1, \dots, 5$; $m = 1, \dots, 10^5$) o wartości oczekiwanej 100 i odchyleniu standardowym 0,3,

– wartości reaktancji $X_{k,m}$ o wartości oczekiwanej 0 (zero) i odchyleniu standardowym 10,

– wartości napięcia zasilającego układ pomiarowy $U_{k,m}$ o wartości oczekiwanej 10 i odchyleniu standardowym 1.

Oblicza się macierz wartości prądu o elementach $I_{k,m}$ ($k = 1, \dots, 5$; $m = 1, \dots, 10^5$):

$$I_{k,m} = \frac{U_{k,m}}{\sqrt{R_{k,m}^2 + X_{k,m}^2}}. \quad (11)$$

Wartości prądu są więc skorelowane z wartościami napięcia, rezystancji i reaktancji.

Oblicza się macierz wartości przesunięcia fazowego o elementach $\varphi_{k,m}$:

$$\varphi_{k,m} = \arctg \frac{X_{k,m}}{R_{k,m}}. \quad (12)$$

Przesunięcie fazowe jest więc skorelowane z wartościami rezystancji i reaktancji.

Macierze o elementach $U_{k,m}$, $I_{k,m}$, i $\varphi_{k,m}$ traktuje się jako wyniki k -tej obserwacji w m -tym pomiarze pośrednim jednoczesnym, złożonym z K obserwacji.

Sposobem pierwszym (kolumnami) niepoprawioną estymatę rezystancji w m -tym symulowanym pomiarze, zgodnie z (4), oblicza się ze wzoru:

$$R'_m = \frac{U'_m}{I'_m} \cdot \cos \varphi'_m; \quad U'_m = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K U_{k,m}, \quad I'_m = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K I_{k,m}, \quad \varphi'_m = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \varphi_{k,m}. \quad (13)$$

Poprawkę w sposób ogólny wyrażają wzory (7) i (8), a poprawioną estymatę – (9). Wzory (7) i (9) w danym konkretnym przypadku – patrz (10) – przyjmują formę:

$$pR = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 \frac{\partial^2 f}{\partial x^i \partial x^j} \cdot u(x_i, x_j); \quad R' p = R' + pR. \quad (14)$$

Znacznie **prostsze** jest obliczanie **sposobem drugim**. Sprowadza się ono do wykonywania wzorów:

$$R_m'' = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K R_{k,m} ; \quad R_{k,m} = \frac{U_{k,m}}{I_{k,m}} \cdot \cos \varphi_{k,m} . \quad (15)$$

Wyniki symulacji w odniesieniu do estymat przedstawia tabela 3.

Tabela 3. Wartości liczbowe estymat rezystancji w eksperymencie symulacyjnym, obejmującym $M = 10^5$ pomiarów złożonych z $K = 5$ obserwacji

Sposób obliczeń	Wartość minimalna	Wartość średnia	Wartość maksymalna
pierwszy; estymata niepoprawiona R'	99,456	100,394	102,769
pierwszy; estymata poprawiona $R'p$	99,427	100,002	100,591
drugi; estymata R''	99,427	100,000	100,584

Wniosek jest oczywisty. **Sposób drugi**, nie dość, że prostszy obliczeniowo, **daje** bardziej **poprawną wartość estymaty**: z 10^5 pomiarów otrzymano wartość średnią $100,000 \Omega$, praktycznie biorąc równą założonej wartości prawdziwej $R_r = 100 \Omega$. Za-uważmy, że wartość średnia estymaty powinna dążyć do wartości prawdziwej przy liczności M próby w eksperymencie symulacyjnym dążącej do nieskończoności.

3. Pomiar pośredni jednoczesny – obliczenia związane z niepewnością typu A

3.1. Obliczanie odchylenia empirycznego – zasady i eksperyment symulacyjny

Rozważania oparto tutaj o przykład pomiaru przyjętego za podstawę eksperymentu symulacyjnego. I tak w m -tym pomiarze odchylenie empiryczne estymaty R' , obliczanej **sposobem pierwszym** (kolumnami) wyraża się wzorem:

$$s_m(R') = \sqrt{\left[\frac{\partial R'}{\partial U'} s_m(U') \right]^2 + \left[\frac{\partial R'}{\partial I'} s_m(I') \right]^2 + \left[\frac{\partial R'}{\partial \varphi'} s_m(\varphi') \right]^2 + 2 \frac{\partial R'}{\partial U'} \frac{\partial R'}{\partial I'} u_m(U, I) + 2 \frac{\partial R'}{\partial I'} \frac{\partial R'}{\partial \varphi'} u_m(I, \varphi) + 2 \frac{\partial R'}{\partial \varphi'} \frac{\partial R'}{\partial U'} u_m(\varphi, U)} \quad (16)$$

zawierającym pochodne cząstkowe estymaty R' wartości wyjściowej po estymatach U' , I' i φ' wartości wejściowych, odchylenia empiryczne wartości wejściowych:

$$s_m(x') = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K (x_{k,m} - x'_m)^2}{K \cdot (K-1)}} \quad \text{przy czym } x = \begin{cases} U \\ \text{lub } I \\ \text{lub } \varphi \end{cases} \quad (17)$$

oraz empiryczne estymaty kowariancji (8):

$$\begin{aligned} u_m(U, I) &= \frac{1}{K-1} \cdot \sum_{k=1}^K (U_{k,m} - U'_m) \cdot (I_{k,m} - I'_m), \\ u_m(I, \varphi) &= \frac{1}{K-1} \cdot \sum_{k=1}^K (I_{k,m} - I'_m) \cdot (\varphi_{k,m} - \varphi'_m), \\ u_m(\varphi, U) &= \frac{1}{K-1} \cdot \sum_{k=1}^K (\varphi_{k,m} - \varphi'_m) \cdot (U_{k,m} - U'_m). \end{aligned} \quad (18)$$

W przeciwieństwie do tak złożonej procedury obliczania odchylenia empirycznego estymaty R' , obliczanej sposobem pierwszym, obliczanie odchylenia empirycznego estymaty R'' obliczanej **sposobem drugim** (wierszami) sprowadza się do wykorzystania wzoru:

$$s_m(R'') = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K (R_{k,m} - R''_m)^2}{K \cdot (K-1)}}. \quad (19)$$

Wyniki symulacji w odniesieniu do odchyżeń empirycznych przedstawia tabela 4.

Tabela 4. Wartości liczbowe odchyżeń empirycznych estymat rezystancji w eksperymencie symulacyjnym, obejmującym $M = 10^5$ pomiarów złożonych z $K = 5$ obserwacji

Sposób obliczeń	Wartość minimalna	Wartość średniokwadratowa	Wartość maksymalna
pierwszy; $s_m(R')$	0,013	0,277	1,729
drugi; $s_m(R'')$	0,007	0,134	0,383

Prostszy obliczeniowo **sposób drugi daje bardziej poprawną wartość średniokwadratową odchylenia empirycznego**: przy nieskończonej liczności ($M \rightarrow \infty$) próby w eksperymencie symulacyjnym powinno być $\sigma_R / \sqrt{K} = 0,3 \Omega / \sqrt{5} \approx 0,134 \Omega$.

3.2. Eksperyment symulacyjny – testy prawdopodobieństwa

Weryfikacji sposobów obliczania estymaty mezurandu i odchylenia empirycznego mogą służyć dwa testy związane z prawdopodobieństwem:

I. Test zgodności prawdopodobieństwa tego, że błąd przypadkowy Δ estymaty mierzandru ($\Delta = \text{estymata} - \text{wartość prawdziwa}$, znana w eksperymencie symulacyjnym!) mieści się w przedziale niepewności określonym jako iloczyn zmiennej t -Studenta i odchylenia empirycznego przy założonym poziomie ufności p i danej liczbie stopni swobody $K - 1$. W symulacji można wyznaczyć prawdopodobieństwo empiryczne P_E jako iloraz liczby zdarzeń sprzyjających do liczby M :

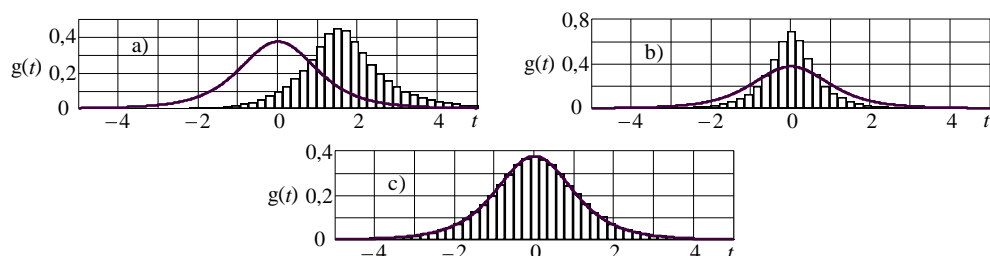
$$P_E \{ |\text{estymata} - R_r| \leq t(p, K - 1) \cdot s(\text{estymata}) \} = \\ = \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M \begin{cases} 1 & \text{gdy } |\text{estymata} - R_r| \leq t(p, K - 1) \cdot s(\text{estymata}) \\ 0 & \text{gdy przeciwnie} \end{cases} \quad (20)$$

II. Test zgodności histogramu empirycznej zmiennej Studenta $t = \Delta/s(\text{estymata})$ ze statystyką (rozkładem) t -Studenta o danej liczbie $K - 1$ stopni swobody.

Wyniki testu I. zestawiono w tabeli 5, a wyniki testu II. Na rys. 1.

Tabela 5. Prawdopodobieństwa P_E wg (20) w eksperymencie symulacyjnym, obejmującym $M = 10^5$ pomiarów złożonych z $K = 5$ obserwacji

Sposób obliczeń	$p = 90\%$	$p = 95\%$	$p = 99\%$
pierwszy; estymata niepoprawiona R'	70,6%	85,2%	97,4%
pierwszy; estymata poprawiona $R'p$	96,7%	98,5%	99,7%
drugi; estymata R''	90,0%	95,0%	99,0%



Rys. 1. Histogramy gęstości prawdopodobieństwa $g(t)$ empirycznej zmiennej t -Studenta na tle wykresu statystyki Studenta dla danej liczby 4 stopni swobody i dla estymat obliczonych: a) – **sposobem pierwszym** (kolumnami) bez poprawki, b) – **sposobem pierwszym** z poprawką, c) – **sposobem drugim** (wierszami)

3.3. Eksperyment symulacyjny – wnioski

Wyniki eksperymentu symulacyjnego są jednoznaczne: obliczanie sposobem pierwszym jest pod każdym względem gorsze, niż obliczanie sposobem drugim. Jako sposób opracowywania pomiaru pośredniego jednoczesnego **powinno być zalecane** tylko **obliczanie sposobem drugim** (wierszami), bo ma ono następujące zalety:

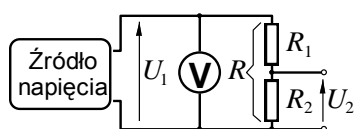
- 1) Daje bardziej wiarygodną wartość estymaty miarand – patrz tabela 3.
- 2) Daje poprawną wartość odchylenia empirycznego miarand – patrz tabela 4.
- 3) Daje poprawną wartość prawdopodobieństwa tego, że błąd miarand mieści się w przedziale niepewności rozszerzonej – patrz tabela 5.
- 4) Daje prostotę obliczeń estymaty miarand – wzory (15) zamiast (13) i (14).
- 5) Daje prostotę obliczeń odchylenia empirycznego miarand – wzór (19) zamiast wzorów (16), (17) i (18).

Na szczególne podkreślenie zasługuje to, że w odniesieniu do obliczeń estymaty i odchylenia empirycznego miarand **sposób drugi** niejako samoczynnie **usuwa problemy związane z korelacjami między zmiennymi wejściowymi**.

4. Pomiar pośredni jednoczesny – obliczenia związane z niepewnością typu B

4.1. Problem korelacji zmiennych wejściowych

W obliczeniach związanych z niepewnością typu A omińcie problemu korelacji zmiennych wejściowych następuje, jak to wykazano w punktach 2. i 3., dzięki zastosowaniu odpowiedniego sposobu obliczeń – sposobu drugiego (*wierszami*). Natomiast przy obliczeniach związanych z niepewnością typu B korelacji unika się poprzez odpowiedni dobór zmiennych wejściowych. Jest to zagadnienie, którego w miarę wyczerpujące przedstawienie wymagałoby obszerniejszego opracowania. Tutaj ograniczono się do „klasycznego” przykładu pomiaru za pomocą dzielnika napięcia.



Rys. 2. Pomiar napięcia U_2 poprzez pomiar napięcia U_1 i stosunek rezystancji

W układzie pokazanym na rys. 2. napięcie U_2 wyznacza się z pomiaru napięcia U_1 i wartości rezystancji w dzielniku napięcia. Zmiennymi wejściowymi są: napięcie U_1 i odpowiednie dwie rezystancje. Napięcie U_1 jest niezależną zmienną wejściową, natomiast wybór rezystancji w taki sposób, by były niezależne, wymaga wiedzy o sposobie adiustacji rezystorów. Występują tu dwie możliwości:

- 1) niezależna adiustacja rezystancji R_1 i R_2 ,
- 2) adiustacja rezystancji R_2 , a następnie – R .

W pierwszym przypadku niezależnymi wielkościami wejściowymi są: napięcie U_1 oraz rezystancje R_1 i R_2 , a równanie pomiaru ma postać:

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} . \quad (21)$$

W przypadku drugim niezależnymi wielkościami wejściowymi są: napięcie U_1 oraz rezystancje R_2 i R i równanie pomiaru ma postać:

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{R_2}{R}. \quad (22)$$

4.2. Symulacja Monte Carlo w obliczeniach niepewności typu B

Obliczenia opierają się o równanie pomiaru (2). Wartości wejściowe x_n randomizuje się przypisując im cechy statystyczne określone na podstawie wiedzy i doświadczenia metrologa.

W obliczeniach symulacyjnych Monte Carlo dogodnie jest posługiwać się pojęciem błędu.

Niepewność typu B związana jest z błędami wywołanymi nieznanymi czynnikami systematycznymi. Można je zdefiniować następująco:

- błąd n -tej wielkości wejściowej x_n :

$$\Delta_{\mathbf{B}} x_n \stackrel{\text{def}}{=} x_n - x_{n_r}, \quad (23)$$

- błąd wielkości wyjściowej y :

$$\Delta_{\mathbf{B}} y \stackrel{\text{def}}{=} y - y_r, \quad (24)$$

przy czym symbole x_{n_r} i y_r oznaczają hipotetyczne wartości prawdziwe n -tej wielkości wejściowej x_n i wielkości wyjściowej y odpowiednio.

Symulacja (naśladowanie) efektów typu B polega na:

1. generowaniu M -elementowych (np. $M = 10^6$) wektorów liczb pseudolosowych, naśladowujących losowy rozrzut błędów $\Delta_{\mathbf{B}} x_n$:

$$\Delta_{\mathbf{B}} \mathbf{x}_n = [\Delta_{\mathbf{B}} x_{n_1} \dots \Delta_{\mathbf{B}} x_{n_m} \dots \Delta_{\mathbf{B}} x_{n_M}]^T; \quad n = 1, \dots, N, \quad (25)$$

2. obliczaniu M -elementowego wektora liczb pseudolosowych, naśladowujących losowy rozrzut błędów $\Delta_{\mathbf{B}} y$:

$$\Delta_{\mathbf{B}} \mathbf{y} = [\Delta_{\mathbf{B}} y_1 \dots \Delta_{\mathbf{B}} y_m \dots \Delta_{\mathbf{B}} y_M]^T, \quad (26)$$

którego elementy $\Delta_{\mathbf{B}} y_m$ ($m = 1, \dots, M$), zgodnie z (24), określone są wzorem:

$$\Delta_B y_m \stackrel{\text{def}}{=} y_m - y_r = f(x1_m, \dots, xn_m, \dots, xN_m) - f(x1_r, \dots, xn_r, \dots, xN_r). \quad (27)$$

Z definicji (23) wynika:

$$xn_m = xn_r + \Delta_B xn_m \quad (28)$$

i wzór (27) przyjmuje formę:

$$\Delta_B y_m \stackrel{\text{def}}{=} y_m - y_r = f(x1_r + \Delta_B x1_m, \dots, xn_r + \Delta_B xn_m, \dots, xN_r + \Delta_B xN_m) - f(x1_r, \dots, xn_r, \dots, xN_r). \quad (29)$$

Wzór ten jest nieprzydatny do obliczeń, bo nieznane są wartości xn_r (wartości prawdziwe). **Intuicja podpowiada**, że do obliczania błędów $\Delta_B y_m$ wartości xn_r można zastąpić estymatami $x'n$ (patrz tabela 1.) z niewielką szkodą dla dokładności obliczeń:

$$\Delta_B y_m \approx f(x'1 + \Delta_B x1_m, \dots, x'n + \Delta_B xn_m, \dots, x'N + \Delta_B xN_m) - f(x'1, \dots, x'n, \dots, x'N). \quad (30)$$

To ostatnie równanie przy symulacji Monte Carlo służy do obliczania elementów wektora (26). Gdy równanie pomiaru (2) jest słabo nieliniowe wzór (30) przyjmuje znaną formę „prawa propagacji błędów”:

$$\Delta_B y_m \approx \left. \frac{\partial f}{\partial x1} \right|_{x'1 \dots x'N} \cdot \Delta x1_m + \dots + \left. \frac{\partial f}{\partial xn} \right|_{x'1 \dots x'N} \cdot \Delta xn_m + \dots + \left. \frac{\partial f}{\partial xN} \right|_{x'1 \dots x'N} \cdot \Delta xN_m, \quad (31)$$

a gdy jest liniowe:

$$y = a1 \cdot x1 + \dots + an \cdot xn + \dots + aN \cdot xN \quad (32)$$

przybiera formę dokładną:

$$\Delta_B y_m = a1 \cdot \Delta x1_m + \dots + an \cdot \Delta xn_m + \dots + aN \cdot \Delta xN_m. \quad (33)$$

Porównanie równania (29) – dokładnego, lecz nieprzydatnego do obliczeń – z równaniem (30) – przybliżonym, lecz przydatnym – prowadzi do ważnego wniosku: **Dokładność analizy dokładności pomiaru jest tym wyższa**, im bliższe wartościom prawdziwym są estymaty, czyli – **im dokładniejszy jest pomiar!**

5. Pomiar pośredni jednoczesny – obliczenia związane z niepewnością rozszerzoną

5.1. Symulacja Monte Carlo w obliczeniach niepewności złożonej

Podstawę obliczeń stanowi wektor symulowanych błędów całkowitych pomiaru. Składa się na niego M -elementowy wektor $\Delta_{\mathbf{B}}\mathbf{y}$ (26) oraz M -elementowy wektor $\Delta_{\mathbf{A}}\mathbf{y}$, który można wygenerować za pomocą generatora liczb pseudolosowych o rozkładzie Studenta z liczbą stopni swobody $K - 1$ i odchyleniem empirycznym:

$$s(y'') = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K (y_k - y'')^2}{K \cdot (K - 1)}}. \quad (34)$$

Wzór (34) dotyczy **konkretnego, wykonanego pomiaru** o K obserwacjach.

Suma tak wygenerowanego wektora:

$$\Delta_{\mathbf{A}}\mathbf{y} = [\Delta_{\mathbf{A}}y_1 \dots \Delta_{\mathbf{A}}y_m \dots \Delta_{\mathbf{A}}y_M]^T \quad (35)$$

i wektora (26):

$$\Delta\mathbf{y} = \Delta_{\mathbf{A}}\mathbf{y} + \Delta_{\mathbf{B}}\mathbf{y} \quad (36)$$

stanowi wektor symulowanych wartości błędów pomiaru:

$$\Delta\mathbf{y} = [\Delta y_1 \dots \Delta y_m \dots \Delta y_M]^T, \quad (37)$$

który pozwala obliczyć niepewność rozszerzoną pomiaru (lub ogólniej – granice przedziału ufności) metodą zalecaną przez [1].

5.2. Obliczanie granic przedziału ufności metodą Monte Carlo

Przedstawia się tutaj pokrótce metodę obliczeń granic przedziału ufności (a w szczególności – niepewności rozszerzonej), opartą o metodę Monte Carlo [1].

Punktem wyjścia jest utworzenie aproksymaty funkcji odwrotnej dystrybuanty rozkładu prawdopodobieństwa błędu Δy_m ($m = 1, \dots, M$) wg (37). W tym artykule przyjęto następującą symbolikę tej aproksymaty:

$$\Delta y = \text{FOD}(\psi), \quad (38)$$

przy czym ψ jest prawdopodobieństwem skumulowanym.

Na podstawie symulacji Monte Carlo wyznacza się funkcję (38) w M punktach. Pierwszą operacją jest porządkowanie (sortowanie) elementów wektora (37) w kolejności rosnącej i utworzenie w ten sposób wektora sortowanego:

$$\Delta y_s = \text{sort}[\Delta y_1 \dots \Delta y_m \dots \Delta y_M]^T = [\Delta y_{s_1} \dots \Delta y_{s_m} \dots \Delta y_{s_M}]^T. \quad (39)$$

Element Δy_{s_m} tego wektora stanowi rzędną m -tego punktu wykresu funkcji (38). Odpowiednią odciętą oblicza się natomiast ze wzoru:

$$\psi_m = \frac{1}{M} \cdot \left(m - \frac{1}{2} \right). \quad (40)$$

Do obliczeń przedziału ufności potrzebna jest funkcja (38) w postaci ciągłej. Wystarczająca jest aproksymata odcinkowo-liniowa, którą łatwo utworzyć np. za pomocą aplikacji **Mathcad**. Poglądowy przykład konstruowania aproksymat funkcji (38) w postaci punktowej oraz w postaci odcinkowo-liniowej pokazano na rys. 3.

a) Tekst programu

Deklarowanie liczby M i zmiennej m :

$M := 30 \quad m := 0 .. M-1$

Generowanie wektora błędów Δy :

$\Delta y := \text{rnorm}(M, 0, 1)$

Sortowanie wektora błędów Δy : $\Delta y_s := \text{sort}(\Delta y)$

Tworzenie wektora

prawdopodobieństwa skumulowanego: $\psi_m := \frac{1}{M} \cdot \left(m + \frac{1}{2} \right)$

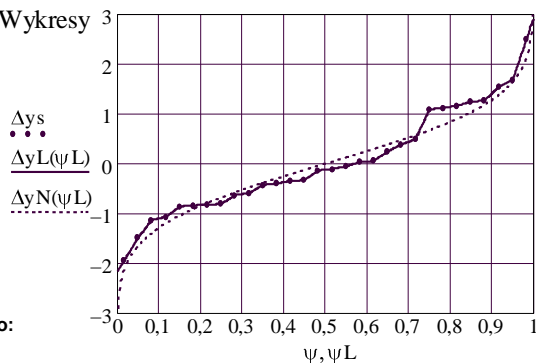
Aproksymacja odcinkowo-liniowa:

$\Delta y_L(\psi L) := \text{linterp}(\psi, \Delta y_s, \psi L)$

Funkcja odwrotna dystrybuanty rozkładu normalnego:

$\Delta y_N(\psi L) := \text{qnorm}(\psi L, 0, 1)$

b) Wykresy



Rys. 3. Poglądowy przykład wykresów funkcji (38), utworzony za pomocą aplikacji **Mathcad**:

a) – tekst programu, b) – wykresy. Założono normalny rozkład błędu Δy

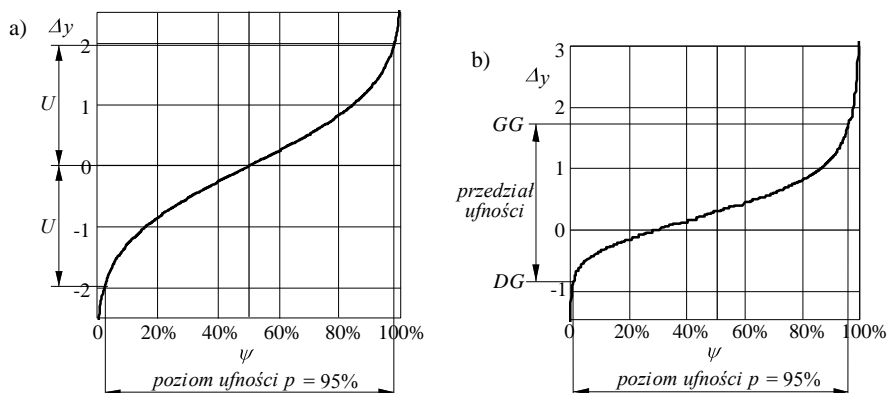
Dla czytelności wykresów wygenerowano zaledwie 30-elementowy wektor Δy . Pokazano też dokładny wykres funkcji odwrotnej dystrybuanty rozkładu normalnego. Aproksymaty zbliżają się do wykresu dokładnego wraz ze wzrostem liczby M .

Gdy rozkład błędu Δy jest symetryczny, to funkcja odwrotna dystrybuanty (FOD) pozwala wyznaczyć niepewność rozszerzoną U , jak to pokazuje rys. 4a. Wartość U można obliczyć ze wzoru:

$$U = \text{FOD}\left(\frac{1+p}{2}\right) = -\text{FOD}\left(\frac{1-p}{2}\right), \quad (41)$$

przy czym p jest poziomem ufności, dla którego często przyjmuje się wartość 95%.

Przy asymetrycznym rozkładzie błędu Δy , który pojawia się zazwyczaj w przypadkach nieliniowego równania pomiaru (2), FOD pozwala wyznaczyć granice przedziału ufności: dolną DG i górną GG , jak pokazuje rys. 4b.



Rys. 4. Ilustracja sposobu wyznaczania: a) – niepewności rozszerzonej U w przypadku symetrycznego rozkładu błędu Δy i b) – przedziału ufności w przypadku niesymetrycznego rozkładu błędu Δy

Określenie granic DG i GG przedziału ufności nie jest jednoznaczne. *Supplement* [1] postuluje, aby określać je z zachowaniem dodatkowo warunku minimalizacji przedziału ufności. Mówiąc obrazowo, odcinek o długości p należy przesuwając wzdłuż osi odciętych w taki sposób, by długość odcinka *przedział ufności* na osi rzędnych była jak najmniejsza. Numeryczne rozwiązanie tak postawionego zadania nie jest trudne – tutaj pominie się zatem jego omawianie.

6. Inne rodzaje pomiarów

Pomiar bezpośredni można uważać za przypadek szczególny pomiaru pośredniego jednoczesnego – taki, w którym występuje tylko jedna wielkość wejściowa.

Można też wyróżnić pomiar jednokrotny – zawierający tylko jedną obserwację. Nie daje on informacji do oceny niepewności typu A.

Można wreszcie wyróżnić pomiar pośredni niejednoczesny. Wartości wielkości wejściowych w równaniu pomiaru (2) pochodzą wówczas z oddzielnych, niezależnych pomiarów, które powinny, każdy z osobna, podlegać procedurze oceny złożonej niepewności standardowej i niepewności rozszerzonej, bądź też – ogólniej biorąc –

procedurze oceny przedziału ufności. Ocenione w ten sposób przedziały ufności wielkości wejściowych wchodzą do analizy przedziału ufności danego pomiaru pośredniego niejednoczesnego jako elementy niepewności typu B.

Szersze omówienie poruszonych tu zagadnień wychodzi poza ramy tego artykułu.

7. Podsumowanie

Wydaje się, że pomiar pośredni jednoczesny jest podstawowym pomiarem laboratoryjnym. Poddaje się on pełnej analizie dokładności – tym bardziej wiarygodnej, im wyższa jest dokładność pomiaru.

Zauważmy, że część oceny dokładności związana z rozrzutem zaobserwowanych wartości wielkości wejściowych, ma charakter wybitnie losowy – mimo zachowania warunków powtarzalności obserwuje się znaczny rozrzut wartości odchylenia empirycznego, czyli niepewności standardowej typu A. Odchylenie empiryczne podlega bowiem rozkładowi chi-kwadrat, który ma długi „ogon”. Ilustruje to tabela 4, w której stosunek największych do najmniejszych wartości odchylenia empirycznego jest rzędu 10^2 mimo, że są to wartości uzyskane w eksperymencie symulacyjnym, w którym warunki powtarzalności zachowane są w sposób absolutny. Rozrzut wartości odchylenia standardowego maleje ze wzrostem liczby stopni swobody $K - 1$, czyli ze wzrostem liczby obserwacji K . Ta jednak nie może być nadmierna, bo z jej wzrostem rośnie czas i koszt pomiaru. Stara szkoła mierzenia nakazywała tworzyć takie warunki pomiaru, by wpływy losowe były mało znaczące.

Intencją tego artykułu jest wykazanie, że procedurę fizyczną pomiaru należy zorganizować w taki sposób, by procedura obliczeniowa nie była nadmiernie złożona, bowiem jej złożoność sprzyja błędom grubym, które dyskwalifikują wynik pomiaru.

I na zakończenie: **warunkiem poprawności pomiaru i wiarygodności analizy jego dokładności jest wnikliwa analiza procedur danego, konkretnego pomiaru.**

Literatura

- [1] *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement. Supplement 1. Numerical Methods for the Propagation of Distributions*, Joint Committee for Guides in Metrology, 2004.
- [2] JAWORSKI J.M., *Niedokładność, błąd, niepewność*, dodatek do [3].
- [3] *Wyrażanie niepewności pomiaru. Przewodnik*, Główny Urząd Miar, 1999.

Halina PODBIELSKA*

METROLOGIA W INŻYNIERII BIOMEDYCZNEJ DROGĄ DO MEDYCYNY OPARTEJ NA PRZEWIDYWANIU, ZAPOBIEGANIU I SPERSONALIZOWANYM PODEJŚCIU DO PACJENTA

1. Wstęp

Rozwój technologiczny powoduje, że do medycyny wkraczają nowe technologie. Pojawiają się nowe metody leczenia, nowe techniki diagnostyczne, a istniejące aparaty są ulepszane i wyposażane w nowe systemy.

Bardzo ważną sprawą staje się dobór odpowiednich metod diagnostycznych i parametrów terapeutycznych ukierunkowanych na potrzeby danego pacjenta, a nie podejście, które ukierunkowane jest tylko na dane schorzenie, z pominięciem osoby pacjenta jako podmiotu działań medycznych. Wiele osób, w tym lekarzy, a także instytucji zdaje się już zauważać ten problem. Należy bowiem leczyć pacjenta, a nie chorobę.

Nie dziwią więc w tym kontekście różne inicjatywy społeczne, jak na przykład zapoczątkowana przez Gazetę Wyborczą akcja *Rodzić po ludzku* lub ostatnio *Leczyć po ludzku* [9]. Upowszechnianiem idei praw pacjenta i wspieraniem działań mających na celu ich egzekwowanie w naszym kraju zajmuje się między innymi fundacja powstała w 2004 r. z inicjatywy księdza Arkadiusza Nowaka, a mianowicie Instytut Praw Pacjenta i Edukacji Zdrowotnej [10]. Wszelkie te działania są bardzo ważne, w szczególności, mając na uwadze opinie na temat służby zdrowia w naszym kraju.

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: halina.podbielska@pwr.wroc.pl

Z badań przeprowadzonych przez CBOS (Centrum Badania Opinii Publicznej), wynika, że ponad 60% ankietowanych nie wyraża pozytywnej opinii o systemie opieki zdrowotnej [11].

Inicjatywy takie wspierane są też na forum europejskim. W 2008 roku powstało Europejskie Stowarzyszenie na Rzecz Medycyny Opartej na Przewidywaniu, Prewencji i Spersonalizowanym Podejściu do Pacjenta – EPMA (European Association for Predictive, Preventive and Personalised Medicine), którego misją jest właśnie zwrócenie uwagi na ten aspekt [2]. Jako koordynator tych działań na płaszczyźnie europejskiej EPMA realizuje między innymi takie cele, jak wspieranie inwestycji w tworzenie nowych technologii, tworzenie nieinwazyjnych lub minimalnie inwazyjnych narzędzi i technik diagnostycznych, organizacja procedury wymiany i transferu wiedzy pomiędzy jednostkami badawczymi w dziedzinie biomedycyny a przemysłem celem produkcji zaawansowanych narzędzi diagnostycznych, zapewnienie jakości poprzez wprowadzenie międzynarodowych standardów w zakresie narzędzi technologicznych, urządzeń, patentów i licencji, edukacja w zakresie zastosowań biotechnologicznych rozwiązań *high-tech* w medycynie, poprawne uwarunkowania polityczne w ochronie zdrowia: wprowadzenie obowiązkowych norm i jasnych regulacji ubezpieczeń zdrowotnych zapewniających zaspokojenie potrzeb pacjenta, opracowanie środków zapewniających ochronę danych o pacjencie, rozpowszechniania odnośnych informacji wśród personelu i użytkowników.

W 2010 roku powstało nowe czasopismo EPMA Journal, które będzie stanowić forum wymiany poglądów i doświadczeń w tej dziedzinie [3]. Ukazała się pierwsza książka [7], a w 2011 roku odbędzie się pierwszy światowy kongres, na którym naukowcy, lekarze, prawnicy i przedstawiciele przemysłu będą dyskutować, jak wdrożyć w praktyce opisane wyżej cele [4].

Spersonalizowane i oparte na przewidywaniu podejście do pacjenta powinno dotyczyć wszystkich metod diagnostycznych i terapeutycznych. Niezmiernie ważne są więc wszelkie działania, które wpłyną na zmianę obecnego stanu służby zdrowia. Badania naukowe, w tym udoskonalanie narzędzi metrologicznych, są nieodzowne, aby człowiek stał się podmiotem procedur medycznych, a nie przedmiotem.

2. Medycyna oparta na przewidywaniu, zapobieganiu i spersonalizowanym podejściu do pacjenta

2.1. Przewidywanie w medycynie

Medycyna oparta na przewidywaniu dotyczy osób zdrowych, u których stwierdzono pewne czynniki ryzyka zachorowania na daną chorobę lub też osób, w przypadku których wczesna diagnoza i wdrożona terapia pozwolą na poprawne funkcjonowanie.

Celem podjętych działań ma być więc niedopuszczenie do zachorowania lub szybkie wykrycie choroby w jak najwcześniejszym stadium.

Wiadomo, że niektóre choroby są dziedziczne, tak samo, jak i możliwość zachorowania jest uwarunkowana dziedzicznie. Pojawienie się np. czerniaka u członka rodziny na pewno sprzyja podjęciu decyzji o częstszych badaniach dermatologicznych danego pacjenta. To samo dotyczy osób, których bliscy chorują na cukrzycę. Takie osoby powinny częściej badać poziom cukru. Jeżeli u krewnych występują choroby serca, zalecane są częstsze badania EKG. Celem medycyny opartej na przewidywaniu jest zatem określenie możliwości zachorowania na daną chorobę, żeby zarówno pacjent, jak i lekarz mieli wpływ na kształtowanie się stylu życia pacjenta, a także zaplanowali odpowiednie badania diagnostyczne.

Duże znaczenie mogą mieć testy genetyczne [5]. Rutynowe badania nowonarodzonych dzieci pomagają wykryć niektóre choroby metaboliczne, jak np. fenyloketonuria, co może zapewnić dziecku normalny rozwój pod warunkiem przestrzegania odpowiedniej diety. Testy genetyczne mogą też potwierdzić, czy dana osoba jest nosicielem jakiejś mutacji i czy jest w większym stopniu zagrożona wystąpieniem choroby nowotworowej (np. rak prostaty, rak jajnika, rak piersi).

Trzeba jednakże pamiętać, że wynik testu nie przesądza o chorobie [22], dlatego też działania prognostyczne w medycynie (np. testy genetyczne i ich zastosowanie) muszą być kontrolowane przez odpowiednie instytucje. Diagnostyka tego typu powinna być prowadzona w odpowiednich warunkach, specjalista powinien też zwracać uwagę na choroby towarzyszące, jak i tryb życia danej osoby, a badana osoba powinna być poinformowana o ewentualnych implikacjach przeprowadzonego testu. Przede wszystkim zaś informacja genetyczna musi być odpowiednio przechowywana z zagwarantowaniem ochrony danych osobowych.

Przewidywanie ryzyka pojawienia się danej choroby czy też bardzo wczesna diagnoza mogą być dokonane nie tylko na podstawie testów genetycznych, ale np. badań diagnostycznych z wykorzystaniem analizy sygnałów. Badanie EEG u niemowląt pomaga wykryć takie stany, jak uszkodzenie słuchu, zaburzenia neurologiczne czy padaczka. Wczesne wykrycie jaskry zapobiega uszkodzeniu wzroku.

2.2. Zagadnienia prewencji

Współczesna medycyna powinna być nastawiona nie tylko na diagnostykę i terapię, ale przede wszystkim na zapobieganie chorobom i działania prozdrowotne. Stan zdrowia danego człowieka zależy od wielu czynników społecznych, ekonomicznych i środowiskowych. Zapobieganie chorobom, prewencja (*preventive medicine*) jest innym działaniem niż terapia medyczna czy medycyna paliatywna. Celem prewencji jest niedopuszczenie do powstania choroby. Niewątpliwie ideałem byłoby osiągnięcie takiej prewencji, która by całkowicie zapobiegała chorobom i ograniczała konieczność terapii [6]. Jak wiadomo, jest to niemożliwe, ale możemy podjąć działania, aby

minimalizować skutki wielu chorób. Powinniśmy na przykład dążyć do tego, aby każdy miał zapewniony taki sam dostęp do żywności, pracy, mieszkania, wykształcenia i innych czynników pozytywnie wpływających na zdrowie.

Zapobieganie jest w pewnym sensie związane z promocją zdrowia i propagowaniem zachowań prozdrowotnych. Możemy wyróżnić 3 etapy prewencji: prewencję pierwotną, prewencję wtórną i prewencję późną. Ta pierwsza ukierunkowana jest na zdrową populację, druga dotyczy grup ryzyka, a ostatnia związana jest z rehabilitacją i zapobieganiem nawrotowi choroby. Istnieje cały arsenał środków, które pomagają realizować cele prewencji; m.in. są to szczepienia ochronne, szczepienia pacjentów z grup ryzyka, badania przesiewowe, badania kontrolne, badania kontrolne grup pracowniczych, narodowe i lokalne programy prewencji etc.

2.3. Diagnostyka i terapia oparte na zindywidualizowanym podejściu do pacjenta

Wielu lekarzy i pacjentów zdaje sobie sprawę, że przyszłość medycyny to spersonalizowane podejście do pacjenta. Na razie w większości stosowanych terapii dawkę leku czy innego bodźca leczniczego dobiera się do choroby, czyli praktycznie u wszystkich osób z danym schorzeniem stosuje się tę samą metodę leczenia. Stąd biorą się standardy i standardowe dawki stosowane w leczeniu. Przyszłość ma jednak dobieranie środka leczniczego do pacjenta, a nie do choroby. Każdy chory jest inny i nie ma jednej uniwersalnej metody terapii.

Już dziś wiadomo, że uwarunkowania genetyczne powodują, że nie wszystkie terapie tak samo działają u wszystkich chorych. Zajmuje się tym farmakogenetyka, rozwijająca się obecnie dziedzina, zajmująca się badaniem metabolizmu danego leku u różnych osobników. Terapie celowane, celowane nośniki leków czy zastosowania nanotechnologii w terapii i diagnostyce mogą zapewnić indywidualne leczenie według wymagań danego pacjenta. Ta multidyscyplinarna dziedzina rozwija się obecnie bardzo intensywnie, a badania wspierane są przez wiele instytucji, między innymi przez komisję Europejską i Narodowe Instytuty Zdrowia NIH w Stanach Zjednoczonych. W maju 2010 roku opublikowano kilkunastostronicowy raport na temat spersonalizowanej medycyny, gdzie poruszane są wszystkie aspekty, m.in. zagadnienia diagnostyki molekularnej, farmakogenetyki i farmakoproteomiki, a także ekonomiczne [15]. Raport w wersji elektronicznej kosztuje 4000 dolarów!

3. Przykładowe zagadnienia metrologiczne inżynierii biomedycznej

Niezwykle ważne z punktu widzenia medycyny opartej na przewidywaniu, prewencji i zindywidualizowanym podejściu do pacjenta, są dokładne pomiary. Metrologia może dotyczyć wielu zagadnień związanych z nowym podejściem do procesu le-

czenia i prewencji; niektóre z nich wyspecyfikowano w tabeli 1. Dalej omówione zostaną wybrane aspekty dotyczące zastosowania metrologii w biomedycynie.

Tab. 1. Elementy medycyny opartej na przewidywaniu, prewencji i indywidualizowanym podejściu do pacjenta. Grubszymi literami zaznaczono zagadnienia metrologiczne

Przewidywanie chorób, wczesna diagnostyka	Zapobieganie chorobom, promocja zdrowia	Spersonalizowana diagnostyka i terapia
<ul style="list-style-type: none"> •Badania noworodków •Testy diagnostyczne •Informatyka medyczna •Badania prenatalne •Badania genetyczne •Badania molekularne •Badania białek, proteomika •Badania biomarkerów •Badania fizjologiczne 	<ul style="list-style-type: none"> •Elementy promocji: media, internet, filmy i animacje edukacyjne •Zdalna diagnostyka i teleopieka – elementy telemedycyny •Badania przesiewowe – obrazowe, laboratoryjne, funkcjonalne 	<ul style="list-style-type: none"> •Ochrona danych •Rehabilitacja, fizjoterapia •Diagnostyka molekularna •Diagnostyka funkcjonalna •Medycyna fotodynamiczna •Terapie celowane •Celowane nośniki leków •Sztuczne narządy i wspieranie funkcji organizmu

Niezwykle ważne stają się badania białek i ustalenie, jakie białka mogą się pojawić w ludzkim organizmie. Wiele zespołów naukowych zajmuje się takimi badaniami, aby przypisać poszczególnym białkom określone funkcje. Koordynacją tych działań w skali międzynarodowej zajmuje się Organizacja Proteomu Ludzkiego (Human Proteome Organisation) [8]. Jedną z najczęściej stosowanych metod separacji białek w proteomice jest dwuwymiarowa elektroforeza żelowa. Pomiaru tą metodą charakteryzują się wysoką rozdzielczością i separacją, wykorzystując dwie niezależne od siebie cechy białek – punkt izoelektryczny i masę cząsteczkową [19]. Modyfikacją tej metody pomiarowej jest tzw. technika DIGE (*difference gel electrophoresis*), w której próbki są znakowane za pomocą cyjaninowych barwników fluorescencyjnych. Analiza ilościowa w obu przypadkach polega na komputerowej analizie obrazów żeli [20].

Inną dziedziną, w której niezwykle ważne jest zindywidualizowane podejście do diagnostyki i terapii – jest medycyna fotodynamiczna [18]. Oddziaływanie fotodynamiczne polega na wykorzystaniu fotoaktywacji światłem o odpowiedniej długości fali, związku chemicznego nazywanego światło- lub fotouczulaczem. Światłouczulacze wprowadzane są do patologicznej tkanki docelowej, która ma zostać zniszczona. Pod wpływem światła (najczęściej czerwonego) dochodzi do różnych reakcji fotocytotoksycznych, które prowadzą do destrukcji zmiany np. nowotworowej.

Oddziaływanie fotodynamiczne można też wykorzystać w diagnostyce. Zakumulowany w tkance patologicznej fotouczulacz pod wpływem światła o krótszej długości fali (niebieskie, ultrafiolet) emituje przesunięte ku czerwieni promieniowanie o natężeniu proporcjonalnym do natężenia światła padającego oraz do stężenia barwnika w tkance. W przypadku fluorescencji zanik emisji fotonów następuje niemal natychmiast po zaniku czynnika wzbudzającego barwnik. Dlatego też podczas zabiegów diagnostyki fotodynamicznej, oświetlanie tkanek podejrzanych o zmiany chorobowe przeprowadza się nieustannie, aż do momentu identyfikacji wszystkich obszarów patologicznych.

Okazuje się, że zagadnienia dozymetrii w medycynie fotodynamicznej nie są dostatecznie poznane [1]. Nie ma jednoznacznie opracowanych standardów leczenia, nie może więc być mowy o spersonalizowanym leczeniu. Planowanie diagnostyki i terapii powinno uwzględniać następującą strategię:

1. dobór parametrów wiązki światła,
2. dobór dawki światłouczulacza,
3. monitorowanie stężenia światłouczulacza w tkance metodami spektroskopii fluorescencyjnej,
4. monitorowanie stężenia tlenu podczas terapii PDT.

Jak widać zasadniczą rolę odgrywa tutaj metrologia. Zasady dawkowania składowych procesu fotodynamicznego (światło, światłouczulacz, tlen) mają fundamentalne znaczenie w kontrolowaniu i planowaniu leczenia i diagnostyki fotodynamicznej. Należałoby tak prowadzić diagnostykę i kontrolę postępów zabiegu leczniczego, aby uzyskać maksymalny efekt przy minimalnie możliwym dawkowaniu. Jak się okazuje, można eksperymentalnie wykazać, że istnieje minimalne stężenie światłouczulacza, które może być wykryte za pomocą badania fluorescencji [12, 21].

Medycyna fotodynamiczna może być niewątpliwie zaliczona do szeroko rozumianej optyki biomedycznej. Trzeba pamiętać, że optyka biomedyczna, oferując minimalnie inwazyjne badania i minimalnie inwazyjne techniki terapeutyczne, będzie odgrywała coraz większą rolę w medycynie.

Troska o pacjenta powinna iść w parze z nienarażaniem personelu medycznego na zagrożenia. Nowoczesne urządzenia terapeutyczne często wykorzystują pola elektromagnetyczne. Korzystne skutki, które czynniki fizyczne wywołują u pacjentów, nie zawsze przekładają się na bezpieczeństwo pracy personelu obsługującego urządzenia do terapii za pomocą pól elektromagnetycznych. Istnieje niebezpieczeństwo niekontrolowanych skutków ekspozycji pracowników, co może prowadzić do niepożądanych skutków zdrowotnych. Niezmiernie ważne jest więc przestrzeganie wymagań bezpieczeństwa i higieny pracy.

W pracy [13] zaprezentowano wyniki badań poziomu zagrożeń elektromagnetycznych i ekspozycji pracowników przy obsłudze powszechnie wykorzystywanych w placówkach służby zdrowia urządzeń magnetoterapeutycznych. Stwierdzono na przykład, że w otoczeniu głowic elektrod zabiegowych i zasilających je kabli urządzeń Terapuls występują modulowane impulsowo pola magnetyczne i elektryczne o częstotliwości ok. 27 MHz o wartościach natężeń ze strefy niebezpiecznej, strefy zagrożenia i strefy pośredniej dla ekspozycji całego ciała. Badając aplikatory stosowane w magnetoterapii, autorzy pracy [13] stwierdzili także, że w otoczeniu aplikatorów występują pola magnetyczne małej częstotliwości o wartościach indukcji ze strefy pośredniej, zagrożenia i niebezpiecznej (aplikatory 25 i 35 cm). W związku z tym, w pobliżu urządzeń nie powinny przebywać osoby ze stymulatorami serca. Wskazano ponadto, że po włączeniu urządzenia w czasie trwania zabiegu pracownik powinien znajdować się w miejscu, w którym występuje strefa bezpieczna lub pośrednia pola magnetycz-

nego małej częstotliwości. Autorzy zwracają też uwagę na czytelne oznakowanie miejsc, w których mogą wystąpić strefy zagrożeń, co jest szczególnie ważne ze względu na konieczność zapewnienia bezpieczeństwa pracownikom z wszczepionymi implantami. Metrologia czynników zagrażających bezpieczeństwu personelu medycznego, obsługującego urządzenia medyczne, w tym także urządzenia radiologiczne, np. skanery CT i NMR jest więc niezwykle ważna [14].

4. Podsumowanie

Jak już wspomniano, jednym z najważniejszych elementów medycyny opartej na przewidywaniu i zapobieganiu jest odpowiednie kształcenie specjalistów, aby zapewnić diagnostykę i terapię dobraną do potrzeb pacjenta. Istotną rolę odgrywa też edukacja społeczeństwa. Wiele instytucji, a w tym także Stowarzyszenie EPMA, przykładają dużą wagę do problematyki edukacji. Wysiłki powinny być więc ukierunkowane na stworzenie jak najszerzej platformy wymiany informacji, która obejmowałaby między innymi, następujące grupy:

- studenci i specjaliści w dziedzinie diagnostyki konwencjonalnej, molekularnej, biomedycyny, biotechnologii, etyki i ekonomii,
- instytucje badawcze i szpitale,
- czasopisma naukowe, jak i inne media, które propagują zagadnienia medyczne,
- pacjenci i członkowie ich rodzin,
- stowarzyszenia międzynarodowe działające w obszarze badań naukowych w zakresie ochrony zdrowia,
- organizacje polityczne i społeczne, których działania związane są z ochroną zdrowia,
- przemysł związany z ochroną zdrowia.

Ważną rolę mają do spełnienia instytucje, oferujące kształcenie medyczne, a także kształcące specjalistów w dziedzinie inżynierii biomedycznej. Mając na względzie medycynę opartą na przewidywaniu, prewencji i spersonalizowanym podejściu do pacjenta dobrze wykształcony specjalista w zakresie inżynierii biomedycznej, któremu nieobce są zagadnienia metrologii, będzie niezastąpiony w procesie planowania diagnostyki i działań terapeutycznych. Dlatego też, aspekty kształcenia w tym zakresie powinny być uwzględniane przy układaniu planów i programów studiów na kierunku inżynieria biomedyczna [16, 17].

Literatura

- [1] CZERNIELEWSKI L., PODBIELSKA H., *Problematyka dozymetrii w diagnostyce i terapii fotodynamicznej w ginekologii*, Acta Bio-Optica et Informatica Medica, 2007, Vol. 13, nr 2, s. 154–158.
- [2] EPMA: <http://www.epmanet.eu>
- [3] EPMA Journal <http://www.springer.com/biomed/journal/13167>

- [4] EPMA World Congress in Bonn, 15–18 Sept 2011, <http://www.epmanet.eu/index.php/publicity/congresses/epma-world-congress>
- [5] *Genetic testing in asymptomatic minors: recommendations of the European Society of Human Genetics*, European Journal of Human Genetics, online publ, 11 March 2009; doi:10.1038/ejhg.2009.26, http://www.sgm.ch/user_files/images/ESHG%202009%20EJGH%20recommendations%20minors.pdf
- [6] GÉRVAS J., STARFIELD B., HEATH I., *Is clinical prevention better than cure?* The Lancet, 2008, Vol. 372, pp. 1997–1999.
- [7] GOLUBNITSCHAJA O., (Ed.) *Predictive Diagnostics & Personalized Treatment: Dream or Reality*, Nova Science Publishers, New York, USA, 2009.
- [8] <http://www.hupo.org/>
- [9] <http://wyborcza.pl/leczyc/0,0.html>
- [10] Instytut Praw Pacjenta i Edukacji Zdrowotnej, http://www.prawapacjenta.eu/?pId=o_instytucie
- [11] *Opinie o opiece zdrowotnej*, Komunikat Badań CBOS BS/24/2010, Warszawa (2010), http://www.prawapacjenta.eu/var/media/File/CBOS_opinie_o_opiece_zdrowotnej.pdf
- [12] KACZKOWSKA K., ULATOWSKA-JARŻA A., *Wybrane zagadnienia dozymetrii w diagnostyce fotodynamicznej*, Acta Bio-Optica et Informatica Medica, 2010, Vol. 16, nr 2a, s. 100–103.
- [13] KARPOWICZ J., GRYZ K., ZDRADZIŃSKI P., *Pola elektromagnetyczne w otoczeniu urządzeń fizykoterapeutycznych – aplikatory do terapii zmiennym polem magnetycznym*, Acta Bio-Optica et Informatica Medica, 2009, Vol. 15, nr 1, s. 44–48.
- [14] KORNIWICZ H., GRYZ K., KARPOWICZ J., *Metoda pomiarów i oceny ekspozycji zawodowej na magnetyczne pola gradientowe tomografów NMR*, w: *Biocybernetyka i Inżynieria Biomedyczna*, pod red. M. Nałęcza, XI Krajowa Konferencja Naukowa, PAN – Komitet Biocybernetyki i Inżynierii Biomedycznej, Warszawa, 1999, s. 368–372.
- [15] *Personalized Medicine - scientific and commercial aspects*, 2010-05-01, p. 709, https://www.leaddiscovery.co.uk/reports/172/Personalized_Medicine_scientific_and_commercial_aspects
- [16] PODBIELSKA H., *Optyka biomedyczna - nieodłączna część inżynierii biomedycznej*, Acta Bio-Optica et Informatica Medica, 2008, Vol. 14, nr 3, s. 84–88.
- [17] PODBIELSKA H., *Edukacja w inżynierii biomedycznej drogą do medycyny opartej na przewidywaniu, zapobieganiu i spersonalizowanym podejściu do pacjenta*, Acta Bio-Optica et Informatica Medica, 2010, Vol. 16, nr 2a, s. 5–7.
- [18] PODBIELSKA H., SIEROŃ A., STREK W., (red.), *Diagnostyka i terapia fotodynamiczna*, Wyd. Medyczne Urban & Partner, Wrocław 2004.
- [19] SUCHWAŁKO A., PODBIELSKA H., *Dwuwymiarowa elektroforeza żelowa: od eksperymentu po profile ekspresji. Część pierwsza – eksperyment*, Acta Bio-Optica et Informatica Medica, 2010, Vol. 16, nr 3, (in press).
- [20] SUCHWAŁKO A., PODBIELSKA H., *Dwuwymiarowa elektroforeza żelowa: od eksperymentu po profile ekspresji. Część druga – analiza obrazu*, Acta Bio-Optica et Informatica Medica, 2010, vol. 16, nr 4, (in press).
- [21] ULATOWSKA-JARŻA A., KACZKOWSKA K., CZERNIELEWSKI L., KOPACZYŃSKA M., PODBIELSKA H., *Towards the dosimetry in photodynamic medicine – in vitro estimation of minimal photosensitizer dose for photodynamic diagnosis*, Monograph on Medical Physics by Drzazga Z. (Ed) (in press).
- [22] VINEIS P., SCHULTE P., MCMICHAEL A.J., *Misconceptions about the use of genetic tests in populations*, The Lancet, 2001, Vol. 357, pp. 709–712.

Arkadiusz HULEWICZ*

OCENA STATYSTYCZNA WYNIKÓW POMIARU SYGNAŁÓW BIOMEDYCZNYCH

1. Wstęp

Tematyka pracy dotyczy metod oceny statystycznej przeprowadzanej na danych pomiarowych otrzymanych podczas badań biomedycznych. W badaniach tych pomimo przestrzegania obowiązujących zasad gwarantujących powtarzalność wyników pomiaru mogą wystąpić pojedyncze dane, których wartości znacznie odbiegają od wartości tych samych parametrów pozyskanych podczas innych badań. Rozbieżności te są wywołane indywidualnymi uwarunkowaniami fizjologicznymi osób, które były poddane badaniom, nie świadczą o ogniskach chorobowych i należy je usunąć, wykorzystując metody analizy statystycznej.

W pracy omówiono zagadnienia związane z miarami tendencji centralnej oraz miarami rozproszenia, które w zależności od rozkładu danych mogą przyjmować różną postać. Przedstawiono algorytm podziału badanej próby na przedziały klasowe, który powszechnie jest stosowany w statystycznych badaniach dużych populacji, skutecznie filtrując niepożądane dane. Opisano proces normalizacji danych biomedycznych, który może być przeprowadzony z wykorzystaniem narzędzia statystycznego, umożliwiającego określenie dopuszczalnych granic zmienności badanej cechy statystycznej. Przedstawiono narzędzie statystyczne umożliwiające efektywną ocenę istotności różnic średnich arytmetycznych i odchyleń standardowych oraz skuteczności stosowania opisanych metod analizy. Praktyczne wykorzystanie opisanych metod zostało potwierdzone na drodze analizy statystycznej przeprowadzonej na wynikach elektrofizjologicznych badań narządu wzroku, wykonanych w warunkach klinicznych.

*Zakład Metrologii i Optoelektroniki Instytutu Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej, Politechnika Poznańska, pl. Marii Skłodowskiej-Curie 5, 60-965 Poznań, arkadiusz.hulewicz@put.poznan.pl

2. Analiza statystyczna

Statystyka jest narzędziem umożliwiającym obiektywne wnioskowanie na podstawie wyników serii badań, przeprowadzonych na określonym zbiorze elementów, który nazywany jest populacją. Populacja związana jest z dużą licznością elementów w zbiorze i w badaniach medycznych praktycznie nie ma możliwości określenia wartości elementów dla całej populacji [1, 3, 5, 6]. Analizie statystycznej najczęściej poddawana jest część wyników, nazywana próbą losową (statystyczną). Aby możliwe było wnioskowanie o całej populacji na podstawie badania próby, próba ta musi być reprezentatywna. Dobór elementów tej próby musi być czysto losowy, a ich rozkład zbliżony do rozkładu całej populacji. W rozważaniach analizy statystycznej wyznaczana próba reprezentatywna powinna być tak zwaną próbą prostą, w której każdy wynik badania całej populacji, należący do próby, uzyskiwany jest w takich samych warunkach oraz poszczególne wyniki należące do próby są od siebie niezależne. W analizie statystycznej próby losowej kluczową rolę odgrywają dwie grupy miar: miara tendencji centralnej oraz miara rozproszenia.

2.1. Miary tendencji centralnej

Miara tendencji centralnej pozwala oszacować wartość parametru charakteryzującego badaną próbę losową na podstawie jej elementów, które z założenia przyjmują tylko wartości dodatnie. W zależności od rozkładu danych mogą występować różne miary tendencji centralnej, z których najczęściej stosowana jest średnia arytmetyczna. Szacowana jest ona przez zsumowanie wartości wszystkich elementów próby oraz podzielenie tej sumy przez liczbę elementów i określona jest na podstawie wzoru:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i, \quad (1)$$

gdzie:

x_i – wartość i -tego elementu próby,

n – licznosc próby.

Wartość średniej arytmetycznej silnie zależy od wyników pomiarów znacznie odbiegających od przeciętnych (tzw. błędów grubych), w związku z czym nie może być wykorzystywana w opisie niejednorodnym próby oraz poprawnie opisuje tylko dane o rozkładzie symetrycznym [1, 4, 6]. Niezułą na opisane wlaściwości jest mediana, która jest drugą najczęściej wyznaczaną w analizie sygnałów biomedycznych miarą tendencji centralnej. Wyznaczanie mediany x_M polega na uporządkowaniu danych z próby w porządku rosnącym lub malejącym i wyszukaniu wyniku środkowego. W przypadku nieparzystej liczby elementów próby mediana jest wartością środkową,

wybraną z uporządkowanej próby, natomiast w przypadku parzystej liczby elementów jest ona średnią arytmetyczną dwóch pomiarów środkowych:

$$x_M = \begin{cases} x_{\left(\frac{n+1}{2}\right)} & \text{dla } n - \text{nieparzyste} \\ \frac{1}{2} \left[x_{\left(\frac{n}{2}\right)} + x_{\left(\frac{n}{2}+1\right)} \right] & \text{dla } n - \text{parzyste} \end{cases} \quad (2)$$

Kolejnymi miarami tendencji centralnej, wykorzystywanymi w analizie sygnałów biomedycznych są: wartość modalna, środek rozstępu, średnia geometryczna oraz średnia harmoniczna. Wartość modalna (zwana modą lub dominantą) jest równa wartości elementu próby, który występuje w tej próbie najliczniej. W przypadku rozkładu normalnego wartość modalna jest równa medianie, która jest równa wartości średniej arytmetycznej. W przypadku rozkładu lewoskośnego (występują mało liczne wyniki odbiegające w stronę małych wartości) średnia arytmetyczna jest mniejsza od mediany, a ta jest mniejsza od modalnej. Środek rozstępu określany jest jako środek odcinka, na którym rozmieszczone są elementy próby. Początek tego odcinka wyznacza wartość minimalna elementów próby, a koniec wartość maksymalna.

Średnia geometryczna w statystyce jest miarą przeciętnego poziomu wartości cechy jednostek zbiorowości statystycznej i definiuje się ją jako pierwiastek n -tego stopnia z iloczynu wszystkich n wartości cechy:

$$\bar{x}_{\text{geom}} = \sqrt[n]{x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_n} \quad (3)$$

Średnią harmoniczną (dla liczb różnych od zera) nazywamy odwrotność średniej arytmetycznej odwrotności tych liczb. Średnia harmoniczna jest zawsze mniejsza od średniej geometrycznej, która jest zawsze mniejsza niż średnia arytmetyczna:

$$\bar{x}_{\text{harm}} = \frac{n}{\frac{1}{x_1} + \frac{1}{x_2} + \dots + \frac{1}{x_n}} \quad (4)$$

2.2. Miary rozproszenia

Omówione miary tendencji centralnej wyznaczają najbardziej reprezentatywną wielkość badanej próby. Nie uwzględniają one powstającego rozproszenia, w związku z czym wprowadza się miary rozproszenia; klasyczną miarą jest wariancja [1, 3, 4, 6].

Intuicyjnie utożsamiana jest ona ze średnią arytmetyczną kwadratów odchyłeń (różnic) poszczególnych wartości cechy od wartości oczekiwanej. Pierwiastek kwadratowy z wariancji definiowany jest jako odchylenie standardowe.

Odchylenie standardowe S (*Standard Deviation*) odzwierciedla stopień rozproszenia pomiarów wokół średniej arytmetycznej. Estymator obciążony odchylenia standardowego wyznaczany jest jako pierwiastek z sumy kwadratów różnic wartości poszczególnych elementów próby i średniej arytmetycznej podzielonych przez liczbę elementów:

$$S = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}, \quad (5)$$

gdzie:

x_i – wartość i -tego elementu próby,

\bar{x} – średnia arytmetyczna próby,

n – liczność próby.

Tak określony estymator odchylenia standardowego wyznaczany jest dla populacji. Częściej wyznaczany jest estymator odchylenia standardowego wartości średniej, który określony jest poniższym wzorem:

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n(n-1)}}. \quad (6)$$

Przedstawiona miara rozproszenia może być wyznaczona tylko w przypadku wyznaczonej średniej arytmetycznej, zawsze przyjmuje wartości większe lub równe zero. Często wykorzystywanymi miarami rozproszenia są również współczynnik zmienności, wartość maksymalna, wartość minimalna, rozstęp oraz średnia modułów odchyłeń.

Rozstęp jest to różnica między największą i najmniejszą wartością cechy statystycznej w zbiorze (lub różnica między najwyższą i najniższą zaobserwowaną wartością zmiennej). Rozstęp jest najprostszą z miar rozrzutu, mało precyzyjną, gdyż opiera się tylko na dwu zaobserwowanych wartościach zmiennej, a pozostałe wartości nie mają na nią wpływu.

Współczynnik zmienności jest miarą rozproszenia rozkładu cechy. W odróżnieniu od odchylenia standardowego, które określa bezwzględne zróżnicowanie cechy, współczynnik zmienności jest miarą względną, zależną od wartości średniej arytmetycznej. Współczynnik zmienności obliczany jest jako stosunek odchylenia standardowego do średniej arytmetycznej.

Średnia modułów (wartości bezwzględnych) odchyłeń określana jest jako średnia arytmetyczna bezwzględnych wartości odchyłeń wartości cechy od jej średniej arytmetycznej.

2.3. Przedziały klasowe

W każdej próbie mogą wystąpić pojedyncze elementy, których wartości znacznie odbiegają od jej innych elementów. Wszystkie te rozbieżności są źródłem rozrzutu, który można zminimalizować przez usunięcie wyników zawierających dane o skrajnie dużych i skrajnie małych wartościach.

W celu usunięcia wyników wnoszących rozrzut można zastosować algorytm podziału badanej próby na przedziały klasowe. Algorytm ten jest powszechnie stosowany w statystycznych badaniach, skutecznie filtrując niepożądane dane. Wymaga on przeprowadzenia próby o odpowiednio dużej liczności [1, 4].

Algorytm podziału na przedziały klasowe polega na odpowiednim pogrupowaniu danych liczbowych tworzących próbę. W tym celu cały przedział, w jakim występują wartości próby, dzielony jest na rozłączne, mniejsze przedziały o tej samej długości. Wybór liczności przedziałów klasowych jest dowolny, jednak zbyt mała liczność powoduje, że zacierają się istotne szczegóły próby. Natomiast zbyt duża liczba przedziałów klasowych jest źródłem ujawniania się nieistotnych czynników ubocznych. Obecnie nie ma jednoznacznych zasad ustalania liczby przedziałów klasowych dla n -elementowej próby, jednak przyjmuje się, że liczba ta powinna się znajdować w przedziale określonym zależnością [1]:

$$\frac{\sqrt{n}}{2} \leq m \leq \sqrt{n}, \quad (7)$$

gdzie:

m – liczba przedziałów klasowych.

Podczas analizy sygnałów biomedycznych wartości poszczególnych elementów pochodzących z próby najczęściej dzielone są na pięć równych przedziałów. Po wyszukaniu wartości maksymalnej wybranego parametru próby, granice przedziałów klasowych określano zgodnie z zależnością:

$$P[k] = P[k-1] + \frac{x_{\max}}{m}, \quad (8)$$

gdzie:

$P[k-1]$ – prawostronna granica przedziału $k-1$,
 $P[k]$ – prawostronna granica przedziału k ,

- $P[0]$ – wartość początkowa ($P[0] = 0$),
 k – numer przedziału ($1 \leq k \leq m$),
 x_{\max} – wartość maksymalna, determinująca szerokość przedziałów,
 m – liczba przedziałów klasowych ($m = 5$).

Po przeprowadzeniu podziału na m równych przedziałów klasowych, powstaje tzw. szereg rozdzielczy i sprawdzana jest liczebność przedziałów skrajnych. W wyniku testowania zgodności rozkładów z rozkładami teoretycznymi (najczęściej z rozkładem normalnym) można udowodnić, że jeżeli liczebność przedziałów skrajnych wynosi mniej niż 5, to przedział taki jest usuwany z próby, wraz z wartościami znajdujących się w nim elementów [1].

Powstała w ten sposób nowa próba, jest ponownie dzielona na m przedziałów klasowych, następnie określa się liczebność przedziałów skrajnych i przeprowadza ich eliminację zgodnie z opisanymi zasadami. Procedura eliminacji przedziałów skrajnych jest przeprowadzana tylko wtedy, gdy ich liczebność jest mniejszej od 5.

Przedstawiony algorytm umożliwi efektywną eliminację elementów próby o skrajnie dużych wartościach. Ponieważ pierwszy przedział z lewej strony ograniczony jest wartością zerową, elementy o skrajnie małych wartościach nie są usuwane z próby. Przedział ten paradoksalnie może mieć największą liczbę elementów. Aby poprawić efektywność algorytmu dla elementów próby o skrajnie małych wartościach, pozyskany ciąg wartości elementów poddawany był odwróceniu, zgodnie z zależnością:

$$\bigcap_{i=1}^n y_i = \frac{1}{x_i}, \quad (9)$$

gdzie:

y_i – wartość i -tego elementu próby odwróconej.

Zastosowany algorytm odwracania elementów próby powoduje, że skrajnie małe wartości próby przyjmują wartości skrajnie duże (dominujące). Wartości te umożliwiają skuteczną redukcję skrajnie małych elementów próby, które zwiększają rozrzut. Zminimalizowanie rozrzutu wyników badań umożliwia zastosowanie „obrobionych” danych w procesie normalizacji z wykorzystaniem przedziałów tolerancji.

2.4. Przedziały tolerancji

Wiele sygnałów biomedycznych nie posiada w pełni znormalizowanych przedziałów, określających poprawne wartości charakterystycznych parametrów. Poprawne zdiagnozowanie chorób wymaga przeprowadzenia procesu normalizacji charakterystycznych parametrów pozyskanych sygnałów. Proces normalizacji może być prze-

prowadzony z wykorzystaniem narzędzia statystycznego, umożliwiającego określenie dopuszczalnych granic zmienności badanej cechy statystycznej. Spośród wielu narzędzi, najskuteczniejszym okazuje się algorytm określający przedziały tolerancji [1, 4]. Przedziały tolerancji wyznaczane są dla n -elementowej próby i wymagają przeprowadzenia serii badań oraz zastosowania opisanej analizy statystycznej w celu zmniejszenia rozrzutu pozyskanych danych.

Przedziały tolerancji, podobnie jak przedziały ufności, są przedziałami losowymi, pozwalającymi na określenie dopuszczalnych granic zmienności badanej cechy statystycznej. Jednak w przeciwieństwie do granic przedziałów ufności, granice przedziałów tolerancji dotyczą ustalonej frakcji populacji, a nie wartości parametru, co stanowi istotną różnicę. Przedział tolerancji najczęściej określa się dla populacji mających rozkłady normalne, jego granice definiowane są poniższym wzorem i oznaczają, że z prawdopodobieństwem α wyznaczony przedział obejmuje co najmniej Q procent elementów próby:

$$\begin{aligned}U_1 &= \bar{x} - k(\alpha, Q) \cdot S \\U_2 &= \bar{x} + k(\alpha, Q) \cdot S,\end{aligned}\tag{10}$$

gdzie:

- U_1 – granica lewostronna przedziału tolerancji,
- U_2 – granica prawostronna przedziału tolerancji,
- \bar{x} – średnia arytmetyczna próby, określona wzorem (1),
- α – przyjęty poziom ufności,
- Q – procentowy udział elementów próby,
- S – odchylenie standardowe, określone wzorem (5),
- $k(\alpha, Q)$ – współczynnik, wartość stabilizowana.

Przedziały tolerancji powinny być tak dobrane, aby ponadnormatywne wyniki badań, świadczące o występującym schorzeniu, zostały efektywnie wykryte przez personel wykonujący badanie.

2.5. Hipotezy statystyczne

Hipoteza statystyczna jest przyjętym założeniem dotyczącym rozkładu lub wartości rozkładu zmiennej losowej. Hipotezy statystyczne są więc drugim podstawowym sposobem wnioskowania statystycznego, a ich weryfikacja polega na opiniowaniu o słuszności lub fałszu poczynionych założeń [1]. Poczynione założenia mogą być weryfikowane na podstawie n -elementowej próby, a wynik opiniowania stanowi podstawę do dalszego działania. Hipotezy statystyczne dotyczące nieznanymi parametrów rozkładu nazywane są hipotezami parametrycznymi, pozostałe nazywane są hipotezami nieparametrycznymi.

Podlegająca weryfikacji hipoteza statystyczna nazywana jest hipotezą zerową i oznaczana symbolem H_0 , natomiast każda inna hipoteza nazywana jest hipotezą alternatywną i oznaczana jest symbolem H_1 . Hipoteza H_1 jest przyjmowana w przypadku odrzucenia hipotezy H_0 . Jak już wspomniano, weryfikacja hipotezy polega na sprawdzeniu, czy jest ona prawdziwa, czy też fałszywa i przeprowadzana jest na podstawie próby losowej. Ocena na podstawie próby losowej pociąga za sobą ryzyko podjęcia decyzji niesłusznej i jest źródłem błędu weryfikacji.

Narzędziami umożliwiającymi przeprowadzenie weryfikacji hipotez są testy statystyczne, które mogą być testami jedno- lub dwustronnymi. W przypadku hipotez alternatywnych określających tylko istotność różnic wykorzystywane są testy dwustronne, a dla hipotez określających kierunek zmian istotności wykorzystuje się testy jednostronne. Każdy proces testowania hipotez składa się z pięciu etapów, którymi są: skonstruowanie hipotezy zerowej i alternatywnej, ustalenie wielkości próby, zebranie danych, przeprowadzenie analizy statystycznej za pomocą odpowiednich testów oraz zależnie od wyniku analizy pozostawienie lub odrzucenie hipotezy zerowej. Obecnie najczęściej wykorzystywane są testy: t -Studenta dla zmiennych skorelowanych oraz nieskorelowanych, Manna-Whitneya, Wilcozona, chi-kwadrat, Fishera-Snedecora.

3. Wyniki badań

Wyniki badań biomedycznych są silnie uzależnione od warunków ich przeprowadzania [2]. Nieprzestrzeganie ogólnych zasad metrologicznych oraz uwarunkowania fizjologiczne poszczególnych osób mogą być źródłem znacznego rozrzutu wyników. Przestrzeganie ogólnych zasad metrologicznych można odpowiednio kontrolować, zmniejszając tym samym rozrzut, zaś wpływ uwarunkowań fizjologicznych jest trudny do przewidzenia, niemożliwy do wyeliminowania i należy zminimalizować jego skutki opisanymi metodami analizy statystycznej.

Ocenę skuteczności opisanych algorytmów przeprowadzano na podstawie wyników badań elektrofizjologicznych [4]. Badania te są badaniami narządu wzroku opierającymi się na bezinwazyjnym pomiarze potencjałów czynnościowych powstających pod wpływem wygenerowanego bodźca świetlnego. Potencjały te mierzone są za pomocą odpowiednio rozmieszczonych elektrod i umożliwiają diagnozowanie schorzeń siatkówki oka i całego nerwu wzrokowego na podstawie wartości charakterystycznych parametrów.

Diagnozowanie schorzeń narządu wzroku przeprowadzane jest z wykorzystaniem odpowiednio określonych przedziałów tolerancji, do określenia których wykorzystano serię badań przeprowadzonych na osobach zdrowych. Wyniki tych badań, ze względu na uwarunkowania fizjologiczne charakteryzują się pojedynczymi parametrami znacznie odbiegającymi od pozostałych. Parametry te uniemożliwiają poprawne okre-

ślenie wspomnianych przedziałów tolerancji i w celu ich usunięcia należy wykorzystać algorytm podziału na przedziały klasowe. Zastosowany algorytm umożliwia efektywne usuwanie wyników o skrajnie dużych i małych wartościach, zmniejszając wartość współczynnika zmienności ν . W tabeli 1 zamieszczono wartości parametrów wybranego badania elektrofizjologicznego, w którym zgodnie z narzuconymi oznaczeniami *Channel Sum* opisuje sumaryczny wynik badania elektrofizjologicznego siatkówki oka, zaś *Channel Ring X* wynik kolejnego (w kształcie pierścienia) obszaru siatkówki oka [4]. Ze względu na dużą licznosc danych pierwotnych przedstawione zostały tylko odpowiednio opracowane wyniki końcowe. Dla konkretnego wyniku, w kolumnie oznaczonej jako 1, podano licznosc n oraz wartości parametrów dotyczące pierwotnej próby, natomiast w kolumnie oznaczonej jako 2 – licznosc n oraz wartości parametrów odnoszące się do próby po zastosowaniu algorytmu podziału na przedziały klasowe.

Tabela 1. Parametry przykładowego badania elektrofizjologicznego przed 1. i po 2. redukcji wyników o skrajnych wartościach

	przed 1. Redukcją				po 2. Redukcji			
	n	\bar{x}	S	ν	n	\bar{x}	S	ν
Channel		μV	μV			μV	μV	
Sum	75	15,07	17,64	1,17	61	12,94	7,61	0,59
Ring 1	75	38,51	38,30	0,99	55	35,89	26,91	0,75
Ring 2	75	35,20	39,35	1,12	55	27,54	17,67	0,64
Ring 3	75	22,25	29,48	1,32	50	20,25	17,10	0,84

Na podstawie różnic między wartościami poszczególnych parametrów można wnioskować, że zastosowany algorytm filtruje dane wprowadzające znaczny rozrzut wyników badań. Różnice te nie świadczą jednoznacznie o skuteczności zastosowanego algorytmu w minimalizacji rozrzutu i pełną jego ocenę można przeprowadzić na podstawie różnic wartości parametrów połączonych z wynikami odpowiednich testów statystycznych, określających istotność zmian.

Tabela 2. Zestawienie wyników testu istotności zmian wartości średniej

Channel	Statystyka U	Przedział krytyczny dla $q = 0,01$	Przedział krytyczny dla $q = 0,05$
Sum	0,9421	$R_q = (-\infty, 2,5758) \cup (2,5758, \infty)$	$R_q = (-\infty, -1,9600) \cup (1,9600, \infty)$
Ring 1	0,4577		
Ring 2	1,4921		
Ring 3	0,4794		

W ocenie istotności zmian wartości średniej wykorzystano test statystyczny umożliwiający porównanie dwóch wartości oczekiwanych, dla których weryfikowano hipotezę o równości średnich arytmetycznych. W obliczeniach założono rozkład normalny

analizowanych danych o liczebności $n > 30$ oraz przyjęto poziom istotności równy $q = 0,01$. Postawioną hipotezę zweryfikowano również dla zwiększonego poziomu istotności równego $q = 0,05$. W tabeli 2 przedstawiono wartości wyznaczonych statystyk U oraz obszary krytyczne dla dwóch przyjętych poziomów istotności [7].

Analizując wyniki przedstawione w tabeli 2 zaobserwowano, że wartości wszystkich statystyk U znajdują się poza obszarem krytycznym. Właściwość ta świadczy, że nie ma podstaw do odrzucenia hipotezy zerowej mówiącej o równości średnich arytmetycznych. Przyjęcie hipotezy zerowej oznacza, że zastosowany algorytm podziału na przedziały klasowe nie wnosi istotnych statystycznych zmian wyliczonej wartości średniej, co jest zjawiskiem korzystnym. Istotnie statystycznie zmiany wartości średniej mogłyby doprowadzić do błędnego diagnozowania schorzeń.

W ocenie istotności zmian odchylenia standardowego wykorzystano test porównania dwóch wariancji, nazywany testem Fishera, w którym weryfikowano hipotezę o równości odchyłeń standardowych. Hipoteza alternatywna weryfikuje zmniejszenie odchylenia standardowego, w związku z czym przedział krytyczny przyjmuje granice jednostronne. W obliczeniach założono rozkład normalny oraz przyjęto poziom istotności równy $q = 0,01$. Postawioną hipotezę zweryfikowano również dla zwiększonego poziomu istotności równego $q = 0,05$. W tabeli 3 przedstawiono wartości wyznaczonych statystyk F oraz obszary krytyczne [7].

Tabela 3. Zestawienie wyników testu istotności zmian wartości średniej

Channel	Statystyka F	Przedział krytyczny dla $q = 0,01$	Przedział krytyczny dla $q = 0,05$
Sum	5,3582	$R_v = (1,8400, \infty)$	$R_v = (1,5300, \infty)$
Ring 1	2,0156		
Ring 2	4,9347		
Ring 3	2,9541		

Analizując wyniki przedstawione w tabeli 3 zaobserwowano, że dla $q = 0,01$ we wszystkich przypadkach wartości statystyk F znajdują się w wyznaczonym obszarze krytycznym. Po zastrzeżeniu kryterium weryfikacji hipotez, polegającego na zwiększeniu poziomu istotności do wartości $q = 0,05$, wszystkie wartości statystyk F znajdują się w wyznaczonym obszarze krytycznym. Właściwość ta świadczy, że postawiona hipoteza o równości odchyłeń standardowych zostaje odrzucona na rzecz hipotezy alternatywnej. Przyjęcie hipotezy alternatywnej zakładającej zmniejszenie wartości odchylenia standardowego oznacza, że zastosowany algorytm podziału na przedziały klasowe wnosi istotne statystycznie zmiany tego parametru. Zmiany te są zjawiskiem korzystnym, świadcząc o zmniejszeniu rozrzutu wyników pomiarów.

Usunięcie skrajnie dużych i małych wartości pozyskanych wyników badań umożliwia wystarczająco precyzyjne oszacowanie opisanych przedziałów tolerancji, które mogą być wykorzystane w jednoznacznym określeniu granicznych wartości badanych parametrów, a w konsekwencji umożliwić klasyfikację populacji uzyskanych wyników badań [4].

4. Podsumowanie

Zaprezentowane wyniki dotyczą badań elektrofizjologicznych, przeprowadzanych w sposób nieinwazyjny. Badania te są trudne zarówno w realizacji, jak i w analizie. Sygnały narządu wzroku są naturalną odpowiedzią na określony bodziec świetlny, którego parametry wpływają na jakość pomiaru. Parametry zastosowanych elektrod oraz fizjologiczne uwarunkowania osób badanych wywierają wpływ na powtarzalność pomiarów, czego zapewnienie nie jest proste. Przedstawiony w pracy zestaw algorytmów analizy statystycznej pozwala w efektywny sposób zminimalizować występujące rozrzuty wyników badań oraz wydobyć jak największą liczbę danych, przydatnych w diagnostyce medycznej.

Podstawę przyjętego warsztatu stanowiły znane metody analizy statystycznej, którymi są: przedziały klasowe, testy statystyczne, przedziały tolerancji. Prowadzone badania miały na celu z jednej strony określenie stopnia przydatności opisanych algorytmów, a z drugiej strony efektywną adaptację pozyskanych wyników badań do specyficznego zastosowania, jakim jest określenie znormalizowanych przedziałów tolerancji wyników biomedycznych.

Literatura

- [1] BOBROWSKI D., MAĆKOWIAK-ŁYBACKA K., *Wybrane metody wnioskowania statystycznego*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 1990.
- [2] CYSEWSKA-SOBUSIAK A., *Modelowanie i pomiary sygnałów biooptycznych*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2001.
- [3] DUSZA J., GORTAT G., LEŚNIEWSKI A., *Podstawy miernictwa*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2002.
- [4] HULEWICZ A., *Modelowanie i pomiary elektrofizjologicznych sygnałów narządu wzroku*, rozprawa doktorska, Politechnika Poznańska, Poznań 2009.
- [5] MIOA G.J., CLEMENTS M.A., *Digital signal processing and statistical classification*, Artech House, Inc, Boston 2002.
- [6] MOCZKO J.A., BRĘBOROWICZ G.H., TADEUSIEWICZ R., *Statystyka w badaniach medycznych*, PWN, Warszawa 1998.
- [7] ZIELIŃSKI R., *Tablice statystyczne*, PWN, Warszawa 1972.

Maryna GALOVSKA*, Zygmunt WARSZA**

ESTYMATORY WARTOŚCI MEZURANDU PRÓBEK DANYCH O ROZKŁADACH NIEGAUSSOWSKICH

1. Wstęp

Szacowanie statystyczne wartości i dokładności mezurandu z próbki danych pomiarowych powinno być optymalne, szczególnie, gdy ich rozrzuty są porównywalne, lub większe niż błąd graniczny toru pomiarowego, a źródła losowości znajdują się w otaczającym środowisku i obiekcie badanym. Przewodnik GUM [15] zaleca, aby po usunięciu z danych próbki błędów systematycznych wyznaczać wartość średnią i jej standardowe odchylenie (SD) metodą statystyczną typu A jako niepewność standardową u_A , w taki sposób, jak dla rozkładu Normalnego (funkcja Gaussa). Amerykański Instytut Metrologiczny NIST dopuszcza też stosowanie innych uznanych zależności statystycznych [9].

Rozkład Normalny jest modelem teoretycznym, przebiegającym w zakresie $\pm\infty$. Nie występuje on w rzeczywistych pomiarach, gdyż wymagało by to nieskończenie dużej liczby niezależnych oddziaływań losowych. Zwykle liczba ta jest skończona i dominuje kilka z nich, a rozrzuty wartości danych eksperymentalnych występują w ograniczonym przedziale. Próbkę rzeczywistą dokładniej odwzorowują niegaussowskie modele rozkładu prawdopodobieństwa, w tym z estymatorami o mniejszym SD niż dla wartości średniej. Właściwości różnych rozkładów są opisane w podręcznikach, a uogólnione ujęcie i klasyfikację podali Nowickij i Zograf w [6].

Rozszerzenie zakresu zastosowania metod wyznaczania niepewności pomiarów podanych w Przewodniku GUM wymaga opracowania sposobów ich udoskonalenia i rozwoju. W [2] omówiono wyznaczanie standardowego odchylenia próbki o danych z autokorelacją. Do stosowania w procedurach GUM zaproponowano zastępczą liczbę

*Institut für Produktionmesstechnik, TU Braunschweig, Niemcy, e-mail: galv@ukr.net

**Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów, Aleje Jerozolimskie 202, 02-486 Warszawa, e-mail: zlw@op.pl

pomiarów $n_{\text{eff}} < n$ oraz lepsze niż średnia, jednoelementowe (1C) estymatory wartości mierzand, np. dla rozkładu równomiernego danych próbki – środek rozstępu i dla dwuwykładniczego – medianę. W [3], dla pomiarów o równomiernym próbkowaniu procesu podano sposób czyszczenia danych z nieznanymi *a priori* zakłóceń regularnych i procedurę automatyzacji szacowania niepewności.

Kolejnym istotnym problemem jest określenie zasad wyboru estymatorów mierzand dla próbek danych o rozkładach niegaussowskich. W [11–14], metodą Monte Carlo (MC) analizowano efektywność estymatorów próbek o rozkładach trapezowych, a w [4] zaproponowano stosowanie metod *resamplingu*, niewymagających doboru *a priori* modelu rozkładu dla danych próbki. Poniżej analizuje się estymatory próbek modelowanych splotami kilku prostych rozkładów i przedstawia syntezę wyników całości tych badań.

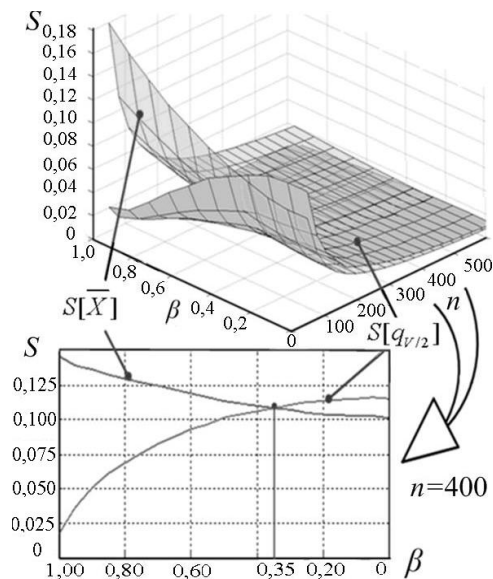
2. Estymatory rozkładów o trapezowych PDF

2.1. Estymatory jednoelementowe (1C)

Wynikiem splotu dwu zmiennych losowych o rozkładach równomiernych jest rozkład o gęstości prawdopodobieństwa (PDF) w postaci symetrycznego trapezu o bokach liniowych, podstawach a , b i polu równym 1, oznaczony jako $\text{Trap}(a,b)$ w Suplemencie 1 do GUM [8]. Przypadkami granicznymi są: trójkąt dla jednakowych obu spłatanych rozkładów i prostokąt, gdy jeden z nich jest o pomijalnej szerokości. Najlepszym, tj. o najmniejszym odchyleniu standardowym SD, jednoelementowym estymatorem (1C) próbki o rozkładzie trójkątnym jest wartość średnia, zaś o rozkładzie prostokątnym – środek rozstępu [2]. Wyznaczone metodą Monte Carlo wartości SD średniej \bar{X} i środka rozstępu q_{V2} próbek o rozkładzie Trap pokazano na rys. 1 jako funkcje stosunku podstaw $\beta = a/b$ i liczby elementów n . Są to dwie przecinające się powierzchnie i ich przekrój dla $n = 400$. Znacznie większych odchylen standardowych mediany nie zamieszczano. Zbiór trapezów dzieli się na dwa o dominacji jednego z estymatorów. Dla $n > 10$ granica prawie nie zależy od n [11].

Z wyników badań przedstawionych na rys. 2 wynika, że **wyбір efektywnego estymatora dla rozkładu o PDF w kształcie trapezu liniowego zależy od stosunku jego podstaw β** . Dla β w zakresie $1 \geq \beta > 0,35$ jest to środek rozstępu, zaś dla $0,35 \geq \beta \geq 0$ – wartość średnia, tj. tak jak dla rozkładu Normalnego. Wartość $\beta = 0,35$ odpowiada splotowi dwu rozkładów równomiernych o stosunku szerokości ok. 2,05. Tego ważnego wniosku dla praktyki pomiarowej i statystyki stosowanej nie znaleziono w literaturze. Graniczną wartość β wyznaczono też analitycznie jako

$$\alpha = \frac{-10 + 3\pi + \sqrt{9\pi^2 - 72\pi + 140}}{14 - 3\pi - \sqrt{9\pi^2 - 72\pi + 140}} \approx 0,3546. \quad (1)$$



Rys. 1. Standardowe odchylenia środka rozstępu $S[q_{v/2}]$ i wartości średniej $S[\bar{X}]$ próbek o PDF $\text{Trap}(a,b)$: u góry – w funkcji stosunku podstaw trapezu β i liczności próbki n ; u dołu – dla stałego $n = 400$ w funkcji β

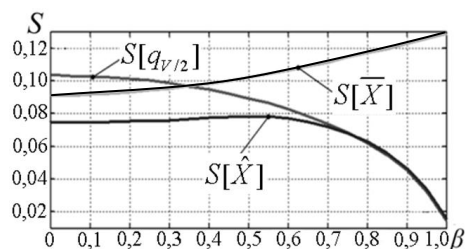
W pracach [11–14] omówiono też estymatory próbek modelowanych rozkładem $\text{CTrap}(a,b,d)$ [8] o PDF w kształcie trapezu krzywoliniowego wklęsłego. Stosuje się go, gdy długości górnej a i dolnej b podstawy trapezu mogą zmieniać się w wąskim przedziale $\pm d$, tj. dla $d < 0,5(b - a)$. Jako parametr kształtu przyjęto stosunek największej górnej i najmniejszej dolnej podstawy tego trapezu, tj. $\beta_c = (a + d)/(b - d)$. Są aż trzy obszary stosunku β_c tego trapezu o różnych najlepszych estymatorach:

- $0 < \beta_c < 0,08$ – wąski zakres dla mediany,
- $0,08 < \beta_c < 0,5$ – dla wartości średniej,
- $0,5 < \beta_c < 1$ – z dominacją środka rozstępu.

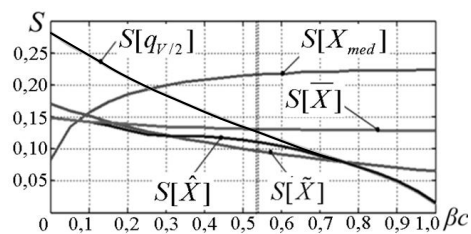
Można przyjąć z niepewnością rzędu 20%, że wartość średnia dominuje aż do $\beta = 0$ i wtedy też otrzyma się dwa obszary, ale o granicy przesuniętej do $\beta_c \approx 0,5$.

2.2. Estymatory dwu- i trójelementowe (2C) rozkładów trapezowych

Jako kolejny problem oszacowano dokładności wyniku pomiaru, jakie uzyska się dla próbek o rozkładach trapezowych stosując estymatory kilkuelementowe [11, 12]. Zakharov i Stephen [16], badając metodą MC estymatory rozkładów symetrycznych, otrzymali dla kurtozy $E \in (-1,15; -0,15)$ obejmującej rozkłady Trap , że estymator



Rys. 2. Odchylenia standardowe: wartości średniej, środka rozstępu i estymatora dwuelementowego $S[\hat{X}]$ próbek $n = 400$ danych w funkcji stosunku β podstaw jej PDF $\text{Trap}(a,b)$



Rys. 3. Odchylenia standardowe estymatorów mezurandu próbki $n = 400$ danych w funkcji stosunku podstaw β_c jej PDF CTrap

$$\hat{X} = k_1 \bar{X} + k_2 q_{V/2} + k_3 X_{\text{med}} \quad (2)$$

ma $k_3 \approx 0$ i staje się dwuelementowym (2C). Podany przez tych autorów estymator 2C był obciążony i obarczony dużą niepewnością przy określaniu kurtozy próbki [14]. Po weryfikacji metodą MC tych rezultatów otrzymaliśmy nieobciążony estymator rozkładu PDF Trap, tj. o współczynnikach $k_1 + k_2 = 1$ i następujących ich wartościach w funkcji stosunku podstaw trapezu β :

$$k_1 = \begin{cases} -0,12\beta + 0,56, & \text{dla } 0 < \beta < 0,5; \\ 1 - \beta, & \text{dla } 0,5 < \beta < 1. \end{cases} \quad (3)$$

$$k_2 = 1 - k_1 = \begin{cases} 0,12\beta + 0,44, & \text{dla } 0 < \beta < 0,5; \\ \beta, & \text{dla } 0,5 < \beta < 1. \end{cases}$$

Dla próbek z populacji trapezowych o różnych β i elementach n od 10 do 10000 współczynniki te pozostawały stałe. Z warunku $\min\{S[X_{\text{eff}}]\}$ wyznaczono odchylenie standardowe $S[\hat{X}]$ tego estymatora 2C z niepewnością do 10% dla różnej liczby n obserwacji w próbce. Przedstawiono je na rys. 2 wraz z odchyleniami $S[\bar{X}]$ i $S[q_{V/2}]$.

Przy wyznaczeniu odchylenia standardowego estymatora mezurandu dla próbek o trapezowym PDF należy uwzględnić skorelowanie skrajnych obserwacji x_{\min} i x_{\max} . Dla estymatora 2C o współczynnikach k_1, k_2 wg (3) SD wyniesie [11–13]:

$$S[X_{\text{eff}}] = \sqrt{k_1^2 S^2[\bar{X}] + (1 - k_1)^2 S^2[q_{V/2}] + 2\rho k_1(1 - k_1) S[\bar{X}] S[q_{V/2}]}, \quad (4)$$

gdzie: $S^2[q_{V/2}] = \frac{V^2(1 - \beta^2)}{16} \frac{n}{(n+1)(n+2)}, \quad S[\bar{X}] = \frac{S_x}{\sqrt{n}}.$

Do wyznaczania $S[q_{V/2}]$ można przyjąć, że $S[x_{\min}] \approx S[x_{\max}]$. Wynikiem modelowania Monte Carlo są wartości współczynnika korelacji ρ podane w Tabeli 1.

Tabela 1. Zalecane wartości współczynników korelacji

n	[100; 200)	[200; 300)	[300; 500)	$n \rightarrow \infty$
ρ	0,25	0,2	0,15	$\rho \rightarrow 0$

Przebiegi odchylen standardowych tych samych estymatorów wyznaczono też dla próbek modelowanych rozkładem CTrap(a, b, d), tj. trapezem krzywoliniowym [11], [12]. Podano je jako funkcje β_C na rys. 3. W wąskim zakresie $\beta_C \in (0; 0,09)$ najlepszym estymatorem jest mediana. Estymator dwuelementowy \hat{X} jest lepszy i od wartości średniej \bar{X} i od środka rozstępu $q_{V/2}$ w dalszym zakresie β_C , a jego odchylenie standardowe jest najmniejsze dla $\beta_C \rightarrow 1$, tj. dla CTrap zbliżającego się do prostokąta.

2.3. Uniwersalne estymatory dla rozkładów trapezowych

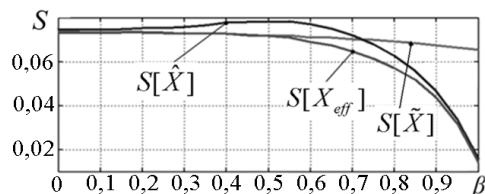
Do stosowania w praktyce dla rozkładów trapezowych zaproponowaliśmy [11] uproszczony liniowy estymator 2C o współczynnikach $k_1 = k_2$, czyli średnią z \bar{X} i $q_{V/2}$

$$\tilde{X} = 0,5\bar{X} + 0,5q_{V/2}. \quad (5)$$

Jego odchylenie standardowe $S[\tilde{X}]$ w funkcji stosunku podstaw β trapezu liniowego zbadano metodą MC i podano na rys. 4 wraz z $S[\hat{X}]$ i $S[X_{\text{eff}}]$. Z porównania wynika, że estymator \tilde{X} jest bliski najlepszemu \hat{X} dla $0 < \beta < 0,75$.

Rozkład Trap jest splotem dwu rozkładów równomiernych o stosunku szerokości $2(1 + 2\beta)$. Dla $\beta = 0,75$ stosunek ten równa się 8. Dla większego β , czyli mniej różniących się szerokości obu rozkładów, dominuje środek rozstępu – rys. 2.

Rys. 4. Porównanie odchyłeń standardowych trzech estymatorów 2C jako funkcji stosunku podstaw β trapezowych rozkładów PDF



Zbadano też, czy uproszczony estymator 2C wg (5) można stosować dla rozkładu CTrap(a, b, d) [8] w kształcie trapezu krzywoliniowego. Otrzymano, że estymator (5) jest wystarczająco efektywny w dużej części zakresie $\beta = \beta_C$ – patrz przebiegi na rys. 3 i 4. Z analizy metodą MC kilku przypadków tego rozkładu o $\beta > 0,54$ wynika, że dla obu rozkładów trapezowych można w dwu zakresach $\beta = \beta_C$ wspólnie rekomendować różne efektywne estymatory X_{eff} : dwuelementowy wg (5) i środek rozstępu $q_{V/2}$, tj.

$$X_{\text{eff}} = \begin{cases} \frac{1}{2}q_{V/2} + \frac{1}{2}X, & \text{dla } 0,54 < \beta < 0,8; \\ q_{V/2} & \text{dla } \beta > 0,8. \end{cases} \quad (6)$$

Z (4) wynika odchylenie standardowe $S[X_{\text{eff}}]$ dla estymatora 2C wg (5):

$$\begin{aligned} u_A = S[X_{\text{eff}}] &= \frac{1}{2} \sqrt{S^2[\bar{X}] + S^2[q_{V/2}] + 2\rho S[\bar{X}]S[q_{V/2}]} = \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{S_x^2}{n} + \frac{V^2(1-\beta^2)}{16} \frac{n}{(n+1)(n+2)} + 2\rho S_x V \sqrt{\frac{1-\beta^2}{(n+1)(n+2)}}}, \end{aligned} \quad (7)$$

$$\text{dla } \rho \rightarrow 0, u_A = S[X_{\text{eff}}] = \frac{1}{2} \sqrt{S^2[\bar{X}] + S^2[q_{V/2}]}.$$

Różnice między wartościami analitycznymi i wynikami modelowania są mniejsze od 5%. Analizę kilku przypadków i przykład numeryczny podano w [11–13].

3. Estymatory 1C splotów kilku prostych rozkładów

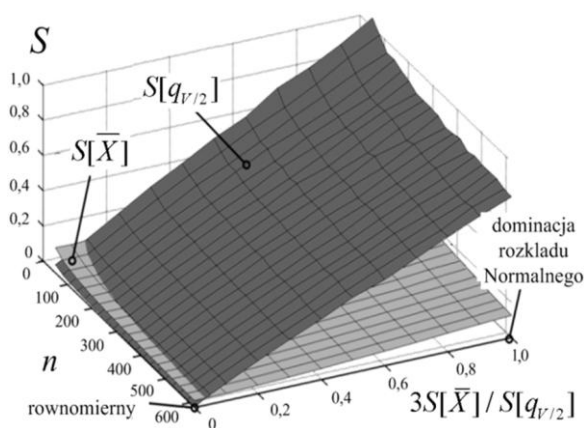
Jeśli przynajmniej jeden z elementów splotu kilku rozkładów nie jest rozkładem Normalnym to jako wynik otrzymuje się rozkład niegaussowski. Metodą MC zbadano estymatory jednoelementowe (1C) następujących rozkładów:

Splot rozkładu równomiernego z Normalnym

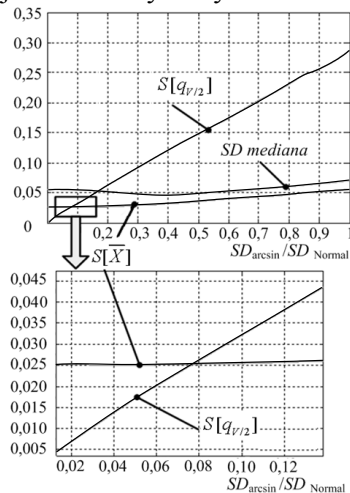
Estymatory 1C tego splotu przedstawiono na rys. 5. Otrzymano, że środek rozstępu jest lepszym estymatorem (mniejsze SD) dla próbki w wąskim obszarze koło rozkładu równomiernego, zwiężającym się nieco ze wzrostem liczby n jej pomiarów.

Splot rozkładów arcsin i Normalnego

Standardowe odchylenia środka rozstępu i średniej tego splotu podano na rys. 6. W większości zakresu stosunku tych odchyłeń dominuje średnia arytmetyczna.



Rys. 5. Odchylenia standardowe: $S[q_{V/2}]$ środka rozstępu i $S[\bar{X}]$ średniej próbek o n elementach modelowanych splotami rozkładu równomiernego i Normalnego



Rys. 6. Estymatory 1C miarunku dla splotu rozkładu arcsin z Normalnym

Splot rozkładów arcsin i równomiernego

Rozkłady PDF dla dwu różnych stosunków odchyłeń standardowych spleanych rozkładów przedstawiono na rys. 7a, 7b, a stosunek SD środka rozstępu i średniej – na rys. 7c. W całym zakresie stosunku SD lepszy jest środek rozstępu $q_{V/2}$.

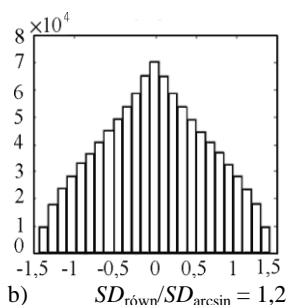
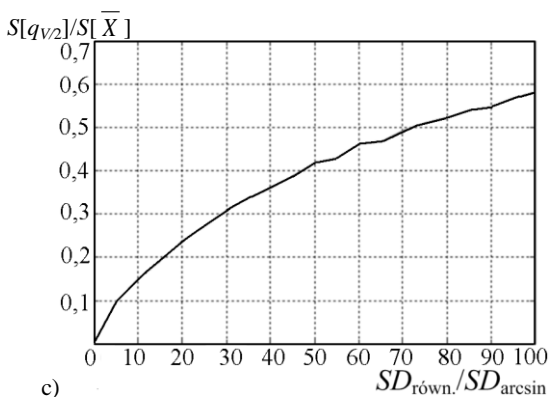
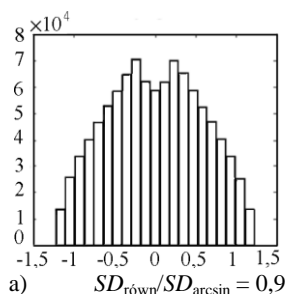
Splot dwu rozkładów arcsin

SD estymatorów 1C splotu dwu rozkładów arcsin podaje rys. 8a. W całym zakresie stosunku SD jego składników (0, 1) najlepszy jest środek rozstępu $S_{q_{V/2}}$ – rys. 8b.

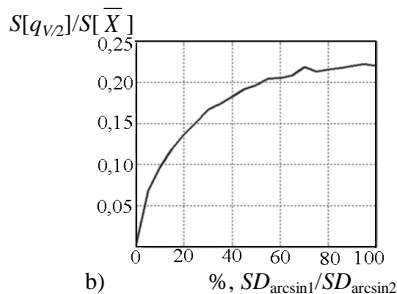
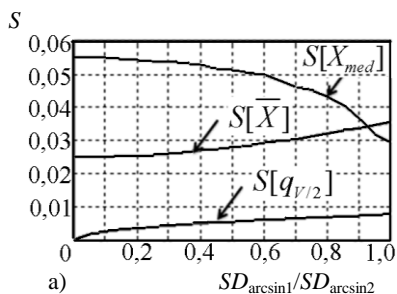
Splot rozkładu Trap z Normalnym

Ze wzrostem % udziału SD rozkładu Normalnego (np. szum) maleje obszar o do-

minacji środka rozstępu – rys. 9. Dla 5% średnia dominuje już w 95% zakresu β . Dla splotu Trap z rozkładem równomiernym tendencja ta będzie odwrotna.

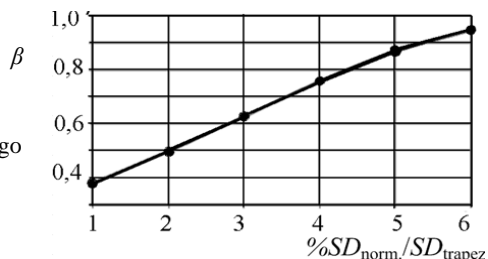


Rys. 7. Splot rozkładów arcsin i równomiernego:
 a), b) dwa przykłady jego PDF dla różnych $SD_{równ.}/SD_{arcsin}$
 c) stosunek odchyłeń standardowych $S[q_{V2}]/S[\bar{X}]$
 jego środka rozstępu q_{V2} i średniej \bar{X}



Rys. 8. Relacje wzajemne odchyłeń standardowych estymatorów splotu dwu rozkładów arcsin

Rys. 9. Zmiany granicy β o dominacji środka rozstępu w funkcji % udziału rozkładu Normalnego w splocie z Trap



Wniosek: Prawidłowe oszacowanie wartości i dokładności mezurandu z próbki danych o dowolnym rozkładzie zależy od wyboru estymatora środka grupowania jej elementów. Należy stosować możliwie najbardziej efektywne, tj. nieobciążony i naj-

dokładniejszy z estymatorów dla danego rozkładu jako wartość mezurandu i jego odchylenie standardowe jako odpowiednik niepewności u_A wg GUM.

4. Wyznaczanie estymatora próbki o dowolnym rozkładzie

W wielu pomiarach występują trudności w identyfikacji właściwej funkcji modelu rozkładu prawdopodobieństwa (PDF) dla próbki. Test zgodności może być negatywny dla wszystkich modeli, lub pozytywny dla kilku z nich i nie można podjąć decyzji, który model wybrać. Należy też znać równania odchyłeń standardowych nietypowych estymatorów w funkcji liczby obserwacji n . Inne rozwiązywanie tego ważnego dla praktyki problemu umożliwiają najnowsze narzędzia statystyki matematycznej, które nie wymagają wyboru dla próbki z góry modelu rozkładu. Służące do tego celu algorytmy dzielą się na oparte na symulacji Monte Carlo oraz wykorzystujące *resampling*, czyli powtórne próbkowanie. Dane pierwotne mogą występować jako próbka o n wartościach obserwacji pomiarowych, lub być zgrupowane w histogram. Metody te polegają na tworzeniu w oparciu o dane pierwotne próbek wtórnych oraz „pseudo-populacji” o cechach statystycznych z nimi korespondujących. Na początku wybiera się estymatory, które należy rozpatrywać, np. średnią arytmetyczną \bar{X} , środek rozstępu $q_{V/2}$ i medianę X_{med} oraz estymatory wieloskładnikowe, liniowe lub inne, których współczynniki wyznacza się z warunku optymalizacji: $\min[SD]$. Oblicza się odchylenia standardowe (SD) estymatorów dla zbioru powielonych próbek i wybiera się estymator o najmniejszym SD. Istnieje kilka sposobów symulacji rozkładu populacji dla danych pierwotnych. Przetestujemy je na przykładzie.

4.1. Wybór estymatora próbki metodami Monte Carlo

Symulacja oparta na danych niezgrupowanych i aproksymacji funkcji odwrotnej

Do oceny niepewności można bezpośrednio stosować metodę funkcji odwrotnej wg [5], [8] o algorytmie podanym na rys. 10 i kilku zaleceniach, co do postępowania:

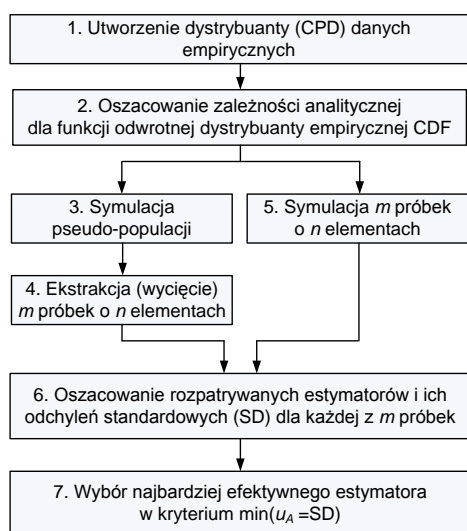
- Znalezienie funkcji odwrotnej: w większości przypadków nie jest możliwe analityczne i lepiej dokonywać jej aproksymacji dla dystrybuanty (CDF).
- Wybór modelu aproksymowanej krzywej: wg kryterium najmniejszego błędu lub wg dokładności aproksymowanej wartości. Aproksymację wielomianową preferuje się tylko dlatego, że występuje ona w wielu pakietach oprogramowania.
- Stosowanie estymatorów kilkuelementowych: należy wykorzystywać procedurę szacowania współczynników (wag) ich składników.

Jakość rozważanej procedury określa się za pomocą: liczby próbek m , dokładności

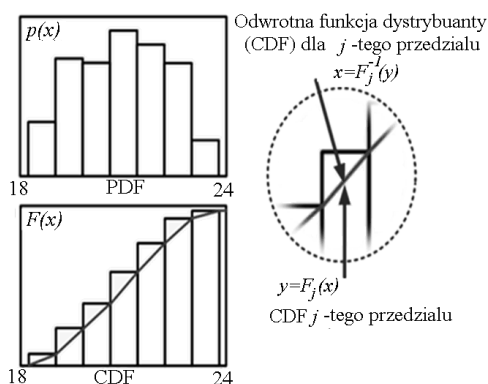
aproxymacji funkcji odwrotnej CDF oraz wykazu wybranych estymatorów lub procedury szacowania ich współczynników.

Symulacja oparta na zgrupowanych danych i linearyzowanej funkcji odwrotnej

W tym przypadku dystrybuantę CDF reprezentuje jej aproxymacja odcinkowo-liniowa (rys. 11) i nie ma konieczności stosowania metody najmniejszych kwadratów. Symulacji tej aproxymacji dokonuje się metodą funkcji odwrotnej dla każdego z przedziałów. Funkcję odwrotną do liniowej wyznaczają dwa punkty skumulowanych częstości względnych. W kolejnych postępowaniach operację tę powtarza się.



Rys. 10. Metoda oparta na symulacji Monte Carlo



Rys. 11. Zgrupowane dane i linearyzowana odcinkami funkcja odwrotna

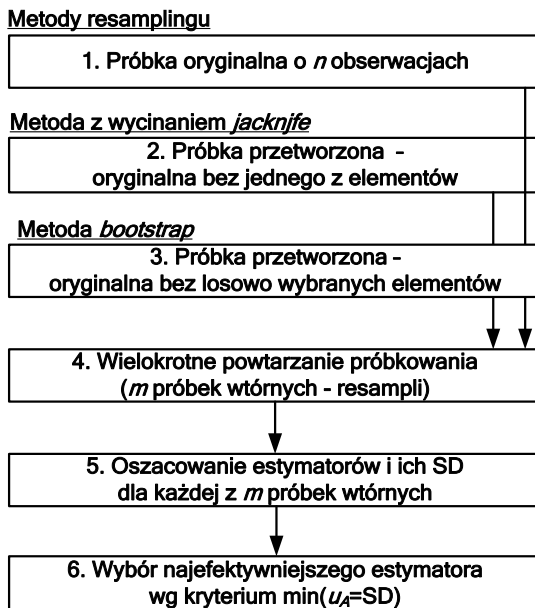
Symulacja na podstawie parametrów kształtu i uogólnienia rozkładu

Większość modeli rozkładu PDF używanych do oceny niepewności może podlegać uogólnieniu. Stosuje się przede wszystkim system krzywych Pearsona [7] oraz inne systemy: Johnsona, Burra i innych. W zależności od wartości parametrów próbki odpowiadających czterem pierwszym centralnym momentom, można dopasować formę krzywej Pearsona i zasymulować rozkład. Obecnie rozkład ten stał się marginalny w stosunku do modelowania korelacyjnego. Istnienie wiele uogólnionych rozkładów, np. gh-rozkłady i λ -rozkłady Tukeya, uproszczających takie podejście [7].

4.2. Metody resamplingu (powtórznego próbkowania)

Realizowane komputerowo metody *resamplingu* stanowią najnowsze podejście do szacowania statystycznego danych pomiarowych [1]. Ogólny algorytm metod *re-*

samplingu podano na rys. 12. Rozpatrzono dwa ich rodzaje.



Rys. 12. Algorytmy metod *resamplingu*

Metoda *jackknife* (z wycinaniem)

Metoda ta polega na kolejnym usuwaniu i -tego elementu ze zbioru początkowych danych i ponownym obliczaniu estymatora dla otrzymanej replikacji Q_i , tj.

$$\tilde{Q}_i = f(x_1, x_2, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_n). \quad (8)$$

Odchylenie standardowe estymatora *jackknife* z replikacji m wynosi:

$$SD(\tilde{Q}_i) = \sqrt{\frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m (\tilde{Q}_i - \bar{\tilde{Q}})^2}, \quad (9)$$

gdzie $\bar{\tilde{Q}} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \tilde{Q}_i$. Liczbę tworzonych próbek m ogranicza liczba elementów n w próbce oryginalnej, tj. $m \leq n - 1$.

Metoda *bootstrap*

W metodzie tej na podstawie danych próbki pierwotnej tworzy się szereg nowych próbek. Każdą z nich otrzymuje się przez losowe wybieranie elementów z danych

oryginalnych (ekstrakcja z jednakowym prawdopodobieństwem $1/n$). Przetwarzanie można wykonać tyle razy, na ile pozwalają dostępne moce obliczeniowe. Te wtórne próbki – *resamples* uzupełniają próbkę oryginalną. Wyznacza się dla nich i dla całej nowej pseudo-populacji wartości rozpatrywanych estymatorów i ich SD.

Metodę można stosować, gdy obserwacje są niezależne i rozłożone jednakowo. Dokładność zależy od błędów statystycznych i błędu modelowania.

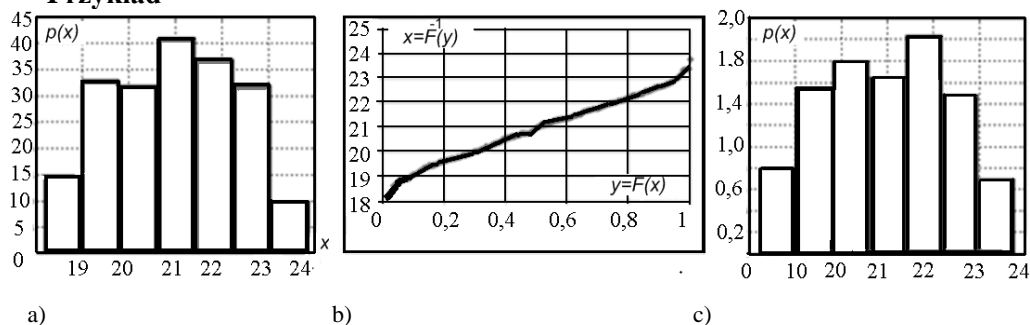
4.3. Symulacja Monte Carlo

Dokonano symulacji Monte Carlo dla niezgrupowanych danych. Aproksymację funkcji odwrotnej CDF pokazano na rys. 13b. W oparciu o znaną funkcję odwrotną symulowano próbkę o liczebności $N = 10^6$. Jest to tak zwana „pseudo-populacja”. Jej histogram podano na rys. 13c. Dla ustalenia zgodności z danymi pierwotnymi sprawdzono i porównano wybrane cechy charakterystyczne ich obu (tabela 2).

Tabela 2. Porównanie wybranych parametrów

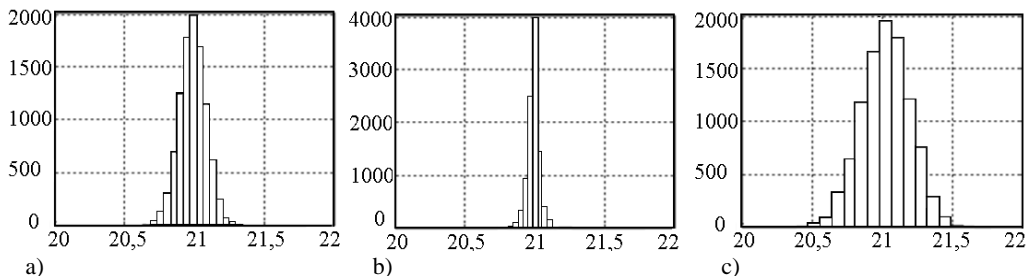
Parametr	Dane pierwotne	“Pseudo-populacja”	“Pseudo-populacja” (z grupowaniem)
Dyspersja	1,82	1,82	1,91
Asymetria	-0,02	-0,03	-0,042
Kurtoza	2,08	2,05	2,07

Przykład



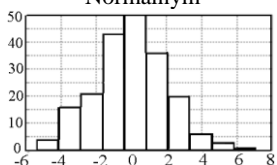
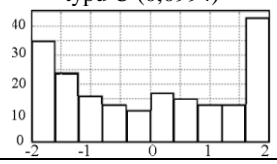
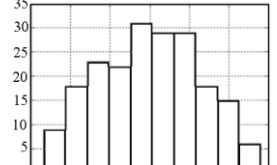
Rys. 13. Symulacja metodą Monte Carlo rozkładu empirycznego: a) histogram danych pierwotnych, b) aproksymacja funkcji odwrotnej CDF, c) histogram „pseudo-populacji” (wg Monte Carlo)

Histogram symulowanego rozkładu próbki o $n = 200$ elementach podano na rys. 13a. Wyniki zastosowania dlań obu metod podaje rys. 14 i tabela 3. Są one takie, jak wynikające z poprzednich rozważań i w większości pokrywają się dla obu metod.



Rys. 14. Otrzymane rozkłady: a) wartości średniej, b) środka rozstępu, c) mediany próbki

Tabela 3. Porównanie wartości odchyłeń standardowych kilku estymatorów próbki

Dane pierwotne próbki $n = 200$ z populacji o rozkładzie:	u_A (GUM)	Estymator	Symulacja MC (wg Pearsona)	<i>Resampling</i> (<i>bootstrap</i>)
Normalnym 	0,14	średnia	0,15	0,15
		środek rozstępu	0,70	0,60
		mediana	0,18	0,19
typu U (0,0994) 	0,10	średnia	0,10	0,10
		środek rozstępu	0,0014	0,0010
		mediana	0,21	0,24
trapezoidalnym ($\beta = 0,35$) 	0,09	średnia	0,09	0,09
		środek rozstępu	0,09	0,10
		mediana	0,13	0,13
		estymator 2C	$\left(\frac{\bar{X} + q_{V/2}}{2} \right)$	0,070

5. Podsumowanie i wnioski

Prawidłowe oszacowanie wyznaczanej statystycznie niepewności pomiarów (odpowiednik u_A wg GUM) dla próbek danych o rozkładach niegaussowskich wymaga wyboru efektywnego, tj. możliwie najdokładniejszego i nieobciążonego estymatora wartości mierzand. W pracy przedstawiono wyniki badań efektywności estymatorów rozkładów trapezowych i splotów innych prostych rozkładów oraz metody poszukiwania estymatora mierzand o najmniejszej niepewności dla próbki danych pomiarowych bez określania *a priori* jej rozkładu. Oto kilka najważniejszych wniosków.

- Dla próbki modelowanej rozkładem Trap, tj. o rozkładzie PDF w kształcie symetrycznego trapezu, wybór najlepszego, tj. o najmniejszym odchyleniu standardowym jednoelementowego (1C) estymatora wartości mierzandów zależy od stosunku podstaw β tego trapezu. Od $\beta = 0$ (trójkąt), aż do $\beta = 0,35$ dominuje wartość średnia. Jeśli zbliża się on do prostokąta ($0,35 < \beta \leq 1$) to lepszy jest środek rozstępu danych próbki.
- Dla zakresu $0 < \beta < 0,75$ jeszcze dokładniejszy jest nieobciążony estymator dwuelementowy (2C) o współczynnikach k_1, k_2 wg (3) jako liniowa forma ich obu.
- Dla rozkładów Trap i CTrap autorzy proponują by w zakresie $0 \leq \beta \leq 0,75$ stosować z niepewnością rzędu 10% uproszczony estymator 2C o jednakowych współczynnikach $k_1 = k_2 = 0,5$, a powyżej tego zakresu aż do $\beta = 1$ – środek rozpięcia.
- Dla splotu rozkładu trapezowego z Normalnym (np. szum) obszar dominacji środka rozstępu szybko maleje i już przy 5% zawartości wynosi tylko 5% zakresu β .
- Przy niedużej zawartości rozkładu Normalnego w jego splotach z rozkładem równomiernym lub z arcsin, występuje wąski obszar o dominacji środka rozstępu. Można by więc, podobnie jak dla rozkładów trapezowych i dla tych splotów zastosować estymatory dwuelementowe, ale ich właściwości wymagają jeszcze zbadania.
- W całym zakresie stosunku odchyżeń standardowych składników splotu rozkładów arcsin i równomiernego oraz splotu rozkładów arcsin dominuje środek rozstępu.
- Dla splotu rozkładów równomiernego i trapezowego obszar ten zwiększy się.
- Przy liczności próbki $n \geq 10$ można przyjąć, że estymatory te nie zależą od n .
- Wszystkie wnioski sprawdzono przez symulację Monte Carlo i na przykładach.
- Można używać też realizowanych komputerowo metod statystycznych poszukiwania estymatora mierzandów o najmniejszej niepewności bezpośrednio dla próbki danych pomiarowych, które nie wymagają określania *a priori* jej modelu.
- Procedury Monte Carlo stosowane do bezpośredniego wyznaczania najlepszego estymatora dla próbki danych dają wówczas dobre wyniki, gdy jej wielkość jest odpowiednia do uzyskania dobrego przybliżenia funkcji odwrotnej dla dystrybuanty (CDF) i histogramu. Procedury te wymagają dodatkowych operacji algorytmicznych dla aproksymacji funkcji odwrotnej, w tym za pomocą odcinków linii prostej.
- Nowe podejście – metody *resamplingu* – nie wymagają próbek o dużych rozmiarach. Stosować można dwie różne procedury o angielskich nazwach *jackknife* i *bootstrap*. Metodą *bootstrap* można wytworzyć bardzo dużo próbek wtórnych – *resampli*, ale wymaga ona dodatkowego oprogramowania do pseudolosowej generacji.
- Algorytmy te nadają się dla różnych estymatorów, w tym wieloelementowych.
- Efektywne estymatory próbek o rozkładach niegaussowskich można wykorzystywać w pomiarach naukowych i użytkowych nie objętych obowiązkiem stosowania zaleceń Przewodnika GUM i jego Suplementów oraz w badaniach statystycznych, gdyż np. rozkładem trapezowym [10] opisuje się grupę ludzi wg wieku lub zbiór urządzeń wg czasu ich użytkowania.

Podziękowania

Autorzy pragną serdecznie podziękować swoim najbliższym za wykazaną ogromną dozę tolerancji podczas tworzenia znacznej części tej pracy [11–13] w warunkach domowych i pomoc w edycji publikacji. Współautorka dziękuje też Brunszwickiej Międzynarodowej Wyższej Szkole Metrologii (Braunschweig International Graduate School of Metrology, <http://igsm.tu-bs.de>) za sponsoring kontynuacji tych badań [4].

Literatura

- [1] CHERNICK M.R., *Bootstrap methods: a guide for practitioners and researchers*, 2nd ed., J. Wiley & Sons, 2007, pp. 369.
- [2] DOROZHOVETS M., WARSZA Z.L., *Udoskonalenie metod wyznaczania niepewności wyników pomiaru w praktyce*, Przegląd Elektrotechniki, 2007, nr 1, s. 1–13.
- [3] DOROZHOVETS M., WARSZA Z., KORCZYŃSKI M. J., *Udoskonalenie metody typu A wyznaczania niepewności pomiarów. Wykrywanie i eliminacja wpływu dryftu i oscylacji przy równomiernym próbkowaniu*, Pomiary Automatyka Kontrola (PAK), 2007, nr 12, s. 8–11.
- [4] GALOWSKA M., WARSZA Z.L., *The ways of effective estimation of measurand*, Pomiary Automatyka Komputery w gospodarce i ochronie środowiska (PAKgoś), 2010, nr 1, s. 18–20.
- [5] KACKER R.N., LAWRENCE J.F., *Trapezoidal and triangular distributions for Type B evaluation of standard uncertainty*, Metrologia, 2007, Vol. 44, pp. 117–127.
- [6] NOVICKIJ P.V., ZOGRAF I.A., *Ocenka pogreshnostiej rezultatov izmerenii*, Energoatomizdat Leningrad, 1985.
- [7] SIM C.H., LIM M.H., *Evaluating expanded uncertainty in measurement with a fitted distribution*, Metrologia, 2008, 45, pp. 178–184.
- [8] Supplement 1 to the Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (GUM) – *Propagation of distributions using a Monte Carlo method*, Guide OIML G 1-101 Edition 2007 (E).
- [9] TAYLOR B.N., KUYATT C.H.E., *Guidelines for Evaluating and Expressing the Uncertainty of NIST Measurement Results*, NIST Technical Note 1297, 1994.
- [10] VAN DORP J.R., KOTZ S., *Generalized Trapezoidal Distributions*, Metrika, 2003, Vol. 58.
- [11] WARSZA Z.L., GALOVSKA M., *About the best measurand estimators of trapezoidal probability distributions*, Przegląd Elektrotechniki – Electrical Review, 2009, No. 5, pp. 86–91.
- [12] WARSZA Z.L., GALOVSKA M., *Estymatory wartości mierzand dla trapezowych rozkładów prawdopodobieństwa danych pomiarowych*, Pomiary Automatyka Komputery w gospodarce i ochronie środowiska (PAKgoś), 2010, nr 1, s. 12–16.
- [13] WARSZA Z.L., GALOVSKA M., *The best measurand estimators of trapezoidal PDF*, Proceedings of IMEKO World Congress *Fundamental and Applied Metrology*, 2009, Lisbon, CD, pp. 2405–2410.
- [14] WARSZA Z.L., GALOVSKA M., *Vybor najlutshej ocenki izmierajemoj velichiny na primiere trapecevidnykh raspredelenij*, Sistemy Obrobтки Informacji, 2009, Vipusk 4, Vol. 78, s. 28–31.
- [15] *Wyrażanie Niepewności Pomiaru. Przewodnik, tłumaczenie z języka angielskiego: Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*, (GUM) ISO 1992, revised and corrected 2nd ed. 1995, z komentarzem J. Jaworskiego, Wydawnictwo Głównego Urzędu Miar Alfavero, Warszawa 1999, 2002.
- [16] ZAKHAROV I.P., SHTEFAN N.V., *Algorithms for reliable and effective estimation of type A uncertainty*, Measurement Techniques, 2005, Vol. 48, 5, pp. 427–437, www.Springer.com. (tł. Izmeritel'naja Tekhnika, 2005, No. 2, pp. 9–15.

Łukasz OSKWAREK*

PROJEKTOWANIE I OCENA SYSTEMU POMIAROWEGO W KONTEKŚCIE TECHNIKI EKSPERYMENTU

1. Wprowadzenie

Każdy z nas, także osoba nie prowadząca na co dzień prac naukowo-badawczych, podświadomie wyczuwa znacznie słowa „eksperyment”. Można przytoczyć w tym miejscu niejedną definicję tego terminu – jednak, mówiąc najkrócej, jego istotą jest celowe działanie prowadzące do uzyskania informacji o interesującym nas obiekcie lub zjawisku. Spośród różnego rodzaju eksperymentów do najciekawszych – z inżynierskiego punktu widzenia – należy zaliczyć eksperymenty ilościowe, w których opis otaczającego nas świata dokonywany jest najczęściej w sposób abstrakcyjny, a mianowicie w postaci liczb, ciągów liczb, funkcji, funkcjonałów lub rozkładów. Nie ulega wątpliwości, że pojęcia: pomiar i eksperyment terminologicznie są ze sobą ściśle powiązane [1] – procedura pomiarowa stanowi bowiem „ogniwo” pośrednie lub docelowe każdego fizycznego eksperymentu ilościowego.

Głównym celem prezentowanych rozważań jest przedstawienie:

- aspektów projektowania narzędzi pomiarowych oraz oceny wyników pomiarów wynikających z ogólnych zasad eksperymentowania (techniki eksperymentu),
- metodologii weryfikacji (oceny) eksperymentu pomiarowego ze szczególnym uwzględnieniem kryterium odnoszącego się do jakości uzyskiwanych wyników (podstawowe kryterium oceny metrologicznej narzędzia pomiarowego),
- problemów związanych z analizą metrologiczną wyników – zwłaszcza z oceną niepewności – w eksperymentach daleko wykraczających poza tradycyjny pomiar jednej lub kilku wielkości (nawet metodami pośrednimi).

*Instytut Elektrotechniki Teoretycznej i Systemów Informacyjno-Pomiarowych, Politechnika Warszawska, ul. Koszykowa 75, 00-661 Warszawa, e-mail: oskwarek@iem.pw.edu.pl

2. Znaczenie techniki eksperymentu w procesie pomiarowym

Klasyczna teoria i technika eksperymentu odnosi się przede wszystkim do zasad projektowania, organizacji i wykonywania eksperymentu, a także opracowywania wyników oraz oceny zarówno całości, jak i poszczególnych faz jego realizacji. Nie zajmuje się tym samym technicznymi aspektami pozyskiwania danych (co stanowi raczej domenę klasycznej metrologii) [1]. Celowość potraktowania teorii i techniki eksperymentu jako dyscypliny bezpośrednio powiązanej z techniką pomiaru wynika z kilku podanych dalej powodów.

1. Często do realizacji eksperymentu pomiarowego przystępujemy „z marszu” – nie bardzo jesteśmy w stanie uwypuklić jego prawdziwy cel, a co za tym idzie określić najwłaściwszy sposób jego przeprowadzenia (np. nie jesteśmy w stanie ocenić czy zmiana temperatury o 1 stopień będzie miała istotny wpływ na uzyskiwane wyniki). Dążymy do konstruowania – w określonych aplikacjach – możliwie dokładnych i uniwersalnych zarazem przyrządów wielofunkcyjnych, czyniąc przy tym wiele „ślepych” założeń, np. że dokładny przyrząd to taki, który wyświetla co najmniej 6 cyfr znaczących wyniku.

2. Dokonujemy wielu słuszych starań mających na celu zwiększenie dokładności i szybkości uzyskiwanych wyników, przy równoczesnej minimalizacji kosztów realizacji pomiarów. Idealnych narzędzi jednak nigdy nie uzyskamy. Wcześniej lub później zadajemy sobie pytanie: czy postawione cele i założenia rozwiązują mój dylemat dotyczący np. poprawnego zaklasyfikowania produktu do danej grupy itp. Bez względu na możliwości ingerowania w dany system, do rozważenia pozostają – w fazie wstępnej projektu – wymagania, jakie powinien on spełniać.

3. W zakresie pomiarów dość skuteczne „narzędzia” odnośnie oceny wiarygodności oraz użyteczności wyników daje teoria błędów oraz teoria niepewności. Czy jednak znane z klasycznej metrologii pojęcia błędu systematycznego, przypadkowego, granicznego, dokładności, a także niepewności standardowej i rozszerzonej da się bez przeszkód zastosować w eksperymentach daleko wykraczających poza tradycyjny pomiar jednej lub kilku wielkości, także metodami pośrednimi?

Do innych ciekawych pytań z tego obszaru zaliczyłbym następujące:

– jak właściwie konstruować i korzystać z nowoczesnych narzędzi sprzętowych (hardware) i programistycznych (software), aby prowadzone badania były etyczne?

– jak we właściwy sposób można wydobyć istotne (a niebędące niepożądanym zakłóceniem) w danym eksperymencie informacje?

– na ile budowane modele (symulacyjne i rzeczywiste) obiektów oraz systemów mogą odbiegać od „ideału”?

– jak najprościej i najtaniej można osiągnąć cel danego eksperymentu, czyli inaczej mówiąc: czy w eksperymencie bardziej „postawić” na szybkość, minimalizację kosztów czy raczej na dokładność i precyzję?

Wynika stąd, iż doświadczony eksperymentator (i pomiarowiec zarazem) powinien dysponować nie tylko wiedzą merytoryczną z dyscypliny, jaką się zajmuje oraz znajomością obsługi wykorzystywanych narzędzi badawczych (przrzędów), lecz również – niemniej istotną – wiedzą z zakresu teorii i techniki eksperymentowania.

3. Modelowanie jako podstawowe narzędzie realizacji eksperymentu

Cechy obiektów i zjawisk modelowane są za pomocą rozmaitych wielkości fizycznych – można zatem przyjąć, że prawidłowe przeprowadzenie eksperymentu wiąże się ze znajomością m.in. zasad ich modelowania.

3.1. Model obiektu i pomiaru

W ogólności celem każdego eksperymentu fizycznego jest uzyskanie wiedzy jakościowej i ilościowej na temat zależności przebiegu danego zjawiska charakteryzującego badany obiekt od wpływu wybranych (interesujących nas) wielkości fizycznych.

Model każdego obiektu stanowi opis jego właściwości za pomocą wielkości: wejściowych \mathbf{X}^2 , wyjściowych \mathbf{Y} , wpływających \mathbf{W} oraz zakłócających \mathbf{Z} . Odwzorowuje on zawsze tylko niektóre zjawiska lub właściwości obiektu istotne z punktu widzenia jego przeznaczenia, przedstawiając je w postaci równania (rodziny równań) wiążącego wielkości wyjściowe z wielkościami wejściowymi [1]. W celu uniezależnienia się od wpływu znanych, choć nieistotnych w danym doświadczeniu czynników ustala się ich natężenie, stabilizując tym samym wartość wielkości wpływających. Z kolei zawsze ograniczoną poznawalność obiektu oraz jego otoczenia modeluje się (zazwyczaj w sposób probabilistyczny) czynnikami zakłócającymi.

Przykład: Przy pomiarze rezystancji drutu wielkością wpływającą jest temperatura w pomieszczeniu, z kolei jej niekontrolowane zmiany występujące np. pod wpływem ruchów powietrza, zmienności nasłonecznienia, czy też załączenia (wyłączenia) dodatkowego źródła ciepła – jeżeli mają istotny wpływ przebieg badania – są modelowane za pomocą czynników zakłócających.

Odnosząc się do procesu pomiarowego, symbolem \mathbf{Y} oznaczane są wielkości wytwarzane przez obiekt mierzony i równocześnie odbierane przez system pomiarowy, z kolei symbolem \mathbf{U} – sygnały pobudzające obiekt mierzony do generacji sygnałów \mathbf{Y} . Dla obiektu mierzony elementy wektora \mathbf{U} są wielkościami wejściowymi (wymuszeniami), a elementy wektora \mathbf{Y} – wielkościami wyjściowymi (odpowiedziami):

² W ogólności, wszystkie zmienne modelujące badane obiekty i zjawiska traktowane są jak zmienne wektorowe, gdyż w rzeczywistości mogą stanowić zestaw wielkości zależnych dodatkowo od czasu i współrzędnych przestrzennych.

$$\mathbf{Y} = \mathcal{G}(\mathbf{U}, \mathbf{p}), \quad (1)$$

gdzie: \mathbf{p} – wektor parametrów modelu obiektu,

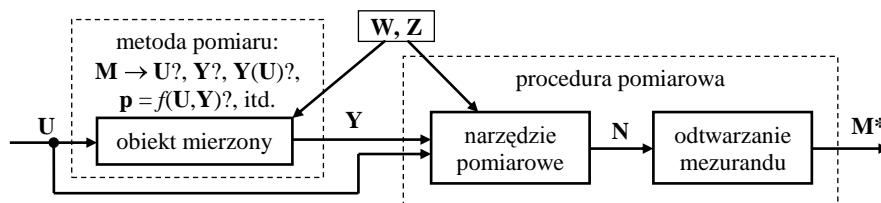
\mathcal{G} – operator modelujący obiekt.

Z kolei dla systemu pomiarowego zarówno wektor \mathbf{U} , jak i \mathbf{Y} traktowane są jako wielkości wejściowe (mierzone bezpośrednio), na podstawie których wyznaczane są wartości wielkości poszukiwanych \mathbf{X} , będących przedmiotem identyfikacji parametrycznej badanego obiektu, a docelowo miarand \mathbf{M}^3 :

$$\mathbf{M} = \{\mathbf{X}\} = \mathcal{M}(\mathbf{Y}, \mathbf{U}), \quad (2)$$

gdzie: \mathcal{M} – operator modelujący proces pomiarowy (odtworzenia miarand).

Łącząc ze sobą modele obiektu badanego i narzędzia pomiarowego uzyskuje się kompleksową strukturę procesu pomiarowego zaprezentowaną na rys. 1.



Rys. 1. Model pomiaru jako proces identyfikacji parametrycznej

Każdy proces pomiarowy składa się z trzech, zaznaczonych na schemacie, części obejmujących:

- zdefiniowanie miarand \mathbf{M} i dobór metody pomiarowej (część koncepcyjna),
- realizacja zadania pomiarowego (część sprzętowa i wykonawcza),
- odtworzenie miarand \mathbf{M} , a uściślając jego estymaty \mathbf{M}^* – wykonywane zaawyczej na surowych wynikach pomiaru \mathbf{N} (część obliczeniowa).

Domeną techniki eksperymentu są przede wszystkim zadania związane z częścią koncepcyjną procesu pomiarowego „rzutujące” na pozostałe jego komponenty (tzn. procesy: realizacji pomiaru oraz odtworzenia miarand). W części koncepcyjnej eksperymentu należy bowiem zasięgnąć informacji i podjąć decyzje odnośnie:

- definicji miarand oraz struktury modelu obiektu (wielkości opisujące obiekt, charakter tych wielkości, struktura równań modelu),

³ Pojęcie miarand M wprowadzono w celu rozszerzenia kategorii cech mierzalnych poza zbiór wielkości fizycznych (np. rozkłady czasowe i przestrzenne, funkcje i funkcjonały opisane na wielkościach, charakterystyki oraz parametry je opisujące itd.), a także w celu konieczności ścisłego określenia modelu badanego obiektu lub zjawiska, przykładowo: wielkością mierzoną X jest temperatura, a miarandem M – rozkład jej wartości maksymalnych na powierzchni nagrzewanego obiektu.

– wymagań stawianych odnośnie jego dokładności i precyzji (dopuszczalna niepewność pomiaru), a także dopuszczalnego zakresu wielkości mierzonych (pośrednich i docelowych), czasu trwania pomiaru, warunków jego wykonywania, gabarytów przyrządów, kosztów wykonania, odporności na zakłócenia itp.,

– sposobu realizacji pomiaru wynikających z ograniczeń stosowalności danych metod, asortymentu dostępnej aparatury i oprogramowania itd.

W ogólności wyróżnić można kilka zasadniczych struktur modelu pomiaru – podstawowym kryterium ich stosowalności jest rodzaj i charakter mezurandu \mathbf{M} [1].

Przykłady różnego rodzaju pomiarów:

1. pomiar spadku napięcia na oporniku oraz ocena jego zmian w czasie – rodzaj mezurandu: wartość wielkości lub rozkłady tych wielkości,

2. pomiar napięć elektrodowych na potrzeby tomografii impedancyjnej – rodzaj mezurandu: reprezentacja wielkości lub funkcjonal określony na wielkościach,

3. zdejmowanie charakterystyki statycznej elementu nieliniowego – rodzaj mezurandu: charakterystyki zależności między wielkościami wyjściowymi a wejściowymi,

4. pomiar rezystancji opornika metodą techniczną – rodzaj mezurandu: parametry zależności między wielkościami wejściowymi a wyjściowymi.

3.2. Błędy i niepewności pomiarów oraz ich znaczenie w procesie modelowania

Pomiar jest z reguły operacją niedokładną, a zatem przypisanie wynikowi pojedynczej (konkretnej) wartości jest zawsze pewnym uproszczeniem. Wynik pomiaru składa się z liczby oznaczającej wartość estymaty mezurandu, oszacowania niepewności tej liczby oraz jednostki miary mezurandu. Istota szacowania niepewności polega na tym, iż na jej podstawie możliwa staje się ocena wiarygodności oraz użyteczności wyniku pomiaru, czyli innymi słowy odpowiedź na pytanie, czy do uzyskanego wyniku można mieć zaufanie i czy rozstrzyga on określony „dylemat” dotyczący np. zaklasyfikowania badanego wyrobu do określonej grupy [3].

Odnosząc się do projektu zadania pomiarowego należy mieć na uwadze, iż źródłem rozbieżności pomiędzy wartościami wielkości poszukiwanych \mathbf{M} , a wartościami zmierzonymi \mathbf{M}^* może być zarówno badany obiekt (rozbieżności między wielkościami określonymi definicją mezurandu, a faktycznie mierzonymi), metoda pomiarowa i samo narzędzie pomiarowe, jak również zjawiska związane ze sprzężeniem obiektu z systemem pomiarowym oraz błędy generowane przez metodę odtwarzania mezurandu. W celu stworzenia właściwego modelu pomiaru konieczna staje się możliwie dogłębna analiza całego procesu pomiarowego (począwszy od wyboru metody pomiarowej na odtwarzaniu wyniku mezurandu skończywszy) z identyfikacją źródeł błędów cząstkowych. Dopiero stworzenie tzw. modelu rozszerzonego pomiaru [1], uwzględniającego źródła błędów oraz ich charakter, pozwala na ocenę wpływu tych błędów na

błąd oszacowania mezurandu i późniejszą decyzję odnośnie ich istotności, konieczności i sposobu ewentualnej minimalizacji⁴, a także sposobu uwzględniania w wyniku pomiaru (zmiana wartości estymowanej lub zwiększenie niepewności wyniku).

4. Zasady projektowania systemu pomiarowego

4.1. Istota i etapy projektowania inżynierskiego

Typowy proces projektowania inżynierskiego składa się z sieci działań o charakterze informacyjnym (wymagania, wiedza i doświadczenie, projekt), operacyjnym (dekompozycja, synteza, analiza, ocena) oraz decyzyjnych. Jego pierwszym krokiem jest sformułowanie wymagań stawianych projektowi, z kolei ostatnim – decyzja o akceptacji projektu lub kontynuacji procesu jego doskonalenia (powrót do poprzednich etapów). Projektowanie inżynierskie ma zatem charakter iteracyjny, w którym algorytmizacja idzie w parze z działaniem intuicyjnym, twórczym [1].

Przykład typowej specyfikacji projektu pomiarowego:

Zbudować urządzenie do pomiaru wielkości x z błędem granicznym $\delta_{gr}(x)$ (lub niepewnością $u(x)$) w zakresie $x \in X$; czas pomiaru nie może przekraczać T_{max} , a koszt urządzenia K_{max} ; urządzenie powinno działać poprawnie w zakresie temperatur $\nu \in [\Theta_{min}, \Theta_{max}]$, wilgotności $w \in [W_{min}, W_{max}]$ itp.

Najczęściej stosowanymi kryteriami oceny zadania projektowego są: dokładność pomiaru, czas trwania pomiaru, a także środki finansowe i inne ograniczenia realizacyjne (np. dostępne technologie). Do najistotniejszych elementów procesu decyzyjnego zaliczyłbym poprawne i możliwie ściśle zdefiniowanie mezurandu (w sensie czasowym i przestrzennym), a także warunków i okoliczności, w których to zdefiniowanie występuje. Zmniejsza to ryzyko wykonania niepotrzebnych nikomu pomiarów oraz pozwala ocenić poprawność przyjętej metody pomiarowej.

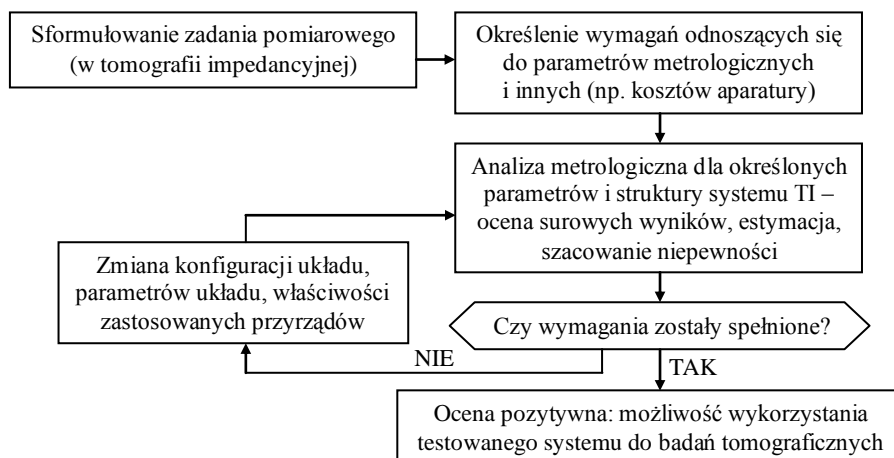
Etyka wszelakich badań naukowych sprowadza się do poszukiwania prawd o otaczającej nas rzeczywistości wyrażających się słusznością potwierdzenia lub falsyfikacji określonej teorii. Stworzenie bezbłędnych modeli zjawisk i obiektów jest jednak niemożliwe. Z metrologicznego punktu widzenia, wysunięcie prawdziwych wniosków odnośnie badanego obiektu lub zjawiska jest możliwe wówczas, gdy eksperymentator będzie dążył do osiągnięcia stanu, w którym błąd pomiaru zawierał się będzie w przedziale wartości dopuszczalnych z uwagi na cele, dla których przeprowadzane są pomiary. Stwierdzenie, iż „dobry eksperymentator powinien być w stanie odróżnić w danym eksperymencie właściwą obserwację od jego nieistotnego zakłócenia” (zaczepnięte z definicji pojęcia „eksperyment”) warunkuje budowę możliwie prostych

⁴ Znanych jest kilka metod pozwalających na minimalizację błędów, jak np.: separacja, kompensacja i korekcja (dokonywana najczęściej w procesie odtwarzania mezurandu).

modeli obiektów i systemów, bez uwzględniania w nich zbędnych szczegółów. Pozwala to na zmniejszenie złożoności sprzętowej urządzeń idącej często w parze z łatwością ich obsługi, a także ze zwiększeniem szybkości wykonywania pomiarów i obliczeń oraz zmniejszeniem kosztów ich realizacji.

4.2. Metodyka projektowania systemu do tomografii impedancyjnej

Przedstawione powyżej (w dużym uproszczeniu) zasady projektowania i oceny dedykowanego systemu pomiarowego zostały przyjęte przy doborze parametrów i struktury wielopunktowego systemu pomiarowego do tomografii impedancyjnej (TI), której istotą jest odtworzenie rozkładu przestrzennego konduktywności wewnątrz badanego obiektu na podstawie wyników pomiaru napięć lub prądów na jego brzegu [2]. Zadanie projektowe wymaga realizacji kilku czynności zestawionych w diagramie przedstawionym na rys. 2.



Rys. 2. Metodyka doboru parametrów i struktury dedykowanego systemu pomiarowego

Oczywistym jest fakt, iż jakość tworzonych obrazów jest determinowana nie tylko właściwościami algorytmu rekonstrukcji, lecz także dokładnością i precyzją wykonywanych pomiarów. Określenie wymagań odnoszących się do: zakresu pomiarowego, liczby miejsc znaczących wyników oraz maksymalnej niepewności wyników pomiarów opiera się na hipotetycznej wiedzy dotyczącej parametrów takich jak: przybliżony zakres wartości konduktywności obiektu, minimalna rozróżnialność (rozdzielczość) konduktywności, minimalna rozróżnialność (rozdzielczość) parametrów geometrycznych oraz przewidywana maksymalna szybkość zmian konduktywności (w pomiarach dynamicznych). Na tej podstawie dokonywana jest wstępna selekcja metod oraz rozwiązań dedykowanego systemu pomiarowego.

Po wykonaniu wymienionych czynności należy przeprowadzić analizę właściwości określonego systemu polegającą na:

- ocenie surowych wyników pomiarów na obiekcie o znanych i odpowiednio dobranych parametrach – ocena ta jest niezbędna m.in. w celu podjęcia dalszych decyzji dotyczących ewentualnego wprowadzania korekt do wyników pomiarów,
- porównaniu między sobą wartości parametrów metrologicznych (w tym przede wszystkim niepewności wyników) wyznaczonych na podstawie przeprowadzonych pomiarów z wcześniej określonymi wymaganiami.

Wspomniane porównanie stanowiło najważniejsze zadanie badawcze z punktu widzenia celu przeprowadzonych eksperymentów. Nie jest nim bowiem ocena możliwości wykonywania pomiarów przy wykorzystaniu określonego systemu pomiarowego, lecz ocena jego przydatności do tworzenia obrazów o odpowiedniej jakości (tj. z określoną rozdzielczością przestrzenną oraz rozdzielczością konduktywności). Typowym obiektem testowym w aplikacjach tomografii impedancyjnej jest wanna (cylinder) – jednak w badaniach mających na celu ocenę właściwości systemu pomiarowego wygodne okazało się zastosowanie obiektu typu „siatka rezystorów”. Bliższe uzasadnienie sensowności zastosowania w przeprowadzonych badaniach dwóch odrębnych modeli systemów oraz typów obiektów badanych zostało przedstawione w pracy [2].

4.3. Metodyka określania wpływu zewnętrznego pola magnetycznego na działanie skaningowego mikroskopu elektronowego

Mikroskopia elektronowa stanowi popularną technikę obrazowania mikro- i nanostruktur różnego rodzaju obiektów, zarówno organicznych, jak i nieorganicznych (np. półprzewodnikowych). Do podstawowych problemów tej techniki należy zaliczyć deformacje obrazów spowodowane wpływem zewnętrznych pól zakłócających na system mikroskopowy. Wykonane w tym zakresie prace badawcze zaowocowały opracowaniem i wdrożeniem w praktyce metody pozwalającej na ocenę wpływu na zniekształcenia obrazu badanego obiektu (preparatu) z równoczesnym określeniem sposobu separacji wpływu tegoż pola na bieg wiązki w kolumnie i komorze mikroskopu elektronowego oraz na jego obwody elektryczne [4]. Ma to istotne znaczenie dla wyboru sposobu eliminacji zakłóceń oraz jej skuteczności. Dodatkową zaletą przeprowadzonych analiz jest możliwość określenia dystansu roboczego, dla którego można przyjąć zerową wartość zakłóceń powstałych w kolumnie mikroskopu. Warto podkreślić jest także fakt, iż opracowana metoda bazuje tylko i wyłącznie na analizie obrazów mikroskopowych i nie wymaga żadnego dodatkowego sprzętu.

Na pierwszy „rzut oka” postawione w odniesieniu mikroskopii elektronowej zadanie projektowe wygląda zgoła odmiennie od zasygnalizowanej w poprzednim punkcie metodyki doboru parametrów i struktury systemu pomiarowego na potrzeby tomografii impedancyjnej. Nie odnosi się ono bowiem do całego systemu (ani nawet jego

części) lecz do oceny wpływu konkretnego czynnika, tj. pola magnetycznego, na obraz mikroskopowy badanej struktury. Jednakże bliższa analiza problemu od razu ujawnia podobieństwa obu przedstawionych zadań projektowych, a mianowicie:

– w obu przypadkach mamy do czynienia z wielkościami poszukiwanymi (w tomografii impedancyjnej – rozkład konduktywności, w mikroskopii – indukcja magnetyczna), wielkościami wymuszającymi (w tomografii impedancyjnej – prąd lub napięcie pobudzenia, w mikroskopii – wiązka elektronowa), wielkościami mierzonymi bezpośrednio (w tomografii impedancyjnej – napięcia lub prądy elektrodowe, w mikroskopii – odchylenie wiązki) oraz stabilizowanymi w czasie trwania badań wielkościami wpływającymi (w tomografii impedancyjnej – np. liczba elektrod oraz wymiary geometryczne, w mikroskopii – np. energia wiązki),

– w obu przypadkach celem nadrzędnym przeprowadzonych pomiarów i analiz jest dobór optymalnej struktury dedykowanego systemu lub też określenie sposobu przeprowadzania badań, tak aby możliwie małymi nakładami (obliczeniowymi, sprzętowymi oraz finansowymi) możliwe było uzyskiwanie obrazów o wymaganej jakości,

– w obu przypadkach zadanie projektowe przeprowadzane było w oparciu o przyjęte modele symulacyjne i rzeczywiste dedykowanych systemów pomiarowych, uwzględniające wspomniane wyżej wielkości opisujące badany obiekt lub zjawisko.

Wskazuje to na uniwersalność przedstawionych w punktach 3.1, 3.2 oraz 4.1 rozważań teoretycznych.

5. Nowoczesne aspekty oceny eksperymentów pomiarowych

Obserwowany w okresie ostatnich kilku dekad szybki rozwój technologii informacyjnej oraz mikroelektroniki przejawia się – w zakresie eksperymentowania – zmianami dotyczącymi: sposobu pozyskiwania danych, sposobu modelowania, a także opracowywania wyników. Odtwarzanie estymaty mezurandu \mathbf{M}^* stanowi zazwyczaj dość skomplikowaną metodę numeryczną, realizującą jednocześnie operacje takie jak: przetwarzanie skali, korekcja błędów⁵, linearyzacja czy filtracja.

Przykładowe trudności i rozbieżności, jakie można dostrzec między klasycznymi a nowoczesnymi eksperymentami pomiarowymi zostały przedstawione dalej.

1. Z uwagi na wielowymiarowość (wieloparametrowość) mezurandu może mieć on składowe odnoszące się do wielkości mierzonych, dla których pewna część toru pomiarowego jest wspólna a inna – nie. Dokonując modelowania takiego procesu należy założyć, że układ ten ma wiele wejść i wiele wyjść wzajemnie na siebie wpływają-

⁵ Operacja korekcji błędów spowodowanych działaniem wielkości wpływających i zakłóceń ma sens tylko wówczas, gdy wartości tych wielkości, jak i mechanizm ich działania są znane z wystarczającą dokładnością.

cych. Procedury odtwarzania są w takim przypadku realizowane zazwyczaj za pomocą metod sztucznej inteligencji i nie zawsze są skuteczne – mogą prowadzić do niejednoznaczności odwzorowania.

2. Rozproszenie terytorialne (wielopunktowość) oraz złożoność opisu właściwości modelowanych obiektów sprawia, że tor pomiarowy ulega coraz większemu rozczłonkowaniu, a liczba danych znacząco rośnie. Pojawia się coraz więcej źródeł błędów cząstkowych wynikających ze złożoności obliczeń, transmisji danych, ale także zmian wartości mierzonych wielkości, których istotność rośnie wraz z wydłużeniem się czasu akwizycji danych. Duża różnorodność czynników wpływających na wyniki pomiarów i obliczeń może znacząco skomplikować budowane modele.

3. Obok złożoności opisu właściwości obiektu, którego cechy nierzadko są trudno „mieralne” (co ma miejsce np. w systemach biomedycznych oraz biometrycznych) pojawiła się nowa kategoria pomiarów różniących się koncepcyjnie od oceny klasycznej wielkości fizycznej, jak np. pomiar inteligencji, barwy głosu i innych cech behawioralnych. Warto jednak zauważyć, iż celem nadrzędnym takich analiz jest zazwyczaj nie tyle określenie cech mezurandu w postaci liczby oraz jednostki miary, co ich ekstrakcja, selekcja, detekcja oraz późniejsza klasyfikacja. Szczegółność form opisów oraz celów, jakim służą analizy sprawia, iż ocena wiarygodności metod identyfikacji w oparciu o ocenę niepewności wyników (w wydaniu klasycznym) z jednej strony jest niemożliwa, z drugiej zaś – jest pozbawiona sensu⁶.

4. W stosowanej powszechnie w nowoczesnych systemach pomiarowych analizie sygnałowej utrwaliło się pojęcie stosunku sygnał-szum (SNR). W tradycyjnym ujęciu „niepewnościowym” mogłoby ono oznaczać odwrotność niepewności względnej, czyli stosunek wartości estymowanej wyniku do jego niepewności. Trudno jednak w rzeczywistości dokonać tak prostego przełożenia – źródłem losowości szumu jest opis zmienności wartości w dziedzinie czasu, podczas gdy pojęcie niepewności odnosi się do braku możliwości określenia tej wartości z nieskończenie dużą precyzją.

5. Znane z klasycznej metrologii prawa propagacji (przenoszenia) niepewności odnoszących się do różnych źródeł błędów cząstkowych dla różnych wielkości wejściowych oraz zasady doboru współczynnika rozszerzenia stają się niezwykle trudne (jeżeli w ogóle możliwe) do zastosowania w sytuacji, gdy algorytm obliczeniowy dokonuje przekształceń na wielu wielkościach wejściowych (pierwotnych) mniej lub bardziej zależnych od siebie. Dodatkowych problemów może dostarczać oszacowanie niepewności samego algorytmu odtwarzania mezurandu, który w klasycznych zastosowaniach realizuje najczęściej funkcję liniową, hiperboliczną lub paraboliczną (lub ich złożenie), dla których ocena rozrzutu wyników wokół tej krzywej oraz odkształcenia jej od charakterystyki nominalnej nie przedstawia większych problemów.

⁶ Warto dodać, iż konieczność oceny każdego projektowanego systemu sprawia, iż nawet w najbardziej odbiegających od klasycznej metrologii zastosowaniach (np. biometrii) – pomimo braku pojęcia niepewności – funkcjonują inne pojęcia pokrewne, takie jak: niezawodność, kompletność, selektywność, precyzja, poziom i przedział ufności, rozkład prawdopodobieństwa, a nawet czułość czy rozdzielczość.

Przykład: Pomimo niskiego poziomu niepewności mierzonych napięć (0,1%) w systemie do tomografii impedancyjnej, niepewności rozszerzone odtwarzania konduktywności (opisane tylko i wyłącznie na zbiorze wartości błędu pomiarowego) wynoszą przeważnie od 5% do 10%. Jest to spowodowane dużą nieliniowością algorytmu rekonstrukcji oraz małą wrażliwością napięć elektrodowych na zmiany konduktywności obiektu badanego. Należy dodać, iż złożoność obliczeń sprawia, że jedynym możliwym sposobem wyznaczeniem współczynników wrażliwości wiążących wielkości wyjściowe (konduktywności) z wejściowymi (mierzone napięcia) – podczas szacowania niepewności konduktywności obiektu – jest ich ocena eksperymentalna [2].

Do pozytywnych przejawów upowszechnienia się komputera w pracach naukowo-badawczych zaliczyłbym m.in. możliwość realizacji złożonych zadań inżynierskich z wykorzystaniem metod i technik sztucznej inteligencji, eksploracyjnej analizy danych, logiki rozmytej i innych. Obok zwiększenia skuteczności, szybkości i dokładności poszukiwań właściwych rozwiązań określonego zadania projektowego, warto także wspomnieć o jeszcze jednym – istotnym z pomiarowego punktu widzenia – obszarze zastosowań wspomnianych wyżej dyscyplin naukowych. Mieszczą się w nim bowiem zadania mające na celu redukcję błędów i niepewności wyników [5].

Przykład: Zastosowanie w systemie dedykowanym na potrzeby tomografii impedancyjnej fuzji wyników⁷ uzyskanych za pomocą karty zbierania danych oraz przyrządu autonomicznego spowodowała zmniejszenie się niepewności oszacowania estymatora wartości średniej mierzonego napięcia o 20–35% [5]. Wyniki wykonanych eksperymentów prowadzą także do innego ciekawego wniosku, iż (przynajmniej w pewnych przypadkach) mniejszą niepewność uzyskuje się wykonując N pomiarów za pomocą dwóch przyrządów niż wykonując $2N$ pomiarów jednym przyrządem.

6. Podsumowanie

Technika pomiaru oraz technika eksperymentu to dwa uzupełniające się wzajemnie i zarazem integrujące się ze sobą obszary wiedzy. Wszehobecność pomiarów w otaczającym nas świecie sprawia, iż „przeciętnemu” pomiarowcowi nie jest potrzebna dogłębna wiedza z zakresu konstrukcji urządzeń (czyli instrumentalizacji), a raczej znajomość ich właściwości eksploatacyjnych i użytkowych oraz reguł rządzących wykonywaniem takich czy innych eksperymentów pomiarowych. Także dla typowego metrologa (czyli osoby zajmującej się na co dzień nie tylko pomiarami, lecz także konstruowaniem przyrządów i systemów) wiedza z zakresu technik ekspery-

⁷ Pod pojęciem fuzji danych (*Data Fusion*) rozumie się wszelkie formalne metody umożliwiające łączenie i przetwarzanie wiedzy pochodzącej z wielu różnych źródeł w celu wykorzystania synergii zawartej w danych, a także poprawy jakości oceny parametrów obiektów i zjawisk.

towania może okazać się nie do przecenienia. Poprzez wnikliwą analizę każdego stopnia przetwarzania pomiarowego pod względem możliwych błędów, a także kosztów, technologii, standaryzacji, gabarytów itp. ma on realny wpływ na możliwość wykorzystania danego narzędzia pomiarowego do realizacji określonego zadania badawczego.

Postęp technologiczny, jaki dokonuje się obecnie zwłaszcza w zakresie mikroelektroniki oraz informatyki wywiera znaczący wpływ nie tylko na sposób realizacji określonych eksperymentów pomiarowych, lecz także na metodologię projektowania i oceny dedykowanych narzędzi badawczych. Wobec niewątpliwych korzyści płynących z rozwoju nowoczesnych gałęzi nauki i techniki, prawdziwy eksperymentator powinien być świadomy, iż nawet najdokładniejsze, najszybsze i najlepiej „myślące” przyrządy nie gwarantują poprawnych wyników przy niewłaściwym ich zastosowaniu – niewłaściwym także z punktu widzenia prawdziwego celu, dla którego są one wykorzystywane.

Literatura

- [1] JAWORSKI J., MORAWSKI R., OLĘDZKI J., *Wstęp do metrologii i techniki eksperymentu*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne WNT, Warszawa 1992.
- [2] OSKWAREK Ł., *Metodyka doboru parametrów i struktury wielopunktowego systemu pomiarowego do tomografii impedancyjnej*, rozprawa doktorska, Instytut ETiSIP, Politechnika Warszawska, Warszawa 2003; (streszczenie rozprawy: Przegląd Elektrotechniczny, 2004, nr 7–8, s. 743–747).
- [3] OSKWAREK Ł., *Metodyka szacowania niepewności w pomiarach pośrednich na przykładzie wyników badań oscyloskopowych czasu trwania impulsu*, Przegląd Elektrotechniczny, 2008, nr 2, s. 100–104.
- [4] PŁUSKA M., OSKWAREK Ł., *Metoda określenia wpływu zewnętrznego pola magnetycznego na wiązkę elektronów oraz na obwody elektryczne w skaningowym mikroskopie elektronowym*, Przegląd Elektrotechniczny, 2008, nr 5, s. 345–348.
- [5] WINEK T., OSKWAREK Ł., *Redukcja niepewności wyników pomiarów w tomografii impedancyjnej*, Pomiary Automatyka Kontrola (PAK), 2006, nr 9bis, s. 25–27.

Jadwiga LAL-JADZIAK*, Mariusz KRAJEWSKI**, Sergiusz SIENKOWSKI**

PODSTAWY I ALGORYTMY PRZETWARZANIA SYGNAŁÓW – ZAJĘCIA LABORATORYJNE. KONCEPCJA, REALIZACJA, OPROGRAMOWANIE ORAZ SKRYPT

1. Wprowadzenie

W 2002 r. na Wydziale Elektrotechniki, Informatyki i Telekomunikacji Uniwersytetu Zielonogórskiego został otwarty kierunek studiów *elektronika i telekomunikacja*. Podstawy i Algorytmy Przetwarzania Sygnałów to przedmiot obowiązkowy, realizowany w IV semestrze studiów w formie 30 h wykładu oraz 30 h ćwiczeń laboratoryjnych. Realizacja przedmiotu odbywa się w laboratorium komputerowym z zastosowaniem oprogramowania i przygotowanych materiałów dydaktycznych. Modernizacja laboratorium, wprowadzenie nowych funkcjonalności i ulepszeń do oprogramowania, praca włożona w uzupełnianie materiałów dydaktycznych oraz bogate doświadczenia zebrane podczas zajęć ze studentami zaowocowały wydaniem w 2009 r. skryptu *Podstawy i algorytmy przetwarzania sygnałów. Ćwiczenia laboratoryjne* [2]. Treść skryptu obejmuje m.in.: podstawy teorii sygnałów zdeterminowanych i losowych [1, 4, 5], podstawy estymacji i detekcji [1] oraz wybrane algorytmy przetwarzania sygnałów [3, 5]. Zajęcia laboratoryjne stanowią praktyczną ilustrację oraz uzupełnienie zagadnień przedstawionych na wykładzie.

Tak przygotowane zajęcia laboratoryjne mogą być realizowane na innych kierunkach technicznych, np. *informatyce stosowanej, elektronice, elektrotechnice, automa-*

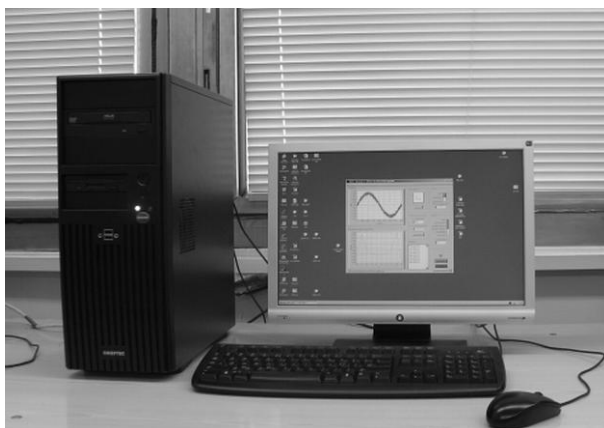
*Instytut Fizyki, Uniwersytet Mikołaja Kopernika, ul. Grudziądzka 5/7, 87-100 Toruń

**Instytut Metrologii Elektrycznej, Uniwersytet Zielonogórski, ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra, e-mail: s.sienkowski@ime.uz.zgora.pl

tyce i robotyce lub inżynierii biomedycznej. W najbliższym czasie planuje się ich wdrożenie na Wydziale Fizyki, Astronomii i Informatyki Stosowanej Uniwersytetu Mikołaja Kopernika w Toruniu.

W skrypcie do laboratorium opisano 8 ćwiczeń zawierających instrukcje z listami poleceń poprzedzonych rozbudowanym wprowadzeniem teoretycznym. Instrukcje do laboratorium są ściśle powiązane z opracowanym oprogramowaniem komputerowym. Na oprogramowanie składa się pakiet 9 programów przeznaczonych do komputerów klasy PC i systemu operacyjnego Microsoft Windows.

Na rysunku 1 przedstawiono widok stanowiska laboratoryjnego do realizacji programów ćwiczeń.



Rys. 1. Stanowisko do realizacji programów ćwiczeń

Niżej opisano koncepcję i realizację laboratorium oraz charakterystykę ćwiczeń i opracowanego oprogramowania.

2. Koncepcja i realizacja laboratorium

Laboratorium Podstaw i Algorytmów Przetwarzania Sygnałów umożliwia prezentację zagadnień z zakresu podstaw teorii sygnałów zdeterminowanych i losowych (głównych parametrów oraz charakterystyk sygnałów, również charakterystyk łącznych), podstaw przetwarzania analogowo-cyfrowego sygnałów (próbkowania, kwantowania i kwantowania z sygnałem *ditherowym*), podstaw teorii estymacji (estymatorów oraz błędów estymacji parametrów i charakterystyk sygnałów) oraz metod detekcji sygnałów użytecznych na tle zakłóceń (metod korelacyjnych i widmowych, metody uśredniania koherentnego). Laboratorium to pomyślane zostało w taki sposób, aby stanowiło wprowadzenie do zaawansowanych technik przetwarzania sygnałów.

Koncepcja oparta jest na realizacji zbioru poleceń z instrukcji z zastosowaniem opracowanego oprogramowania komputerowego. Istotą przyjętej koncepcji jest obserwacja, analiza i interpretacja wyników przetwarzania sygnałów. Dotychczasowy przebieg zajęć laboratoryjnych pokazał, że decyzja o przyjęciu takiej koncepcji okazała się słuszna. Szczególnie chętnie realizowany przez studentów program ćwiczeń zachęcił twórców laboratorium do stałego rozwijania, ulepszania i uzupełniania ich treści oraz modernizacji oprogramowania. W rezultacie powstała wersja 2. oprogramowania oraz skrypt.

W tabeli 1 wyszczególniono tematy ćwiczeń realizowanych w laboratorium i nazwy odpowiadających im programów komputerowych.

Tabela 1. Zestawienie tematów ćwiczeń laboratoryjnych i nazw programów komputerowych

Lp.	Program Komputerowy	Tematy ćwiczeń laboratoryjnych z przedmiotu Podstawy i Algorytmy Przetwarzania Sygnałów
1	Ćwiczenie 1	Sygnały zdeterminowane i losowe
2	Ćwiczenie 2	Główne charakterystyki sygnałów
3	Ćwiczenie 3	Charakterystyki łączne sygnałów
4	Ćwiczenie 4	Ilustracja twierdzenia o próbkowaniu
5	Ćwiczenie 5	Ilustracja kwantowania sygnałów oraz kwantowania z sygnałem ditherowym
6	Ćwiczenie 6	Detekcja sygnału okresowego metodą uśredniania koherentnego
7	Ćwiczenie 7	Detekcja sygnałów w szumie metodą autokorelacji i korelacji wzajemnej
8	Ćwiczenie 8A Ćwiczenie 8B	Błędy estymacji

Do każdego ćwiczenia opracowano obszerną instrukcję zawierającą 5 głównych rozdziałów: część teoretyczną (cel ćwiczenia oraz wprowadzenie), program ćwiczenia (zbiór poleceń do realizacji podczas zajęć oraz w ramach zadania domowego), opis zastosowanego oprogramowania, wskazówki do wykonania ćwiczenia oraz wykaz literatury.

Realizacja ćwiczeń odbywa się w dwu- lub w miarę możliwości w jednoosobowych grupach laboratoryjnych. W czasie zajęć studenci generują, przetwarzają (zgodnie z zaproponowanymi algorytmami przetwarzania sygnałów), obserwują przebiegi sygnałów i obrazy ekranów oraz we wskazanych przypadkach zapisują próbki sygnałów i obrazy do plików. W ramach zadania domowego przygotowują sprawozdanie.

3. Charakterystyka ćwiczeń laboratoryjnych

Program laboratorium obejmuje przeprowadzenie 8 trzylekcyjnych ćwiczeń. Poniżej przedstawiono, krótką ich charakterystykę.

Ćwiczenie 1. *Sygnaly zdeterminowane i losowe* jest wprowadzeniem do teorii sygnałów. W części teoretycznej instrukcji przedstawiono klasyfikację sygnałów zdeterminowanych i losowych. Zamieszczono również informacje o podstawowych parametrach sygnałów takich jak wartość średnia, wartość średnia wyprostowana, wartość średniokwadratowa, skuteczna, wariancja i odchylenie standardowe. Zadaniem studentów jest generowanie różnych typów sygnałów (poliharmonicznych, trójkątnych, prostokątnych, szumów, itp.) i wyznaczanie ich parametrów. Ćwiczenie umożliwia zdobycie podstawowej wiedzy o sygnałach. Studenci nabywają praktyczną umiejętność identyfikowania i rozróżniania typów sygnałów oraz wyznaczania ich parametrów.

Ćwiczenie 2. *Główne charakterystyki sygnałów* ilustruje sposoby otrzymywania charakterystyk sygnałów takich jak funkcja autokorelacji, widmo amplitudowe, funkcja gęstości prawdopodobieństwa (histogram, estymator) oraz widmo mocy. W części teoretycznej instrukcji przedstawiono charakterystyki, ich własności, algorytmy wyznaczania oraz dziedziny zastosowań. Podczas zajęć oraz w ramach pracy domowej studenci samodzielnie lub z zastosowaniem opracowanego programu generują histogramy i estymatory funkcji gęstości, autokorelacji i widma mocy. Ćwiczenie umożliwia zdobycie praktycznej umiejętności tworzenia estymatorów charakterystyk sygnałów oraz badania ich własności. Studenci porównują otrzymane wyniki estymacji z charakterystykami teoretycznymi. Porównują również parametry uzyskane na drodze analiz otrzymanych funkcji z estymatorami uzyskanymi w sposób bezpośredni, co stanowi znaną metodę sprawdzania prawidłowego działania przyrządów przeznaczonych do analizy sygnałów.

Ćwiczenie 3. *Charakterystyki łączne sygnałów* jest rozwinięciem ćwiczenia 2. W części teoretycznej przedstawione są definicje, właściwości oraz zastosowania łącznych charakterystyk sygnałów: łącznej gęstości prawdopodobieństwa, funkcji korelacji wzajemnej oraz wzajemnej gęstości widmowej. Ćwiczenie umożliwia studentom zapoznanie się z własnościami charakterystyk łącznych, przede wszystkim funkcji korelacji wzajemnej. Podczas zajęć badane są sygnały zdeterminowane, losowe oraz ich suma.

Ćwiczenie 4. *Ilustracja twierdzenia o próbkowaniu* przedstawia problematykę próbkowania sygnałów: pojęcie aliasingu, powielania widma sygnałów oraz twierdzenie Kotelnikowa-Shannona. Rozpatrzono również zagadnienie próbkowania sygnałów pasmowych. Podczas zajęć studenci analizują widma amplitudowe uzyskane na podstawie sygnałów spróbkowanych, obserwują zjawisko powstawania aliasingu, powielania oraz przecieku widma, identyfikują i opisują składowe harmoniczne sygnałów. Ćwiczenie rozwija umiejętności prawidłowego próbkowania sygnałów.

Ćwiczenie 5. *Ilustracja kwantowania sygnałów oraz kwantowania z sygnałem ditherowym* jest wprowadzeniem do zagadnienia kwantowania sygnałów. W części teoretycznej przedstawiono proces kwantyzacji sygnałów oraz kwantyzacji z sygnałem *ditherowym*. Jako sygnał *ditherowy* zastosowano szum o rozkładzie normalnym oraz równomiernym. W programie ćwiczenia znalazły się zagadnienia ilustrujące kwantowanie sygnałów z zastosowaniem przetworników A/C o różnych parametrach przetwarzania. Studenci badają wpływ parametrów przetwornika na błędy kwantowania oraz widma kwantowanych sygnałów. Ćwiczenie umożliwia nabycie umiejętności symulowania kwantowania sygnałów, również z zastosowaniem sygnału *ditherowego*. Studenci oceniają – powodowane kwantowaniem – błędy estymacji podstawowych parametrów sygnałów.

Ćwiczenie 6. *Detekcja sygnału okresowego metodą uśredniania koherentnego* przedstawia zasadę oraz zastosowanie koherentnego uśredniania sygnałów. W części teoretycznej instrukcji przedstawiono opis algorytmu uśredniania sygnału oraz zdefiniowano parametry sygnałów przed i po uśrednieniu. Dalej zaproponowano zestaw ćwiczeń umożliwiających praktyczną ilustrację działania algorytmu. W ramach ćwiczenia studenci oceniają przydatność algorytmu uśredniania w różnych sytuacjach pomiarowych (wydobywanie sygnału ukrytego w szumie, usuwanie sygnałów pasożytniczych, eliminowanie błędów pochodzących od kwantowania). W ramach pracy domowej, na podstawie zebranych podczas zajęć próbek sygnałów, studenci samodzielnie realizują zasadę uśredniania koherentnego i porównują wyniki z uzyskanymi podczas zajęć.

Ćwiczenie 7. *Detekcja sygnałów w szumie metodą autokorelacji i korelacji wzajemnej* stanowi ilustrację algorytmów, których celem jest wykrywanie sygnałów w szumie. W części teoretycznej ćwiczenia przedstawiono algorytmy wykrywania sygnałów z zastosowaniem metod korelacyjnych (autokorelacji sumy sygnału i szumu, korelacji wzajemnej sygnału i szumu z ciągiem impulsów, korelacji wzajemnej sygnałów nieokresowych, pomiaru harmonicznych sygnału w obecności zakłóceń metodą korelacji wzajemnej, metody detekcji fazoczułej, termometru szumowego). Studenci zapoznają się z problematyką wydobywania sygnału z szumu za pomocą funkcji autokorelacji i korelacji wzajemnej oraz zasadą działania korelacyjnego analizatora kształtu sygnału. Ćwiczenie umożliwia nabycie umiejętności eliminowania zakłóceń z zastosowaniem technik korelacyjnych.

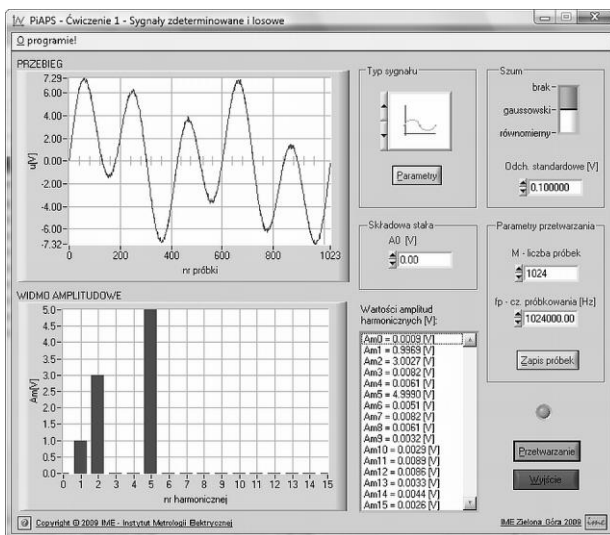
Ćwiczenie 8. *Błędy estymacji* jest podsumowaniem wszystkich zrealizowanych wcześniej ćwiczeń. Przedmiotem zajęć są błędy estymacji parametrów i charakterystyk sygnałów uzyskanych na podstawie danych spróbkowanych, spróbkowanych i skwantowanych (również z *ditherem*) oraz zniekształconych szumami. W części teoretycznej instrukcji przedstawiono kryteria jakości estymatorów, definicje błędów estymacji oraz ich praktyczną ocenę. Podczas zajęć studenci wyznaczają i oceniają obciążenie oraz wariancję estymatorów otrzymanych zarówno w analizatorze jednokanałowym jak i dwukanałowym. Ćwiczenie umożliwia uzyskanie umiejętności oceny dokładności

ści estymacji podstawowych parametrów oraz charakterystyk sygnałów m.in. uzyskanych na podstawie ich cyfrowej reprezentacji.

4. Opis oprogramowania

Realizacja ćwiczeń możliwa jest dzięki opracowanemu w środowisku LabWindows firmy National Instruments autorskiemu oprogramowaniu komputerowemu. Przygotowano pakiet 9 programów. W tabeli 1 przedstawiono nazwy programów oraz ich przyporządkowanie do poszczególnych ćwiczeń. Każdy program ma graficzny panel (interfejs) sterowania z kontrolkami umożliwiającymi ustawienie wartości parametrów wejściowych, wybór realizowanej funkcji przetwarzania sygnałów oraz prezentację wyników symulacji. Panel sterowania każdego programu ma zbliżony układ elementów sterujących i prezentujących wyniki obliczeń.

Program Ćwiczenie 1 umożliwia generowanie i prezentację przebiegów sygnałów okresowych (sinusoidalny, trójkątny, prostokątny), losowych (o rozkładzie Gaussa i równomiernym) oraz sumy sygnałów w dziedzinie czasu dyskretnego i częstotliwości (widmo amplitudowe). Na rysunku 2 przedstawiono panel sterowania programu.

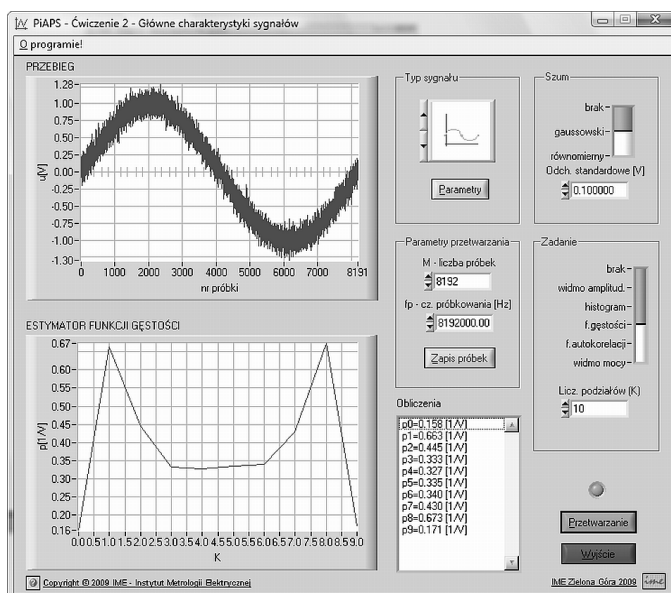


Rys. 2. Panel sterowania programu Ćwiczenie 1

W programie Ćwiczenie 1 zadawać można wartości amplitud, częstotliwości, składowej stałej sygnałów oraz odchylenie standardowe (lub zakres wartości) sygnałów losowych (szumów). Zadawać można również liczbę próbek oraz obliczoną wartość częstotliwości próbkowania. Kontrolka listująca wyświetla wartości amplitud składo-

wych harmonicznych, natomiast kontrolki graficzne prezentują przebieg oraz widmo amplitudowe sygnału. W tym i pozostałych programach zaimplementowano funkcję akwizycji próbek sygnałów do plików tekstowych.

Program Ćwiczenie 2 umożliwia wyznaczenie przebiegów funkcji autokorelacji, histogramu, estymatora funkcji gęstości prawdopodobieństwa oraz gęstości widma mocy sygnałów. Na rysunku 3 przedstawiono panel sterowania programu.

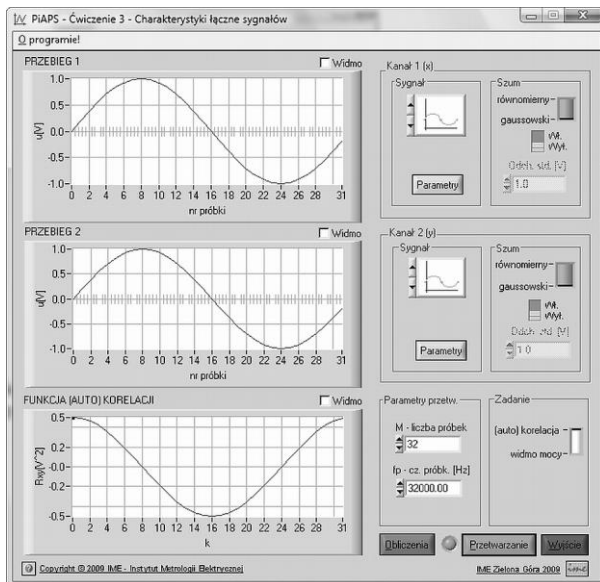


Rys. 3. Panel sterowania programu Ćwiczenie 2

Generowanie, prezentacja przebiegów oraz zadawanie wartości parametrów sygnałów odbywa się jak w programie Ćwiczenie 1. Program umożliwia wyświetlanie w kontrolce listującej wartości generowanych przebiegów oraz amplitud składowych harmonicznych widma amplitudowego sygnału.

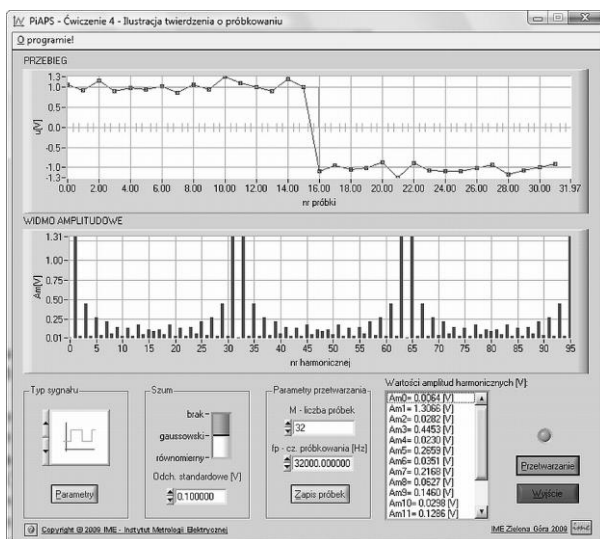
Program Ćwiczenie 3 umożliwia wyznaczenie przebiegów funkcji autokorelacji, korelacji wzajemnej, gęstości widma mocy i wzajemnej gęstości widma mocy sygnałów. Na rysunku 4 przedstawiono panel sterowania programu.

Program spełnia funkcję wirtualnego korelatora sygnałów. Generowanie, prezentacja przebiegów oraz zadawanie wartości parametrów sygnałów w poszczególnych kanałach korelatora odbywa się jak w programie Ćwiczenie 1. Program umożliwia wyświetlanie w tabeli wartości funkcji autokorelacji dla poszczególnych kanałów, wartości funkcji korelacji wzajemnej oraz wykresów widm amplitudowych sygnałów.



Rys. 4. Panel sterowania programu Ćwiczenie 3

Program Ćwiczenie 4 umożliwia prezentację zagadnienia próbkowania sygnałów. Na rysunku 5 przedstawiono panel sterowania programu.



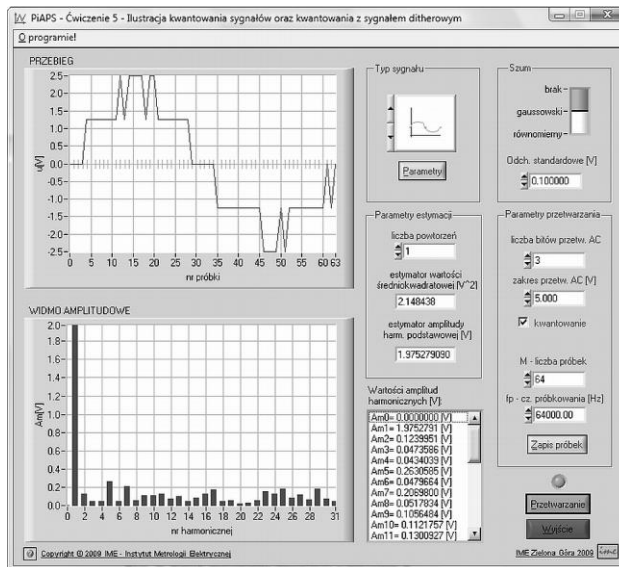
Rys. 5. Panel sterowania programu Ćwiczenie 4

Generowanie, prezentacja przebiegów oraz zadawanie wartości parametrów sygnałów odbywa się jak w programie Ćwiczenie 1. Na podstawie zadanych wartości para-

metrów wejściowych wyświetlany jest przebieg teoretyczny oraz przebieg uzyskany z próbek sygnałów. Umożliwia to zilustrowanie problematyki próbkowania sygnałów. Program umożliwia wyświetlanie w kontrolce listującej wartości amplitud składowych harmonicznych widma amplitudowego.

Program Ćwiczenie 5 umożliwia prezentację zagadnienia kwantowania sygnałów oraz kwantowania z sygnałem *ditherowym*. Na rysunku 6 przedstawiono panel sterowania programu.

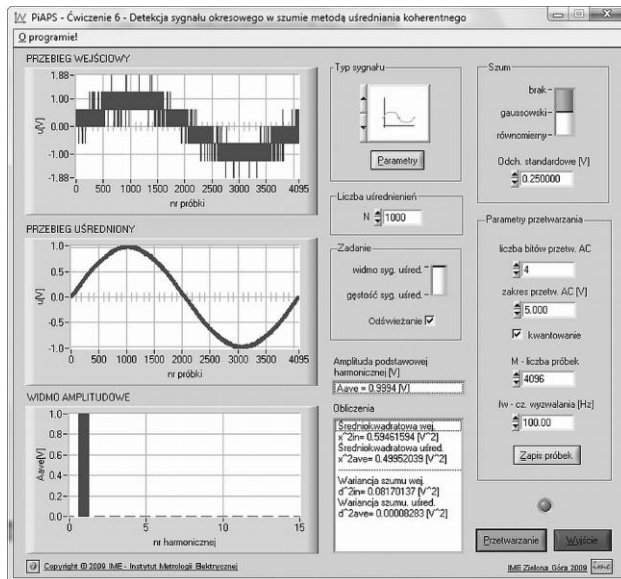
Generowanie, prezentacja przebiegów oraz zadawanie wartości parametrów sygnałów odbywa się jak w programie Ćwiczenie 1. Program symuluje proces kwantowania sygnałów. W programie zaimplementowano możliwość zadawania wartości rozdzielczości, zakresu przetwarzania oraz liczby powtórzeń generowania sygnału w przypadku, gdy w procesie kwantowania sygnału stosowany jest sygnał *ditherowy*. Program umożliwia wyświetlanie w kontrolce listującej wartości amplitud składowych harmonicznych widma amplitudowego.



Rys. 6. Panel sterowania programu Ćwiczenie 5

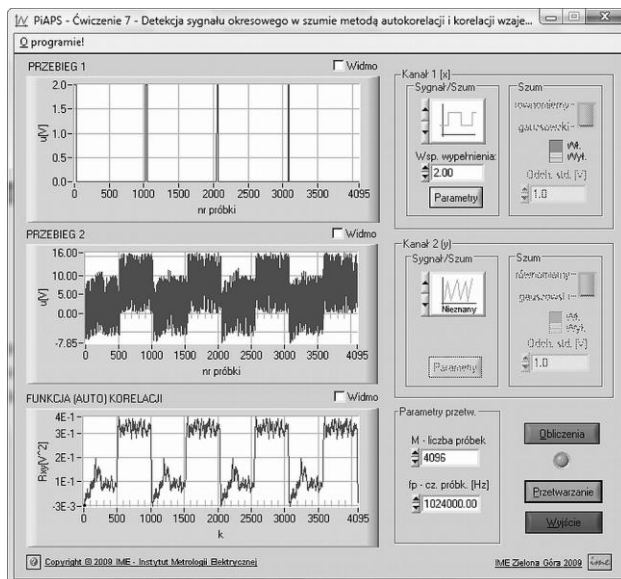
Program Ćwiczenie 6 ilustruje działanie algorytmu uśredniania koherentnego sygnałów. Na rysunku 7 przedstawiono panel sterowania programu.

Generowanie sygnału odbywa się na podstawie częstotliwości wyzwalania, która umożliwia uzyskanie niepełnej liczby okresów sygnału. Program umożliwia wyświetlanie w jednej z kontrolcek uśrednionej wartości amplitudy harmonicznej podstawowej widma amplitudowego oraz w kontrolce listującej parametrów sygnałów okresowych i losowych przed i po uśrednieniu. W programie zaimplementowano funkcje kwantowania sygnału oraz akwizycji próbek do pliku tekstowego.



Rys. 7. Panel sterowania programu Ćwiczenie 6

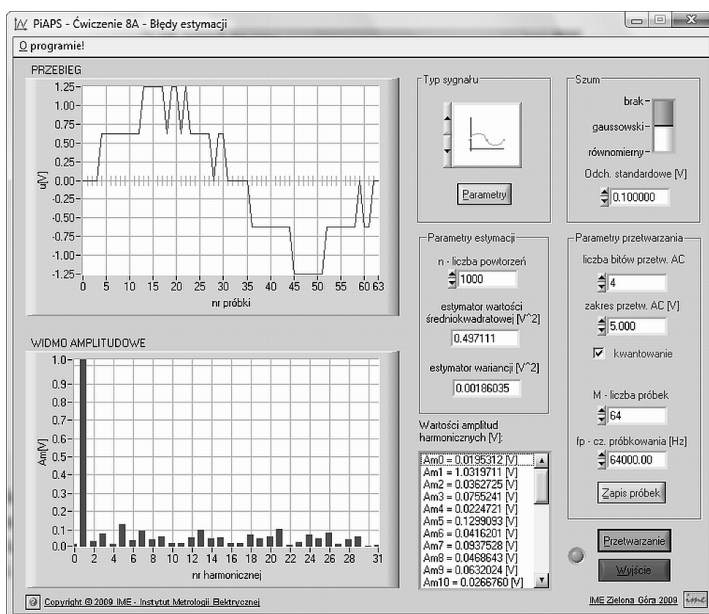
Program Ćwiczenie 7 umożliwia przedstawienie problematyki detekcji sygnałów z zastosowaniem metod korelacyjnych. Na rysunku 8 przedstawiono panel sterowania programu.



Rys. 8. Panel sterowania programu Ćwiczenie 7

Program spełnia funkcję wirtualnego korelatora sygnałów. Generowanie, prezentacja przebiegów oraz zadawanie wartości parametrów sygnałów w poszczególnych kanałach korelatora odbywa się jak w programie Ćwiczenie 1. Dodatkowo w celu zobrazowania działania algorytmów detekcji sygnałów, zaimplementowano w programie możliwość generowania podstawowych szumów oraz sygnałów ukrytych w szumie. Program pozwala na wyświetlanie w tabeli wartości funkcji autokorelacji dla poszczególnych kanałów, wartości funkcji korelacji wzajemnej oraz wykresów widm amplitudowych sygnałów.

Programy Ćwiczenie 8A i 8B umożliwiają obliczanie błędów estymacji parametrów sygnałów z zastosowaniem różnych metod pomiarowych. Na rysunku 9 przedstawiono panel sterowania programu Ćwiczenie 8A.



Rys. 9. Panel sterowania programu Ćwiczenie 8A

Generowanie, prezentacja przebiegów oraz zadawanie wartości parametrów sygnałów w programach odbywa się analogicznie, jak w programach Ćwiczenie 1 i Ćwiczenie 3. W obu zaimplementowano możliwość obliczania uśrednionego estymatora wartości średniokwadratowej i wariancji odpowiednio z zastosowaniem funkcji korelacji i metody klasycznej, również na podstawie skwantowanych próbek sygnałów.

5. Podsumowanie

W wyniku pracy międzyuczelnianego zespołu powstało nowoczesne laboratorium oraz skrypt, przeznaczone dla studentów kierunku *elektronika i telekomunikacja* Uniwersytetu Zielonogórskiego oraz kierunku *informatyka stosowana* Uniwersytetu Mikołaja Kopernika.

Celem laboratorium jest przybliżenie podstawowych zagadnień z dziedziny analizy i przetwarzania sygnałów oraz teorii estymacji i detekcji. Niżej wymieniono najważniejsze praktyczne umiejętności oraz wiedzę, jaką uzyskuje student po ukończeniu laboratorium:

- umiejętność prawidłowego identyfikowania, rozróżniania i opisu sygnałów,
- umiejętność wyznaczania i opisu parametrów sygnałów,
- wiedzę o zasadach próbkowania i kwantowania sygnałów,
- umiejętność zastosowania wybranych algorytmów przetwarzania sygnałów do filtracji i detekcji,
- umiejętność wyznaczania i opisu błędów estymacji parametrów i charakterystyk sygnałów.

Na potrzeby laboratorium opracowano skrypt *Podstawy i algorytmy przetwarzania sygnałów. Ćwiczenia laboratoryjne* oraz pakiet 9 programów komputerowych wspomagających realizację programów ćwiczeń. Zagadnienia przedstawione w laboratorium Podstaw i Algorytmów Przetwarzania Sygnałów zostały tak pomyślane, aby stanowiły nie tylko uzupełnienie i ilustrację tematów poruszanych na wykładzie, ale były również wprowadzeniem do zawansowanych technik przetwarzania sygnałów.

Praca powstała w ramach grantu Rektora UMK nr 507-F.

Literatura

- [1] BENDAT J.S., PIERSOL A.G., *Metody analizy i pomiaru sygnałów losowych*, PWN, Warszawa 1976.
- [2] LAL-JADZIAK J., KRAJEWSKI M., SIENKOWSKI S., *Podstawy i algorytmy przetwarzania sygnałów. Zajęcia laboratoryjne*, Oficyna Wydawnicza Uniwersytetu Zielonogórskiego, Zielona Góra 2009.
- [3] LYONS R. G., *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*, WKŁ, Warszawa 2003.
- [4] SZABATIN J., *Podstawy teorii sygnałów*, WKŁ, Warszawa 2007.
- [5] ZIELIŃSKI T.P., *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Od teorii do zastosowań*, WKŁ, Warszawa 2007.

Krystyna M. NOGA*, Marcin RADWAŃSKI*

SOFTWARE PACKAGE FOR EXPERIMENTAL DETERMINATION OF DIGITAL CIRCUIT' CHARACTERISTICS

1. Introduction

The paper presents the software package dedicated to experimental determination of digital circuit' characteristics. The primary goal of the software has been to facilitate the process of measurement and recording digital circuit parameters. It has been successfully implemented in the digital technique lab courses at the Ship Automation Dept., Gdynia Maritime University [2]. The software has been developed in the Delphi environment and comprises the interface for operation in the Windows environment, as well as a variety of help files. It allows studying e.g. TTL- and CMOS-based logic gates (the former feature has been included due to presence of TTL logic within the libraries of programmable logic devices design suites, like MAX+plus Baseline and Quartus environment). The presented software has been also supplied with some files applicable in Multisim 8 environment. The latter enable profound learning the inner structure of various digital circuits. To Authors' knowledge no similar software is currently available.

2. Software Description

The Delphi environment-based software package is aimed at measurement and recording the basic parameters of digital circuits. It comprises the main- and measure-

*Akademia Morska w Gdyni, ul. Morska 81-87, 81-225 Gdynia, e-mail: jagat@am.gdynia.pl

ment modules. The commands of the main module provide an access to the following windows:

a) help – located in the main folder, contains user guide, basic measurement rules, description of the mode of operation and internal structure of the logic gates. Files are initiated with the commands from **Help** menu of program main module,

b) simulations – contains simulations elaborated in the Multisim 8 environment. Simulations are accessible with use of the primary program of the **Simulations** menu commands at the main module level. To run simulations Multisim v.8 or newer should be installed,

c) measurement module – allows conducting of measurement of electrical characteristics of selected logic gates, is started by choice one of commands included in **Gates** menu in main module. Default parameters of chart like title, scale, axis labels and range depend on chosen command.

Block diagram of the software is outlined in Fig. 1. The arrows point direction of the data flow between the windows. All the listed modules and dialog windows have been used to construct the installation version of the software operating in the Windows environment.

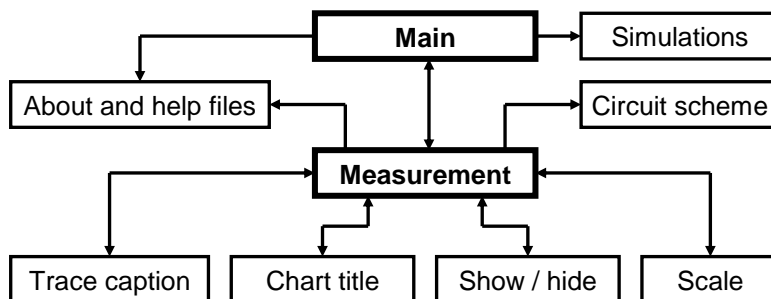


Fig. 1. Interconnections between the modules and dialog windows

The presented software also allows among other things:

- saving measurement results as text file,
- editing and analysing collected results using Mathcad and Excel,
- saving chart as an image file,
- printing charts,
- reading saved data from file and plotting as chart.

There are extended scaling and editing options available too:

- default, automatic and user-defined scaling,
- copying chart into clipboard,
- deleting selected trace,
- sorting measurement results,
- adding title and labels to the chart,

- showing/hiding selected traces,
- approximation and interpolation of the collected measurement results.

The enclosed simulation samples apply to the TTL and CMOS circuits. The virtual circuit simulations in Multisim 8 environment from National Instruments are attached, like:

- TTL gates – NAND, NOR, NOT, AND-OR-INVERT, power buffer, three-state gate,
- CMOS gates – NAND, NOR, NOT, AND-OR-INVERT.

More information about Multisim software and its applications can be found in bibliography, for example [6, 8]. Additional information about digital logic devices are available in many handbooks [3–5].

The program starts with displaying main menu bar. The latter consists of four submenus: *File*, *Gates*, *Simulations* and *Help*. To execute the desired command we select it from the displayed list either using the mouse or keyboard shortcut. In Fig. 2 the main menu structure of is shown.

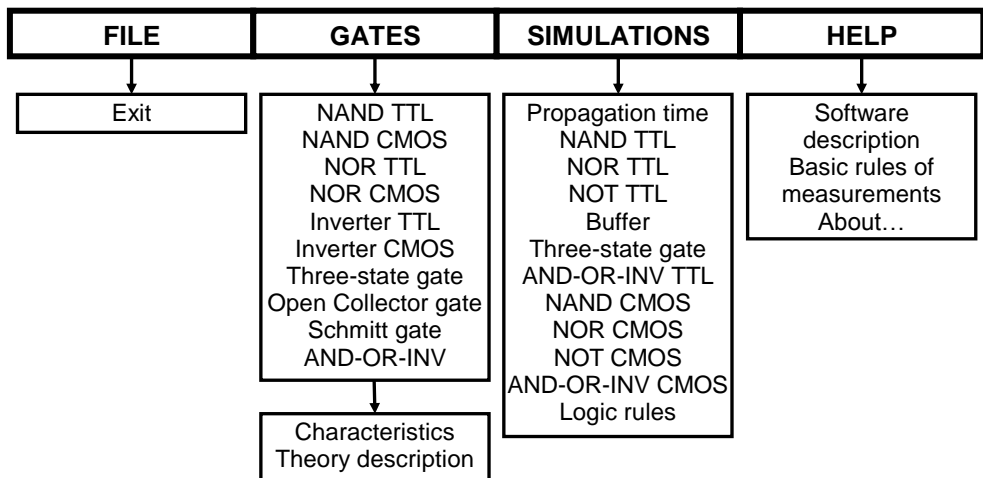


Fig. 2. Main menu structure

Static characteristics of the tested circuits are obtained on the base of sampled subsequent work points with use of two METEX multimeters connected to the computer via serial ports. Open structure of the program allows to add other options and procedures for testing of semiconductor components, like diodes, bipolar junction and field-effect transistors.

2.1. Measurement Module

The measurement module is responsible for plotting the measured characteristics of the selected logic gates. It also allows setting the specified parameters of a chart

like chart title, trace caption, distinction between particular traces, chart scaling and showing test circuit with use of the appropriate interactive dialog boxes. By selecting proper command default parameters of a graph are set. The measurement module (Fig. 3) window appears on the screen after selecting *Characteristics* command from *Gates* tab in main program menu.

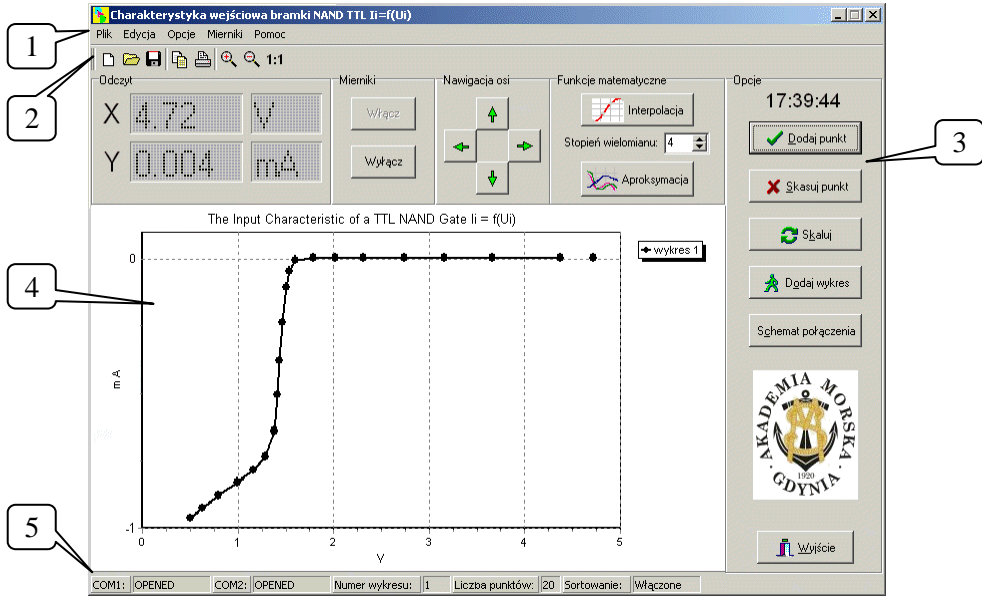


Fig. 3. Measurement module window: 1 – menu bar, 2 – toolbar, 3 – most frequently used options of the program, 4 – chart field, 5 – status bar

The measurement module menu structure is shown in Fig. 4. Commands used in the measurement module are described below.

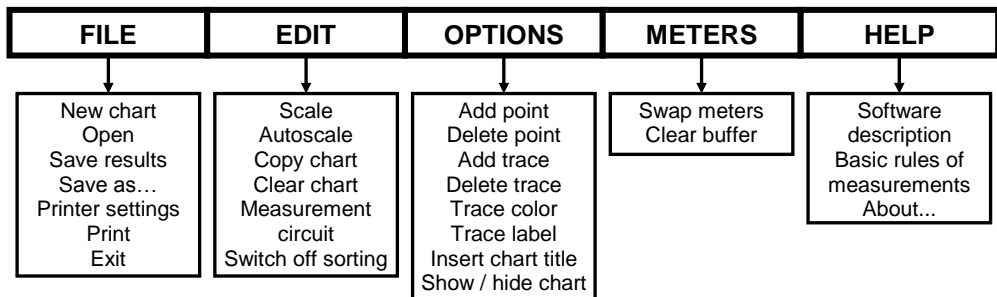


Fig. 4. The measurement module menu structure

2.1.1. Basic Measurement Rules

In order to properly execute the measurements, following procedures are necessary:

- to let the students acquire theoretical background available through the **Help** menu,
- to select of the specified type of circuit and the type of its characteristics.

To initiate the measurement, multimeters should be turned on using virtual power switch. To run the measurement procedure virtual **Switch on** button should be punched (measurement module window – Fig. 3). Then command **New chart** from **File** menu is selected.

The measurement range of the meters is set respectively to the expected sample values of the measured quantity and the proper meters are assigned to the axes of the graph. As a default relation the reading of the meter connected to COM1 port is relayed to X-axis and that of the meter connected to COM2 port is relayed to Y-axis.

To achieve an inverse relation the command **Swap meters** from **Meters** menu should be executed. For correct measurement results processing, the sorting option ought to be either enabled or disabled – respectively, as the status of this option depends on the type of circuit characteristics. If a measurement error occurs after switching the meters on, **Switch off** button should be punched and command **Clear buffer** from **Meters** menu should be used. Then, the meters should be switched on again and the next measurement taken. Values read by the meters are displayed in real time on the horizontal bar in the measurement module window (Fig. 3). The button **Add chart** placed on vertical bar labelled as **Options** starts plotting of the chart. To approve the measurement **Add point** button is pressed. However, the user has to wait until oscillations fade. To delete the last result, button **Delete point** could be used.

After examining the characteristics the meters should be switched off (**Switch off** button on the horizontal bar). Then the additional options can be used, i.e. changing the chart color, scaling, adding a chart title and trace label. The measurement results can be saved to a text file (*txt*) or an image file (in *bmp* or *jpg* format) or printed.

2.1.2. Commands of the Measurement Module

The described software includes many features that facilitate the measurement process. The basic options available in the program are:

- Scaling – with initiation of the measurement module the scale for the X and Y axes is determined according to the type of circuit characteristics. When scaling values are selected, the appropriate box appears on the screen. Scaling option also enables selecting the following settings:
 - user-defined – X and Y axis ranges can be typed in proper edition fields,

- auto-scale – X and Y axis ranges selected automatically by program to match plotted characteristics,
- default – X and Y axis ranges are set to default values according to selected characteristic type.
- Chart label – this option allows to add a label for the specified trace. Standard label adopt a word “chart” and current trace number.
- Chart title – this option allows to add a title for the specified chart or enter additional information, like student’s name, year of studies, discipline and course of the studies and occupation date.
- Show/hide chart – this option allows to show or hide one or more of specified traces among collected ones.
- Approximation and interpolation – available on the horizontal bar of the measurement module (Fig. 3). The procedures use polynomial interpolation whose order can be selected from the measurement module.
- Swap meters – the meter connected to the COM1 port is assigned to the X axis, and meter connected to port COM2 is assigned to the Y axis by default. To allow adapting to the specific properties of each circuit, “swap meters” function has been foreseen, thus allowing to change between X- and Y axes.

2.2. Exemplary Procedures

A software for measurement the basic characteristics of digital systems uses type Metex M-3660D meters. Data transmission is executed through a serial port via type MT/RS232C connecting cable. The data exchange between external devices and the program proceeds bidirectionally and serially bit by bit. Transmitted data frame consists of eight bits. Bit 0 is preceded by a start bit, but after seventh bit there are two more stop bits sent. This frame is characteristic for transmission via RS-232 [1]. The start bit always has zero value, the data link is idle when maintained at a logical high. So, the start bit indicates of the beginning of the transmission. Stop bit closes the frame, and sends a link back to idle state or allows to broadcast the following data. However, the transmission uses a 7-bit ASCII (American Standard English Code for Information Interchange) non-parity code.

The source code of the software worked out in the Delphi environment required to operate the serial exchange of information, the application of the standard features of I/O device handling available in the Windows operating system.

2.2.1. Reading the Serial Port Status and the Data

The function of reading the serial port status is used to determine the communication between the device performing the measurement, and the computer. The result is

displayed on the status bar, the left lower corner of the screen. The *Wait-ForSingleObject* function allows to determine the status of the connection between the meter and the computer. When the state *WAIT_OBJECT_0* is assigned to the aforesaid function, communication between the device and the PC has been established. Then status bar message “Connected” appears. If the devices are connected physically, but are not turned on, the status bar displays the message “No Signal”. The message “Not connected” appears on the status bar, if either different value has been or some unspecified error occurs. The above mentioned signals let the user determine the cause of failure of the communication between the meter and the computer.

The function *ReadData* manages reading the data from serial port. It also serves to determine the correctness of the data arriving from an external device. Use of this function allows to avoid distortion of data coming from the port. This function contains a component *Decode*. It creates an *Result* array and fills it with predefined parameters. *ReadData* function also allows to reliably read data from the Metex meter.

2.2.2. Port Initialisation and Meter Activation

To determine the characteristics of digital circuits, two meters are used. Therefore, port initialisation is executed twice, for the serial ports COM1 and COM2. The structure of the procedure for both ports is almost the same, differing only by the name of the variable corresponding for the ports. Special procedure is created, to prepare the port to receive the information data set from external devices and to manage simultaneous control of compliance of the received data with the format of transmission protocol.

This software uses Metex meters that allow to set a specific format for sending data. The data are transmitted to the computer only after the meter had received transmission authorization. It is achieved by sending the character “D” to the meter, which is interpreted as a command to send data to the computer. Data is transmitted in 14 byte blocks of a certain format. A sample block is shown in Table 1.

Table 1. Information block used by Metex meter

Byte	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E
Example	D	C	±	X	X	X	X	X	X	M	V			CR

Bytes 1 and 2 contain information about the measured quantity (AC or DC), byte 3 is sign (+,-), bytes 4 to 9 carry measured values. The reading rate for a single meter is three measurements per second – the maximum data transmission speed of the Metex [1]. To activate the meter the Timer component of the Delphi environment is used. It allows executing specific instructions, at fixed intervals. So, the meter remains idle while ports are being initialised. The activation procedure begins only after the correctness of initialisation is verified.

3. Exemplary Measurement Results

Examples of the digital circuit characteristics, to be found in different sources [3–5], frequently are not complete, so that sometimes even qualitative view of the basic relationships is distorted. Just to name that, described in [4], for which the shape of supply current characteristics of an unloaded CMOS gate $I_{DD} = f(U)$ is not compatible to that obtained during the measurement taken on the real circuit (Fig. 5, 6). In the latter sharp rise to maximum appears at the moment of switching, while that described in [4] is smooth, similar to that of TTL gates.

Furthermore, simulations carried out with use of popular software like PSPICE, Circuit Maker, OrCAD and Multisim show incorrect results due modelling the logic gates as an ideal voltage sources with a zero output voltage (at the low state) or a selected supply voltage of the entire circuit (high). In addition, input and supply currents are ignored.

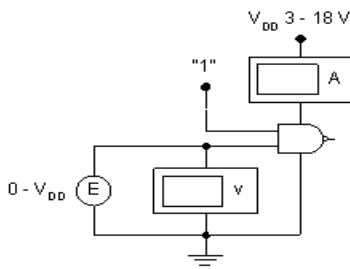


Fig. 5. Circuit for CMOS gate current supply measurement

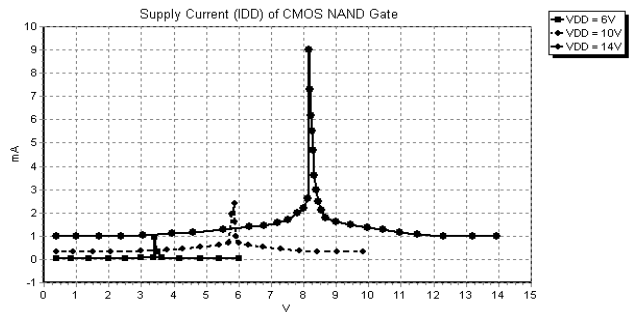


Fig. 6. CMOS gate current supply

The aforesaid discrepancies of current and voltage in a circuit, are particularly significant when transient functions are concerned at the circuits with discrete R and C components. There the time constant determined by R and C components affects the output logic state. The simulation programs, which do not reflect the real gate parameters, such as the maximum output voltage and current, would produce the results that differ substantially from those obtained in real circuits. In order to determine at least the approximate characteristics of digital circuits using computer programs it is necessary that the user builds a model of a specific gate using discrete components (Fig. 7) and executes the simulation with properly adjusted parameters and the correct selection of components [6]. The transient characteristics of CMOS NAND gate obtained with use of Multisim environment is indicated in Fig. 8.

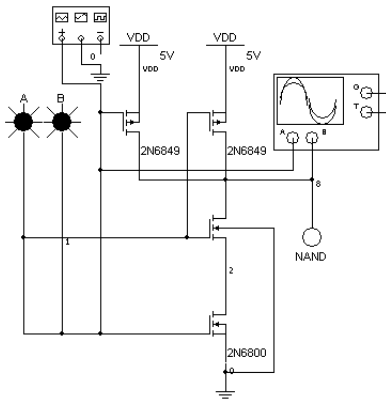


Fig. 7. Simulation model for testing transient characteristic of CMOS NAND gate

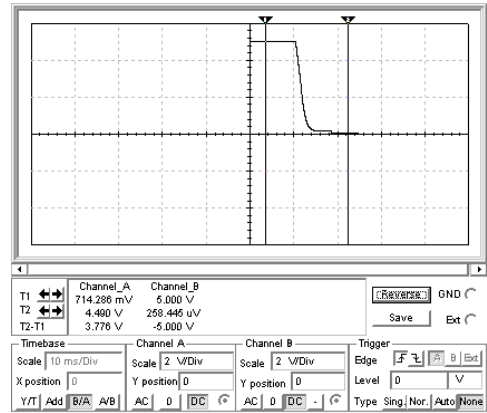


Fig. 8. Simulated transient characteristics of the NAND CMOS gate model

Therefore, during the lab classes the students execute the measurements to determine the circuit characteristics. The students build a measurement system basing on the circuit scheme, so as to obtain the specific characteristics and then carry out the measurement. The laboratory station is supplied with the equipment necessary to measure the static parameters of logic gates made in TTL and CMOS technology. Those are: adjustable DC power sources, function generators, oscilloscope and two Metex multimeters connected to a PC. There also are supplementary components (decade resistors and capacitors).

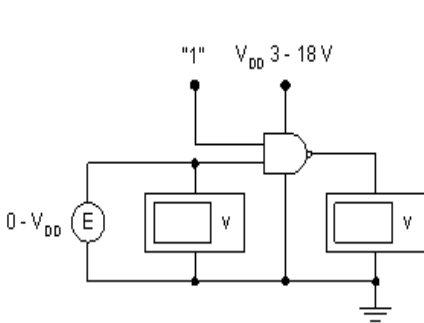


Fig. 9. Measurement circuit for testing transient characteristics of CMOS NAND gate

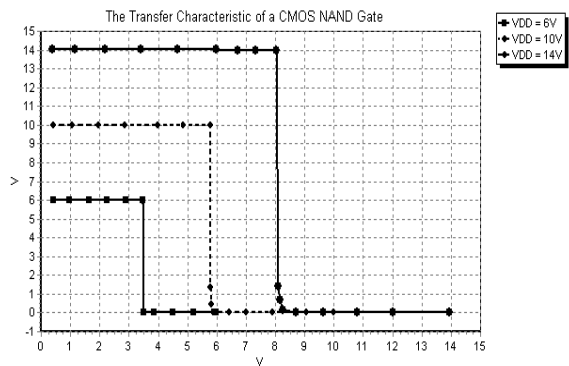


Fig. 10. Transient characteristics of CMOS NAND gate

The largest uncertainty concerns the circuits made in CMOS technology. The characteristics available from various sources either have a different shape or disregard that CMOS circuits can be powered using different supply voltages (the characteris-

tics are not provided with an information about the voltage supply source). The results obtained by the measurement of transient characteristics $V_O = f(V_I)$ for different supply voltages of a real CMOS NAND gate (from the standard CD4011 chip) are shown in Fig. 9, 10. The obtained characteristics are just slightly different from the ideal, although apparent shift of the triggering point just above the theoretical value, equal to half the supply voltage (Fig. 6).

Comparison between the measured characteristics and that simulated in Multisim environment (Fig. 8) indicates almost the same shape. The differences result from the use of in the simulation models of low-power transistors available in the library of Multisim. Their parameters are different (much larger junction capacitance and serial resistance) from those of the transistors in the real digital integrated circuits.

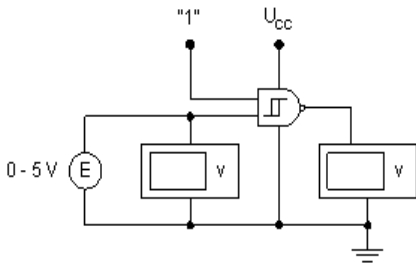


Fig. 11. Measurement circuit for testing transient characteristics of Schmitt trigger

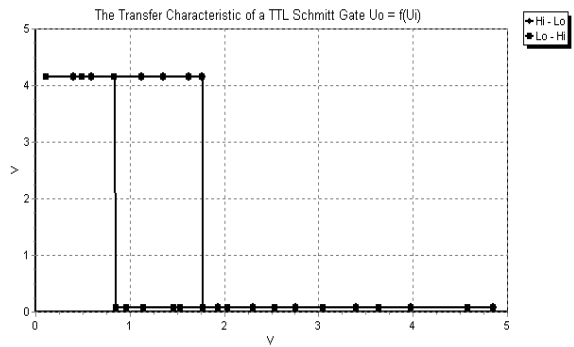


Fig. 12. Measured transient characteristics of Schmitt trigger

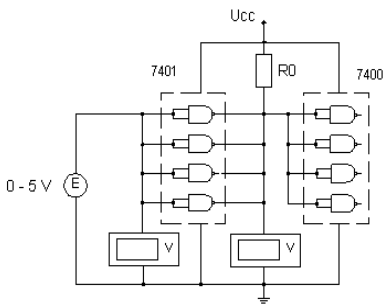


Fig. 13. Measurement circuit for testing transient characteristics of an open collector gate

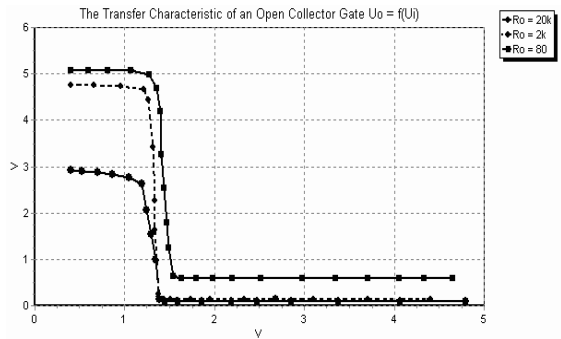


Fig. 14. Transfer characteristics of an open collector gate

Another interesting issue available with the described software, are the properties of special design logic gates, such as gates with Schmitt trigger inputs and open col-

lector gates. The first type gates is used mostly in systems where parameters of the input signals are unacceptable for the standard gates, like too small slope or too big noise level. They occur less frequently as separate devices, however, are often incorporated in other integrated circuits as inputs, such as in monostable multivibrator, standard SN74121 chip. Experimental determination of the characteristics of those gates is hindered by the influence of the hysteresis loop. The presented program includes a procedure to facilitate the measurements and to obtain the correct transient characteristics (Fig. 11, 12), from which the parameters such as input voltage, corresponding to the triggering points and the width of the hysteresis loop can be read.

The gates with an open collector need an external pull-up resistor R_0 joining their outputs to supply voltage. The value of this resistor depends on the specific design of the circuit and must be determined by the designer. This program allows to measure the characteristics, even if this value is beyond the acceptable range (Fig. 13, 14), then the error output voltage values can be observed.

4. Summary

After a thorough tests the described software have been implemented in the laboratory practice. Currently it allows to carry out connecting the tested circuit according to the given scheme and to attach the measuring instruments in the appropriate configuration, and then to take the measurements necessary to determine the characteristics of the digital circuit and to check their compatibility with the ideal charts. It also allows the optimum choice of the test parameters, as load, and voltage range, both as required for the proper testing.

Numerous features of the described software have been thought of to facilitate the process of recording and analyzing characteristics of the digital circuits. The additional simulation examples prepared in the Multisim environment can be used to broaden the knowledge on the structure and operating principles of basic digital gates. The software contains numerous safeguards for protection against incorrect operation as well as improper connection the measuring circuit. It also has many help options that make it easier to carry out correct measurements. The software allows also detecting damaged integrated circuits, student sees the shape of charts directly and can asses if it is correct or not.

During the laboratory sessions included in the digital logic course always a few hours are intended to measure the electrical characteristics of digital devices made in different technologies. Conducting of these exercises in the traditional way with manual writing of results and drawing charts is very time-absorbing for both, student and the teacher. The proposed software greatly accelerates and facilitates the creation of reports and the process of evaluation of the work and knowledge of students. The

Department of Ship Automation, Gdynia Maritime University has used it successfully in the laboratory sessions included in the digital logic course curriculum.

Acknowledgment

The authors would like to thank the Editor and the anonymous reviewer for their valuable comments that considerably improved the quality of this paper.

References

- [1] DANILUK A., *RS 232C. Praktyczne programowanie. Od Pascala i C++ do Delphi i Buildera*, Helion, Warszawa 2002.
- [2] DETKA K., ŻYLIŃSKI Ł., *Oprogramowanie do badania podstawowych charakterystyk układów cyfrowych*, praca dyplomowa magisterska, Akademia Morska w Gdyni, 2006.
- [3] GAJEWSKI P., TURCZYŃSKI J., *Cyfrowe układy scalone CMOS*, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 1990.
- [4] GŁOCKI W., *Układy cyfrowe*, WSZiP, Warszawa 2002.
- [5] GÓRECKI P., *Układy cyfrowe, pierwsze kroki*, Wydawnictwo BTC, Warszawa 2004.
- [6] NOGA K.M., RADWAŃSKI M., *Multisim. Technika cyfrowa w przykładach*, BTC, Legionowo 2009.
- [7] NOGA K., PRZYTARSKI G., *Pomiar charakterystyk statycznych z wykorzystaniem interfejsu szeregowego i karty przetworników analogowo-cyfrowych*, [w:] *Zastosowanie komputerów w dydaktyce '99*, Zeszyty Naukowe WEiA Politechniki Gdańskiej, nr 13, Gdańsk 1999, s. 121–130.
- [8] NOGA K., RYŃSKI W., *Wirtualne laboratorium techniki cyfrowej z wykorzystaniem pakietu Multisim 2001*, [w:] *seminarium Zastosowanie komputerów w nauce i technice 2003*, Zeszyty Naukowe WEiA Politechniki Gdańskiej, nr 19, Gdańsk 2003, s. 85–92.

Beata PAŁCZYŃSKA*

TEACHING DISTRIBUTED INTELLIGENCE TECHNOLOGY IN THE LABORATORY

1. Introduction

The paper has got two perspectives. The first one is pointing to the application possibilities of the commercially available software tools oriented to the design of distributed measurement system (DMS) for educational purposes. And the second one is presenting a measurement system based on the Distributed Intelligence (DI) Technology, proposed by National Instrument (NI) in graphical programming environment LabVIEW™ 8.

As a communications solution, used in modern DMSs, a client – server architecture is applied [1, 2, 5]. This provides a wide range of possible spatial, as well as functional distributions of such a system. However, this application structure requires unique programming approaches, which should take into consideration various conditions e.g. using different kinds of processors simultaneously, sharing data efficiently among multiple processors, coordinating all distributed nodes as a single system, including the timing and synchronization among nodes and integrating different types of I/O. In the LabVIEW environment, a structure meeting such conditions is known as the Distributed Intelligence Technology [3]. It is a flexible, open communication interface which provides data sharing among different processors and real-time controller nodes as well as easy integration of other devices into the system.

The paper describes the solution of student's laboratory based on DI Technology. It has been designed and applied at the Department of Maritime Telecommunications in Gdynia Maritime University for the tutored and self-education purposes. Students have an opportunity to execute a remote measurement as well as design, carry out and

*Gdynia Maritime University, ul. Morska 81-87, 81-225 Gdynia, e-mail: palbeata@am.gdynia.pl

supervise their own projects using the graphical programming environment with ready-made instrument drivers (GPIB, serial and DAQ boards).

2. Software tools

Developing a DMS introduce a set of programming challenges that traditional tools do not properly address. There are many of the commercially available software tools oriented to the design of DMSs both for educational and industrial purposes.

The DI, delivered in LabVIEW 8, is a collection of technologies and tools that includes the ability to program all nodes of a distributed system. It consists of three basic modules: Shared Variables, LabVIEW Project and Time-Triggered Networks [4].

2.1. LabVIEW Shared Variable Interface

The shared variables are configured software items to sharing data to and from any node in the system. A user configures the shared variable at edit time using property dialogs, and does not need to include configuration code in an application [3]. Three types of shared variables can be created: single-process, network-published, and time-triggered. The designed measurement system uses the single-process and the network-published shared variables.

The main advantage of single-process shared variables over traditional global variables is the ability to convert a single-process shared variable into a network-published shared variable that can be accessed by every node on the network.

Network-published shared variables communicate between VIs, remote computers, and hardware through the Shared Variable Engine (SVE). The Shared Variable Engine uses the NI Publish-Subscribe Protocol (NI-PSP) data transfer protocol to write and allow users to read live data. LabVIEW identifies network-published shared variables through a network path that includes the computer name, project library name(s), and shared variable name. A user can configure a shared variable to have an existing data source across a network. Possible data sources for shared variables include DAQ channels, data items, NI-PSP data items, such as other shared variables, and data items from I/O servers that are defined outside of the active project.

Network-published shared variables must be deployed to the SVE that hosts the shared variable values on the network. When a shared variable node is written, LabVIEW sends the new value to the SVE that deploys and hosts the variable. The SVE processing loop then publishes the value so that subscribers get the updated value. Using client/server terminology, the SVE is the server for a shared variable and all references are the clients, regardless of whether they write to or read from the variable [3].

In order to use network-published shared variables, an SVE must be running on at least one of the nodes in the distributed system. Any node on the network can read or write to shared variables published by SVE.

Shared variables must exist within a project library. LabVIEW stores shared variable configuration data in the *.lvlib* file for the project library that contains the shared variables.

2.2. LabVIEW Project

The LabVIEW Project is used to group together LabVIEW files and non-LabVIEW files, create built specifications, and deploy or download files to targets. A project is saved in a project file (*.lvproj*), which includes references to files in the project, configuration information, build information, deployment information, and others. The Project Explorer window (Fig. 1) is used to create and edit LabVIEW projects.

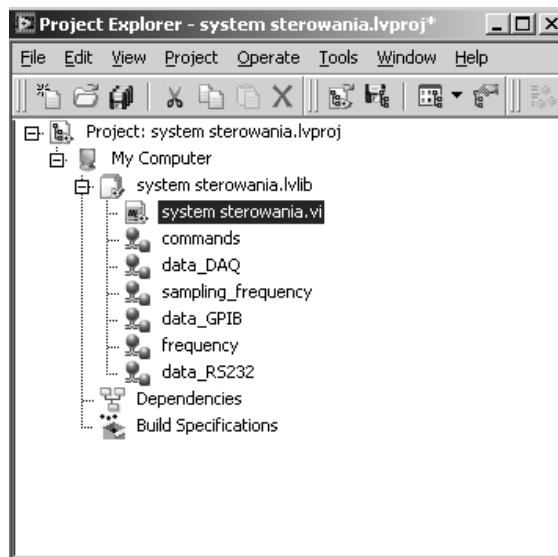


Fig. 1. The Project Explorer window of *system_sterowania.lvproj*

It enables editing of the project and grouping connected files into virtual folders. Folders in the LabVIEW Project have only logical nature and do not possess their reflection in the structure of the files on the drive they were created on. The separation in the organization of files on a PC and in the LabVIEW Project enables use of the same code in multiple projects, each having its own organization.

3. The structure of the DMS

The hardware components of a distributed measurement system are a communication network (e.g. Ethernet), measurement nodes and client nodes. From the end user's point of view (client) the measurement looks just like a virtual instrument (VI).

3.1. The controller

The presented DMS consists of five nodes with network access, which are controlled and monitored by the controller (*system_sterowania.vi*) on the main computer.

The controller manages the measurement procedure and accepts the connection requests from the clients and processes their messages according to the kind of request.

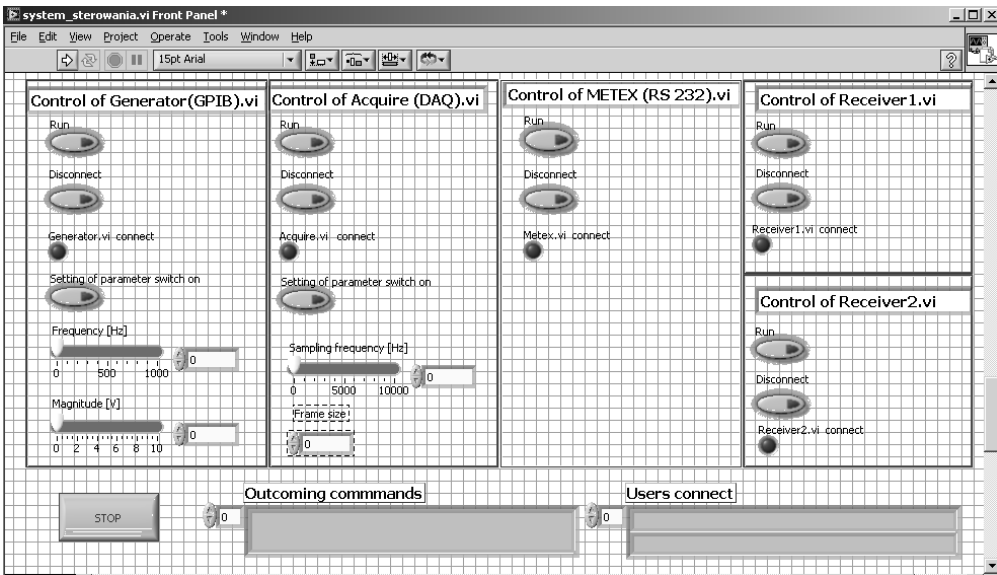


Fig. 2. The front panel of the virtual instrument *system_sterowania.vi*

A user can control the course of an experiment, control individual distributed nodes by the possibility of the remote control of parameters in measurement nodes. The front panel of the virtual instrument *system_sterowania.vi* (Fig. 2) contains five pads gathering controls and indicators used for monitoring and controlling individual system nodes and two pads which show incoming commands and users connected to the system, respectively. In case of instruments *generator(GPIB).vi* and *acquire(DAQ).vi*, additional buttons *setting of parameters switch on* which enable remote control of measurement parameters are added to the panel.

The instrument *system_sterowania.vi* is part of the library *system_sterowania.lvlib* in the LabVIEW Project *system_sterowania.lvproj*. This library also contains all the shared variables used in he designed DMS. Variables *data_DAQ*, *data_GPIB*, *sampling_frequency*, *frequency* and *data_RS232* are network-published variables of double waveform type. Variable *commands* is the network-published variable of string type.

3.2. The measurement nodes

Measurement nodes *generator(GPIB).vi*, *acquire(DAQ).vi* and *Metex(RS232).vi* are the sources of the measurement data.

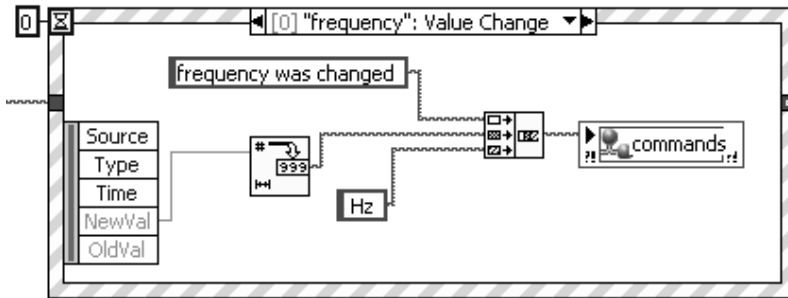


Fig. 3. The structure event in the Value change mode

In the measurement node, *generator(GPIB).vi* that remotely interacts with a waveform generator (Agilent 33220A) through GPIB board was created. The project *generator(GPIB).lvproj* contains three network-published shared variables. The first one (*data_GPIB*) is responsible for transferring data, the second one (*commands*) is used for sending instructions, which are displayed on the front panel of *system_sterowania.vi* and the third one (*frequency*) determines the parameter of generated waveforms. The value of generation parameter is altered using the structure event in the diagram of the virtual instrument *generator(GPIB).vi* (Fig. 3). During changing the frequency value, the structure changes to Value change mode in which a string *the frequency has been changed to x Hz* (where *x* represents the actual frequency value derived from the field *NewVal* of structure event) is annotated to the shared variable *commands*.

Acquire(DAQ).vi is the next source of measurement data. The data recording is carried out with a/d converters of the data acquisition board (DAQ), installed on the PC.

In the project *acquire(DAQ).lvproj*, there are three network-published shared variables *data_DAQ*, *sampling_frequency* and *commands*, which have the function similar to the one described in the previous case.

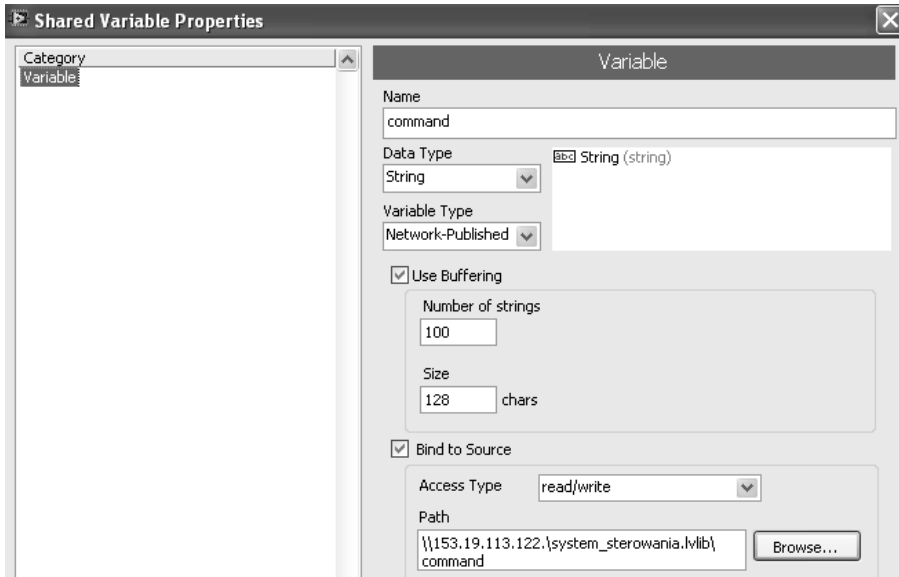


Fig. 4. The Variable page of the Shared Variable Properties dialog box

The measurement node *Metex(RS232).vi* operates with serial port RS-232 and uses two network-published shared variables *data_RS232* and *commands*. All network-published shared variables present in the local projects should be bound to *system_sterowania.lvlib* on the main computer, where the SVE is running.

Figure 4 shows an exemplary dialog box for the shared variable *commands*.

3.3. The client nodes

A user, who operates in the client node can download the measurement browser or/and select the measurement procedure as well as set-up the measurement instrument. In the presented DMS two client nodes called *receiver1.vi* and *receiver2.vi* display the measurement data by means of their front panels. Two methods of data receiving are implemented in the designed DMS. The instrument *receiver1.vi* uses shared variable interface and the values of shared variable are read directly from the indicator (Fig. 5).

The variable *data_DAQ* is configured through interactive dialog Data Binding, thereby easily binding the indicator to the data source across the network.

Another way of reading the value of the shared variable *data_DAQ* is downloading the data from network variable through graph properties dialog box. The configuration setting for the shared variable *data_DAQ* is given in Figure 6. The project library *receiver1.lvlib* deploys two network-published shared variables: *commands* and *data_DAQ*.

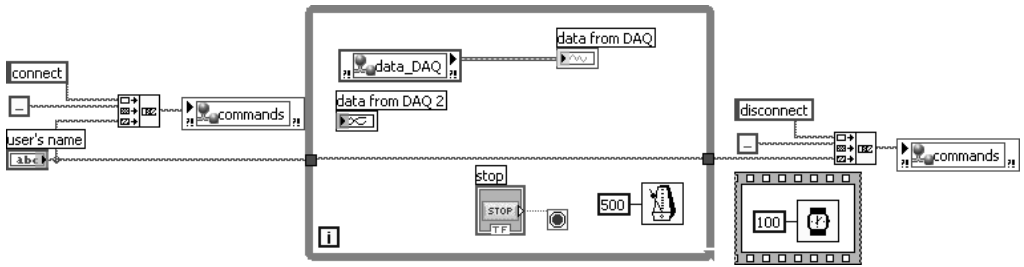


Fig. 5. The block diagram of the virtual instrument *receiver1.vi*

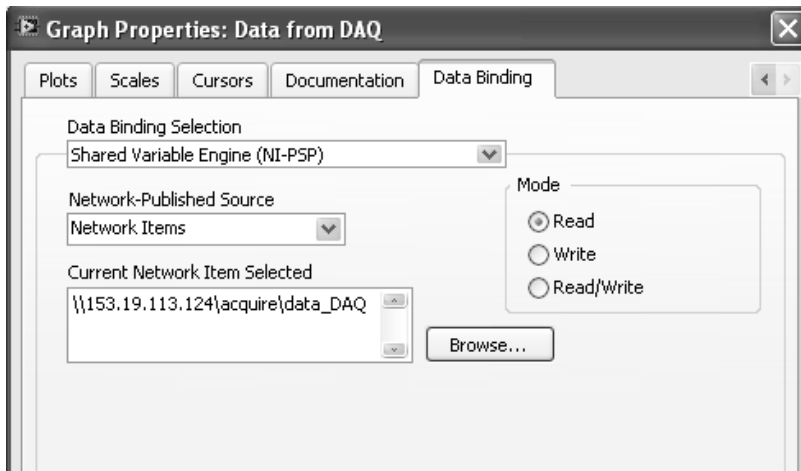


Fig. 6. The Data Binding page of the Graph Properties dialog box

The DataSocket technology – method of sharing and accessing data across a network is implemented in the virtual instrument *receiver2.vi* (Fig. 7). It uses the DataSocket functions with the Publish-Subscribe Protocol (NI-PSP), applicable for customizing or dynamically changing the data connection. The NI-PSP networking protocol uses psp URLs to transmit data across the network. When this protocol is applied, the VI communicates with the Shared Variable Engine. A user must provide a name for the data item, which is appended to the URL. The data connection uses that name to address a particular data item in the Shared Variable Engine. In presented solution there are the measurement nodes.

The *DataSocket Open* function is applied to control when a data connection opens and specifies the URL input for the *DataSocket Read* function. *DataSocket Read* dequeues the next available data value from the client-side buffer associated with the specified connection and takes a reading of the data.

In the project *receiver2.lvproj* the network-published shared variable *command* is placed.

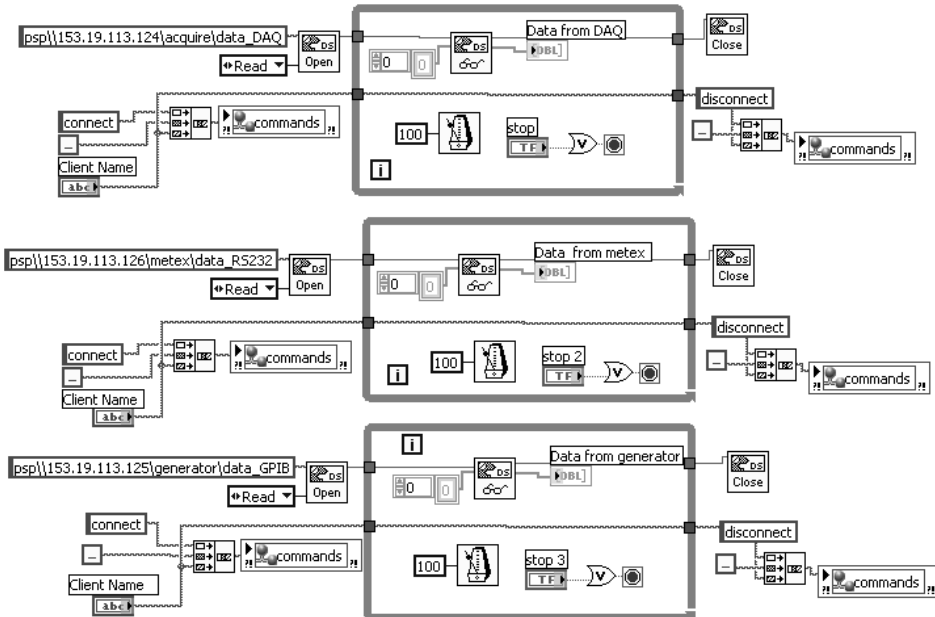


Fig. 7. The part of the block diagram of the virtual instrument *receiver2.vi*

4. Configuration of the DMS

The functioning of the presented DMS is greatly dependent on its proper configuration, creation of an accurate project and determination of access conditions to individual variables. The system configuration process starts from establishing a reference to a *VI Server* application running on the computer by specifying machine name, i.e. the IP address of the computer that runs an application instance which a user wants to connect. Next, a *VI Server* application needs to be created. Figure 8 shows the dialog boxes of *VI Server Configuration* and *Machine Access*. The default *VI Server* configuration is suitable for most applications. In order to use TCP/IP with the LabVIEW applications, a checkmark in the TCP/IP checkbox has to be placed and configuration of the *VI Server Machine Access* settings must be completed. Establishing a machine's access list can allow or deny access to individual IP addresses.

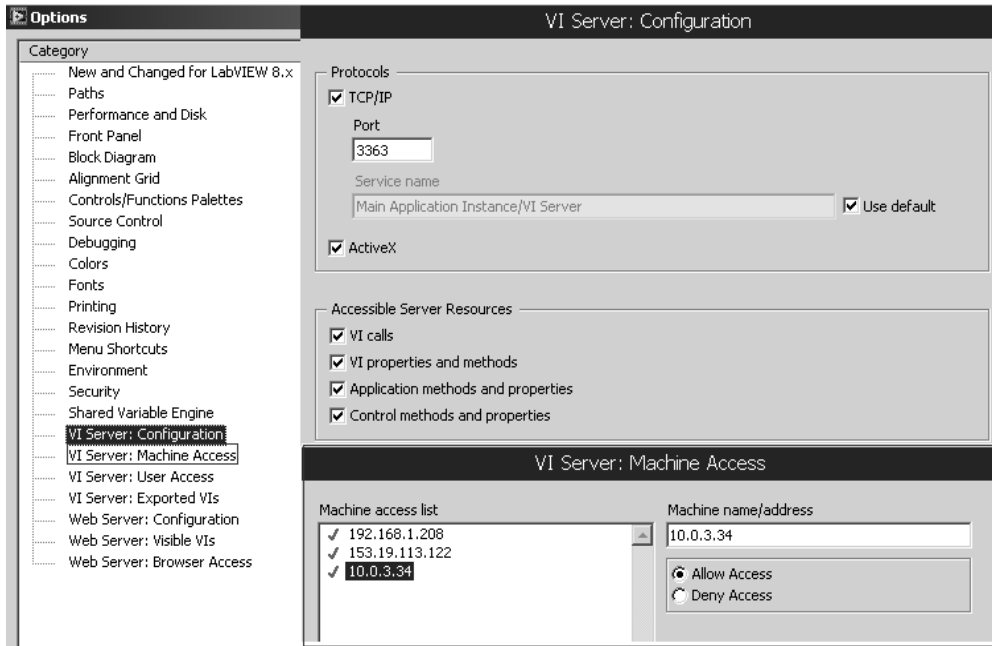


Fig. 8. The Configuration and Machine Access pages of the VI Server dialog box

The following step is deciding where to install the SVE. On Windows, LabVIEW configures the SVE as a service and launches the SVE at system startup. However, in order to efficiently use network-published shared variables, an SVE should be running on the one of the nodes in the distributed system and the SVE must be hosted on a system that is always online. In the other nodes of the DMS network-published shared variables should be configured using function *Bind to Source* to indicate a data source inside the project library *system_sterowania.lvlib*.

5. Students' advance

The goal of the laboratory is presenting to the students all process of design, development and application of the DMS. First of all the students being part of a team have to set up one node of the DMS. Next, they start software developing and debugging. The teams create the LabVIEW Project for all nodes. Some skeletons of the server program as well as measurement and client programs have been prepared. The students are allowed to rebuild them and add some needed subroutines to create operating nodes of the DMS. The assessment of the achieved students' results consists in the demonstration of the fully functioning measurement system.

6. Conclusion

The presented DMS demonstrates the advantages of measurement system software based on the Distributed Intelligence Technology. It enables the creation of an efficient, multifunctional and user-friendly system. An open system of hardware and software enables student to be acquainted with modern distributed measurement systems based on the Internet. Students have an opportunity to improve their practical skills in programming and using the DMS. At the same time they are involved in arranging and developing their own application.

Possibilities of the employment of the presented system in a didactic laboratory can be broadening by supplementing the system with additional measurement and client nodes.

Bibliography

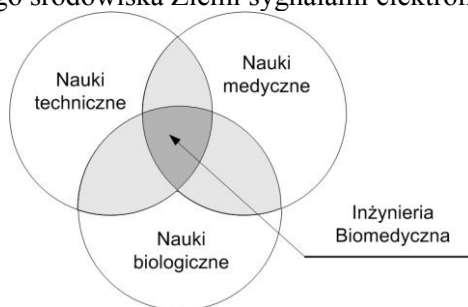
- [1] ARPAIA P., CENNAMO F., DAPONTE P., SAVASTANO M., *A distributed laboratory based on object-oriented measurement systems*, Measurement, 1996, Vol. 19, No. 3–4, pp. 207–215.
- [2] GRIMALDI D., MARINOV M., *Distributed measurement systems*, Measurement, 2001, Vol. 30, pp. 279–287.
- [3] NATIONAL INSTRUMENTS, *Architecting Systems with NI Software*, NI Newsletter, 2005, Vol. 17, No. 2, pp. 8–9.
- [4] NATIONAL INSTRUMENTS, *LabVIEW8 Delivers Distributed Intelligence*, NI Newsletter, 2005, Vol. 17, No. 5, pp. 2–6.
- [5] PIANEGIANI F., MACII D., CARBONE P., *An Open Distributed Measurement System Based on an Abstract Client-Server Architecture*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2005, Vol. 52, No. 3, pp. 686–692.

Piotr RUSZEL*

KOMPATYBILNOŚĆ ELEKTROMAGNETYCZNA A INŻYNIERIA BIOMEDYCZNA

1. Wstęp

Inżynieria biomedyczna jest dyscypliną naukową, której obszar działania obejmuje zagadnienia leżące na pograniczu nauk technicznych, medycznych i biologicznych (rys. 1). Przedmiotami zainteresowania oraz obiektami procesów badawczych inżynierii biomedycznej są zarówno objekty zbudowane z materii nieożywionej, jak i objekty zbudowane z materii ożywionej, z człowiekiem włącznie. Postęp cywilizacyjny, technologiczny oraz rozwój nauk technicznych, zwiększa zapotrzebowanie współczesnego świata na energię. W ogólnym bilansie zużywanej energii coraz większy udział ma energia elektryczna. Powszechność stosowania energii elektrycznej powoduje znaczne zaśmiecenie naturalnego środowiska Ziemi sygnałami elektromagnetycznymi.



Rys. 1. Obszar działania Inżynierii Biomedycznej

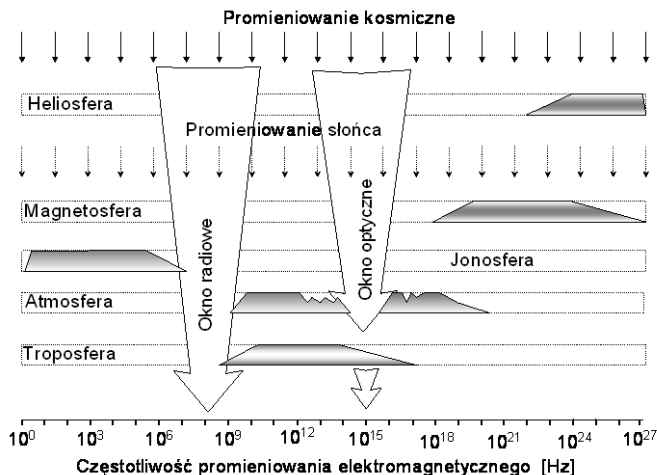
*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wrocławska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: piotr.ruszel@pwr.wroc.pl

Sygnaly te powstają w wyniku przetwarzania energii elektrycznej. Pojawienie się problemu oddziaływania niepożądanych sygnałów elektromagnetycznych na urządzenia techniczne spowodowało zainicjowanie działań legislacyjnych [12, 4] oraz przyczyniło się do powstania gałęzi nauki o nazwie *Kompatybilność elektromagnetyczna* (KEM) lub w nazewnictwie angielskojęzycznym *Electromagnetic compatibility* (EMC) [3]. Tak zdefiniowaną KEM, ukierunkowaną na urządzenia techniczne, można nazwać kompatybilnością elektromagnetyczną rozumianą w sensie technicznym. Taki wniosek wynika bezpośrednio z powszechnie przyjętej i stosowanej definicji określającej, że KEM oznacza *zdolność urządzenia do poprawnej pracy w określonym środowisku elektromagnetycznym bez wprowadzania zaburzeń elektromagnetycznych do środowiska lub innego urządzenia, które ich nie tolerują* [4]. Słowo kompatybilność określa wzajemne, niezakłócone współistnienie. Kryteriami klasyfikującymi urządzenia techniczne do grupy spełniającej wymagania KEM są określone, dopuszczalne poziomy emisji zaburzeń elektromagnetycznych, wytwarzanych przez te urządzenia w czasie pracy. Wartości określono arbitralnie, na podstawie ustaleń grup ekspertów. Kryteriami doboru wartości poziomów zaburzeń były: bezpieczeństwo pracy urządzeń oraz koszty ich produkcji. Zależności są proste i można je ująć w następujący sposób: rygorystyczne przepisy i niskie poziomy emisji zakłóceń elektromagnetycznych wprowadzanych do środowiska elektromagnetycznego, to wysokie koszty produkcji i wysoka cena wyrobu ograniczająca jego dostępność. Liberalne przepisy mają wpływ na obniżenie kosztów produkcji, zmniejszając jednocześnie margines bezpieczeństwa i niejednokrotnie obniżając jakość wyrobu. Jednak należy pamiętać, że urządzenia techniczne działają w naturalnym środowisku Ziemi, w którym to środowisku żyje człowiek i inne organizmy żywe. To istniejące, naturalne środowisko Ziemi, jest też środowiskiem elektromagnetycznym (ziemskie pole magnetyczne, ziemskie pole elektryczne, promieniowanie elektromagnetyczne słońca itp.). Uwzględniając wymienione uwagi, można zadać pytanie. Jak przedstawia się kompatybilność elektromagnetyczna, to niezakłócone współistnienie, ale postrzegane w szerszym aspekcie – to jest z uwzględnieniem poziomów sygnałów elektromagnetycznych występujących w naturalnym środowisku Ziemi? Tak rozumiana kompatybilność elektromagnetyczna w dalszej części tego opracowania jest nazywana KEM w znaczeniu ogólnym.

2. Niejonizujące promieniowanie elektromagnetyczne w naturalnym środowisku Ziemi

Wszechświat wypełniony jest promieniowaniem elektromagnetycznym, które jest nieodłącznym atrybutem materii. Promieniowanie umożliwia ciągłą wymianę energii pomiędzy obiektami materialnymi. Wymiana ta ma miejsce zarówno w skali makro, jak i mikro. Z promieniowaniem związana jest nieodłącznie informacja (kwantyzacja poziomów energii, częstotliwościowy rozkład energii w widmie promieniowania, spin

fotonów), która jest przenoszona jednocześnie z energią promieniowania. Bardzo szeroki zakres częstotliwości promieniowania elektromagnetycznego występującego we wszechświecie ($\sim 0 \text{ Hz} - 10^{28} \text{ Hz}$) jest w naturalnym środowisku Ziemi w istotny sposób zmodyfikowany (rys. 2).



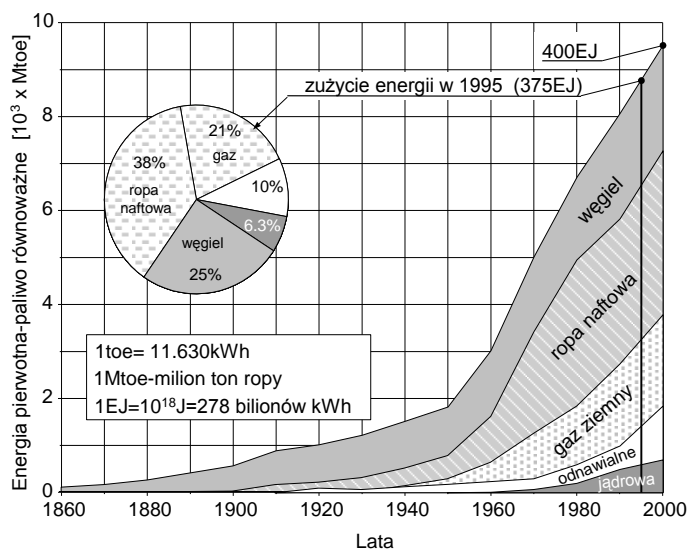
Rys. 2. Ilustracja mechanizmu filtracji promieniowania elektromagnetycznego wnoszonego przez atmosferę słońca i atmosferę ziemi

Modyfikacja ta polega na skutecznym ograniczeniu (filtracji) składowych promieniowania, w szczególności z zakresu tak zwanego promieniowania jonizującego ($f > 10^{15} \text{ Hz}$). Szczególną rolę w eliminacji wysokoenergetycznego promieniowania ma atmosfera Ziemi, a zwłaszcza jej dwie warstwy, magnetosfera i jonosfera. Dostarczana przez słońce energia niezbędna do funkcjonowania organizmów żywych dociera przez atmosferę do powierzchni ziemi w zakresie częstotliwości tak zwanego „okna optycznego” ($10^{13} - 10^{15} \text{ Hz}$) i „okna radiowego” (20 MHz–20 GHz). Ziemskie pole magnetyczne, ziemskie pole elektryczne oraz promieniowanie Ziemi uzupełniają naturalne środowisko elektromagnetyczne Ziemi. W takim środowisku, w którym wyselekcjonowane pasma promieniowania elektromagnetycznego podtrzymują sprzyjające warunki rozwoju, funkcjonuje przyroda ożywiona i organizmy żywe.

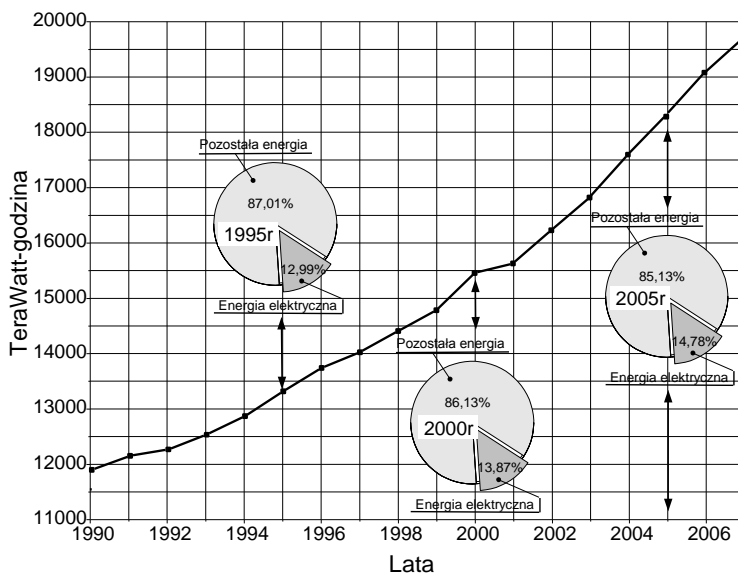
3. Cywilizacja techniczna a ziemskie środowisko elektromagnetyczne

Intensywny postęp techniczny oraz wzrastające zapotrzebowanie społeczeństw na dobra konsumpcyjne wymaga ciągłego zwiększania poziomu zużycia energii [4] niezbędnej do realizacji wspomnianych celów (rys. 3). W ogólnym bilansie zużywanej energii coraz większy udział ma energia elektryczna (rys. 4). Nie są to stwierdzenia budzące optymizm, ponieważ wzrost ilości zużywanej energii zwiększa skażenie bio-

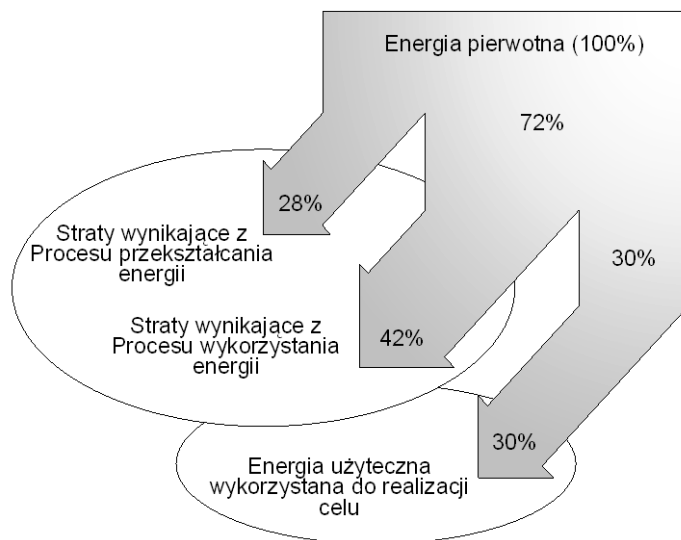
sfery, nie tylko chemiczne czy termiczne, ale również w coraz większym stopniu elektromagnetyczne. Skażenia chemiczne i termiczne powstają, między innymi, również w procesie wytwarzania energii elektrycznej (spalanie paliw stałych i płynnych, odpady z procesów spalania, jak również odpady promieniotwórcze). Ich poziom wiąże się również z poziomem strat występujących w procesie pozyskiwania, dystrybucji i zużycia energii do realizacji celów (rys. 5). Skażenie elektromagnetyczne wynika z emisji promieniowania elektromagnetycznego powstającego w czasie przesyłania i dystrybucji energii elektrycznej, jak również w wyniku samego przetwarzania tej energii w urządzeniach technicznych. Pojawiająca się wtedy emisja może być celowa, zamierzona (radiodyfuzja, radiolokacja, telefonia bezprzewodowa itp.) lub niezamierzona (pola zaburzeń elektromagnetycznych w otoczeniu urządzeń technicznych, w których wykorzystywana jest energia elektryczna; piece indukcyjne, kuchenki mikrofalowe itp.). Dostępność energii elektrycznej oraz powszechność jej przetwarzania powoduje wprowadzanie do środowiska naturalnego Ziemi sztucznych zaburzeń elektromagnetycznych, których kontrola, pomimo istniejących przepisów, jest kłopotliwa i często mało skuteczna. Wynika to ze specyfiki rozprzestrzeniania się promieniowania elektromagnetycznego. W konsekwencji następuje systematyczny wzrost wartości poziomu tych zaburzeń, jak również systematycznie rozszerza się zakres widma częstotliwości, w którym te zaburzenia występują. Na rys. 6 [6] przedstawiono rozkład oraz orientacyjne poziomy wybranych grup sygnałów elektromagnetycznych występujących w naturalnym środowisku Ziemi, jak również wprowadzonych do tego środowiska, w wyniku niektórych aspektów technicznej działalności człowieka.



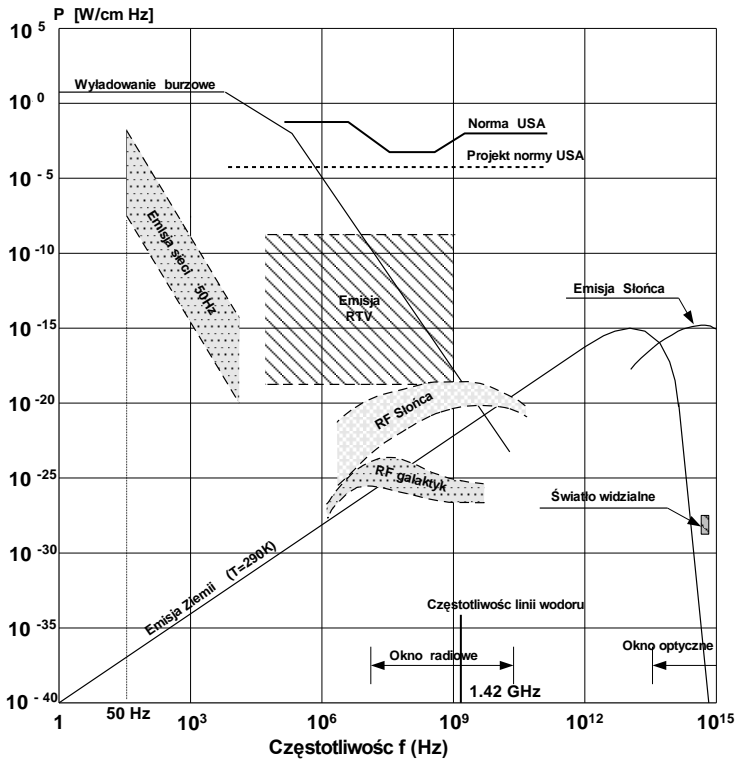
Rys. 3. Zestawienie zużycia energii (energia pierwotna) w skali świata w latach 1860–2000



Rys. 4. Zużycie energii elektrycznej oraz jej udział w całkowitej energii w skali świata w latach 1900–2007



Rys. 5. Poglądowe zestawienie średnich strat występujących w cyklu pozyskiwania i eksploatacji energii rejestrowane w środowisku ziemskim [6]



Rys. 6. Wartości poziomów sygnałów źródeł promieniowania elektromagnetycznego

4. Skażenie promieniowaniem elektromagnetycznym jako czynnik ekologiczny

Z przytoczonego na rys. 6 rozkładu rejestrowanych poziomów wartości gęstości mocy i zakresów częstotliwości sygnałów promieniowania elektromagnetycznego występujących w środowisku Ziemi widać, że w wyniku technicznej działalności człowieka wystąpiła wyraźna ingerencja w to środowisko elektromagnetyczne. Polega ona na wprowadzeniu do tego środowiska sztucznego promieniowania elektromagnetycznego. Promieniowanie to pojawiło się w obszarach częstotliwości, w których w naturalnym środowisku nie występowało, bądź miało znikomy poziom wartości. Ponadto należy zwrócić uwagę, że poziom tych wprowadzanych zaburzeń przekraczają o wiele dekad wartości poziomów sygnałów występujących w środowisku naturalnym. W chwili obecnej nauka nie wyjaśnia w sposób wyczerpujący i kompleksowy wpływu promieniowania elektromagnetycznego na organizmy żywe. W przypadku promieniowania jonizującego jego destrukcyjne działanie jest znane i potwierdzone

doświadczalnie, natomiast ciągle jeszcze szereg kontrowersji wywołuje zagadnienie wpływu na organizmy żywe promieniowania niejonizującego. Nie ma jednak wątpliwości, że taki wpływ istnieje [1, 7]. Fizyka określa oddziaływania elektromagnetyczne jako jedno z czterech fundamentalnych oddziaływań, kształtujących wszechświat i mających kardynalny wpływ na swoiste własności przestrzeni. Oddziaływania te występują również w organizmach żywych. Należy zatem postawić pytanie, jakie jest znaczenie oddziaływań elektromagnetycznych i promieniowania niejonizującego dla fenomenu życia? To zagadnienie nie jest jeszcze w sposób wyczerpujący rozpoznane i wyjaśnione. Zatem fakt, że na tło naturalnego promieniowania elektromagnetycznego nakładają się pola powstające w wyniku technicznej działalności człowieka powinien budzić obawy. Tym bardziej, że pola te, mają charakterystyki obce naturze i wykazują niespotykane w środowisku naturalnym wartości natężeń i sposoby modulacji. To skażenie naturalnego środowiska Ziemi promieniowaniem elektromagnetycznym, mające zasięg globalny jest bez wątpienia czynnikiem modyfikującym biosferę, co oznacza, że jest czynnikiem ekologicznym i nieobojętnym dla organizmów żywych.

5. Organizm żywy a zjawiska elektromagnetyczne (pola elektromagnetyczne)

Oddziaływania elektromagnetyczne to oddziaływania pól: elektrycznego, magnetycznego lub elektromagnetycznego. W przypadku pól stacjonarnych są to pola elektryczne i (lub) pola magnetyczne. W przypadku pól zmiennych mogą to być pola o dominującej składowej elektrycznej, o dominującej składowej magnetycznej, bądź pola elektromagnetyczne. Zależy to od rodzaju źródła emitującego pole (dipol elektryczny czy dipol magnetyczny) oraz częstotliwości emitowanego pola i odległości receptora od źródła pola (strefa indukcyjna, przejściowa czy strefa promieniowania). Wpływ pola elektromagnetycznego (wpływ składowych pola) na materię zależy od wielu czynników. Oto niektóre pytania, na które należałoby odpowiedzieć:

° Czy podstawowe struktury materii receptora zawierają naładowane cząstki (są nośnikami ładunku elektrycznego)?

° Czy podstawowe struktury materii receptora zawierają cząstki o cechach domen magnetycznych?

° Czy w strukturach materii receptora występują różnice potencjałów i przepływy prądów będące np. efektem procesów życiowych zachodzących w tej materii?

° Czy ośrodek jest izotropowy czy anizotropowy?

Najłatwiejsze do zaobserwowania jest oddziaływanie czysto energetyczne. Pole wnika do wnętrza materii receptora, a głębokość wnikania zależy w znaczący sposób

od przenikalności dielektrycznej i magnetycznej materii, jej struktury oraz częstotliwości i gęstości mocy fali elektromagnetycznej. Energia zmiennego pola elektromagnetycznego jest absorbowana przez strukturę materii i zamieniana na ciepło. To zjawisko absorbowania energii fali przez materię i jej zamiany na ciepło jest znane, a efekty fizyczne (zmiana temperatury obiektu) stosunkowo łatwo mierzalne. W przypadku, kiedy w strukturach materii mamy do czynienia z przepływem prądów (występowaniem sygnałów elektrycznych), oddziaływania pól elektromagnetycznych nie można sprowadzać tylko do oddziaływań, których jedynym efektem jest wydzielanie ciepła pochodzącego od energii absorbowanej fali. Pola elektryczne, magnetyczne czy elektromagnetyczne oddziałują z polami naładowanych cząstek materii, czy polami pochodzącymi od przepływających prądów, zmieniając kierunek ruchu nośników ładunku, zmieniając wartość płynących prądów lub zmieniając wartości pól występujących wewnątrz materii. Oddziaływania te możemy w skali makro zakwalifikować jako oddziaływania również o charakterze informacyjnym, a nie tylko jako oddziaływania o charakterze termicznym. Oddziaływania te mogą mieć też charakter informacyjny w skali mikro, wpływając na zmiany stanów spinowych elektronów i jąder atomów itp. Obecnie nauka dysponuje wieloma dowodami na istotne, fundamentalne znaczenie promieniowania elektromagnetycznego i zjawisk elektromagnetycznych w fenomenie życia. Należy jednak zwrócić uwagę, że wiedza ta jest, niestety, fragmentaryczna. W latach 50. XX w. Japończycy i Amerykanie stwierdzili występowanie zjawiska piezoelektrycznego w kościach. Wywołane tym zjawiskiem niewielkie pola elektryczne „sterują” wzrostem kości, gwarantując właściwą odbudowę mikrostruktur kostnych w miejscach ich złamania. Badania, które prowadził Amerykanin Robert O. Becker dostarczyły informacji o istotnym wpływie bardzo małych pól elektromagnetycznych na proces wzrostu i różnicowania się komórek. Ma to fundamentalne znaczenie w procesie gojenia (regeneracji) uszkodzeń tkanki. Badania noblisty Linusa Paulinga oraz późniejsze Görana Stemme dostarczyły informacji o wpływie pól magnetycznych na proces wymiany gazowej we krwi. Proces wymiany gazowej jest jednym z podstawowych procesów warunkujących czynności życiowe organizmu żywego. Badania, które prowadził fizyk Bernhard Ruth wykazały istnienie procesu wymiany informacji pomiędzy komórkami, przy czym nośnikiem tych informacji jest pole elektromagnetyczne, a wymiana informacji związana jest z emisją biofotonów. W latach dziewięćdziesiątych XX wieku pojawiły się artykuły poświęcone znaczeniu potencjałów występujących na zakończeniach włókien nerwowych (wypustki nerwowe) na proces syntezy „specyficznych” białek odpowiedzialnych za aktywność włókien nerwowych. Wyniki tych badań dają podstawę do stwierdzenia, że bioelektryczność i oddziaływania elektromagnetyczne w organizmie żywym są podstawą życia. Znany fizyk, laureat nagrody Nobla Werner Heisenberg określił, że *energia magnetyczna jest elementarną energią, od której zależy życie świata*. Podobnie profesor Włodzimierz Sedlak wyraził opinię, że *jesteśmy jednym wielkim, niezwykle subtelnym receptorem zmysłowym dla odbioru wszelkiej informacji – przede wszystkim jednak*

elektromagnetycznej. Procesy elektromagnetyczne sterują przemianą materii, odnową biologiczną komórek. Organizm człowieka jest też źródłem własnych pól elektromagnetycznych. Źródłem relatywnie silnego sygnału jest serce człowieka (sygnał EKG), mózg człowieka generuje sygnały na kilku częstotliwościach (sygnały EEG – fale alfa, beta, gamma); z pracą mięśni, ruchem oka, przepływem krwi itp. związane są liczne sygnały elektryczne. Zatem należy przyjąć, że człowiek jest istotą elektromagnetyczną, jak również, że życie też ma naturę elektromagnetyczną.

6. Pola elektromagnetyczne w medycynie

Pola elektromagnetyczne powstające w wyniku technicznej działalności człowieka są stosowane w medycynie, w diagnostyce i terapii. W przypadku diagnostyki źródłami takich pól są urządzenia stosowane do obrazowania medycznego (rentgen, tomografia, obrazowanie rezonansu magnetycznego). Zakres częstotliwości sygnałów stosowanych w tych urządzeniach rozciąga się od mikrofal do twardego promieniowania rentgenowskiego. Właściwości energetyczne promieniowania elektromagnetycznego, zwłaszcza promieniowania spójnego, znajdują zastosowanie w szeroko rozumianej chirurgii. Pola elektromagnetyczne stosowane są w diagnostyce medycznej do „nawigacji”. Terapeutyczne oddziaływanie promieniowania stosowane jest fizykoterapii: diatermia, solux, biotron, laser. Z powodzeniem stosuje się w celach terapeutycznych promieniowanie elektromagnetyczne o dominującej składowej magnetycznej (wolnozmiennie pola magnetyczne małej częstotliwości). Podane przykłady zastosowania pól elektromagnetycznych w praktyce medycznej należą do najbardziej znanych i nie wyczerpują wszystkich przypadków. Pokazują jednak wyraźnie, jak często współczesna medycyna „korzysta” z właściwości promieniowania elektromagnetycznego, zwłaszcza w zakresie diagnostyki, chirurgii i coraz częściej w pozycjonowaniu narzędzi diagnostycznych i chirurgicznych. Ten obszar zastosowań rozwija się i jest stymulowany rozwojem elektroniki i technologii. Zastosowanie pól elektromagnetycznych w celach terapeutycznych jest coraz większe ale nadal ograniczone. Ograniczenia te, jak już wspomniano, wynikają z braku wyczerpującej wiedzy o znaczeniu promieniowania elektromagnetycznego oraz braku stosownego do tego celu modelu organizmu żywego. Niebudzącym wątpliwości jest natomiast niewątpliwie fakt coraz szerszego zastosowania promieniowania elektromagnetycznego w praktyce medycznej. Oznacza to, że aspekt kompatybilności elektromagnetycznej w szeroko rozumianych naukach medycznych stanie się jednym z istotnych elementów tej wiedzy. On jest już obecny w przypadku kompatybilności elektromagnetycznej rozumianej w znaczeniu „technicznym”. Jest to ważny obszar wiedzy, mający kluczowe znaczenie dla prawidłowego, niezakłóconego działania urządzeń technicznych. Dotyczy to zarówno urządzeń diagnostycznych (np. EKG, EEG itp.), jak i urządzeń wspomagających pracę organizmu (np. rozrusznik pracy serca). Natomiast kompatybilność elek-

tromagnetyczna rozumiana w znaczeniu ogólnym, jest obecnie reprezentowana w niewielkim zakresie. Ten obszar powinien w najbliższym czasie stać się obszarem intensywnych badań, których celem jest uzyskanie możliwie wyczerpującej wiedzy o znaczeniu promieniowania elektromagnetycznego dla życia.

7. Inżynieria biomedyczna – podstawowe zadania

Jak już wspomniano, inżynieria biomedyczna jest nauką interdyscyplinarną. Nauką, której dynamiczny rozwój ukierunkowano na rozwiązywanie zagadnień biologicznych i medycznych. To rozwiązywanie problemów i skuteczność ich rozwiązywania jest możliwe w wyniku współdziałania nauk technicznych, biologicznych i medycznych. Do podstawowych zadań jakie stawia sobie bioinżynieria, a w szczególności inżynieria biomedyczna, należą prace, których osiągnięcia umożliwią zrozumienie zasad funkcjonowania materii żywej i świadome kontrolowanie systemów biologicznych. Nadrzędnym celem tej kontroli jest poprawa jakości i skuteczności działań podejmowanych w zakresie ochrony zdrowia. Realizacja zadań naukowych wymaga opracowywania nowatorskich i skutecznych metod pozyskiwania informacji z poziomu komórki, tkanki, organu czy całego organizmu. Postęp w pozyskiwaniu tych informacji jest możliwy jedynie w wyniku tworzenia nowatorskich metod pomiarowych, a to jest uzależnione w wyniku rozwoju nauk technicznych i technologii. Osiągnięcia technologii przekładają się na opracowanie nowych materiałów i wdrażanie ich zastosowania, między innymi w medycynie. Rozpoznanie procesów życiowych umożliwia tworzenie coraz bardziej precyzyjnych modeli reprezentujących te procesy. Osiągany postęp w badaniach i zastosowaniu wyników tych badań wpływa na poprawę jakości życia i osiągnięcie wyższego poziomu ochrony zdrowia. Jednak prowadzone prace winno cechować podejście holistyczne, a nie redukcjonistyczne. Człowiek, jako istota i organizm żywy, ma być podmiotem tych badań, badań postrzegających problem życia i zdrowia w powiązaniu z naturalnym środowiskiem Ziemi. Pogląd na to „czym jest człowiek?” zmieniał się. W XVIII wieku naukowcy widzieli człowieka jako układ mechaniczny (dźwignie poruszane mięśniami, serce jako pompa tłocząca krew). Wiek XX to traktowanie człowieka jako układu, w którym zachodzą procesy chemiczne. Czy zatem w XXI wieku nauka i medycyna zaczną w człowieku dostrzegać istotne dla życia procesy elektromagnetyczne? Czy zostaną podjęte na szeroką skalę badania dające możliwość wyjaśnienia roli procesów biofizycznych, w tym zjawisk elektromagnetycznych, w fenomenie życia? W tym zakresie istotną rolę może odegrać inżynieria biomedyczna jako dyscyplina naukowa. Warunkiem do tego jest zamieszczenie w programach nauczania przedmiotów ukazujących znaczenie kompatybilności elektromagnetycznej dla nauk medycznych. Znaczenie zarówno w aspekcie technicznym, jak i w znaczeniu ogólnym.

8. Uwagi końcowe

Faktem jest niezwykle dynamiczna ingerencja człowieka w naturalne środowisko elektromagnetyczne Ziemi, ingerencja wynikająca z technicznej działalności człowieka. Z prawdopodobieństwem graniczącym z pewnością, można powiedzieć, że promieniowanie elektromagnetyczne jest czynnikiem ekologicznym. Są znane, udokumentowane doniesienia [9, 11] o szkodliwym wpływie na przyrodę i organizmy żywe niejonizującego promieniowania elektromagnetycznego. Taki stan rzeczy powinien skłonić środowiska naukowe do refleksji i podjęcia intensywnych badań umożliwiających pełne rozeznanie wpływu promieniowania elektromagnetycznego o małej energii kwantów (promieniowania niejonizującego) na organizmy żywe, w szczególności na organizm człowieka. Należy przy tym pamiętać o szczególnym znaczeniu zjawiska rezonansu oraz o nieliniowym efekcie oddziaływania pól elektromagnetycznych. Za koniecznością takich prac przemawia aktualny stan wiedzy w tym zakresie. Współczesna nauka nie opracowała modelu (bądź modeli) uwzględniającego procesy elektromagnetyczne zachodzące w organizmach żywych. Są znane jedynie hipotezy [10] i wrywkowe wyniki badań [2]. Przyjęte arbitralnie i zawarte w dokumentach normalizacyjnych zalecenia i poziomy energetyczne promieniowania elektromagnetycznego, klasyfikujące je jako jeszcze bezpieczne dla człowieka, budzą wątpliwości. Wątpliwości te wynikają z uwzględnienia jedynie energetycznego (cieplnego) oddziaływania promieniowania elektromagnetycznego na organizmy żywe. Nie uwzględniają one oddziaływania informacji związanej nierozzerwalnie z promieniowaniem. A przecież to właśnie promieniowanie umożliwia wymianę informacji we Wszechświecie. Jest bardzo prawdopodobne, że taka wymiana informacji ma miejsce również w przypadku organizmów żyjących w środowisku Ziemi. Biorąc pod uwagę zjawiska rezonansu można przypuszczać, że nawet promieniowanie o znikomym poziomie energii kwantu może wywołać reakcję w strukturach organizmu żywego. Czy zatem taki stan rzeczy nie powinien nakłonić decydentów współczesnego świata do refleksji? Postęp techniczny, sukcesy ekonomiczne czy polityczne, nie mogą być celami samymi w sobie. Celami, których bezwzględna realizacja niszczy w sposób nieodwracalny naturalne środowisko Ziemi. Od postępu technicznego nie ma odwrotu. **Ale czy nie należy go realizować właśnie w sposób „kompatybilny”?** Szczególne miejsce w zakresie badania wpływu promieniowania elektromagnetycznego na organizmy żywe zajmuje inżynieria biomedyczna. Jej badania mogą przyczynić się do lepszego rozpoznania wpływu i znaczenia niskoenergetycznego niejonizującego promieniowania elektromagnetycznego na organizmy żywe. Być może umożliwi to budowę elektromagnetycznego modelu życia. Być może uświadomi nam, odpowiedzialnym za postęp cywilizacyjny, o skali zagrożeń wynikających z zaburzenia naturalnego środowiska elektromagnetycznego Ziemi. Dlatego, zdaniem autora, aspekt kompatybilności elektromagnetycznej w rozumieniu ogólnym, winien mieć miejsce również w obszarze działania Inżynierii Biomedycznej. Ta obecność jest niezbędna w dwu obszarach:

badawczym i dydaktycznym. Aspekt KEM w znaczeniu technicznym jest już w tym obszarze obecny, tak jak obecna jest aparatura pomiarowa i diagnostyczna.

Literatura

- [1] BECKER R., SELEN G., *Elektropolis*, Instytut Wydawniczy PAX, 1994.
- [2] CORY W., FREDERICK C., *Electromagnetic compatibility as a determining factor in biological effects caused by electric and magnetic fields*, Symposium on Electromagnetic Compatibility, Montreux 1975.
- [3] GOEDBLOED J., *Electromagnetic compatibility*, Prentice Hall International Ltd, 1992.
- [4] GODZISZ C., *Wprowadzenie do problematyki kompatybilności elektromagnetycznej*, *Pomiary Automatyka Robotyka*, 1997, nr 2, s. 5, 30–33.
- [5] HEINLOTH K., *Die Energiefrage*, Vieweg, Wiesbaden, 1997.
- [6] HOŁOWNIA J., *Promieniowanie elektromagnetyczne w naturze i jego znaczenie dla organizmów żywych*, *KUL, Bioelektronika–VI Sympozjum*, 20–21 XI 1987, s. 75–86.
- [7] MARCINIAK J., *Zagrożenie naturalnego środowiska elektromagnetycznego*, Politechnika Śląska, Gliwice 1995.
- [8] SCHILLING H., HILDEBRANDT R., *Die Entwicklung des Verbrauchs an Energieträgern und an elektrischer Energie in der Welt, in den USA und in Deutschland seit 1860 bzw. 1925*, [in:] *Rohstoffwirtschaft International*, Band 6, Hrg., W. Peters, Verlag Glückauf GMBH, Essen, 1977.
- [9] ROSETTE C., *Gefährdung durch Elektrosmog?*, *Elektronik*, 1993, No. 11, pp. 32–34, 55–56.
- [10] SEDLAK W., *Teologia światła, czyli sięganie do nieskończoności*, Continuo, Radom 1997.
- [11] VARGA A., *Krebs und electromagnetsche Umweltfaktoren*, *Krebs-Geschwehen*, *Klinik und Praxis der Onkologie*, 1984, No. 2.
- [12] *Electromagnetic interference characteristic measurements. Definition and systems of units*, MIL STD – 463, 1967.

**POMIARY WIELKOŚCI FIZYCZNYCH
I CHEMICZNYCH**

Michał LISOWSKI*, Krystian KRAWCZYK*, Krzysztof FILAR*

BADANIA REZYSTORÓW WYSOKOOMOWYCH PRZEZNACZONYCH DO TRANSFERÓW HAMONA

1. Wstęp

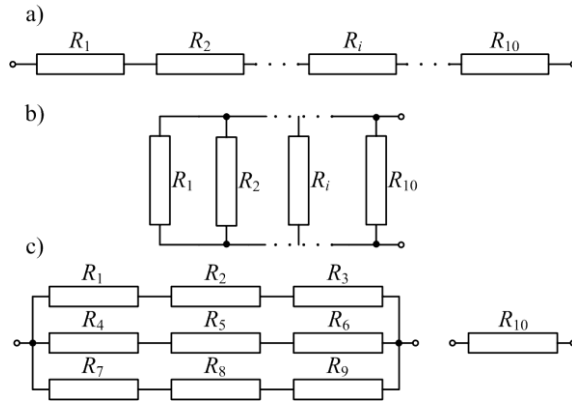
Współcześnie do odtwarzania wzorca pierwotnego rezystancji wykorzystuje się kwantowy efekt Halla występujący w bardzo niskich temperaturach rzędu 0,5 K i silnych polach magnetycznych rzędu 10 T [1, 2]. Ten wzorzec pierwotny rezystancji QHR (Quantum Hall Resistance) ma wartość 12906,404 Ω określoną z niepewnością względną rzędu 10^{-9} . Wartość ta za pomocą komparatora kriogenicznego przenoszona jest na rezystor wzorcowy 10 k Ω [3, 4]. Przeniesienie tej wartości na wzorce rezystancji o większych wartościach, z możliwie najwyższą dokładnością, możliwe jest za pomocą transferów Hamona [4, 5]. Umożliwiają one porównywanie metodą podstawienia rezystorów wzorcowych o wartościach nominalnych różniących się 10- i 100-krotnie. Stosunek rezystancji transferów Hamona w zakresie do 1 M Ω może być określony z niepewnością rzędu 10^{-7} . Dla wyższych wartości rezystancji niepewność ta wzrasta, ale jest znacznie niższa niż niepewność samej aparatury pomiarowej wykonywanej bezpośrednio do pomiarów rezystancji wzorców.

2. Wysokoomowe transfery Hamona

Do realizacji systemu przekazywania jednostki rezystancji w zakresie od 10 k Ω do 100 T Ω niezbędnych jest 5 transferów Hamona złożonych z rezystorów: 10 \times 100 k Ω ,

* Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: michal.lisowski@pwr.wroc.pl

$10 \times 10 \text{ M}\Omega$, $10 \times 1 \text{ G}\Omega$, $10 \times 100 \text{ G}\Omega$, $10 \times 10 \text{ T}\Omega$ [5]. Transfer Hamona składa się z 10 precyzyjnych rezystorów o jednakowych wartościach nominalnych, które mogą być połączone szeregowo lub równolegle oraz szeregowo-równolegle (rys. 1) [5, 6]. W przypadku połączenia szeregowo-równoległego, łączy się równolegle trzy gałęzie, trzech szeregowo połączonych rezystorów (rys. 1c). Rezystor dziesiąty pozostaje poza układem połączeń transferu.



Rys. 1. Transfer Hamona w konfiguracji: a) szeregowej, b) równoległej, c) szeregowo-równoległej

Rezystancja 10 szeregowo połączonych rezystorów transferu (rys. 1a)

$$R_S = \sum_{i=1}^{10} R_i = 10R \left(1 + \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} d_i \right) = 10R(1 + \bar{d}), \quad (1)$$

a rezystancja połączenia równoległego tych samych rezystorów

$$R_R = \frac{1}{\sum_{i=1}^{10} \frac{1}{R(1+d_i)}} \approx \frac{R}{10} \left[1 + \bar{d} - \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} (d_i - \bar{d})^2 \right], \quad (2)$$

gdzie: R jest wartością nominalną rezystorów transferu, d_i – względną poprawką i -tego rezystora, a $\bar{d} = \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} d_i$ – wartością średnią względnej poprawki rezystorów. Po podzieleniu stronami równań (1) i (2) otrzymuje się:

$$\frac{R_S}{R_R} = 100 \left(1 + \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} (d_i - \bar{d})^2 \right) = 100(1 + d_{S/R}). \quad (3)$$

Ze wzoru (3) wynika, że stosunek rezystancji połączenia szeregowego do połączenia równoległego rezystorów transferu R_S/R_R wynosi 100 z poprawką względną

$$d_{S/R} = \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} (d_i - \bar{d})^2. \quad (4)$$

Dla jej wyznaczenia niezbędne są pomiary wartości rezystancji wszystkich rezystorów transferu. Wartość tej poprawki będzie tym mniejsza im mniejszy jest rozrzut wartości poszczególnych rezystorów.

Rezystancja połączenia szeregowo-równoległego rezystorów transferu (rys. 1c)

$$R_{SR} = R(1 + \frac{1}{9} \sum_{i=1}^9 d_i) = R(1 + \bar{d}') = R(1 + \bar{d} - \frac{1}{10} d_{10}), \quad (5)$$

gdzie: $\bar{d}' = \frac{1}{9} \sum_{i=1}^9 d_i = \bar{d} - 0,1d_{10}$ jest średnią wartością względną poprawki 9 rezystorów połączonych szeregowo-równoległe, a d_{10} – wartością względną poprawki 10. rezystora, niewchodzącego w skład układu połączeń. Dzieląc stronami równania (1) i (5) otrzymuje się:

$$\frac{R_S}{R_{SR}} = 10 \frac{1 + \bar{d}}{1 + \bar{d} - 0,1d_{10}} \approx 10(1 + 0,1d_{10}). \quad (6)$$

Ze wzoru (6) wynika, że stosunek rezystancji połączenia szeregowego do szeregowo-równoległego rezystorów transferu R_S/R_{SR} jest również znany i wynosi 10 z uwzględnieniem poprawki 10. rezystora, pozostającego poza układem połączeń. Zatem transfery rezystancji mogą umożliwić bardzo dokładne przeniesienie wartości rezystancji wzorcowych w stosunku 1:10 i 1:100, ale przy spełnieniu warunku, że w czasie pomiarów wartości rezystancji rezystorów w transferach będą stałe.

Prototypowy transfer 10 k Ω – 100 k Ω – 1 M Ω zbudowano z rezystorów 100 k Ω , o tolerancji $\pm 0,005$ % i dopuszczalnej mocy 2,5 W, typu HR5032N, firmy PRC, a transfer 1 M Ω – 10 M Ω – 100 M Ω – z takich samych rezystorów, lecz o wartości nominalnej 10 M Ω . Transfer 100 M Ω – 1 G Ω – 10 G Ω zaprojektowano z rezystorów 1 G Ω typu 3811 firmy WELWYN o tolerancji ± 1 %, a transfer 10 G Ω – 100 G Ω – 1 T Ω – z takich samych rezystorów, ale o wartości nominalnej 100 G Ω . Natomiast transfer 1 T Ω – 10 T Ω – 100 T Ω zbudowano z rezystorów typu 3812, o podobnych parametrach, ale o wartościach 10 T Ω i tolerancji ± 2 %.

W transferach 10–100–1000 k Ω , 1–10–100 M Ω i 100 M Ω – 1G Ω – 10 G Ω zastosowano klasyczny układ izolacji z politetrafluoroetylenem (PTFE). Ponieważ dla transferów 10–100–1000 G Ω i 1–10–100 T Ω klasyczny układ izolacji – nawet z PTFE – jest niewystarczający dla zminimalizowania prądów upływności, zastosowano tu układ z podwójną izolacją PTFE [5, 7]. W układzie tym oprócz transferu głównego stosuje się transfer pomocniczy do podniesienia potencjału ekranu transferu głównego.

3. Czynniki wpływające na niepewność transferów

Dokładność stosunku rezystancji transferów Hamona ograniczona jest niestalością rezystancji rezystorów w czasie pomiarów. Czas pomiarów może wynosić nawet kilka godzin. Zatem dla transferów wysokoomowych głównymi czynnikami wpływającymi na ich dokładność stosunku są:

- upływność izolacji,
- zmiany temperatury otoczenia,
- samonagrzewanie się rezystorów pod wpływem wydzielającej się w nich elektrycznej energii zamienianej na ciepło,
- zmiany napięcia na rezystorach,
- wilgotność powietrza,
- podatność na elektryzację zarówno samych rezystorów, jak i ich izolacji.

Dla transferów Hamona, zbudowanych z rezystorów o wartościach do 1 G Ω , upływność zastosowanej izolacji PTFE może być pomijalnie mała [5]. W transferach z rezystorami 100 G Ω i 10 T Ω głównym składnikiem niepewności jest upływność izolacji, dlatego te transfery skonstruowane są z podwójną izolacją i podnoszeniem potencjału ekranu [5, 7]. Na przykład, dla transferu 1–10–100 T Ω , który byłby skonstruowany z pojedynczą izolacją, rezystancja izolacji może powodować błąd transferu rzędu 1%. Natomiast, jeżeli skonstruuje się transfer z podwójną izolacją, to znaczy złożony z transferu głównego i pomocniczego, a potencjał transferu pomocniczego podniesie się do wartości potencjału transferu głównego, to przy użyciu do budowy tych transferów rezystorów o tolerancji $\pm 1\%$ błąd transferu zmniejszy się ok. stukrotnie i będzie rzędu 0,01%.

Drugim istotnym czynnikiem wpływającym na dokładność transferów Hamona jest zmiana temperatury transferu w czasie pomiarów. Wartości rezystancji poszczególnych rezystorów powinny być takie same podczas jego pracy w połączeniu szeregowym, równoległym i szeregowo-równoległym. Dlatego bardzo ważne jest ażeby rezystory miały małe temperaturowe współczynniki rezystancji (TWR) i ażeby podczas pomiarów wahania temperatury otoczenia transferów były możliwie małe. Dla rezystorów 100 k Ω i 10 M Ω producent podaje $TWR \leq +1$ ($\mu\Omega/\Omega$)/ $^{\circ}\text{C}$. Zatem wahania temperatury otoczenia w granicach $\pm 0,1$ $^{\circ}\text{C}$ mogą spowodować dla transferów 10–100–1000 k Ω i 1–10–100 M Ω zmiany rezystancji $\pm 0,1$ $\mu\Omega/\Omega$. Dla rezystorów 1 G Ω , 100 G Ω i 10 T Ω producent podaje $TWR = -500 \div -3500$ ($\mu\Omega/\Omega$)/ $^{\circ}\text{C}$. Zatem dla transferu o najwyższej wartości 1–10–100 T Ω zmiana temperatury o 0,1 $^{\circ}\text{C}$ może spowodować błąd do 350 $\mu\Omega/\Omega$.

Przepływ prądu przez rezystor powoduje jego samonagrzewanie i zmianę rezystancji. Wartość tego prądu powinna być ograniczona tak, ażeby moc wydzielana na rezystorze nie powodowała błędu większego niż 0,1 całkowitego dopuszczalnego błędu transferu. Zwykle nie powinna ona przekraczać 0,1 mocy dopuszczalnej. Ma to istotne znaczenie dla rezystorów 100 k Ω i 10 M Ω .

Dla rezystorów o wartościach powyżej 10 M Ω istotne znaczenie ma napięciowy współczynnik zmian rezystancji (*NWR*). Powoduje on to, że rezystancja rezystorów, a zatem i stosunek rezystancji transferu, zależy od wartości napięcia. Producent podaje dla rezystorów 100 M Ω – 100 T Ω $NWR = -10 \div -150 (\mu\Omega/\Omega)/V$.

Wilgotne powietrze może zmieniać rezystancję powierzchniową izolacji rezystorów i wpływać na wypadkową rezystancję transferów. W celu zminimalizowania tego zjawiska połączone szeregowo rezystory transferów umieszczono w hermetycznych obudowach.

Rezystory o bardzo dużych wartościach 100 G Ω i 10 T Ω mogą być podatne na elektryzację. Rezystor taki może mieć pojemność rzędu kilku pF. Również na izolacji zacisków, złącz i ekranowanych przewodów koncentrycznych może gromadzić się ładunek elektryczny, który może zakłócić pomiary. W celu minimalizacji tego ładunku transfery wysokich rezystancji powinny być przechowywane w stanie zwartym i po każdym pomiarze, przed następnym pomiarem, również zwierane.

4. Wyniki badań

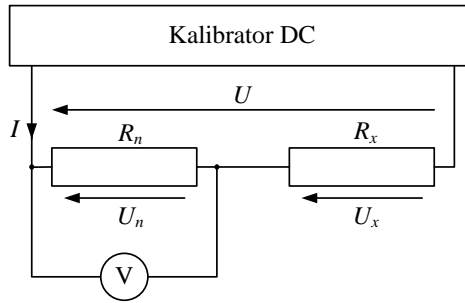
4.1. Zakres i metodyka badań

Badaniom poddano wybrane rezystory, z których zbudowano prototypowe wysokoomowe transfery Hamona. Zbadano:

- odpowiedzi czasowe rezystorów na skokowo przyłożone napięcie stałe,
- temperaturowe współczynniki rezystancji *TWR*,
- napięciowe współczynniki rezystancji *NWR*,
- wilgotnościowe współczynniki rezystancji *WWR*.

Pomiary zmian rezystancji rezystorów o wartościach nominalnych 1 G Ω i wyższych wykonano miernikiem wysokich rezystancji (elektrometrem) firmy Keithley, typu 6517B, przy wykorzystaniu oprogramowania firmowego *6524 High Resistance Measurement Software*. Miernik ten ma 5½ cyfrową rozdzielczość, czyli przy pełnym wskazaniu – na poziomie 10 $\mu\Omega/\Omega$. Ponieważ współczynniki zmian rezystancji tych rezystorów są na poziomie kilkuset, a nawet kilku tysięcy $\mu\Omega/\Omega$, to do tych pomiarów przyrząd ten ma wystarczającą rozdzielczość.

Natomiast rezystory 100 k Ω i 10 M Ω mają współczynniki zmian rezystancji na poziomie pojedynczych $\mu\Omega/\Omega$ i w tym przypadku miernik 6517B firmy Keithley ma niewystarczającą rozdzielczość. Dlatego pomiary zmian rezystancji rezystorów 100 k Ω i 10 M Ω wykonano metoda porównawczą w układzie pomiarowym przedstawionym na rysunku 2.



Rys. 2. Układ pomiarowy zmian rezystancji rezystorów 100 kΩ i 10 MΩ

Układ pomiarowy zasilany jest z precyzyjnego wysokostabilnego kalibratora DC napięcia stałego typu 7000 firmy Inmel. Do pomiarów napięcia zastosowano woltomierz (multimetr) o rozdzielczości 8½ cyfry typu 2002 firmy Keithley. Przy pełnym wskazaniu ma on rozdzielczość rzędu 0,01 μV/V. Ponieważ jego rezystancja wejściowa jest stosunkowo mała (100 GΩ na zakresach do 20 V i 10 MΩ na zakresach 200 V i 1000 V) mierzono zmiany napięcia na rezystorze wzorcowym R_n .

Mierzona rezystancja

$$R_x = \frac{U_x}{I}. \quad (7)$$

Ponieważ $U_x = U - U_n$ i $I = U_n/R_n$, to wzór (7) przekształca się do postaci:

$$R_x = \frac{U - U_n}{U_n} R_n. \quad (8)$$

Jeżeli rezystancja R_x wzrośnie o ΔR_x i wyniesie $R'_x = R_x + \Delta R_x$, to na badanym rezystorze R_x zwiększy się spadek napięcia o ΔU_x , a prąd I zmaleje i będzie wynosił:

$$I' = \frac{U_n + \Delta U_n}{R_n}, \quad (9)$$

gdzie ΔU_n jest ujemnym przyrostem napięcia na rezystorze wzorcowym ($\Delta U_x = -\Delta U_n$). Zatem

$$R'_x = R_x + \Delta R_x = \frac{U - U'_n}{U'_n} R_n = \frac{U - U_n - \Delta U_n}{U_n + \Delta U_n} R_n = \frac{U - U_n \left(1 + \frac{\Delta U_n}{U_n}\right)}{U_n \left(1 + \frac{\Delta U_n}{U_n}\right)} R_n. \quad (10)$$

Stąd względna zmiana rezystancji

$$\delta R_x = \frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{U - U_n \left(1 + \frac{\Delta U_n}{U_n}\right)}{U_n \left(1 + \frac{\Delta U_n}{U_n}\right)} \frac{R_n}{R_x} - 1 = \left(\frac{U}{U_n} \frac{1}{1 + \frac{\Delta U_n}{U_n}} - 1 \right) \frac{R_n}{R_x} - 1. \quad (11)$$

Ponieważ $\frac{U}{U_n} = \frac{R_x + R_n}{R_n}$ oraz $\frac{\Delta U_n}{U_n} \ll 1$, to wzór (11) przyjmie postać:

$$\delta R_x = \frac{\Delta R_x}{R_x} = \left[\frac{R_x + R_n}{R_n} \left(1 - \frac{\Delta U_n}{U_n}\right) - 1 \right] \frac{R_n}{R_x} - 1. \quad (12)$$

Po dalszych prostych przekształceniach wzór (12) przyjmuje ostateczną postać:

$$\delta R_x = \frac{\Delta R_x}{R_x} = - \frac{R_x + R_n}{R_x} \frac{\Delta U_n}{U_n}. \quad (13)$$

Jeżeli $R_x = R_n$, to wzór (13) przekształca się do postaci:

$$\delta R_x = \frac{\Delta R_x}{R_x} = -2 \frac{\Delta U_n}{U_n}. \quad (14)$$

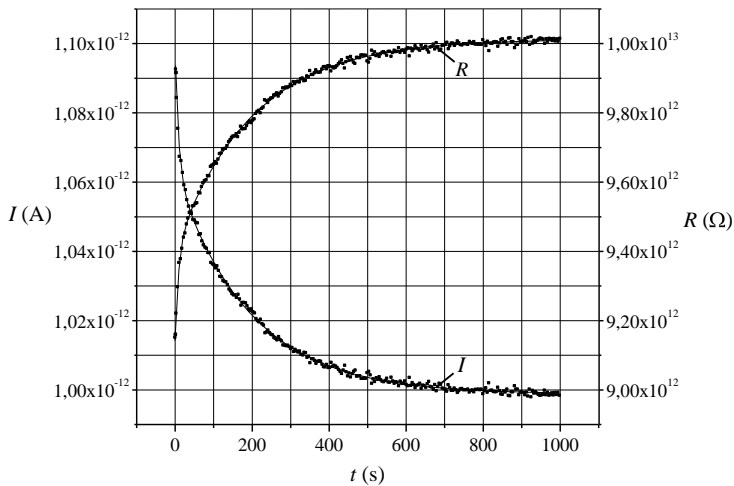
4.2. Czasy odpowiedzi rezystorów na skokowo przyłożone napięcie stałe

Rezystory o wysokich wartościach rezystancji zachowują się podobnie jak dielektryki. Po przyłożeniu skokowo napięcia stałego prąd I , a zatem i rezystancja R , ustala się po pewnym czasie t_u . Czas ustalania się prądu i rezystancji jest tym dłuższy im większa jest rezystancja. Na rysunku 3 pokazano przykładową charakterystykę dla rezystora 10 TΩ przy napięciu 10 V. Tutaj czas $t_u > 1000$ s (17 min).

W badaniach jako czas ustalania się wskazań przyjęto czas pomiaru, po którym zmiany rezystancji są mniejsze niż 0,01%. Wyniki badań podano w tabeli 1.

Tabela 1. Czasy ustalania się wskazań

Rezystor	t_u [s]		
	10 V	100 V	1000V
100 kΩ	< 1	< 1	–
10 MΩ	< 1	< 1	–
1 GΩ	900	400	370
100 GΩ	810	620	250
10 TΩ	> 1000	1000	530

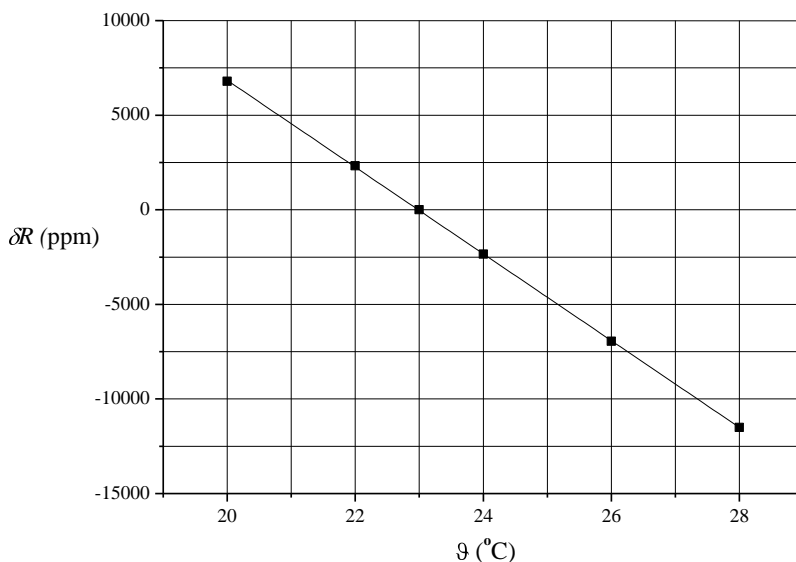


Rys. 3. Zależność prądu I i rezystancji R w funkcji czasu dla rezystora $10\text{ T}\Omega$ przy napięciu 10 V

4.3. Temperaturowe i wilgotnościowe współczynniki rezystancji

W celu zbadania zmian rezystancji rezystorów w funkcji temperatury i wilgotności badane rezystory umieszczono w komorze klimatycznej firmy ESPEC, model PL-1KPH. Komora ta umożliwia nastawy temperatury w zakresie -40 – $+180\text{ }^\circ\text{C}$ i wilgotności w zakresie 20 – 98% . Komora ta ma objętość 120 l . Temperatura rezystorów umieszczonych w niej ustalała się dopiero po ok. 3 godzinach i oscylowała w granicach $\pm 0,7\text{ }^\circ\text{C}$, a wilgotność osiągała wartość nastawioną po ok. 2 godzinach i oscylowała w granicach $\pm 2,5\%$. Te wahania temperatury powodowały duże rozrzuty wyników pomiarów rezystancji. Dlatego w drugiej serii badań temperaturowych rezystory umieszczano w termostatyзовanych, za pomocą ogniów Peltiera, obudowach transferów. Za pomocą precyzyjnego regulatora temperatury uzyskano stałość temperatury rezystorów $\pm 0,01\text{ }^\circ\text{C}$ w zakresie 20 – $28\text{ }^\circ\text{C}$. Czas ustalania się temperatury dla pierwszego pomiaru w zadanej temperaturze wynosił ok. 2 godzin, a dla następnych zadanych temperatur już tylko ok. 0,5 godziny. Uzyskano w ten sposób dobrą powtarzalność wyników i zmniejszono ich czasochłonność. Na rysunku 4 przedstawiono przykładową charakterystykę względnych zmian rezystancji w funkcji temperatury, a na rysunku 5 – w funkcji wilgotności.

Pomiary zmian rezystancji w funkcji wilgotności wykonywano w temperaturze $23\text{ }^\circ\text{C}$ w komorze klimatycznej w zakresie wilgotności 20 – 90% . Wskutek wahań temperatury w komorze $\pm 0,7\text{ }^\circ\text{C}$ wyniki pomiarów mają większe rozrzuty wartości.



Rys. 4. Względne zmiany rezystancji w funkcji temperatury dla rezystora 1 GΩ

Temperaturowy współczynnik rezystancji, przy temperaturze odniesienia 23 °C, określono ze wzoru:

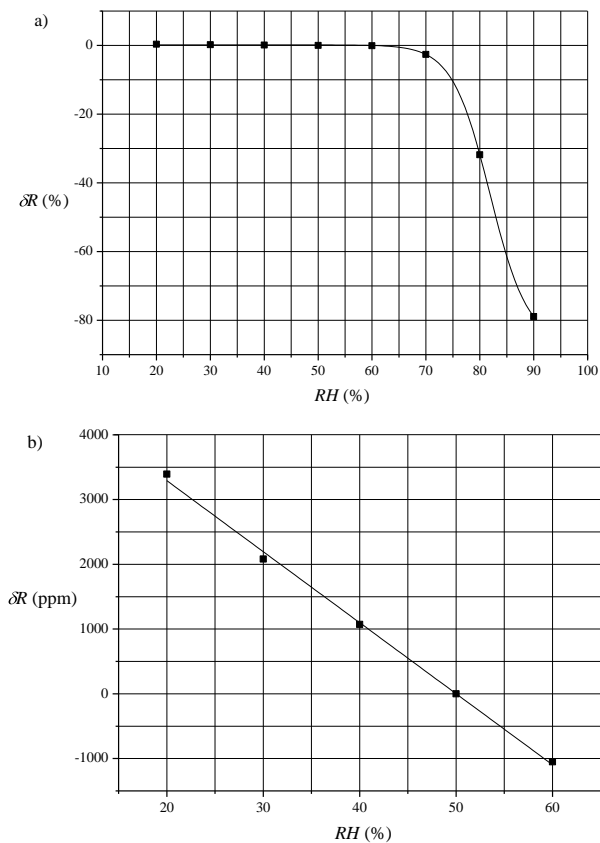
$$TWR = \frac{\Delta R}{R \Delta \vartheta} = \frac{R_{\vartheta} - R_{23}}{R(\vartheta - 23 \text{ }^{\circ}\text{C})} 10^6 = \frac{\delta R}{\vartheta - 23 \text{ }^{\circ}\text{C}} \quad [(\mu\Omega/\Omega)/^{\circ}\text{C}], \quad (15)$$

a wilgotnościowy współczynnik rezystancji, przy wilgotności względnej powietrza 50 % z zależności:

$$WWR = \frac{\Delta R}{R \Delta W} = \frac{R_w - R_{50}}{R(W - 50\%)} 10^6 = \frac{\delta R}{W - 50\%} \quad [(\mu\Omega/\Omega)/\%], \quad (16)$$

gdzie: R jest rezystancją nominalną badanego rezystora, ϑ – temperaturą w °C, R_{ϑ} – rezystancją w temperaturze ϑ , R_{23} – rezystancją w temperaturze odniesienia 23 °C, R_w – rezystancją przy wilgotności względnej W , R_{50} – rezystancją przy wilgotności 50%.

Badania wykonano przy napięciach 10 V, 100 V i 1000 V, a wartości temperaturowych TWR i wilgotnościowych współczynników rezystancji WWR zestawiono w tabeli 2.



Rys. 5. Względne zmiany rezystancji w funkcji wilgotności dla rezystora 100 G Ω w zakresie wilgotności: a) 20–90%, b) 20–60%

Tabela 2. Współczynniki temperaturowe TWR i wilgotnościowe WWR

Rezystor	Napięcie [V]	TWR [$(\mu\Omega/\Omega)/^{\circ}C$]	WWR [$(\mu\Omega/\Omega)/\%$]
100 k Ω	10	1	-1
	100	1	-1
10 M Ω	10	7	-2
	100	9	-2
1 G Ω	10	-2200	-9
	100	-2300	-9
	1000	-2200	-
100 G Ω	10	-3800	-14
	100	-4000	-13
	1000	-3900	-
10 T Ω	10	-3600	-530
	100	-3000	-110
	1000	-3100	-

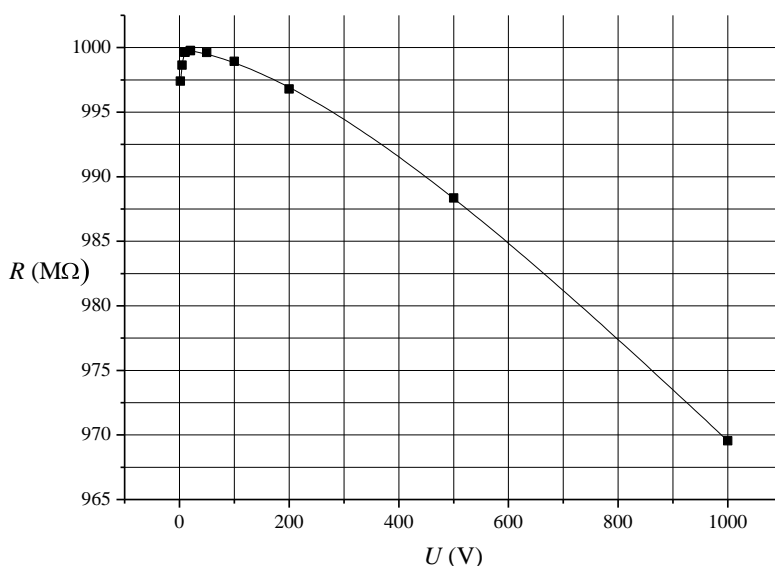
4.4. Napięciowe współczynniki rezystancji

Zależność rezystancji rezystorów od przyłożonego do nich napięcia zbadano przy temperaturze otoczenia 23 °C i wilgotności względnej powietrza 50%. Napięciowy współczynnik rezystancji wyznaczono ze wzoru:

$$NWR = \frac{\Delta R}{R\Delta U} = \frac{R_2 - R_1}{R(U_2 - U_1)} 10^6 \quad [(\mu\Omega/\Omega)/V], \quad (17)$$

w którym: R_1 – rezystancja przy napięciu U_1 , R_2 – rezystancja przy napięciu U_2 , $\Delta U = U_2 - U_1$ – zakres napięć, w którym wyznaczono współczynnik napięciowy rezystancji.

Na rysunku 6 pokazano przykładową charakterystykę napięciową rezystora 1 G Ω , a w tabeli 3 zestawiono wartości wyznaczonych NWR .



Rys. 6. Zależność rezystancji od napięcia dla rezystora 1 G Ω

Tabela 3. Współczynniki napięciowe rezystancji NWR

Rezystor	$NWR [(\mu\Omega/\Omega)/V]$		
	10–20 V	50–100 V	500–1000 V
100 k Ω	8	0,8	–
10 M Ω	27	0,7	–
1 G Ω	200	–20	–38
100 G Ω	300	–9	–56
10 T Ω	–	–80	–90

5. Podsumowanie

Badania rezystorów wysokoomowych są niezbędne do poznania ich właściwości metrologicznych i oceny zgodności ich parametrów z podanymi przez producenta oraz przydatności do zastosowania w transferach wysokoomowych Hamona. Można stwierdzić, że *TWR* rezystorów 100 k Ω mieszczą się w granicach tolerancji podanej przez producenta, tzn. ± 1 ($\mu\Omega/\Omega$)/ $^{\circ}\text{C}$, natomiast dla rezystorów 10 M Ω *TWR* nie przekraczają 10 $\mu\Omega/\Omega$ i są o rząd wyższe od podanych przez producenta, a dla rezystorów 1 G Ω i 100 G Ω mieszczą się w górnych granicach tolerancji. Dla napięć 50–1000 V *TWR* nie przekraczają tolerancji podanej przez producenta, ale dla napięć poniżej 20 V współczynniki te są jednak większe.

Wyniki tych badań będą bardzo przydatne do analizy i określenia dokładności budowanych transferów.

Praca finansowana ze środków na naukę w latach 2008–2010 jako projekt rozwojowy nr N R01-0013-04/2008.

Literatura

- [1] JECKELMANN B., JEANNERET B., *The quantum Hall effect as an electrical resistance standard*, Measurement Science and Technology, 2003, Vol. 14, pp. 1229–1236.
- [2] DUDEK E., *Kwantowy efekt Halla i jego zastosowanie do odtwarzania jednostki miary oporu elektrycznego*, Materiały konferencji: Podstawowe Problemy Metrologii PPM'05, Ustroń 2005, Wyd. PAN, Oddział w Katowicach, s. 409–416.
- [3] DZIUBA R.F., ELMQUIST R.E., *Improvements in resistance scaling at NIST using cryogenic current comparator*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, 1993, Vol. 42, No. 2, pp. 126–130.
- [4] LISOWSKI M., KRAWCZYK K., *Przekazywanie jednostki rezystancji od wzorca opartego na kwantowym efekcie Halla do wysokoomowych oporników wzorcowych*, 2007, PAK, Vol. 53, nr 9, s. 88–91.
- [5] LISOWSKI M., KRAWCZYK K., *Analiza wpływu rezystancji izolacji na dokładność wysokoomowych transferów Hamona*, Przegląd Elektrotechniczny, 2009, Vol. 85, nr 2, s. 75–77.
- [6] DUDZIEWICZ J. (praca zbiorowa pod kierunkiem), *Etalony i precyzyjne pomiary wielkości elektrycznych*, WKiŁ, Warszawa 1982, s. 156–170.
- [7] LISOWSKI M., KRAWCZYK K., *Koncepcja konstrukcji transferów dużych rezystancji*, Materiały konf. PPM'2009 Wyd. Komisja Metrologii Oddziału PAN w Katowicach, 2009, s. 44–47.

Daniel DUSZA*

DWURDZENIOWE PRZEKŁADNIKI PRĄDOWE

1. Wstęp

Przekładniki prądowe do techniki pomiarowej wprowadził w XIX w. Sebastian Ferranti, który w 1882 r. opatentował przekładnik prądowy. Początkowo magnetowody w przekładnikach były wykonane z blachy stalowej i przekładniki charakteryzowały się małymi dokładnościami na poziomie klas 0,5 i 1 [5]. Parametry metrologiczne znacząco polepszyły się po zastosowaniu na magnetowody blach transformatorowych opracowanych w 1900 r. Przekładniki te zapewniały dokładność transformowania prądów rzędu 0,1%. Znaczącą poprawę właściwości metrologicznych przekładników, drogą układową, uzyskali Brooks i Holtz w 1922 r. Zaproponowano rozwiązanie układowe z dwoma przekładnikami wymuszającymi prądy w dwóch rozdzielonych obwodach. Pierwszy przekładnik, główny, transformował prąd pierwotny do obwodu wtórnego z błędem 0,1%, a drugi przekładnik, pomocniczy, wymuszał w obwodzie wtórnym prąd proporcjonalny do różnicy amperozwojów uzwojenia pierwotnego i wtórnego przekładnika głównego. Jeżeli drugi przekładnik miał błąd 10%, to błąd przekładnika Brooksa i Holtza wynosił 0,01%. Prądy wtórne przekładników wtórnego i pomocniczego płynęły przez galwanicznie oddzielone uzwojenia przyrządu pomiarowego, w którym były dodawane amperozwoje, jak pokazano na rys. 1, względnie płynęły przez dwa rezystory wzorcowe, jak pokazano na rys. 2, i w układzie tym były sumowane napięcia. Tak jak wspomniano, w poprawnie zaprojektowanym przekładniku uzyskiwano błędy na poziomie kl. 0,01. Dalszą poprawę właściwości metrologicznych można uzyskać stosując w przekładniku pomocniczym magnetowód permalojowy.

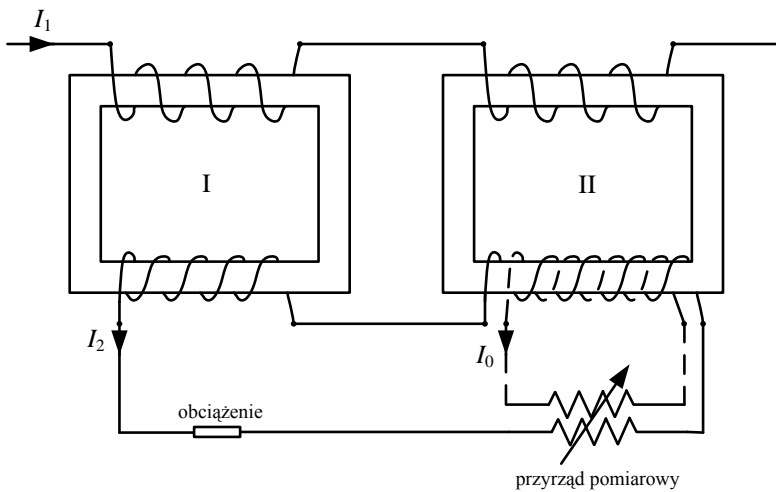
*Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Politechnika Wrocławska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: daniel.dusza@pwr.wroc.pl

Rozwiązania układowe Brooksa i Holtza zapoczątkowały powstanie i rozwój dwóch nowych klas przekładników dwurdzeniowych, zarówno prądowych, jak i napięciowych.

W opracowaniu podjęto próbę porównania właściwości metrologicznych dwóch przekładników – przekładnika wg koncepcji Brooksa i Holtza i przekładnika dwurdzeniowego. Przyjęto, że przekładniki mają przekładnie znamionowe $k_m = 1 \text{ A/A}$. Tak przyjęte przekładnie znamionowe umożliwiają wyznaczenie błędów przekładników ze stosunkowo małą niedokładnością¹. Na dwóch magnetowodach o wymiarach $\Phi 110 \times \Phi 40 \times 35 \text{ mm}$ wykonanych z anizopermu nawinięto uzwojenia pierwotne i wtórne po 100 zwojów. Tak skonstruowane przekładniki połączono według koncepcji Brooksa i Holtza, względnie jako dwurdzeniowe.

2. Zastosowania przekładnika Brooksa i Holtza

Przekładnik prądowy Brooksa i Holtza przedstawiono na rys. 1 [1, 2].



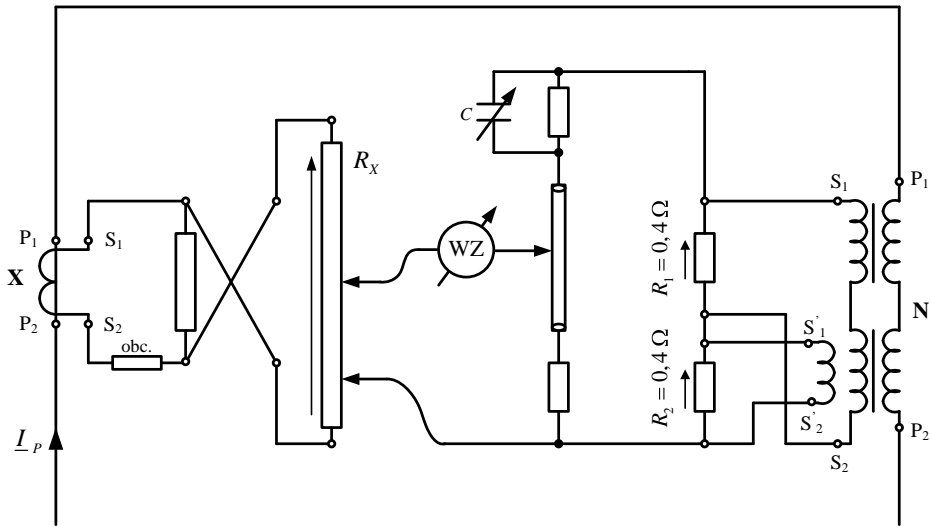
Rys. 1. Dwustopniowy przekładnik prądowy Brooksa i Holtza

Przekładnik I jest przekładnikiem głównym, natomiast przekładnik II, pomocniczy, ma trzecie uzwojenie, przez które płynie prąd proporcjonalny do prądu magnesującego. Uzwojenia przekładników są połączone ze specjalnym przyrządem pomiarowym

¹Zastosowano pojęcie niedokładności, które jest synonimem błędu, w celu uniknięcia zbitki błędów. Nie wprowadzono pojęcia niepewności, ponieważ ma ono inne znaczenie.

o dwóch obwodach. Wypadkowy prąd wtórny (suma prądów) jest proporcjonalny do prądu pierwotnego i jest z nim w fazie, niezależnie od obciążenia [1].

Opracowany przekładnik znalazł zastosowanie przede wszystkim jako przekładnik wzorcowy, między innymi w układzie do wyznaczania błędów przekładników [3], którego ideę przedstawiono na rys. 2. W układzie tym opracowanym przez Scheringa i Albertiego jest stosowana metoda kompensacyjna. W literaturze [3] nie jest podany błąd przekładnika, lecz biorąc pod uwagę właściwości technologiczne można przyjąć, że przekładnik wzorcowy spełniał wymagania klasy 0,01.



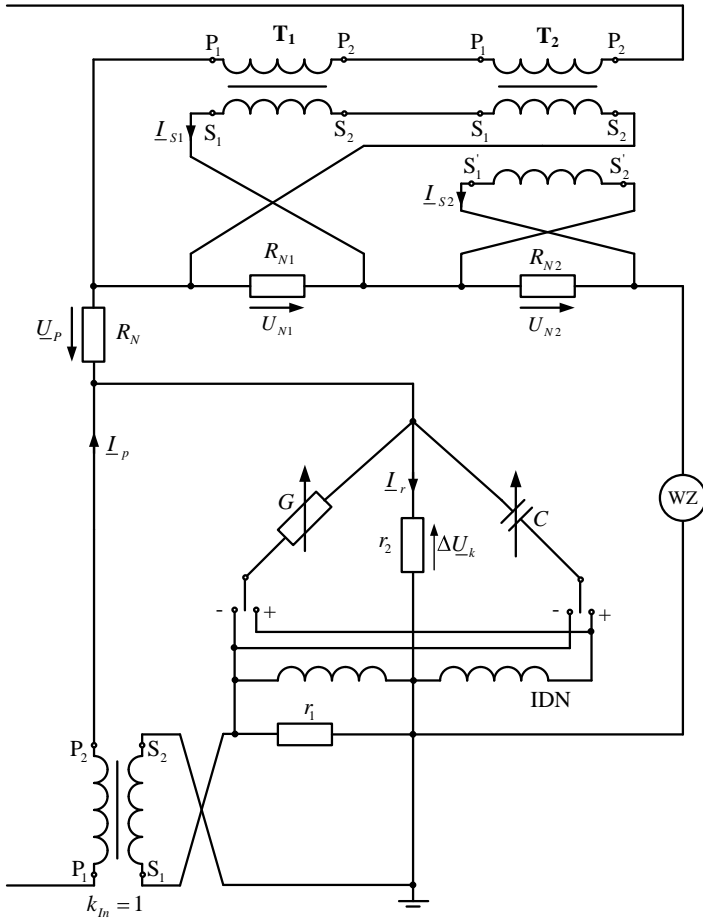
Rys. 2. Przekładnik Brooksa i Holtza jako przekładnik wzorcowy w układzie do sprawdzania przekładników prądowych

Ze spadkiem napięcia występującym na rezystorach R_1 i R_2 wywołanych prądami wtórnymi przekładnika Brooksa i Holtza, porównywany jest spadek napięcia na rezystorze R_x wytworzony przez prąd wtórny przekładnika badanego. Nastawy potencjometrów i kondensatora, w stanie zrównoważonym, określają błędy przekładnika badanego X .

3. Wyznaczanie właściwości metrologicznych przekładników

Właściwości metrologiczne przekładników o przekładniach $k_{In} = 1$ A/A wyznaczono w układach realizujących metodę kompensacyjno-różnicową.

Przekładnik Brooksa i Holtza badano w układzie pokazanym na rys. 3, w którym prądy wtórny z pierwotnym są porównywane pośrednio poprzez spadki napięć występujące na rezystorach R_N i R_{N1} , R_{N2} .



Rys. 3. Układ kompensacyjno różnicowy z kompensacją napięcia do sprawdzania przekładników

Błąd badanego przekładnika określa wzór

$$\delta \underline{I} = \frac{\underline{I}_S k_{In} - \underline{I}_P}{\underline{I}_P} = \frac{\underline{I}_S - \underline{I}_P}{\underline{I}_P} = \frac{\Delta \underline{I}}{\underline{I}_P}, \quad (1)$$

gdzie przekładnia $k_{In} = 1$.

Ponieważ w układzie jest realizowane porównanie pośrednie, to wzór (1) przyjmuje postać

$$\delta \underline{I} = \frac{\frac{\Delta \underline{U}_{N1}}{R_{N1}}}{\frac{\underline{U}_P}{R_N}} = \frac{\frac{\Delta \underline{U}_{N1} + \Delta \underline{U}_{N2}}{R_{N1}}}{\frac{\underline{U}_P}{R_N}} = \frac{\Delta \underline{U}_{N1} + \Delta \underline{U}_{N2}}{\underline{U}_P}, \quad (2)$$

gdzie $R_{N1} = R_N$.

Rezystor R_{N2} , włączony do obwodu wtórnego przekładnika pomocniczego T_2 , ma wartość $R_{N2} = R_{N1} = R_N$.

Różnica napięcia charakteryzująca błąd przekładnika opisano zależnością

$$\Delta \underline{U}_N = \underline{I}_{S1} R_{N1} + \underline{I}_{S2} R_{N2} - \underline{I}_p R_N. \quad (3)$$

Po uwzględnieniu w wyrażeniu (3) błędów przekładnika głównego ($\delta \underline{I}_{X1}$) i przekładnika pomocniczego ($\delta \underline{I}_{X2}$)

$$\begin{aligned} \underline{I}_{S1} &= \frac{\underline{I}_p}{k_N} (1 + \delta \underline{I}_{X1}), \\ \underline{I}_{S2} &= \frac{\underline{I}_p - \underline{I}_{S1}}{k_N} (1 + \delta \underline{I}_{X2}), \end{aligned} \quad (4)$$

po przekształceniach otrzymuje się

$$\Delta \underline{U}_N = \underline{I}_p (1 + \delta \underline{I}_{X1}) R_{N1} + \underline{I}_p \delta \underline{I}_{X1} (1 + \delta \underline{I}_{X2}) R_{N2} - \underline{I}_p R_N. \quad (5)$$

Ponieważ wartości rezystorów R_N , R_{N1} , R_{N2} są sobie równe, to uzyskano równanie opisujące spadek napięcia charakteryzujący błąd przekładnika

$$\Delta \underline{U}_N = -\underline{I}_p R_N \delta \underline{I}_{BH}, \quad (6)$$

gdzie $\delta \underline{I}_{BH} = \delta \underline{I}_{X1} \delta \underline{I}_{X2}$.

Podstawiając wyrażenie (6) do wzoru (3) otrzymano

$$\delta \underline{I} = -\delta \underline{I}_{BH}. \quad (7)$$

Zależność ta wskazuje, że błąd przekładnika Brooksa i Holtza jest proporcjonalny do iloczynu błędów przekładnika głównego $\delta \underline{I}_{X1}$ i przekładnika pomocniczego $\delta \underline{I}_{X2}$.

Napięcie $\Delta \underline{U}_N$ jest równoważone napięciem $\Delta \underline{U}_k$ otrzymanym z dzielnika napięcia utworzonego z rezystorów r_1 , r_2 , konduktancji G , kondensatora C i indukcyjnego dzielnika napięcia IDN. Napięcie to przy założeniu, że przekładnia przekładnika wymuszającego prąd w rezystorze r_1 jest równa $k_{In} = 1$, wynosi

$$\Delta \underline{U}_k = \underline{I}_p r_1 \left(\frac{r_2}{\frac{1}{G} + r_2} + \frac{r_2}{\frac{1}{j\omega C} + r_2} \right) \approx \underline{I}_p r_1 r_2 (G + j\omega C), \quad (8)$$

ponieważ spełnione są warunki $1/G \gg r_2$ i $1/(j\omega C) \gg r_2$.

Z zależności (1), (2) i (8) otrzymano wyrażenie określające, na podstawie nastaw G i C , błąd badanego przekładnika

$$\delta I = \frac{r_1 r_2}{R_N} (G + j\omega C). \quad (9)$$

Z relacji tej uzyskano błąd prądowy przekładnika

$$\delta I = -\frac{r_1 r_2}{R_N} G \quad (10)$$

oraz błąd kątowy

$$\gamma = \omega \frac{r_1 r_2}{R_N} C. \quad (11)$$

Korzystając z przedstawionych zależności i z [4] wyznaczono niedokładność określenia wartości błędu przekładnika

$$\Delta(\delta I) = \delta R_{N1} - \delta R_N + \delta I_{BH} [\delta(\Delta U_k)], \quad (12)$$

gdzie $\delta(\Delta U_k)$ – błąd nastawy napięcia ΔU_k .

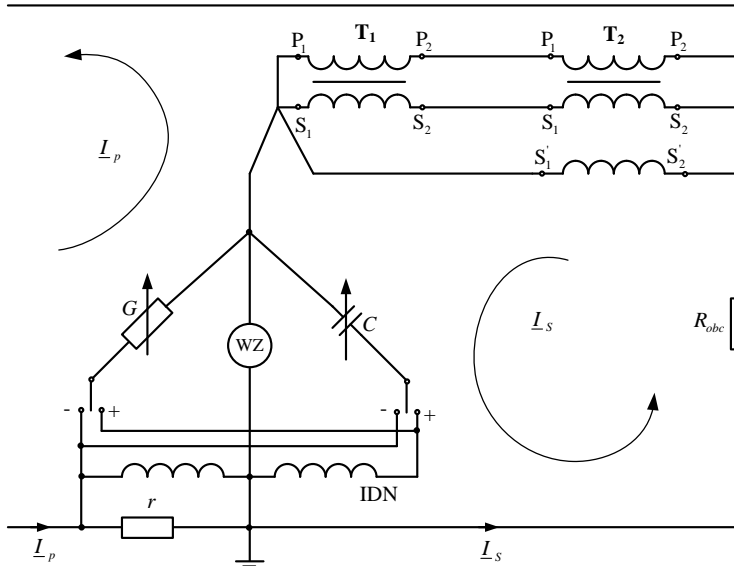
Dobór narzędzi pomiarowych

Z posiadanego zbioru rezystorów normalnych dobrano takie, dla których różnica między rezystorem R_N a R_{N1} nie przekracza 0,001%, a między rezystorami R_N a R_{N2} jest mniejsza niż 0,005%. Błędy rezystorów wyznaczono miernikiem cyfrowym firmy Hewlett Packard 34420A mierzącym rezystancję z dokładnością $\pm(0,0070 \% R_x + 0,0002 \% R_z)$.

Stałe czasowe rezystorów R_N , R_{N1} , R_{N2} nie przekraczają $\tau = 0,1 \times 10^{-6}$, co przy częstotliwości 50 Hz odpowiada błędowi kątowemu $\gamma_{\text{rad}} = 34,1 \times 10^{-6}$ rad, $\gamma_{\text{min}} = 0,1$ min.

Przekładnik dwurdzeniowy badano w układzie przedstawionym na rys. 4, w którym prąd wtórny jest porównywany z prądem pierwotnym za pomocą admitancyjnego dzielnika prądu.

W tym układzie wielkością wzorcową jest prąd pierwotny I_p , zatem błąd porównania różnicy prądów jest określony parametrami admitancyjnego dzielnika prądów (r , IDN , G i C).



Rys. 4. Układ kompensacyjno-różnicowy z kompensacją prądu do sprawdzania przekładników

Błąd prądowy przekładnika dwurdzeniowego określa zależność [4]

$$\delta \underline{I} = \frac{\underline{I}_s k_N - \underline{I}_p}{\underline{I}_p} = rG + j\omega rC. \quad (13)$$

Błąd prądowy określa składnik

$$\delta I = rG, \quad (14)$$

natomiast błąd kątowy jest równy

$$\gamma = \omega rC. \quad (15)$$

Niedokładność pomiaru błędu prądowego przekładnika wynosi [4]

$$\Delta(\delta I) = \delta(\Delta I_k) \delta I, \quad (16)$$

błędu kąтового jest równa

$$\Delta\gamma = \delta(\Delta I_k) \gamma, \quad (17)$$

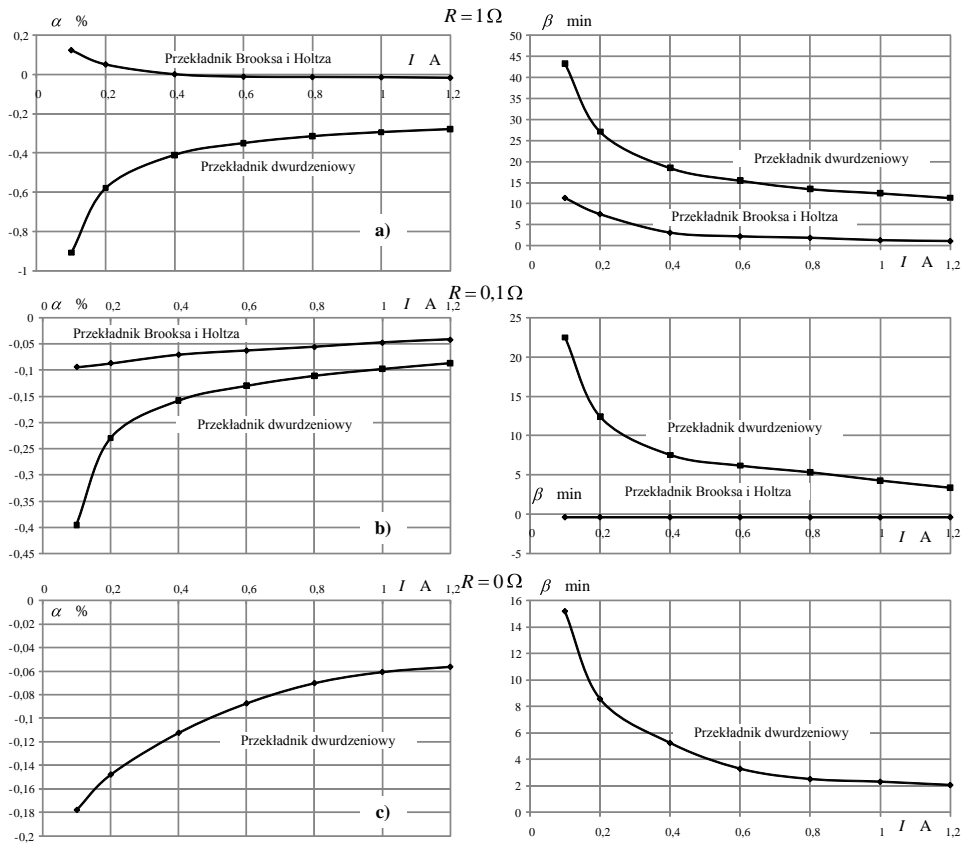
gdzie $\delta(\Delta I_k)$ – błąd admitancyjnego dzielnika prądu, przy czym błąd ten nie przekracza 1%.

Porównanie wzorów określających niedokładność pomiarów błędów przekładnika wskazuje, że niedokładność pomiarów błędów przekładnika dwurdzeniowego jest

znacząco mniejsza aniżeli w przypadku pomiarów przekładnika Brooksa i Holtza. Jest to spowodowane tym, że przekładnik pierwszy sprawdzany jest w układzie realizującym metodę bezpośrednią (bez wzorców), a drugi w układzie realizującym metodę pośrednią.

Pomiary przeprowadzono dobierając właściwości metrologiczne rezystorów wzorcowych R_N , R_{N1} , R_{N2} i elementów dzielników napięć i prądu tak, że niepewności pomiarów występują na trzecim miejscu znaczącym.

4. Wyniki badań



Rys. 5. Błędy modułu i argumentu dla przekładników Brooksa i Holtza oraz dwurdzeniowego przy obciążeniu rezystorami a) $R = 1 \Omega$, b), $R = 0,1 \Omega$ i c) $R = 0 \Omega$

Na rys. 5 przedstawiono wyniki badań przeprowadzonych w układach pomiarowych opisanych w rozdziale 3 dla trzech wartości rezystorów wzorcowych R_{N1} , R_{N2} , R_N równych 1Ω , $0,1 \Omega$, 0Ω , przy czym dla ostatniej wartości ze względów układowych przebadano tylko przekładnik dwurdzeniowy.

5. Wnioski

Otrzymane wyniki pomiarów wskazują, że przekładniki przy obciążeniu rezystorem $R = 1 \Omega$ spełniają założenia klasy:

- Brooksa i Holtza kl. 0,05
- dwurdzeniowy kl. 0,5.

Gdy przekładniki obciążone są rezystancją $R = 0,1 \Omega$, to spełniają wymagania klasy

- Brooksa i Holtza kl. 0,05
- dwurdzeniowy kl. 0,2.

Należy zauważyć, że przekładnik dwurdzeniowy w stanie nieobciążonym ($R = 0 \Omega$) ma takie same właściwości jak przekładnik Brooksa i Holtza obciążony rezystorem $R = 0,1 \Omega$, względnie $R = 1 \Omega$.

Wynika stąd wnioski, że przekładnik Brooksa i Holtza charakteryzuje się znacznie lepszymi parametrami metrologicznymi niż przekładnik dwurdzeniowy. Jest to spowodowane tym, że różnica amperozwojów uzwojenia głównego przekładnika Brooksa i Holtza wymusza prąd w uzwojeniu wtórnym przekładnika pomocniczego, natomiast w przekładniku dwurdzeniowym występuje niekorzystna interakcja oddziaływania prądów wtórnych przekładnika.

Literatura

- [1] BRION G., VIEWEY V., *Starkstrommestechnik*, Verlag von Julius Springer, Berlin, 1933.
- [2] BROOKS H.B., HOLTZ F.C., *The two stage current transformer*, American Institute of Electrical Engineers Transactions, Vol. 41, 1922.
- [3] SCHERING H., ALBERTI E., *Einfache Methode zur Prüfung von Stromwandlern*, Archiv für Elektrotechnik, Nr 7, 1914.
- [4] NAWROCKI Z., *Problemy porównywania prądów stałych oraz sinusoidalnych prądów przemiennych o krotkich wartościach*, Prace Naukowe Instytutu Metrologii Elektrycznej Politechniki Wrocławskiej, Z. 32, Seria Monografie, nr 8, Wrocław 1989.
- [5] NAWROCKI Z., *Układy i systemy do sprawdzania przekładników*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Zeszyt 58, Seria: Studia i Materiały, Wrocław 2005.

Janusz GUZIK*, Paweł ROCHNIŃSKI*

MODEL MATEMATYCZNY UZWOJENIA TRANSFORMATORA W ZASTOSOWANIU DO OCENY STANU TECHNICZNEGO TRANSFORMATORÓW METODĄ FRA

1. Wstęp

Metoda FRA (*Frequency Response Analysis*) polega na podawaniu sygnału w szerokim paśmie częstotliwości na jedną z końcówek uzwojenia transformatora oraz na pomiarze odpowiedzi uzwojenia na ten sygnał [1, 2, 4–6, 9–10, 12].

W literaturze [7, 10, 13] opisano najważniejsze odmiany metody FRA, które różnią się sposobem konfiguracji układu pomiarowego oraz wyborem sygnału odpowiedzi obiektu. Najogólniej metody FRA dzielimy na:

a) metodę nazywaną „koniec do końca” (*end-to-end*). Polega ona na podawaniu sygnału probierczego kolejno na jeden z końców każdego z uzwojeń i pomiarze sygnału odpowiedzi na drugim końcu tego samego uzwojenia. Taki pomiar pozwala na sprawdzenie każdego uzwojenia osobno. Sygnał probierczy może być podawany na końcówkę fazową lub zerową;

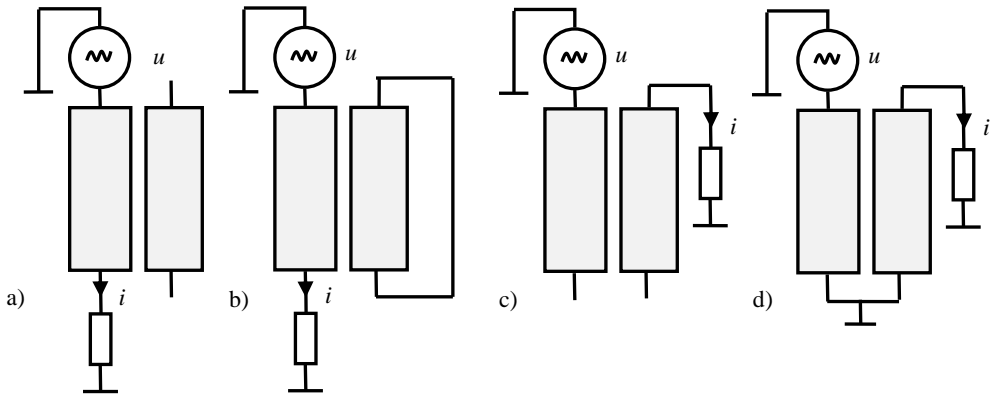
b) metodę nazywaną „koniec do końca – zwarcie” (*end-to-end short-circuit*) jest podobna do poprzedniej, ponieważ różni się tylko tym, że uzwojenie badanej fazy jest zwarte, jak na rys. 1b. Taki pomiar umożliwia eliminację wpływu rdzenia w zakresie częstotliwości poniżej 10–20 kHz. Zwarte uzwojenie może mieć potencjał swobodny lub może być uziemione. W przypadku transformatorów trójfazowych można zwierać jedną lub trzy fazy. Tego typu pomiar wykonuje się, jeżeli potrzebne jest uzyskanie

*Instytut Metrologii, Elektroniki i Automatyki, Politechnika Śląska, ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice, e-mail: pawel.rochninski@polsl.pl

informacji dotyczących upływności przez impedancję przy niskiej częstotliwości lub usunięcie niepewności dotyczącej wpływu rdzenia przy obecności magnetyzmu szczątkowego;

c) metoda „pojemności międzyzwojowej” (*capacitive inter-winding*) (rys. 1c), która polega na podawaniu sygnału probierczego na koniec jednego z uzwojeń i pomiarze odpowiedzi na innym uzwojeniu tej samej fazy. Takie badanie możliwe jest do wykonania pomiędzy szeregowymi i wspólnymi uzwojeniami autotransformatora. Odpowiedź niskiej częstotliwości jest zdominowana wtedy przez pojemności międzyzwojowe;

d) metoda „indukcyjności międzyzwojowej” (*inductive inter-winding*), zilustrowana na rys. 1d, polega na podawaniu sygnału probierczego na końcówkę uzwojenia po stronie wysokiego napięcia i pomiarze odpowiedzi na odpowiedniej końcówce po stronie niskiego napięcia, przy czym pozostałe końce obu uzwojeń są uziemione.



Rys. 1. Odmiany metody FRA

a) metoda „koniec do końca”, b) metoda „koniec do końca – zwarcie”,
c) metoda „pojemności międzyzwojowej”, d) metoda „indukcyjności międzyzwojowej”

Analiza odpowiedzi częstotliwościowej uzwojeń transformatora pozwala przede wszystkim na wykrycie przesunięcia lub odkształcenia uzwojeń, które mogą powstawać na skutek działania bardzo dużych sił elektromagnetycznych lub podczas transportu. Zaletą metody FRA jest duża skuteczność wykrywania uszkodzeń uzwojeń i możliwość diagnozowania transformatorów w trakcie ich eksploatacji (*on-line*).

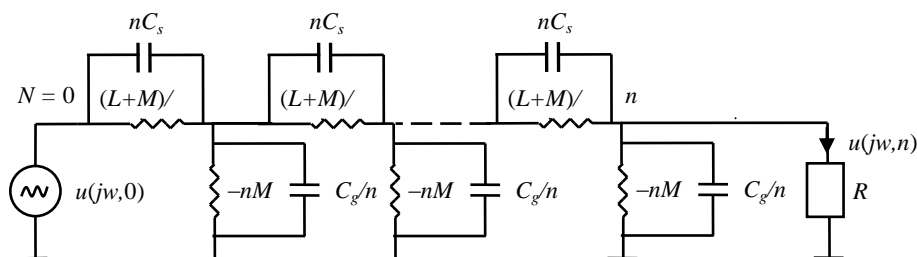
2. Model matematyczny uzwojenia transformatora

Ocena stanu technicznego transformatora sprowadza się do prawidłowej interpretacji otrzymanych charakterystyk na podstawie porównania przebiegów otrzymanych

dla różnych faz tej samej jednostki lub różnych jednostek transformatorowych tego samego typu w różnych okresach czasu jego eksploatacji [2].

W sytuacji braku przebiegów odniesienia, np. dla starszych transformatorów, celem pozyskania przebiegów wzorcowych i lepszego poznania mechanizmów powstawania przebiegów FRA dokonuje się analizy różnych modeli uzwojeń transformatorów. Na podstawie tego typu analiz można m.in. zaobserwować wpływ zmian pojemności i indukcyjności uzwojeń transformatora na kształt charakterystyki FRA.

Na rys. 2 przedstawiono zmodyfikowany model uzwojenia [11] uwzględniający sprzężenie magnetyczne pomiędzy zwojami tego samego uzwojenia.



Rys. 2. Model uzwojenia transformatora składającego się n zwojów z uwzględnieniem sprzężeń magnetycznych pomiędzy zwojami tego samego uzwojenia

L – indukcyjność jednego zwoju, C_s – pojemność międzyzwojowa, C_g – pojemność doziemna pojedynczego dysku uzwojenia, M – indukcyjność wzajemna zwojów

Ogólne rozwiązanie dla dowolnego n (dowolnej długości uzwojenia) można zapisać w postaci:

$$u(n, j\omega) = A \cosh(rn) + B \sinh(rn), \tag{1}$$

$$i(n, j\omega) = \frac{1}{Z_0} [A \sinh(rn) + B \cosh(rn)], \tag{2}$$

gdzie: A, B – stałe,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega(L+M) \parallel \frac{1}{jn\omega C_s}}{\frac{-1}{jn\omega M} \parallel \frac{j\omega C_g}{n}}} \text{ – impedancja charakterystyczna,}$$

$$r = \sqrt{\left(\frac{j\omega(L+M) \parallel \frac{1}{jn\omega C_s}}{n}\right) \cdot \left(\frac{-1}{jn\omega M} \parallel \frac{j\omega C_g}{n}\right)} \text{ – stała propagacji.}$$

Impedancja charakterystyczna Z_0 i stała propagacji r wyrażają się wzorami:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\omega^2(L+M)C_s - 1}{(\omega^2MC_g + 1)C_s}}M, \quad (3)$$

$$r = \sqrt{\left[\frac{\omega^2(L+M)C_s - 1}{n\omega C_s} \right] \cdot \left[\frac{\omega^2MC_g + 1}{n\omega M} \right]}. \quad (4)$$

Na podstawie (1) możliwe jest określenie napięcia u na końcach uzwojenia:

$$u(0, j\omega) = A, \quad (5)$$

$$u(n, j\omega) = A \cosh(rn) + B \sinh(rn). \quad (6)$$

Przykładowo, dla metody „koniec do końca” (wg rys. 1a), odpowiedź częstotliwościowa modelu uzwojenia wg rys. 2 określa po przekształceniach relacja:

$$\frac{i(n, j\omega)}{u(0, j\omega)} = \frac{-1}{Z_0 \sinh(rn)}. \quad (7)$$

3. Odpowiedź częstotliwościowa modelu uzwojenia transformatora

Na podstawie literatury zaleca się dokonanie podziału odpowiedzi częstotliwościowej uzwojenia transformatora na następujące 4 podzakresy (i ich późniejszą analizę z osobna) [8]:

1) poniżej 2 kHz, kiedy to mamy do czynienia z deformacjami rdzenia i zmianami indukcyjności uzwojenia,

2) od 2 kHz do 20 kHz, kiedy to występują właściwe przesunięcia między uzwojeniami,

3) od 20 kHz do 200 kHz, kiedy to pojawiają się deformacje i dyslokacje w uzwojeniach głównych lub przełączniku zaczepów,

4) powyżej 200 kHz, kiedy to dominują uszkodzenia przełączników zaczepów.

Odpowiedź częstotliwościową przedstawionego na rys. 2 modelu uzwojenia transformatora pozwala na określenie przedziałów częstotliwości w następujący sposób:

$$0 < f < \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+M)C_s}}, \quad (8a)$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+M)C_s}}, \quad (8b)$$

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{(L+M)C_s}} < f < \infty. \quad (8c)$$

W przypadku, kiedy $f < 1/[2\pi\sqrt{(L+M)C_s}]$, ujawnia się dominujący wpływ indukcyjności własnej i wzajemnej zwojów, a kształt przebiegu FRA będzie w tym przedziale częstotliwości oscylacyjny.

Dla częstotliwości $f = 1/[2\pi\sqrt{(L+M)C_s}]$ i dla każdej częstotliwości $f_i = nr/[2\pi\sqrt{(L+M)C_s + (nr)^2(L+M)C_s}]$, gdzie nr jest wielokrotnością liczby π zachodzi rezonans.

Kiedy częstotliwość f sygnału zasilającego z kolei spełnia relację:

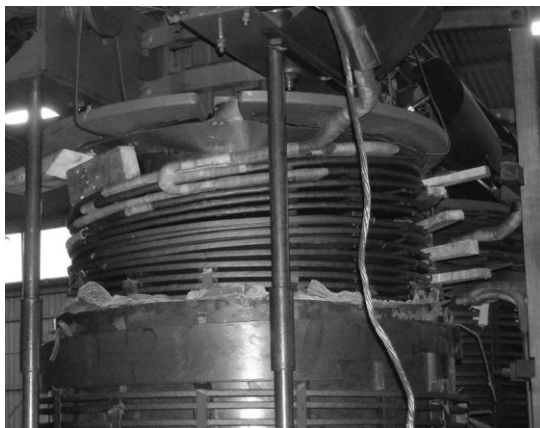
$$f > \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+M)C_s}}, \quad (9)$$

odpowieź uzwojenia zdominowana zostaje wpływem pojemności międzyzwojowej.

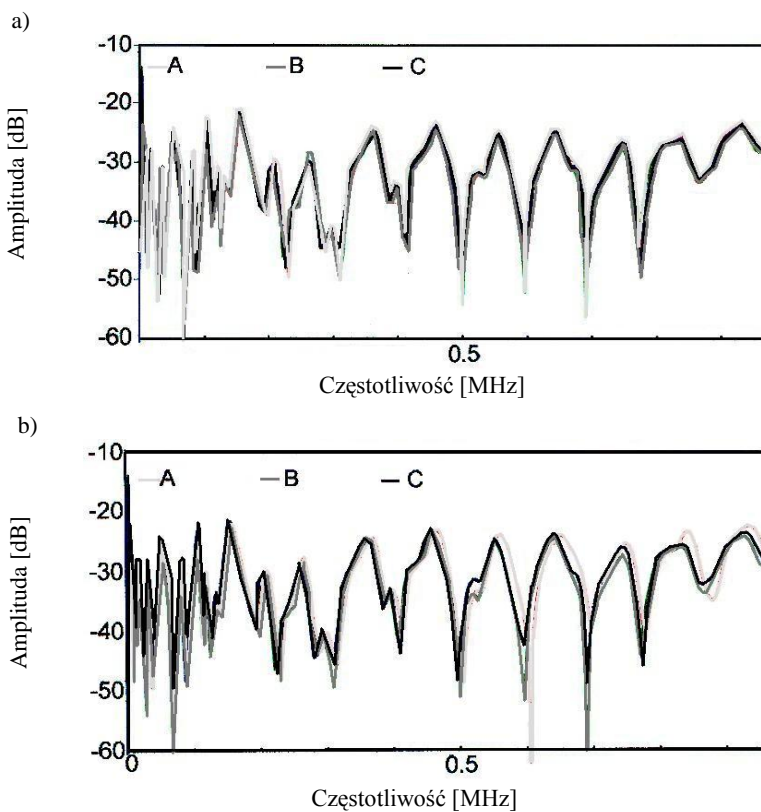
Najczęstszymi defektami obniżających wytrzymałość elektryczną i czas życia technicznego transformatorów elektroenergetycznych są przesunięcia osiowe (*axial displacement*), wyboczenia (*hoop buckling*) i spłaszczenia dysków uzwojenia (*conductor tilting*).

Przykładowo, przedstawione na rys. 3 przesunięcia osiowe, powstają najczęściej w wyniku uszkodzenia zacisków mocujących podczas transportu lub na skutek przepływu prądów zwarciovych [3].

Na rys. 4a, b zilustrowano przebieg charakterystyk FRA uzyskanych dla autotransformatora 400/132 kV, 240 MVA przed awarią (a) i po awarii (b) [14].



Rys. 3. Przesunięcia osiowe (*axial displacement*) uzwojeń transformatora



Rys. 4. Odpowiedź FRA faz A, B i C autotransformatora 400/132 kV, 240 MVA
a) przed awarią, b) po awarii

Ogłędziny transformatora wykazały tutaj znaczące przesunięcia osiowe w uzwojeniu fazy A, którym odpowiadały różnice w odpowiedzi częstotliwościowej, zwłaszcza dla częstotliwości powyżej 0,5 MHz.

4. Podsumowanie

Przedstawiony w niniejszej pracy model uzwojenia transformatora pozwala wyjaśnić i przewidzieć możliwy kształt odpowiedzi częstotliwościowej uzwojenia rzeczywistego transformatora.

Wykazano, że występujące w transformatorach sprzężenie magnetyczne pomiędzy cewkami tego samego uzwojenia wpływają tutaj na kształt przebiegu uzyskanego za pomocą metody „koniec do końca”. Indukcyjność wzajemna zwojów tego samego uzwojenia wpływa z kolei na miejsca w których zachodzi rezonans, należy ją zatem uwzględniać w tworzonych modelach uzwojenia.

Zaletą przedstawionego ogólnego modelu uzwojenia transformatora jest możliwość „dopasowania” wartości elementów modelu na podstawie znajomości kształtu rzeczywistych przebiegów FRA. Zagadnienie to wymaga osobnego potraktowania i będzie przedmiotem dalszych badań.

Literatura

- [1] ABEYWICKRAMA N., SERDYUK Y.V., GUBANSKI S.M., *High-Frequency Modeling of Power Transformers for Use in Frequency Response Analysis (FRA)*, IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, Vol. 23, No. 4.
- [2] BANASZAK S., *Modelowanie odpowiedzi częstotliwościowej uzwojeń transformatora*, Przegląd Elektrotechniczny, 2008, nr 10, R. 84.
- [3] BANASZAK S., SZROT M., *Pomiary odpowiedzi częstotliwościowej uzwojeń transformatora w warunkach kontrolowanej deformacji*, Przegląd Elektrotechniczny, 2008, nr 10, R. 84.
- [4] COFFEEN L., BRITTON J., RICKMANN J., *A New Technique to Detect Winding Displacements in Power Transformers Using Frequency Response Analysis*, IEEE 2003 Bologna Power Tech Conference.
- [5] FLORKOWSKI M., FURGAŁ J., *Ocena uszkodzeń uzwojeń na podstawie odpowiedzi częstotliwościowych*, Przegląd Elektrotechniczny – Konferencje, 2007, nr 3, R. 5.
- [6] FLORKOWSKI M., FURGAŁ J., *Rozpoznawanie uszkodzeń uzwojeń na podstawie funkcji przeniesienia transformatorów*, Przegląd Elektrotechniczny, 2007, nr 12, R. 83.
- [7] JAYASINGHE J.A.S.B., WANG Z.D., JARMAN P.N., DARWIN A. W., *Winding Movement in Power Transformers: A Comparison of FRA Measurement Connection Methods*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2006, Vol. 13, No. 6.
- [8] LUDWIKOWSKI K., *Odpowiedź częstotliwościowa (FRA) jako metoda diagnostyczna transformatorów*, Przegląd Elektrotechniczny, 2008, nr 10, R. 84.
- [9] NILANGA K.G., ABEYWICKRAMA B., SERDYUK Y.V., GUBANSKI S.M., *Exploring Possibilities for Characterization of Power Transformer Insulation by Frequency Response Analysis (FRA)*, IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, Vol. 21, No. 3.

- [10] SZCZECZOWSKI J., BORSI H., GOCKENBACH E., *Powtarzalność pomiarów analizy odpowiedzi częstotliwościowej transformatorów*, Przegląd Elektrotechniczny – Konferencje, 2007, R. 5, nr 3.
- [11] WANG Z., LI J., SOFIAN D.M., *Interpretation of Transformer FRA Responses - Part I: Influence of Winding Structure*, IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, Vol. 24, No. 2.
- [12] WANG M., VANDERMAAR A.J., SRIVASTAVA K.D., *Improved Detection of Power Transformer Winding Movement by Extending the FRA High Frequency Range*, IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, Vol. 20, No. 3.
- [13] WITCZAK P., WNUK Ł., *Możliwości diagnostyczne analizy odpowiedzi częstotliwościowej uzwojeń transformatora*, Przegląd Elektrotechniczny, 2008, nr 10, R. 84.
- [14] WORKING GROUP A2.26 CIGRE, *Mechanical – Condition Assessment of Transformer Windings Using Frequency Response Analysis (FRA)*, April 2008.

Tomasz BAKOŃ*

SYSTEM KONTROLNO-POMIAROWY ZINTEGROWANY Z LOGIKĄ PRZEKSZTAŁTNIKA TRANZYSTOROWEGO

1. Wstęp

Do sterowania układów energoelektronicznych wykorzystywane są obecnie przede wszystkim sterowniki programowalne, procesory sygnałowe, programowalne układy logiczne, mikrokontrolery oraz specjalne układy scalone. Takie rozwiązania charakteryzują się spójnością konstrukcji i przejrzystością obsługi, na ogół nie dają jednak możliwości dowolnej generacji sygnałów wyjściowych. W zastosowaniach komercyjnych, w których dostęp do algorytmów sterujących nie jest konieczny, a często wręcz celowo uniemożliwiony ze względu na ochronę wiedzy lub bezpieczeństwo użytkownika jest to rozwiązanie bardzo dobre i od lat sprawdzone.

Jeżeli zachodzi jednak potrzeba dowolnej generacji sygnałów wyjściowych oraz przede wszystkim częstej zmiany algorytmów sterujących korzystniejsze może okazać się zastosowanie komputera PC z kartą zbierania danych i odpowiednim oprogramowaniem umożliwiającym również połączenie funkcji sterujących, pomiarowych i logicznych jak we wspomnianych wyżej rozwiązaniach. Zalety budowy sterowania układu przekształtnika w oparciu o komputer PC są szczególnie widoczne w aplikacjach badawczych i testowych, kiedy zachodzi potrzeba szybkiej i łatwej zmiany algorytmu sterującego, a wielkość urządzenia i jego ochrona przed zewnętrznymi czynnikami szkodliwymi nie są pierwszoplanowe.

*Instytut Energetyki – Jednostka Badawczo-Rozwojowa, ul. Augustówka 36, 02-981 Warszawa, e-mail: tomasz.bakon@ien.com.pl

Rozwijanie w Katedrze Elektroenergetyki i Energoelektroniki Uniwersytetu Ruhry koncepcji zastosowania komputera PC do sterowania stanowisk badawczych z układami przekształtnikowymi i testowania nowo opracowanych algorytmów sterujących dla napędów, sieci oraz kompensacji mocy biernej i wyższych harmonicznych zaowocowało opracowaniem systemów kontrolno-pomiarowych czasu rzeczywistego, których jądro mogłoby być łatwo adaptowalne do różnych zastosowań. Jednym z takich rozwiązań jest system kontrolno-pomiarowy czasu rzeczywistego opisany w dokumentacji [2].

Biorąc pod uwagę funkcjonalność, możliwości adaptacji i rozwoju oraz cenę oprogramowania zdecydowano się adaptować ten system kontrolno-pomiarowy do obsługi stanowiska badawczego składającego się z przekształtnika, modelu sieci czteroprzewodowej i obciążenia oraz kluczy umożliwiających dokonywanie przełączeń (w tym zwarć) w układzie. System mimo, że jego główna część pracuje w środowisku MS DOS, potwierdził podczas obsługi ww. stanowiska swoją funkcjonalność w czasie rzeczywistym oraz łatwość dokonywania zmian algorytmów sterujących i przydatność do celów badawczych i testowych.

W chwili wyboru, a tym bardziej w chwili obecnej, możliwe jest zastosowanie systemu czasu rzeczywistego jeszcze łatwiejszego w obsłudze z punktu widzenia użytkownika, np. opartego na środowisku Matlab lub LabVIEW. Celem projektu było stworzenie narzędzia do praktycznej weryfikacji algorytmów, skupiając się na modelu obiektu i jego sterowaniu, a nie opracowanie optymalnego z punktu widzenia użytkownika systemu kontrolno-pomiarowego czasu rzeczywistego do tego celu. Jak wspomniano, praktyczne zastosowanie algorytmów sterujących w zastosowaniach komercyjnych następuje w większości przypadków przy zastosowaniu procesorów sygnałowych i sterowników programowalnych, a nie systemów opartych na komputerach PC, dlatego nie było konieczne optymalizowanie pod kątem użytkownika oprogramowania stanowiska, gdyż w wersji aplikacji komercyjnej oprogramowanie to zostałoby wykonane najprawdopodobniej dla innej platformy.

2. Stanowisko badawcze

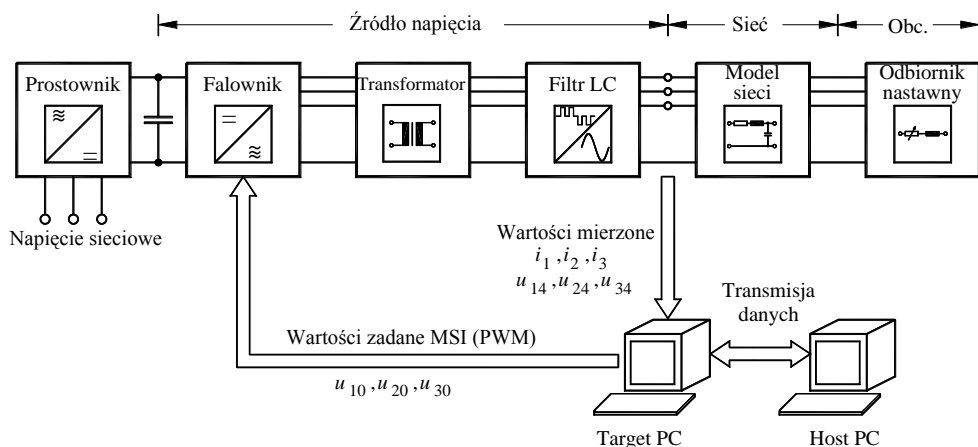
2.1. Parametry eksploatacyjne

Stanowisko badawcze modeluje czteroprzewodową sieć przemysłową zasilaną z przekształtnika tranzystorowego [1]. Konfiguracja sieci, jak również odbiorów może być dynamicznie przełączana w czasie prowadzenia pomiarów.

Układ umożliwia ciągłą pracę przy poborze mocy ok. 20 kW i fazowym napięciu znamionowym 230 V. Elementy stanowiska zostały tak zwymiarowane, aby nie uległy zniszczeniu na skutek przepływu prądów zwarciovych przez okres kilkudziesięciu

sekund. Zasilanie następuje z trójfazowej sieci laboratoryjnej o regulowanej auto-transformatorem amplitudzie napięcia od 0 V do 230 V za pomocą prostownika diodowego. Napięcia wyjściowe wytwarzane przez falownik poprzez modulację szerokości impulsów (MSI – PWM) podlegają filtracji, są odseparowane galwanicznie za pomocą transformatorów i stanowią napięcie zasilające sieć badawczą.

System kontrolno-pomiarowy wykorzystuje standardowy komputer PC wyposażony w odpowiednie karty. Ideowa budowa stanowiska została przedstawiona na rys. 1. Fizyczna realizacja pomiaru wartości mierzonych prądów i napięć – przedstawiona na rysunku za pomocą strzałki – rozdzielona jest pomiędzy układy zintegrowane z wysokonapięciową częścią stanowiska (przetworniki pomiarowe), rack (kondycjonowanie sygnałów) i kartę Meilhaus 2600i – znajdującą się w komputerze Target PC (przetwarzanie A/C), porównaj rys. 3.



Rys. 1. Uproszczony schemat blokowy stanowiska badawczego [1]

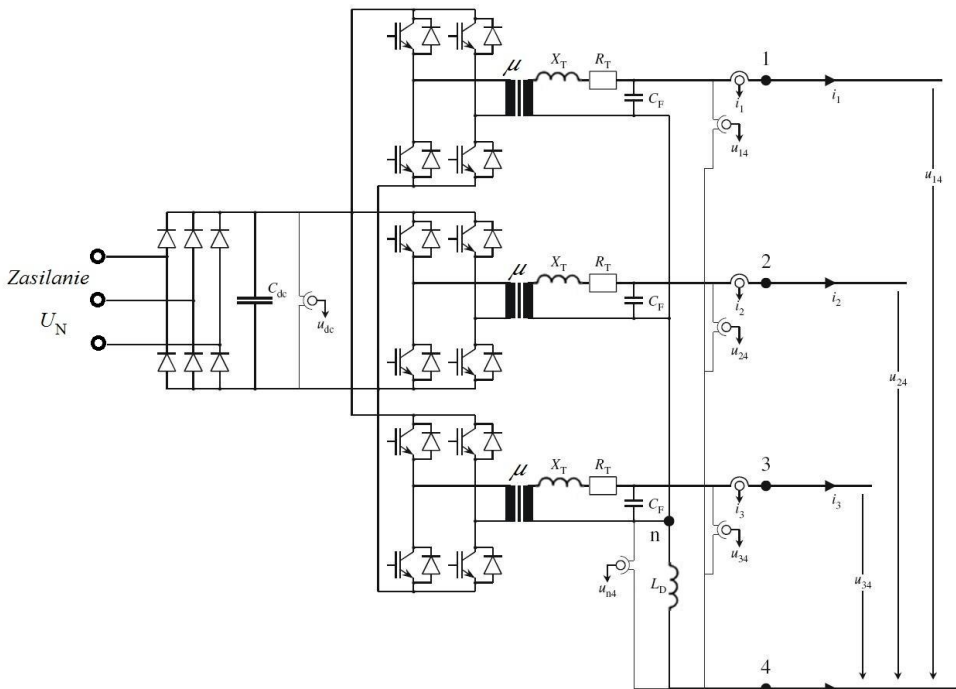
Do zasilania sieci użyto przekształtnik trójpoziomowy z 12 tranzystorami IGBT, umożliwiający pracę przy częstotliwości taktowania 8 kHz, która pozwala na zastosowanie algorytmów do indywidualnej kompensacji poszczególnych harmonicznych prądu fazowego. Najczęściej spotykane przy pracy z układami energoelektronicznymi są harmoniczne rzędu: 5., 7., 11. i 13. o częstotliwościach odpowiednio: 250 Hz, 350 Hz, 550 Hz i 650 Hz, które jako znacząco niższe mogą być kompensowane przez układ taktujący z częstotliwością 8 kHz. Harmoniczna podstawowa 50 Hz (ze znakiem ujemnym) może być dodatkowo wykorzystana do kompensacji mocy biernej. Możliwość niezależnej generacji napięć poszczególnych trzech faz pozwala na stosowanie również innych algorytmów kompensacyjnych, w tym kompensacji prądu zwarciego, a zastosowanie filtrów LC eliminuje z napięć fazowych częstotliwość taktowania przekształtnika oraz wyższe częstotliwości powstające przy modulacji MSI.

Dodatkowo w sieci badawczej lub odbiorniku może być umieszczonych do sześciu sterowanych za pomocą komputera kluczy z tranzystorami IGBT umożliwiających dokonywanie zmian w konfiguracji układu podczas pracy z dokładnością nie mniejszą niż $2,5^\circ$ el. Pozwala to np. na badanie skuteczności algorytmów kompensacyjnych przy zmianie konfiguracji układu (w tym przy zwarciu) w zależności od fazy napięcia i prądu w zwieranych lub rozwieranych punktach układu.

2.2. Stopniowanie funkcji logicznych i pomiarowych

Funkcje pomiarowe i sterujące umiejscowione są na trzech poziomach działania układu:

- poziom programowy – z pełnym dostępem użytkownika do funkcji,
- poziom nadzorujący – logiki programowalnej, zabezpieczający również przed błędami w oprogramowaniu, możliwy do ewentualnej zmiany,
- poziom wewnętrzny układu przekształtnika, w którym dokonywanie zmian jest niemożliwe.



Rys. 2. Topologia zastosowanego przekształtnika trójpoziomowego [1]

Stopniowanie takie zostało wymuszone przez zastosowanie dostępnych w handlu gotowych modułów przekształtnikowych typ EL360 ($U_{\max} = 600$ V, $I_{\max} = 75$ A) firmy

Ritter Electronic AG, przeznaczonych do zasilania maszyn indukcyjnych, które składają się z sześciu tranzystorów po dwa w każdej z trzech gałęzi. Układ ten posiada odwróconą logikę. Zastosowanie dwóch ww. modułów zapewnia otrzymanie 12 tranzystorów i umożliwia zestawienie ich w przetwornik trójpoziomowy z sześcioma niezależnie sterowanymi gałęziami (rys. 2), ale nie pozwala na wykorzystanie wewnętrznego układu zabezpieczającego moduł przed zwarciami oraz innych wewnętrznych układów logicznych.

2.3. Integracja przetwornika z systemem pomiarowym

Aby zapewnić bezpieczną współpracę obydwu modułów wykonano dodatkową (wspomnianą wyżej) logikę nadzorującą, opartą o programowalny układ logiczny CPLD (Complex Programmable Logic Device) ALTERA EPM7128SLC84-15 [4].

Układ ten dokonuje integracji systemu kontrolno-pomiarowego z przetwornikiem poprzez [3]:

- rozdział sygnałów sterujących MSI do bramek odpowiednich tranzystorów – użytkownik generuje sygnał sterujący dla całej gałęzi przetwornika (dwóch tranzystorów), na podstawie tego sygnału następuje generacja sygnałów napięciowych sterujących bramkami dwóch tranzystorów, przystosowanych do logiki negatywnej, z którą pracują moduły przetwornika,

- blokowanie przetwornika w stanie zwarcia gałęzi – po zablokowaniu oryginalnej logiki modułu przetwornika znajdującej się na płycie modułu konieczne było dodanie funkcji uniemożliwiającej zwarcie którejkolwiek z gałęzi i chroniącej przetwornik przed zniszczeniem,

- generację czasów martwych w przebiegach MSI podczas przełączania pomiędzy tranzystorami – zapewniających przy przełączaniu tranzystorów w gałęzi załączenie drugiego tranzystora dopiero po całkowitym wyłączeniu pierwszego, ze względu na bardzo krótki wymagany czas martwy i bezwzględną konieczność jego stosowania, optymalne okazało wprowadzenie go w sposób hardwarowy, a nie softwarowy w algorytmie sterującym czy systemie czasu rzeczywistego,

- wyłączenie układu przy błędnych sygnałach sterujących – wyłączenie układu przy błędach programisty powodujących zadanie napięcia tylko w jednej lub dwóch fazach,

- nadzorowanie sygnałów zezwalających na pracę (m.in. sygnału 24 V odblokowującego moduły przetwornika),

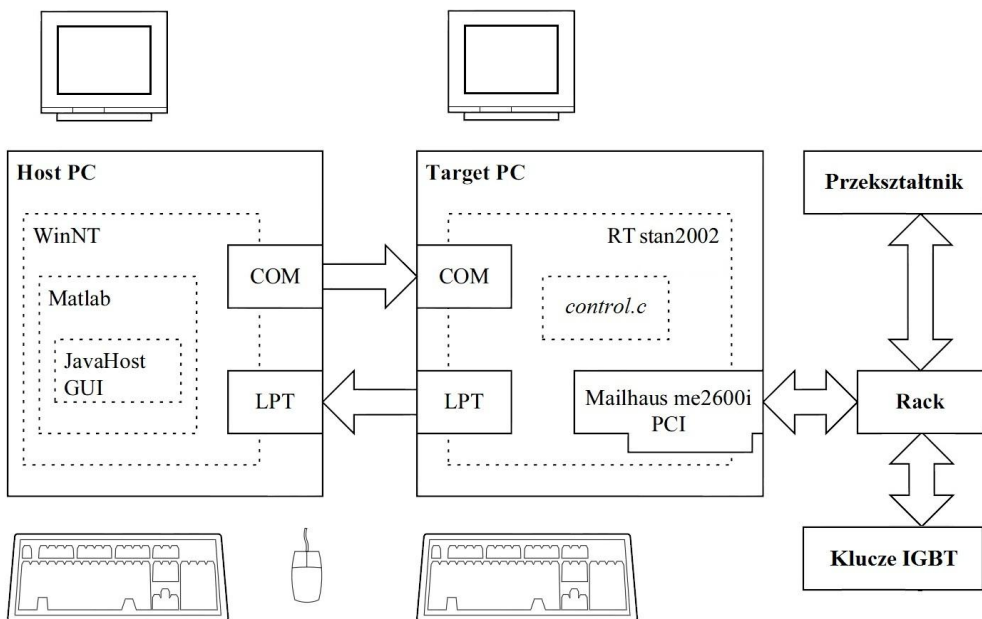
- zablokowanie układu w pozycji bezpiecznej (beznapięciowej) w przypadku, gdy nie docierają sygnały sterujące, przekroczone są wartości prądów roboczych, brak napięcia sieciowego, nastąpiło przegrzanie modułów przetwornika,

- zabezpieczenie układu przetwornika przed samoczynnym załączeniem, które mogłoby nastąpić przy braku sygnałów zasilających w negatywnej logice, gdy jedno-

częście dezaktywowane zostały układy fabryczne logiki modułów przekształtnikowych.

3. System kontrolno-pomiarowy

W Katedrze Elektroenergetyki i Energoelektroniki Uniwersytetu Ruhry, jak wspomniano, od kilku lat rozwijana jest koncepcja sterowania przekształtników za pomocą komputera PC, zamiast np. drogich procesorów sygnałowych, które na ogół są bardziej czasochłonne w programowaniu.



Rys. 3. Transfer danych w stanowisku badawczym

W systemie kontrolno-pomiarowym [2] obsługującym opisane w p. 2 stanowisko badawcze transfer danych odbywa się jak pokazano na rys. 3. Główny element systemu stanowi komputer Target PC wyposażony w kartę Meilhaus 2600i [5], na którym uruchamiane jest przygotowane przez użytkownika oprogramowanie sterujące stanowiskiem (oznaczone jako *RT stan2002*). Właściwa część z algorytmem sterowania znajduje się w pliku pisanym w języku C oznaczonym na rys. 3 jako *control.c*. Przesył sygnałów sterujących pomiędzy rackiem a przekształtnikiem i kluczami odbywa się za pomocą światłowodów. Sygnały mierzone są również odseparowane optycznie od komputera PC.

3.1. Oprogramowanie

Jako system operacyjny wykorzystano Microsoft DOS z 32-bitowym rozszerzeniem DOS/4GW, a do kompilacji programów wykonawczych 32-bitowy kompilator *Watcom v.11* [6], może być również używana wersja darmowa *Openwatcom*. DOS/4GW eliminuje ograniczenia jakie posiada wersja 16-bitowa. Programy są przygotowywane na komputerze Host PC i przesyłane do komputera Target PC (rys. 3). Dane (wybrane wielkości mierzone albo parametry modelowe) mogą być zapisywane na dysk komputera Target PC. Na bieżąco lub po zakończeniu eksperymentu zostają przesyłane do komputera Host PC (lub innego dowolnego komputera), gdzie podlegają dalszej obróbce i analizie.

3.2. Cykl pracy systemu kontrolno-pomiarowego

Podstawowy cykl pracy w czasie rzeczywistym został ustalony na 125 μ s (umożliwia taktowanie z częstotliwością 8 kHz), opcjonalnie może być przedłużony do 500 μ s w celu uzyskania większej ilości czasu na obliczenia. W przypadku opisanego stanowiska czas 125 μ s okazał się dla znacznej większości algorytmów wystarczający. Wydłużenie cyklu wiąże się z obniżeniem częstotliwości taktowania przetwornika.

W każdym cyklu wywoływane są funkcje w kolejności przedstawionej na rys. 4.

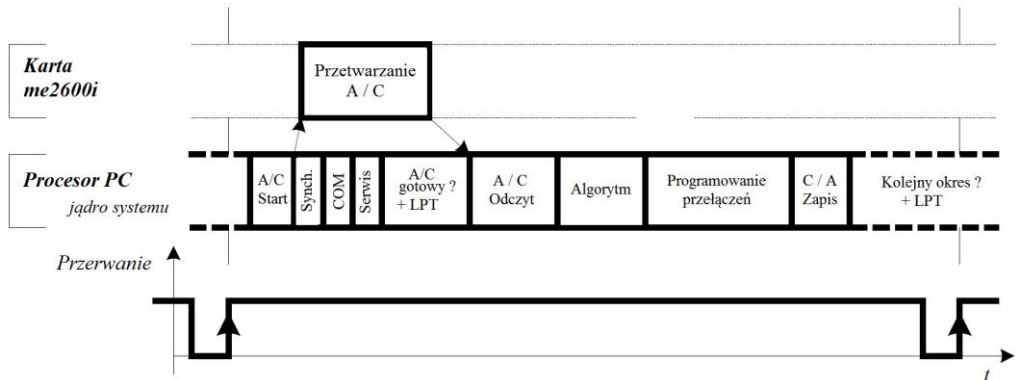
Jako pierwsza uruchamiana jest procedura przetwarzania danych pomiarowych (*A/C Start*). Przetwarzanie zaczyna się ok. 1,5 μ s do 3 μ s po rozpoczęciu cyklu. Wartości zostały na początku cyklu zapamiętane przez analogowe układy karty zbierania danych E-SH-MHV znajdującej się w racku (rys. 5). Do tej karty dostarczane są po kondycjonowaniu sygnały wyjściowe wszystkich przetworników pomiarowych współpracujących z układami pomiarowymi napięcia i prądu w stanowisku badawczym.

Podczas przetwarzania A/C w następnym kroku (*Synch.*) wyjścia wszystkich przetworników C/A są synchronizowane z zawartością pamięci C/A-FIFO.

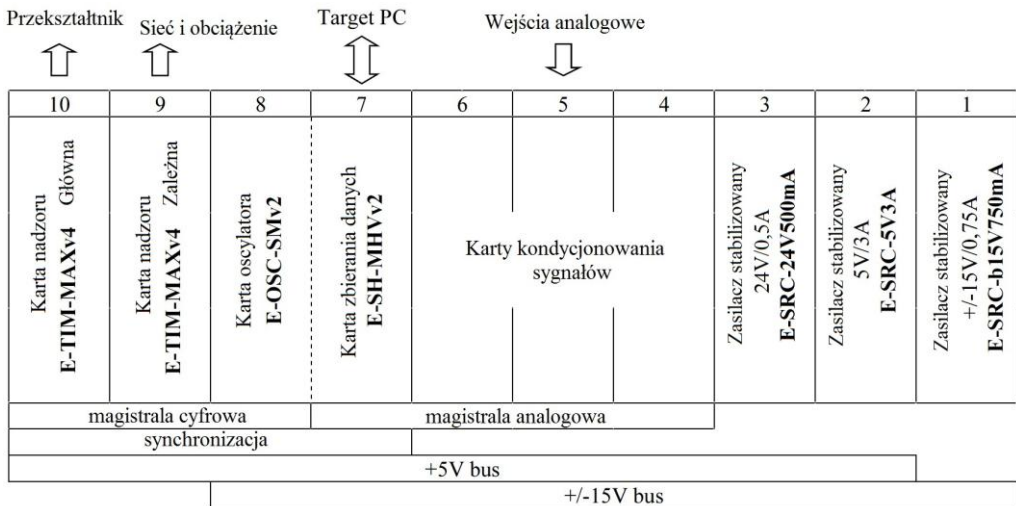
Następnie zostają odczytane maksymalnie dwie wartości z pamięci FIFO portu szeregowego (*COM*).

Procedura serwisowa (*Serwis*) obsługuje wszystkie czynności, które nie muszą zostać wykonane w każdym cyklu, np. odczyt bufora klawiatury czy ustawienia wyświetli na monitorze.

Jeżeli wszystkie dane zostały już odczytane i pamięć FIFO portu równoległego nie jest pełna następuje przesłanie danych przez port równoległy do komputera Host PC. W tym samym czasie następuje regularna kontrola rejestru karty w celu sprawdzenia, czy zostało już zakończone przetwarzanie A/C zmierzonych wartości (*A/C gotowy?+LPT*).



Rys. 4. Wykonywane przez system operacje w czasie rzeczywistym (okres $t = 125 \mu\text{s}$) [2]



Rys. 5. Umieszczenie kart nadzorujących czasy przełączeń, karty oscylatora, karty zbierania danych, układów kondycjonowania sygnałów i zasilania w racku omawianego stanowiska

Po zakończeniu przetwarzania wszystkie wartości z pamięci FIFO przetwornika A/C zostają przepisane do pamięci operacyjnej RAM, przekształcone do formatu *float* i przemnożone przez zdefiniowane przez użytkownika stałe (*A/C Odczyt*).

Następny krok (*Algorytm*) stanowi zasadniczą część procesu sterującego. W tym miejscu wykonywane są wszystkie operacje matematyczne związane z wykonywaniem algorytmu sterującego. Przygotowywane są sygnały sterujące na następny cykl w postaci zdefiniowanej tabeli sekwencji przełączeniowych dla kart nadzorujących czasy przełączeń oraz wielkości wyjściowych dla przetworników C/A karty Meilhaus 2600i. Program zgodnie z algorytmem sterującym parametryzuje również karty nadzo-

rujące czasy przełączenia przekształtnika i modelu sieci znajdujące się w rack'u (porównaj rys. 3 i rys. 5) – przygotowuje sygnały dla sześciu wyjść karty głównej i zależnej nadzorujących czasy przełączeń. W każdym cyklu może zostać użytych do sześciu niezależnych sygnałów przełączających dla każdej z tych kart. Rozdzielczość karty oscylatora pozwala na zdefiniowanie 2500 różnych przedziałów czasowych, co przy cyklu 125 μ s pozwala na dokładność 50 ns.

W kroku *programowanie przełączeń* następuje zaprogramowanie kart nadzorujących czas przełączania (głównej i zależnej).

W ostatnim kroku (*C/A Zapis*) zostają zaprogramowane wyjścia analogowe karty Meilhaus 2600i.

Pozostały czas (*Kolejny okres?+LPT*) w zależności od potrzeby jest używany do komunikacji przez port LPT, jednocześnie sprawdzany jest rejestr stanu, czy nie nadzedł sygnał rozpoczynający nowy cykl.

```

RealLine PC <standa2002.exe>                http://www.ruhr-uni-bochum.de/eae
Application: Kurzschlussidentifikation      Periode: 1 x 14.61 us
Author: Tomasz Bakon                        Mode:
                                           Synchron.:
ADC results:                               Reserve[us]: avg min
DAC outs: COM1 3F8 <115200 Bd>: 00000000 0. 0.0 999.9
I1max[A] 1.00 A: 0.00 U l r n 0 0 0 0 0.000000e+000 1.
I2max[A] 1.00 B: 0.00 U                               2.
I3max[A] 1.00 C: 0.00 U fileFIFO< 150KB>: 0; 0.00 % ? 3.
max_pro 1.00 D: 0.00 U
i_1 [A] 1.00 LPT1 378 < >: 0 KB/s Timer cards:
i_2 [A] 1.00 0000000000 07 06 05 04 03 02 01 00 Keyboard: 07 06
i_3 [A] 1.00 msgFIFO< 1KB>: 0 B 0.00 % 05 04 03 02 01 00
E14 oscFIFO< 4096KB>: 0 B 0.00 %
E24 ch: 0 s: 0 max: 0/ 0 s
E34 index 0 used 0
K12
K13
K23
K124 non real mode ==> real mode
K134 real mode ==> non real mode
K234 non real mode ==> exit
firmware 3.00.00 b01.08.2003 == Counter: 0000000000 == by S. Fligl 2003

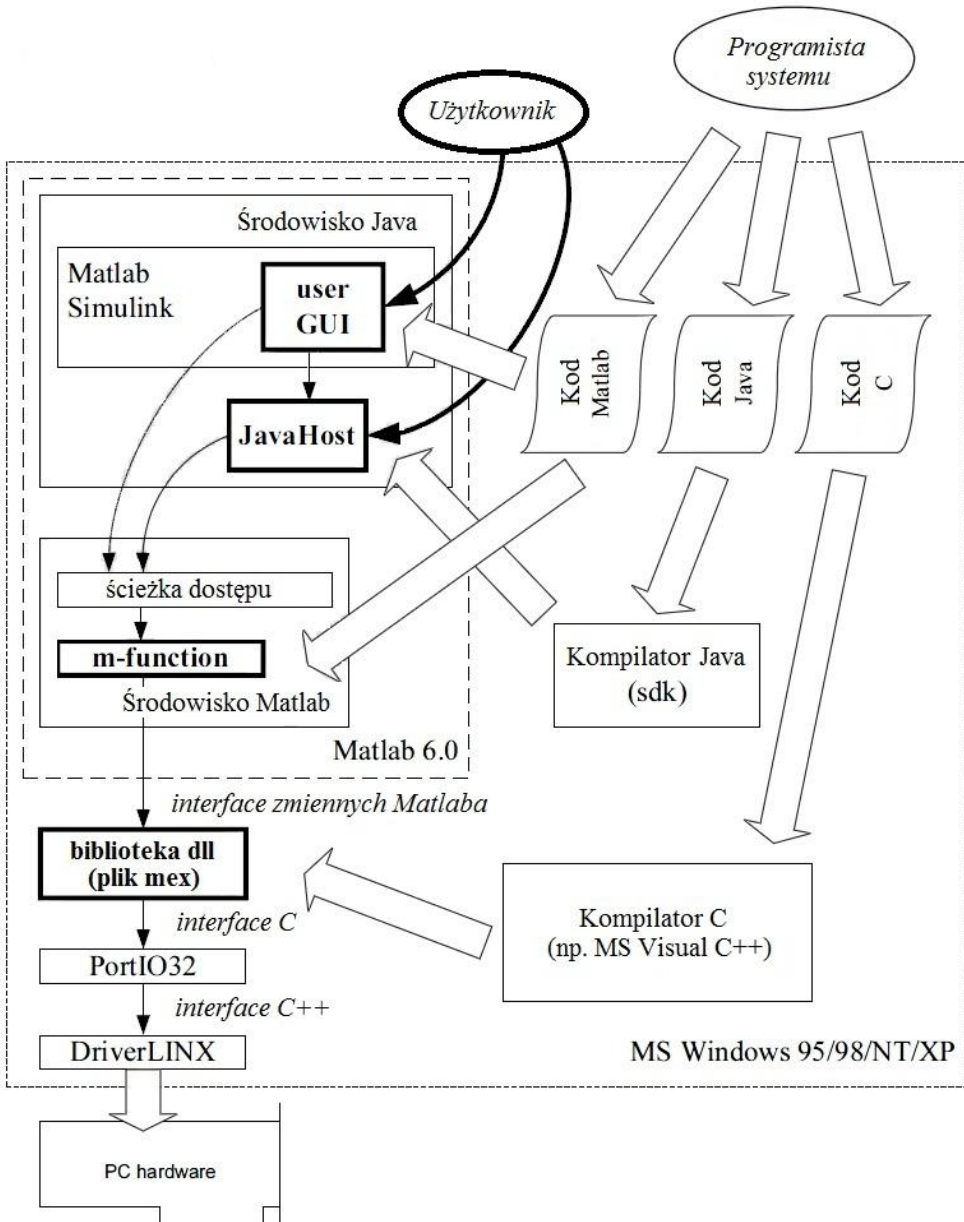
```

Rys. 6. Zrzut ekranu menu użytkownika Target PC adaptowany na potrzeby stanowiska [1]

Na rys. 6 przedstawiono przykładowy zrzut ekranu Target PC, umożliwiający bieżący podgląd najważniejszych danych oraz stanu pracy stanowiska badawczego.

3.3. Wyprowadzenie danych

Dane mogą być dostępne w formie alfanumerycznej lub dzięki transferowi z komputera Target PC do Host PC mogą być przeglądane i obrabiane w środowisku Matlab i Java.



Rys. 7. Struktura interfejsu użytkownika Host PC [2]

Type	Index	Name	Unit	Value	S	Min	Max	Init	Access	Select	Record
float var	25	Uin_ab		1,954	-	-300	300	0	lr-	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
float var	26	Uin_bc		-0	-	-300	300	0	lr-	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
float var	27	Uin_a		0,977	-	-300	300	0	lr-	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
float var	28	Uin_b		-0,551	-	-300	300	0	lr-	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
float var	29	Uin_c		-0,163	-	-300	300	0	lr-	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
float var	30	Uin_alpha		0,977	-	-300	300	0	lr-	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
float var	31	Uin_beta		-0	-	-300	300	0	lr-	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
float var	32	Uin_eff		0,921	-	-300	300	0	lr-	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

Oscilloscope data transfer: time

Rys. 8. Zrzut ekranu przykładowego menu użytkownika Host PC [2]

Strukturę interfejsu Host PC pokazano na rys. 7, natomiast przykładowe menu z podglądem danych pokazano na rys. 8. Po zaimportowaniu danych do środowiska Matlab istnieje szeroka gama możliwości wizualnej obróbki danych.

4. Podsumowanie

W artykule przedstawiono system kontrolno-pomiarowy nadzorujący pracę stanowiska badawczego modelującego sieć o zmiennej konfiguracji i obciążeniu zasilaną z przetwornika tranzystorowego, opisanego w p. 2.

Do celów badawczych wskazane było zastosowanie systemu zawierającego dwa komputery PC umożliwiające znacznie szybszą możliwość modyfikacji algorytmu sterowania niż jest to w przypadku użycia procesorów sygnałowych. Najważniejsze elementy przystosowania systemu czasu rzeczywistego – opisanego w [2] i krótko zaprezentowanego w punkcie 3 – na potrzeby przedstawionego stanowiska opisano w punkcie 2.3.

Literatura

- [1] BAKOŃ T., *Einsatz von Stromrichtern in der Energieversorgung zur Netzstützung und Fehlerstromforschung*, rozprawa doktorska, Ruhr-Universität Bochum, 2008.
- [2] FLIGL S., *RT PC-based Control System for EAEE the 2nd Generation – Introduction and User Manual*, Ruhr-Universität Bochum, 2003.
- [3] MANDEL D., *Expansion of the Test Set-up for Simulation of Earth Strokes and Shortcuts in Three-Phase Four-Wire Grids*, praca dyplomowa, Ruhr-Universität Bochum, 2006.
- [4] *MAX 7000 Programmable Logic Device Family*, Altera Corporation, 2003.
- [5] *Meilhaus Electronic Handbuch ME-2000/2600/3000 2.4D PCI and CompactPCI-Varianten, Multifunktions-Datenerfassungs-Karten*, Meilhaus Electronic GmbH, Puchheim bei München 2005.
- [6] *Watcom C/C++ User Guide Edition 11.0c*, Synabe Inc. 2000.

Jarosław MAKAL*, Marek SZPAKOWSKI**

ROLA LABORATORIUM POMIAROWEGO W PROCESIE OPRACOWANIA NOWEJ KONSTRUKCJI REGULATORA DO KOLEKTORÓW SOLARNYCH

1. Wstęp

W dzisiejszych czasach zbudowanie bardzo dokładnego przyrządu do pomiaru temperatury, mierzącego z dokładnością 0,001 °C nie jest trudne. Oprócz wiedzy i odpowiedniego doświadczenia, niezbędnym warunkiem jest również gotowość poniesienia stosunkowo dużego kosztu budowy takiego przyrządu oraz posiadanie laboratorium o zdolności pomiarowej rzędu 1 mK pozwalającej w sposób miarodajny wzorcować takie przyrządy i weryfikować uzyskiwane rezultaty nawet „zaprzęgając” do tego celu pomiary z wykorzystaniem komórek do realizacji punktów stałych. W firmie PLUM, produkującej m.in. regulatory temperatury, te dwa warunki były spełnione. W procesie projektowania i wdrażania do produkcji różnych wyrobów powstawały takie prototypowe konstrukcje, a laboratorium pomiarowe przeprowadzało szczegółową ich ocenę. Okazuje się, że w celu wdrożenia nawet taniej konstrukcji przyrządu pomiarowego, również niezbędne jest dobrze wyposażone (i zaznajomione z tematem) laboratorium.

W czasach, gdy jednym z najważniejszych parametrów wyrobu jest jego cena zbytu (z uwagi na silną konkurencję na rynku), dążenie do jak najmniejszego błędu pomiarowego musi być znacznie ograniczone. W niniejszej pracy opisano regulator do

*Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok, e-mail: j.makal@pb.edu.pl

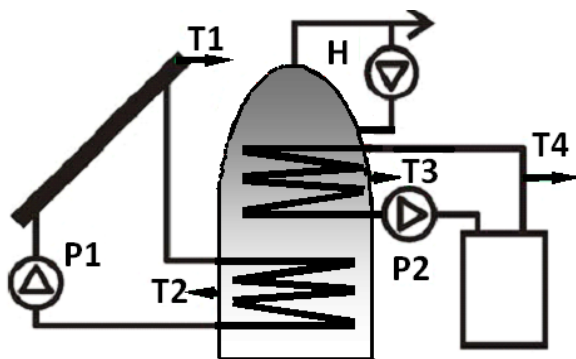
**PLUM Sp. z o.o., Laboratorium Pomiarowe, Ignatki 27a, 16-001 Kleosin, Ignatki 27a

kolektorów solarnych ecoSOL 200 o ekonomicznej konstrukcji cechującej się jak najniższą ceną, ale przy zachowaniu wysokiej jakości działania. Nie ma w nim miejsca na skomplikowane algorytmy pomiarowe i nieograniczone miejsce w pamięci procesora, na wielopunktowe „wysublimowane” kalibracje. Konstrukcja jest ekonomiczna, wykorzystująca popularne czujniki i umożliwiająca szybką kalibrację. Należało zrezygnować ze znanej i często stosowanej w laboratoriach metody kalibrowania z uwzględnieniem indywidualnej charakterystyki termometrycznej każdego czujnika. Zapewniona jednak jest odpowiednia dokładność pomiaru zwłaszcza różnicy temperatur czujników T1 i T2, gdyż od niej zależy poprawna praca przyrządu.

2. Regulator ecoSOL 200

2.1. Zasada działania systemu solarnego

Regulator ecoSOL 200 jest nowoczesnym urządzeniem służącym do sterowania układami obiegu solarnego w zależności od wartości temperatur uzyskanych z czujników w ten sposób, aby odzyskać jak największą energię z kolektora.



Rys. 1. Schemat funkcyjny przykładowej instalacji solarnej współpracującej z kotłem c.o.

T1 ... T4 – czujniki temperatury, P1 – pompa kolektora, P2 – pompa kotła c.o.,

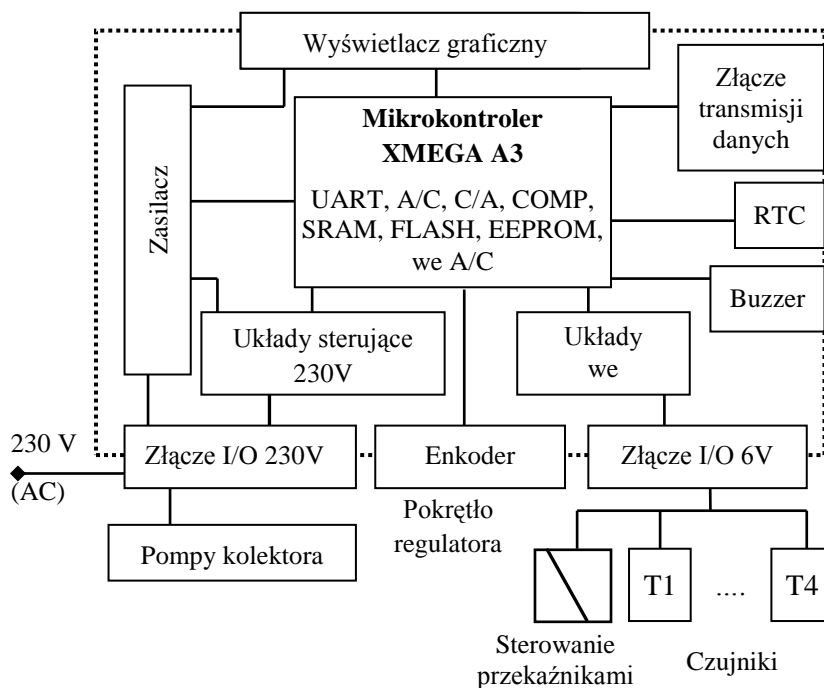
H – pompa zasobnika ciepłej wody użytkowej (CWU) (za zgodą producenta)

Gdy różnica temperatur na czujnikach T1 i T2 przekroczy zadaną wartość dT , to pompa kolektorowa P1 zacznie pracować z 100% wydajnością przez czas określony ustalonym parametrem tP . Jeżeli wartość tej różnicy spadnie poniżej dT_{wi} , to regulator zacznie zmniejszać obroty pompy, aż różnica ta osiągnie wartość dT_{wy} . Pomiędzy wartościami dT_{wi} oraz dT_{wy} , regulator oblicza i nastawia obroty pompy proporcjonalnie do gradientu spadku różnicy wspomnianych temperatur. Poniżej wartości dT_{wy} pompa zostanie zatrzymana. W chwili osiągnięcia wartości temperatury t_z na czujniku T2/T3

(odpowiednio), ładowanie zasobnika CWU kolektorem/kotłem zostanie przerwane. W zależności od wskazań poszczególnych czujników możliwe są różne konfiguracje działań pomp P1 i P2 według ustalonych priorytetów, np. przekroczenie krytycznej (wysokiej) temperatury na czujniku T1 (kolektor) powoduje zawsze uruchomienie pompy P1, nawet jeśli woda w zasobniku jest dostatecznie ciepła. Dokładny opis działań i ustawień alarmów znajduje się w instrukcji regulatora.

2.2. Opis funkcjonalny regulatora

Analiza metrologiczna urządzenia pomiarowego nie może być wykonana w oderwaniu od znajomości działania poszczególnych jego elementów. Na rys. 2 przedstawiono schemat blokowy opisywanego regulatora.



Rys. 2. Schemat blokowy regulatora ecoSOL 200

Jego centralnym elementem jest mikrokontroler ATMEL z rodziny Xmega [2] „obudowany” niezbędnymi blokami. Ich funkcje są następujące:

Enkoder – pokrętko z przyciskiem służące do edycji parametrów i poruszania się po menu;

Układy we – (kondycjonery) bierne obwody oraz układy ze wzmacniaczami operacyjnymi przetwarzające wartość R na napięcie podawane na wejście przetwornika A/C;

Układy sterujące 230 V – układy filtrów oraz elementy mocy (triaki, optotriaki) załączające pompy kolektora;

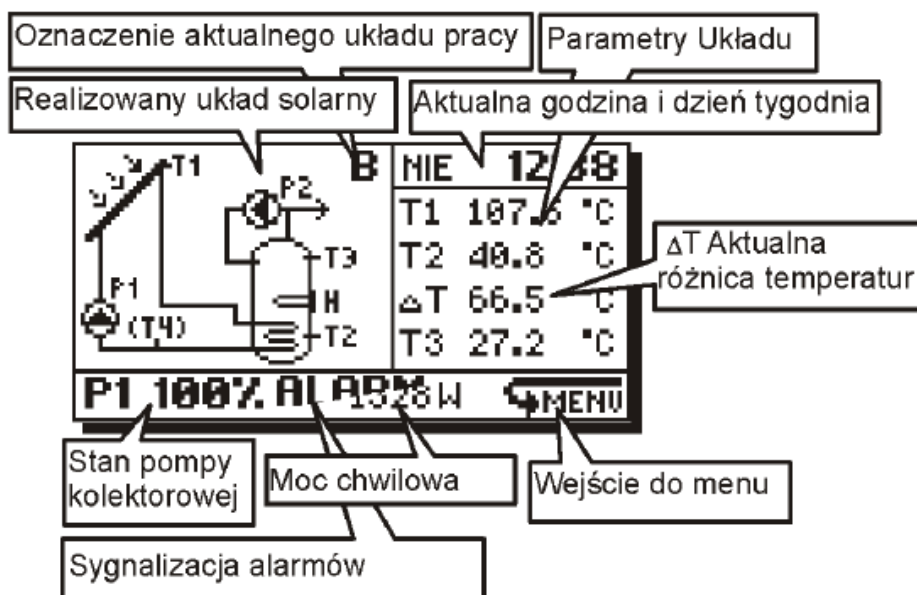
Buzzer – sygnalizator akustyczny stanów alarmowych;

RTC – zegar czasu rzeczywistego, m.in. do programowania harmonogramów działania regulatora;

Złącze RS485 transmisji danych – umożliwia komunikację między regulatorem a komputerem (np. konfiguracja i zdalny odczyt) oraz urządzeniami peryferyjnymi;

Wyświetlacz – patrz rys. 3;

Mikrokontroler – dokładny opis zamieszczony jest w karcie katalogowej [2].



Rys. 3. Widok ekranu głównego na wyświetlaczu regulatora (za zgodą producenta)

Regulator rejestruje dane o energii odzyskanej z ostatnich 14 dni pracy systemu w postaci wykresu słupkowego. Przy zastosowaniu dodatkowego czujnika CT6 podłączonego do wejścia pomiarowego T4 możliwe jest zliczanie energii odzyskanej z panelu solarnego od początku życia urządzenia. Dane te są zapisywane w nieulotnej pamięci odpornej na zaniki zasilania.

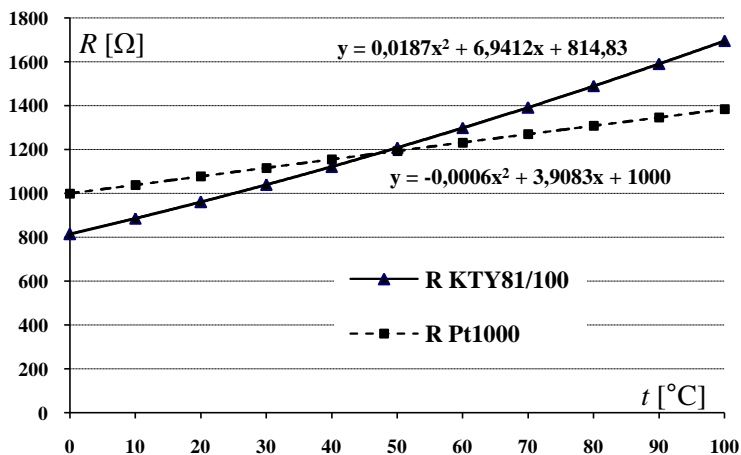
2.3. Zdefiniowanie problemu

W regulatorach kolektorów solarnych szczególnie ważny jest dokładny pomiar temperatury, gdyż błędnie zmierzona różnica temperatur (kolektora i zasobnika) może doprowadzić do wychładzania zasobnika. W opisywanej konstrukcji zastosowano w torze pomiarowym T1 czujnik temperatury Pt1000 (potrzebny tu był pomiar wyższych temperatur do ok. 150 °C) i czujnik elektroniczny (półprzewodnikowy) typu KTY (zakres pomiaru do 100 °C) oraz, ostatnio wprowadzony na rynek, ekonomiczny mikrokontroler z wewnętrznym przetwornikiem A/C. W pomiarach laboratoryjnych prototypów regulatora stwierdzono zbyt duże błędy pomiarów różnic temperatur (około 4 °C), mierzone w temperaturze odniesienia (problem A). Poza tym, przy sprawdzaniu działania regulatora w komorze klimatycznej, wykryto w temperaturze 0 °C skokową zmianę wartości błędów pomiarowych (problem B). W dalszej części pracy przedstawiono metody wykrywania przyczyn występowania tych problemów oraz opisano sposoby ich usuwania.

3. Wstępna ocena metrologiczna urządzenia

3.1. Kalibrowanie toru pomiarowego

W badanym prototypie zaproponowano zastosowanie na wejściu T1 czujnika Pt1000, a na pozostałe wejścia czujnika KTY 81/110. Charakteryzują się one niską ceną i dobrymi cechami metrologicznymi (m.in. dokładność, liniowość, stabilność w czasie).



Rys. 4. Charakterystyki (teoretyczne) przetwarzania $R = f(t)$ czujników Pt1000 i KTY81 aproksymowane wielomianami 2 rzędu (równania linii trendu wyliczone automatycznie)

Na podstawie danych katalogowych [3] i normy PN-EN 60751:2009 (dotyczącej czujników platynowych) można wyznaczyć teoretyczne charakterystyki przetwarzania czujników (rys. 4). Do ich określenia wystarczą trzy punkty kalibracyjne, co sprawia, że proces kalibracji może być przeprowadzony szybko i bez zbędnych kosztów.

Należy jednak przy tym pamiętać, że czujniki te są podłączone do wewnętrznego przetwornika A/C w mikrokontrolerze poprzez obwody wejściowe i wzmacniacz. Każdy z tych elementów (przetwornik oraz układy we) wprowadza własne nieliniowości i wpływa na charakterystykę toru pomiarowego. W celu ich identyfikacji wyznacza się wielokrotnie charakterystyki przetwarzania torów pomiarowych T1...T4 tak, aby otrzymać równanie przetwarzania:

$$\begin{aligned} BIN &= f_1(R) = f_1(f(t)) = f_2(t) \\ BIN &= f_2(t) = 0,02044 t^2 + 18,79088 t + 1086,544 \end{aligned} \quad (1)$$

gdzie:

t – wartość mierzona temperatury,

$f(t)$ – charakterystyka (teoretyczna) przetwarzania czujników Pt1000 (lub odpowiednio KTY81) aproksymowana wielomianem 2 rzędu,

$f_2(t)$ – wyznaczona na podstawie pomiarów, rzeczywista charakterystyka przetwarzania [$BIN = f_2(t)$] całego toru pomiarowego, aproksymowana wielomianem 2 rzędu,

BIN – wartość binarna (liczbowa) na wyjściu przetwornika A/C, do której zostanie przyporządkowane wskazanie t (°C),

R – rezystancja czujnika temperatury (katalogowa), symulowana za pomocą rezystora dekadowego.

Na podstawie tego równania w mikrokontrolerze zostaje obliczona wartość mierzona temperatury.

Po wielokrotnych próbach doboru odpowiednich punktów kalibracji (3-punktowa) otrzymano optymalne, z punktu widzenia błędów pomiarowych, charakterystyki przetwarzania torów (kanałów) pomiarowych, które pozwoliły wyznaczyć błędy bezwzględne torów pomiarowych T1...T4 (rys. 5). Błędy te liczone są jako różnice wartości temperatur obliczonych na podstawie teoretycznej charakterystyki $R = f(t)$ czujnika i wskazanych przez regulator:

$$\Delta t_i = t_i - t_r, \quad (2)$$

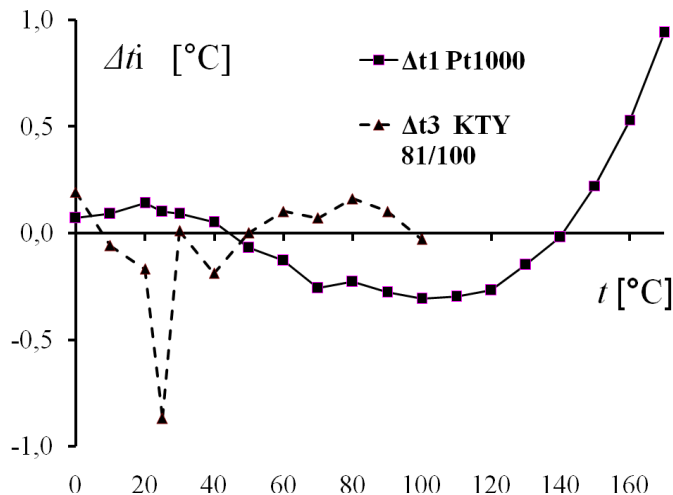
gdzie:

t_i – wartość temperatury wskazana przez regulator na kanale i -tym ($i = 1, 2, \dots$),

t_r – wartość poprawna temperatury:

a) obliczona na podstawie teoretycznej charakterystyki $R = f(t)$ czujnika w pomiarze pośrednim, czyli z zastosowaniem rezystora symulującego czujnik lub

b) zmierzona za pomocą czujnika wzorcowego i multimetru wzorcowego (jako wartość poprawna temperatury kąpeli kalibracyjnej) – podczas pomiarów bezpośrednich czyli z zastosowaniem rzeczywistych czujników zanurzonych w termostacie cieczowym.



Rys. 5. Błędy bezwzględne torów pomiarowych T1 i T3 (w T2 i T4 wartości te są mniejsze od T3)

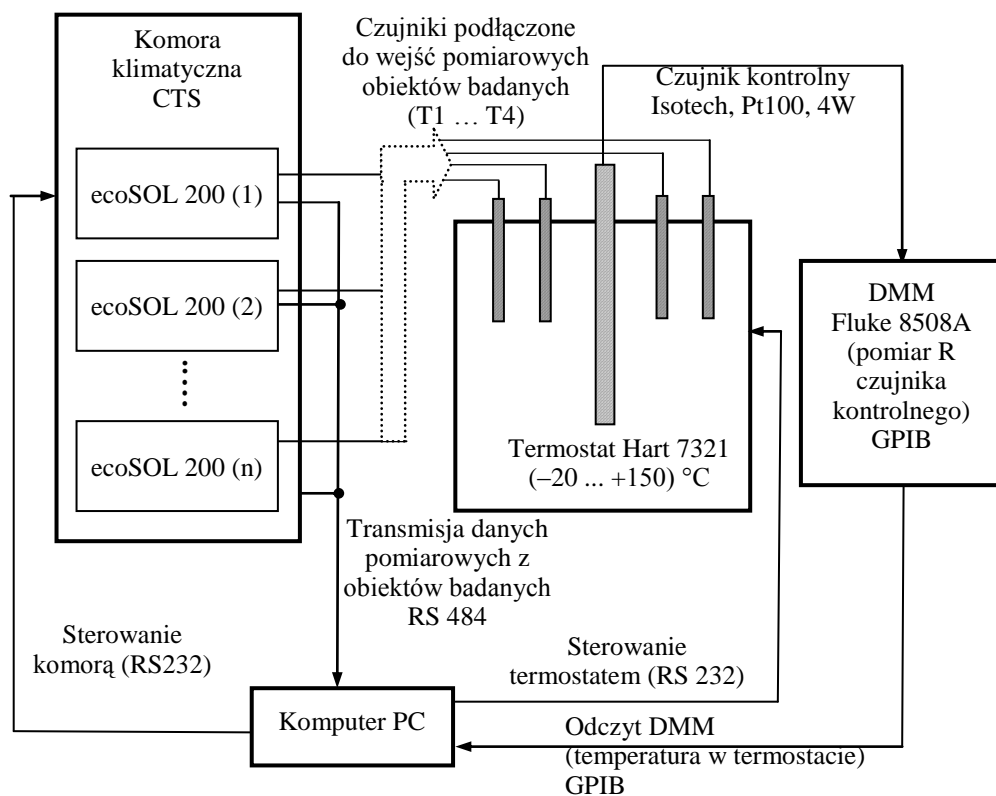
Różne kształty otrzymanych krzywych (dla różnych typów czujników) wynikają z charakteru wielomianu aproksymującego $BIN = f_2(t)$. Dla czujników Pt1000 współczynnik przy x^2 jest ujemny, a dla czujników KTY81/110 jest dodatni. Dodatkowo uwidoczniły się nieliniowości torów pomiarowych i odbiegające od katalogowych charakterystyki czujników KTY.

Jeżeli weźmiemy pod uwagę fakt, że istotna jest różnica $t_1 - t_2$ (wynika to z zasady działania regulatora) i dodamy (katalogowe) błędy dopuszczalne czujników Pt1000 kl. B (kl. B ze względu na koszty) i czujników KTY, to możemy stwierdzić, że różnica ta może osiągnąć maksymalną wartość około (3–4) °C. Dodatkowo trzeba jeszcze uwzględnić dryft długoterminowy czujników. Biorąc te fakty (problem A) pod uwagę, a w szczególności duże rozrzuty wartości charakterystyk czujników KTY, zdecydowano się zastosować czujniki Pt1000 we wszystkich torach pomiarowych.

3.2. Ocena dokładności pomiarów

W kolejnym etapie oceny metrologicznej sprawdzono dokładność pomiarów temperatury w poszczególnych kanałach, przy wartościach temperatury otoczenia 0 °C i 40 °C. Pomiaru wykonywano na stanowisku, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 6. Na wszystkich wejściach zastosowano czujniki Pt1000. Najważniejsze elementy tego stanowiska to:

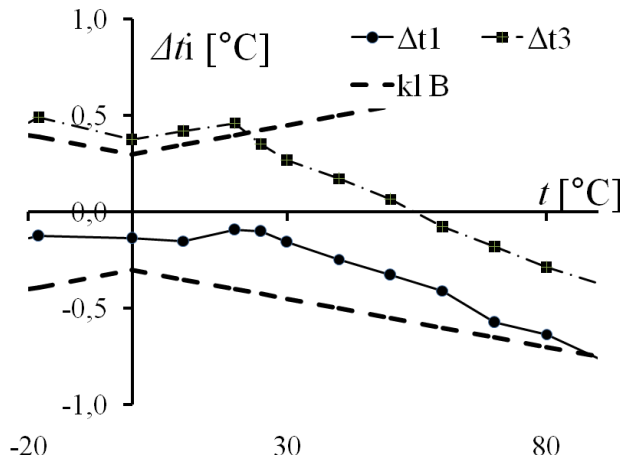
- komora klimatyczna (prod. CTS, typ C -40/350), która umożliwi badania wyrobów w zakresie temperatur $(-40 \div +180) \text{ } ^\circ\text{C}$ z rozdzielczością nastawy $0,01 \text{ } ^\circ\text{C}$, przy wilgotności $(10-98) \text{ } \% \text{RH}$ z rozdzielczością ustawiania wilgotności $0,1 \text{ } \% \text{RH}$; dopuszczalne wahania temperatury w czasie są rzędu $0,3 \text{ } ^\circ\text{C}$, a wilgotności do 1% ,
- czujnik kontrolny, wzorcowany w laboratorium akredytowanym PLUM, typu Pt100 (prod. ISOTECH, typ 935-14-16), zakres pomiarowy $(-40 \div +156) \text{ } ^\circ\text{C}$,
- termostat cieczowy (prod. HART, typ 7321) umożliwia pomiary w zakresie temperatur $(-20 \div +150) \text{ } ^\circ\text{C}$, z rozdzielczością ustawiania temperatury $0,01 \text{ } ^\circ\text{C}$, wahania temp. w czasie i w przestrzeni roboczej rzędu $0,015 \text{ } ^\circ\text{C}$ (dla wody i spirytusu),
- multimetr wzorcowy (prod. FLUKE, typ 8508A), odczyt referencyjny $8\frac{1}{2}$ cyfry, wykorzystywana funkcja $\text{Tru}\Omega$ (z odwracaniem kierunku prądu pomiarowego 1 mA), błąd podstawowy na zakresie $200 \text{ } \Omega$ $\text{Tru}\Omega$: $7,5 \text{ ppm}$ wskazań $+0,7 \text{ ppm}$ zakresu.



Rys. 6. Schemat blokowy stanowiska do badań porównawczych

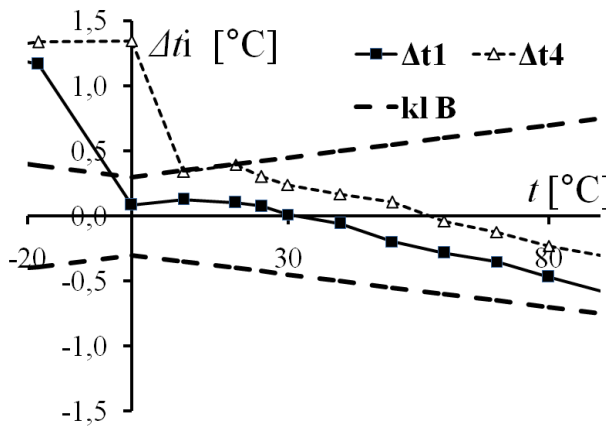
Niepewność pomiarów na tym stanowisku wynosi $U = 0,15 \text{ } ^\circ\text{C}$ (przy $k = 2$) i wynika głównie z rozrzutu wskazań obiektów wzorcowanych (regulatorów ecoSOL 200) i ich rozdzielczości wskazań ($0,05 \text{ } ^\circ\text{C}$ – uzyskiwana w transmisji danych). Składniki

niepewności związane z przyrządami wzorcowymi i rozkładem temperatury w termostacie są pomijalnie małe.



Rys. 7. Wartości błędów pomiaru badanego regulatora (nr fabr. 0504) w temperaturze otoczenia 0 °C

Przykładowe charakterystyki akceptowalnych błędów w granicach $\pm 0,5$ °C czujników Pt1000 przedstawiono na rys. 7.



Rys. 8. Przykład znaczących błędów pomiaru w torach pomiarowych T1 i T4, w temperaturze otoczenia 0 °C

W trakcie tych badań stwierdzono w pewnej grupie przyrządów występowanie niepożądanych „uskoków” na charakterystykach błędów w otoczeniu temperatury 0 °C (problem B). Na rys. 8 przedstawiono wartości błędów w dwóch torach pomiarowych. W pozostałych są one podobne do T4. Z uwagi na wartości znacznie przekraczające zakres dopuszczalny dla klasy B termorezystorów Pt1000, należało wykryć i usunąć ich przyczynę.

4. Wnioski z badań metrologicznych

Do badania regulatorów wykorzystano stanowisko do wzorcowania termometrów elektronicznych [4]. Porównano wyniki pomiarów z wykorzystaniem dwóch typów czujników. Przyczyną opisanych „uskoków” wartości błędów objawiających się w temperaturach otoczenia 0 i 40 °C, jest prawdopodobnie niewłaściwa praca przetwornika A/C w procesorze. Z dotychczasowych doświadczeń wynika, że pierwsze serie nowych procesorów mogą zawierać takie błędy. W opisywanym regulatorze zastosowano nowy procesor, a w przeszłości laboratorium pomiarowe spotykało się z takimi „błędami” w pierwszych egzemplarzach danych układów.

Zdefiniowanie i wskazanie przyczyn opisywanych problemów nie byłoby możliwe w stosunkowo krótkim czasie bez dobrej pracy komórki metrologicznej. Jej wpływ na tryb wdrażania do produkcji nowego wyrobu jest niepodważalny. Laboratorium pomiarowe PLUM posiada akredytację PCA na wzorcowanie przyrządów do pomiaru temperatury, ciśnienia i wielkości elektrycznych. Wszystkie przyrządy stosowane podczas opisywanych pomiarów były wzorcowane w obszarze akredytowanym tego laboratorium, przez co zapewniona była spójność pomiarowa i wiarygodność przedstawianych wyników.

W chwili obecnej prace konstrukcyjne nad poprawieniem działania regulatora są na ukończeniu i urządzenie może być wdrożone do produkcji.

Praca wykonana w ramach projektu S/WE/3/08 *Matematyczne modelowanie wybranych układów elektrycznych i ich pomiary*.

Literatura

- [1] Instrukcja obsługi regulatora ecoSOL 200 (za zgodą PLUM sp. z o.o.), Ignatki 2010.
- [2] Karta katalogowa mikrokontrolera XMEGA A3 (http://atmel.com/dyn/resources/prod_documents/).
- [3] Karta katalogowa czujnika Pt1000 i KTY81/110.
- [4] WEBSTER J.G., *The Measurement, Instrumentation & Sensors Handbook*, CRC Press LLC, 1999, 32, p. 20.

Albin CZUBLA*, Jan STĘPNIEWSKI*, Łukasz CZERSKI*

SZACOWANIE NIEPEWNOŚCI WYNIKU POMIARU REALIZOWANEGO ZA POMOCĄ CHRONOKOMPARATORA CYFROWO-ANALOGOWEGO TYPU B 300 – TEORIA I PRAKTYKA

1. Wstęp

Przedmiotem niniejszego referatu jest analiza składowych niepewności wyniku pomiaru wnoszonych przez chronokomparator cyfrowo-analogowy typu B 300, ze szczególnym uwzględnieniem rozdzielczości. Zagadnienie to jest ważne ze względu na powszechność użytkowania tego typu przyrządu w laboratoriach metrologicznych w Polsce, podczas gdy ogólnodostępna dokumentacja techniczna tego urządzenia nie dostarcza wystarczających informacji pozwalających na w pełni świadome optymalne wykorzystanie właściwości metrologicznych tego przyrządu i jednoznaczne oszacowanie niepewności realizowanego za jego pomocą wyniku pomiaru. Użytkowanie tego typu przyrządu w laboratoriach metrologicznych dla potrzeb wzorcowania różnego typu sekundomierzy i zegarów wymaga zatem dodatkowego przeprowadzenia szeregu pomiarów i badań w celu odtworzenia sposobu realizacji pomiaru wewnątrz tego urządzenia, czy sposobu wyświetlania wyniku, a następnie weryfikacji opracowanego modelu. Dzięki temu możliwa jest pełniejsza kontrola nad procesem realizacji pomiaru i zwiększenie wiarygodności uzyskanego wyniku pomiaru za pomocą chronokomparatora B 300.

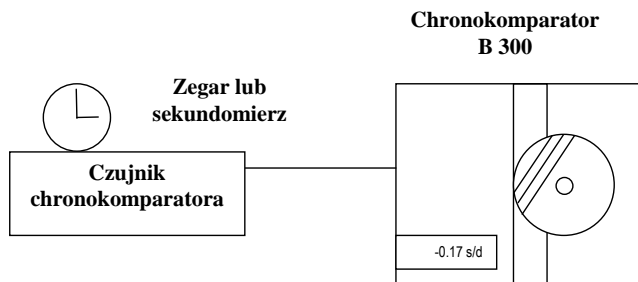
Niniejszy referat ma na celu przedstawienie najnowszych wyników badań i rozważań w tym zakresie, prowadzonych w Głównym Urzędzie Miar, ukierunkowanych na

*Główny Urząd Miar, ul. Elektoralna 2, 00-139 Warszawa, e-mail: lczersk@gmail.com

prawidłowe szacowanie niepewności wyniku pomiaru realizowanego za pomocą chronokomparatora cyfrowo-analogowego typu B 300.

2. Zasada działania chronokomparatora

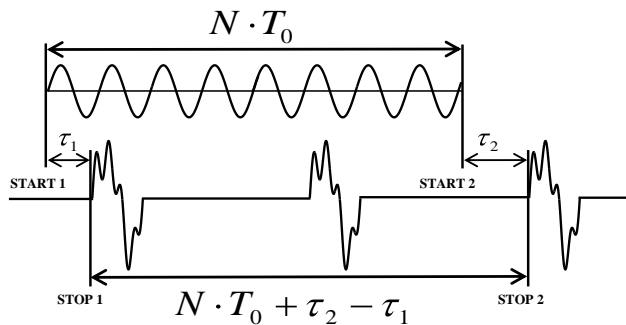
Chronokomparatory są to przyrządy służące do pomiaru dobowego przyrostu błędu wskazania różnego typu zegarów i sekundomierzy, zwykle nieposiadających wyprowadzonego sygnału z wewnętrznego generatora podstawy czasu bądź wyposażonych jedynie w oscylujący układ mechaniczny – balans lub wahadło. (Wyjątek stanowią tu chronokomparatory skonstruowane do badania zegarów w tachografach samochodowych, gdzie jest wyprowadzony sygnał elektryczny bezpośrednio z badanego układu) Chronokomparatory składają się zwykle z modułu głównego (jednostki głównej), w którym realizowany jest pomiar właściwy oraz z jednego lub kilku czujników podłączanych wymiennie do modułu głównego (rys. 1). Badany obiekt (zegar lub sekundomierz) umieszcza się na czujniku chronokomparatora tak, aby uzyskać sprzężenie pomiędzy układem drgającym wewnątrz badanego obiektu a układem odbiorczym w czujniku. Przy pracy z czujnikiem dla zegarków elektronicznych, możliwe są typowo 3 rodzaje sprzężenia: sprzężenie indukcyjne – odbierany jest sygnał z silnika krokowego popychającego wskazówkę sekundową (1 Hz), sprzężenie pojemnościowe – odbierany jest sygnał z drgającego kwarcu w zegarku z wyświetlaczem LCD (32 kHz lub 4,19 MHz) lub sygnał odświeżania wyświetlacza LCD (64 Hz), i tzw. sprzężenie akustyczne – odbierany jest sygnał z kwarcu o częstotliwości 32 kHz. Przy czujniku dla zegarów mechanicznych wykorzystywane jest sprzężenie mechaniczne – odbierane są drgania mechaniczne. Istnieją również czujniki ze sprzężeniem optycznym do obserwacji okresowości ruchu wahadła zegara ściennego.



Rys. 1. Układ pomiarowy z chronokomparatorem

Czujnik chronokomparatora, niezależnie od rodzaju sprzężenia, przetwarza odbierany sygnał w ten sposób, aby uzyskać sygnał okresowy o częstotliwości zwykle zbli-

żonej do 1 Hz (typowo nie przekraczający 10 Hz), i przekazuje sygnał do modułu głównego chronokomparatora, gdzie wykonywane jest porównanie okresu (częstotliwości) sygnału z badanego obiektu z okresem (częstotliwością) wzorcowego wewnętrznego generatora podstawy czasu w chronokomparatorze. Wynik pomiaru wyświetlany lub wskazywany jest w s/d i odpowiada przeliczonemu przez urządzenie przyrostowi błędu wskazania badanego obiektu w ciągu doby.



Rys. 2. Idea pomiaru przyrostu czasu fazowego (sygnału okresowego)

W cyfrowym i analogowym trybie pracy, wewnątrz modułu głównego chronokomparatora w regularnych odstępach czasu Δt , stanowiących całkowitą wielokrotność okresu wewnętrznej podstawy czasu chronokomparatora T_0 , tzn. $\Delta t = NT_0$, mierzony jest czas fazowy τ sygnału z czujnika względem sygnału z wewnętrznej podstawy czasu chronokomparatora (rys. 2). Jeśli czas fazowy τ w każdym kolejnym pomiarze jest taki sam, to oznacza, że podstawy czasu badanego obiektu i chronokomparatora pracują synchronicznie i odmierzają jednakowe równe sekundy. Natomiast, jeśli w każdym kolejnym pomiarze czasu fazowego τ jego wartość ulega zmianie, to oznacza, że obiekt badany śpieszy się bądź późni względem podstawy czasu chronokomparatora. Stosunek przyrostu czasu fazowego $\Delta \tau$ do czasu Δt , w którym ten przyrost nastąpił, wzięty ze znakiem przeciwnym, jest względnym przyrostem błędu wskazania badanego obiektu, który można wyrazić w s/d, tzn.:

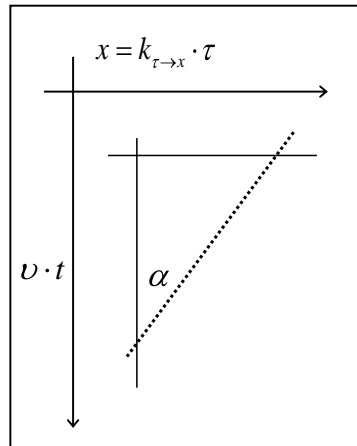
$$-\frac{\Delta \tau}{\Delta t} = -\frac{\tau_2 - \tau_1}{N \cdot T_0} \cdot \frac{86400 \text{ s}}{1 \text{ d}}, \quad (1)$$

gdzie τ_1 i τ_2 są odpowiednio czasem fazowym sygnału z czujnika chronokomparatora na początku i na końcu przedziału czasu Δt .

W cyfrowym trybie pracy, kolejne wartości czasu fazowego τ mierzone są za pomocą wewnętrznego czasomierza cyfrowego (zwykle w formie zliczania impulsów sygnału pomocniczego z podstawy czasu chronokomparatora w mierzonym przedziale czasu – pomiar z rozdzielczością do 1 okresu sygnału pomocniczego) i końcowy wy-

nik pomiaru, przeliczony na s/d, wskazywany jest na wyświetlaczu chronokomparatora.

W analogowym trybie pracy, w chronokomparatorze wykorzystywany jest przetwornik zamieniający czas fazowy sygnału okresowego z czujnika na wychylenie pisaka w poziomie. Pisak w regularnych odstępach czasu zaznacza punkty na przesuwającej się, ze stałą prędkością liniową w kierunku pionowym (do dołu), papierowej taśmie (rys. 3).



Rys. 3. Ilustracja analogowego trybu pracy chronokomparatora

Nachylenie rysowanej linii względem linii pionowej jest wprost proporcjonalne do względnego przyrostu błędu wskazania, tzn.:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{k_{\tau \rightarrow x} \Delta \tau}{v \Delta t} = \operatorname{const} \left(- \frac{\Delta \tau}{\Delta t} \right), \quad (2)$$

gdzie $k_{\tau \rightarrow x}$ jest współczynnikiem proporcjonalności przy zamianie czasu fazowego na wychylenie, a v – stałą prędkością liniową przesuwu taśmy.

Do odczytu wskazania w analogowym trybie pracy stosowana jest tarcza obrotowa z naniesionymi równoległymi liniami. Tarcza obrotowa jest obracana tak, aby linie naniesione na stałe na tarczy były równoległe do linii wyznaczonej przez punkty na taśmie. Sprzężony z obrotem tarczy przetwornik, przelicza tangens kąta obrotu, z odpowiednim współczynnikiem proporcjonalności, na wskazanie chronokomparatora wyrażone w s/d, które odczytuje się na analogowej skali (w chronokomparatorach starszego typu) lub na wyświetlaczu cyfrowym.

3. Chronokomparator B 300

Chronokomparator cyfrowo-analogowy B 300 ma zarówno analogowy, jak i cyfrowy tryb pracy – umożliwiający współpracę z czujnikami do badania zegarków elektronicznych, zegarków mechanicznych oraz zegarów wahadłowych, wyświetlacz umożliwiający wyświetlanie wyniku pomiaru z rozdzielczością do 0,01 s/d w obu trybach pracy oraz możliwość ustawiania ręcznych parametrów, w tym częstotliwości głównej odbieranego sygnału (*beats/hour*, liczba uderzeń na godzinę) w zakresie od ok. 1 Hz do ok. 10 Hz, czasu uśredniania, czy współczynnika powiązanego z rozdzielczością (*resolution factor*). Jego wewnętrzną podstawę czasu stanowi termostatowany generator kwarcowy o częstotliwości nominalnej równej 9,216 MHz.

Informacje na temat rozdzielczości wyświetlanego wyniku pomiaru zamieszczone w dokumentacji technicznej podane są jedynie w sensie pozycji ostatniej cyfry znaczącej wyświetlanego wyniku, a nie w rozumieniu rozdzielczości, jako najmniejszej możliwej zmiany wskazania przy określonych nastawach przyrządu, co może prowadzić do znaczącego zaniżenia niepewności wyniku pomiaru realizowanego za pomocą chronokomparatora B 300.

3.1. Równanie pomiaru

Typowe równanie pomiaru za pomocą chronokomparatora przyjmuje następującą postać:

$$M = M_k + p_1 + p_2 + p_3, \quad (3)$$

gdzie M_k jest to wskazanie chronokomparatora; p_1 – poprawka na rozdzielczość chronokomparatora, p_2 – poprawka wyznaczona na podstawie świadectwa wzorcowania chronokomparatora, p_3 – poprawka uwzględniająca efekty starzenia się podstawy czasu chronokomparatora i ew. wpływ innych czynników zewnętrznych. Przy szacowaniu niepewności wyniku pomiaru za wskazanie chronokomparatora M_k przyjmuje się wartość średnią z serii odczytów wskazania z niepewnością standardową równą odchyleniu standardowemu eksperymentalnemu wartości średniej rozkładu normalnego. Poprawce na rozdzielczość p_1 przypisuje się wartość zerową i niepewność standardową równą $\Delta/2\sqrt{3}$, gdzie Δ jest faktyczną rozdzielczością, tzn. najmniejszą możliwą zmianą wskazania, przy założeniu rozkładu prostokątnego. Natomiast poprawce p_2 przypisuje się wartość przeciwną do błędu wskazania w danym punkcie pomiarowym wyznaczonego podczas wzorcowania chronokomparatora z niepewnością uwzględniającą zarówno niepewność wyznaczenia błędu wskazania, jak i zakres zmian błędu zera (błąd wskazania przy zerowej wartości punktu pomiarowego, tj. przy wartości nominalnej równej 0 s/d) wraz z niepewnością wyznaczenia błędu zera, tzn. przykładowo:

$$p_2 = -b \quad \text{i} \quad u(p_2) = \sqrt{\left(\frac{U_b}{k_b}\right)^2 + \left(\frac{\Delta M_0}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{U_{\Delta M_0}}{k_{\Delta M_0}}\right)^2}, \quad (4)$$

gdzie $b \pm U_b$ jest błędem wskazania w danym punkcie pomiarowych, a $\Delta M_0 \pm U_{\Delta M_0}$ – zakresem zmian błędu zera odczytanymi ze współczynnikami rozszerzenia odpowiednio k_b i $k_{\Delta M_0}$ ze świadectwa wzorcowania chronokomparatora. Z kolei poprawce p_3 przypisuje się zwykle wartość zerową, a jej niepewność szacuje się na podstawie specyfikacji technicznej generatora podstawy czasu, analizy dotychczasowych wyników wzorcowania chronokomparatora, itp. Przykładowy budżet niepewności przedstawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Przykładowy budżet niepewności pomiaru realizowanego za pomocą chronokomparatora

Symbol wielkości X_i	Estymata wielkości x_i	Niepewność standardowa $u(x_i)$	Rozkład prawdopodobieństwa	Współczynnik wrażliwości c_i	Udział w niepewności złożonej $u_i(y)$
M_k	0,052 s/d	0,00153 s/d	normalny	1	0,00153 s/d
p_1	0 s/d	0,00289 s/d	prostokątny	1	0,00289 s/d
p_2	0,007 s/d	0,00639 s/d	nieznany	1	0,00639 s/d
p_3	0 s/d	0,00249 s/d	prostokątny	1	0,00249 s/d
M	0,059 s/d				0,00760 s/d

Biorąc pod uwagę zastosowanie chronokomparatora i wynikającą stąd jego najlepszą rozdzielczość wskazania, tj. 0,01 s/d, co odpowiada ok. $1,2 \times 10^{-7}$ (w zupełności wystarczającą do badania zegarów i sekundomierzy) oraz wpływ procesu starzenia się termostатовanego generatora kwarcowego nieprzekraczający typowo 1×10^{-7} w ciągu roku, rozdzielczość chronokomparatora jest istotnym czynnikiem wpływającym na niepewność wyniku realizowanego za jego pomocą pomiaru.

3.2. Rozdzielczość w cyfrowym trybie pracy

W trakcie pomiarów z wykorzystaniem chronokomparatora B 300 w Głównym Urzędzie Miar zauważono w cyfrowym trybie pracy zależność rozdzielczości wyświetlanych wyników pomiarów od nastawionej częstotliwości głównej odbieranego z czujnika sygnału (parametr BEAT/h). Aby dokładnie sprawdzić, jakie są możliwe kolejne wskazania chronokomparatora przy danej wartości parametru BEAT/h, na czujnik chronokomparatora podawano odpowiednio sygnały ok. 1 Hz, 2 Hz, 10/3 Hz, itp., generowane przez symulator silnika krokowego zegarka sterowanego z wzorcowego generatora częstotliwości. Sygnał odstrajano o niewielkie odstrojenia, które teoretycznie powinny odpowiadać zmianom odczytu na chronokomparatorze o war-

tość ostatniej cyfry znaczącej. Stwierdzono, że zmiany wskazania następują regularnie, ale ze skokiem zmieniającym się w obrębie dwu sąsiadujących wartości. Wyniki tych pomiarów zilustrowano w tabeli 2. w kolumnach 1–4.

Tabela 2. Wyniki badań wpływu nastawy parametru BEAT/h na rozdzielczość wskazania

PBEAT/h	f Hz	Obserwowana najmniejsza zmiana wskazania s/d	Liczba kolejnych różnych wskazań przy zmianie wska- zania o 0,75 s/d	Rozdzielczość wewnętrzna wskazania s/d	m – wielokrotność okresu podsta- wy czasu	Δt s
1	2	3	4	5	6	7
3600	1	0,01	75	0,009375	2	2
7200	2	0,02 lub 0,01	40	0,01875	4	2
9000	2,5	0,02 lub 0,03	32	0,0234375	5	2
10800	3	0,03 lub 0,02	80/3	0,028125	6	2
12000	3,3(3)	0,03 lub 0,04	24	0,03125	6	1,8
14400	4	0,04 lub 0,03	20	0,0375	8	2
16200	4,5	0,04 lub 0,05	80/4,5	0,0421875	9	2
18000	5	0,05 lub 0,04	16	0,046875	10	2
19800	5,5	0,05 lub 0,06	80/5,5	0,0515625	11	2
21600	6	0,06 lub 0,05	80/6	0,05625	12	2
28800	8	0,08 lub 0,07	10	0,075	16	2
36000	10	0,09 lub 0,10	8	0,09375	20	2

Zaobserwowano okresowość zmian wskazania o okresie stanowiącym wielokrotność lub podwielokrotność wartości 0,75 s/d. Dzieląc 0,75 s/d przez liczbę kolejnych różnych wskazań obserwowanych przy zmianie wskazania o tę wartość (kolumna 4. w tabeli 2.), uzyskuje się faktyczną rozdzielczość wewnętrzną wskazania chronokomparatora typu B 300 (kolumna 5. w tabeli 2.) przy danej nastawie. Wynik wyrażony w wielokrotnościach rozdzielczości wewnętrznej zaokrąglany jest przez układ wyświetlacza chronokomparatora do 0,01 s/d, zgodnie z zasadami zaokrąglania.

Przeliczając rozdzielczość wewnętrzną na zmianę czasu fazowego sygnału okresowego z badanego obiektu w czasie $\Delta t = 2$ s (minimalny nastawiany czas pomiaru w chronokomparatorze typu B 300) uzyskuje się dokładnie wielokrotność m okresu drgań podstawy czasu w chronokomparatorze (kolumna 6. w Tabeli 2.), z jednym wyjątkiem – dla 12000 BEAT/h, gdzie faktyczny czas pomiaru zmiany czasu fazowego prawdopodobnie jest równy $\Delta t = 1,8$ s (kolumna 7. w tabeli 2.).

Oznacza to, że pomiar zmiany czasu fazowego mierzonego sygnału okresowego wykonywany jest ze zmienną rozdzielczością, zależną od nastawionej wartości częstotliwości sygnału (parametru BEAT/h). Wydłużenie czasu uśredniania do ok. 4 s, 10 s, 20 s lub 60 s prawdopodobnie powoduje proporcjonalną zmianę rozdzielczości we-

wewnętrznego pomiaru czasu fazowego badanego sygnału okresowego, ponieważ nie obserwuje się poprawy rozdzielczości wyświetlanego wyniku.

Niezwykle istotny jest fakt, że z zasady realizacji pomiaru przez chronokomparator wynika, że wynik pomiaru będzie prawidłowy zawsze, jeśli w odstępie czasu pomiędzy kolejnymi pomiarami czasu fazowego będzie mieściła się całkowita liczba nominalnej wartości okresu odbieranego przez czujnik sygnału. W konsekwencji, jeśli podczas pomiarów realizowanych w trybie automatycznym wybrana została dowolna nastawa różna od 3600 BEAT/h, to można ją ręcznie zmienić na nastawę niższą będącą jej podwielokrotnością i wtedy pomiar również będzie prawidłowy, ale z lepszą rozdzielczością. Przykładowo przy automatycznie wybranej nastawie 14400 BEAT/h (wartość typowa przy badaniu sekundomierza (stopera) elektronicznego sterowanego ręcznie) – rozdzielczość 0,04 s/d, w trybie manualnym można ją zmienić na 3600 BEAT/h i uzyskamy wynik będzie dokładniejszy – wyświetlony z rozdzielczością 0,01 s/d. Wyniki tych rozważań w pełni zostały potwierdzone w praktyce.

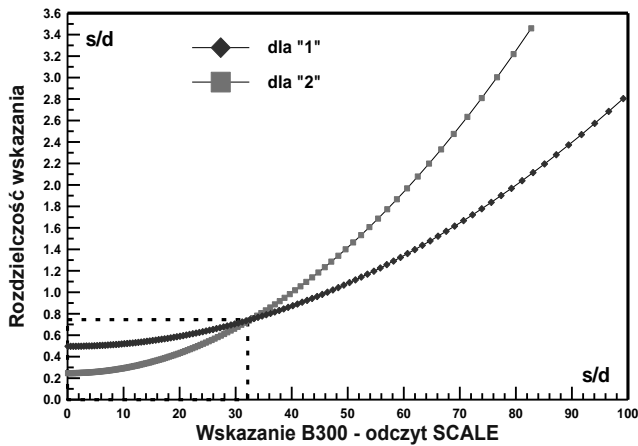
3.3. Rozdzielczość w analogowym trybie pracy

W analogowym trybie pracy chronokomparatora B 300 (włączona funkcja SCALE), w zależności od wyboru zakresu pomiarowego (parametr RESOL), zmienia się czułość przetwornika czasu fazowego na wychylenie pisaka w poziomie, przez co zmienia się nachylenie rysowanego wykresu. Wynik pomiaru w tym trybie pracy odczytuje się po uzyskaniu na taśmie chronokomparatora czytelnego układu kropek w obszarze obejmowanym przez tarczę obrotową i zatrzymaniu dalszego przesuwu taśmy tak, aby odczyt nie wymagał pośpiechu i był precyzyjny.

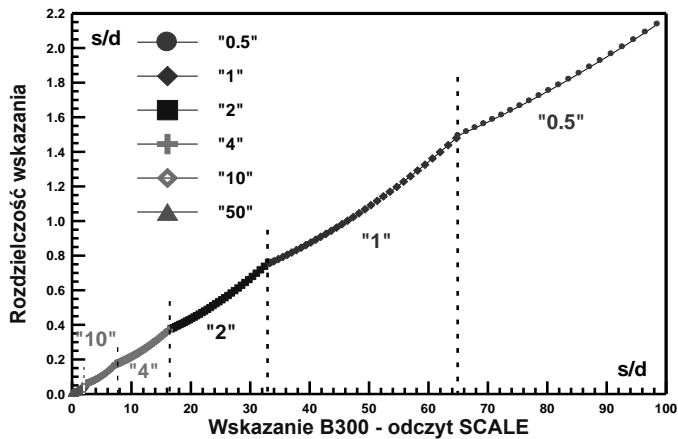
Przy obrocie tarczą obrotową obserwuje się na cyfrowym wyświetlaczu chronokomparatora B 300 skokowe zmiany wskazania, odpowiadające kolejnym zmianom kąta w przybliżeniu o ok. $75^\circ/128 \approx 0,5859375^\circ$ w zakresie ok. $\pm 75^\circ$, tzn. możliwych jest 128 wskazań dodatnich, 128 wskazań ujemnych i wskazanie zerowe (przetwornik 8-bitowy). Wartość kąta 75° została oszacowana za pomocą arkusza kalkulacyjnego Excel na podstawie dopasowywania obserwowanych wskazań do kolejnych przyrostów wartości funkcji tangens. Wraz ze wzrostem odchylenia od pionu linii na tarczy obrotowej, sprzężone z obrotem wskazanie zmienia się z coraz większą rozdzielczością. Aktualną lokalną wartość rozdzielczości można odczytać porównując bezpośrednio sąsiadujące wskazania, uzyskane przez minimalny obrót tarczy w lewą i/lub w prawą stronę, z odczytywanym wskazaniem chronokomparatora.

Zmiana wartości parametru RESOL, powoduje proporcjonalną zmianę zakresu odczytu wyniku pomiaru w analogowym trybie pracy, ale powoduje też konieczność wygenerowania nowego wykresu na taśmie chronokomparatora. Skutkiem zależności wskazania od tangensa kąta jest zmienność efektywnej rozdzielczości wskazania w zależności od ustawienia parametru RESOL, co jest wyraźnie zilustrowane na rys. 4. Optymalne, pod względem minimalizacji rozdzielczości wskazania w analogowym

trybie pracy, wartości parametru RESOL w zależności od wartości wskazania przedstawione zostały na rys. 5.



Rys. 4. Zależność rozdzielczości chronokomparatora B 300 od nastaw parametru RESOL



Rys. 5. Optymalne dla minimalizacji rozdzielczości nastawy parametru RESOL

Weryfikowaną w praktyce konsekwencją sposobu sprzężenia obrotu tarczy chronokomparatora B 300 z wyświetlanym wskazaniem są obserwowane w analogowym trybie pracy wartości błędów wskazania spowodowane niewłaściwym (obróceniem o pewien kąt) ustawieniem tarczy w pozycji „zerowej” lub niewłaściwym współczynnikiem stojącym przy tangensie kąta we wzorze (2) – ze względu na niewłaściwą prędkością przesuwu taśmy czy nieprecyzyjne działanie przetwornika czasu fazowego na wychylenie pisaka w poziomie. Skutkiem błędnej pozycji katowej tarczy jest składnik błędu wskazania o stałym znaku i rosnącej wartości, wraz ze zwiększaniem się nachylenia wykresu na taśmie chronokomparatora, proporcjonalnej do pochodnej tangensa ($1/\cos^2\alpha$). Z kolei skutkiem błędu w prędkości przesuwu taśmy i działania

przetwornika czasu fazowego na wychylenie w poziomie, jest dodatkowy składnik błędu o znaku zgodnym z tangensem kąta nachylenia wykresu i wartością wprost proporcjonalną do wartości tangensa tego kąta. Wybrane wyniki pomiarów błędu wskazania chronokomparatora B 300 w analogowym trybie pracy ilustruje tabela 3.

Tabela 3. Przykładowe wyniki pomiarów błędu wskazania w analogowym trybie pracy uzyskane podczas wzorcowania chronokomparatora B 300.

A – minimalne odstępstwa od poprawnej pracy,

B – dominujący wpływ błędu prędkości przesuwu taśmy i działania przetwornika czasu fazowego,

C – wyraźny wpływ błędnego ustawienia tarczy oraz błędu prędkości przesuwu taśmy i działania przetwornika czasu fazowego

Wartość punktu kontrolnego s/d	Błędy wskazania chronokomparatora B 300 w analogowym trybie pracy s/d		
	A	B	C
-120	0,1 ±2,2	-17,2 ±3,5	17,0 ±3,0
-60	-0,1 ±0,8	-0,1 ±0,7	7,3 ±0,9
-30	0,1 ±0,5	0,9 ±0,6	4,3 ±0,4
0	0,02 ±0,04	0,00 ±0,01	-0,01 ±0,01
30	0,8 ±0,5	1,0 ±0,6	-2,1 ±0,4
60	0,6 ±0,7	1,0 ±0,6	-1,5 ±1,1
120	3,3 ±1,8	11,9 ±3,5	-3,7 ±2,7

4. Podsumowanie

W wyniku przeprowadzonych badań udało się lepiej poznać funkcjonowanie chronokomparatora cyfrowo-analogowego B 300 i zoptymalizować warunki jego użytkowania poprzez właściwy dobór parametrów pracy i właściwą wiedzę na temat faktycznej rozdzielczości obserwowanego wyniku pomiaru. Dzięki temu szacowanie niepewności wyniku pomiaru realizowanego za pomocą tego typu przyrządu pomiarowego, stało się bardziej precyzyjne. Jednocześnie wyniki tego typu badań są nie tylko przydatne dla Głównego Urzędu Miar, ale również dla każdego laboratorium metrologicznego wykorzystującego tego typu przyrządu pomiarowe.

Literatura

- [1] *B 300 Manual. Operation B 300*, Greiner Vibrograf A.G.
- [2] *Vibrograf B 800. User manual*, Greiner Vibrograf A.G.
- [3] *Instrukcja wzorcowania sekundomierzy, IW3-TF*, w. 4. z 30.05.2008, Główny Urząd Miar.

Piotr SZTERK*, Roman OSMYK*

UKŁAD GENERACJI AKUSTYCZNYCH SYGNAŁÓW CZASU DO POLSKIEGO RADIA

1. Wstęp

Układ generacji akustycznych sygnałów czasu do Polskiego Radia jest urządzeniem elektronicznym generującym akustyczne sygnały synchronizowane z sygnałami czasu urzędowego z państwowego wzorca jednostek miar czasu i częstotliwości. Prezentowane urządzenie może być sterowane trzema różnymi częstotliwościami wzorcowymi: 1, 5 lub 10 MHz pochodzącymi z wzorca państwowego. Urządzenie generuje sygnały akustyczne w postaci pięciu krótkich sygnałów i jednego długiego, którego początek oznacza początek kolejnego okresu półgodzinnego. Sygnały te są przesyłane stałym łączem telefonicznym (analogowo) do Polskiego Radia, gdzie o pełnych godzinach są retransmitowane na kanałach Polskiego Radia (np. o godzinie 12:00, tuż przed hejnałem z Wieży Mariackiej). Układ generacji akustycznych sygnałów czasu został również wyposażony w funkcję sygnalizowania tzw. sekundy przestępnej, czyli dodatkowej sekundy wprowadzanej w zależności od potrzeb do czasu UTC (z reguły jest ona wprowadzana w ostatnim dniu czerwca lub grudnia danego roku, i wówczas ostatnia minuta takiego dnia trwa 61 s). W tym przypadku układ wygeneruje 5 krótkich sygnałów i 2 długie przy czym pierwszy długi sygnał będzie sygnalizował początek sekundy przestępnej, a dopiero drugi długi sygnał – początek nowej godziny.

*Zakład Elektryczny, Laboratorium Czasu i Częstotliwości, Główny Urząd Miar, ul. Elektoralna 2, 00-139 Warszawa, e-mail: romanosmyk@gmail.com, szterkp@gmail.com

W Laboratorium Czasu i Częstotliwości Głównego Urzędu Miar obecnie pracuje układ opracowany w latach 70-tych XX w., przez dawnego pracownika Laboratorium Janusza Konopkę. Głównym uzasadnieniem budowy nowego układu było dodanie możliwości sygnalizowania sekundy przestępnej oraz unowocześnienie konstrukcji.

2. Funkcjonalność układu

Do głównych zadań układu generacji akustycznych sygnałów czasu do Polskiego Radia należą:

- generacja sygnałów akustycznych o częstotliwości 1 kHz według ustalonego formatu (czas trwania sygnału krótkiego 0,1 s, zaś długiego 0,3 s), co pół godziny i o pełnych godzinach, z możliwością przeprowadzenia testu działania w dowolnej chwili,

- odtworzenie sygnału 1 pps (*pulse per second*) z wejściowego sygnału sinusoidalnego 1 MHz, 5 MHz lub 10 MHz,

- możliwość przesunięcia fazy sygnału wyjściowego z rozdzielczością 1 μ s (ma to kluczowe znaczenie przy kompensacji wpływu opóźnienia toru stałego łącza telefonicznego w procesie dystrybucji sygnałów czasu),

- podgląd w czasie rzeczywistym czasu ustawionego w urządzeniu wraz z możliwością jego korekty (założona rozdzielczość wyświetlania czasu wynosi 1 s),

- możliwość wprowadzenia sekundy przestępnej (przyjęto założenie, iż możliwe jest ustawienie niniejszej funkcji do kilku dni przed docelową datą – do sześciu dób).

Podczas przekazywania akustycznych sygnałów czasu z Laboratorium Czasu i Częstotliwości Głównego Urzędu Miar do Polskiego Radia, sygnał z państwowego wzorca jednostek miar czasu i częstotliwości jest podawany na wejście układu generacji akustycznych sygnałów czasu. Faza sygnału wyjściowego jest ustawiana względem czasu urzędowego. Ustalenie zmiany fazy możemy podglądać oscyloskopem, albo czasomierzem cyfrowym. Na końcu należy ustawić wskazanie czasu w urządzeniu zgodnie z czasem urzędowym. Wygenerowane akustyczne sygnały są przesyłane dwoma niezależnymi liniami telefonicznymi do Polskiego Radia.

3. Działanie układu

Na rys. 1 pokazano schemat blokowy układu generacji akustycznych sygnałów. Jest to dość złożone urządzenie, które wykorzystuje wiele ciekawych rozwiązań konstrukcyjnych. Składa się ono z następujących bloków:

Komparator MAX912 – zamienia sinusoidalny sygnał wejściowy z wzorca czasu na prostokątny sygnał zgodny ze standardem TTL. Oczywiście na wejście układu można podać także prostokątny sygnał.

Dzielnik częstotliwości – dzieli częstotliwość z komparatora MAX912 do wartości 1 MHz. Stopień podziału ustalany jest przez mikrokontroler ATmega128 za pomocą trzech linii sterujących. Istnieje możliwość wyboru podziału częstotliwości wejściowej przez 1, 5 lub 10. Wybór podziału ustala się przyciskiem umieszczonym w tylnej ściance obudowy urządzenia, zaś wartość podziału sygnalizowana jest zapaleniem jednej z trzech diod.

Asynchroniczny 20-bitowy licznik z wpisem równoległym – zbudowany z pięciu 4-bitowych asynchronicznych liczników asynchronicznych (wejście zliczanych impulsów podłączone do każdego rejestru zliczającego), posiadających wejścia do realizacji wpisu równoległego. Do jego głównych zadań należy odtworzenie sygnału 1 pps z sygnału wejściowego 1 MHz oraz implementacja funkcji przyspieszania/opóźniania sygnału wyjściowego 1 pps. Są to szybkie liczniki, których graniczna częstotliwość pracy wynosi ok. 100 MHz.

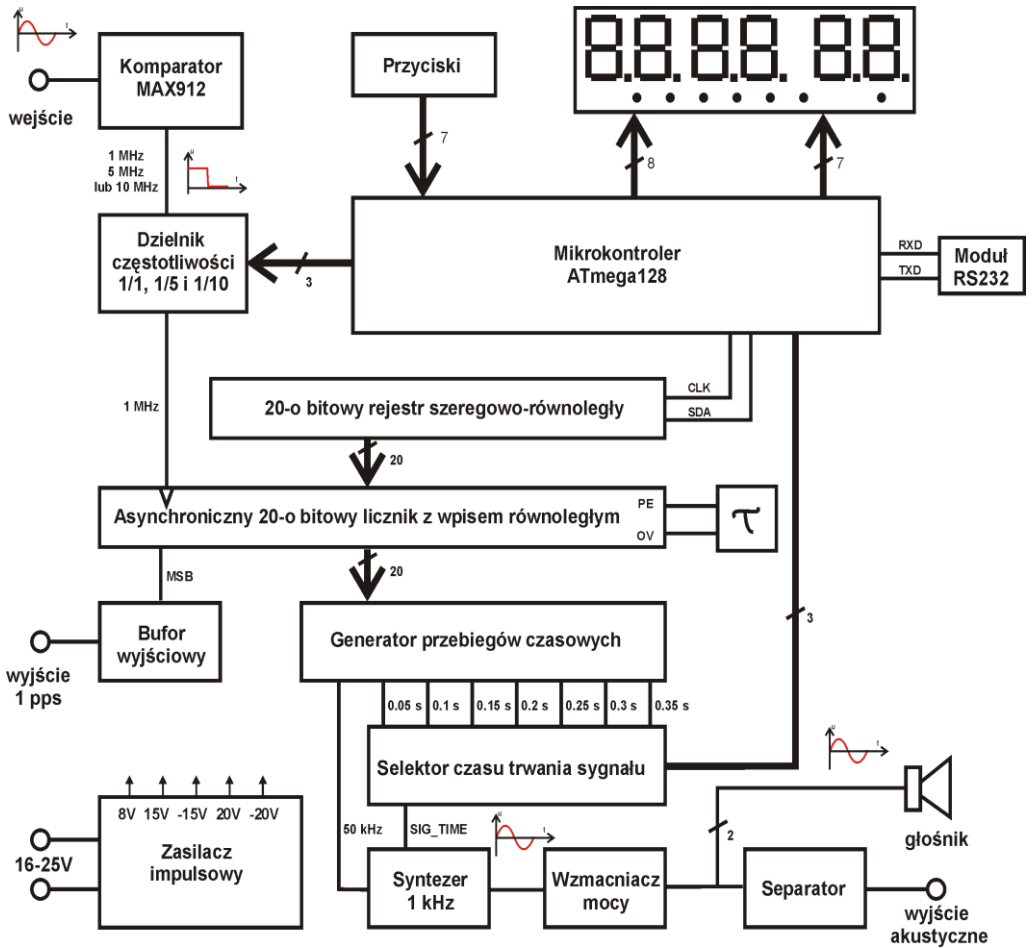
20-bitowy rejestr szeregowo-równoległy – zbudowany z trzech 8-bitowych rejestrów szeregowo-równoległych (szeregowe wejście, równoległe wyjście). Jest to blok łączący mikrokontroler ATmega128 z 20-bitowym licznikiem z wpisem równoległym. Dzięki niemu redukuje się zużycie linii mikrokontrolera z 20 do zaledwie dwóch. Należy mieć świadomość, że zmieniać wartości rejestrów można wyłącznie po wygenerowaniu zbocza 1 pps przez układ. Wtedy bowiem mikrokontroler ATmega128 ma relatywnie dużo czasu (kilkaset ms) na dokonanie wpisu. Nowa wartość rejestru będzie miała wpływ na czas trwania dopiero następnego cyklu zliczania (odtworzenia kolejnej 'sekundy').

Generator przebiegów czasowych – 8-bitowa pamięć EEPROM, która adresowana jest wartością aktualnie znajdującą się na wyjściu 20-bitowego licznika z wpisem równoległym. Przy jej pomocy wytwarzane są sygnały czasowe określające czas trwania sygnału akustycznego oraz częstotliwość próbkowania przetwornika C/A będącego częścią syntezy 1 kHz. Należy zaznaczyć, że czas trwania sygnału akustycznego odwzorowany jest z dokładnością 1 μ s, czyli z okresem trwania sygnału zegarowego dołączonego do asynchronicznego 20-bitowego licznika z wpisem równoległym.

Selektor czasu trwania sygnału – układ elektroniczny, za pomocą którego można wybrać czas trwania pojedynczego sygnału akustycznego wytworzonego przez syntezer 1 kHz. Mamy możliwość wyboru następujących czasów trwania sygnału: 0 s – brak sygnału, 0,05 s, 0,1 s, 0,15 s, 0,2 s, 0,25 s, 0,3 s, 0,35 s. Sygnały wytwarzane są przez wspomniany wyżej generator przebiegów czasowych. W mikrokontrolerze ATmega128 zaimplementowano zegar czasu rzeczywistego, którego wskazanie korygowane jest zewnętrznymi przyciskami. Zegar ten synchronizowany jest narastającym zboczem sygnału 1 pps wytworzonym przez układ generacji akustycznych sygnałów. Mikrokontroler, w oparciu o informację o czasie z zegara czasu rzeczywistego, z od-

powiednim wyprzedzeniem ustawia selektor czasu trwania sygnału, a w następnej sekundzie widoczny jest tego efekt w postaci braku lub odpowiednio długo trwającego sygnału akustycznego.

Syntezer 1 kHz – układ generujący sinusoidalny przebieg czasowy o częstotliwości 1 kHz. Rozdzielczość użytego w syntezerze przetwornika C/A wynosi 8 bitów, zaś częstotliwość taktowania (próbkiowania) – 50 kHz. Syntezer ma możliwość ustawienia amplitudy generowanego sygnału akustycznego. W syntezerze wykorzystana jest cała rozpiętość dynamiczna przetwornika C/A (256 poziomów) w celu osiągnięcia jak największego stosunku sygnału do szumu.



Rys. 1. Schemat blokowy układu generacji akustycznych sygnałów

Wzmacniacz mocy – wzmacniacz Hi-Fi o mocy znamionowej 20 W; pracuje w klasie AB. Wzmacnia on sygnał wytworzony z syntezeru 1 kHz, dzięki czemu możliwe jest wysterowanie głośnika dynamicznego i transformatora separującego.

W stopniu wyjściowym wzmacniacza pracują dwa przeciwsoodne tranzystory MOS-FET o wydajności prądowej do 10 A.

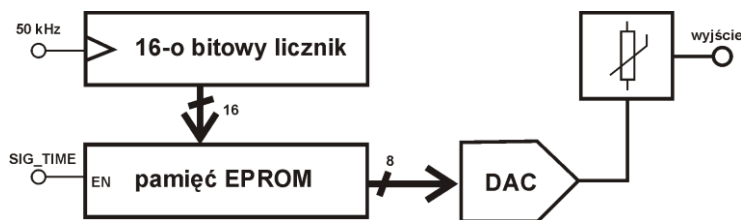
Separator – transformator z rdzeniem ferrytowym, którego wyjście typowo podłączone jest do stałego łącza telefonicznego. Zadaniem separatora jest zapewnienie izolacji galwanicznej pomiędzy łączem telefonicznym a układem do generacji akustycznych sygnałów czasu.

Zasilacz impulsowy – przetwornica impulsowa typu push-pull wytwarzająca napięcia niezbędne do poprawnej pracy urządzenia. Napięcia 20 V i -20 V wykorzystywane są przez wzmacniacz mocy, $+15$ V i -15 V – przez komparator MAX912 i syntezer 1 kHz, $+8$ V – przez elementy cyfrowe. Całe urządzenie zasilane jest z napięcia stałego 16–25 V. Napięcia wyjściowe z zasilacza impulsowego są stabilizowane (zwłaszcza napięcie 20 V).

Moduł RS232 – zapewnia komunikację urządzenia z komputerem klasy PC.

Moduł wyświetlaczy siedmiosegmentowych wraz z siedmioma diodami LED oraz przyciskami umożliwia nastawę i podgląd wszystkich parametrów urządzenia. Dzięki odpowiednio przygotowanemu programowi zaszytemu w mikrokontrolerze ATmega128 zmiana nastaw jest bardzo prosta i intuicyjna.

Zasada generacji sygnału 1 pps jest następująca. Przy przepełnieniu asynchronicznego 20-bitowego licznika z wpisem równoległym (zliczeniu 2^{20} impulsów), następuje wysterowanie linii przepełnienia OV (*overflow*), której narastające zbocze wyzwala wejście PE (*parallel enable*), realizujące wpis równoległy. Wartość wpisu równoległego jednoznacznie określa, ile będzie trwał kolejny cykl zliczania (zazwyczaj 1 s). Podanie innej wartości wpisu nie odpowiadającej 1 s jest równoznaczny ze skróceniem odtwarzanej sekundy, tzn. zmieniając wartość wpisu równoległego można z rozdzielczością 1 μ s spowalniać/przyspieszać odtwarzany sygnał 1 pps. Czas trwania cyklu zliczania (1 pps) jest zatem kontrolowany wyłącznie przez mikrokontroler ATmega128. Założono regulację skoku fazy sygnału 1 pps o: 1 μ s, 10 μ s, 100 μ s, 1 ms, 10 ms i 100 ms.



Rys. 2. Schemat blokowy syntezy

Dzięki możliwości zmiany fazy odtwarzanego sygnału 1 pps możliwe jest skompensowanie opóźnienia wnoszonego przez stałe łącze telefoniczne, którym transmitowany jest sygnał akustyczny. Możemy zatem z dokładnością do 1 μ s ustawić moment pojawienia się sygnału akustycznego w Polskim Radiu.

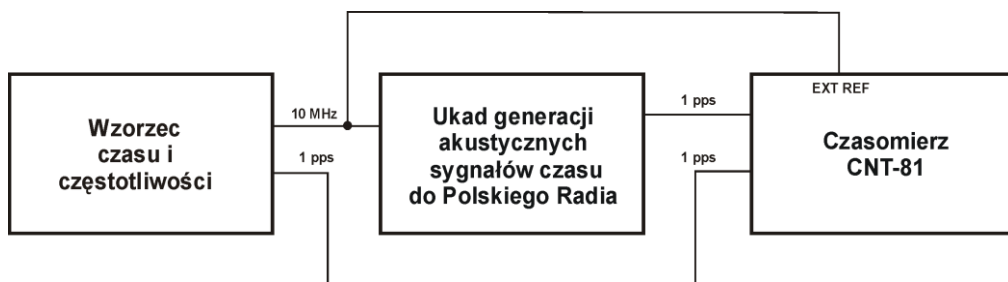
Narastające zbocze odtwarzanego sygnału 1 pps synchronizuje syntezer 1 kHz, który również sterowany jest przez mikrokontroler ATmega128.

Blok syntezer (rys. 2) zbudowany jest z licznika zliczającego zbocza doprowadzonej do niego częstotliwości 50 kHz, pamięci EPROM, w której zaszyty jest kształt generowanego przebiegu oraz 8-bitowego przetwornika C/A i regulatora wzmocnienia.

Licznik adresuje przez czas SIG_TIME kolejne komórki pamięci, których stan zamieniany jest na wartość analogową napięcia. Kształt przebiegu sinusoidalnego policzony został w środowisku MATLAB. Stworzony wektor kształtu przebiegu zapisano następnie jako plik tekstowy. Po drobnej modyfikacji w edytorze (dopisanie Dyrektywy umieszczającej wektor kształtu w pamięci programu od adresu 0000 h) można wspomniany plik skompilować, otrzymując plik w formacie Intel HEX. Format wynikowego pliku jest już zrozumiały dla każdego programatora pamięci EPROM (Autorzy używali programatora SEPROG firmy WG Electronics). W pamięci EPROM można zapisać dowolny kształt odtwarzanego przebiegu.

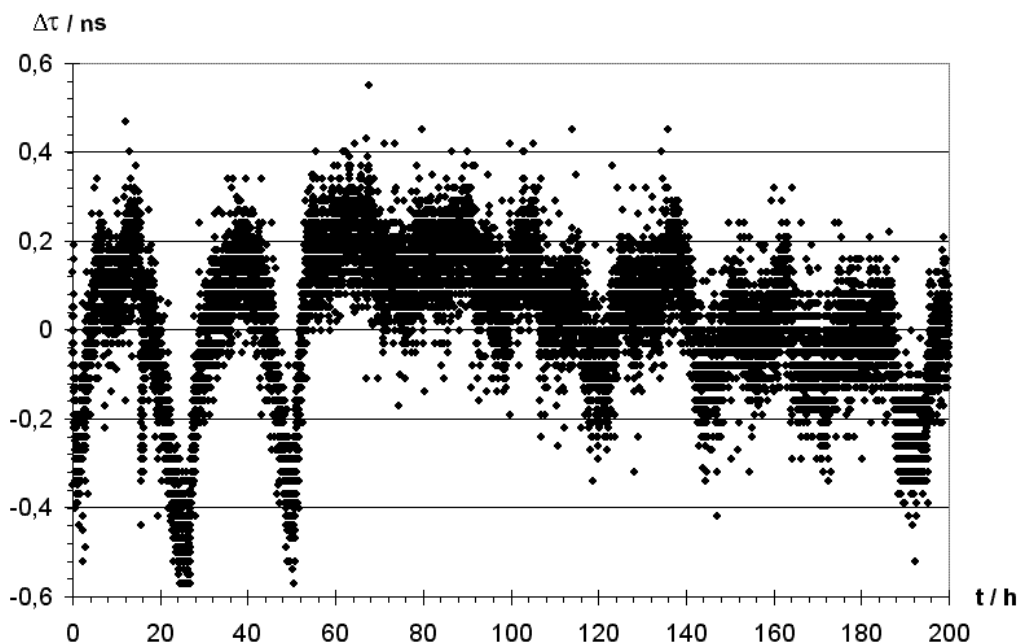
4. Wyniki pomiarów

Najważniejszym parametrem zbudowanego urządzenia jest stabilność odtwarzanego sygnału 1 pps. Na rys. 3 przedstawiono schemat pomiarowy, dzięki któremu można określić jego poziom.



Rys. 3. Schemat blokowy układu pomiarowego

Sygnały z tego samego wzorca czasu i częstotliwości podawane są na układ generacji akustycznych sygnałów czasu do Polskiego Radia, jak i czasomierz CNT-81. Czasomierz CNT-81 synchronizowany jest z tego samego wzorca czasu i częstotliwości. Przy pomiarze porównywana jest faza narastającego zbocza sygnału 1 pps odtworzonego przez omawiane urządzenie względem zbocza narastającego sygnału 1 pps pobieranego bezpośrednio z wzorca czasu i częstotliwości, tzn. mierzony jest pryzdział czasu pomiędzy sygnałem 1 pps wzorca a sygnałem 1 pps z badanego układu.



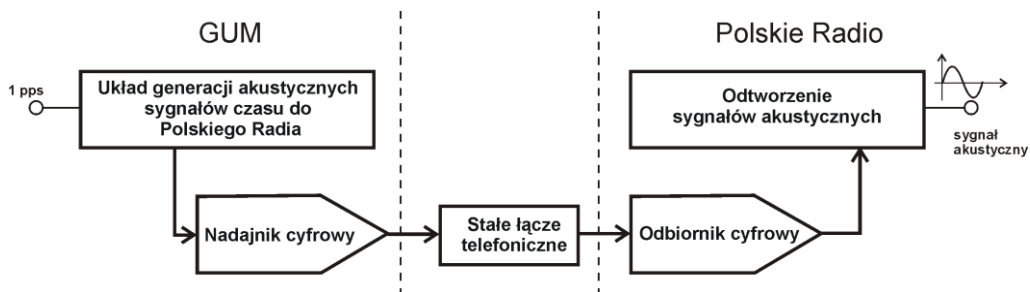
Rys. 4. Stabilność odtwarzanego sygnału 1 pps

Na rys. 4 przedstawiono wyniki pomiarów stabilności układu. Na osi rzędnych odłożono zmianę fazy $\Delta\tau$, względem wartości początkowej, wyrażoną w ns, a na osi odciętych czas pomiaru t w godzinach. Można zauważyć, że odtwarzany sygnał 1 pps w ciągu przedstawionych 200 godzinnych pomiarów zawiera się w przedziale $\pm 0,6$ ns, z niepewnością rozszerzoną pojedynczego pomiaru $\pm 0,1$ ns (przy poziomie ufności ok. 95%). Jest to wartość pomijalnie mała w porównaniu z możliwością zmiany fazy odtwarzanego sygnału 1 pps ($1 \mu\text{s}$). Przyczynami widocznych dobowych wahań różnic mogą być wpływ temperatury, słabej jakości kable sygnałowe lub niestabilność użytego na wejściu komparatora MAX912 oraz szum o wolnozmiennym charakterze systematycznym wnoszony przy pomiarze przedziału czasu przez czasomierz CNT-81.

5. Rozbudowa urządzenia

W niedalekiej przyszłości układ generacji akustycznych sygnałów wyposażony zostanie w układ do transmisji cyfrowej sygnału akustycznego. Dzięki temu sygnał akustyczny 1 kHz w Polskim Radiu będzie lepszej (cyfrowej) jakości. Trzeba bowiem zaznaczyć, że wadą aktualnego rozwiązania jest wrażliwość transmitowanego sygnału

w postaci analogowej na zakłócenia. Rozbudowa (rys. 5) polegać będzie na zbudowaniu mikroprocesorowego modułu synchronizowanego sygnałem 1 pps, który będzie wysyłał do stałego łącza telefonicznego znaczniki czasu trwania sygnałów. Urządzenie po drugiej stronie linii, będzie dekodować odebrany sygnał cyfrowy i na jego podstawie generować odpowiednie sygnały akustyczne.



Rys. 5. Projektowana rozbudowa omawianego urządzenia

6. Podsumowanie

Układ generacji akustycznych sygnałów czasu do Polskiego Radia, zbudowany w Laboratorium Czasu i Częstotliwości Głównego Urzędu Miar, jest urządzeniem analogowo-cyfrowym, generującym sygnał o wysokiej stabilności, dodatkowo posiadającym nowe funkcje, tj. sygnalizowanie sekundy przestępnej i możliwość jej zaprogramowania na kilka dni wcześniej. Efekty pracy tego układu już wkrótce będziemy mogli usłyszeć na antenie Polskiego Radia.

Literatura

- [1] BARANOWSKI R., *Mikrokontrolery AVR ATmega w praktyce*, BTC, Warszawa 2005.
- [2] *CNT-80, CNT-81 and CNT-81R High Performance Timer/Counter/Analyzer, User Manual*, Pendulum Instruments AB, Stockholm 2000.

Katarzyna FALIŃSKA*

METODA POMIAROWA CZASU RELAKSACJI T_1 WYKORZYSTUJĄCA SZYBKIE ZMIANY POLA MAGNETYCZNEGO

1. Wstęp

Jedną z efektywniejszych metod badania dynamiki molekularnej w cieczach i ciałach stałych jest metoda jądrowego rezonansu magnetycznego NMR (*Nuclear Magnetic Resonance*). Dostarcza ona informacji o ruchach molekularnych zachodzących z częstotliwością rzędu MHz. Relaksometria FFC (*Fast Field Cycling*) jest techniką NMR, która poprzez możliwość szybkich zmian wartości natężenia pola magnetycznego (w jakim znajduje się badana substancja) umożliwia określanie dynamiki molekularnej w szerokim zakresie wartości częstotliwości tj. od kHz do MHz.

Pomiary czasu relaksacji spin-sieć T_1 techniką FFC są dobrym źródłem informacji o oddziaływaniach obserwowanych spinów jądrowych (np. H) ze spinami jąder kwadrupolowych, na ile są one istotne w procesie relaksacji badanego układu i jak wpływają na jego dynamikę. Dodatkową zaletą metody FFC jest jednoczesna charakterystyka tych jąder kwadrupolowych poprzez możliwość uzyskania charakterystycznych dla nich wielkości: parametru asymetrii i stałej sprzężenia kwadrupolowego.

2. Zjawisko jądrowego rezonansu magnetycznego

Zjawisko jądrowego rezonansu magnetycznego NMR może być obserwowane dla jąder atomowych charakteryzujących się odpowiednimi właściwościami magnetycz-

*Główny Urząd Miar, ul. Elektoralna 2, 00-139 Warszawa, e-mail: mikrofales@gum.gov.pl

nymi, tj. jąder atomowych o dodatniej kwantowej liczbie spinowej I . Posiadają one różny od zera spinowy moment pędu S (spin) oraz jądroowy moment magnetyczny μ .

Jądrowe momenty magnetyczne w zewnętrznym polu magnetycznym mogą przyjmować jedynie pewne, dyskretne stany energetyczne. Równoległe do zwrotu linii sił pola magnetycznego (stan o niższej energii) ustawi się nieco więcej spinów niż w kierunku przeciwnym (stan o energii wyższej). Ta niewielka liczba „nadmiarowych” spinów tworzy wypadkową magnetyzację M :

$$M = \sum_{i=1}^N \mu_i. \quad (1)$$

W zewnętrznym polu magnetycznym momenty magnetyczne jąder atomowych precesują wokół kierunku linii sił tego pola. Częstość precesji spinów ω_L (tzw. częstość Larmora) jest proporcjonalna do indukcji magnetycznej pola B_o , w jakim się znajdują, i spełnia tzw. równanie Larmora:

$$\omega_L = -\gamma B_o. \quad (2)$$

Impuls zmiennego pola elektromagnetycznego powoduje wychylenie wektora magnetyzacji z jego równowagowego położenia. Wirujący wektor M_{xy} indukuje napięcie w cewce nadawczo-odbiorczej spektrometru, która jest prostopadła do kierunku pola B_o . Oscylujące napięcie elektryczne stanowi sygnał, który poddawany jest detekcji podczas eksperymentu NMR. Niniejszy sygnał zwany jest sygnałem swobodnego zaniku indukcji i oznaczany symbolem FID (*Free Induction Decay*).

3. Jądrowa relaksacja magnetyczna

Proces powrotu układu spinów jądrowych po zaburzeniu (którym w zjawisku NMR jest impuls pola elektromagnetycznego) do stanu równowagi termodynamicznej nazywany jest relaksacją. Ewolucję czasową składowej podłużnej M_z wektora magnetyzacji podczas powrotu do stanu sprzed zaburzenia opisuje równanie:

$$\frac{dM_z}{dt} = -\frac{M_z - M_o}{T_1}, \quad (3)$$

gdzie: T_1 – czas relaksacji podłużnej.

Czas relaksacji T_1 charakteryzuje odrost z-owej składowej wektora magnetyzacji do wartości równowagowej M_o . By mógł nastąpić powrót do pierwotnego obsadzenia

poziomów energetycznych, to znaczy, aby spiny wzbudzone impulsem pola elektromagnetycznego do wyższego stanu energetycznego mogły powrócić do pierwotnego poziomu o niższej energii, muszą one przekazać nadmiar energii do otoczenia, czyli do „sieczi”. Stąd też inna nazwa czasu T_1 – czas relaksacji spin-sieć.

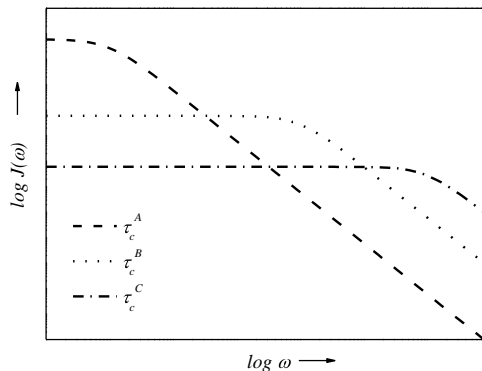
Istotnym czynnikiem wpływającym na długość czasu po jakim nastąpi powrót spinów z wyższego na niższy poziom energetyczny są lokalne, zmienne w czasie pola magnetyczne wytwarzane przez sąsiednie spiny. Fluktuacje lokalnego pola w domenie częstości opisuje tzw. funkcja gęstości spektralnej $J(\omega)$. Dla zmiennego pola lokalnego o eksponencjalnym zaniku korelacji fluktuacji, funkcja $J(\omega)$ przyjmuje postać:

$$J(\omega) = \frac{\tau_c}{1 + \omega^2 \tau_c^2}, \quad (4)$$

gdzie: τ_c – czas korelacji.

Szybkość relaksacji jest wprost proporcjonalna do funkcji $J(\omega)$, zatem otrzymujemy zależność pomiędzy czasem T_1 (wyznaczanym podczas eksperymentu NMR), a parametrem charakteryzującym ruch molekularny – czasem korelacji τ_c :

$$\frac{1}{T_1} \approx \frac{\tau_c}{1 + (\omega \tau_c)^2}. \quad (5)$$



Rys. 1. Zależność (w skali logarytmicznej) funkcji gęstości spektralnej $J(\omega)$ od częstości ω dla trzech różnych wartości czasów korelacji τ_c : $\tau_c^A > \tau_c^B > \tau_c^C$ występujących w trzech różnych temperaturach T , przy czym: $T^A < T^B < T^C$

W przypadku ciał stałych czas korelacji τ_c można interpretować np. jako średni czas, w którym molekula lub grupa molekularna rotuje o kąt $2\pi/N$, gdzie N oznacza krotność osi obrotu [2]. Wielkość tego czasu zależy od fizycznych parametrów układu, m. in. temperatury. Zmiana długości czasu τ_c powoduje zmianę kształtu funkcji $J(\omega)$, czyli zmianę szybkości relaksacji, co schematycznie przedstawiono na rysun-

ku 1. Funkcja $J(\omega)$ charakteryzuje ruch molekularny, jaki występuje w układzie w danej temperaturze.

Badanie czasów relaksacji T_1 dostarcza informacji o parametrach ruchu takich jak: czas korelacji τ_c , czy energia aktywacji E_a . W praktyce, w metodzie NMR wartości T_1 wyznacza się w funkcji temperatury, bądź w funkcji wartości indukcji zewnętrznego pola magnetycznego (dyspersyjna zależność czasu T_1).

3.1. Czas relaksacji spin-sieć wyznaczany dla jednej wartości indukcji zewnętrznego pola magnetycznego

Wykonując eksperyment NMR na jednej częstotliwości ω , można uzyskać informacje o ruchu (bądź ruchach), którego częstotliwość w danym przedziale temperatur nie różni się znacznie od wartości częstotliwości Larmora w danym polu magnetycznym. Jeżeli w układzie występują ruchy znacznie wolniejsze lub szybsze, to aby je zidentyfikować, należy wykonać pomiary czasu T_1 w polu o indukcji magnetycznej odpowiednio mniejszej lub większej.

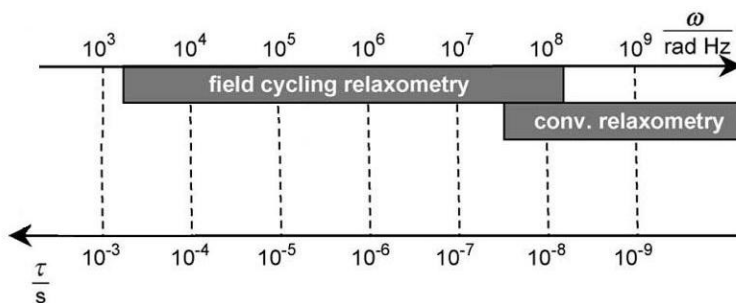
Ponadto poprawne scharakteryzowanie danego ruchu molekularnego na podstawie jedynie temperaturowej zależności czasu T_1 pociąga za sobą założenie niezmienności układu w danym zakresie temperatur, które to w rzeczywistości zazwyczaj nie jest spełnione. W realnych układach fizycznych wraz ze zmianą temperatury często pojawiają się nowe typy ruchu bądź przejścia fazowe.

W związku z tym stała temperatura podczas eksperymentu wyznaczania wartości czasu T_1 jest jedną z zalet metody FFC (*Fast Field Cycling*) – umożliwiającej szybkie zmiany wartości pól magnetycznych w jakich obserwuje się relaksację układu.

4. Relaksometria wykorzystująca szybkie zmiany pola magnetycznego

4.1. Czas relaksacji spin-sieć w funkcji pola magnetycznego

Ruchy molekularne są charakteryzowane przez funkcje gęstości spektralnej (opisujące fluktuacje lokalnych pól magnetycznych związane z poszczególnymi procesami ruchu), a więc identyfikacja ich wymaga odwzorowania przebiegu funkcji $J(\omega)$ w jak najszerszym zakresie częstotliwości. Metoda FFC umożliwia pomiary dyspersyjne w kilku dekadach częstotliwości: od kHz do MHz, za pomocą jednego spektrometru. Standardowy spektrometr NMR pracuje na jednej danej częstotliwości i pozwala na pomiary czasu T_1 jedynie w zakresie MHz. W polach magnetycznych o mniejszych wartościach indukcji magnetycznej B_0 , którym odpowiada częstotliwość Larmora rzędu kHz, rejestracja sygnału nie jest możliwa ze względu na zbyt małą wartość stosunku sygnału do szumu. W metodzie FFC problem ten zostaje wyeliminowany.



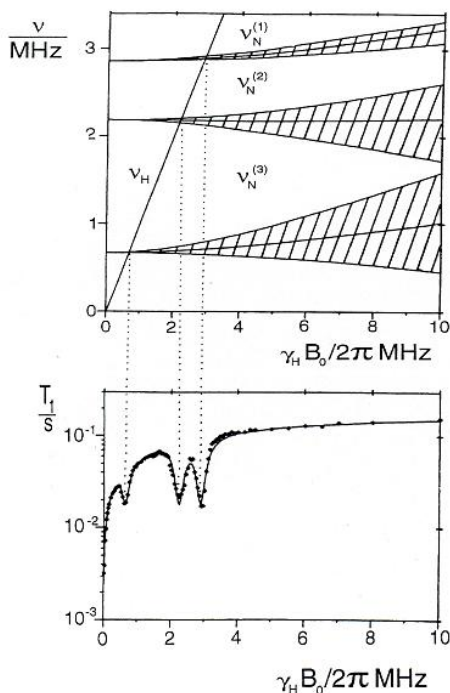
Rys. 2. Zakresy czasów korelacji i częstości kołowych dostępne dla metody FFC i standardowego NMR (wartości są podane dla ^1H) [3]

Graficzne porównanie dostępnych częstości pomiarowych przedstawione jest na rysunku 2, który ilustruje znaczną przewagę metody FFC. Dzięki niej mogą być scharakteryzowane również wolne ruchy, które często występują w różnego rodzaju materiałach, szczególnie w substancjach biologicznych, ciekłych kryształach lub polimerach [4]. Zatem metoda FFC jest znakomitym narzędziem do badania dynamiki molekularnej w złożonych układach, w których na ogół występuje jednocześnie kilka typów ruchów molekularnych w danej temperaturze.

4.2. „Dipy kwadрупolowe”

Metoda FFC jest doskonałym narzędziem do określania dynamiki molekularnej złożonych układów nie tylko ze względu na możliwości badania wolnych ruchów molekularnych, ale także z powodu czułości na jądra kwadрупolowe. Mogą one stanowić istotny czynnik powodujący znaczny wzrost efektywności relaksacji dipoli rezonansowych. Pomiar czasu T_1 w funkcji częstości pola magnetycznego są znakomitym sposobem na scharakteryzowanie takiej sytuacji (jeśli ma ona miejsce). Jeśli jądra kwadрупolowe odgrywają istotną rolę w procesie relaksacji spin-sieć spinów rezonansowych (np. H), objawi się to poprzez tzw. „dipy kwadрупolowe” – czyli spadek, zmniejszenie wartości czasu relaksacji T_1 (w języku polskim powszechnie stosuje się określenie właśnie „dipy kwadрупolowe” zapożyczone z ang. *quadrupolar dips*). Na wykresie szybkości relaksacji w funkcji częstości pola magnetycznego pojawiają się charakterystyczne piki, natomiast w równoważnym obrazie częstotliwościowej zależności czasu T_1 – „dołki”.

„Dipy kwadрупolowe” mogą powstawać przy takich wartościach indukcji zewnętrznego pola magnetycznego, dla których wartości rezonansowych częstości jąder dipolowych i jąder kwadрупolowych stają się sobie równe (innymi słowy: „dipy kwadрупolowe” powstają przy takich wartościach pola B_0 , dla których różnica wartości poziomów energetycznych dla jąder dipolowych i kwadрупolowych jest porównywalna), co ilustruje rysunek 3.



Rys. 3. Górny wykres: Zależności częstotliwości rezonansowych ^1H i ^{14}N dla poly-alaniny w funkcji zewnętrznego pola magnetycznego

Powierzchnia zakreskowana odpowiada zakresowi dla substancji proszkowej, linia ciągła wewnątrz tej powierzchni przedstawia wartość średnią

Dolny wykres: Krzywa dyspersyjna czasu relaksacji spin-sieć T_1 wodorów dla poly-l-alaniny w temperaturze 274 K. Widoczne są trzy „kwadrupolowe dipy” $^{14}\text{N} - ^1\text{H}$ przy zrównywaniu się wartości częstotliwości rezonansowych w danym polu magnetycznym;

ν_H – częstotliwość rezonansową jąder atomów ^1H w danym polu magnetycznym B_0 ,
 ν_N – częstotliwość jąder atomów ^{14}N [5]

Kolejny warunek występowania „dipów kwadrupolowych” zapisany jest w równaniu (6) [8], a więc częstość ruchu jąder rezonansowych musi być mniejsza niż rezonansowa częstość jąder kwadrupolowych. „Dip” jest tym wyraźniejszy, im dłuższy jest czas korelacji τ_c danego procesu ruchu dipola:

$$\omega_q \tau_c > 1, \quad (6)$$

gdzie ω_q – oznacza częstość jąder kwadrupolowych.

Ponadto na podstawie dyspersyjnych krzywych czasów relaksacji T_1 dipoli, można również dodatkowo otrzymać informacje dotyczące właściwości jąder kwadrupolowych. Mianowicie – zależnych od temperatury i struktury układu – ich częstości rezonansowych, których to znalezienie stanowi przedmiot badań metodą jądrowego rezo-

nansu kwadrupolowego NQR (*Nuclear Quadrupolar Resonance*). Znając częstotliwości kwadrupolowe, odczytane jako minima „dipów”, można określić parametry charakteryzujące jądra kwadrupolowe: parametr asymetrii η i stałą sprzężenia kwadrupolowego e^2qQ/h , gdzie Q – moment kwadrupolowy jądra, e – elementarny ładunek elektryczny, eq – wielkość gradientu pola elektrycznego. Stała sprzężenia kwadrupolowego jest miarą oddziaływania jądra kwadrupolowego z gradientem wewnątrzcząsteczkowego pola elektrycznego, w jakim się znajduje. Natomiast parametr η – przyjmujący wartości od 0 do 1 – określa symetrię (na ile odbiega od osiowej) pola elektrycznego. Wymienione parametry, dla jąder kwadrupolowych o liczbie spinowej $I = 1$, można wyznaczyć z następującego układu równań [8]:

$$\begin{cases} \nu_1 = \frac{3}{4} \left(\frac{e^2qQ}{\hbar} \right) \left(1 + \frac{\eta}{3} \right), \\ \nu_2 = \frac{3}{4} \left(\frac{e^2qQ}{\hbar} \right) \left(1 - \frac{\eta}{3} \right), \\ \nu_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{e^2qQ}{\hbar} \right) \eta. \end{cases} \quad (7)$$

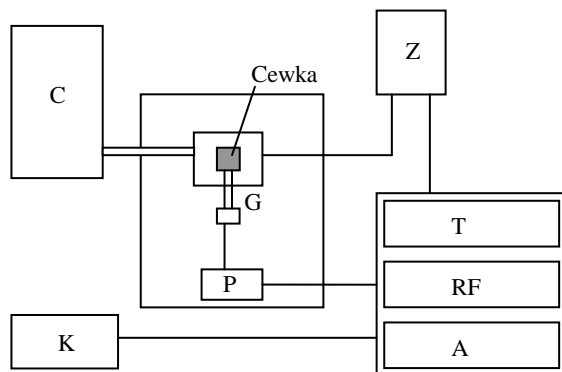
Liczba „dipów” na wykresie $T_1(\nu)$ zależy od symetrii gradientu pola elektrycznego, czyli od wartości parametru η . Dla symetrii osiowej ($\eta = 0$) pojawia się jeden „dip”, co wynika z układu równań (7) ($\nu_1 = \nu_2$, $\nu_3 = 0$). Dla $\eta > 0$ trzy „dipy” mogą być zaobserwowane, z których dwa zbiegną się w granicy $\eta \rightarrow 1$.

5. Charakterystyka jąder kwadrupolowych na podstawie dyspersyjnych zależności czasu T_1 jąder dipolowych na przykładzie nonabromodiantymonianu triguanidyniowego

Krzywe dyspersyjne czasu relaksacji spin-sieć T_1 dipolowych jąder rezonansowych umożliwiają znacznie dokładniejszą – w porównaniu do standardowego NMR – analizę ich dynamiki molekularnej. Jednocześnie doskonale mogą charakteryzować jądra kwadrupolowe występujące w danym układzie. Taka sytuacja obserwowana była na przykład dla dyspersyjnych zależności czasu T_1 wodorów w nonabromodiantymonianie triguanidyniowym $\text{Gu}_3\text{Sb}_2\text{Br}_9$ (gdzie kation guanidyniowy $\text{Gu} \equiv (\text{NH}_2)_3$). Wykonane pomiary czasu relaksacji T_1 metodą FFC w celu określenia dynamiki molekularnej kationu guanidyniowego, co stanowiło cel pracy [1], stanowią jednocześnie doskonałe źródło informacji o parametrach jąder kwadrupolowych atomów azotu.

5.1. Pomiar dyspersji czasu relaksacji spin-sieć

Pomiary dyspersji czasu relaksacji T_1 zostały wykonane w Instytucie Fizyki Technische Universität Darmstadt w Niemczech metodą FFC. Wykonując pomiary, korzystano ze spektrometru FFC, którego schemat blokowy przedstawiony został na rysunku 4. Relaksometr ten pozwala na wykonywanie pomiarów czasów T_1 w zakresie częstości od kilku kHz do 38 MHz.



Rys. 4. Schemat blokowy relaksometru FFC

Z – zasilacz, C – układ chłodzący, G – głowica, P – przedwzmacniacz, T – kontroler temperatury, RF – nadajnik i odbiornik, A – blok akwizycyjny, K – komputer [9]

Metoda FFC (opierająca się na szybkich zmianach wartości indukcji zewnętrznego pola magnetycznego) umożliwiła wykonanie dyspersyjnych pomiarów czasu relaksacji spin-sieć przy użyciu jednego spektrometru. Źródło stałego zewnętrznego pola magnetycznego B_0 stanowi cewka. Jest ona zasilana sterowanym zasilaczem. W metodzie FFC wyróżnia się trzy rodzaje stałych pól magnetycznych B_0 wytwarzanych przez cewkę:

- pole polaryzacyjne B_0^p – pole, które powoduje powstanie w układzie spinów jądrowych odpowiednio dużej wartości magnetyzacji,
- pole relaksacyjne B_0^r (zwane też polem ewolucyjnym) – jego wartość zmienia się podczas eksperymentu, w tym polu obserwuje się czas relaksacji spin-sieć,
- pole detekcyjne B_0^d – pole w którym przeprowadza się detekcję sygnału.

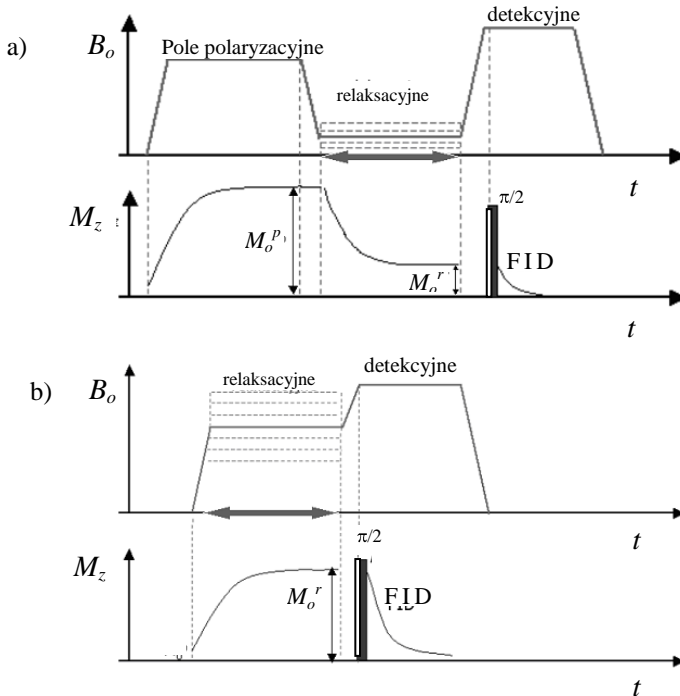
Poszczególne wartości indukcji magnetycznej pól uzyskuje się poprzez regulowanie natężenia prądu dostarczanego cewce przez zasilacz. Czas ustalania się żądanych wartości indukcji pól jest rzędu ms. Wielkość tego czasu wpływa na dolną granicę wartości indukcji pola relaksacyjnego, od której można zacząć pomiary czasu relaksacji spin-sieć, gdyż czas T_1 w polu o małej wartości indukcji magnetycznej B_0 może być zbyt krótki – w porównaniu z czasem przełączania – by mógł być mierzalny. Natomiast górna granica zakresu częstości pomiarowych związana jest z maksymalną wartością indukcji pola B_0^r , jakie może być wytworzone przez cewkę. Wielkość oraz

szybkość przełączania pola B_o nie mogą być maksymalizowane niezależnie, gdyż zależą od indukcyjności cewki L zgodnie z następującymi relacjami [7]:

$$B_o = \sqrt{\frac{\mu}{LV}} I \quad (8)$$

$$\left(\frac{dB_o}{dt}\right) = \sqrt{\frac{\mu}{LV}} U \quad (9)$$

gdzie: μ – przenikalność magnetyczna ośrodka wypełniającego cewkę, L – indukcyjność cewki, V – objętość cewki, I – natężenie prądu płynącego przez cewkę, U – napięcie.



Rys. 5. Diagram sekwencji pomiarowych stosowanych w metodzie FFC [1]

a) sekwencja ze wstępną polaryzacją, b) sekwencja bez wstępnej polaryzacji

M_o^p – wartość magnetyzacji w polu polaryzacyjnym, M_o^r – wartość magnetyzacji w polu relaksacyjnym

Pożądaną kombinację pola magnetycznego o dużej wartości indukcji magnetycznej B_o i szybkiego jego przełączania można zrealizować poprzez zastosowanie cylindrycznej cewki o niewielkich rozmiarach [7]. Jednakże wówczas niejednorodność pola magnetycznego w obrębie próbki jest zbyt duża. Jedną z możliwości zniwelowania tej wady jest zastosowanie cewki składającej się z kilku warstw zamontowanych współśrodkowo. Procedura ta pozwala na zachowanie małych rozmiarów cewki, przy jednoczesnym uzyskaniu dużej jednorodności pola magnetycznego; np. w cewce o długości około 10 cm oraz średnicy warstwy wewnętrznej równej 4 cm i 7 cm warstwy zewnętrznej, niejednorodność pola w obrębie badanej próbki wynosi około 10 ppm [6].

Typowy cykl zmian wartości indukcji pola magnetycznego podczas pomiarów czasu relaksacji T_1 metodą FFC przedstawiony jest na rysunku 5. W przypadku wyznaczenia T_1 w „małych” polach stosuje się sekwencję z tzw. wstępną polaryzacją, którą przedstawiono na rysunku 5a). W pierwszej części eksperymentu badana próbka znajduje się w polu polaryzacyjnym, czas trwania tego pola dobiera się tak, aby magnetyzacja mogła osiągnąć swoją wartość równowagową. Następnie pole polaryzacyjne przełącza się na relaksacyjne o zmiennej wartości, dla której wyznaczany jest czas relaksacji T_1 . W celu detekcji sygnału pole relaksacyjne zostaje przełączone na detekcyjne i po zastosowaniu impulsu $\pi/2$ rejestruje się sygnał swobodnego zaniku indukcji (FID).

Eksperyment powtarza się wielokrotnie dla różnych czasów trwania pola relaksacyjnego, co pozwala na wykreślenie czasowej zależności zaniku podłużnej składowej magnetyzacji M_z w danym polu magnetycznym. Zanik ten można opisać następującą funkcją:

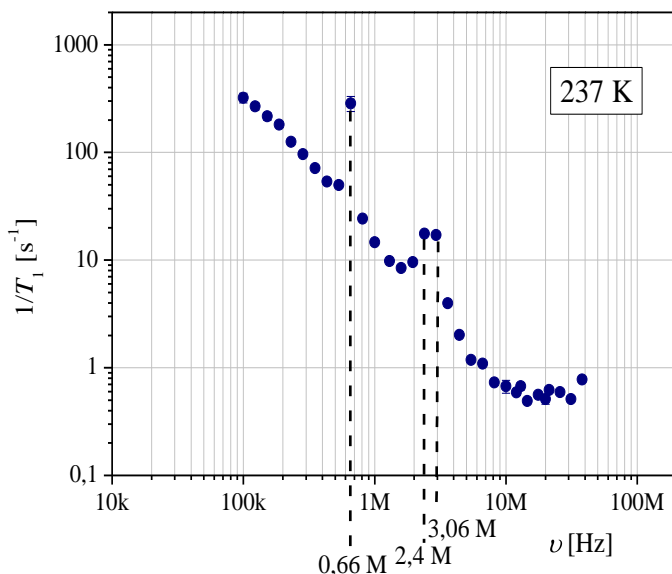
$$M_z(t) = M_o^r + (M_o^p - M_o^r) \exp\left(-\frac{t}{T_1}\right) \quad (10)$$

gdzie: M_o^p oznacza wartość magnetyzacji w polu polaryzacyjnym, M_o^r – wartość magnetyzacji w polu relaksacyjnym. Wartość czasu relaksacji T_1 wyznacza się z dopasowania wyrażenia (10) do punktów eksperymentalnych. Powtarzając analogicznie procedurę dla różnych wartości pola relaksacyjnego, otrzymamy zależność dyspersyjną czasu relaksacji spin-sieć T_1 w danej temperaturze.

W pomiarach czasu T_1 w „wyższych” polach magnetycznych B_o^r , można stosować sekwencję bez pola polaryzacyjnego (rysunek 5b). Procedura pomiaru czasu T_1 przebiega analogicznie jak dla pól o mniejszej wartości indukcji magnetycznej B_o^r .

5.2. Dyspersyjne zależności czasu relaksacji spin-sieć T_1 jako źródło informacji o parametrach jąder kwadrupolowych występujących w $\text{Gu}_2\text{Sb}_2\text{Br}_9$

Korzystając z dyspersyjnych zależności czasu T_1 – wykonanych w celu scharakteryzowania dynamiki molekularnej kationu guanidyniowego w $\text{Gu}_3\text{Sb}_2\text{Br}_9$ – pokazano jedną z atrakcyjniejszych zalet metody FFC tj. możliwość określania wartości parametrów jąder kwadrupolowych. Pomiar czasu T_1 wykonano w dziesięciu temperaturach wybranych z zakresu od 77 K do temperatury pokojowej 290 K [1]. Na rysunku 6 pokazano przykładową krzywą dyspersyjną czasu T_1 wyznaczoną w temperaturze 237 K. Z danego wykresu odczytano wartości częstości kwadrupolowych ν_1 , ν_2 i ν_3 – jako wartości częstotliwości przy, których wystąpiły dipy kwadrupolowe – i po rozwiązaniu układu równań (7) otrzymano wartość parametru η równą 0,4 oraz stałą sprzężenia kwadrupolowego $e^2qQ/h \approx 3,5$ MHz.



Rys. 6. Dyspersyjna zależność szybkości relaksacji spin-sieć dla $\text{Gu}_3\text{Sb}_2\text{Br}_9$ z zaznaczonymi wartościami częstości, przy których wystąpiły „dipy kwadrupolowe” [1]

Oczywiście analogiczną procedurę można wykonać dla krzywej otrzymanej w innej dowolnej temperaturze, co w szybki, efektywny sposób pozwala monitorować zmianę symetrii pola elektrycznego jądra kwadrupolowego oraz jego oddziaływanie z gradientem wewnątrzcząsteczkowego pola elektrycznego, w jakim się znajduje.

Przedstawiona metoda w szybki, efektywny sposób pozwala wyznaczyć wartości częstości jąder kwadrupolowych. Otrzymywanie analogicznych informacji na podstawie badań wykonanych metodą NQR jest znacznie bardziej czasochłonne i nie za-

wsze jest możliwe z powodu specyficznej struktury układu. Możliwość jednoczesnego otrzymywania informacji z dwóch do tej pory oddzielnych metod spektroskopowych NMR i NQR stanowi olbrzymi walor metody FFC.

6. Podsumowanie

Metoda FFC stanowi atrakcyjne narzędzie do określania dynamiki molekularnej najróżniejszego rodzaju substancji. Umożliwia pełną charakterystykę oddziaływań pomiędzy poszczególnymi spinami. Pozwala na badania wolnych ruchów molekularnych, które bardzo często występują w rzeczywistych układach fizycznych.

Metoda FFC nie tylko umożliwia pełną analizę dynamiki molekularnej danych jąder rezonansowych, ale jednocześnie dostarcza informacji na temat występujących w układzie jąder kwadrupolowych. Natomiast w standardowej relaksometrii badanie relaksacji metodami NMR i NQR wymaga skorzystania z oddzielnej aparatury, a uzyskanie analogicznych, pełnych danych nie zawsze jest możliwe. NQR często staje się skomplikowanym eksperymentem głównie z powodu niskiej abundancji wielu jąder kwadrupolowych.

Literatura

- [1] FALIŃSKA K., *Dynamika kationu guanidyniowego w wybranych kryształach molekularno-jonowych badana metodą NMR*, praca doktorska, Poznań 2008.
- [2] HAWRANEK J.P., SOBCZYK L., *Zjawiska relaksacji molekularnej*, Wydawnictwo Uniwersytetu Wrocławskiego, Wrocław 1999.
- [3] KIMMICH R., ANOARDO E., *Field-cycling NMR relaxometry*, Progress in NMR Spectroscopy, 2004, Vol. 44, pp. 257–320.
- [4] KIMMICH R., *Field Cycling in NMR Relaxation Spectroscopy, Applications in Biological, Chemical and Polymer Physics*, Bulletin of Magnetic Resonance 1, 1980, No. 4, pp. 195–218.
- [5] KIMMICH R., WINTER F., NUSSER W., SPOHN K.H., *Interactions and Fluctuations Deduced from Proton Field-Cycling Relaxation Spectroscopy of Polypeptides, DNA, Muscles and Algae*, Journal of Magnetic Resonance, 1986, Vol. 68, pp. 263–282.
- [6] LIPS O., PRIVALOV A.F., DVINSKIKH S.V., FUJARA F., *Magnet Design with High B_0 Homogeneity for Fast-Field-Cycling NMR Applications*, Journal of Magnetic Resonance, 2001, Vol. 149, pp. 22–28.
- [7] NOACK F., *NMR Field-cycling spectroscopy: Principles and applications*, Progress in NMR Spectroscopy, 1986, Vol. 18, pp. 171–276.
- [8] WINTER F., KIMMICH R., *Spin lattice relaxation of dipole nuclei ($I = 1/2$) coupled to quadrupole nuclei ($S = 1$)*, Molecular Physics, 1982, Vol. 45, pp. 33–49.
- [9] www.stellar.documentations.

Krzysztof SUCHOCKI*

NADNAPIĘCIE JAKO NOWY WSKAŹNIK WŁAŚCIWOŚCI UTLENIAJĄCO-REDUKUJĄCYCH ROZTWORÓW WODNYCH

1. Wstęp

Do chwili obecnej najczęściej wykorzystywanym wskaźnikiem do określania właściwości utleniająco-redukujących, a tym samym czystości, badanych roztworów wodnych jest potencjał redox. Wartość potencjału redox opisana jest zależnością [1, 2]:

$$E_{\text{redox}} = E^0 + \frac{RT}{nF} \ln \frac{C_{\text{ox}}}{C_{\text{red}}}, \quad (1)$$

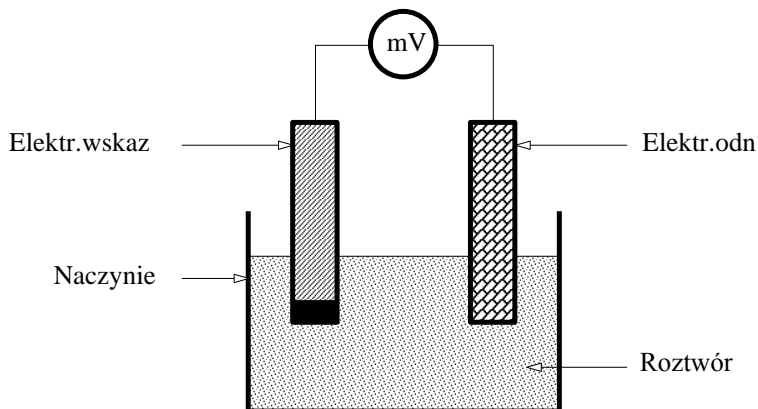
gdzie: E^0 – potencjał normalny,
 R – stała gazowa,
 T – temperatura,
 F – stała Faradaya,
 N – liczba elektronów,
 C_{ox} – stężenie form utlenionych,
 C_{red} – stężenie form zredukowanych.

Pomiar wartości potencjału redox wykonywany jest najczęściej w układzie przedstawionym na rysunku 1 [2]. Wartość potencjału redox mierzona jest miliwoltomie-

*Katedra Inżynierii Biomedycznej, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki, Politechnika Gdańska, ul. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, e-mail: krzysztof.suchocki@wp.pl

rzem mV jako różnica potencjału elektrody wskaźnikowej (pomiarowej) Elektr.wskaz w stosunku do potencjału elektrody odniesienia Elektr.odn, którą jest najczęściej elektroda kalomelowa.

Podstawową zaletą tej metody określania właściwości utleniająco-redukujących roztworów wodnych jest prostota wykonania pomiaru.



Rys. 1. Klasyczny układ pomiarowy do wyznaczania wartości potencjału redox

Wadą zaś jest przede wszystkim to, że umożliwia ona określenie właściwości roztworu wyłącznie jako wypadkowej oddziaływania wszystkich jonów formy zredukowanej i utlenionej. Nie jest to pomiar selektywny, związany tylko z wybraną grupą jonów.



Rys. 2. Przykładowe konstrukcje elektrod stosowanych do pomiarów wartości potencjału redox

Z uwagi na prostotę typowego układu pomiarowego, dokładność pomiaru wartości potencjału redox determinują właściwości metrologiczne zastosowanych elektrod wskaźnikowych, których przykładowa konstrukcja pokazana jest na rysunku 2 [3].

2. Właściwości metrologiczne klasycznej metody określania właściwości utleniająco-redukujących roztworów wodnych

Właściwości metrologiczne tradycyjnej metody określania właściwości utleniająco-redukujących roztworów wodnych wynikają z postaci zależności (1). Przyjmując, że można zastosować przybliżenie funkcji $\ln(x)$

$$\ln(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{n} (x-1)^n \approx (x-1) - \frac{1}{2}(x-1)^2, \quad (2)$$

otrzymujemy podane w tablicy 1 zestawienie parametrów opisujących właściwości metrologiczne.

Z podanego zestawienia widać, że określanie właściwości utleniająco-redukujących roztworów wodnych za pomocą pomiaru wartości potencjału redox jest dokładne wyłącznie przy uproszczonym przedstawieniu funkcji $\ln(C_{\text{ox}}/C_{\text{red}})$.

Tabela 1. Zestawienie właściwości metrologicznych tradycyjnej metody określania właściwości utleniająco-redukujących w zależności od przyjętej liczby wyrazów rozwinięcia $\ln(x)$

Liczba wyrazów rozwinięcia	Rozwinięcie funkcji $\ln\left(\frac{C_{\text{ox}}}{C_{\text{red}}}\right)$	Czułość $S_{\text{redox}} = \frac{\Delta E_{\text{redox}}}{\Delta\left(\frac{C_{\text{ox}}}{C_{\text{red}}}\right)}$	Cechy przetwornika
1	$\left(\frac{C_{\text{ox}}}{C_{\text{red}}}\right) - 1$	$\frac{RT}{nF}$	liniowy, 0 rzędu
2	$\frac{C_{\text{ox}}}{C_{\text{red}}} - 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{C_{\text{ox}}}{C_{\text{red}}} - 1\right)^2$	$\left(\frac{RT}{nF} + 1\right) - \frac{1}{2} \frac{C_{\text{ox}}}{C_{\text{red}}}$	nieliniowy

Czułość takiego pomiaru jest wówczas wielkością stałą, niezależną od wartości sygnału pobudzającego jakim jest stężenie formy zredukowanej C_{red} i utlenionej C_{ox} jonów. Wartość czułości S_{redox} jest niewielka, zaś elektroda redox może być traktowana jako przetwornik pomiarowy „0” rzędu. Jej właściwości dynamiczne charakteryzuje wówczas wyłącznie współczynnik wzmocnienia, w tym wypadku tożsamy z czułością S_{redox} . Elektroda ta nie wprowadza żadnego opóźnienia pomiędzy sygnałem pobudzenia, jakim jest iloraz $C_{\text{ox}}/C_{\text{red}}$ i sygnałem wyjściowym, którym jest potencjał E_{redox} .

Przy rozwinięciu funkcji $\ln(C_{\text{ox}}/C_{\text{red}})$ z wykorzystaniem większej liczby wyrazów okazuje się, że wartość czułości S_{redox} nie jest stała. Wielkość ta zależy w takim przypadku od pobudzenia $C_{\text{ox}}/C_{\text{red}}$, co jest przyczyną nieliniowości tego pomiaru.

Wymienione powyżej wady pomiaru potencjału redox roztworów wodnych jako metody określającej ich właściwości, były przyczyną podjęcia prac związanych z opracowaniem nowej metody, która umożliwiłaby precyzyjne i co najważniejsze selektywne wyznaczanie właściwości redox badanych roztworów.

3. Koncepcja nowej metody wyznaczania właściwości redox

Autor proponuje, by w celu określania właściwości utleniająco-redukujących roztworów wodnych zastosować współczynnik redox, który zdefiniowany jest w sposób następujący

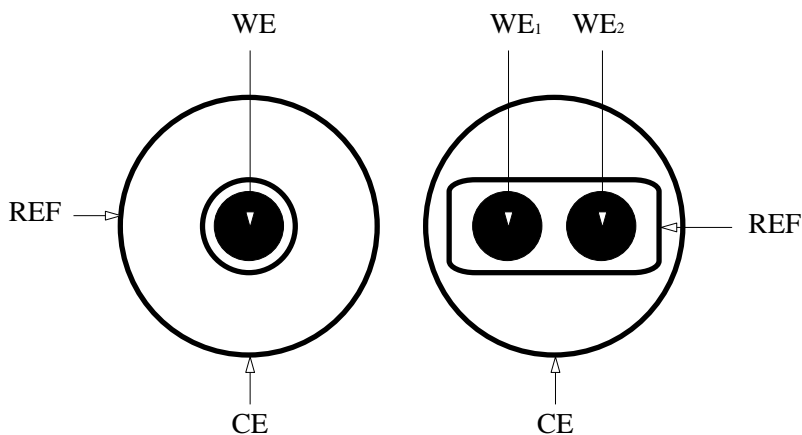
$$K_{\text{redox}} = \frac{C_{\text{ox}}}{C_{\text{red}}}\bigg|_V, \quad (3)$$

gdzie: $C_{\text{ox}}|_V$ – wartość stężenia części utlenionej jonów w objętości roztworu,

$C_{\text{red}}|_V$ – wartość stężenia części zredukowanej jonów w objętości roztworu.

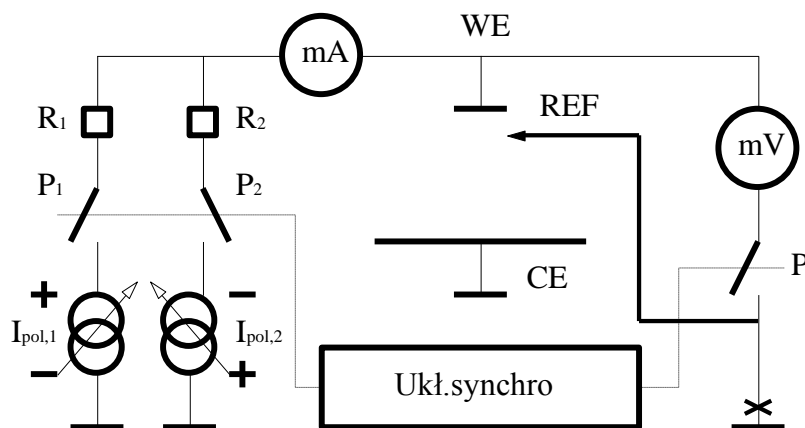
Wartość współczynnika K_{redox} jest określana wyłącznie na podstawie relacji między formą utlenioną C_{ox} i zredukowaną C_{red} jonów znajdujących się w badanym roztworze. Nie zależy ona od typu zastosowanej elektrody wskaźnikowej, jej konstrukcji czy też materiału, z którego została wykonana. Może być ona także wyznaczana selektywnie dla wybranych jonów lub też ich grupy. Wartość tego współczynnika może być wyznaczana za pomocą czujnika, którego przykładowe konstrukcje przedstawiono na rysunku 3.

Jak widać czujnik ten ma w wersji podstawowej elektrodę pracującą WE, elektrodę odniesienia REF i przeciwelektrodę CE. W wersji rozbudowanej posiada on dwie elektrody pracujące WE₁, WE₂, elektrodę odniesienia REF i przeciwelektrodę CE.



Rys. 3. Przykładowe konstrukcje czujników do wyznaczania wartości współczynnika redox

Układ pomiarowy, który współpracuje z podstawową, trójelektrodową konstrukcją czujnika pokazany jest na rysunku 4.

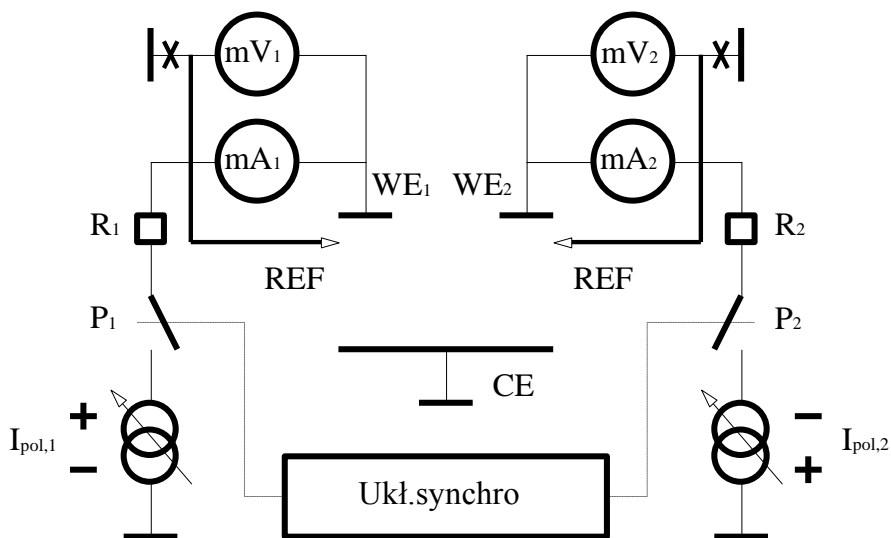


Rys. 4. Układ pomiarowy współpracujący z czujnikiem dwuelektrodowym

Układ ten zbudowany jest z dwóch obwodów pomiarowych. Pierwszy obwód składa się ze źródła prądowego $I_{pol,1}$, rezystora R_1 ograniczającego prąd oraz przełącznika P_1 . W drugim znajdują się takie same elementy, ale oznaczone indeksem „2”. W skład obu z nich wchodzi miliamperomierz mA umożliwiający kontrolowanie wartości prądu stałego płynącego między elektrodami WE-CE czujnika. Całością pracy układu steruje Ukł.synchro. Jego zadaniem jest przełączanie w odpowiednich momentach czasowych obwodów pomiarowych elektrody pracującej czujnika.

Działanie tego układu pomiarowego sprowadza się do polaryzacji elektrody pracującej WE_1 prądem stałym i pomiaru wartości jej potencjału elektrycznego. Pomiar rozpoczyna się od zwarcia przełącznika P_2 i polaryzacji elektrody pracującej WE_1 prądem stałym ze źródła prądowego $I_{pol,1}$ oraz rejestracji przebiegu jej potencjału elektrycznego. W drugim kroku przełącznik P_1 jest rozarty, a zwarty przełącznik P_2 , zaś elektroda WE_2 polaryzowana jest prądem stałym ze źródła prądowego $I_{pol,2}$ i rejestrowany jest przebieg jej potencjału elektrycznego. Następnie pomiary te zostają powtórzone.

W wersji rozbudowanej czujnik ma dwie elektrody pracujące WE_1 i WE_2 , elektrodę odniesienia REF, a także przeciwelektrodę CE. Czujnik o takiej konstrukcji może współpracować z układem pomiarowym pokazanym na rysunku 5.



Rys. 5. Układ pomiarowy współpracujący z czujnikiem trójelektrodowym

Układ ten składa się z dwóch obwodów pomiarowych. Pierwszy obwód zbudowany jest z elektrody pracującej WE_1 , przeciwelektrody CE , źródła prądu polaryzującego $I_{pol,1}$, miliamperomierza mA_1 kontrolującego prąd płynący w obwodzie, rezystora R_1 ograniczającego prąd w obwodzie oraz miliwoltomierza mV_1 . W obwodzie drugim znajdują się takie same elementy oznaczone indeksem „2”.

Działanie tego układu jest podobne do układu wcześniejszego. Różnica polega na tym, że reakcje utleniania i redukcji przebiegają w tym samym czasie, ale jedna na powierzchni elektrody pracującej WE_1 , zaś druga na powierzchni WE_2 .

4. Opis matematyczny metody wyznaczania właściwości redox

Polaryzacja prądowa elektrod pracujących WE czujnika wymusza ustalenie się na ich powierzchniach określonych wartości stężeń formy utlenionej C_{ox} i zredukowanej C_{red} jonów, które znajdują się w badanym roztworze.

Przyjmując następujące założenia, że:

– w roztworze badanym znajdują się dwa rodzaje jonów: jeden rodzaj jonów występuje w formie utlenionej C_{ox} , zaś drugi rodzaj jonów w formie zredukowanej C_{red} ,

– jony drugiego rodzaju występujące w formie zredukowanej utleniają się na powierzchni elektrody pracującej WE_1 , przez którą przepływa prąd stały ze źródła prądowego $I_{pol,1}$,

– jony pierwszego rodzaju występujące w formie utlenionej redukują się na powierzchni elektrody pracującej WE_2 , przez którą przepływa prąd stały ze źródła prądowego $I_{pol,2}$,

– transport jonów do/od powierzchni elektrod pracujących WE_1 i WE_2 determinuje zjawisko dyfuzji,

rozkład stężeń obu form jonów pierwszego i drugiego rodzaju będzie opisany za pomocą równania [1, 2]

$$\frac{\partial C_i}{\partial t} = D_i \nabla^2 C_i. \quad (4)$$

Przyjmując do jego rozwiązania odpowiednie warunki początkowe i warunki brzegowe, które określają:

– wartości stężeń form jonów w badanej objętości dla czasu $t = 0$,

– przepływ jonów do powierzchni elektrod pracujących WE_1 , WE_2 ,

– sumę przepływu reagentów na powierzchni elektrod WE_1 , WE_2 ,

otrzymujemy równania określające rozkład stężeń dwóch rodzajów jonów [1, 2]

– dla elektrody pracującej WE_1

$$C_{WE1,ox}(x,t) = \frac{2I_{pol,1}t^{\frac{1}{2}}}{nFS_{WE_1}D_{ox}^{\frac{1}{2}}\pi^{\frac{1}{2}}} \exp\left(-\frac{x^2}{4D_{ox}t}\right) + \frac{I_{pol,1}}{nFS_{WE_1}D_{ox}^{\frac{1}{2}}\pi^{\frac{1}{2}}} \operatorname{xerfc}\left(-\frac{x^2}{4D_{ox}^{\frac{1}{2}}t^{\frac{1}{2}}}\right), \quad (5)$$

$$C_{WE1,red}(x,t) = C_{red}^0 - \frac{2I_{pol,1}t^{\frac{1}{2}}}{nFS_{WE_1}D_{red}^{\frac{1}{2}}\pi^{\frac{1}{2}}} \exp\left(-\frac{x^2}{4D_{red}t}\right) + \frac{I_{pol,1}}{nFS_{WE_1}D_{red}^{\frac{1}{2}}\pi^{\frac{1}{2}}} \operatorname{xerfc}\left(-\frac{x^2}{4D_{red}^{\frac{1}{2}}t^{\frac{1}{2}}}\right), \quad (6)$$

– dla elektrody pracującej WE_2

$$C_{WE_2,ox}(x,t) = C_{ox}^0 - \frac{2I_{pol,2}t^{\frac{1}{2}}}{nFS_{WE_2}D_{ox}^{\frac{1}{2}}\pi^{\frac{1}{2}}} \exp\left(-\frac{x^2}{4D_{ox}t}\right) + \frac{I_{pol,2}}{nFS_{WE_2}D_{ox}^{\frac{1}{2}}\pi^{\frac{1}{2}}} \text{xerfc}\left(-\frac{x^2}{4D_{ox}^{\frac{1}{2}}t^{\frac{1}{2}}}\right), \quad (7)$$

$$C_{WE_2,red}(x,t) = \frac{2I_{pol,2}t^{\frac{1}{2}}}{nFS_{WE_2}D_{red}^{\frac{1}{2}}\pi^{\frac{1}{2}}} \exp\left(-\frac{x^2}{4D_{red}t}\right) + \frac{I_{pol,2}}{nFS_{WE_2}D_{red}^{\frac{1}{2}}\pi^{\frac{1}{2}}} \text{xerfc}\left(-\frac{x^2}{4D_{red}^{\frac{1}{2}}t^{\frac{1}{2}}}\right). \quad (8)$$

Na podstawie wyznaczonych rozkładów stężeń obu form jonów znajdujących się w badanym roztworze można wyznaczyć odpowiednie wartości nad napięć dyfuzyjnych η_d elektrod pracujących WE_1 i WE_2 .

Z przeprowadzonej analizy matematycznej wynika, że bez względu na to, czy reakcje elektrochemiczne przebiegające na powierzchniach elektrod WE_1 , WE_2 są odwracalne czy też nie, stosunek nad napięć dyfuzyjnych η_d zarejestrowanych na elektrodach pracujących WE_1 , WE_2 jest opisany funkcją nieliniową i nie może być użyty do wyznaczenia właściwości utleniająco-redukujących badanych roztworów wodnych. Okazało się także, że w tym celu można wykorzystać inny parametr, który jest często wykorzystywany w chronopotencjometrii, a mianowicie czas przejścia.

Z przedstawionych powyżej równań wynika, że czas przejścia wynosi

– dla elektrody WE_1 :

$$\tau_{WE_1,red}^{\frac{1}{2}} = \frac{nFS_{WE_1}D_{red}^{\frac{1}{2}}\pi^{\frac{1}{2}}C_{red}^0}{2I_{pol,1}}, \quad (9)$$

– dla elektrody WE_2 :

$$\tau_{WE_2,ox}^{\frac{1}{2}} = \frac{nFS_{WE_2}D_{ox}^{\frac{1}{2}}\pi^{\frac{1}{2}}C_{ox}^0}{2I_{pol,2}}. \quad (10)$$

Wyznaczając teraz stosunek tak wyznaczonych czasów przejścia τ otrzymujemy

$$K = \frac{\tau_{WE_1,red}^{\frac{1}{2}}}{\tau_{WE_2,ox}^{\frac{1}{2}}} = \frac{S_{WE_1}D_{red}^{\frac{1}{2}}C_{red}^0}{S_{WE_2}D_{ox}^{\frac{1}{2}}C_{ox}^0} \cdot \frac{I_{pol,2}}{I_{pol,1}}. \quad (11)$$

Zakładając, że pola powierzchni obu elektrod pracujących są jednakowe, a także wartości prądów polaryzacyjnych są takie same, w konsekwencji otrzymujemy

$$K = \frac{\tau_{WE_1,red}^{\frac{1}{2}}}{\tau_{WE_2,ox}^{\frac{1}{2}}} = \frac{D_{red}^{\frac{1}{2}} C_{red}^0}{D_{ox}^{\frac{1}{2}} C_{ox}^0}. \quad (12)$$

Mając na uwadze definicję zaproponowanego współczynnika właściwości utleniająco-redukujących, jego wartość może być wyznaczona z zależności

$$K_{redox} = \frac{1}{K} \cdot \frac{D_{red}^{\frac{1}{2}}}{D_{ox}^{\frac{1}{2}}}. \quad (13)$$

Z zależności (13) widać, że wartość tego współczynnika zależy od ilorazu czasów przejścia, który może być wyznaczony na podstawie zarejestrowanego przebiegu czasowego nad napięć η_d obu elektrod pracujących WE_1 , WE_2 zanurzonych w badanym roztworze i polaryzowanych prądem stałym o takiej samej wartości, ale o różnych znakach.

5. Właściwości metrologiczne zaproponowanej metody pomiarowej

Mając na uwadze równanie (4) transportu jonów i do powierzchni elektrody pracującej WE oraz zakładając, że:

- rozpatrywany jest przypadek transportu jednowymiarowego w kierunku osi x ,
 - sygnałem wejściowym jest stężenie C^0 jonów i w objętości badanego elektrolitu,
 - sygnałem wyjściowym jest stężenie C_0 jonów i na powierzchni elektrody pracującej WE czujnika elektrochemicznego,
 - czas wymiany ładunku między jonami badanego elektrolitu, a elektrodą WE czujnika elektrochemicznego jest równy zero,
 - roztwór i elektrody pomiarowe czujnika są nieruchome,
- równanie to, po wprowadzeniu wyrażeń aproksymujących poszczególne pochodne cząstkowe, przekształca się do postaci

$$\frac{d^2}{2D_i} \cdot \frac{\partial C_0(t)}{\partial t} + C_0(t) = \frac{1}{2} C^0(t), \quad (14)$$

gdzie: d – szerokość warstwy dyfuzyjnej.

Widać więc, że czujnik elektrochemiczny o konstrukcji pokazanej na rysunku 3, służący do pomiaru właściwości utleniająco-redukujących roztworów wodnych, jest przetwornikiem pierwszego rzędu.

Jego właściwości dynamiczne charakteryzuje przede wszystkim stała czasowa, której wartość wynosi

$$N_T = \frac{d^2}{2D_i}, \quad (15)$$

co pamiętając o wyrażeniach określających strumień dyfuzyjny jonów i prędkość jonów w transporcie dyfuzyjnym, można także zapisać jako

$$N_T = \frac{d^2}{2v_i} \left(\frac{\nabla C_i}{C_i} \right). \quad (16)$$

Kolejnym parametrem opisującym właściwości metrologiczne zaproponowanej metody pomiaru jest czułość. Wartość tego parametru wynika z postaci zależności (11) i określona jest zależnością

$$S_{redox} = \frac{\Delta K}{\Delta \left(\frac{C_{ox}}{C_{red}} \right)} = \frac{S_{WE_1} D_{red}^{\frac{1}{2}}}{S_{WE_2} D_{ox}^{\frac{1}{2}}} \cdot \frac{I_{pol,2}}{I_{pol,1}}. \quad (17)$$

Z zależności (17) wynika, że czułość S_{redox} zaproponowanej metody jest wielkością stałą, nie zależy od wartości sygnału pobudzenia i jej wartość może być zmieniana poprzez odpowiedni dobór wartości prądów polaryzujących $I_{pol,1}$, $I_{pol,2}$.

6. Metoda pomiaru czasu przejścia

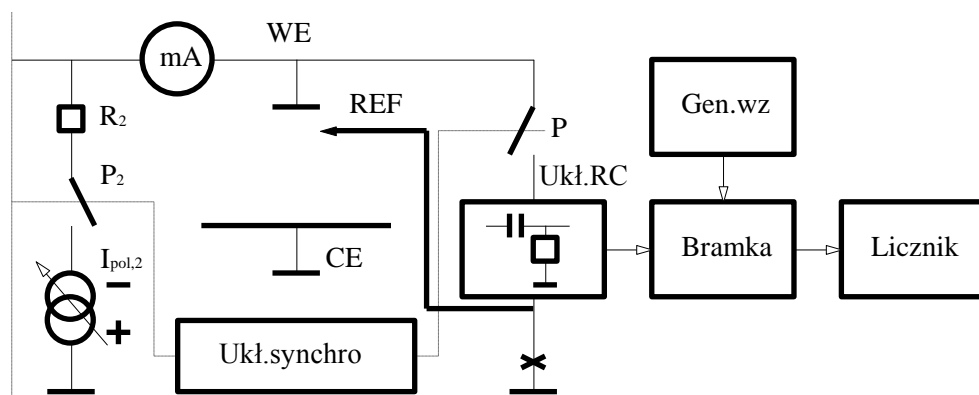
Czas przejścia τ może być mierzony w układzie przedstawionym na rysunku 6. W układzie tym następuje różniczkowanie rejestrowanego nad napięcia dyfuzyjnego. Sygnał wyjściowy z układu różniczkującego RC otwiera bramkę cyfrową Bramka przez którą przechodzą impulsy z generatora wzorcowego Gen.wz do licznika zliczającego Licznik.

Po upływie czasu równego czasowi przejścia τ bramka cyfrowa Bramka jest zamykana i licznik Licznik wskazuje zliczoną liczbę impulsów. Wartość czasu przej-

Ściana τ jest wyznaczana na podstawie znajomości częstotliwości sygnału f_{wz} z generatora wzorcowego Gen.wz i zliczonej liczby impulsów. Tak więc czas przejścia określony jest zależnością

$$\tau = N \cdot T_{wz} \cdot \quad (18)$$

gdzie: N – liczba impulsów zliczona w liczniku,
 T_{wz} – okres sygnału z generatora wzorcowego.



Rys. 6. Układ pomiarowy do wyznaczania czasu przejścia

Błąd pomiaru czasu przejścia τ taką metodą jest równy błędowi dyskretyzacji. Błąd tego pomiaru można zmniejszyć poprzez zwiększenie częstotliwości f_{wz} sygnału z generatora wzorcowego Gen.wz.

7. Podsumowanie

Z przeprowadzonej analizy matematycznej wynika, że możliwe jest określenie właściwości utleniająco-redukujących roztworów wodnych z wykorzystaniem zaproponowanej metody pomiarowej. Aktualnie trwają prace nad opracowaniem modeli numerycznych, które pozwolą na zoptymalizowanie konstrukcji czujnika właściwości utleniająco-redukujących. Następnie zostanie wykonany prototyp czujnika i przeprowadzona weryfikacja laboratoryjna jego właściwości metrologicznych.

Literatura

- [1] DOJLIDO J., *Instrumentalne metody badania wody i ścieków*, Arkady, Warszawa 1997.
- [2] HERMANOWICZ W., *Fizykochemiczne badanie wody i ścieków*, Arkady, Warszawa 1999.
- [3] Materiały katalogowe producentów aparatury kontrolno-pomiarowej wykorzystywanej do pomiarów w ochronie środowiska.

POMIARY W BIOLOGII I MEDYCYNIE

Henryk JUNIEWICZ*, Marcin MASALSKI**, Artur WEISER***

ANALIZA WRAŻLIWOŚCI PARAMETRÓW CIŚNIENIA WEWNĄTRZCZASZKOWEGO PODCZAS TESTU INFUZYJNEGO ZE STAŁYM NATĘŻENIEM INFUZJI

1. Wprowadzenie

Podstawową metodą oceny zaburzeń wchłaniania płynu mózgowo-rdzeniowego w diagnostyce wodogłowia komunikującego jest test infuzyjny, służący do wyznaczenia wartości rezystancji resorpcji R płynu mózgowo-rdzeniowego. Badanie to można przeprowadzić jedynie metodą inwazyjną. Metoda polega na wprowadzeniu do przestrzeni płynowej kanału kręgowego w odcinku lędźwiowym dwóch igieł. Do jednej podawany jest ze stałym natężeniem I roztwór soli fizjologicznej. Do drugiej podłączony jest czujnik ciśnienia płynu mózgowo-rdzeniowego. Sygnał $P(t)$ z tego czujnika jest rejestrowany i na bieżąco analizowany. Rejestracja ciśnienia początkowego P_b płynu oraz jego zmian pod wpływem znanej wartości natężenia infuzji umożliwia, na podstawie modelu przebiegu ciśnienia $P(t)$ podczas testu, wyznaczenie wartości parametrów przestrzeni wewnątrzczaszkowej. Model krążenia płynu mózgowo-rdzeniowego podczas testu infuzyjnego z stałym natężeniem infuzji znany jest od wielu lat [6, 7], choć dopiero technika komputerowa pozwoliła na wyznaczanie parametrów modelu metodami iteracyjnymi [2]. Ostatnio wprowadzono metodę *on line* wyznaczania wartości rezystancji resorpcji R , elastyczności wewnątrzczaszkowej E i ciśnienia odniesienia P_o w fazie infuzji [5].

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wrocławska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: henryk.juniewicz@pwr.wroc.pl

**Katedra i Klinika Otolaryngologii, Akademia Medyczna we Wrocławiu, ul. Borowska 213

***Katedra i Klinika Neurochirurgii, Akademia Medyczna we Wrocławiu, ul. Borowska 213

2. Wyprowadzenia podstawowe

Wykaz skrótów i oznaczeń

- τ – parametr czasowy w równaniu testu infuzyjnego podczas infuzji, min
 A – oznaczenie w równaniu testu infuzyjnego podczas infuzji
 c – oznaczenie w równaniu testu infuzyjnego podczas infuzji
 E – elastyczność wewnątrzczaszkowa, 1/ml
 P_b – początkowe ciśnienie wewnątrzczaszkowe, mmHg
 P_o – ciśnienie wewnątrzczaszkowe odniesienia, mmHg
 $P(t)$ – przebieg ciśnienia wewnątrzczaszkowego w czasie, mmHg
 I – stałe natężenie infuzji roztworu soli fizjologicznej, ml/min
 R – rezystancja resorpcji płynu mózgowo-rdzeniowego, mmHg/(ml/min)
 t – czas, min
 t_E – czas osiągnięcia maksimum wrażliwości ciśnienia wewnątrzczaszkowego na zmiany elastyczności wewnątrzczaszkowej, min
 t_p – czas punktu przegięcia przebiegu ciśnienia wewnątrzczaszkowego podczas infuzji, min
 t_{pb} – czas osiągnięcia maksimum wrażliwości ciśnienia wewnątrzczaszkowego na zmiany ciśnienia początkowego P_b , min
 t_{po} – czas osiągnięcia minimum wrażliwości ciśnienia wewnątrzczaszkowego na zmiany ciśnienia odniesienia P_o , min
 t_R – czas osiągnięcia punktu przegięcia wrażliwości ciśnienia wewnątrzczaszkowego na zmiany rezystancji resorpcji R , min
 t_{sl} – czas osiągnięcia maksimum wrażliwości ciśnienia wewnątrzczaszkowego na zmiany natężenia infuzji I , min

Przebieg ciśnienia wewnątrzczaszkowego $P(t)$ podczas infuzji płynu można przedstawić jako znane rozwiązania równania różniczkowego liniowego niejednorodnego [1–3, 6–8]:

$$P(t) = P_o + \frac{(P_b - P_o)(A + 1)}{A + e^{-\frac{t}{\tau}}} = P_o + \frac{(P_b - P_o)(A + 1)}{A + c} \quad (1)$$

gdzie:

$$A = \frac{P_b - P_o}{IR}, \quad (2)$$

$$\tau = \frac{1}{IE(A + 1)}, \quad (3)$$

$$c = e^{-IE\left(\frac{P_b - P_o}{IR} + 1\right)t} = e^{-IE(A+1)t} = e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (4)$$

W celu przeanalizowania wrażliwości ciśnienia wewnątrzczaszkowego $P(t)$ względem parametrów należy wyznaczyć różniczkę zupełną:

$$dP(t) = \frac{\partial P(t)}{\partial t} dt + \frac{\partial P(t)}{\partial P_b} dP_b + \frac{\partial P(t)}{\partial P_o} dP_o + \frac{\partial P(t)}{\partial E} dE + \frac{\partial P(t)}{\partial R} dR + \frac{\partial P(t)}{\partial I} dI. \quad (5)$$

3. Wrażliwość ciśnienia $P(t)$ względem czasu

Pochodna cząstkowa ciśnienia $P(t)$ po czasie (zmiana ciśnienia $P(t)$ w czasie) wyraża się wzorem [4, 5]:

$$\frac{\partial P(t)}{\partial t} = -\frac{(P_b - P_o)(A + 1)}{(A + c)^2} \frac{\partial c}{\partial t}, \quad (6)$$

gdzie:

$$\frac{\partial c}{\partial t} = -EI(A + 1)c = -\frac{c}{\tau} = -\frac{e^{-\frac{t}{\tau}}}{\tau}. \quad (7)$$

Po podstawieniu pochodnej cząstkowej (7) do równania (6) otrzymuje się wzór:

$$\frac{\partial P(t)}{\partial t} = \frac{c(A + 1)(P_b - P_o)}{\tau(A + c)^2}. \quad (8)$$

Przebieg ciśnienia $P(t)$ w czasie wyraża się funkcją (1) posiadającą punkt przegięcia. W tym punkcie zmiana $P(t)$ w czasie, opisana zależnością (8), przyjmuje maksimum. Czas t_p , dla którego wyrażenie (8) osiąga maksimum, znajduje się przez zróżniczkowanie po czasie wyrażenia (8) i przyrównanie wyprowadzonej zależności do zera:

$$\frac{\partial^2 P(t)}{\partial t^2} = \frac{(A + 1)(P_b - P_o)}{\tau} \left[\frac{1}{(A + c)^2} - \frac{2c}{(A + c)^3} \right] \frac{\partial c}{\partial t}. \quad (9)$$

Po podstawieniu wyrażenia (4) pochodnej cząstkowej (7) do (9) oraz uporządkowaniu wyrazów otrzymuje się równanie:

$$c = A. \quad (10)$$

Podstawienie oznaczeń (2) i (3) pozwala na określenie czasu t_p , w którym występuje punkt przegięcia ciśnienia $P(t)$ oraz maksimum zmiany $P(t)$ podczas infuzji:

$$t_p = -\frac{1}{IE\left(\frac{P_b - P_o}{IR} + 1\right)} \ln\left(\frac{P_b - P_o}{IR}\right) = -\tau \ln A. \quad (11)$$

Na rysunku 5 zaznaczono położenie punktu przegięcia t_p przebiegu $P(t)$ dla modelowego przykładu testu w fazie infuzji. Wartości czasów t_p dla wybranych modeli zebrano w tabeli 1, 2 i 3 w kolumnach 6.

4. Wrażliwość ciśnienia $P(t)$ względem ciśnienia początkowego P_b oraz ciśnienia odniesienia P_o

Pochodna cząstkowa ciśnienia $P(t)$ po ciśnieniu początkowym P_b (wrażliwość ciśnienia $P(t)$ na zmiany P_b w czasie) wyraża się wzorem:

$$\frac{\partial P(t)}{\partial P_b} = \frac{A+1}{A+c} + \frac{P_b - P_o}{A+c} \frac{\partial A}{\partial P_b} - \frac{(P_b - P_o)(A+1)}{(A+c)^2} \left(\frac{\partial A}{\partial P_b} + \frac{\partial c}{\partial P_b} \right), \quad (12)$$

gdzie:

$$\frac{\partial A}{\partial P_b} = \frac{1}{IR}, \quad (13)$$

$$\frac{\partial c}{\partial P_b} = -\frac{Etc}{R}. \quad (14)$$

Po podstawieniu pochodnych cząstkowych (13) i (14) do wzoru (12) i uporządkowaniu wyrazów otrzymuje się wyrażenie:

$$\frac{\partial P(t)}{\partial P_b} = \frac{1}{(A+c)^2} \left(A^2 + 2Ac + c + \frac{Atc}{\tau} \right). \quad (15)$$

Przebieg wrażliwości $P(t)$ względem ciśnienia początkowego P_b w czasie wyraża się zależnością (15) posiadającą maksimum. Czas t_{pb} , dla którego wyrażenie (15) osiąga maksimum, znajduje się przez zróżniczkowanie po czasie wyrażenia (15) i przyrównanie wprowadzonej zależności do zera:

$$\frac{\partial^2 P(t)}{\partial P_b \partial t} = \frac{1}{(A+c)^2} \left[2A \frac{\partial c}{\partial t} + \frac{\partial c}{\partial t} + \frac{A}{\tau} \left(c + t \frac{\partial c}{\partial t} \right) - \frac{2}{A+c} \left(A^2 + 2Ac + c + \frac{Atc}{\tau} \right) \frac{\partial c}{\partial t} \right]. \quad (16)$$

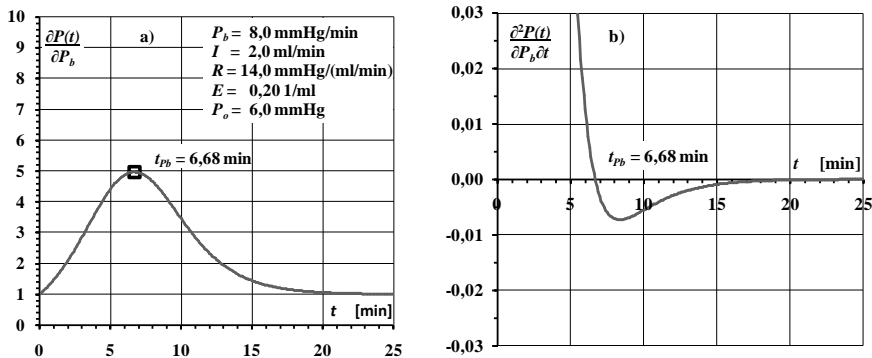
Po podstawieniu wyrażenia (4) i pochodnej cząstkowej (7) do (16) oraz uporządkowaniu wyrazów otrzymuje się równanie:

$$A(A-1)\tau + (3A+1)\tau e^{-\frac{t_{pb}}{\tau}} - At_{pb} \left(A - e^{-\frac{t_{pb}}{\tau}} \right) = 0. \quad (17)$$

Czas t_{pb} osiągnięcia maksimum wrażliwości $P(t)$ na zmiany ciśnienia początkowego P_b (17) można wyznaczyć metodami iteracyjnymi.

W analogiczny sposób można przeprowadzić analizę zmiany ciśnienia $P(t)$ względem ciśnieniu odniesienia P_o (wrażliwość ciśnienia $P(t)$ na zmiany P_o w czasie).

Czas t_{po} osiągnięcia minimum wrażliwości $P(t)$ na zmiany ciśnienia odniesienia P_o można wyznaczyć metodami iteracyjnymi. Czasy t_{pb} i t_{po} są identyczne.



Rys. 1. Przebiegi: a) wrażliwości i b) pochodnej wrażliwości ciśnienia wewnątrzczaszkowego względem ciśnienia początkowego P_b

Na rysunku 1a) pokazano przebieg wrażliwości (15) ciśnienia $P(t)$ względem ciśnienia początkowego P_b dla modelowego przykładu testu w fazie infuzji. Na rys. 1b) pokazano przebieg pochodnej (16) tej wrażliwości względem czasu. Punkt przecięcia przebiegu z osią rzędnych wyznacza chwilę t_{pb} występowania maksimum wrażliwości (17). Wartości tych czasów dla wybranych modeli zebrano w tabeli 1, 2 i 3 w kolumnach 7.

5. Wrażliwość ciśnienia $P(t)$ względem elastyczności E

Pochodna cząstkowa ciśnienia $P(t)$ po elastyczności E (wrażliwość ciśnienia $P(t)$ na zmiany elastyczności E w czasie) wyraża się wzorem:

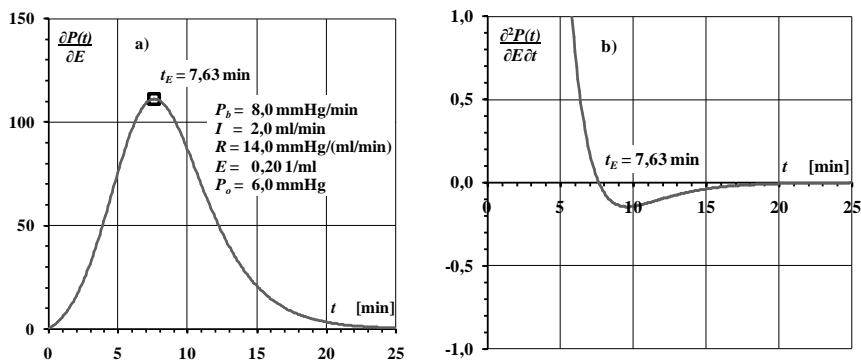
$$\frac{\partial P(t)}{\partial E} = -\frac{(P_b - P_o)(A+1)}{(A+c)^2} \frac{\partial c}{\partial E}, \quad (18)$$

gdzie:

$$\frac{\partial c}{\partial E} = -I(A+1)tc. \quad (19)$$

Po podstawieniu pochodnej cząstkowej (19) do wzoru (18) otrzymuje się wzór:

$$\frac{\partial P(t)}{\partial E} = \frac{I^2 R A (A+1)^2 t e^{-\frac{t}{\tau}}}{\left(A + e^{-\frac{t}{\tau}}\right)^2}. \quad (20)$$



Rys. 2. Przebiegi: a) wrażliwości i b) pochodnej wrażliwości ciśnienia wewnątrzczaszkowego względem elastyczności E

Przebieg wrażliwości $P(t)$ względem elastyczności E w czasie wyraża się zależnością (20) posiadającą maksimum. Czas t_E , dla którego wyrażenie (20) osiąga maksimum, znajduje się przez zróżniczkowanie po czasie wyrażenia (20) i przyrównanie wyprowadzonej zależności do zera:

$$\frac{\partial^2 P(t)}{\partial E \partial t} = \frac{A(A+1)^2 I^2 R}{(A+c)^2} \left[\left(c + \frac{t \partial c}{\partial t} \right) - \frac{2tc}{A+c} \frac{\partial c}{\partial t} \right]. \quad (21)$$

Po podstawieniu wyrażeń (4) i (7) do (21) oraz uporządkowaniu wyrazów otrzymuje się równanie:

$$\tau \left(A + e^{-\frac{t_E}{\tau}} \right) - t_E \left(A - e^{-\frac{t_E}{\tau}} \right) = 0. \quad (22)$$

Czas t_E osiągnięcia maksimum wrażliwości $P(t)$ na zmiany elastyczności E wyrażony równaniem (22) można wyznaczyć metodami iteracyjnymi.

Na rysunku 2a) pokazano przebieg wrażliwości (20) ciśnienia $P(t)$ względem elastyczności E dla modelowego przykładu testu w fazie infuzji. Na rys. 2b) pokazano przebieg pochodnej (21) tej wrażliwości względem czasu. Punkt przecięcia przebiegu z osią rzędną wyznacza chwilę t_E występowania maksimum wrażliwości (22). Wartości tych czasów dla wybranych modeli zebrano w tabeli 1, 2 i 3 w kolumnach 8.

6. Wrażliwość ciśnienia $P(t)$ względem rezystancji resorpcji R

Pochodna cząstkowa ciśnienia $P(t)$ po rezystancji resorpcji R (wrażliwość ciśnienia $P(t)$ na zmiany rezystancji resorpcji R w czasie) wyraża się wzorem:

$$\frac{\partial P(t)}{\partial R} = \frac{P_b - P_o}{A + c} \left[\frac{\partial A}{\partial R} - \frac{A + 1}{A + c} \left(\frac{\partial A}{\partial R} + \frac{\partial c}{\partial R} \right) \right], \quad (23)$$

gdzie:

$$\frac{\partial A}{\partial R} = -\frac{A}{R}, \quad (24)$$

$$\frac{\partial c}{\partial R} = \frac{AIEtc}{R}. \quad (25)$$

Po podstawieniu pochodnych cząstkowych (25) i (24) do wzoru (23) otrzymuje się wyrażenie:

$$\frac{\partial P(t)}{\partial R} = \frac{A^2 I}{(A + c)^2} \left(1 - c - \frac{tc}{\tau} \right). \quad (26)$$

Przebieg wrażliwości $P(t)$ względem rezystancji resorpcji R w czasie wyraża się zależnością (26) posiadającą punkt przegięcia. Czas t_R , dla którego wyrażenie (26) osiąga ten punkt, znajduje się przez zróżniczkowanie wyrażenia (26) po czasie:

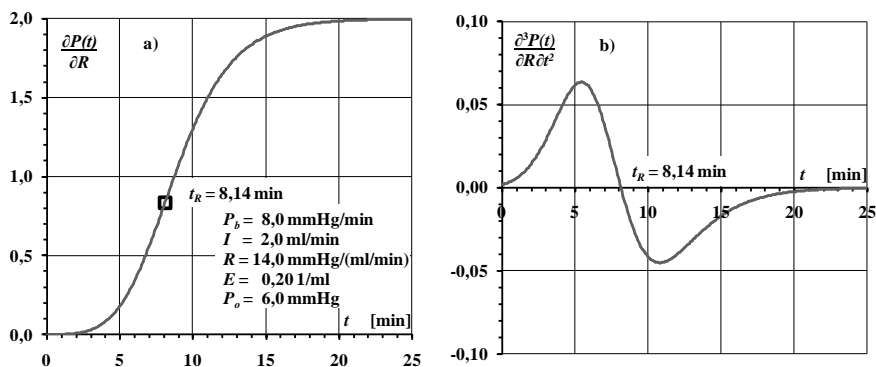
$$\frac{\partial^2 P(t)}{\partial R \partial t} = \frac{A^2 I}{(A + c)^2} \left[-\frac{\partial c}{\partial t} - \frac{1}{\tau} \left(c + t \frac{\partial c}{\partial t} \right) - \frac{2}{A + c} \left(1 - c - \frac{tc}{\tau} \right) \frac{\partial c}{\partial t} \right]. \quad (27)$$

Po podstawieniu wyrażenia (4) i pochodnej cząstkowej (7) do (27) i uporządkowaniu wyrazów otrzymuje się wyrażenie posiadające maksimum:

$$\frac{\partial^2 P(t)}{\partial R \partial t} = \frac{A^2 I c [t(A-c) + 2\tau(1-c)]}{\tau^2 (A+c)^3}. \quad (28)$$

Czas t_R , dla którego wyrażenie (28) osiąga maksimum, znajduje się przez kolejne różniczkowanie tego wyrażenia po czasie i przyrównanie wyprowadzonej zależności do zera:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^3 P(t)}{\partial R \partial t^2} = & \frac{IA^2}{\tau^2 (A+c)^3} \left(2\tau \frac{\partial c}{\partial t} - 4\tau c \frac{\partial c}{\partial t} + Ac + At \frac{\partial c}{\partial t} - c^2 - 2tc \frac{\partial c}{\partial t} \right) \\ & - \frac{3IA^2}{\tau^2 (A+c)^4} (2\tau c - 2\tau c^2 + Atc - tc^2) \frac{\partial c}{\partial t}. \end{aligned} \quad (29)$$



Rys. 3. Przebiegi: a) wrażliwości, b) pochodnej wrażliwości i c) drugiej pochodnej wrażliwości ciśnienia wewnątrzczaszkowego względem rezystancji resorpcji R

Po podstawieniu wyrażenia (4) i pochodnej cząstkowej (7) do (29) oraz uporządkowaniu wyrazów otrzymuje się równanie:

$$A(A-2)\tau + 4(A+1)\tau e^{-\frac{t_R}{\tau}} - At_R \left(A - 4e^{-\frac{t_R}{\tau}} \right) - (\tau + t_R) e^{-\frac{2t_R}{\tau}} = 0. \quad (30)$$

Czas t_R osiągnięcia punktu przegięcia wrażliwości $P(t)$ na zmiany rezystancji resorpcji R wyrażony równaniem (30) można wyznaczyć metodami iteracyjnymi.

Na rys. 3a) pokazano przebieg (26) wrażliwości ciśnienia $P(t)$ względem rezystancji resorpcji R dla modelowego przykładu testu w fazie infuzji. Na rys. 3b) pokazano przebieg drugiej pochodnej (29) tej wrażliwości względem czasu. Punkt przecięcia przebiegu z osią rzędną wyznacza chwilę t_R występowania maksimum drugiej pochodnej wrażliwości (30). Czasy występowania t_R punktu przegięcia (30) dla wybranych modeli zebrano w tabeli 1, 2 i 3 w kolumnach 9.

7. Wrażliwość ciśnienia $P(t)$ względem natężenia infuzji I

Pochodna cząstkowa ciśnienia $P(t)$ po natężeniu infuzji I (wrażliwość ciśnienia $P(t)$ na zmiany natężenia infuzji I w czasie) wyraża się wzorem:

$$\frac{\partial P(t)}{\partial I} = \frac{P_b - P_o}{A + c} \left[\frac{\partial A}{\partial I} - \frac{A + 1}{A + c} \left(\frac{\partial A}{\partial I} + \frac{\partial c}{\partial I} \right) \right], \quad (31)$$

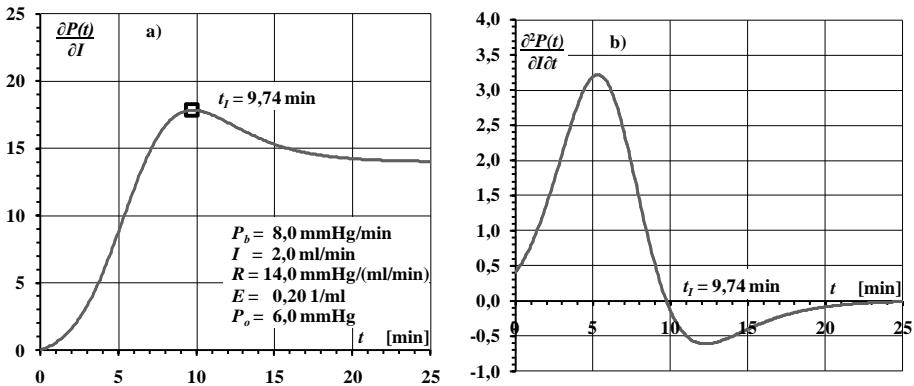
gdzie:

$$\frac{\partial A}{\partial I} = -\frac{A}{I}, \quad (32)$$

$$\frac{\partial c}{\partial I} = -Etc. \quad (33)$$

Po podstawieniu pochodnych cząstkowych (32) i (33) do wzoru (31) otrzymuje się wyrażenie:

$$\frac{\partial P(t)}{\partial I} = \frac{AR}{(A + c)^2} \left(A - Ac + \frac{tc}{\tau} \right). \quad (34)$$



Rys. 4. Przebiegi: a) wrażliwości i b) pochodnej wrażliwości ciśnienia wewnątrzczaszkowego względem natężenia infuzji I

Przebieg wrażliwości ciśnienia $P(t)$ względem infuzji I w czasie wyraża się zależnością (34) posiadającą maksimum. Czas t_{sl} , dla którego wyrażenie (34) osiąga maksimum, znajduje się przez zróżniczkowanie po czasie wyrażenia (34) i przyrównanie wprowadzonej zależności do zera:

$$\frac{\partial^2 P(t)}{\partial I \partial t} = \frac{AR}{(A+c)^2} \left[-A \frac{\partial c}{\partial t} + \frac{1}{\tau} \left(c + t \frac{\partial c}{\partial t} \right) - \frac{2}{A+c} \left(A - Ac + \frac{tc}{\tau} \right) \frac{\partial c}{\partial t} \right]. \quad (35)$$

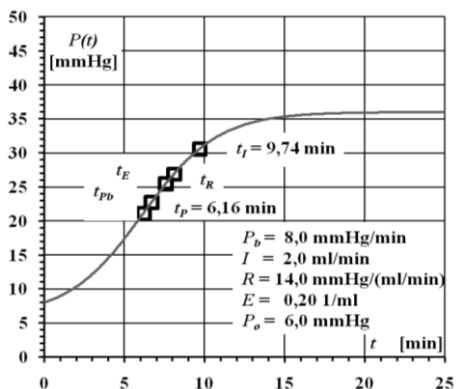
Po podstawieniu wyrażenia (4) i pochodnej cząstkowej (7) do (35) oraz uporządkowaniu wyrażen otrzymuje się równanie:

$$A(A+3)\tau + (1-A)\tau e^{-\frac{t_{sl}}{\tau}} - t_{sl} \left(A - e^{-\frac{t_{sl}}{\tau}} \right) = 0. \quad (36)$$

Czas t_{sl} osiągnięcia maksimum wrażliwości $P(t)$ na zmiany natężenia I (36) można wyznaczyć metodami iteracyjnymi.

Na rys. 4a) pokazano przebieg wrażliwości (34) ciśnienia $P(t)$ względem natężenia infuzji I dla modelowego przykładu testu w fazie infuzji. Na rys. 4b) pokazano przebieg pochodnej (35) tej wrażliwości względem czasu. Punkt przecięcia przebiegu z osią rzędnych wyznacza chwilę t_{sl} występowania maksimum wrażliwości (36). Wartości tych czasów dla wybranych modeli zebrano w tabeli 1, 2 i 3 w kolumnach 10.

8. Porównanie czasów wrażliwości ciśnienia $P(t)$ względem parametrów



Rys. 5. Modelowy przebieg ciśnienia wewnątrzczaszkowego podczas infuzji z zaznaczonymi czasami występowania wrażliwości względem parametrów

Czas t_P punktu przegięcia krzywej $P(t)$ wyraża się wzorem (11). Czas t_{pb} jako maksimum wrażliwości $P(t)$ na zmiany ciśnienia początkowego P_b opisano wzorem (17). Czas t_E jako maksimum wrażliwości $P(t)$ na zmiany elastyczności E opisano wzorem (22). Czas t_{sl} jako maksimum wrażliwości $P(t)$ na zmiany natężenia infuzji I opisano wzorem (36). Czas t_R punktu przegięcia wrażliwości rezystancji resorpcji R opisano wzorem (30). Czasy t_{pb} , t_E , t_R i t_{sl} można wyznaczyć metodami iteracyjnymi. Na rys. 5 pokazano położenia tych czasów na tle przykładowego przebiegu $P(t)$ podczas infuzji.

Tabela 1. Chwile występowania wrażliwości $P(t)$ względem parametrów testu infuzyjnego dla zadanych wartości ciśnienia początkowego P_b

P_b	I	R	E	P_o	t_P	t_{Pb}	t_E	t_R	t_{sl}
mmHg	ml/min	mmHg/(ml/min)	l/ml	mmHg	min	min	min	min	min
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
10,0	2,0	14,0	0,20	6,0	4,26	5,11	5,95	6,35	8,41
8,0	2,0	14,0	0,20	6,0	6,16	6,68	7,63	8,14	9,74
7,0	2,0	14,0	0,20	6,0	8,04	8,34	9,32	9,93	11,11

W tabeli 1 zebrano wartości czasów punktów przeięcia przebiegów $P(t)$ oraz wartości czasów występowania wrażliwości $P(t)$ względem P_b , E , R i I dla różnych wartości P_b oraz stałych wartości I , R , E i P_o . Stwierdzono wzrost wartości czasów występowania wrażliwości $P(t)$ względem P_b , E , R i I wraz ze spadkiem P_b .

Tabela 2. Chwile występowania wrażliwości $P(t)$ względem parametrów testu infuzyjnego dla zadanych wartości rezystancji R

P_b	I	R	E	P_o	t_P	t_{Pb}	t_E	t_R	t_{sl}
mmHg	ml/min	mmHg/(ml/min)	l/ml	mmHg	min	min	min	min	min
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
8,0	2,0	12,0	0,20	6,0	5,73	6,32	7,26	7,74	9,44
8,0	2,0	14,0	0,20	6,0	6,16	6,68	7,63	8,14	9,74
8,0	2,0	16,0	0,20	6,0	6,52	7,00	7,96	8,48	10,00

W tabeli 2 zebrano wartości czasów punktów przeięcia przebiegów $P(t)$ oraz wartości czasów występowania wrażliwości $P(t)$ względem P_b , E , R i I dla różnych wartości R oraz stałych wartości P_b , I , E i P_o . Stwierdzono wzrost wartości czasów występowania wrażliwości $P(t)$ względem P_b , E , R i I wraz ze wzrostem R .

Tabela 3. Chwile występowania wrażliwości $P(t)$ względem parametrów testu infuzyjnego dla zadanych wartości elastyczności E

P_b	I	R	P_o	E	t_P	t_{Pb}	t_E	t_R	t_{sl}
mmHg	ml/min	mmHg/(ml/min)	mmHg	l/ml	min	min	min	min	min
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
8,0	2,0	14,0	6,0	0,25	4,93	5,35	6,11	6,51	7,79
8,0	2,0	14,0	6,0	0,20	6,16	6,68	7,63	8,14	9,74
8,0	2,0	14,0	6,0	0,15	8,21	8,91	10,18	10,85	12,98

W tabeli 3 zebrano wartości czasów punktów przeięcia przebiegów $P(t)$ oraz wartości czasów występowania wrażliwości $P(t)$ względem P_b , E , R i I dla różnych wartości E oraz stałych wartości P_b , I , R i P_o . Stwierdzono wzrost wartości czasów występowania wrażliwości $P(t)$ względem P_b , E , R i I wraz ze spadkiem E .

W każdym z omawianych przypadków czasy występowania punktu przeięcia przebiegu ciśnienia $P(t)$ są krótsze w porównaniu z pozostałymi czasami występowania wrażliwości $P(t)$ względem parametrów testu infuzyjnego.

9. Wnioski

1. Wszystkie chwile występowania wrażliwości względem parametrów P_b (P_o), E , R , I są dłuższe od czasu punktu przeięcia przebiegu ciśnienia wewnątrzczaszkowego $P(t)$ podczas testu infuzyjnego.

2. Stwierdzono określoną kolejność występowania wrażliwości względem parametrów testu infuzyjnego (w kolejności od czasu najkrótszego do najdłuższego):

- punkt przeięcia t_p przebiegu ciśnienia wewnątrzczaszkowego $P(t)$,
- maksimum t_{P_b} wrażliwości na ciśnienie początkowe P_b i minimum t_{P_o} wrażliwości na ciśnienie odniesienia P_o ,
- maksimum t_E wrażliwości na elastyczność E ,
- punkt przeięcia t_R wrażliwości na rezystancję resorpcji R ,
- maksimum t_I wrażliwości na natężenie infuzji I .

3. Na podstawie badań symulacyjnych typowych modelowych przebiegów ciśnienia wewnątrzczaszkowego u pacjentów z wodogłowiem wykazano wydłużenie czasów występowania wrażliwości ze spadkiem ciśnienia początkowego P_b (wzrostem ciśnienia odniesienia P_o), wzrostem rezystancji resorpcji R oraz spadkiem elastyczności wewnątrzczaszkowej E .

Literatura

- [1] CIEŚLIICKI K., *Hydrodynamiczne uwarunkowania krążenia mózgowego*, Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, Warszawa 2001.
- [2] CZOSNYKA M., *Analiza dynamicznych procesów wewnątrzczaszkowej kompensacji objętościowej*, praca habilitacyjna, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1996.
- [3] JUNIEWICZ H., KASPROWICZ M., CZOSNYKA M., CZOSNYKA Z., GIZEWSKI S., DZIK M., PICKARD J.D., *Analysis of intracranial pressure during and after the infusion test in patients with communicating hydrocephalus*, *Physiological Measurement*, 2005, Vol. 26, No. 6, pp. 1039–1048.
- [4] JUNIEWICZ H., WEISER A., KASPROWICZ M., SZERSZENOWICZ K., *Analiza możliwości skrócenia czasu trwania infuzji z uwzględnieniem punktu przeięcia i stałej czasowej przebiegu ciśnienia wewnątrzczaszkowego podczas testu infuzyjnego*, XV Krajowa Konferencja Naukowa, *Biocybernetyka i Inżynieria Biomedyczna*, Wrocław, wrzesień 2007, publ. na CD.
- [5] JUNIEWICZ H., CIEŚLIICKI K., KASPROWICZ M., *Method and system to determine compensatory parameters of intracranial space during the infusion test*, Application Patent, PCT PL/2008/000001, 2008.
- [6] MARMAROU A., SHULMAN K., LAMORGESE J., *Compartmental analysis of compliance and outflow resistance of the cerebrospinal fluid system*, *Journal of Neurosurgery*, 1975, Vol. 43, No. 5, pp. 523–534.
- [7] MARMAROU A., SHULMAN K., ROSENDE R., *A nonlinear analysis of the cerebrospinal fluid system and intracranial pressure dynamics*, *Journal of Neurosurgery*, 1978, Vol. 48, No. 3, pp. 332–344.
- [8] STEVENS S.A., *Mean pressure and flows in the human intracranial system as determined by mathematical simulations of a steady-state infusion test*, *Neurological Research*, 2000, Vol. 22, No. 8, pp. 809–814.

Marcin KOŁODZIEJ*, Andrzej MAJKOWSKI*

WYBRANE PROBLEMY PRZETWARZANIA, ANALIZY I KLASYFIKACJI SYGNAŁU EEG NA UŻYTEK INTERFEJSU MÓZG-KOMPUTER

1. Wstęp

W ostatnich latach wzrasta zainteresowanie interfejsami mózg-komputer (*brain-computer interface* – BCI). Interfejsy takie umożliwiają bezpośrednią komunikację pomiędzy mózgiem a komputerem. Wybrany stan aktywności mózgu zostaje przetworzony na informację zrozumiałą przez komputer. Interfejsy mózg-komputer znajdują zastosowanie przede wszystkim tam, gdzie osoba, np. sparaliżowana, nie ma możliwości porozumiewania się z otoczeniem. Można również zaobserwować próby zastosowania interfejsu mózg-komputer w szeroko rozumianej rozrywce oraz w systemach wojskowych.

2. Interfejs mózg-komputer

2.1. Definicja interfejsu mózg-maszyna

Już w 1973 roku J. Vidal zasugerował możliwość komunikacji człowieka z komputerem tylko za pomocą sygnałów związanych z aktywnością mózgu [5]. Jednak dopiero w ostatniej dekadzie ubiegłego wieku w kilku ośrodkach naukowych na świecie

*Instytut Elektrotechniki Teoretycznej i Systemów Informacyjno-Pomiarowych, Politechnika Warszawska, ul. Koszykowa 75, 00-661 Warszawa, e-mail: amajk@ee.pw.edu.pl

podjęto próby wykorzystania elektroencefalografii (EEG) do bezpośredniej komunikacji między mózgiem a komputerem. Z uwagi na fakt wykorzystania do analizy i klasyfikacji sygnałów algorytmów implementowanych na komputerze, często mówimy o interfejsie mózg-komputer (BCI).

Interfejsy BCI charakteryzuje wykorzystanie sygnałów generowanych przez mózg, a nie sygnałów aktywności mięśni. Impulsy elektryczne samych mięśni traktowane są w tym przypadku jako niepożądane. Są to tak zwane artefakty fizjologiczne. Przykładem takich artefaktów mogą być sygnały elektryczne powstające podczas wykonywania ruchu oczami (elektrookulografia, EOG). Amplituda tych artefaktów jest o wiele większa (rzędu miliwoltów) niż samego sygnału EEG, którego wartości dochodzą do 100 μV .

Można wyróżnić synchroniczne i asynchroniczne interfejsy mózg-komputer. W przypadku interfejsów synchronicznych znany jest moment wystąpienia określonego zdarzenia. Na przykład, użytkownik zaczyna myśleć o danym zadaniu po wystąpieniu pewnego bodźca, a zatem wiadomo, który fragment sygnału należy poddać klasyfikacji. W przypadku interfejsów asynchronicznych nie wiemy, w której części zapisu znajduje się użyteczna informacja. Dlatego musimy poddawać analizie całość sygnału. Interfejsy asynchroniczne są trudniejsze w realizacji.

2.2. Przeznaczenie interfejsu mózg-komputer

Stosunkowo mała szybkość przekazywania informacji (maksymalnie 35 bitów na sekundę) pomiędzy mózgiem a komputerem powoduje, że systemy te obecnie wykorzystywane są najczęściej przez osoby sparaliżowane. Jest to często ich jedyna forma komunikacji ze światem zewnętrznym, gdyż istnieją choroby czy urazy, które nie pozwalają na wykonanie najprostszego nawet ruchu oczyma czy kończynami. Chodzi tutaj o takie choroby jak: stwardnienie zanikowe boczne, udar mózgowy podkorowy, zespół Guillaina–Barrégo, mózgowie porażenie dziecięce [6]. Osoby dotknięte tymi schorzeniami, podkreślają, że najgorsze jest to, że nie mogą się komunikować z otoczeniem. Dla takich osób projektowane są specjalne wirtualne klawiatury, które na ekranie monitora pozwalają na wybranie poleceń lub edytowanie tekstu.

Podjęto również próby wykorzystania sygnału EEG do sterowania wózkiem inwalidzkim, urządzeniami inteligentnego budynku, czy nawet robotem [3]. Warto zauważyć, że urządzenia wyposażone są w tym wypadku w czujniki współpracujące z mikroprocesorami, co uniemożliwia wykonanie niebezpiecznych manewrów. Trwają prace nad wykorzystaniem interfejsów BCI w wojsku czy przemyśle rozrywkowym, np. do sterowania gramiami.

Na podobnej do interfejsów mózg-komputer zasadzie działania opiera się tak zwany *neurofeedback*. Wykorzystuje się w tym przypadku zbierane w czasie rzeczywistym informacje o aktywności pracy mózgu do samodzielnej próby zmiany tej aktywności przez użytkownika. Najczęściej do akwizycji sygnału EEG wykorzystuje się

wówczas kilka elektrod. Informacja o tym, jakie fale EEG dominują, jest wyświetlana na ekranie monitora. Pacjent ma tak sterować aktywnością swojego mózgu, aby wpłynąć na informacje pokazywane na wyświetlaczu. Neurofeedback jest stosowany w terapii dzieci z ADHD (zespół nadpobudliwości psychoruchowej), u ludzi z zaburzeniami procesu uczenia się, po urazach czaszki, we wspomaganiu leczenia padaczki. Dodatkowo z neurofeedbacku korzystają osoby zdrowe dla poprawy koncentracji, czy ograniczenia stresu [4].

3. Zasada działania interfejsu mózg-komputer

3.1. Elektroencefalografia

Interfejs BCI wykorzystuje informacje o aktualnej pracy mózgu. Istnieje wiele metod pomiaru aktywności mózgu, lecz najczęściej w interfejsach mózg-komputer korzysta się z sygnałów elektroencefalograficznych. Za zastosowaniem elektroencefalografii przemawiają: prosty sposób akwizycji sygnału, przenośne urządzenie pomiarowe i co najważniejsze, możliwość analizy sygnału w czasie rzeczywistym. Dodatkowo jest to metoda stosunkowo tania.

Badanie elektroencefalograficzne polega na odpowiednim rozmieszczeniu elektrod na powierzchni skóry czaszki. Elektrody rejestrują zmiany potencjału elektrycznego na powierzchni skóry, pochodzące od aktywności (wielkiej liczby) neuronów kory mózgowej. Po odpowiednim wzmocnieniu sygnału tworzony jest zapis – **elektroencefalogram**. W standardowym badaniu EEG używa się 19 elektrod, czyli tzw. systemu 10-20 zalecanego przez Międzynarodową Federację Neurofizjologii Klinicznej IFCN. W zastosowaniu do interfejsu mózg-komputer używać możemy różnej liczby elektrod, od 3 aż do 64 elektrod. Liczba kanałów i ich rozmieszczenie jest jednym z ważniejszych problemów systemów BCI.

Elektroencefalogram zmienia się w zależności od aktywności mózgu. Zarówno amplituda sygnału, jak i dominujące częstotliwości ulegają zmianie. U zdrowego człowieka powstają fale mózgowe o częstotliwości od 0,5 do 100 Hz oraz amplitudzie od pięciu do kilkuset μV . Wyróżnić możemy kilka rytmów:

- fale gamma (powyżej 40 Hz) – opisują stan związany ze świadomością, percepcją, aktywnością umysłową,
- fale beta (od 12 do ok. 28 Hz) – występują podczas codziennej aktywności, w stanach niepokoju, oraz pod wpływem pewnych leków,
- fale alfa (od 8 do 13 Hz) – są charakterystyczne dla stanu czuwania w warunkach relaksu, szczególnie przy zamkniętych oczach,
- fale theta (od 4 do 7 Hz) – występują podczas głębokiej medytacji, intensywnej marzeń oraz intensywnej emocji,

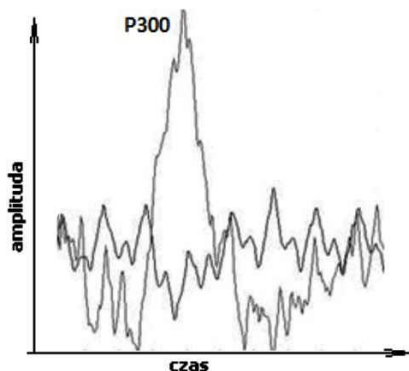
– fale delta (od ok. 0,5 do 3 Hz) – występują w stanie głębokiego snu, u małych dzieci i w przypadku pewnego rodzaju uszkodzeń mózgu.

3.2. Potencjały wywołane

Oprócz elektroencefalografii w diagnostyce medycznej stosuje się badanie tak zwanych potencjałów wywołanych. Potencjały wywołane to potencjały elektryczne rejestrowane na powierzchni głowy (za pomocą kilku elektrod) po zadziałaniu odpowiedniego bodźca. Najczęściej są to bodźce wzrokowe (np. błysk światła), słuchowe lub czuciowe. W zależności od tego pobudzenia wyróżniamy wzrokowe, słuchowe i somatosensoryczne potencjały wywołane. Ponieważ amplituda odpowiedzi jest niezauważalna po jedynym bodźcu, a także występują spontaniczne czynności elektryczne mózgu, to przy rejestracji potencjałów wywołanych stosuje się wielokrotne powtarzanie danego bodźca, a następnie wykonuje uśrednienie wyników.

3.3. Potencjał P300

Jedną z najprostszyc koncepcji jest wykorzystanie w systemach mózg-komputer potencjałów wywołanych. Najczęściej wykorzystywany jest potencjał P300, który występuje jako odpowiedź na pewien oczekiwany bodziec, np. wzrokowy. Potencjał ten pojawia się po czasie około 300 ms od wystąpienia bodźca. Użytkownik obserwuje podświetlane pola. Mogą być to podświetlane litery lub inne znaki. W chwili podświetlenia „oczekiwanego” pola (na którym użytkownik skupia swoją uwagę), w okolicy czubka głowy pojawia się potencjał o amplitudzie kilku mikrowoltów. W celu dokładniejszego określenia potencjału P300 użytkownik wielokrotnie skupia uwagę na wybranym przez siebie bodźcu. W ten sposób wielokrotnie rejestrowane odpowiedzi są uśredniane (rys. 1).



Rys. 1. Potencjał P300. Większa amplituda po 300 ms oznacza odpowiedź na oczekiwany bodziec, mniejsza amplituda to odpowiedź na bodziec, który nie był oczekiwany przez użytkownika

W ten sposób wyświetlając kilka pól, które podświetlane są w innym czasie, po analizie uśrednionej odpowiedzi jesteśmy w stanie określić, na jakim polu skupiał uwagę dany użytkownik interfejsu.

3.4. Potencjały wzrokowe

Działanie interfejsów wykorzystujących potencjały wzrokowe opiera się na analizie sygnału zebranego z kory wzrokowej. Użytkownik obserwuje pulsujące z różną częstotliwością pola. Wywołuje to powstanie pulsacji o takiej samej częstotliwości w korze wzrokowej. W ten sposób przeprowadzając analizę częstotliwościową zmierzonego sygnału zaobserwować możemy dominację pewnej częstotliwości w tym sygnale. Na podstawie takiej analizy łatwo możemy stwierdzić, na co patrzył użytkownik interfejsu. W literaturze angielskiej tego typu interfejsy określamy jako SSVEP (*steady state visual evoked potentials*).

3.5. Potencjały mózgowie skojarzone z ruchem

Najtrudniejsze do budowy są interfejsy asynchroniczne, które wykorzystują sygnały powstające na skutek wyobrażeń dotyczących ruchu jakiejś części ciała. Na przykład użytkownik wyobraża sobie ruch prawą, lewą ręką lub nogą, a komputer po analizie sygnału odgaduje ten ruch (intencje) użytkownika. Można tak nauczyć system BCI, że na przykład, wyobrażenie ruchu prawą ręką powoduje skręt wózka inwalidzkiego w prawą stronę, lewą ręką w lewą stronę, prawą stopą do przodu, lewą stopą poruszenie do tyłu. Jest to możliwe po pierwsze dzięki temu, że nie ma dużej różnicy w pracy mózgu pomiędzy wykonywanym a wyobrażanym sobie ruchem. Po drugie, pewne rejony kory mózgowej zmieniają swoją aktywność podczas wykonywania ruchu w zależności od tego, jaką częścią ciała chcemy poruszyć. Mówimy wtedy o desynchronizacji i synchronizacji potencjałów mózgowych skojarzonych z ruchem (*event-related desynchronization/synchronization – ERD/ERS*).

4. Budowa interfejsu mózg-komputer

4.1. Akwizycja sygnału

Jak już wspomniano, zebranie bardzo małych napięć wypadkowej pracy neuronów kory mózgowej nie jest zadaniem trywialnym. Istnieje wiele zakłóceń fizycznych (np. sprzężenia pojemnościowe i indukcyjne) oraz fizjologicznych (np. potencjały spowodowane aktywnością mięśni), które znacząco utrudniają pomiar sygnału EEG. Do

tęgo doliczyć trzeba napięcia wolnozmiennie generowane na styku skóra elektroda. Powoduje to, że bardzo istotna w systemie BCI jest konstrukcja samego wzmacniacza, jak i sposób mocowania i przyklejenia elektrod. Stosuje się specjalne żele przewodzące (kleje), które mocują elektrody do skóry. Ponieważ nie ma dedykowanych wzmacniaczy do interfejsów mózg-komputer, często użytkownik musi korzystać z dużych gabarytami sprzętu do akwizycji sygnału EEG.

4.2. Przetwarzanie wstępne

Zebrane i wzmacnione sygnały z kilku, a czasem nawet kilkudziesięciu elektrod, są przekazywane do komputera. Ponieważ sygnał ten zawiera również sygnały niepożądane, takie jak zakłócenia sieci zasilającej (50/60 Hz), poddaje się go filtracji. Używa się do tego filtrów cyfrowych (IIR, FIR). W celu eliminacji artefaktów można również zastosować analizę składowych niezależnych (*independent component analysis* – ICA). Wszystkie te operacje muszą odbywać się w czasie rzeczywistym.

4.3. Ekstrakcja cech

Dysponujemy już przefiltrowanym sygnałem EEG, teraz należy wydobyć z tego wielokanałowego zapisu pewne cechy najlepiej opisujące dany fragment sygnału. Proces ten nazywamy ekstrakcją cech. Najczęściej cechami są: amplitudy sygnału (P300) lub wyniki analizy częstotliwościowej (ERD/ERS, SSVEP). Dla interfejsów wykorzystujących potencjały wywołane mamy możliwość uśredniania sygnału i w ten sposób wybieramy cechy, które posłużą do nauczania sieci neuronowej lub innego klasyfikatora. Wybór odpowiednich cech ułatwia w tym przypadku fakt, że wiemy, w którym momencie przeprowadzić analizę sygnału. Często jednak, szczególnie w przypadku interfejsów asynchronicznych, musimy przeanalizować cały sygnał. Wtedy wybieramy okno o określonej długości i dla fragmentu sygnału określonego przez to okno wyznaczamy cechy. Do wydobycia cech mogą nam posłużyć: analiza Fouriera (DFT), transformata falkowa (DWT), modele autoregresyjne (AR), statystyki wyższych rzędów (HOS) itp. [1].

4.4. Selekcja cech

Ponieważ wiele cech może nieść bezużyteczną lub nadmiarową informację, często zachodzi potrzeba wybrania z bardzo dużej liczby cech, tych najważniejszych, które umożliwiają przeprowadzenie poprawnej i szybkiej klasyfikacji sygnału EEG. Za takim podejściem do problemu przemawia jeszcze jedna właściwość interfejsów mózg-komputer: dla różnych użytkowników sygnał EEG może się zmieniać i mieć inne parametry. Trzeba więc wybrać takie cechy, które są najbardziej odpowiednie dla

konkretnego użytkownika. Do tego celu stosuje się wiele metod, do których należą: liniowa analiza dyskryminacyjna (LDA), analiza składowych głównych (PCA) oraz metody rankingowe. W ten sposób wybieramy kilka lub kilkanaście najbardziej znaczących cech.

4.5. Klasyfikacja sygnału

Pewne wartości charakteryzujące dany fragment sygnału EEG (tj. wybrane w wyniku selekcji cechy) na tym etapie posłużą do nauczenia klasyfikatora. Istnieje wiele algorytmów umożliwiających klasyfikację sygnałów. Najczęściej wykorzystywane są: neuronowa sieć wielowarstwowa (MLP), klasyfikator Bayesa (NBC), liniowa analiza dyskryminacyjna (LDA) czy maszyna wektorów podtrzymujących (SVM). W ten sposób po nauczeniu klasyfikatora, dla nowych danych jesteśmy w stanie stwierdzić (z pewnym prawdopodobieństwem), do jakiej klasy przynależy nowy sygnał.

5. Praktyczne realizacje interfejsów mózg-komputer

Tabela 1. Zrealizowane interfejsy mózg-komputer

Grupa badawcza	Zadanie umysłowe	Zastosowanie	Szybkość max
ABI Projekt JRC	Relaks, wyobrażanie ruchu prawą, lewą ręką, obracanie kostki, odejmowanie	Asynchroniczna kontrola robota	33 bit/min
EPFL Szwajcaria	Wyobrażanie ruchu prawym, lewym palcem, liczenie, obracanie obiektów	Sterowanie ruchem obiektów 2D	35 bit/min
Tsinghua University, Chiny	Potencjały wzrokowe (SSVEP)	Synchroniczne wybieranie elementów do kontroli otoczenia	27 bit/min
University of Rochester, USA	Potencjał P300	Kontrola 5 elementów w wirtualnym pokoju	12 bit/min

W tabeli 1 zebrano 4 przykłady interfejsów mózg-komputer działających przy wykorzystaniu różnych potencjałów mózgowych [2]. Interfejs mózg-komputer zastosowano do kontroli robota, sterowania ruchem obiektów 2D, kontroli otoczenia, np. wirtualnego pokoju. Szybkości transferu informacji przedstawione w tabeli dotyczą prędkości maksymalnych osiągniętych przez wybranego użytkownika.

6. Podsumowanie

Interfejsy mózg-komputer wzbudzają coraz to większe zainteresowanie, szczególnie wśród osób niepełnosprawnych. Powszechne wykorzystanie systemów hamowane jest ograniczeniami samego interfejsu takimi jak: mała szybkość przekazywanej informacji mózg-maszyna, skomplikowany sposób akwizycji. Jednocześnie należałoby na tyle uprościć sposób akwizycji sygnału EEG, aby możliwe było zastosowanie takich interfejsów w warunkach domowych. W tym celu konieczne jest opracowanie nowych, bardziej efektywnych algorytmów ekstrakcji, selekcji i klasyfikacji sygnału EEG.

Literatura

- [1] KOŁODZIEJ M., MAJKOWSKI A., RAK R., *Matlab FE_Toolbox – an universal utility for feature extraction of EEG signals for BCI realization*, Przegląd Elektrotechniczny, 2010, No. 1, s. 44-46.
- [2] MOLINA G., *Direct Brain-Computer Communication through scalp recorded EEG signals*, PhD Thesis, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2004.
- [3] MOORE M.M., *Real-World Applications for Brain-Computer Interface Technology*, IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, 2003, Vol. 11, No. 2, pp. 162–165.
- [4] POP-JORDANOVA N., *Biofeedback application for somatoform disorders and attention deficit hyperactivity disorder (ADHD) in children*, International Journal of Medicine and Medical Sciences, 2009, Vol. 1(2), pp. 017–022.
- [5] VIDAL J.J., *Toward direct brain-computer communication*, Annual Review of Biophysics and Bioengineering, 1973, Vol. 2, No. 1, pp. 157–180.
- [6] WOLPAW J.R., BIRBAUMER N., HEETDERKS W.J., MCFARLAND D.J., HUNTER PECKHAM P., SCHALK G., DONCHIN E., QUATRANO L.A., ROBINSON C.J., VAUGHAN T.M., *Brain-Computer Interface Technology: A Review of the First International Meeting*, IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering, 2000, Vol. 8, No. 2, pp. 164–173.

Barbara JUROSZEK*

WARUNKI KALIBRACJI SPIROMETRU

1. Wstęp

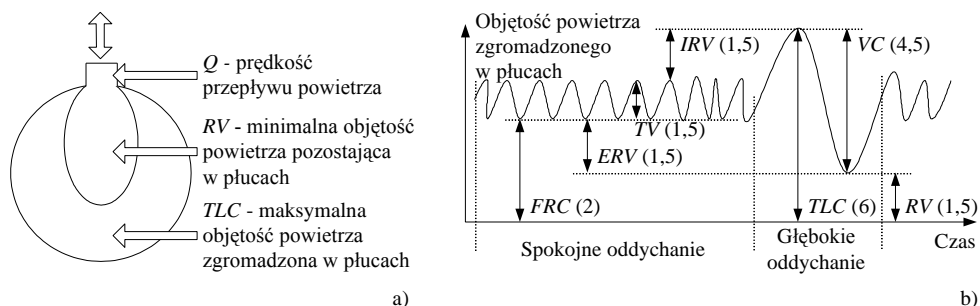
Spirometr – urządzenie do pomiarów parametrów mechanicznych układu oddechowego, w obecnych czasach zaliczany jest wprawdzie do urządzeń dokładnych to jednak ze względu na zjawiska, które podlegają pomiarowi powoduje, że końcowe wyniki są mocno uzależnione od fizycznych warunków przeprowadzenia badania. Największy wpływ wykazuje temperatura otoczenia. Ma to miejsce bez względu na to, czy przetwornik spirometryczny jest typu objętościowego (reaguje na zmiany objętości powietrza) czy też typu przepływowego (reaguje na zmiany prędkości przepływającego powietrza). Powietrze w płucach jest zawsze cieplejsze niż to, w otoczeniu. Dlatego wydostając się na zewnątrz ulega znacznemu ochłodzeniu. Nieuwzględnienie zmiany temperatury będzie źródłem znacznych błędów pomiaru. To skłania do rewizji zagadnień związanych z wpływem różnych, często poza instrumentalnych wpływów na dokładność finalnego pomiaru. Próbę takiej analizy przeprowadzono w niniejszej pracy.

2. Specyfika diagnostyki czynności mechanicznej układu oddechowego

Badanie spirometryczne polega na kontroli objętości powietrza, jakie pacjent wdycha lub wydycha i prędkości przepływu tego powietrza. Na rys. 1a) przedstawiono

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wrocławska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: barbara.juroszek@pwr.wroc.pl

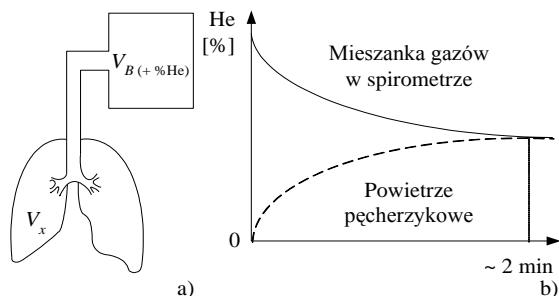
schematycznie podstawowe parametry diagnostyczne układu oddechowego. Zalicza się do nich maksymalną objętość powietrza, jaka może być zgromadzona w płucach (TLC), minimalną zgromadzoną objętość (RV), prędkość przepływu powietrza (Q). Wyznacza się też inne, pochodne (np. [7]). Wśród wielu parametrów jedną z najbardziej istotnych jest objętość zalegająca RV . Może być ona zawarta w innych miarach objętościowych: w całkowitej pojemności płuc TLC lub czynnościowej pojemności zalegającej FRC (rys. 1b). Ze względu na łatwość wykonania badania przez pacjenta, wyznacza się najczęściej pojemność FRC .



Rys. 1. Niektóre cechy mechaniczne płuc (a). Parametry objętościowe układu oddechowego (b):

FRC – czynnościowa pojemność zalegająca, ERV – zapasowa objętość wydechowa, TV – objętość oddechowa, IRV – zapasowa objętość wdechowa, TLC – całkowita pojemność płuc, VC – pojemność życiowa, RV – objętość zalegająca. $FRC = RV + ERV$, $TLC = RV + VC$.
W nawiasie podano typowe wartości objętości (dla dorosłego zdrowego pacjenta) w dm^3

Jednym ze sposobów wyznaczania objętości zalegającej jest metoda ekwilibracji gazów (np. [2]). Występuje ona w dwóch odmianach: jako metoda helowa oraz jako metoda wypłukiwania azotu. Podczas badania pacjent zostaje podłączony do zbiornika z powietrzem oddechowym. Objętość tego zbiornika jest znana jak również znany jest skład powietrza, którym będzie oddychać pacjent (rys. 2).



Rys. 2. Zasada wyznaczania objętości zalegającej metodą helową (a). Wyrównywanie się stężeń helu w połączonych zbiornikach (b)

W pierwszym przypadku powietrze w zbiorniku zawiera kilkanaście procent helu (hel jest gazem obojętnym dla organizmu). Aby nastąpiło wyrównanie się stężeń gazu

znacznikowego w połączonych zbiornikach (zbiornika o znanej objętości ze zbiornikiem o nieznannej objętości (płuca)) pacjent musi oddychać spokojnie kilkanaście razy. W rezultacie takiego postępowania, aby uniknąć zmęczenia pacjenta, możliwe jest jedynie określenie objętości *FRC*. Wyrównanie się stężenia helu w obu układach kończy pomiar, a nieznaną objętość wyznaczana jest z ogólnej zależności:

$$FRC = V_{B+\%He} \frac{He_p - He_k}{He_k}, \quad (1)$$

gdzie:

$V_{B+\%He}$ – objętość powietrza w zbiorniku,

He_p, He_k – stężenie helu na początku i na końcu badania.

Jest rzeczą oczywistą, że pacjent wydycha do zbiornika ciepłe powietrze, o temperaturze swojego ciała, tj. +37 °C. Długi czas badania sprawia, że powietrze oddechowe zgromadzone w zbiorniku ochłodzi się do temperatury otoczenia (np. +20 °C). Będzie to powietrze o innych cechach fizycznych. Zapewnienie właściwej dokładności pomiaru wymaga uwzględnienia odpowiednich praw gazowych. Trzeba wtedy wziąć pod uwagę nie tylko zmienioną temperaturę powietrza.

Identyczna jest procedura postępowania podczas wyznaczania objętości zalegającej metodą wypłukiwania azotu. W tym przypadku gazem znacznikowym jest azot, zawarty (w naturalny sposób) w otaczającym powietrzu, gdzie jest go ok. 79%. Takie właśnie powietrze znajduje się w płucach, podczas normalnego oddychania. Procedura przygotowawcza polega na podłączeniu płuc do zbiornika z czystym tlenem. Zrównanie się stężenia azotu w obu zbiornikach kończy pomiar. Jak poprzednio, niezbędnym jest uwzględnienie fizycznych warunków pomiaru.

Korekta fizycznych warunków otoczenia, w jakich odbywa się pomiar objętości wydmuchanego schłodzonego powietrza następuje przez uwzględnienie odpowiedniego przelicznika.

3. Wpływ parametrów fizycznych powietrza na dokładność pomiarów spirometrycznych – rola przetwornika spirometrycznego

Fizyczne warunki pomiaru powietrza wydmuchanego formułowane są jako [1]:

– ATPS – aktualne warunki pomiaru, gdzie: P_o – ciśnienie atmosferyczne panujące w otoczeniu, kPa, P_{H_2O} – ciśnienie nasyconej pary wodnej w temperaturze otoczenia, kPa, T_o – temperatura otoczenia, °C; takie są cechy powietrza wydmuchanego i zmierzonego na zewnątrz płuc,

– BTPS – warunki znormalizowane, gdzie: $T_o = +37\text{ }^\circ\text{C}$, $P_o = 101,32\text{ kPa}$, $P_{\text{H}_2\text{O}}$ – ciśnienie nasyconej pary wodnej w temperaturze otoczenia, kPa, T_o – temperatura otoczenia, $^\circ\text{C}$; takie są warunki fizyczne panujące w płucach.

Skróty ATPS, BTPS są szeroko rozpowszechnione w dziedzinie pomiarów spirometrycznych. Formuła normalizacji warunków pomiaru wygląda następująco:

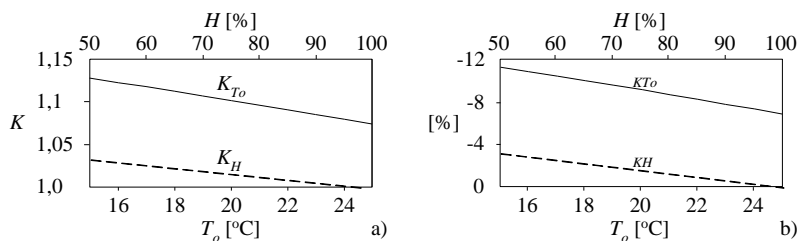
$$K = \frac{310}{273 + T_o} \frac{P_o - P_{\text{H}_2\text{O}}}{P_o - 6,26}. \quad (2)$$

Występująca w mianowniku wartość 6,26 oznacza ciśnienie nasyconej pary wodnej w temperaturze płuc, czyli $+37\text{ }^\circ\text{C}$; wpływ wilgotności został pominięty.

Pełna formuła normalizacji fizycznych warunków pomiarów uwzględnia także wilgotność względną H , a także możliwą zmienność temperatury ciała pacjenta T_p i wtedy współczynnik korekcyjny ma postać [3]:

$$K = \frac{273 + T_p}{273 + T_o} \frac{P_o - \frac{H}{100} P_{\text{H}_2\text{O}}(T_o)}{P_o - P_{\text{H}_2\text{O}}(T_p)}. \quad (3)$$

Pominięcie wpływu warunków otoczenia i brak korekty może być źródłem znacznych błędów pomiaru objętości. Jak duże mogą być wartości pokazują wyniki symulacji (rys. 3). Jeśli przyjąć, że zmienia się tylko jeden parametr to największy wpływ ma temperatura otoczenia T_o . Jeśli przyjąć zakresy zmian temperatury otoczenia $T_o = +15\text{--}25\text{ }^\circ\text{C}$, to błąd przyjmuje wartość $\delta_{T_o} = -11,4\text{--}6,9\%$.



Rys. 3. Wpływ zmian temperatury otoczenia T_o i wilgotności H na wartość współczynnika przeliczeniowego K (a) oraz błąd wynikający z zaniedbania tych wpływów (b)

Ponieważ temperatura otoczenia ma kolosalny wpływ, dlatego niezbędne jest wprowadzenie odpowiednich korekt, przy wykorzystaniu współczynnika K . Korekcja ta, konieczna podczas opisanych w poprzednim rozdziale pomiarów objętości stosowana jest także w innych pomiarach, gdzie używany jest przetwornik spirometryczny typu objętościowego (dzwonowy, mieszkowy itp.).

Aby sprawdzić, czy stosowanie korekcji (3) jest niezbędne przeprowadzono odpowiednie symulacje. W tabeli 1 podano możliwy zakres zmian wartości odpowiednich cech powietrza oraz warunki odniesienia, które przyjęto do analizy. Rysunek 4 przedstawia przebieg zmian. Przy odliczaniu ciśnienia pary wodnej P_{H_2O} posłużono się wyrażeniem (4) sformułowanym na podstawie danych tabelarycznych (zaczepniętych z [6]), przybliżając wartości z wystarczającą dokładnością:

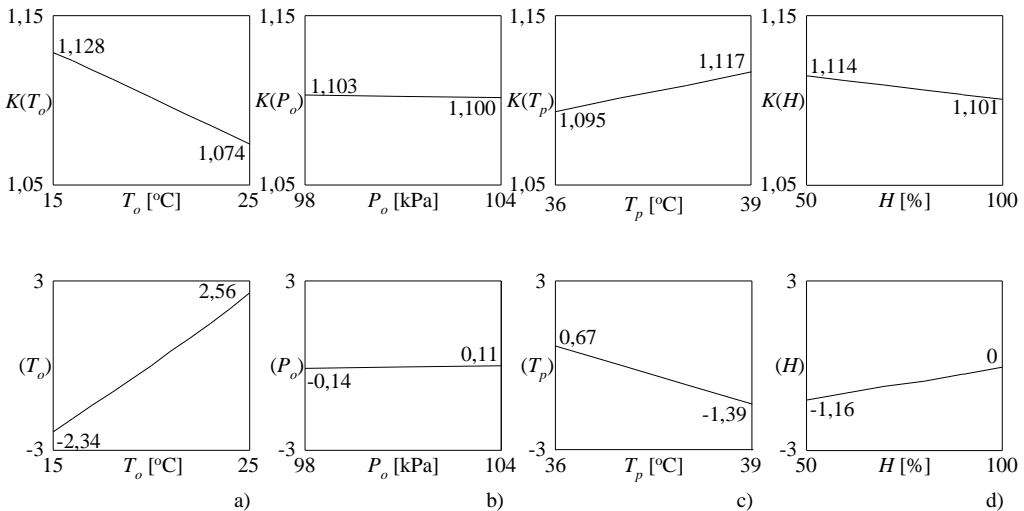
$$P_{H_2O}(T) = 7,628 \times 10^{-5} \cdot T^3 - 7,639 \times 10^{-4} \cdot T^2 + 0,08375 \cdot T + 0,3588, \quad (4)$$

gdzie T – bieżąca temperatura, °C.

Tabela 1. Zakres zmienności warunków pomiaru objętości wydychanego powietrza i zmienność współczynnika korekcyjnego K

Parametr	Zakres zmienności	Rozrzut parametru w stosunku do warunków odniesienia, %	K	Rozrzut K^* , %	Warunki odniesienia
T_o , °C	15–25	–25+25	1,128–1,074	2,5	20
T_p , °C	36–39	–2,7–5,4	1,095–1,117	1,0	37
P_o , kPa	98–104	–3,2+2,7	1,103–1,101	0,1	101,3
H , %	50–100	–50–0	1,107–1,120	0,6	100

* $K_o = 1,101$ dla warunków odniesienia

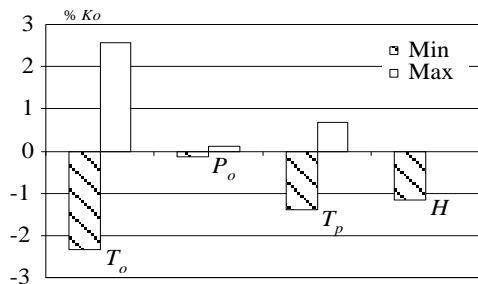


Rys. 4. Zakres zmienności warunków pomiaru objętości wydychanego powietrza i ich wpływ na wartość współczynnika korekcyjnego K .

Błąd względny jest wynikiem zaniedbania wpływu jednej, wybranej cechy fizycznej powietrza:

- a) wpływ temperatury otoczenia T_o , b) wpływ ciśnienia otoczenia P_o , c) wpływ temperatury pacjenta T_p , d) wpływ wilgotności H ; warunki odniesienia przedstawiono w tabeli 1

Na wszystkich wykresach zamieszczonych na rys. 4 zaznaczono na osiach jednokowy zakres zmian współczynnika K (1,05–1,15) oraz błędu δ ($\pm 3\%$), aby lepiej uwytknić istotny wpływ jednych, a pomijalny wpływ innych czynników fizycznych. Zestawienie rezultatów końcowych przedstawiono na rys. 5.



Rys. 5. Błędy wyznaczenia zmiennej wartości K w odniesieniu do wartości K_0

Nasuwa się uwaga, że w przewidywanym zakresie zmian: ciśnienie otoczenia, temperatura pacjenta oraz wilgotność mają niewielki wpływ na dokładność wyznaczania objętości wydychanego powietrza. Wpływ temperatury otoczenia zaznacza się najwyraźniej, bowiem występuje on w formule (3) dwukrotnie: jawnie oraz w sposób „ukryty”, wpływając na prężność pary wodnej P_{H_2O} . Chociaż temperatura pacjenta występuje w podobny sposób, to jednak jej zakres zmian jest zdecydowanie węższy w porównaniu do zmian temperatury otoczenia.

Często przyjmuje się „globalną” korekcję, przyjmując warunki odniesienia jak w tabeli 1. Wtedy $K = 1,101$, a to oznaczałoby, że uwzględnienie warunków fizycznych może poprawić każdą zmierzoną wartość objętości o blisko 10%!

Zastanawiające jest, czy tak drastyczna zmiana warunków pomiaru ma miejsce jedynie w przypadku stosowania spirometrycznych przetworników typu objętościowego, czy też występuje w przetwornikach przepływowych.

4. Warunki pracy przepływowego przetwornika spirometrycznego

Obecnie prawie wszyscy producenci spirometrów wyposażają swoje urządzenia w niewielkie, pod względem wymiarów geometrycznych, przetworniki przepływowe. Znaczna ich część to zwężki, w których opór przepływu stanowi przewężenie zrealizowane w różnych postaciach: nieznacznego zgniecenia fragmentu rurki, umieszczonej w środku wiązki kapilarnych rurek, umieszczonego w środku gęstego sitka. Oferowane są także przetworniki turbinkowe.

W każdym przypadku badany pacjent sam trzyma rękami przetwornik blisko ust. Toteż wydychane powietrze przebywa bardzo krótką drogę z płuc przez przetwornik na zewnątrz i nie ma czasu na ochłodzenie się tak znaczne, jak ma to miejsce w przypadku przetwornika objętościowego.

Może się zdarzyć, że producent stosuje podgrzewanie sitka lub wiązki kapilar przetwornika (np. do temperatury ok. $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$). Obecność pary wodnej w wydychanym powietrzu powoduje osadzanie się kropelek wody, zatykając tym samym rurki lub oczka sitka, co z kolei może wpłynąć na niekorzystne zwiększenie oporu przepływowego przetwornika. Podgrzewanie zwięzki tym bardziej uniemożliwi ochłodzenie mierzonego powietrza.

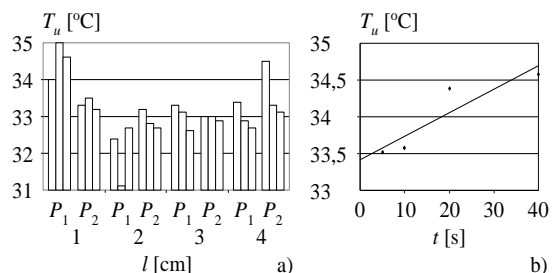
Temperaturę wydychanego powietrza zbadano eksperymentalnie. Podstawą do przeprowadzenia takich obserwacji były sugestie zawarte w pracy [5]. Wszystkie badania przeprowadzono w temperaturze otoczenia $+22\text{ }^{\circ}\text{C}$. Temperaturę powietrza mierzono u dwóch zdrowych pacjentów P_1, P_2 , zanurzając czujnik na głębokość 1–2–3–4 cm w stosunku do zębów dolnej szczęki (rys. 6a). Pacjenci przed pomiarem wykonywali głęboki wdech, po czym trzymali powietrze w płucach przez ok. 10 s, następnie powoli wydmuchiwali powietrze. Zanotowano wskazanie miernika temperatury po ustaleniu się wartości. Każdy pomiar powtarzano trzykrotnie.

W drugim eksperymencie kontrolowano temperaturę wydychanego powietrza, które przed pomiarem było ogrzewane w płucach przez różny odcinek czasu od 5 do 40 s. Czujnik temperatury umieszczony był w ustach na głębokości 1 cm. Temperaturę badano u jednego zdrowego pacjenta. Każde badanie powtarzano czterokrotnie i wyniki uśredniono. Rezultaty przedstawiono na rys. 6b).

Ostatecznie podczas eksperymentów stwierdzono, że temperatura wydychanego powietrza była obniżona i miała wartość ok. $+33,8\text{ }^{\circ}\text{C}$, zależnie od czasu przytrzymania powietrza w płucach. Wyniki te są zbieżne z tymi, przedstawionymi w pracy [4].

Następnie ustalono wilgotność wydychanego powietrza. Podobnie jak poprzednio, czujnik umieszczano w ustach. Ze względu na jego znaczną stałą czasową pomiar odbywał się w czasie 40 s, gdy pacjent, po głębokim wdechu wykonywał bardzo powolny wydech. Zawsze notowano ustaloną (końcową) wartość wskazań. Pomiary wykonano dziesięciokrotnie u dwóch zdrowych pacjentów. W czasie badań wilgotność względna otoczenia była równa ok. 40%. Uzyskano wartości z przedziału (91,5–99,7)%. Ostatecznie pacjentom przypisano wartość 95%.

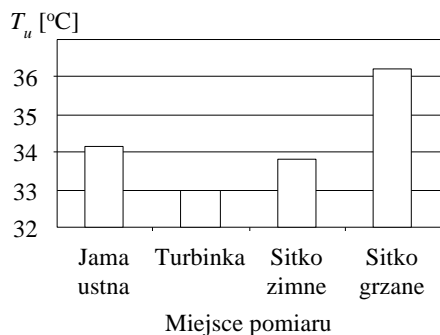
Rys. 6. Wyniki pomiaru temperatury wydychanego powietrza u dwóch pacjentów P_1, P_2 przy różnej głębokości l zanurzenia czujnika (a) oraz dla różnego czasu przetrzymania powietrza w płucach (b)



Kolejny eksperyment związany był z kontrolą temperatury powietrza wydychanego do przetworników przepływowych różnych typów:

1. turbinki (mającej metalowy korpus zamknięty w plastikowej obudowie),
2. metalowej zwężki z gęstym sitkiem o temperaturze otoczenia,
3. zwężki wykorzystanej w p. 2, lecz z sitkiem podgrzanym wcześniej do temperatury ok. $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Każdy pomiar powtarzano trzykrotnie. Jeden pacjent powoli wydychał powietrze z płuc. Wszystkie obserwacje przeprowadzono w temperaturze otoczenia $T_0 = +22\text{ }^{\circ}\text{C}$. Na rys. 7 zobrazowano wartości średnie.



Rys. 7. Temperatura powietrza wydychanego do różnych przetworników przepływowych

Eksperyment pokazał, że w żadnym przypadku powietrze wydychane nie schłodziło się do temperatury otoczenia. Jego temperatura jest bliższa temperaturze ciała pacjenta, a podgrzanie przetwornika powoduje bardzo nieznaczne schłodzenie (tabela 2). Z analizy wynika, że w przypadku przepływowego przetwornika spirometrycznego wprowadzanie korekty BTPS z uwzględnieniem temperatury panującej w otoczeniu zamiast poprawy dokładności (jak miało to miejsce w przypadku objętościowego przetwornika spirometrycznego) spowoduje powstanie błędu 5%. Nie będzie absurdem zaniedbanie tej korekty, bowiem wtedy wprowadzony zostanie błąd o wartości blisko trzykrotnie (przetwornik zimny, $\delta_r = 1,5\%$), a nawet dziesięciokrotnie mniejszej (przetwornik grzany, $\delta_r = -0,6\%$).

W dobie inteligentnych przetworników i układów wieloczujnikowych celowym może być umieszczenie czujnika temperatury bezpośrednio w obudowie zwężki, co umożliwi automatyczną korektę wpływu temperatury mierzonego powietrza. Taki zabieg poprawi nie tylko dokładność pomiarów związanych z pomiarami objętości powietrza wydychanego przez pacjenta. Podczas pomiarów spirometrycznych zalecana jest częsta kalibracja urządzenia przy zastosowaniu specjalnej strzykawki kalibracyjnej zapewniającej wzorcową wartość objętości powietrza: 1 dm^3 lub 2 dm^3 . Warunki termiczne przeprowadzenia kalibracji uzależnione będą nie tylko od temperatury otoczenia, ale także od tego, czy zwężka była uprzednio ogrzana przez badanego pacjenta (pacjentów).

Tabela 2. Warunki otoczenia oraz rzeczywiste warunki pomiarów spirometrycznych przy zastosowaniu przetworników przepływowych

Warunki otoczenia			Warunki w przetworniku		
			zimnym	grzanym	
Parametry	T_{o_1} , °C	+22	+33,3	+36,2	
	T_{p_1} , °C	+37	+37	+37	
	P_{o_1} , kPa	101,3	101,3	101,3	
	H , %	50	95	95	
Szacowane efekty pracy			K_r	1,015	1,006
			δ_r , %	-1,5	-0,6
			K_n	1,066	1,057
			δ_n , %	5,1	5,1

K_r – rzeczywista wartość współczynnika niezbędnego do korekcji przy temperaturze przetwornika odpowiednio +33,3 °C lub +36,2 °C,

δ_r – błąd zaniedbania wpływu warunków pomiaru,

K_n – wartość współczynnika zalecana przy aktualnej temperaturze otoczenia, tj. +22 °C,

δ_n – błąd wynikający z przyjęcia nieprawidłowej wartości temperatury otoczenia, tj. +22 °C

5. Błędy kalibracji

Zgodnie z zaleceniami ERS (European Respiratory Society) [6] każdy spirometr powinien być kalibrowany codziennie. Odbywa się to za pomocą strzykawki kalibracyjnej. Kalibracja może być przeprowadzona w zasadzie w dowolnym momencie używania urządzenia. Oznacza to znaczną różnorodność warunków fizycznych pomiaru objętości powietrza, co zestawiono w tabeli 3. Wyszczególniono dwa rodzaje zwężkowych przetworników spirometrycznych: grzany i zimny, o czym już była mowa w poprzednim rozdziale. Różnorodność zdarzeń pomiarowych polega na tym, iż:

- przetwornik może być:
 - celowo grzany (funkcja zapewniona przez producenta),
 - zimny (bez funkcji automatycznego podgrzewania),
- pomiar może odbywać się:
 - natychmiast, gdy tylko pacjent wykona pierwszy wydech kontrolny,
 - po kilku wcześniejszych próbach (szczególnie, gdy pacjent jest początkujący i musi nauczyć się specjalnego sposobu wydychania, tj. natężonego wydechu), podczas których pacjent sam podgrzewa przetwornik,
 - pacjent korzysta z przetwornika, który został podgrzany przez poprzedniego pacjenta,
- kalibracja może odbywać się w dowolnym momencie, z termicznego punktu widzenia.

Tabela 3. Termiczne warunki kalibracji oraz pomiarów spirometrycznych

Przypadek	Grzałka	Poprzedni pacjent	Kalibracja	Próby poprzedzające	Kolejność pomiaru
A	–	–	Tak	–	Pierwszy
B	–	–	Tak	Kilka	Kolejny
C	–	Tak	Tak	–	Pierwszy
D	Tak	–	Tak	–	Pierwszy
E	Tak	–	Tak	Kilka	Kolejny
F	Tak	Tak	Tak	–	Pierwszy

W czasie kontroli całego procesu oddychania zmienia się temperatura powietrza. Wpływ temperatury otoczenia ujawnia się w sposób jawny, a także w formie pozornie ukrytej – w wartości ciśnienia pary wodnej. Jest to jedynie punkt widzenia obiektu (czyli pacjenta), który ostatecznie wpływa na temperaturę pomiarów objętości powietrza.

Podczas pomiarów oddychania zmienia się nie tylko temperatura powietrza, ale także jego skład (tabela 4) i co za tym idzie – lepkość. Wynika z tego, iż w przypadku stosowania przetwornika zwięźkowego każdy pomiar czy też kalibracja poprzez zmianę temperatury i zmianę składu powietrza będzie wpływać na lepkość [8].

Tabela 4. Cech powietrza oddechowego [6]

Powietrze		Wdychane	Wydechane	
Lepkość, kPa s	Temperatura, °C	15	179,71	176,38
		20	181,50	177,62
		25	183,46	179,18
		30	185,43	180,73
		35	187,17	181,89
		37	187,81	182,24
Skład, %		N ₂	78,09	78,49
		O ₂	20,95	16,52
		CO ₂	0,03	4,06
		Ar	0,93	0,93
Wilgotność względna, %		50	100	

Po uwzględnieniu wszystkich sytuacji, jakie mogą mieć miejsce podczas kalibracji urządzenia, a następnie pomiarów objętości wydychanego powietrza, można zsumować ostatecznie wpływy termiczne, co przedstawiono w tabeli 5. Zwraca uwagę fakt, iż w każdym z rozważanych przypadków, mimo stosowania normalizacji warunków wg współczynnika BTPS, objętość mierzonego powietrza wydychanego zawsze zostaje zaniżona. Wynika z tego, że w dobie stosowania spirometrycznych przetworników zwięźkowych współczynnik korekcyjny w postaci formuły (3) nie spełnia swojej funkcji.

Tabela 5. Parametry wydychanego powietrza i błędy

Przypadek	A	B	C	D	E	F
Temperatura kalibracji, °C	+22,0	+22,0	+33,8	+40,0	+40,0	+36,2
Temperatura pomiaru, °C	+22,0	+33,8	+33,8	+40,0	+36,2	+36,2
K	1,091	1,021	1,021	0,970	1,006	1,006
V_{ins}^*	182,29	186,76	186,76	188,79	187,55	187,55
V_{exp}^*	178,24	181,63	181,63	182,80	182,09	182,09
1 dm ³ w przetworniku spirometrycznym	0,917	0,962	0,962	0,942	0,942	0,954
Efekt łączny **	0,896	0,916	0,935	0,913	0,910	0,926
Po korekcji BTPS	0,978	0,935	0,955	0,893	0,915	0,932
δV , %	-2,2	-6,5	-4,5	-10,6	-8,5	-6,8

*lepkość powietrza wdychanego (ins) lub wydychanego (exp), kPa s,

**dotyczy błędów wynikających z niedokładności kalibracji i z warunków pomiaru objętości powietrza

W przypadku, gdy przetwornik jest podgrzewany (w celu uniknięcia zatykania drobnych otworów sitka lub cienkich kanalików kapilar przewężenia), to średni błąd jest dwa razy większy niż w przypadku przetwornika niepodgrzewanego. Dla przetwornika zimnego (przypadki A, B, C) jest to średnia bezwzględna wartość równa 4,4%. Dla przetwornika podgrzewanego (przypadki D, E, F) jest to średnia bezwzględna wartość równa 8,6%.

Najgorsza sytuacja pomiarowa występuje wtedy, gdy podgrzany przetwornik (ciepły) zostanie skalibrowany, a następnie pacjent wykona kilka prób, aby w końcu zrealizować wydech, podlegający pomiarowi (przypadek D). Najkorzystniejsza sytuacja występuje wtedy, gdy kalibruje się zimny przetwornik (w temperaturze otoczenia), a pacjent, doświadczony podczas wcześniejszych badań, wykonuje pierwszy, właściwy wydech (przypadek A). Błąd pomiaru jest najmniejszy i w rozważanych przykładowych warunkach osiąga wartość 2,2%.

Najczęściej jednak zdarza się przypadek B, gdy zimny przetwornik zostaje skalibrowany, następnie pacjent wykonuje kilka prób, aby w końcu wykonać właściwy wydech. Wtedy błąd jest bardzo duży i sięga wartości aż 6,5%.

Jak widać, podgrzewanie sprawia tylko pozorne wrażenie polepszenia warunków pomiaru, co jest jedynie wynikiem niewłaściwego (nieprecyzyjnego) przyjęcia formuły współczynnika korekcyjnego (3).

6. Wnioski

Przedstawione rozważania pokazują, że dokładność wyznaczenia objętościowych bądź przepływowych parametrów układu oddechowego zależy od wcześniejszych działań osoby przygotowującej urządzenie do pracy (przeprowadzającej kalibrację) jak również przeprowadzającej badanie pacjenta. Test układu oddechowego trwa kilka sekund i w tym czasie mierzone są kolejne porcje wydychanego powietrza. Ponie-

waż w ciągu tego czasu (zwykle ok. 6 s) temperatura wydychanego powietrza zmienia się, dlatego wartość przyjętego współczynnika korekcyjnego K powinna także zmieniać się. Zwracają na to uwagę m.in. Madan I., Bright P., Miller M. w [5].

Zawarte w powyższym opracowaniu uwagi mają charakter ogólniejszy. Wskazują na różnorodność problemów związanych z ustaleniem warunków fizycznych badania parametrów mechaniki oddychania. Na podstawie przeprowadzonych symulacji oraz eksperymentów pomiarowych należy stwierdzić, że:

1. Konieczne jest rozróżnienie termicznych warunków pracy przetworników objętościowych i przetworników przepływowych.

2. Stosowany dotąd współczynnik korekcyjny odnoszący się do sprowadzenia wyników pomiaru objętości wydychanego powietrza do warunków unormowanych BTPS może być stosowany tylko w odniesieniu do spirometrycznych przetworników objętościowych.

3. Stosowanie przetwornika przepływowego zmienia warunki fizyczne pomiaru w stosunku do tych, przyjętych z punktu widzenia przetwornika objętościowego.

4. Korekcja przyjęta dla przetworników przepływowych wymaga uwzględnienia wpływu lepkości powietrza, co dotąd nie było uwzględniane w formule przeliczeniowej.

5. Lepkość powietrza zmienia się zależnie od jego składu (wdech/wydech) i od jego temperatury.

6. Konieczność przeprowadzenia kalibracji spirometru sprawia, że i tę czynność należy uwzględnić w końcowym bilansie błędu pomiaru.

Literatura

- [1] HANKINSON J.L., VIOLA J.O., *Dynamic BTPS correction factors for spirometric data*, Journal of Applied Physiology, 1983, Vol. 55, No. 4, pp. 1354–1360.
- [2] HOLMGREN A., *Determination of the functional residual volume by means of the helium dilution method*, Scandinavian Journal of Clinical and Laboratory Investigation, 1954, Vol. 6, No. 2, pp. 131–136.
- [3] JUROSZEK B., *Air features in spirometric transducers*, Measurement, 2006, Vol. 39, No. 5, pp. 466–476.
- [4] LIESE W., WARWICK W.J., CUMMING G., *Water vapour pressure in expired air*, Respiration, 1974, Vol. 31, No. 3, pp. 252–261.
- [5] MADAN I., BRIGHT P., MILLER M.R., *Expired air temperature at the mouth during a maximal forced expiratory manoeuvre*, European Respiratory Journal, 1993, Vol. 6, No. 10, pp. 1556–1562.
- [6] QUANJER P.H., TAMMELING G.J., COTES J.E., PEDERSEN O.F., PESLIN R., YERNAULT J.C., *Lung volumes and forced ventilatory flows*, European Respiratory Journal, 1993, Vol. 6 (suppl. 16), pp. 5–40.
- [7] *Standardization of spirometry, 1994 update. American Thoracic Society*, American Journal of Respiratory and Critical Care Medicine, 1995, Vol. 152, No. 3, pp. 1107–1136.
- [8] TURNEY Z., BLUMENFELD W., *Heated Fleisch pneumotachometer: a calibration procedure*, Journal of Applied Physiology, 1973, Vol. 34, No. 1, pp. 117–1.

Tomasz GRYSIŃSKI*

ANALIZATOR IMPEDANCJI DLA POTRZEB LOKALNYCH POMIARÓW KONDUKTYWNOŚCI ELEKTRYCZNEJ

1. Wstęp

Elektryczne właściwości materiałowe obiektów biologicznych, zarówno konduktywność jak i przenikalność elektryczna, są związane z ich właściwościami mikrostrukturalnymi i fizykochemicznymi [4]. Wynika z tego, że metody umożliwiające pomiar konduktywności elektrycznej mogą być użyte do oceny rodzaju oraz stanu tkanek i organów [1, 2, 5]. Obiekty te charakteryzują się jednak zazwyczaj dużą niejednorodnością. Z diagnostycznego punktu widzenia, korzystna byłaby możliwość wykonania pomiaru lokalnego, to znaczy pomiaru właściwości niewielkiej części tkanki o rozmiarach od kilku mm³ do kilkudziesięciu mm³, w całej tkance (np. *in vivo*) – bez potrzeby pobierania próbek, tj. nieinwazyjnie lub minimalnie-inwazyjnie [1, 5]. Ta sama metoda mogłaby posłużyć również do pomiarów niewielkich próbek materiału *in vitro*.

2. Pomiary lokalne konduktywności

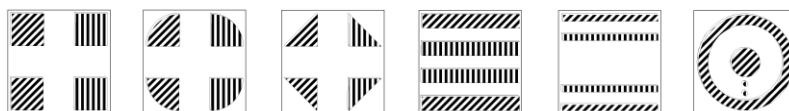
Wykonywanie pomiarów lokalnych wiąże się z istotnymi trudnościami. Zmniejszenie objętości tkanki potrzebnej do poprawnego wykonania pomiaru można uzyskać

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wrocławska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: tomasz.grysinski@pwr.wroc.pl

przez zastosowanie odpowiedniego układu elektrod, a także poprzez miniaturyzację czujnika. Miniaturyzacja, a tym samym zmniejszenie powierzchni elektrod i odległości pomiędzy nimi sprawia, że wymagania stawiane układowi pomiarowemu są znacznie ostrzejsze niż ma to miejsce w uśredniających pomiarach większych obiektów [3, 6]. Ze względu na bardzo duże impedancje elektrodowe miniaturowych czujników niezbędne jest stosowanie czteroelektrodowej metody pomiaru. Układ musi umożliwiać wykonanie poprawnego pomiaru w sytuacjach, gdy impedancja polaryzacji wielokrotnie przewyższa impedancję samego obiektu. Ponadto, w przypadku wykonywania pomiarów obiektów o niedużej objętości istnieje niebezpieczeństwo uszkodzenia tkanki lub zmiany jej właściwości przez zbyt dużą gęstość prądu przepływającego przez obiekt. Wymusza to stosowanie źródeł prądu zmiennego o bardzo małych amplitudach, przy czym jednocześnie przez obiekt nie powinien przepływać prąd stały. Z kolei prąd o tak małych wartościach wytwarza bardzo mały spadek napięcia pomiędzy elektrodami napięciowymi, często bliski poziomowi szumów.

W badaniach obiektów biologicznych istotne znaczenie ma również możliwość uzyskania widma częstotliwościowego wyników pomiaru impedancji – zarówno wartości modułu impedancji, jak i kąta przesunięcia fazowego. Układ pomiarowy powinien więc pełnić funkcję analizatora impedancji. W przypadku pomiarów *in vivo* wymaga się również stosowania dodatkowych pasywnych zabezpieczeń obiektu, na przykład w postaci rezystora umieszczonego w obwodzie źródła prądowego i obiektu.

Układ pomiarowy opisany w tej pracy został zaprojektowany, wykonany i przetestowany, jako jeden z elementów pracy doktorskiej pod tytułem: *Opracowanie metody wyznaczania konduktywności lokalnej w ośrodkach biologicznych*. W ramach realizacji pracy doktorskiej zostały zaprojektowane i wykonane planarne czujniki czteroelektrodowe [7]. Zaproponowano zestaw różnych układów elektrodowych, w których sposób rozmieszczenia elektrod, ich wielkość oraz kształt są różne. Przykłady projektów układów elektrodowych przedstawiono na rys. 1.

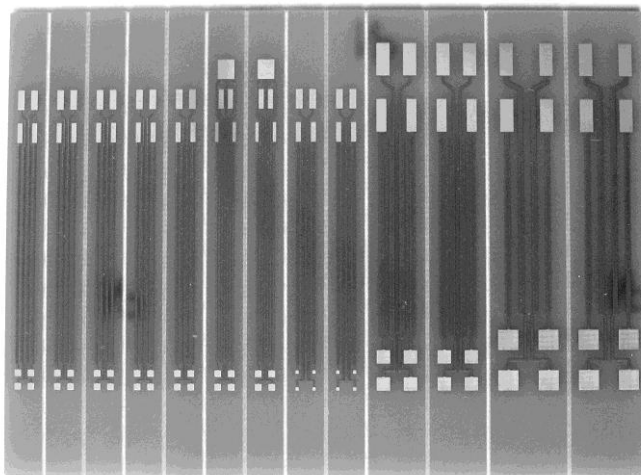


Rys. 1. Przykłady zaproponowanych układów elektrodowych, elektrody zasilające kreskowane ukośnie

Układy te zostały wykonane w formie czujników z wyprowadzeniami do podłączenia układu pomiarowego. Elektrody i złącza pokryto warstwą złota. Przykład zestawu czujników z elektrodami w kształcie kwadratu przedstawiono na rys. 2. Czujniki te mogą być użyte zarówno w pomiarach inwazyjnych jak i nieinwazyjnych.

Przyjęto, że powierzchnia, na której umieszczone są elektrody ma wymiary 3 mm×3 mm. Powierzchnia elektrody, przykładowo dla układu z kwadratowymi elektrodami wynosi 1 mm², sąsiadujące elektrody oddalone są od siebie o 1 mm. Wyko-

nianie pomiarów właściwości obiektów biologicznych z użyciem tych czujników stawia nietypowe wymagania układowi pomiarowemu. Pomiar lokalnych impedancji z użyciem dostępnych na rynku analizatorów impedancji, takich jak np. Solartron 1260, jest niemożliwy bez użycia dodatkowych układów pośredniczących. Pragnieniem autora było również stworzenie przenośnego systemu pomiarowego spełniającego funkcje analizatora impedancji lokalnych, dlatego zaprojektowano i wykonano system pomiarowy będący przedmiotem tej pracy.



Rys. 2. Przykład wykonanego zestawu czujników (skala 1:1)

3. Założenia

Zrealizowany układ umożliwia wykonywanie pomiarów w dwóch trybach sterowania tj. z udziałem komputera osobistego lub bez niego (autonomicznie). W przypadku wykonywania pomiaru bez użycia komputera, procesem steruje tylko oprogramowanie mikrokontrolera, a parametry pomiaru są ustawiane przez użytkownika przy użyciu przycisków sterujących i menu widocznego na wyświetlaczu. Wyniki w postaci wartości modułu impedancji, przesunięcia fazowego oraz części rzeczywistej i urojonej impedancji są obliczane przez oprogramowanie mikrokontrolera i wyświetlane na ekranie LCD. W trybie pracy układu, w którym używane jest oprogramowanie komputerowe, parametry pomiaru ustawiane są przez użytkownika poprzez interfejs przedstawiający wirtualne urządzenie pomiarowe. W tym trybie pracy możliwe jest wykonanie pomiaru widma częstotliwościowego impedancji w wybranym zakresie częstotliwości.

Oprogramowanie mikrokontrolera zrealizowano korzystając z języka programowania C dostosowanego do potrzeb obsługi mikrokontrolera oraz poleceń Assemblera AVR. Oprogramowanie komputerowe zostało wykonane przy wykorzystaniu środowiska LabView firmy National Instruments.

Założenia dotyczące systemu pomiarowego podzielono na trzy części odnoszące się odpowiednio do elektronicznego układu pomiarowego, oprogramowania mikrokontrolera sterującego układem oraz oprogramowania komputera osobistego.

W stosunku do układu pomiarowego przyjęto następujące założenia:

a) generator sygnału:

- sygnał sinusoidalnie zmienny,
- częstotliwość od 100 Hz do 100 kHz,
- sygnał generowany przy użyciu źródła prądowego w zakresie od 10 do 100 μA ,
- brak prądu stałego przepływającego przez obiekt,

b) parametry mierzone:

- moduł impedancji w zakresie od 25 Ω do 2,5 k Ω ,
- przesunięcie fazowe w zakresie od -90° do 0° ,

c) pozostałe założenia:

- pomiar wykonywany czteroelektrodowo i dwuelektrodowo,
- układ pomiarowy ma być zasilany z jednego źródła o stałym napięciu,
- rozmiary układu muszą umożliwiać jego umieszczenie w niewielkiej, przenośnej obudowie, którą można trzymać w jednej dłoni,
- sygnał elektryczny dostarczany do obiektu poprzez rezystor zabezpieczający,
- możliwość pomiaru z zasilaniem bateryjnym.

Oprogramowanie mikrokontrolera ma wykonywać następujące funkcje:

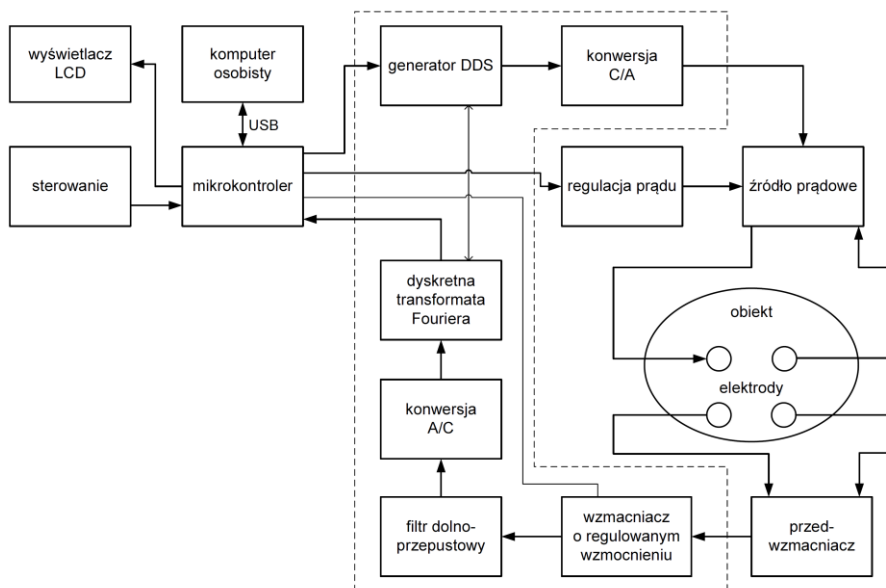
- automatyczna kalibracja układu pomiarowego dla wszystkich zakresów i trybów,
- obliczanie wyniku pomiaru (moduł, faza, rezystancja, reaktancja),
- zmiana parametrów pomiaru: częstotliwość i amplituda prądu, wzmocnienie,
- wyświetlanie wyniku i parametrów pomiaru,
- sygnalizacja akustyczna nieprawidłowego pomiaru,
- komunikacja dwukierunkowa z komputerem poprzez magistralę USB (separacja galwaniczna względem komputera osobistego).

Oprogramowanie komputera osobistego ma realizować zastępujące zadania:

- interfejs użytkownika,
- wyświetlanie wyników na wykresie,
- ustawianie parametrów pomiaru,
- wyzwalanie pomiaru jednokrotnego dla wybranej częstotliwości,
- pomiar widma w ustalonym zakresie częstotliwości (równomierny rozkład punktów pomiarowych w skali liniowej/logarytmicznej),
- zapis i eksport wyników pomiaru do zewnętrznych programów.

4. Analizator impedancji

Strukturę analizatora impedancji przedstawiono na rys. 3, w formie schematu blokowego (linią kreskowaną zaznaczono układy konwertera impedancji AD5933).



Rys. 3. Schemat blokowy analizatora impedancji

W układzie pomiarowym wykorzystano mikrokontroler Atmel ATMega128 z rodziny 8-bitowych mikrokontrolerów AVR. Do generacji sygnału zmiennego, konwersji A/C i C/A oraz wykonywania operacji związanych z obliczeniami dyskretnego transformaty Fouriera (DTF) użyto 12-bitowego konwertera impedancji AD5933. Układ ten umożliwia generację napięciowego sygnału sinusoidalnego poprzez wbudowany układ DDS w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 100 kHz. W projekcie układu pomiarowego realizowanego w ramach pracy założono, że pomiar impedancji ma się odbywać również przy niższych częstotliwościach, począwszy od 100 Hz. Z tego powodu konieczne było wprowadzenie modyfikacji w układzie pomiarowym.

W zakresie częstotliwości pomiarowych powyżej 10 kHz układ konwertera impedancji wykorzystuje zintegrowany oscylator generujący sygnał taktujący o częstotliwości $f_{clk} = 16,776$ MHz. Próbkowanie przetwornika analogowo-cyfrowego odbywa się z częstotliwością $f_s = f_{clk}/16$, tak więc częstotliwość próbkowania wynosi w przybliżeniu 1 MHz. Obliczenia z użyciem DTF wykonywane są z użyciem 1024 próbek sygnału, stąd rozdzielczość obliczeń ograniczona jest do około 1 kHz. Tym samym częstotliwość minimalna pomiaru powinna wynosić 1 kHz, gdy układ taktowany jest

z użyciem wewnętrznego oscylatora. Ze względu na ograniczenia istniejące w analogowych obwodach układu konwertera zalecane jest jednak, aby pomiary były wykonywane dla częstotliwości nie mniejszych niż 10 kHz.

Wykonanie pomiarów przy niższych częstotliwościach jest teoretycznie możliwe na dwa sposoby. Pierwszy z nich wymaga zwiększenia liczby próbek, które są wykorzystywane dla potrzeb DTF. Ustalona struktura konwertera nie pozwala jednak na zmianę liczby próbek gromadzonych przez układ. Drugie rozwiązanie wykorzystuje możliwość podłączenia zewnętrznego sygnału taktującego dla układu konwertera – i tak zrobiono w tym projekcie. Zewnętrzny sygnał taktujący z zakresu od 125 kHz do 4 MHz generowany jest poprzez programowalny układ zegarowy, sterowany przez mikrokontroler.

Konwerter AD5933 dzięki wbudowanemu układowi DDS umożliwia generowanie sygnału sinusoidalnego o stałej amplitudzie napięcia, o czterech wartościach w zakresie od 200 mV_{pp} do 2 V_{pp}. W projekcie założono, że układ pomiarowy będzie generował sygnał o stałej amplitudzie prądu, a pomiar wykonywany będzie czteroelektrodowo. Aby wykorzystać możliwości wbudowanego generatora DDS użyty został konwerter napięcie-prąd. Jego parametry są tak dobrane, aby poprzez zmianę zakresu generatora DDS uzyskiwana amplituda prądu wynosiła od 10 μA do 100 μA. Wyjście konwertera napięcie-prąd jest podłączone do elektrod prądowych za pośrednictwem rezystora o wartości 1 kΩ dla zapewnienia dodatkowego pasywnego zabezpieczenia, które jest często wymagane w przypadku pomiarów *in vivo*.

Spadek napięcia z elektrod napięciowych jest doprowadzany poprzez filtr górno-przepustowy do wzmacniacza pomiarowego. Układ ten pełni funkcję przedwzmacniacza o stałym wzmacnieniu. Całkowite wzmacnienie sygnału może wynosić 20 lub 100 V/V i jest regulowane przez program mikrokontrolera, który steruje wewnętrznym wzmacniaczem układu konwertera. Układ AD5933, po zebraniu serii próbek pomiarowych oraz wykonaniu obliczeń, udostępnia w rejestrach dwa parametry, składowe impedancji: rzeczywistą R oraz urojoną I :

$$|Z_p| = \sqrt{R^2 + I^2} \quad (1)$$

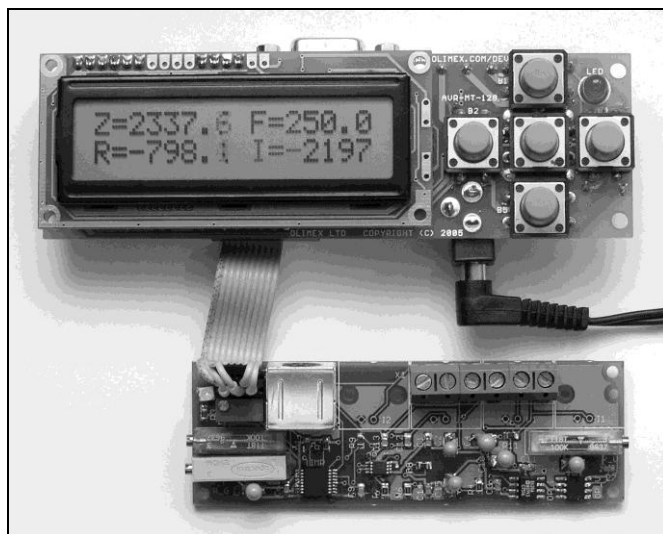
Na podstawie obliczonej wartości $|Z_p|$ możliwe jest odtworzenie wartości modułu zmierzonej impedancji $|Z|$, jeśli znany jest współczynnik wzmacnienia G :

$$|Z| = \frac{1}{|Z_p|G} \quad (2)$$

Wartość współczynnika G zależy od częstotliwości, przy której wykonywany jest pomiar. Aby wyniki były obarczone jak najmniejszym błędem, dla każdej częstotliwości, przy której będzie wykonywany pomiar powinna być przeprowadzona kalibra-

cja i wyznaczona aktualna wartość G_f . W realizowanym projekcie założono, że pomiar ma się odbywać przy dowolnej częstotliwości z zakresu od 100 Hz do 100 kHz, nie jest więc możliwe wyznaczenie wartości G_f dla wszystkich częstotliwości pomiarowych. W takich sytuacjach nota aplikacyjna układu AD5933 sugeruje wyznaczenie współczynnika wzmocnienia dla ustalonej listy częstotliwości f_1, f_2, \dots, f_n . Jeśli liczba częstotliwości zawartych w tej liście jest odpowiednio duża, możliwe jest wyznaczenie wartości G_f dla dowolnej częstotliwości poprzez zastosowanie przybliżenia liniowego. W trakcie wykonywania pomiaru stosowane są również dodatkowe procedury uśredniające i sprawdzające powtarzalność wyników pomiaru.

Układ pomiarowy został zrealizowany w formie dwóch modułów przedstawionych na rys. 4. Pierwszy moduł zawiera mikrokontroler oraz elementy interfejsu użytkownika (wykorzystano gotowy moduł mikrokontrolera firmy OLIMEX). Drugi z modułów zawiera konwerter impedancji, źródło prądowe, wzmacniacz pomiarowy oraz gniazda do podłączenia elektrod pomiarowych.

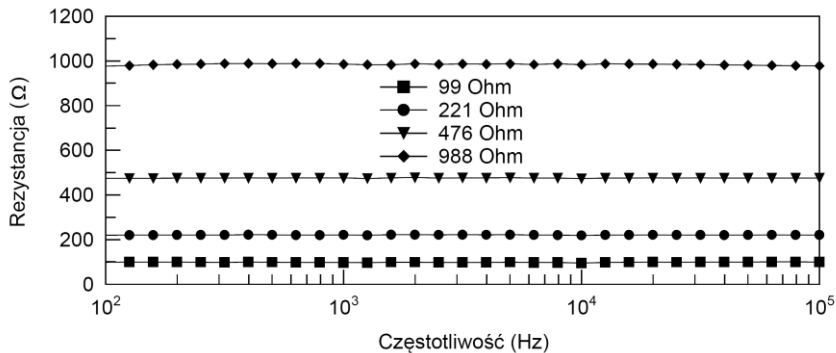


Rys. 4. Wykonany układ pomiarowy (moduł mikrokontrolera na górze, moduł pomiarowy na dole)

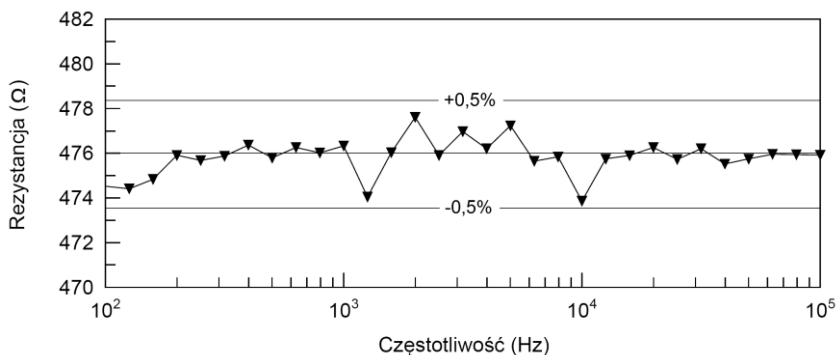
5. Badania eksperymentalne

Wykonano serię eksperymentów dla sprawdzenia poprawności pracy i określenia parametrów analizatora. Poprawność wyników w dziedzinie częstotliwości sprawdzono przy użyciu rezystorów metalizowanych. Analizator umożliwia wykonywanie pomiarów w zakresie częstotliwości od 100 Hz do 100 kHz. Zmierzone wartości rezy-

stancji poszczególnych rezystorów powinny być niezienne w tym zakresie częstotliwości. Pomiary wykonano w trybie dwuelektrodowym, wykorzystując rezystory o wartościach: 99, 221, 476 i 988 Ω . Wyniki przedstawiono na rys. 5 i 6.



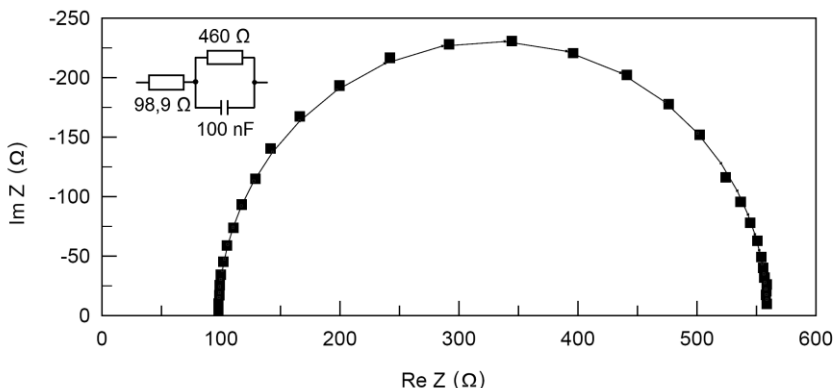
Rys. 5. Wyniki pomiarów rezystancji przy częstotliwościach z zakresu od 100 Hz do 10 kHz



Rys. 6. Wyniki pomiarów rezystancji 476 Ω

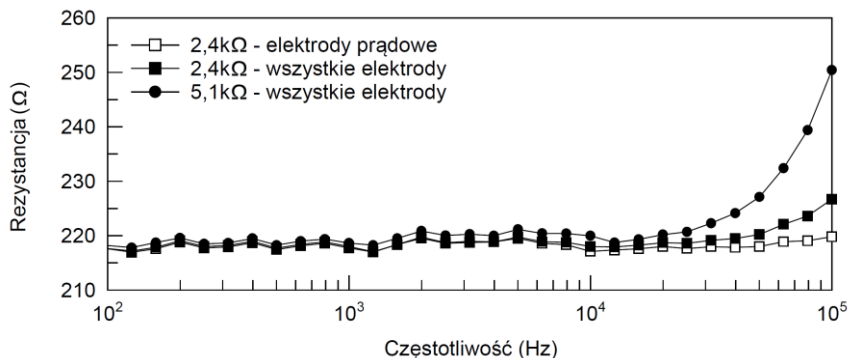
Analizator, zgodnie z założeniami projektu, ma umożliwiać także pomiar części urojonej impedancji, a tym samym udostępniać wyniki w postaci modułu i fazy impedancji elektrycznej. W celu weryfikacji możliwości pomiaru zespolonych wartości impedancji zmierzono dwójnik RC składający się z trzech elementów, którego schemat, wyniki pomiaru oraz krzywą dopasowaną dla dwójnika zastępczego zilustrowano na rys. 7. Dopasowany dwójnik zastępczy ma taki sam schemat, jak dwójnik mierzony, a wartości jego elementów są następujące: rezystancja szeregową 98,0 Ω , rezystancja równoległa 461,0 Ω , pojemność 104,5 nF.

Pomiary impedancyjne z użyciem elektrod o niewielkich powierzchniach stawiają szczególnie trudne wymagania układowi pomiarowemu, gdyż impedancje elektrodowe w tych warunkach mogą przyjmować bardzo duże wartości, znacznie przekraczające impedancje mierzone.



Rys. 7. Wynik pomiarów impedancji dwójnika oraz krzywa dopasowania dwójnika zastępczego

Na rys. 8 przedstawiono wyniki pomiaru obiektu o rezystancji 216Ω stanowiącego element elektrycznego modelu czujnika, w którym zmieniano wartość rezystancji elektrod. Pomiar wykonano w trzech wariantach opisanych w legendzie rysunku, gdzie wartości $2,4 \text{ k}\Omega$ i $5,1 \text{ k}\Omega$ oznaczają rezystancje elektrod, a w pozostałym tylko elektrod prądowych.



Rys. 8. Wyniki pomiarów czteroelektrodowych z uwzględnieniem rezystancji elektrodowych

6. Wnioski

W pracy przedstawiono system pomiarowy realizujący funkcje analizatora impedancji, przeznaczony do współpracy z czujnikami miniaturowymi. Układ jest zasilany z pojedynczej baterii lub z magistrali USB i jest na tyle mały, że może być trzymany w jednej ręce (np. jako uchwyt czujnika). Wyniki badań eksperymentalnych przedstawione na rys. 5 wskazują, że układ pomiarowy poprawnie mierzy rezystancję. Wy-

niki pomiaru rezystancji nie są wrażliwe na zmianę częstotliwości w zakresie od 100 Hz do 100 kHz, a błąd przykładowego pomiaru przedstawionego na rys. 6 nie przekracza 0,5%. Wykorzystując dwójnik RC sprawdzono także poprawność pomiaru kąta przesunięcia fazowego. Do uzyskanych wyników dopasowano charakterystykę częstotliwościową przy użyciu oprogramowania ZView (Scribner Associates). Na podstawie dopasowanej krzywej określono wartości elementów dwójnika zastępczego, który ma taki sam schemat jak dwójnik mierzony z rys. 7. Błąd dopasowania wartości rezystora 99 Ω wynosi 1% natomiast dla rezystora 460 Ω jest to tylko 0,3%. Dokładna pojemność użytego kondensatora ceramicznego nie była znana, a różnica 4,5% wyniku dopasowania względem wartości nominalnej mieści się w 10% tolerancji pojemności kondensatora.

Pomiary z użyciem modeli czujników zawierających rezystancje elektrodowe wykazały, że układ umożliwia poprawne wykonywanie pomiarów czteroelektrodowych (rys. 8). Wyniki pomiarów uzyskane w paśmie częstotliwości do 20 kHz są o 1–2% większe od wartości nominalnej obiektu. Powyżej 20 kHz w przypadku modeli z czterema rezystancjami elektrodowymi wyniki pomiarów rezystancji zwiększają się wraz z częstotliwością. Należy zauważyć, że stosunek rezystancji elektrodowych do rezystancji obiektu wynosi 24 do 1 w bardziej niekorzystnym przypadku, gdzie rezystancje elektrodowe mają wartość 5,1 k Ω . W przypadku modelu z rezystancjami elektrodowymi 2,4 k Ω (stosunek 11 do 1) błąd wyniku pomiaru jest znacznie mniejszy i dla częstotliwości 100 kHz nie przekracza 5%. Zastosowane w układzie sygnały pomiarowe są tak małe, że nie stanowią zagrożenia w pomiarach *in vivo*, ani też nie powodują uszkodzenia nawet bardzo małych próbek w pomiarach *in vitro*.

Literatura

- [1] ABERG P., *Skin cancer as seen by electrical impedance*, PhD Thesis, Karolinska Institutet, Stockholm, 2004.
- [2] IVORRA A., GOMEZ R., NOGUERA N., VILLA R., SOLA A., PALACIOS L., HOTTER G., *Minimally invasive silicon probe for electrical impedance*, Biosensors and Bioelectronics, 2003, Vol. 391, pp. 391–399.
- [3] IVORRA A., *Contributions to the measurement of electrical impedance for living tissue ischemia injury monitoring*, PhD Thesis, Universitat Politecnica de Catalunya, 2005.
- [4] SCHARFETTER H., *Structural modeling for impedance-based noninvasive diagnostic methods*, Thesis for the habilitation, Technical University Graz, 1999.
- [5] SKOUROU C., HOOPES P., STRAWBRIDGE R., PAULSEN K., *Feasibility studies of electrical impedance spectroscopy for early tumor detection in rats*, Physiological Measurement, 2004, No. 25, pp. 335–346.
- [6] ZAGAR T., KRIZAJ D., *An instrumentation amplifier as a front-end for a four-electrode bio-impedance measurement*, Physiological Measurement, 2007, No. 28, pp. N57–N65.
- [7] GRYSINSKI T., MORON Z., *Planar sensors for local conductivity measurements in biological objects – design, modelling, sensitivity maps*, Sensors and Actuators B, in press.

Sylwia KORCZYŃSKA*

CZUJNIKI KONDUKTOMETRYCZNE DO ZASTOSOWAŃ BIOMEDYCZNYCH – WYMAGANIA, MOŻLIWOŚCI ROZWIĄZAŃ

1. Wstęp

Pomiary konduktometryczne, przez które rozumie się pomiary przewodnictwa jonowego, mają bardzo liczne zastosowania w biomedycynie, m.in. [1, 2, 16], gdyż głównym składnikiem organizmów żywych są roztwory elektrolitów. Ponadto roztwory elektrolitów są wykorzystywane w diagnostyce i terapii medycznej. Zastosowania biomedyczne konduktometrii obejmują więc zarówno pomiary cieczy, jak i ciał stałych nasączonych tymi cieczami, tj. tkanek.

Głównymi czynnikami utrudniającymi pomiary konduktywności przewodników jonowych oraz psującymi dokładność tych pomiarów są: występowanie na granicy elektroda-roztwór warstwy elektrodowej o właściwościach impedancji elektrycznej oraz mocny wpływ temperatury na konduktywność [12]. W zastosowaniach biomedycznych dochodzą dodatkowo utrudnienia wynikające z wymagań metrologicznych i użytkowych związanych ze specyfiką tej dziedziny, jak np. możliwie mała inwazyjność, możliwość pomiaru bez uszkodzenia struktury próbki, łatwość dezynfekcji lub możliwość jednorazowego stosowania (co wiąże się z niską ceną), możliwość miniaturyzacji. Z nich z kolei wynikają specjalne wymagania konstrukcyjne i technologiczne.

Problemy związane z dokładnością pomiarów są wyraźnie widoczne w zminiaturyzowanych układach pomiarowych [7, 11]. Ostatnio obserwuje się rozwój subminiaturyzacji czujników konduktometrycznych, związanej z wprowadzeniem takich czujników

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: sylwia.korczynska@pwr.wroc.pl

do układów scalonych przeznaczonych do zastosowań biomedycznych. Takie czujniki wymagają z kolei odpowiednich układów pomiarowych. Niniejszy referat dotyczy wstępnego etapu przygotowań do pracy doktorskiej.

2. Zastosowanie biomedyczne czujników konduktometrycznych – wymagania stawiane czujnikom

Od ponad trzydziestu lat obserwuje się zwiększone zainteresowanie rozwojem urządzeń analitycznych do wykrywania oraz ilościowego oznaczania zmian stężeń cieczy biologicznych. W tym celu wykorzystywane są między innymi zmiany przewodnictwa elektrolitów. Czujniki konduktometryczne używane są np. do badania lepkości krwi [2] oraz do pomiarów koncentracji krwinek [13]. Jeśli zastosuje się jako elementy czujnikowe membrany selektywne, biosensory konduktometryczne mogą być używane do oznaczania glukozy i ureazy we krwi [15] oraz stężenia sodu we krwi podczas hemodializy [9]. Mają również zastosowanie w wykrywaniu bakterii (ich aktywności metabolicznej) [14] i różnego rodzaju zanieczyszczeń, m.in. w celu kontroli jakości sterylności narzędzi medycznych. Bardzo istotnym zastosowaniem konduktometrii jest kontrola czystości ultra-czystej wody, używanej w medycynie jako rozpuszczalnik oraz do takich zastosowań, jak np. hodowla kultur tkankowych oraz zapłodnienie *in vitro* [16]. Najnowsze badania związane z pomiarami przewodności dotyczą m.in. prac nad skonstruowaniem czujników do pomiaru DNA w celu wykrywania komórek nowotworowych [1].

Badania właściwości elektrycznych tkanek i obszarów tkankowych poprzez pomiar konduktywności są coraz częściej przedmiotem zainteresowania lekarzy i naukowców. Wykorzystanie elektrycznych metod pomiarowych wymaga znajomości oddziaływań pomiędzy materią a polem elektrycznym. Skutki fizyczne tych oddziaływań i ich biologiczne następstwa obserwowane w tkance umieszczonej w polu elektrycznym są efektem ruchu jonów i obrotów dipoli elektrycznych. Właściwości elektryczne tkanki związane są z właściwościami tworzących je komórek. W zasadzie błona jest pozbawiona swobodnych nośników ładunków i zachowuje się jak izolator, tj. dielektryk. We wnętrzu komórki znajduje się cytoplazma wraz z jonami Na^+ , K^+ , Cl^- i cząsteczkami będącymi dipolami elektrycznymi. Płyn śródtkankowy otaczający komórkę również zawiera jony i cząsteczki dipolowe. Z punktu widzenia właściwości elektrycznych wewnątrz komórki oraz środowisko, w którym się znajduje są przewodnikiem jonowym. Natomiast błona komórkowa wraz z cytoplazmą i płynem śródtkankowym stanowi kondensator.

Wymienione właściwości elektryczne tkanek opisuje najlepiej konduktywność elektryczna (przewodność elektryczna właściwa). Ponieważ jest to cecha materii, nie zależy ona od geometrii i wymiaru badanego obiektu, jak to ma miejsce np. w przy-

padku impedancji elektrycznej. Konduktywność jest miarą możliwości poruszania się swobodnych ładunków elektrycznych pod wpływem przyłożonego pola elektrycznego. Zależy od rodzaju i koncentracji nośników ładunku, np. różnego rodzaju jonów w tkance oraz od ich ruchliwości, a właściwości tkanki zależą od właściwości elektrycznych tworzących ją komórek. Pomiar konduktywności umożliwia wykrycie zmian struktur tkankowych, np. komórek rakowych czy guza mózgu.

Dodatkowe wymagania stawiane czujnikom konduktometrycznym przeznaczonym do zastosowań biomedycznych wynikają zwłaszcza z tego, że takie pomiary zazwyczaj wykonywane są *in vivo* lub *in vitro in situ*, rzadziej *in vitro*. Często wymagane są czujniki jednorazowego użytku. Konstrukcja takiego czujnika powinna być zatem możliwie prosta, a wykonanie tanie. Ważne jest też, żeby inwazyjność pomiaru była jak najmniejsza. Niszczenie struktur tkankowych zmienia właściwości elektryczne i funkcjonalne tkanki. Dodatkowo, w wielu z omawianych zastosowań próbka nie może być ograniczona zamkniętym naczyniem pomiarowym, a jednocześnie wpływ również przewodzącego otoczenia powinien być minimalny.

Miniaturyzacja czujników, która jest coraz bardziej potrzebna (pomiaru lokalnych konduktywności w tkankach, mikro-analizatory biomedyczne itp.), zwiększa wpływ impedancji elektrodowych oraz pociąga za sobą konieczność stosowania coraz mniejszych sygnałów pomiarowych, co z kolei zwiększa wpływ szumów i zakłóceń. Subminiaturyzacja czujników konduktometrycznych jest związana z ich implementacją do wnętrza układów scalonych. Jak wspomniano, pojawia się wtedy problem pogorszenia dokładności pomiarów. Sytuację pogarsza to, iż elektrody do zastosowań biomedycznych najczęściej powinny mieć gładką metalową powierzchnię, co pociąga za sobą wielokrotnie większą wartość impedancji elektrodowych niż w przypadku elektrod o powierzchni porowatej [12]. Poza tym, im mniejszy czujnik, tym bardziej jest podatny na nagrzewanie pod wpływem działania sygnału pomiarowego, co zaburza wynik pomiaru.

Wpływ środowiska zewnętrznego na pomiar konduktywności cieczy może być znikomy, jeśli pomiar zostanie wykonany w zamkniętym naczynku. Pomiary konduktywności tkanek wykonywane *in vitro* w zamkniętym naczynku są utrudnione, natomiast pomiary *in vivo* – są wręcz niemożliwe. Problem ten nie został dotychczas skutecznie rozwiązany i jest przedmiotem badań w wielu ośrodkach. Stąd trwają wciąż prace nad konstrukcją czujników konduktometrycznych do pomiarów *in vivo* oraz *in vitro in situ* – co jest również przedmiotem zainteresowań autorki. Dodatkowym utrudnieniem, w pomiarach *in vitro*, jest to, iż mierząc konduktywność elektryczną wypreparowanej tkanki w miarę upływu czasu obserwujemy zanik charakterystycznej dyspersji częstotliwościowej konduktywności. Jest to związane z postępującymi uszkodzeniami struktur błon komórkowych w tkance. Dyspersja α zanika w ciągu kilku godzin, a dyspersja β w ciągu kilku dni [8]. Stąd najlepszym rozwiązaniem jest wykonywanie pomiarów konduktywności *in vivo*.

W konduktometrii w zastosowaniach biomedycznych w zasadzie brak jest wzorców materialnych wielkości mierzonej, a mierzone ośrodki są najczęściej niejednorodne i anizotropowe. Remedium na to może być stosowanie specjalnie skonstruowanych czujników, w tym czujników o liczałnej stałej, które nie wymagają wzorcowania. Zagadnienie to będzie podjęte w dalszej pracy autorki.

3. Obecne i nowe możliwości rozwiązań czujników do zastosowań biomedycznych

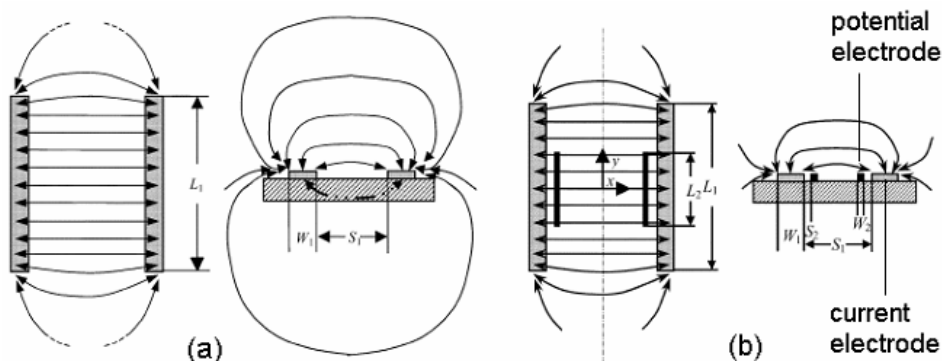
3.1. Realizacja czujników konduktometrycznych do zastosowań biomedycznych

Jednym z podstawowych problemów konduktometrii jest to, jak wykonać pomiar, by wyeliminować rezystancję (impedancję) elektrod czujnika ze zmierzonej rezystancji badanej substancji. Jest to możliwe na dwa sposoby: przez minimalizację wartości rezystancji elektrodowych oraz przez zastosowanie czteroelektrodowej metody pomiaru. W praktyce stosuje się oba rozwiązania. Jednakże również w pomiarze czteroelektrodowym może uwidaczniać się wpływ impedancji elektrodowych, zarówno elektrod prądowych, jak i napięciowych. Zwłaszcza wpływ impedancji elektrod napięciowych oraz skończonych wymiarów tych elektrod bywa często niezauważany lub niedoceniany [11]. Problemy te zostały szczegółowo omówione w [5]. Dodatkowo, impedancja elektrod zależy od częstotliwości, przy której został wykonany pomiar [12], co może zakłócać pomiary impedancji biologicznych wykonywanych w paśmie częstotliwości.

Analizując, w aspekcie miniaturyzacji czujnika, błąd wyznaczania konduktywności za pomocą klasycznych czujników dwuelektrodowych o jednorodnym polu, można dojść do wniosku, że nie jest możliwe stosowanie tego rodzaju czujników, o bardzo małych wymiarach, do pomiarów roztworów dobrze przewodzących. Jest to związane z tym, iż im mniejsza odległość występuje między elektrodami, tym trudniej zredukować wpływ błędu powodowanego przez impedancje elektrodowe (polaryzację elektrod) [5, 11]. Nie jest bowiem możliwe skonstruowanie czujnika o wystarczająco dużej stałej i jednocześnie o wystarczająco dużej powierzchni elektrod. Stąd rozwiązaniem, jeśli chodzi o konstrukcję zminiaturyzowanych czujników konduktywności, jest zastosowanie czteroelektrodowej metody pomiaru. Redukcję błędu od polaryzacji elektrod można uzyskać zwiększając częstotliwość sygnału pomiarowego.

Jednym z możliwych rozwiązań są czujniki planarne dwu- i czteroelektrodowe, które zaprojektowane zostały w taki sposób, aby wartość ich stałej czujnika zależała raczej od niejednorodności rozptywu pola elektrycznego niż od ich wymiarów geometrycznych (rys. 1). Stałą takich czujników można oszacować teoretycznie lub też zamodelować z dokładnością 20–30%. Ponieważ takie czujniki planarne mają otwarte

pole elektryczne, powinny być stosowane przy odpowiednio dużej objętości otaczającego je ośrodka. Kiedy objętość ta jest mocno ograniczona, zalecane jest stosowanie odpowiedniego ekranowania w celu koncentracji linii sił pola.



Rys. 1. Czujniki planarne dwu- (a) i czteroelektrodowe (b), widok z góry i z boku [11]

W zakresie wymiarów czujnika od około 10 do 100 μm błędy pomiaru konduktywności powodowane wpływami elektrod mają już znaczący wpływ na wyniki pomiarów. Prąd pomiarowy wytwarza duży spadek napięcia na elektrodach prądowych zminiaturyzowanego czujnika i stąd duża wartość mocy jest w nim rozpraszana. Jednocześnie możliwość maksymalnego rozpraszania mocy przez czujnik jest ograniczona ze względu na jego małe wymiary. Problem ten dotyczy zarówno czujników dwu- jak i czteroelektrodowych. Z powodu nagrzewania się czujników należałoby zmniejszyć wartość prądu do około 10 μA lub do nawet mniejszych wartości. Problemem w pomiarach konduktywności roztworów mogą być również pęcherzyki powietrza pokrywające elektrody. Jeśli elektrody są duże to wpływ pęcherzyków można uznać za pomijalny. Jednak w czujnikach, gdzie elektrody są bardzo małe ich wpływ nie może zostać pominięty. Stąd wymagane jest, by w trakcie pomiaru elektrody rzeczywiście były w całkowitym kontakcie z badanym roztworem. Jest to dodatkowo utrudnione, gdy pomiar nie odbywa się w zamkniętym naczyniu. W metodzie czteroelektrodowej trzeba również zapewnić odpowiednio dużą impedancję wejściową układu pomiarowego, aby napięcie między elektrodami napięciowymi było poprawnie mierzone. Wtedy jednak, w pomiarach wykonywanych w zakresie dużych częstotliwości, obserwuje się duży wpływ pojemności pasożytniczych na dokładność pomiaru [11].

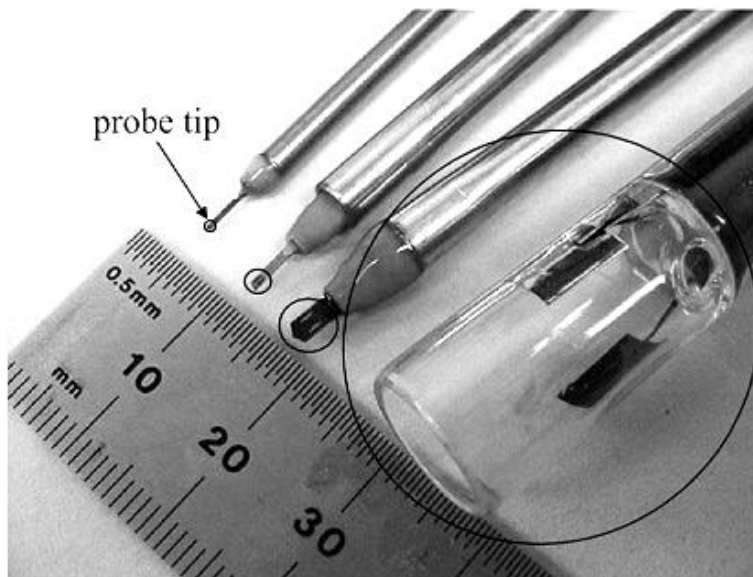
Innym utrudnieniem w wykonywaniu pomiarów obiektów biologicznych jest wspomniana wcześniej niejednorodność i anizotropowość badanego obiektu. Ośrodkiem badanym są tkanki o niejednorodnej strukturze, nasączone elektrolitem. Oprócz tego często jest tak, że pomiar można wykonać tylko jednorazowo. Rozwiązaniem może być pomiar lokalny, bez uśredniania wyniku na obszar większy niż to niezbędne. Mało jest znanych badań czujników, zwłaszcza czujników użytkowych, pod względem błędu wynikającego z anizotropowości badanego obiektu.

3.2. Nowe rozwiązania w pomiarach konduktywności obiektów biologicznych

Ponieważ czujniki konduktometryczne do biomedycznych zastosowań *in vivo* oraz *in vitro in situ*, powinny mieć konstrukcję otwartą (bez naczynia pomiarowego), przy określeniu ich właściwości metrologicznych należy nie tylko uwzględnić geometrię i układ elektrod, lecz także geometrię i właściwości badanego obiektu oraz relację między nimi [4]. Komplikuje to konstruowanie takich czujników, a użycie do tych celów metod analitycznych jest praktycznie niemożliwe. Rozwiązaniem jest tutaj wykorzystanie modelowania komputerowego metodą elementów skończonych (MES). Dzięki tej metodzie można zamodelować czujniki konduktometryczne o zadanych własnościach, gdzie geometria elektrod jest samodzielnie projektowana przez konstruktora wraz z badanym obiektem, którego właściwości elektryczne też mogą być zadane. Dodatkowo rozwiązywanie problemów za pomocą programów MES znacznie zmniejsza czas pracy oraz koszty. Pozwala na wybranie optymalnego czujnika do wykonania i weryfikacji jego działania w warunkach rzeczywistych. Przykładem mogą być czujniki planarne, w których efekt rozproszenia pola zależy od konfiguracji elektrod, i może być obliczony z ich geometrii. Modelowanie takie sprowadza się do analizy w 2D. Jednak często w pomiarach biomedycznych potrzebny jest pomiar konduktywności nie tylko na powierzchni badanego obiektu, lecz również na odpowiedniej głębokości. Rozwiązywanie problemów trójwymiarowych (3D) związanych z rozproszeniem pola elektrycznego może być również rozwiązywane za pomocą programów MES albo odpowiednich technik numerycznych [7]. Inne istotne zagadnienie, które może być badane za pomocą metody MES to analiza wpływu miniaturyzacji czujników na ich parametry metrologiczne (jak wspomiano, nie zachodzi proporcjonalność pomiędzy wymiarami czujników i wartościami ich parametrów). Każda nowa konstrukcja czujnika wymaga wykonania badań tego rodzaju.

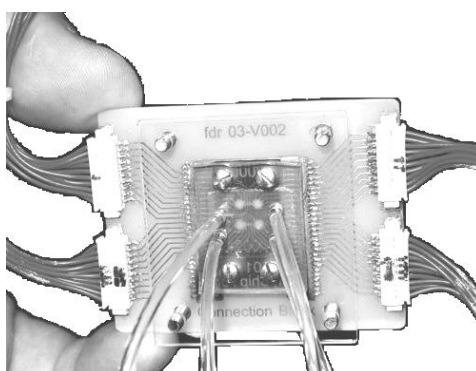
W znanych pracach, w których przedstawiane jest modelowanie MES wpływów impedancji elektrodowych brana jest pod uwagę tylko rezystancja, tj. część rzeczywista impedancji. Nie ma prac, w których dokonywano by takiej analizy z uwzględnieniem części urojonej impedancji elektrodowych. Takie prace powinny zostać podjęte, gdyż może to zaowocować zaprojektowaniem czujnika o parametrach lepszych niż dotychczas osiąganym, co z kolei umożliwiłoby poprawę dokładności pomiaru konduktywności.

Jeśli chodzi o pomiar lokalny i błąd pomiaru temperatury, to proponuje się taką konstrukcję integrowanych czujników konduktywności i temperatury (pomiar temperatury w tym samym miejscu, co konduktywności) oraz konstrukcję matrycy takich czujników. Na rys. 2 przedstawiono propozycje czujników do pomiaru konduktywności z kompensacją temperatury dla pomiarów w zakresie małych częstotliwości (około 1 kHz) [5].



Rys. 2. Porównanie zminiaturyzowanych czujników konduktometrycznych zintegrowanych z czujnikami do pomiaru temperatury wraz z komercyjnym klasycznym dwuelektrodowym czujnikiem do pomiaru konduktywności cieczy [5]

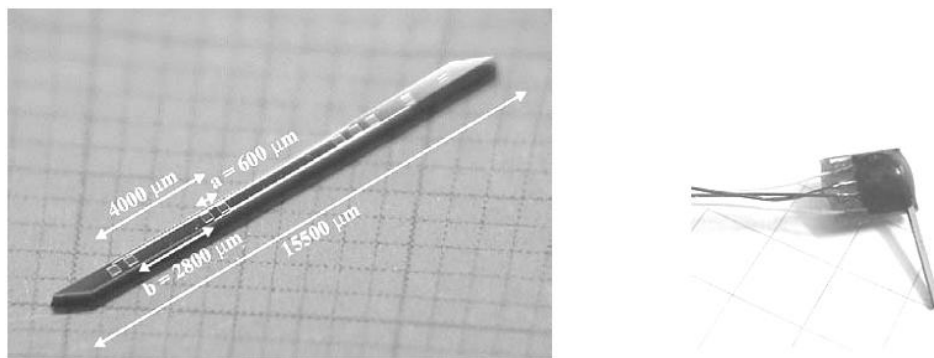
Problemem związanym z rozwiązaniem tego rodzaju mogą być gabaryty takiego multiczujnika. Jednakże i ten problem można obejść stosując odpowiednią technologię wykonania, np. implementując czujniki do układów scalonych. Na rys. 3 przedstawiono przykład takiego układu. Dodatkowo zastosowano tutaj tzw. bioczujnik, gdzie dzięki monitorowaniu konduktywności poznaje się zachowanie i właściwości bakterii.



Rys. 3. Układ scalony z elektrodami do monitorowania konduktywności [17]

W badaniach *in vivo* często stosowane są czujniki konduktometryczne, w których ułożone wzdłuż jednej linii elektrody igłowe są wkłuwane. Do ich wad należy rela-

tywnie duża inwazyjność w pomiarach, gdzie każda z elektrod powoduje uszkodzenie struktury oraz prawdopodobnie również zmianę właściwości badanego obiektu. Problemem jest również obecność warstwy przewodzącej znajdującej się nad badaną częścią obiektu (np. występowanie krwi), co powoduje poważne zakłócenia w pomiarze. Także głębokość na jaką są wkłute elektrody może mieć decydujący wpływ na mierzoną rezystancję obiektu biologicznego. Stąd najlepszym kierunkiem szukania nowych konstrukcji czujników konduktometrycznych do omawianych zastosowań jest prawdopodobnie sprowadzenie czterech elektrod igłowych do jednego czujnika igłowego z naniesionymi czterema miniaturowymi elektrodami (rys. 4.). Próby konstrukcji takiego czujnika wraz z jego szczegółową analizą i podjęto w [3, 6].



Rys. 4. Igłowy czujnik czteroelektrodowy do pomiaru konduktywności obiektów biologicznych [6]

Ważną informacją w pomiarach konduktywności badanego obiektu jest to, czy obiekt biologiczny jest jednorodny elektrycznie. Możliwością stwierdzenia jednorodności obiektu może być tomografia impedancyjna, lecz metoda ta wymaga skomplikowanego układu pomiarowego i wielu elektrod oraz odpowiedniego oprogramowania do rekonstrukcji mapy impedancji obiektu. Rozwiązaniem mogłoby być wielokrotne wykonanie pomiaru konduktywności. Jednak ze względu na dużą inwazyjność metody poszukiwane są inne sposoby w celu wykrywania niejednorodności obiektów biologicznych. Natomiast do badania obiektów anizotropowych standardowe układy z elektrodami pierścieniowymi ułożonymi koncentrycznie nie umożliwiają wyróżnienia kierunku pomiaru. Stąd trzeba by było zbadać wpływ kształtu elektrod na pomiar konduktywności w anizotropowych obiektach [3].

Rozwiązaniem problemu zaniku dyspersji podczas badań *in vitro* może być szukanie zależności między dyspersją, a czasem od momentu pobrania tkanki do chwili jej pomiaru. Zanik dyspersji można by wyznaczyć na podstawie wartości stosunku przewodności właściwych próbki danej tkanki dla dwóch odpowiednio dobranych częstotliwości. Będzie tutaj zauważalny wpływ intensywności zachodzących w tkance procesów metabolicznych [8].

4. Zakończenie

Prace nad miniaturyzacją czujników konduktometrycznych i wpływem tej miniaturyzacji na właściwości metrologiczne tych czujników prowadzone są na świecie już od ponad dwudziestu lat [7]. Miniaturyzacja czujników jest niezbędna chociażby ze względu na scalanie w jednych wspólnych strukturach półprzewodnikowych: czujników, układów pomiarowych i układów zaawansowanego przetwarzania sygnałów (scalone analizatory do zastosowań biomedycznych). W scalonych konduktometrycznych analizatorach składu można byłoby także zastosować konduktometryczne metody przyrostowe, wtedy stała czujnika czy też zależność konduktywności od stężenia nie musi być znana oraz korekcja temperatury nie jest potrzebna [10].

Stąd także potrzeba badania, konstrukcji i weryfikacji nowych, coraz lepszych rozwiązań miniaturywnych czujników konduktometrycznych. W nowych rozwiązaniach należy podjąć bardziej szczegółową analizę wpływu właściwości geometrycznych układu czujnik miniaturywny (w tym również otwarty) – obiekt na wyniki pomiaru konduktywności elektrycznej. Znaczący wpływ na rozwój pomiarów konduktometrycznych w zastosowaniach biologicznych mogą mieć nowe rozwiązania uwzględniające parametry technologiczne i metrologiczne układu pomiarowego oraz zależność między czujnikiem a obiektem biologicznym [4].

Niniejsza praca jest wstępnym etapem prac autorki nad rozwojem i doskonaleniem czujników konduktometrycznych dedykowanych do zastosowań biomedycznych.

Literatura

- [1] CHOI Y-E., KWAK J-W., PARK J.W., *Nanotechnology for Early Cancer Detection*, Sensors, 2010, Vol. 10, pp. 428–455.
- [2] FIROUZIAN A., TANASE B., ILIEV B.P., CHANG Z., VAN DUYL W.A., FRENCH P.J., *Planar Sensor Structures for Whole Blood Viscosity Measurements*, Proceedings SAFE & ProRISC, 2005, pp. 151–154.
- [3] GRYSIŃSKI T., *Analizator impedancji dla potrzeb lokalnych pomiarów*, przyjęty na MKM 2010.
- [4] GRYSIŃSKI T., MOROŃ Z., *Badania wpływu właściwości geometrycznych układu czujnik-obiekt na wyniki pomiarów konduktywności elektrycznej obiektów biologicznych*, XV Komitet Biocybernetyki i Inżynierii Biomedycznej, Wrocław 2007.
- [5] HE D., SHANNON M.A., MILLER N.R., *Micromachined silicium electrolytic conductivity probes with integrated temperature sensor*, IEEE Sensors Journal, 2005, Vol. 5, No. 6, pp. 1185–1196.
- [6] IVORRA A., *Contributions to the measurement of electrical impedance for living tissue ischemia injury monitoring*, PhD Dissertation, Department D'Enginyeria Electronica, Universitat Politecnica de Catalunya, 2006, Barcelona.
- [7] JACOBS P., VARLAN A., SANSEN W., *Design optimization of planar electrolytic conductivity sensors*, Medical & Biological Engineering & Computing, 1995, Vol. 33, No. 6, pp. 802–810.
- [8] MARTINSEN Ø.G., GRIMNES S., MIRTAHERI P., *Non-invasive measurements of post-mortem changes in dielectric properties of haddock muscle – a pilot study*, Journal of Food Engineering, 2000, Vol. 43, No. 3, pp. 189–192.

- [9] MONTIEL F., AIMAR P., MONTORIOL P., *Continuous monitoring of sodium concentration in blood during haemodialysis by a selective membrane and conductivity sensor*, Sensors and Actuators B: Chemical, 1995, Vol. 27, pp. 465–467.
- [10] MOROŃ Z., RUCKI Z., SZCZEPANIK Z., *Conductometric incremental methods*, Journal of Electroanalytical Chemistry, 1988, Vol. 252, pp. 237–244.
- [11] MOROŃ Z., *Considerations on the accuracy of measurements of electrical conductivity of liquids*, XVIII IMEKO World Congress, *Metrology for a Sustainable Development*, 2006, Rio de Janeiro.
- [12] MOROŃ Z., *Pomiary przewodności elektrycznej cieczy przy małych częstotliwościach*, praca habilitacyjna, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [13] NEELAKANTASWAMY P.S., ASPAR K.F., RAJARATNAM A., DAS N.M., *Conductometric method of determining the haematocrit value of blood*, Revue of Scientific Instruments, 1983, Vol. 54, No. 9, pp. 1186–1190.
- [14] OKAFOR C., GROOMS D., ALOCILJA E., BOLIN S., *Fabrication of a Novel Conductometric Biosensor for Detecting Mycobacterium avium subsp. Paratuberculosis Antibodies*, Sensors, 2008, Vol. 8, pp. 6015–6025.
- [15] SHULGA A.A., SOLDATKIN A.P., ELSKAYA A.V., DZYADEVICH S.V., PATSKOVSKY S.V., STRIKHA V.I., *Thin-film conductometric biosensors for glucose and urea determination*, Biosensors & Bioelectronics, 1994, Vol. 9, pp. 217–223.
- [16] WIEMER K.E., ANDERSON A., STEWART B., *The importance of water quality for media preparation*, Human Reproduction, Vol. 13, No. 4, pp. 166–172.
- [17] <http://www.newscientist.com/article/dn11875-biosensor-puts-slime-mould-at-its-heart>

Teodora M. TRACZEWSKA*, Zdzisław SZCZEPANIK**,
Katarzyna PIEKARSKA*, Zbigniew RUCKI**, Agnieszka TRUSZ-ZDYBEK*,
Magdalena SITARSKA*, Izabela BIEDROŃ*

METODY ELEKTRYCZNE BADANIA STANU BAKTERIOLOGICZNEGO WODY

1. Wstęp

Woda to główny składnik przemian metabolicznych w organizmie ludzkim, a także najlepszy ze znanych rozpuszczalników. Substancje w niej zawarte z reguły występują w formie zdysocjowanej, co sprzyja ich przyswajaniu, jednak dotyczy to również substancji, które są szkodliwe dla zdrowia człowieka. Woda wodociągowa, ze względu na swoją powszechność, wykorzystywana jest jako woda do picia, dlatego jest podstawowym źródłem wymiany wody w organizmie. Rozwijający się w przewodach wodociągowych biofilm, może stanowić rezerwuar wielu mikroorganizmów, w tym chorobotwórczych, i być pośrednią przyczyną zagrożenia zdrowia odbiorców wody. Powinno się więc zwrócić uwagę na ten ważny problem, prowadzić stały monitoring sieci wodociągowej pod kątem obecności w niej drobnoustrojów. Mikrobiologiczne analizy ilościowe i jakościowe wymagają długiego czasu badania, zaś oznaczenia chemiczne nie dają jednoznacznej odpowiedzi co do rzeczywistej jakości sanitarnej wody. Stąd jedną z dziedzin stanowiących potencjalną możliwość zastosowania jest mikrobiologia impedancyjna.

*Instytut Inżynierii Ochrony Środowiska, Politechnika Wrocławska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław

**Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wrocławska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: zbigniew.rucki@pwr.wroc.pl

2. Ocena jakości mikrobiologicznej wody wodociągowej

Podstawowym czynnikiem niezbędnym do życia ludzi jest woda, która jednocześnie stanowi miejsce bytowania licznych drobnoustrojów, wśród których obecne są również formy patogenne takie, jak bakterie chorobotwórcze i oportunistyczne oraz wiele wirusów czy formy przetrwalnikowe pasożytów [4, 7, 9, 12]. Woda ujmowana na cele komunalne często jest zanieczyszczana mikrobiologicznie w wyniku działalności człowieka (odprowadzanie ścieków do odbiorników wodnych) oraz spływów powierzchniowych, czy okresowych zakwitów glonów [5, 11].

Stale udoskonalane metody oczyszczania wody poprzez modyfikacje procesów i układów technologicznych nie zapewniają utrzymania stabilności chemicznej i biologicznej wody oraz całkowicie nie eliminują wtórnego zanieczyszczenia wody w sieci wodociągowej. Stąd też materiały z których zbudowane są systemy dystrybucji wody w wyniku rozmaitych reakcji chemicznych zachodzących na granicy faz woda-ciało stale ulegają korozji elektrochemicznej. Jest to jeden z poważniejszych problemów technologicznych z uwagi na zmiany warunków hydraulicznych panujących w sieci [6, 18]. Oprócz korozji elektrochemicznej występuje również korozja mikrobiologiczna zwana także biokorozją, będąca wynikiem obecności obrostów mikrobiologicznych w sieci. Przed wprowadzeniem do systemu dystrybucji, uzdatniona woda jest poddawana procesowi dezynfekcji w celu unieszkodliwienia drobnoustrojów nie usuniętych podczas wcześniejszych zabiegów. Stosowane chemiczne środki utleniające (np. ozon) wchodząc w reakcje ze związkami organicznymi powodują powstawanie ich form łatwiej przyswajalnych dla mikroorganizmów. Wysoka skuteczność dezynfekcji uzyskiwana jest jedynie w przypadku form wegetatywnych, natomiast formy przetrwalne nie są eliminowane i bez trudu przedostają się do sieci, gdzie rozwijają się i stają się zdolne do tworzenia obrostów biologicznych, zwłaszcza w przypadku wysokiego stężenia przyswajalnego węgla organicznego i mineralnych substancji biogennych [17, 19, 24].

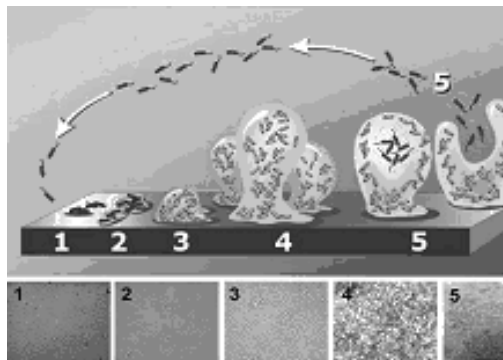
Biofilm określany również jako błona biologiczna czy obrost mikrobiologiczny to mieszanina bakterii, grzybów i glonów, tworząca wielokomórkową strukturę otoczoną warstwą substancji organicznych i nieorganicznych produkowanych przez tworzące go drobnoustroje, wykazujące adhezję do powierzchni biotycznych i abiotycznych. Jest to twór bardzo skomplikowany i dynamiczny, w którym różne grupy organizmów pełnią różne role [20]. Błona biologiczna powstaje w kilku etapach (rys. 1) [14]. Początkowo zawieszona w wodzie w formie planktonowej komórki bakteryjne są swobodnie unoszone wraz z ruchami wody, aż znajdą się w odpowiedniej odległości od ściany rurociągu. Osadzanie się komórek bakteryjnych na podłożu zachodzi w dwóch etapach. Faza pierwsza nazywana początkową zachodzi, gdy odległość pomiędzy komórką bakteryjną a podłożem nie przekracza 150 nm, największą rolę odgrywają tu oddziaływania fizyczne tj. siły van der Waalsa, siły hydrodynamiczne, dyfuzja, grawitacja, elektrostatyczny ładunek powierzchni, ruchy Browna czy ruchliwość samych

bakterii. Na tym etapie rozwoju błony łatwo jest ją usunąć chemicznymi substancjami dezynfekcyjnymi czy promieniami UV, czego nie można już zrobić w fazie zasadniczej. Ten etap rozwoju błony jest już nieodwracalny a usunięcie obrotu wymaga skomplikowanych zabiegów. Odległość pomiędzy komórką, a podłożem zmniejsza się do około 3 nm, natomiast główną rolę w tworzeniu biofilmu zaczynają odgrywać siły chemiczne (wiązania wodorowe, tworzenie par i kompleksów jonowych, wiązania kowalencyjne). Komórki osiadłe zaczynają się intensywnie dzielić prowadząc do powstawania mikrokoloni, na których powierzchni osiadają kolejne i proces powtarza się aż do uzyskania dojrzałej formy biofilmu [3].

Źródła literaturowe dowodzą, iż obecność biofilmów w sieci wodociągowej wywiera istotny wpływ na stopień wtórnego zanieczyszczenia wody. Produkty przemiany materii są niejednokrotnie przyczyną niepożądanego smaku i zapachu wody, wzrostu intensywności barwy i mętności. Wraz ze zwiększoną liczbą bakterii w wodzie wzrasta zanieczyszczenie wody substancjami organicznymi i azotem amonowym. Obecna na powierzchni rurociągu błona biologiczna zwiększa liczebność drobnoustrojów w wodzie do picia w wyniku ich wypłukiwania z powierzchni obrotu oraz odrywania całych fragmentów błony. Stąd też jednym z najistotniejszych niepożądanych zmian w składzie wody, powodowanych obecnością biofilmów jest jej skażenie bakteriologiczne, w tym również formami patogennymi. Na liczbę uwalnianych do wody bakterii ma wpływ przede wszystkim ich gęstość w biofilmie, prędkość przepływu wody oraz rodzaj bakterii (właściwości adhezyjne) [2, 9, 17, 22].

Woda wodociągowa wykorzystywana jest jako woda do picia. W związku z tym nie może zawierać potencjalnie szkodliwych dla zdrowia substancji i drobnoustrojów, a jednocześnie powinna zawierać składniki niezbędne do prawidłowego przebiegu przemian metabolicznych [2]. Analiza bakteriologiczna [14] wody jest oparta głównie na organizmach wskaźnikowych, których obecność wskazuje na potencjalne zagrożenie organizmami chorobotwórczymi. Konwencjonalne metody oceny stanu sanitarnego wody są czasochłonne i niewykonalne poza laboratorium. Zachodzi więc potrzeba opracowania metod i urządzeń pomiarowych pozwalających na szybką ocenę jakości mikrobiologicznej wody [3, 16].

Metody elektryczne dają możliwość spełnienia postulatów pomiarowych, a zwłaszcza: automatyzacji i krótkiego czasu pomiaru, małej objętości próbki (przejście z objętości rzędu ml na rząd μ l, co wymaga miniaturyzacji czujnika), dużej czułości (aż do wykrywania pojedynczych komórek). Dynamicznie rozwija się mikrobiologia



Rys. 1. Etapy tworzenia biofilmu [14]

impedancyjna [11, 18, 24], polegająca na pomiarach impedancji elektrycznej ośrodka, w którym następuje rozwój bakterii. W szczególności daje się zauważyć szerokie wykorzystanie analizy elektrycznych schematów zastępczych obserwowanych zjawisk i ich identyfikacja – spektroskopia impedancyjna (SI). Techniki SI wykorzystuje się do wykrywania bakterii, badania ich rozwoju zarówno w zawiesinach jak i na powierzchniach (elektrodach), również imobilizowanych lub modyfikowanych. Istotne jest również pojawienie się elektrod grzebieniowych (*interdigitated electrodes*). Technika litografii można wytworzyć elektrody o szerokości i odstępach 200 nm, a nawet 15 nm. Daje się również zauważyć wprowadzenie biosensorów impedancyjnych i integrowanie ich z innymi technikami.

3. Bioimpedancja.

Elektryczne schematy zastępcze badanych ośrodków

3.1. Właściwości elektryczne ośrodka

Każdy ośrodek przewodzący prąd elektryczny (zarówno metale – przewodnictwo elektronowe, jak i roztwory elektrolitów – przewodnictwo jonowe) można scharakteryzować przewodnictwem elektrycznym właściwym (konduktywnością) σ , określającym właściwość samego ośrodka. Jednocześnie ten sam ośrodek jest charakteryzowany przez przenikalność elektryczną ε . Wprowadza się również następujące pojęcia:

zespolona konduktywność:

$$\sigma^* = \sigma' + j\sigma'' = \sigma + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r, \quad (1)$$

zespolona przenikalność:

$$\varepsilon^* = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon' - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0}. \quad (2)$$

Część urojona – ε'' wiąże się z σ^* zależnością:

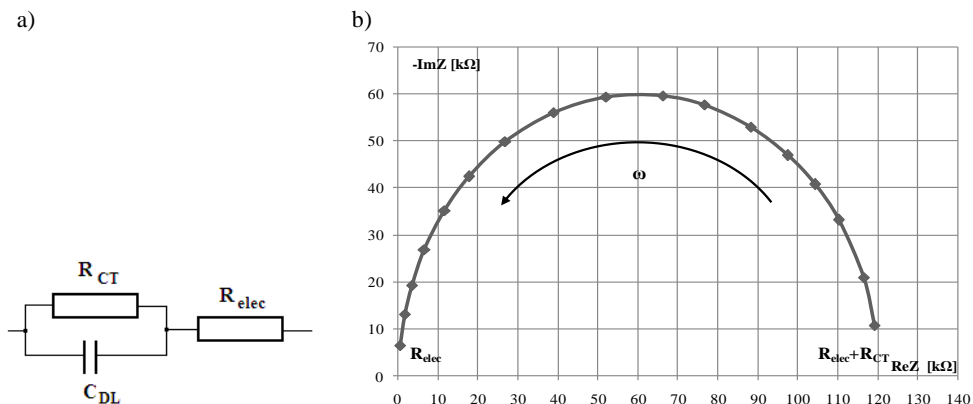
$$\sigma^* = \omega\varepsilon''\varepsilon_0, \quad (3)$$

gdzie: ω – pulsacja sygnału pomiarowego [rd/s].

Bezpośredni pomiar parametrów określonych zależnościami (1)–(3), choć dobrze charakteryzujący dany ośrodek, najczęściej nie jest możliwy np. ze względu na złożoną geometrię stosowanego czujnika i badanego ośrodka. Najczęściej w badaniach dotyczących właściwości elektrycznych bakterii operuje się pojęciem impedancji

(admitancji), która zależy zarówno od parametrów materiałowych, jak i geometrii układu, ponieważ większość przyrządów pomiarowych podaje bezpośrednio właśnie tę wartość.

3.2. Właściwości elektryczne styku ośrodek (zawiesina komórek bakterii)/elektroda metalowa. Spektroskopia impedancyjna



Rys. 2. Styk elektroda-roztwór elektrolitu

a) schemat zastępczy, b) charakterystyka Nyquista układu a)

R_{CT} – rezystancja wymiany ładunku, C_{DL} – pojemność warstwy podwójnej,

R_{elec} – rezystancja roztworu elektrolitu (w całej objętości)

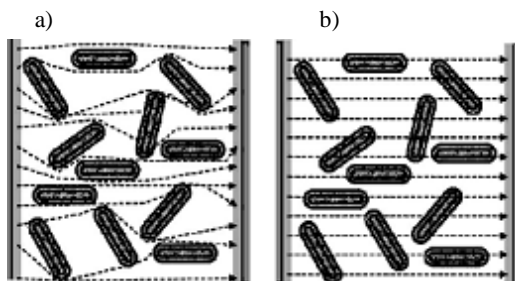
Umieszczenie metalowych elektrod pomiarowych w roztworze elektrolitu (w tym również roztworze zawierającym bakterie) tworzy styk przewodnika elektronowego (metal) z przewodnikiem jonowym. Zachodzące wtedy zjawiska elektrochemiczne, wprowadzają do układu pomiarowego dodatkowe elementy: R_{CT} – rezystancję wymiany ładunków oraz C_{DL} – pojemność warstwy podwójnej, istniejącą na powierzchni elektrod. Wartość tej pojemności jest bardzo duża (20–50) $\mu\text{F}/\text{cm}^2$. Na rys. 2 przedstawiono elektryczny schemat zastępczy, uwzględniający elementy $R_{CT} = 120 \text{ k}\Omega$, $C_{DL} = 0,8 \mu\text{F}$ oraz rezystancję badanego ośrodka $R_{elec} = 100 \Omega$.

Należy podkreślić, że nawet w przypadku sieci przedstawionej na rys. 2, składającej się tylko z trzech elementów, niemożliwe jest bezpośrednie wyznaczenie ich wartości. Bardzo skutecznym narzędziem badania zjawisk, które wpływają na wartości elementów występujących na schemacie przedstawionym na rys. 2 jest Spektroskopia Impedancyjna (SI), polegająca na pomiarze charakterystyki częstotliwościowej impedancji badanego ośrodka, a następnie na identyfikacji wartości elementów sieci elektrycznej, której charakterystyka częstotliwościowa została zmierzona.

Najprostszy model elektryczny bakterii to kula lub walec o przewodzącym wnętrzu (charakteryzowany przewodnictwem σ), otoczone nieprzewodzącą ścianą (dielektryk

o przenikalności ϵ). Na rysunku 3 przedstawiono model zawiesiny zawierającej pojedyncze bakterie. Roztwór ten znajduje się pomiędzy elektrodami pomiarowymi, które są zasilane napięciem o różnych częstotliwościach.

Rys. 3. Przepływ prądu elektrycznego przez roztwór zawierający komórki bakterii [25]



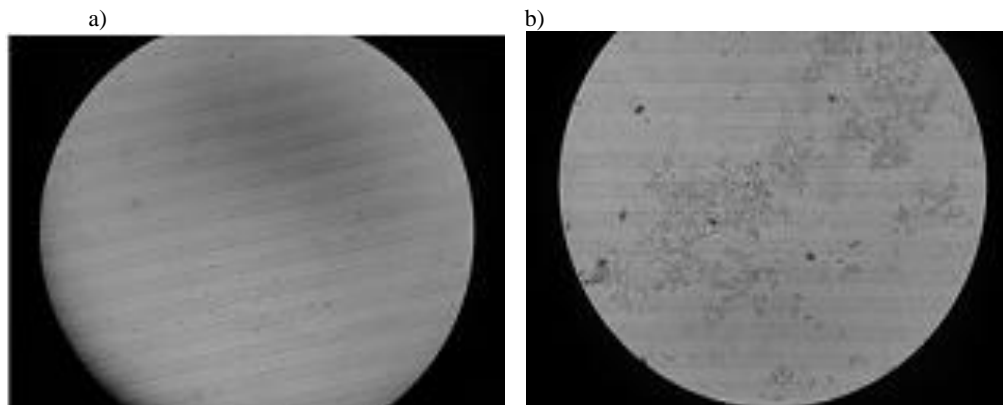
Przy niskich częstotliwościach sygnału pomiarowego (poniżej kilku kHz) prąd płynie wyłącznie przez przestrzeń międzykomórkową. Zatem można w ten sposób mierzyć stężenie żywych komórek, ponieważ wartość mierzonej impedancji zależy od tego, jak duża jest przestrzeń międzykomórkowa, o czym decyduje liczba występujących w zawieszynie bakterii. Dla częstotliwości wyższych (tzw. relaksacja β – powyżej kilku kHz) prąd zaczyna przepływać przez ściany komórek. Mierzona w ten sposób wartość impedancji niosąca łączną informację o błonie komórkowej oraz wewnątrz i zewnątrz komórkowym roztworze elektrolitu.

SI dostarcza dodatkowej informacji o badanym zjawisku zawiesiny komórek bakterii, ponieważ dość częstym zjawiskiem jest adhezja bakterii na powierzchni czujnika. W zależności od miejsca występowania tej adhezji (powierzchnia elektrod, przestrzeń międzyelektrodowa, czy kombinacja obu przypadków) zmianie ulegają wartości parametrów układu przedstawionego na rys. 2. Autorzy podjęli próbę określenia związku między stężeniem bakterii *Pseudomonas fluorescense* i ich adhezją na powierzchni czujnika, a wynikami spektroskopii impedancyjnej.

3.3. Izolacja mikroorganizmów z wody wodociągowej i immobilizacja mikroorganizmów na elektrodach ITO

Mikroorganizmy do badań wyizolowano z wrocławskiej sieci wodociągowej. W tym celu przez sterylne filtry membranowe o średnicy $0,2 \mu\text{m}$ przesączono 4 l wody, po 2 l pobrane z Zakładów Uzdatniania Wody *Mokry Dwór* i *Na Grobli*.

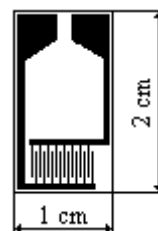
Filtr z zatrzymanymi drobnoustrojami wprowadzono do 90 ml roztworu fizjologicznego (sterylny 0,9% NaCl) i poddano działaniu ultradźwięków (40 s) w celu oddzielenia mikroorganizmów z powierzchni filtra. 30 ml tak przygotowanej zawiesiny umieszczono w sterylnej kolbie stożkowej [23]. W zawieszynie umieszczono elektrody pomiarowe (ITO) na czas 7 dób (temp. $20 \text{ }^\circ\text{C}$). Po upływie tego czasu elektrody poddano badaniom impedancyjnym. Wykonano także zdjęcia spod mikroskopu świetlnego badanych elektrod (rys. 4). Pomiary powtórzono po upływie następnych 7 dób.



Rys. 4. Zdjęcie wykonane spod mikroskopu świetlnego
a) widok elektrody ITO, b) bakterie osadzone na elektrodach ITO

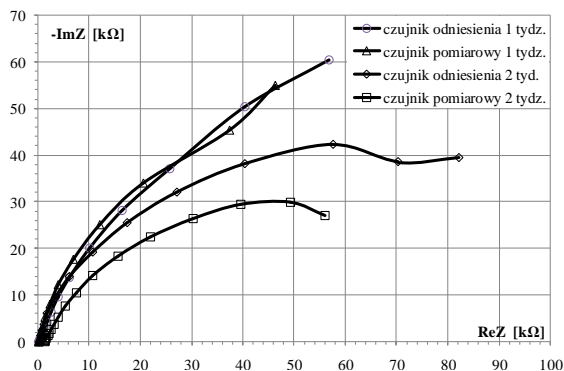
3.4. Zastosowanie spektroskopii impedancyjnej do oceny procesu rozwoju kultur bakteryjnych i stężenia bakterii w zawiesinie. Wyniki pomiarów

Wpływ procesu adhezji bakterii na półprzewodnikowej powierzchni elektrod ITO (Indium Tin Oxid) – rys. 5 – badano przeprowadzając pomiary impedancji w funkcji częstotliwości (SI). Mierzono składowe rzeczywiste i urojone impedancji czujnika z elektrodami ITO z osadzonymi bakteriami (czujnik pomiarowy) oraz składowe rzeczywiste i urojone impedancji czujnika odniesienia. Czujnik odniesienia przechowywany był w tych samych warunkach, co czujnik pomiarowy ale w roztworze 0,9 % NaCl bez bakterii. Taka procedura pozwala na ocenę wpływu kultur bakterii na mierzoną impedancję z pominięciem innych procesów zachodzących na powierzchni obu czujników, a niemających związku z rozwojem kultur bakterii.



Rys. 5. Ilustracja zastosowanych w pomiarach elektrod

Pomiary wykonano za pomocą analizatora Solartron 1253 w paśmie częstotliwości od 1 Hz do 20 kHz. W każdym przypadku elektrody pomiarowe i odniesienia były zanurzane na czas pomiaru w naczyniu pomiarowym z roztworem 0,9% NaCl. Na rys. 6 przedstawiono charakterystyki Nyquista (zależność części urojonej mierzonej impedancji od części rzeczywistej tej impedancji), czujnika odniesienia oraz czujnika pomiarowego oraz po pierwszym i drugim tygodniu procesu osadzania bakterii. Na wykresach Nyquista przedstawionych na rys. 6 zaznaczono punkty pomiarowe odpowiadające kolejnym częstotliwościom pomiarowym.



Rys. 6. Charakterystyki Nyquista czujnika odniesienia i czujnika pomiarowego po pierwszym i drugim tygodniu procesu osadzania bakterii

Uzyskane wyniki pozwalają stwierdzić, że wartości mierzonych impedancji czujników z bakteriami i czujników odniesienia wyraźnie różnicują się w przypadku pomiarów przeprowadzonych po dwóch tygodniach hodowli bakterii. Zróżnicowanie to jest dobrze widoczne szczególnie na wykresach Nyquista w zakresie niskich częstotliwości (kilka–kilkaset Hz). Wstępna interpretacja uzyskanych wyników pozwala stwierdzić, że proces rozwoju kultur bakterii i ich osadzania na powierzchni czujnika zmienia w największym stopniu pojemność C_{DL} występującą w modelu zjawiska, przedstawionym na rys. 2a. Taki kierunek zmian wartości mierzonych jest zgodny z najnowszymi doniesieniami literaturowymi [1].

4. Podsumowanie

Konwencjonalne standardowe metody mikrobiologiczne wykrywania i identyfikacji czynników chorobotwórczych, w tym zagrożeń bakteryjnych np. w wodzie do picia, mają poważne ograniczenia. Ponieważ metody te polegają prawie wyłącznie na użyciu określonego podłoża, hodowli kultur, wyodrębnianiu i potwierdzaniu testami biochemicznymi i/lub serologicznymi istnienia danych patogenów, to uzyskanie w ten sposób wiarygodnych wyników może zająć kilka dni. Tak więc istnieje sprzeczność między wiarygodnością i nakładem środków na identyfikację danych szczepów z jednej strony, a potrzebą szybkich i tanich pomiarów, z drugiej strony. Sprzeczność taka ujawnia się szczególnie w sytuacji gdy zachodzi potrzeba wykrywania niewielkich ilości komórek. Np. w przypadku *E. coli* czy *Salmonelli* może to być kilka komórek, co wymaga długiego czasu oznaczania w sposób klasyczny. Opracowanie bioczujników wykorzystujących zjawisko adhezji bakterii na odpowiednich powierzchniach czujnika i badaniu tego zjawiska metodami elektrycznymi może doprowadzić do powstania przenośnych, tanich oraz dokonujących pomiarów w czasie rzeczywistym systemów pomiarowych.

Obecnie zespół autorów pracuje nad konstrukcją biosensora do oceny jakości mikrobiologicznej wody wodociągowej w oparciu o spektroskopię impedancyjną, który pozwoli na pomiary szybkości obrostów mikrobiologicznych w sieciach wodociągowych.

Uzyskane wyniki wskazują na możliwość wykrywania pojawienia się kultur bakterii na powierzchni elektrod ITO poprzez ocenę różnic przebiegu charakterystyk uzyskanych metodą spektroskopii impedancyjnej dla czujników z hodowanymi na powierzchni kulturami bakterii względem przebiegu tych charakterystyk dla czujników odniesienia. Różnice są wyraźnie widoczne zwłaszcza w zakresie niskich częstotliwości (kilka–kilkaset Hz), przede wszystkim na wykresach Nyquista. Taki przebieg charakterystyk wskazuje na wzrost pojemności warstwy podwójnej C_{DL} , wynikający z procesu osadzania się bakterii na powierzchni elektrod. Należy jednak podkreślić, że w świetle uzyskanych zdjęć mikroskopowych, proces osadzania się bakterii na powierzchni czujnika przebiega równomiernie (bakterie osadzają się zarówno na powierzchni elektrod, jak i w przerwach między elektrodami. Wpływ tego procesu na model elektryczny zjawiska i przebieg charakterystyk uzyskanych metodą spektroskopii impedancyjnej wymaga dalszych prac, polegających przede wszystkim na rozbudowie modelu przedstawionego na rys. 2a (w celu uwzględnienia większej liczby procesów zachodzących na powierzchni czujników) oraz na wykorzystaniu programów identyfikacji wartości elementów modeli elektrycznych badanych zjawisk.

Praca została wykonana w ramach projektu *Czujniki i sensory do pomiarów czynników stanowiących zagrożenie w środowisku – modelowanie i monitoring zagrożeń*. Podzadanie 5.4.

Projekt finansowany przez Unię Europejską z Europejskiego Funduszu Rozwoju Regionalnego i budżet Państwa, w ramach Programu Operacyjnego Innowacyjna Gospodarka 2007–2013. Umowa o dofinansowanie nr POIG.01.03.01-02-002/08-00.

Literatura

- [1] BAYOUDH S., OTHMANE A., PONSONNET L., BEN OUADA H., *Electrical detection and characterization of bacterial adhesion using electrochemical impedance spectroscopy-based flow chamber*, Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects, 2008, Vol. 318, pp. 291–300.
- [2] BESNER M., GAUTHIER V., BARBEAU B., MILLETTE R., CHAPLEAU R., PREVOST M., *Understanding Distribution System Water Quality*, Journal of the American Water Works Association, 2001, Vol. 93, pp. 101–114.
- [3] COLQUHOUN K.O., TIMMS S., FRICKER C.R., *Detection of Escherichia coli in potable water using direct impedance technology*, Journal of Applied Bacteriology, 1995, Vol. 79, 635–639.
- [4] HALLAM N.B., WEST J.R., FORSTER C.F., SIMMS J., *The potential for biofilm growth in water distribution systems*, Water Research, 2001, Vol. 35, No. 17, pp. 4063–4071.
- [5] JAWETZ E., MELNICK J.L., ADELBERG E.A., *Przegląd mikrobiologii lekarskiej*, Państwowy Zakład Wydawnictw Lekarskich, Warszawa 1991.
- [6] KIM Y.-H., PARK J.-S., JUNG H.-I., *An impedimetric biosensor for real-time monitoring of bacterial growth in a microbial fermentor*, Sensors and Actuators B, 2009, No. 138, pp. 270–277.

- [7] KOWAL A.L., ŚWIDERSKA-BRÓŹ M., *Oczyszczanie wody*, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa–Wrocław 2000.
- [8] LIBUDZISZ Z., KOWAL K., ŻAKOWSKA Z., *Mikrobiologia techniczna*, t. I, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa, 2007.
- [9] LIU W., WU H., WANG Z., ONG S.L., HU J.Y., NG W.J., *Investigation of assimilable organic carbon (AOC) and bacterial regrowth in drinking water distribution system*, Water Research, 2002, Vol. 36, No. 2, pp. 891–898.
- [10] LYE D., FOUT G.S., CROUT S.R., DANIELSON R., THIO C.L., PASZKO-KOLVA C.M., *Survey of ground, surface, and potable waters for the presence of Legionella species by EnviroAmp PCR Legionella Kit, culture, and immunofluorescent staining*, Water Research, 1997, Vol. 31, No. 2, pp. 287–293.
- [11] MELLO L.D., KUBOTA L.T., *Review of the use of biosensors as analytical tools in the food and drinking dustiest*, Food Chemistry, 2002, No. 77, pp. 237–256.
- [12] OLEAŃCZYK-NEYMAN K., SOKOŁOWSKA A.K., *Bakterie i wirusy w wodzie wodociągowej*. Inżynieria i Ochrona Środowiska, 2004, t. 7, nr 3–4, s. 259–276.
- [13] PALUCH J., *Mikrobiologia wód*, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1973.
- [14] Rozporządzenie Ministra Zdrowia z dnia 29 marca 2007 r. w sprawie jakości wody przeznaczonej do spożycia przez ludzi. Dz. U. z dnia 6 kwietnia 2007.
- [15] SAŁEK A., *Powstawanie biofilmu w warunkach przemysłowych*, cz. 1, *Mechanizm formowania biofilmu i jego struktura*, <http://www.international-bio-consulting.com/>
- [16] SILLEY P., FORSYTHE S., *Impedance microbiology – a rapid change for microbiologists*, Journal of Applied Bacteriology, 1996, Vol. 80, No. 3, pp. 233–243.
- [17] SITARSKA M., TRACZEWSKA T., *Rozwój biofilmu na materiałach syntetycznych wykorzystywanych w systemach dystrybucji wody*, [w:] *Interdyscyplinarne zagadnienia w inżynierii i ochronie środowiska*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2006, s. 270–279.
- [18] ŚWIDERSKA-BRÓŹ M., *Korozyjność wody wodociągowej a zjawiska zachodzące w systemie jej dystrybucji*, Gaz Woda i Technika Sanitarna, 2003, nr 1, s. 10-15.
- [19] ŚWIDERSKA-BRÓŹ M., WOLSKA M., *Główne przyczyny wtórnego zanieczyszczenia wody w systemie dystrybucji*, Ochrona Środowiska, 2006, nr 4, s. 29–33.
- [20] ŚWIDERSKA-BRÓŹ M., WOLSKA M., *Ocena wtórnego zanieczyszczenia niestabilnej chemicznie wody w systemie dystrybucji*, Ochrona Środowiska, 2005, nr 4, s. 35–38.
- [21] TRACZEWSKA T., PIEKARSKA K., TRUSZ-ZDYBEK A., GRABAS K., SITARSKA M., BIEDROŃ I., PIĘTA P., SZCZEPANIK Z., RUCKI Z., *Monitoring jakości sanitarnej wody wodociągowej. W: Nowe technologie w sieciach i instalacjach wodociągowych i kanalizacyjnych*, VIII Konferencja Naukowo-Techniczna, Ustroń, 24–26 lutego 2010, [red.] K. Kuś, F. Piechurski, Instytut Inżynierii Wody i Ścieków, Politechnika Śląska, 2010, s. 253–268.
- [22] TRACZEWSKA T., SITARSKA M., *Development of biofilm on synthetic polymers used in water distribution*, Environment Protection Engineering, 2009, Vol. 35, No. 1, pp. 151–159.
- [23] YANG L., BASHIR R., *Electrical/electrochemical impedance for rapid detection of foodborne pathogenic bacteria*, Biotechnology Advances, 2208, Vol. 26, pp. 135–150.
- [24] YANG L., *Electrical impedance spectroscopy for detection of bacterial cells in suspensions using interdigitated microelectrodes*, Talanta, 2008, No. 74, pp. 1621–1629.
- [25] ZHANG M., SEMMENS M.J., SCHULER D., HOZALSKI R.M., *Biostability and microbiological quality in a chloraminated distribution system*, Journal AWWA, 2002, Vol. 94, No. 9, pp. 112–122.

Nina TEWEL*

NAWIGACJA ELEKTROMAGNETYCZNA W MEDYCYNIE – WYBRANE ZAGADNIENIA I PROBLEMY

1. Wprowadzenie

Nawigacja medyczna jest obecnie wprowadzana w wielu różnych gałęziach medycyny, w celu zwiększenia dokładności wykonania zabiegu, poprawy bezpieczeństwa pacjenta, skróceniu czasu trwania samego zabiegu lub okresu rekonwalescencji pacjenta. Procedura nawigacji polega na wyznaczaniu położenia narzędzi lub badanych albo operowanych narządów w stosunku do elementów anatomicznych ciała pacjenta lub naniesionych na ciało znaczników. Otrzymane współrzędne bardzo często nanosi się na obrazy ciała pacjenta uzyskane przed zabiegiem w wyniku badania metodą tomografii komputerowej lub rezonansu magnetycznego albo na obrazy uzyskiwane w czasie rzeczywistym podczas zabiegu, np. metodą ultrasonografii. Takie postępowanie, nazywane nawigacją obrazową, umożliwia wizualizację aktualnego położenia obiektów interesujących lekarza. Nawigacja wykorzystywana jest podczas zabiegów jako metoda pomocnicza, pozwalająca na określenie lub weryfikację położenia narzędzia. Sam zabieg wykonywany jest często na podstawie obrazów zbieranych i rejestrowanych w czasie rzeczywistym przez kamerę endoskopową.

Najstarszą i najbardziej rozpowszechnioną metodą medycznej nawigacji komputerowej jest metoda optyczna, w której korzysta się z promieniowania w zakresie podczerwieni. Istotną wadą tej metody jest konieczność utrzymywania bezpośredniej widoczności, tj. niezasłaniania linii bezpośredniego widzenia (*Line of Sight*). Nowszą

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: nina.tewel@pwr.wroc.pl

i dotychczas mniej rozpowszechnioną metodą nawigacji medycznej jest metoda elektromagnetyczna małej częstotliwości, w której bezpośrednia widoczność nie jest wymagana. Ta zaleta, wynikająca z przezroczystości ciała ludzkiego dla promieniowania elektromagnetycznego małej częstotliwości, nie tylko ułatwia pracę personelu medycznego, ale przede wszystkim umożliwia nawigację elementów umieszczonych wewnątrz ciała pacjenta, także na dalszych końcach narzędzi giętkich.

Wadą metody elektromagnetycznej jest wrażliwość systemu na deformacje rozkładu pola magnetycznego wywołane obecnością w polu operacyjnym przewodników niemagnetycznych oraz ferromagnetyków. Temu zagadnieniu poświęcony jest rozdział 3.

Artykuł jest bezpośrednio związany z realizacją niedawno rozpoczętej pracy doktorskiej *Poprawa dokładności systemu nawigacji elektromagnetycznej przez zmniejszenie wpływu przewodników niemagnetycznych i ferromagnetyków*.

2. Opis systemu nawigacji elektromagnetycznej oraz stawianych mu wymagań

2.1. Zasada działania systemu nawigacji elektromagnetycznej

Działanie systemu nawigacji elektromagnetycznej można opisać prawem Biot-Savarta – równanie (1). Zgodnie z tym prawem, wektor indukcji magnetycznej \vec{B} w danym punkcie przestrzeni, w której działa pole magnetyczne, jest funkcją położenia tego punktu:

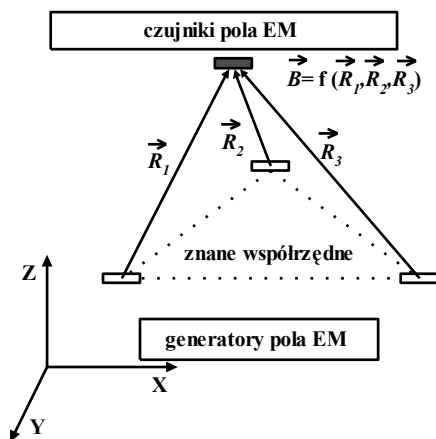
$$\vec{B} = \frac{\mu}{4\pi} \cdot I \cdot \int \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{|\vec{r}|^3} \quad (1)$$

gdzie:

- μ – przenikalność magnetyczna ośrodka,
- I – prąd płynący w przewodniku,
- \vec{r} – wektor położenia punktu pomiarowego,
- $d\vec{l}$ – kierunek wektora natężenia prądu.

Wyznaczając wektor indukcji magnetycznej w danym punkcie przestrzeni można więc określić odległość tego punktu od źródła pola. Jeśli zastosuje się zespół trzech generatorów pola, rozmieszczonych w punktach o znanych współrzędnych, wystarczy mierzyć tylko moduł indukcji magnetycznej (rys. 1) – co znacznie ułatwia pomiar [2]. Warunkiem koniecznym poprawności pomiaru położenia tą metodą jest dokładna znajomość rozkładu pola magnetycznego. Wszelkie uproszczenia przyjęte w opisie

rozkładu pola oraz zaburzenia wywołane obecnością przedmiotów przewodzących i ferromagnetyków deformujących to pole są źródłami błędów pomiaru położenia.



Rys. 1. Zasada pomiaru w systemie nawigacji elektromagnetycznej

2.2. Wymagania stawiane systemom nawigacji medycznej

Wymagania stawiane systemom nawigacji stosowanym w medycynie wynikają z przewidywanych aplikacji diagnostycznych i terapeutycznych. Systemy nawigacji wykorzystuje się zarówno w aplikacjach wymagających dużego obszaru operacyjnego oraz kilku kanałów pomiarowych – należą do nich zastosowania biomechaniczne [15] i kolonoskopia [2], jak również i w zabiegach wymagających przede wszystkim bardzo dużej precyzji, do których należą aplikacje otolaryngologiczne [13] oraz neurologiczne [14]. Niezależnie od gałęzi medycyny, od systemów nawigacji elektromagnetycznej wymaga się:

- pomiaru w czasie rzeczywistym,
- niewielkich rozmiarów czujnika,
- możliwie małej wrażliwości na wpływ przedmiotów zakłócających rozkład pola magnetycznego.

Pomiar w czasie rzeczywistym w większości wymienionych zastosowań przekłada się na częstotliwość określenia położenia wynoszącą co najmniej kilka Hz. Dostępne na rynku systemy nawigacji oferują możliwość pomiaru ze znacznie większą częstotliwością [12]. Maksymalna częstotliwość pomiaru zależy od liczby wykorzystywanych kanałów pomiarowych i jest tym mniejsza, im więcej jest kanałów. Niewielki rozmiar czujników daje możliwość umieszczenia ich bezpośrednio na dalszym końcu narzędzia, znajdującym się często wewnątrz organizmu. Na rynku dostępne są już czujniki o średnicy mniejszej niż 1 mm i długości kilkunastu mm [12]. Problem wraz-

liwości systemu na wpływ elementów zakłócających działanie systemu zostanie opisany w dalszej części artykułu.

Najistotniejsze wymagania, dobierane oddzielnie dla każdej aplikacji medycznej, to:

- liczba kanałów pomiarowych,
- dokładność,
- rozmiary pola operacyjnego.

Liczba kanałów pomiarowych zależy od liczby obiektów jednocześnie poddawanych nawigacji. Liczba ta w różnych zastosowaniach waha się od 2 (jedno narzędzie + ramka referencyjna) do 16. Wprowadzenie dużej liczby kanałów utrudnia przeprowadzenie pomiarów w czasie rzeczywistym, ta uwaga dotyczy głównie systemów wykorzystujących pole stałe komutowane. Rozmiar wymaganego pola operacyjnego także zmienia się w zależności od aplikacji, od ok. $0,5\text{ m} \times 0,5\text{ m} \times 0,5\text{ m}$ w zastosowaniach laryngologicznych, do ok. $1\text{ m} \times 1\text{ m} \times 1\text{ m}$ w zastosowaniach do opisu ruchu większych segmentów ciała (np. ortopedia) oraz w takich aplikacjach diagnostycznych, jak bronchoskopia albo kolonoskopia.

Wymagana dokładność działania systemu, z uwzględnieniem błędów wyznaczenia położenia oraz orientacji przestrzennej narzędzia, w niektórych aplikacjach nie powinna przekraczać ułamków milimetra [13]. Przykładem są tu endoskopowe zabiegi zatok (FESS). W innych zastosowaniach, np.: w bronchoskopii, dokładność rzędu pojedynczych mm jest dopuszczalna [4].

3. Wpływ przedmiotów zaburzających rozkład pola na dokładność systemu nawigacji

3.1. Mechanizm powstawania zaburzeń

Jak już wspomniano, jedną z najpoważniejszych wad systemów nawigacji elektromagnetycznej jest ich duża podatność na zaburzenia rozkładu pola magnetycznego wywołane obecnością przedmiotów przewodzących niemagnetycznych i ferromagnetyków. Obecność tego rodzaju obiektów na sali operacyjnej jest trudna do uniknięcia, a obiekty zaburzające często występują nawet bezpośrednio w polu operacyjnym.

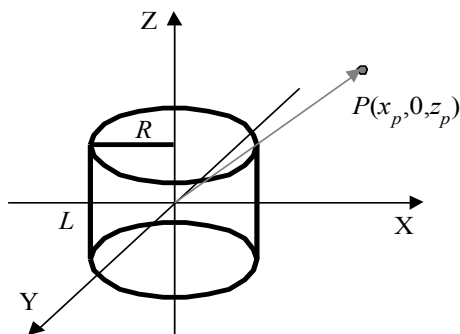
Mechanizm powstawania zaburzeń zależy od materiału, z jakiego wykonane zostały obiekty. Dla przewodników niemagnetycznych podstawowym źródłem zaburzeń są prądy wirowe powstające w wyniku zmian pola magnetycznego. Występowanie prądów wirowych wynika z prawa indukcji Faradaya, ich gęstość jest tym większa, czym szybsze są zmiany pola. W przypadku materiałów ferromagnetycznych kolejnym źródłem zaburzeń rozkładu pola jest zmiana przenikalności magnetycznej na granicy obszarów nie-ferromagnetyk (najczęściej powietrze) – ferromagnetyk. Kierunek pola

magnetycznego zmienia się w otoczeniu ferromagnetyka tak, że linie pola wnikają do niego.

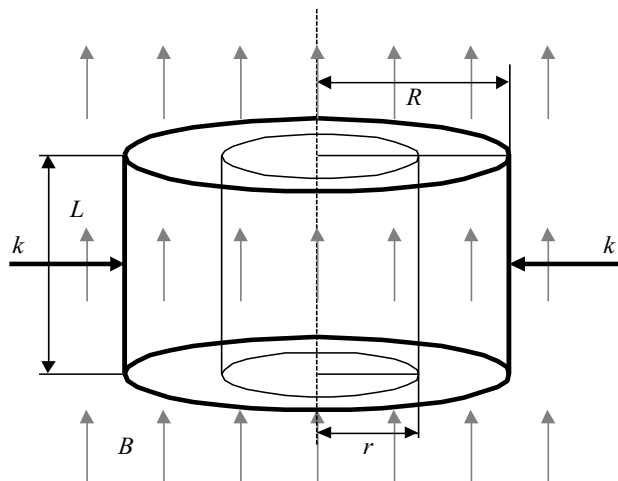
3.2. Oszacowanie zaburzeń rozkładu pola pochodzących od przewodników niemagnetycznych

W pierwszym etapie prac nad zmniejszeniem wpływu przedmiotów zaburzających rozkład pola na dokładność systemu nawigacji elektromagnetycznej podjęte zostały próby oszacowania tych zaburzeń. Planowane jest przeprowadzenie modelowania z wykorzystaniem metody elementów skończonych (FEM). Jednakże, ze względu na dużą pracochłonność takiego modelowania, zaczęto od opracowania uproszczonego modelu matematycznego zaburzeń wytwarzanych przez obiekt przewodzący niemagnetyczny o prostej geometrii. Obliczenia dotyczą przedmiotów niemagnetycznych, które trudniej jest wyeliminować z pola operacyjnego oraz ogólnie z sali operacyjnej, niż ferromagnetyki.

Geometria modelu została przedstawiona na rys. 2 i 3. Dla uproszczenia założono, że walcowaty obiekt znajduje się w jednorodnym polu magnetycznym o indukcji B_0 , skierowanym normalnie do podstawy walca. Wektor falowy w każdym punkcie powierzchni bocznej walca skierowany jest do środka walca. Założono także, że pole w całości przenika przez granicę powietrze – metal oraz że promień R walca jest dużo większy, niż długość fali elektromagnetycznej rozchodzącej się w przewodniku. Wtedy gęstość prądów wirowych $J(r)$ w przewodniku, zależna od głębokości wnikania, określona jest wzorem (2). Indukcję magnetyczną pola wytwarzanego przez te prądy obliczono wykorzystując prawo Biota–Savarta. Zależności opisujące wartości niezerowych składowych indukcji magnetycznej w punkcie pomiarowym P (rys. 2) przedstawiają równania (3) i (4). Ze względu na znaczny stopień skomplikowania równań, całki zostały wyznaczone metodami numerycznymi, z wykorzystaniem programu Mathematica. Przedstawione obliczenia dotyczą jedynie składowej rzeczywistej indukcji pochodzącej od zaburzeń. Składową urojoną indukcji można łatwo wykryć i wyeliminować.



Rys. 2. Współrzędne walca i punktu pomiarowego



Rys. 3. Model wykorzystywany do oszacowania zaburzeń pola wprowadzonych przez przewodnik

$$J(r) = \sqrt{\frac{\omega\sigma}{2\mu}} B_0 e^{-\sqrt{\frac{\mu\omega\sigma}{2}}(R-r)} \left(\cos\left(\sqrt{\frac{\mu\omega\sigma}{2}}(R-r)\right) + \sin\left(\sqrt{\frac{\mu\omega\sigma}{2}}(R-r)\right) \right) \quad (2)$$

$$B_x = \int_0^R \int_{-L/2}^{L/2} \int_0^{2\pi} \frac{\mu J(r)}{4\pi} \frac{r \cos\varphi (z_p - z)}{(x_p^2 + r^2 - 2x_p r \cos\varphi + (z_p - z)^2)^{\frac{3}{2}}} d\varphi \cdot dz \cdot dr \quad (3)$$

$$B_z = \int_0^R \int_{-L/2}^{L/2} \int_0^{2\pi} \frac{\mu J(r)}{4\pi} \frac{r^2 - 2x_p r \cos\varphi}{(x_p^2 + r^2 - 2x_p r \cos\varphi + (z_p - z)^2)^{\frac{3}{2}}} d\varphi \cdot dz \cdot dr \quad (4)$$

Oznaczenia stosowane w równaniach (2), (3) i (4):

B_0, ω – amplituda i częstotliwość kołowa pola wzbudzającego,

σ, μ – konduktywność i przenikalność magnetyczna materiału przewodzącego,

dla przedmiotu niemagnetycznego $\mu = \mu_0$,

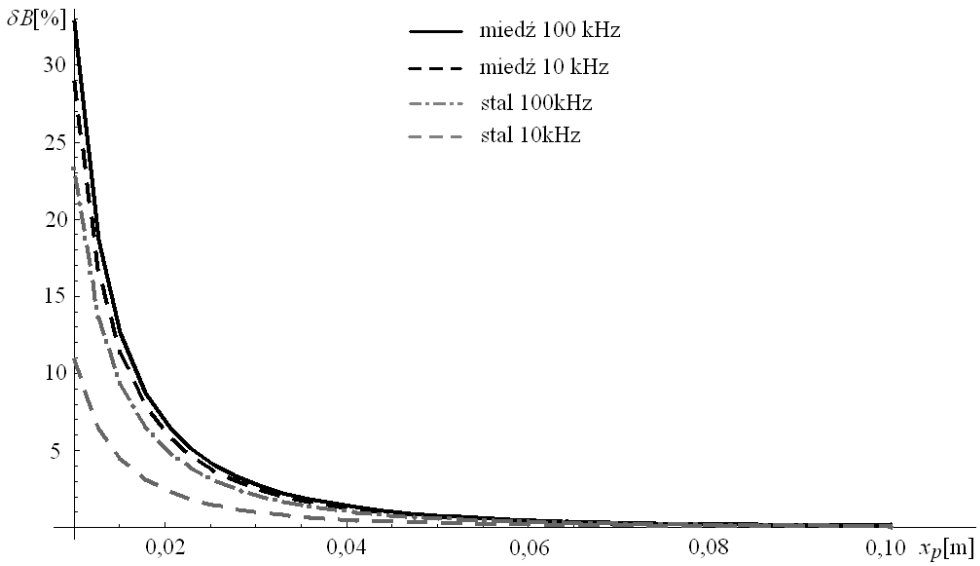
R, L – promień i długość elementu zakłócającego,

$J(r)$ – składowa rzeczywista prądów wirowych,

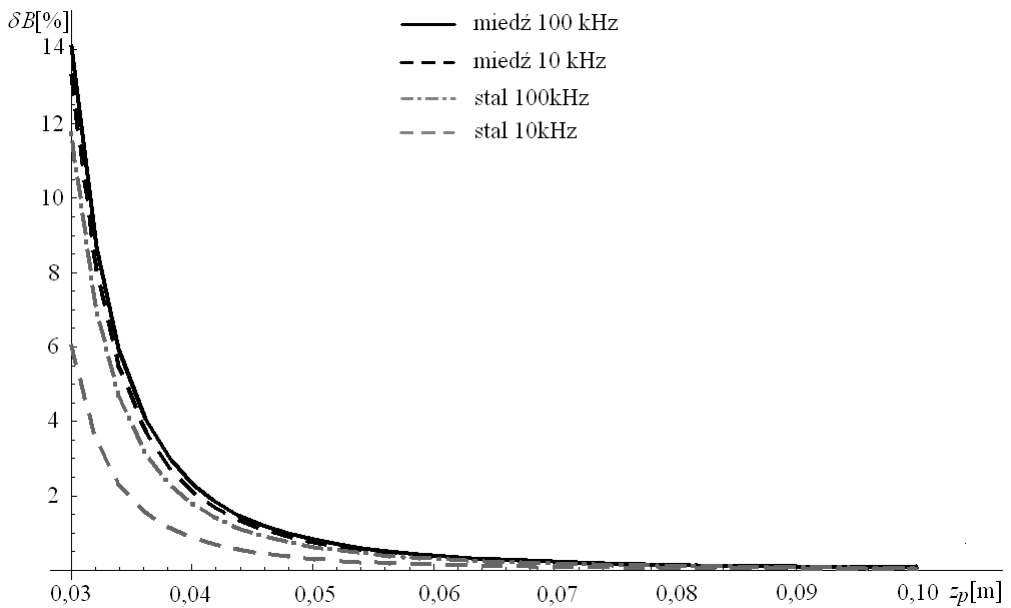
x_p, z_p – współrzędne punktu pomiarowego,

B_x, B_z – składowe wektora indukcji magnetycznej pola zakłóceń,

r, φ, z – współrzędne walcowe.



Rys. 4. Zaburzenia generowane wzdłuż osi X ($z_p = 0$ mm) przez walec o $R = 5$ mm i $L = 5$ cm



Rys. 5. Zaburzenia generowane wzdłuż osi Z ($x_p = 0$ mm) przez walec o $R = 5$ mm i $L = 5$ cm

Na rys. 4 i 5 przedstawiono przykładowe wyniki obliczeń indukcji magnetycznej generowanych zaburzeń. Wyznaczaną wielkością był stosunek modułu wektora indukcji magnetycznej zaburzeń do indukcji pola wzbudzającego B_0 . Na rysunkach porównano zaburzenia generowane dla obiektów z miedzi i stali nierdzewnej, przy częstotliwości pola wzbudzającego 10 kHz i 100 kHz. Częstotliwości z tego zakresu wykorzystywane są w systemach nawigacji (raczej te niższe). Porównania przeprowadzono dla osi X (rys. 4) i Z (rys. 5). Wybrano te osie, ponieważ rozchodzące się wzdłuż nich zaburzenia są najsilniejsze.

Z analizy wykresów wynika, że zwiększenie konduktywności obiektu oraz częstotliwości pola wzbudzającego pociąga za sobą zwiększenie zaburzeń. Jest to szczególnie widoczne dla obiektów o małych rozmiarach (promień rzędu kilku – kilkunastu mm). Inne przeprowadzone symulacje pokazują jednak, że dla większych obiektów miedzianych zaburzenia dla częstotliwości 10 kHz i 100 kHz są praktycznie takie same, a zaburzenia dla obiektów stalowych niewiele różnią się od wyników otrzymanych dla obiektów miedzianych. W praktyce klinicznej oznacza to, że odpowiednio duże obiekty wykonane z nienajlepszego przewodnika, jakim jest stal nierdzewna, mogą być źródłem niemal równie silnych artefaktów, jak elementy bardzo dobrze przewodzące.

Odległość, na jakiej zaburzenia osiągają odpowiednio małą wartość, zależy w największym stopniu od promienia obiektu (walca), w mniejszym stopniu od jego długości. Na prezentowanych wykresach zaburzenia zmniejszają się do poziomu 1% wartości indukcji pola wzbudzającego już dla odległości kilku centymetrów od powierzchni walca. Jednak dla dużych obiektów odległość ta może osiągnąć nawet pojedyncze metry. Ocena, jak duża wartość błędu pomiaru indukcji wywołanego występowaniem zaburzeń jest dopuszczalna przy wymaganej dokładności pomiaru położenia, będzie przedmiotem dalszych prac.

W rzeczywistym systemie pole wzbudzające nie jest jednorodne. Na generowane zaburzenia wpływ ma nie tylko odległość punktu pomiarowego od obiektu metalowego, ale także odległość obiektu zaburzającego od źródła pola.

3.3. Metody zmniejszania wpływu obiektów zaburzających rozkład pola na dokładność systemu nawigacji elektromagnetycznej

W literaturze można znaleźć opis kilku metod zmniejszenia wpływu przedmiotów zaburzających rozkład pola magnetycznego. Należą do nich:

- ekranowanie obiektów zaburzających rozkład pola [6, 7],
- unikanie obecności materiałów silnie zaburzających pole [11],
- kalibracja systemu dla danego narzędzia [8],
- zastosowanie matematycznych metod kompensacji wpływu zaburzeń [1, 9, 10],
- zastosowanie komutowanego stałego pola wzbudzającego [3, 5, 12].

O skuteczności, a więc i o wyborze, metody eliminacji wpływu zaburzeń pola decyduje nie tylko możliwość do uzyskania dokładności kompensacji błędów związanych ze zmianą rozkładu pola, ale także szereg innych cech. Najważniejszą z nich jest szeroko pojęta zdolność adaptacji. Przyjęta metoda kompensacji wpływu zaburzeń powinna być skuteczna dla dowolnej liczby narzędzi wykonanych z różnych materiałów, znajdujących się w różnych miejscach pola operacyjnego oraz poruszających się po dowolnych torach. Istotna jest jej skuteczność zarówno dla przedmiotów niemagnetycznych, jak i dla ferromagnetyków. Metoda powinna charakteryzować się także szybkością działania umożliwiającą pracę systemu w czasie rzeczywistym oraz nie powinna wprowadzać zbyt kosztownych zmian w samym systemie i w wyposażeniu sali operacyjnej.

Pośród wymienionych sposobów eliminacji wpływu obiektów zaburzających zaden nie jest wolny od wad. Zastosowanie przewodzących ekranów o znanej geometrii, osłaniających duże przedmioty o stałym położeniu, takie jak np.: ramię tomografu, daje możliwość skutecznej kompensacji wpływu tych obiektów zarówno dla przedmiotów niemagnetycznych, jak i ferromagnetyków. Metoda ta nie ma jednak zdolności adaptacji i okazuje się nieprzydatna w przypadku małych, poruszających się obiektów. Wprowadzenie ekranów zwiększa także koszt wyposażenia sali operacyjnej. Usunięcie przedmiotów zaburzających rozkład pola z bezpośredniego sąsiedztwa pola operacyjnego eliminuje samo źródło problemu, takie rozwiązanie nie zawsze jednak jest możliwe. Przeprowadzenie kalibracji systemu dla konkretnego metalowego narzędzia umożliwia dokładną programową kompensację błędów pomiaru dla danego narzędzia. Metoda ta jest jednak nieskuteczna, jeżeli w pobliżu pojawią się inne, nieprzewidziane przedmioty zaburzające rozkład pola.

Matematyczne metody kompensacji wpływu obiektów przewodzących wykorzystują zależność składowej rzeczywistej i urojonej indukcji pola magnetycznego wytwarzanego przez prądy wirowe od częstotliwości pola wzbudzającego. W przypadku tych metod jako pole wzbudzające wykorzystywane jest najczęściej sinusoidalnie zmienne pole magnetyczne. Zaletą stosowania tego typu rozwiązania jest łatwość pomiaru indukcji takiego pola oraz możliwość przeprowadzania pomiarów dla wielu kanałów jednocześnie, z wykorzystaniem podziału kanałów w dziedzinie częstotliwości. Oprócz tego dla odpowiednio dużej częstotliwości pola wzbudzającego istnieje możliwość ekranowania przedmiotów ferromagnetycznych ekranami przewodzącymi, co umożliwia rozwiązanie problemu zniekształceń pola wprowadzanych przez ferromagnetyki.

Podstawową wadę opisanej metody, stanowiącą jej istotne ograniczenie, jest duża złożoność obliczeniowa proponowanych algorytmów kompensacji, powodująca istotne zmniejszenie szybkości działania systemu i utrudnienie jego adaptacji do zmieniającego się układu przedmiotów. Z przeprowadzonych przez autorkę pracy obliczeń szacunkowych wynika, że nawet dla układu o bardzo prostej geometrii, przedstawionego na rys. 2 i 3 oraz przy założeniu, że punkt pomiarowy znajduje się na tyle daleko

od obiektu metalowego, że poprawne jest zastosowanie do wyznaczenia indukcji magnetycznej pola zaburzeń modelu promieniowania w postaci dipola magnetycznego, składowe rzeczywista i urojona zaburzeń opisywane są przez bardzo złożone równania (5) i (6):

$$R_{\text{Re}}(R, L) = \frac{B_0 GL}{\mu\sigma\omega} e^{-\frac{R\sqrt{\mu\sigma\omega}}{\sqrt{2}}} \left(e^{\frac{R\sqrt{\mu\sigma\omega}}{\sqrt{2}}} R(R\mu\sigma\omega - \sqrt{2\mu\sigma\omega}) + 2 \sin\left(\frac{R\sqrt{\mu\sigma\omega}}{\sqrt{2}}\right) \right) \quad (5)$$

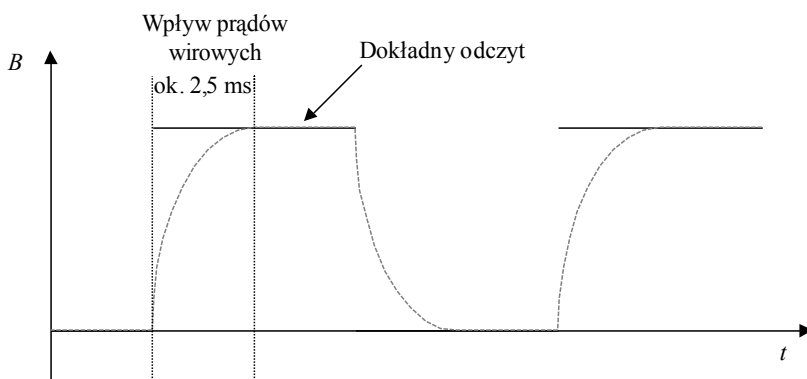
$$R_{\text{Im}}(R, L) = \frac{B_0 GL}{\mu\sigma\omega} e^{-\frac{R\sqrt{\mu\sigma\omega}}{\sqrt{2}}} \left(e^{\frac{R\sqrt{\mu\sigma\omega}}{\sqrt{2}}} (R\sqrt{2\mu\sigma\omega} - 2) + 2 \cos\left(\frac{R\sqrt{\mu\sigma\omega}}{\sqrt{2}}\right) \right) \quad (6)$$

gdzie:

$B_{\text{Re}}(R, L)$ – składowa rzeczywista indukcji magnetycznej,

$B_{\text{Im}}(R, L)$ – składowa urojona indukcji magnetycznej,

G – czynnik geometryczny.



———— Kształt pola wzbudzającego i sygnału rejestrowanego przez detektor bez obecności przedmiotów metalowych

----- Kształt sygnału rejestrowanego przez detektor w obecności przedmiotów metalowych

Rys. 6. Komutowane pole magnetyczne i sygnał wyjściowy detektora w warunkach idealnych i w obecności metalowych przedmiotów

Sinusoidalnie zmienne pole wzbudzające można zastąpić polem stałym o szybko przełączanej wartości (rys. 6). Wtedy prądy wirowe występują tylko w momencie przełączenia pola i po krótkim czasie zanikają. Pomiary przeprowadzone po zaniku prądów wirowych są więc praktycznie wolne od ich wpływu. Podstawową zaletą tej metody jest wyeliminowanie źródła problemu oraz duża zdolność adaptacji. Do wad metody należy podatność na wpływ ferromagnetyków oraz stosunkowo mała szybkość pomiaru, utrudniająca wprowadzenie kilku kanałów pomiarowych jednocześnie.

4. Podsumowanie

W artykule przedstawiono zasadę działania, zalety i zastosowania systemów nawigacji medycznej z wykorzystaniem pola magnetycznego małej częstotliwości oraz przedyskutowano wymagania stawiane takim systemom. Analiza wymagań wskazuje na ich dużą różnorodność, w zależności od aplikacji medycznej. Szczególnie dużo uwagi poświęcono błędom pomiaru położenia wynikającym z zaburzeń rozkładu pola magnetycznego powodowanych obecnością w polu operacyjnym i w jego pobliżu przedmiotów przewodzących niemagnetycznych i ferromagnetyków. Wskazano również metody rozwiązania tego problemu.

Na podstawie analizy przedstawionych cech proponowanych metod eliminacji bądź ograniczania wpływu przedmiotów zaburzających rozkład pola magnetycznego trudno jest wybrać rozwiązanie optymalne dla wszystkich sytuacji. W przypadku zabiegów, w których nie występuje konieczność nawigacji w wielu kanałach, korzystne może być zastosowanie komutowanego stałego pola wzbudzającego oraz usunięcie z bezpośredniego otoczenia pola operacyjnego elementów ferromagnetycznych. Dla aplikacji wymagających dużej liczby kanałów pomiarowych prawdopodobnie skuteczniejsze będzie zastosowanie pola sinusoidalnie zmiennego i usunięcie w miarę możliwości z otoczenia przedmiotów zaburzających rozkład pola. Korzystne wydaje się być skonstruowanie systemu hybrydowego, z możliwością zamiany pola przemiennego sinusoidalnego na stałe, komutowane oraz dokonywanie wyboru trybu pracy, optymalnego dla danej aplikacji. Takie systemy jeszcze nie są oferowane na rynku. Prace nad systemem tego rodzaju są planowane w ramach dalszych badań autorki artykułu.

Literatura

- [1] ASHE W., *Eddy current error-reduced AC magnetic position measurement system*, USA, opis patentowy nr 6172499, opubl. 09.01.2001.
- [2] BASZYŃSKI M., *Poprawa właściwości metrologicznych systemu przeznaczonego do pomiaru położenia z wykorzystaniem pola magnetycznego małej częstotliwości*, rozprawa doktorska, Politechnika Wroclawska, Wrocław 2006.

- [3] BLOOD E.B., *Device for quantitatively measuring the relative position and orientation of two bodies in the presence of metals utilizing direct current magnetic fields*, USA, opis patentowy nr 4945305, opubl. 31.07.1990.
- [4] FEUSSNER H., HAUTMANN H., SCHNEIDER A., PINKAU T., PELTZ F., *Electromagnetic catheter navigation during bronchoscopy*, Chest, 2005, Vol. 128, pp. 382–387.
- [5] HANSEN P.K., ASHE W.S., *Magnetic field position and orientation measurement system with dynamic eddy current rejection*, USA, opis patentowy nr 5767669, publ. 16.06.1998.
- [6] JASCOB B., *Method and apparatus for electromagnetic navigation of a surgical probe near a metal object*, USA, opis patentowy nr 6636757, publ. 21.10.2003.
- [7] LI D.A., *Apparatus for universal electromagnetic navigation target for fluoroscopic systems*, USA, zgłoszenie patentowe, 2009/0002968, publ. 01.01.2009.
- [8] MUCHA D., KOSMECKI B., LUETH T., *Error compensation for electromagnetic navigation in dental implantology*, International Congress Series 1281, 2005, pp. 1211–1216, Elsevier.
- [9] ROTIER D.J., *Magnetic direction finding device with improved accuracy*, USA, opis patentowy nr 4829250, opubl. 09.05.1989.
- [10] SCHNEIDER M. R., *System and method for measuring position and orientation using distortion-compensated magnetic fields*, USA, zgłoszenie patentowe nr 2008/0162074, opubl. 07.03.2008.
- [11] TIGANI D., BUSACCA M., MOIO A., RIMONDI E., DEL PICCOLO N., SABBIONI G., *Preliminary experience with electromagnetic navigation system in TKA*, The Knee, 2009, Vol. 16, pp. 33–38, Elsevier.
- [12] <http://www.ascension-tech.com/>, dostęp: kwiecień 2010.
- [13] http://www.collinmedical.fr/digipointeur_UK.php, dostęp: kwiecień 2010.
- [14] www.medtronicnavigation.com, dostęp: kwiecień 2010.
- [15] <http://www.polhemus.com/>, dostęp: kwiecień 2010.

Michał BASZYŃSKI*

BLOK GENERACJI POLA MAGNETYCZNEGO DO SYSTEMU NAWIGACJI MEDYCZNEJ

1. Wprowadzenie

Sprawne i bezpieczne przeprowadzania zabiegów endoskopowych oprócz obszernej wiedzy i wprawy lekarza wymaga także bardzo dokładnej znajomości aktualnego położenia endoskopu w ciele pacjenta. W wielu sytuacjach lokalizacja endoskopu jedynie na podstawie obrazu endoskopowego jest niewystarczająca, stąd też w nowoczesnej medycynie bardzo dużą rolę odgrywają systemy komputerowej nawigacji medycznej.

Dotychczas w komputerowej nawigacji medycznej najczęściej były stosowane systemy optyczne – można powiedzieć, że dominowały. Ich podstawowymi zaletami są stosunkowo nieduży koszt i bardzo dobra dokładność. Jednakże mają one również bardzo poważne wady – występuje w nich konieczność zapewnienia nieprzerwanej widoczności śledzonych narzędzi oraz nie można ich używać w przypadku stosowania narzędzi giętkich, takich jak na przykład fiberoskopy. Śledzenie położenia dowolnych narzędzi wewnątrz ciała pacjenta możliwe jest natomiast z użyciem systemów nawigacji elektromagnetycznej, wykorzystujących pole magnetyczne małej częstotliwości, które przenika bez przeszkód przez ciało ludzkie, nie jest przez nie zniekształcane oraz jest uważane za bezpieczne dla pacjenta i personelu. Za pomocą czujników pola magnetycznego umieszczonych na lub w śledzonych narzędziach, można określać położenie i orientację przestrzenną kilku narzędzi jednocześnie.

Parametry metrologiczne oraz użytkowe systemu nawigacji medycznej wykorzystującego pole magnetyczne, takie jak dokładność, szybkość pracy, zasięg pomiarowy

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: michal.baszynski@pwr.wroc.pl

oraz liczba możliwych do jednoczesnego śledzenia narzędzi zależą od konfiguracji przestrzennej zespołu źródło-czujnik pola magnetycznego oraz parametrów technicznych zespołu generującego przestrzenne pole magnetyczne, o odpowiednim rozkładzie i częstotliwości zmian. Takie pole jest niezbędne, jeśli chce się maksymalnie uprościć i zminiaturyzować czujnik natężenia pola, przy jednoczesnym zapewnieniu bardzo dobrych w właściwości metrologicznych i użytkowych systemu.

Zadaniem układu generacji pola magnetycznego jest wytworzenie odpowiednio silnego, stabilnego i czystego widmowo pola magnetycznego o znanym rozkładzie przestrzennym, przy jednocześnie jak najmniejszej masie tego układu, niewielkich wymiarach i małym poborze mocy.

W referacie opisano blok generacji pola magnetycznego przeznaczony do systemu nawigacji elektromagnetycznej, nad którym pracuje zespół badawczy Politechniki Wrocławskiej oraz Kliniki Otolaryngologii, Chirurgii Głowy i Szyi Akademii Medycznej we Wrocławiu. Dla autora jest to jednocześnie kontynuacja i rozwinięcie jednego z wątków jego pracy doktorskiej [3].

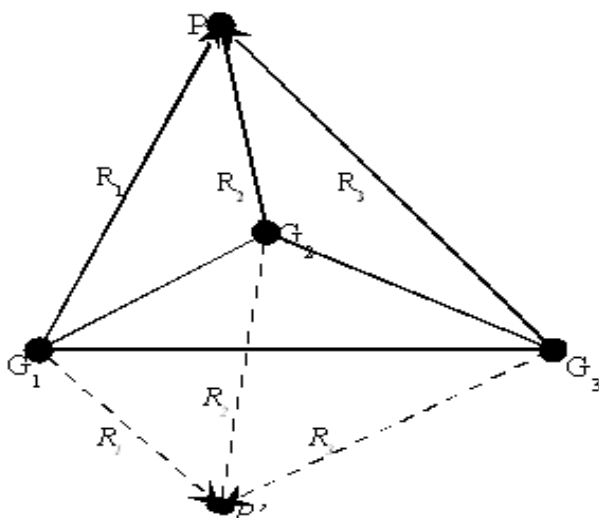
2. Zasada działania systemu nawigacji elektromagnetycznej oraz wymagania stawiane układowi generacji pola magnetycznego

Do wyznaczenia położenia dowolnego punktu P w przestrzeni trójwymiarowej wystarcza znajomość odległości R tego punktu od co najmniej 3 punktów G_i o znanym położeniu (rys. 1). Co prawda uzyskuje się wtedy parę punktów, P i P' , z których P' jest rozwiązaniem błędnym, jednakże to błędne rozwiązanie jest łatwe do wykrycia i odrzucenia. Do wyznaczania odległości R_i wykorzystuje się prawo Biota–Savarta, albo uproszczone, empiryczne równanie (1):

$$|B| = \frac{k_G}{R^3} \sqrt{3 \cos^2 \alpha + 1}, \quad (1)$$

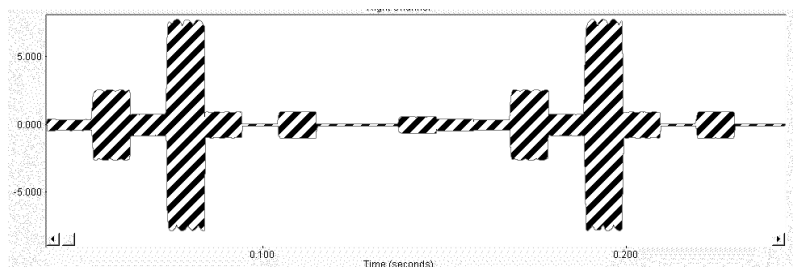
w którym k_G jest stałą cewki zależną od jej wymiarów i liczby zwoi, a kąt α zawarty jest między osią prostopadłą do płaszczyzny cewki i prostą łączącą środek cewki z punktem P . Wyznaczenie modułu wektora indukcji magnetycznej umożliwia więc określenie odległości badanego punktu pomiarowego od generatora pola.

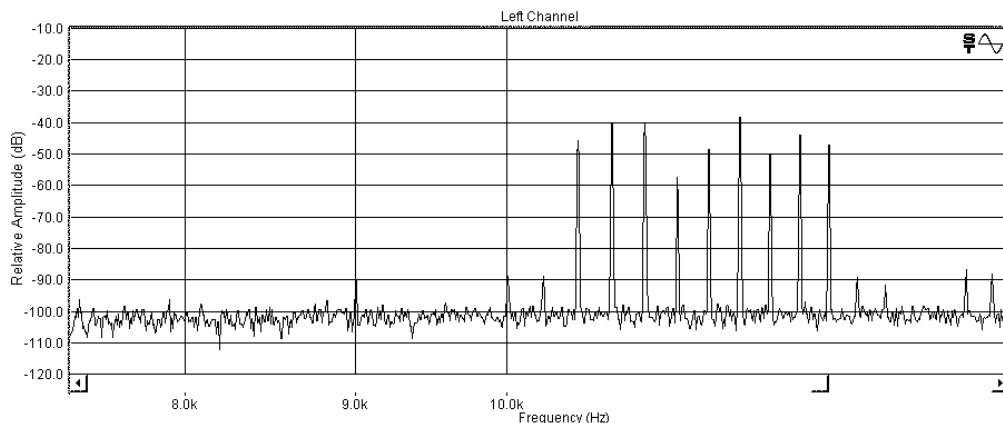
Odległości pomiędzy poszczególnymi punktami G_i , w których umieszczone są źródła pola, zależą od planowanego zasięgu działania systemu pomiarowego. Dla projektowanego systemu, w wyniku analizy rozkładu pola i symulacji działania iteracyjnego algorytmu wyznaczania położenia, przyjęto te odległości jako równe 365 mm.



Rys. 1. Zasada wyznaczania położenia

Typowe czujniki pola magnetycznego mają czułość kierunkową, zatem niezbędne jest zastosowanie albo zespołu trzech, ułożonych ortogonalnie czujników pola magnetycznego (co jest mało praktyczne, ze względu na duże wymiary) albo w każdym z trzech punktów G_i przestrzeni trzeba umieścić układ trzech ortogonalnie ułożonych cewek generujących pole magnetyczne. Wtedy do wyznaczenia położenia czujnika pola magnetycznego w przestrzeni 3D niezbędne jest wykonanie 9 pomiarów natężenia pola magnetycznego, pochodzących z niezależnych źródeł odpowiednio rozmieszczonych w przestrzeni. Wymagana jest przy tym pełna identyfikowalność poszczególnych sygnałów odbieranych przez czujnik z ich źródłami. Spełnienie tego warunku jest możliwe albo przez sekwencyjne wykonywanie pomiarów (w dowolnym momencie aktywne jest tylko jedno źródło pola magnetycznego), czyli podział w dziedzinie czasu (rys. 2), albo przez zapewnienie rozróżnialności każdego z jednocześnie aktywnych źródeł.

Rys. 2. Sekwencyjne pobudzenie źródeł pola G_i



Rys. 3. Widmo częstotliwościowe systemu wykorzystującego 9 niezależnych jednocześnie pracujących źródeł pola magnetycznego

W przypadku zastosowania zmiennego pola magnetycznego rozróżnialność taką może zapewnić na przykład użycie odmiennej częstotliwości dla każdego ze źródeł, czyli podział w dziedzinie częstotliwości (rys. 3).

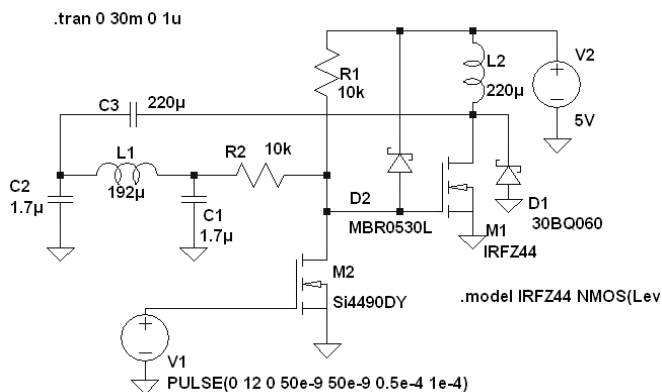
Podstawową metodą rozróżniania sygnałów o różnych częstotliwościach jest szybka transformata Fouriera (FFT) [6]. Z jej wykorzystaniem wiąże się problem minimalizacji skutków powstawania przecieków widma. Z tego powodu konieczne jest albo stosowanie okienkowania sygnału wejściowego oknem innym niż prostokątne, albo taki dobór liczby punktów transformaty Fouriera i częstotliwości próbkowania, aby interesujące częstotliwości widma sygnału wejściowego (częstotliwości poszczególnych źródeł pola) były dokładnie równe częstotliwościom poszczególnych prążków transformaty Fouriera oraz aby źródła pola oraz częstotliwość próbkowania sygnału były ze sobą synchroniczne (próbkowanie koherentne).

Natężenie generowanego pola magnetycznego z jednej strony powinno być jak największe, gdyż ułatwia to jego pomiar, z drugiej zaś strony nie powinno przekraczać zakresu liniowej pracy czujnika pomiarowego oraz poziomu uznanego za bezpieczny dla pacjenta oraz personelu medycznego. Zgodnie z obowiązującymi przepisami, natężenie generowanego pola magnetycznego nie powinno przekraczać 8 A/m [5]. W przypadku zastosowania w systemie metody z podziałem w dziedzinie częstotliwości szczególnie istotna jest czystość widma generowanego pola.

Najbardziej przydatnymi do zastosowania w projektowanym systemie metodami uzyskania sinusoidalnie zmiennego pola magnetycznego o dokładnie określonej, synchronicznej z przetwornikiem A/D częstotliwości są:

- zastosowanie synchronizowanego oscylatora przebiegu sinusoidalnego (generator LC synchronizowany metodą bezpośrednią, lub pośrednią – z użyciem pętli synchronizacji fazowej PLL),
- zastosowanie cyfrowej syntezy sygnału sinusoidalnego.

Wadą rozwiązania z pętlą PLL jest duża złożoność, większa niż w innych rozwiązaniach [7]. Dużo prostsze i równie efektywne okazuje się zastosowanie generatora pola magnetycznego w postaci bezpośrednio synchronizowanego, sinusoidalnego oscylatora mocy [4], albo użycie jako stopnia mocy wysoko sprawnej wzmacniacza klasy D pobudzającego do drgań obwód rezonansowy LC.



Rys. 4. Bezpośrednio synchronizowany generator mocy

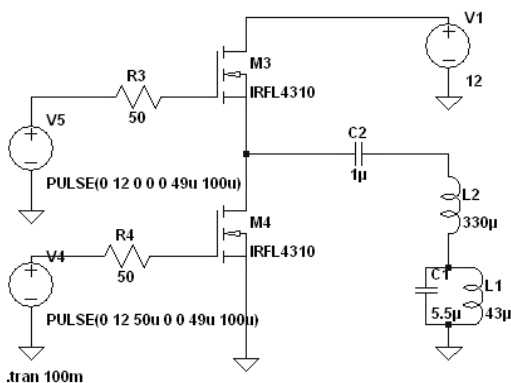
Zasada działania bezpośrednio synchronizowanego generatora LC polega w uproszczeniu na wymuszeniu pracy synchronicznej generatora sinusoidalnego przez wprowadzenie bezpośrednio do obwodu oscylatora sygnału synchronizującego z układu sterującego. Typowe układy generatorów sygnału sinusoidalnego pracują w układzie wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym tak dobranym, aby zapewnić spełnienie warunku generacji drgań. W układzie generatora synchronizowanego zewnętrzny sygnał synchronizujący jest sumowany z sygnałem sprzężenia zwrotnego. Przebadany przez autora schemat bezpośrednio synchronizowanego generatora mocy przedstawiono na rys. 4.

Generator pracuje w typowym układzie sinusoidalnego generatora LC Colpittsa, z unipolarnym tranzystorem mocy MOSFET M1 i dławikiem L2 w obwodzie zasilania. Sygnał synchronizujący z układu dzielników częstotliwości wprowadzany jest na bramkę tranzystora MOSFET M2. Istotną cechą tego układu jest to, że cewka obwodu rezonansowego jest jednocześnie cewką generującą pole magnetyczne. Wylimowana zostaje tym samym konieczność stosowania osobnych stopni mocy, co znacząco upraszcza konstrukcję i minimalizuje moc strat.

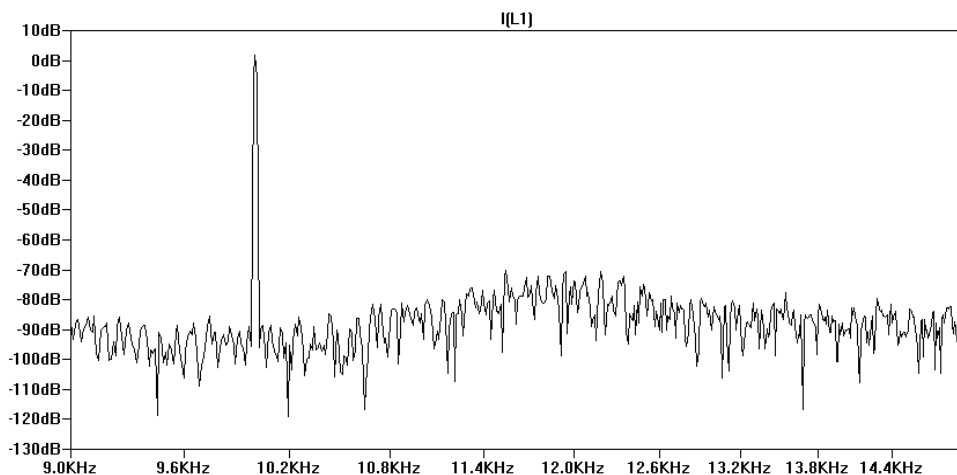
Zmierzony pobór mocy pojedynczego zespołu generatora z rys. 4 wynosi ok. 0,9 W przy zasilaniu napięciem +5 V (0,18 A) zapewniając przy tym prąd cewki generującej pole o wartości 1,3 A. Moc tracona w tranzystorze mocy M1 wynosi wtedy ok. 250 mW, a indukcja magnetyczna zmierzona w odległości 10 mm od powierzchni

cewki o boku długości $b = 38 \text{ mm}$ jest ok. $10 \mu\text{T}$ (100 mGa), co odpowiada w powietrzu wartości natężenia pola magnetycznego ok. 8 A/m .

Jeszcze prostszym rozwiązaniem jest wykorzystanie pobudzanego sygnałem prostokątnym impulsowego wzmacniacza klasy D, zasilającego generujący pole magnetyczne układ rezonansowy LC. Rozwiązanie takie, oprócz znacznego uproszczenia konstrukcji, umożliwia także płynną regulację natężenia generowanego pola magnetycznego – przez zmianę współczynnika wypełnienia sygnału sterującego.



Rys. 5. Układ generatora ze wzmacniaczem klasy D i równoległym układem rezonansowym LC



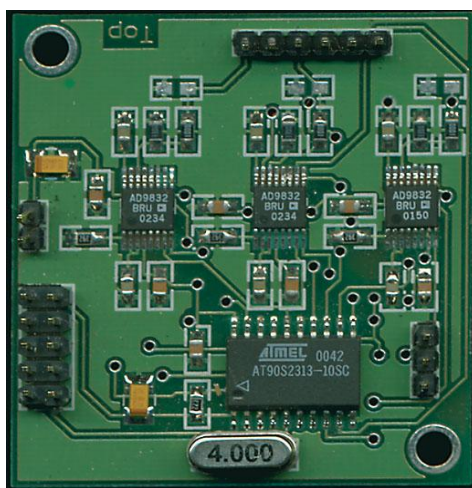
Rys. 6. Widmo częstotliwościowe generatora ze wzmacniaczem klasy D i równoległym układem rezonansowym

Uproszczony schemat stopnia mocy klasy D z równoległym obwodem rezonansowym LC pokazano na rys. 5, a symulowane (w programie SwitcherCad firmy Linear

Technology) widmo prądu cewki L generującej pole magnetyczne przedstawiono na rys. 6.

Dodatkową zaletą tego układu, w porównaniu z układem bezpośrednio synchronizowanego generatora mocy LC, jest połączenie jednego końca cewki generującej pole magnetyczne z neutralnym biegunem zasilania, tj. masą układu.

W układzie testowym zamiast elementów dyskretnych, w szczególności tranzystorów MOSFET, przewidywane jest zastosowanie scalonej końcówki mocy w postaci podwójnego półmostka typu H. Układ L6203 firmy ST oprócz znacznego uproszczenia konstrukcji posiada także zabezpieczenie termiczne stopnia mocy oraz zabezpieczenie przed przepływem prądu skrośnego.



Rys. 7. Płytkę testowanego generatora DDS

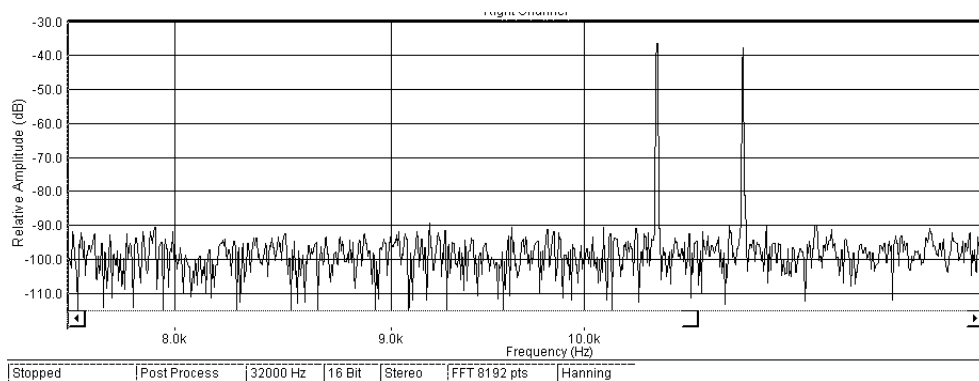
Sygnaly sterujące obu powyżej przedstawionych rozwiązań wytwarzane są przez dzielniki częstotliwości zbudowane w oparciu o układ FPGA serii Spartan-3 firmy Xilinx (X3S200), z wykorzystaniem gotowego modułu ZL10PLD firmy Kamami.

Ten sam układ FPGA będzie także pełnił w systemie funkcję generatora sygnału zegarowego dla przetworników A/D (próbkiwanie koherentne) oraz logiki sprzęgającej przetworniki A/D z interfejsem USB 2.0 i komputerem PC.

Do realizacji generatora DDS (bezpośredniej cyfrowej syntezy częstotliwości) wybrano układ scalony AD9832 firmy Analog Devices [1, 2]. Zawiera on kompletny układ DDS z 32-bitowym akumulatorem fazy i 10-bitowym przetwornikiem cyfrowo-analogowym. Maksymalna częstotliwość taktowania wynosi 25 MHz. Programowanie układu odbywa się za pomocą niezależnego synchronicznego interfejsu szeregowego pracującego z maksymalną częstotliwością sygnału taktującego równą 20 MHz.

Płytkę testową generatora DDS (rys. 7) zawiera trzy niezależne układy DDS, sterowane przy pomocy 8-bitowego procesora typu AT90S2313 firmy Atmel.

Pomiary generatora DDS wykonane zostały z wykorzystaniem stereofonicznego wzmacniacza mocy zbudowanego na układach typu LM3886 (wykorzystano tylko dwa z trzech generatorów na płycie DDS). Wyniki pomiarów widma generowanego przez badany układ przedstawiono na rys. 8.



Rys. 8. Widmo częstotliwościowe generatora z wykorzystaniem DDS

Bardzo poważną wadą przedstawionego rozwiązania okazały się: bardzo złożona i kosztowna konstrukcja oraz niewielka sprawność układu, związana z zastosowaniem wzmacniacza klasy AB do zasilania obciążenia o charakterze praktycznie czysto indukcyjnym.

Zaletami układu są: czystość widma prądu cewki, mała emisja zakłóceń radioelektrycznych oraz możliwość bardzo szybkiego i bardzo precyzyjnego przestrajania generatora (krok przestrajania prototypu generatora wynosi ok. 3×10^{-3} Hz).

4. Podsumowanie

W artykule sformułowano wymagania stawiane układom generacji pola magnetyczne przeznaczonym do zastosowania w układzie nawigacji medycznej wykorzystującym wolnozmiennne pole magnetyczne, przedstawiono propozycje takich układów oraz wyniki badań najbardziej obiecujących rozwiązań.

Układem najprostszym i najtańszym, mającym jednocześnie największy potencjał rozwojowy jest rozwiązanie wykorzystujące wzmacniacz klasy D, zasilający równoległy układ rezonansowy LC. W trakcie pisania artykułu autor nie dysponował jeszcze wynikami pomiarów układu próbnego, nad którym prowadzone są obecnie prace.

Wprowadzenie do proponowanego rozwiązania ze wzmacniaczem mocy klasy D niewielkich modyfikacji powinno umożliwić także jego wykorzystanie w systemie

z komutowanym polem magnetycznym DC albo w systemie hybrydowym, wykorzystującym zarówno pole zmienne, jak i komutowane pole stałe.

Zastosowanie w systemie nawigacji medycznej komutowanego pola stałego lub rozwiązania mieszane powinno pozwolić na znaczne zmniejszenie wpływu przedmiotów metalowych na dokładność działania całego systemu.

Literatura

- [1] ANALOG DEVICES, *AD9832 – CMOS Complete DDS*, <http://www.analog.com>.
- [2] ANALOG DEVICES, *A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis*, <http://www.analog.com>.
- [3] BASZYŃSKI M., *Poprawa właściwości metrologicznych systemu przeznaczonego do pomiaru położenia z wykorzystaniem pola magnetycznego małej częstotliwości*, rozprawa doktorska, Politechnika Wrocławska, Wrocław 2006.
- [4] JEŻEWSKI M., SZKUDLIŃSKI W., *Generatory synchronizowane i ich zastosowania*, WNT Warszawa 1981.
- [5] Dz. U. Nr 192, poz. 1883, *Załącznik do Rozporządzenia Ministra Środowiska z dnia 30 października 2003 r.*
- [6] SZABATIN J., *Podstawy Teorii Sygnałów*, WKŁ Warszawa 2003.
- [7] UZUNOGLU V., *Synchronous oscillator outperforms the PLL*, EDN, November 1999.

Elżbieta SZUL-PIETRZAK*, Andrzej HACHOŁ*, Ewa PELCZAR**,
Wioletta NOWAK*, Anna SOBASZEK*

OCENA WIARYGODNOŚCI POMIARU IOP U PACJENTÓW PO ZABIEGU LASIK

1. Wstęp

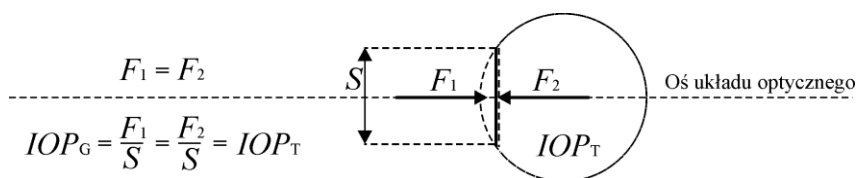
Cisnienie wewnątrzgałkowe IOP (*Intraocular Pressure*) jest podstawowym parametrem diagnostycznym w badaniach okulistycznych. Prawidłowe funkcjonowanie narządu wzroku zależy od utrzymania wartości IOP w zakresie wartości fizjologicznych (10–20 mmHg). Wartość IOP zależy od równowagi dynamicznego procesu wytwarzania i odpływu cieczy wodnistej w przedniej komorze gałki ocznej i jest wprost proporcjonalna do ilości wydzielanej cieczy wodnistej oraz odwrotnie proporcjonalna do współczynnika łatwości odpływu [7]. Zaburzenia tego procesu mogą prowadzić do poważnych schorzeń narządu wzroku, a nawet całkowitej utraty zdolności widzenia. Proces nieustannej wymiany cieczy wodnistej w przedniej komorze gałki ocznej zapewnia odpowiednie uwodnienie, odżywienie oraz transport produktów przemiany materii z nieukrwionych struktur oka takich jak rogówka i soczewka. Zapewnia to ich przejrzystość i prawidłowe funkcjonowanie. Jaskra jest jednym z najpoważniejszych schorzeń wzroku, a powszechność jej występowania w ostatnich latach, nadało tej chorobie miano choroby społecznej. Z danych statystycznych wynika, że na jaskrę choruje ok. 70 milionów ludzi. W Polsce około 800 000, z czego, aż u 10% przypadków choroba prowadzi do całkowitej utraty wzroku. Jednym z pierwszych objawów jaskry jest podwyższona wartość IOP, dlatego tak ważnym zagadnieniem z punktu widzenia okulistyki jest prawidłowa ocena wartości IOP.

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego, 50-370 Wrocław, e-mail: elzbieta.szul@pwr.wroc.pl

**NZOZ Eye Laser Center we Wrocławiu

2. Tonometryczny pomiar IOP

Najpowszechniej stosowanymi metodami pomiaru IOP są: metoda Goldmana (GAT) i metoda bezkontaktowa AirrPuff (AP). Są to metody tonometryczne oparte o zasadę Imberta-Ficka [7]. Zasada pomiaru opiera się na założeniu, że gałka oczna jest idealnie kulistą, sprężystą oraz nieskończenie cienką membraną (rys. 1). Jeżeli taką membranę delikatnie uciśniemy płaskim stemplem i wywołamy kontrolowaną deformację – spłaszczenie powierzchni o promieniu ok. 1,53 mm, to miarą IOP jest wartość siły potrzebna do uzyskania zadanej powierzchni spłaszczenia. Założenia modelu znacznie odbiegają od rzeczywistej geometrii rogówki, co prowadzi do wystąpienia błędów metody.



Rys. 1. Prawo Imberta-Ficka

Problem wpływu geometrii rogówki na wynik pomiaru IOP jest w literaturze szeroko opisywany. Świadczy o tym opublikowana w 2000 roku przez Doughty'ego i Zamana [3] praca będąca analizą 500 publikacji dotyczących metod pomiaru IOP i wpływu różnych czynników na te metody. Autorzy wyznaczyli także własną wartość współczynnika zmienności wyniku pomiaru IOP w zależności od wartości CCT (0,2 mmHg/10 μ mCCT). Współczynnik ten określa zmianę zmierzonej wartości IOP w zależności od zmiany centralnej grubości rogówki. W pracy Kniestedt i wsp. [8] oszacowana wartość współczynnika wynosi 0,25 mmHg/10 μ mCCT. Tonnu i wsp. [14], podają z kolei dwa przedziały zmienności tego współczynnika, od 0,00 do 0,21 mmHg/10 μ mCCT w badaniach populacyjnych oraz od 0,16 do 0,37 mmHg/10 μ mCCT w badaniach prowadzonych na pacjentach klinik okulistycznych. Zakres prezentowanych w literaturze wartości współczynnika waha się w zakresie od 0,00 do 0,71 mmHg/10 μ mCCT. W tabeli 1 zebrano wartości współczynników podawanych przez różne źródła.

Problem dokładnego pomiaru IOP ma szczególne znaczenie u pacjentów z krótkowzrocznością po zabiegu laserowej korekcji wady refrakcji – LASIK (Laser-Assisted in situ Keratomileusis). LASIK jest to laserowa technika zabiegowa stosowana w chirurgii refrakcyjnej, której celem jest trwała zmiana topografia rogówki oka w celu poprawienia jej właściwości skupiających, a poprzez to usunięcie wady refrakcji u pacjenta. Zabieg polega na zmianie geometrii rogówki w obszarze centralnym. W procesie fotoablacji usuwana jest część tkanki rogówki, czego efektem jest zmiana

centralnej grubości oraz promienia profilu rogówki. Obserwowane obniżenie wartości ciśnienia wewnątrzgałkowego mierzonego po zabiegu jest w literaturze wiązane ze zmianą grubości.

Tabela 1. Prezentowane w literaturze wartości współczynników, określających zmianę zmierzonej wartości IOP w zależności od zmiany centralnej grubości rogówki

Lp.	współczynnik	Źródło	Rok
	mmHg/ μ m		
1	0,20	Whitacre i wsp. [15]	1993
2	0,71	Arqus i wsp. [1]	1995
3	0,20	Doughty i Zaman [3]	2000
4	0,38	Feltgen i wsp. [5]	2001
7	0,25	Kniestedt i wsp. [8]	2005
8	0,00–0,37	Tonnu i wsp. [14]	2005
9	0,40	Kohlhaas i wsp. [9]	2006

Wyniki badań opisywanych w literaturze przedmiotu także znacząco się między sobą różnią (tabela 2), a efekt spadku wartości IOP jest tłumaczony pocienieniem rogówki po zabiegu. Zakres prezentowanych wartości współczynników korelacji pomiędzy zmianą zmierzonej wartości IOP a zmianą CCT po zabiegu LASIK waha się od 0,22 do 0,71 mmHg/10 μ mCCT.

Tabela 2. Prezentowane w literaturze wartości współczynników, określających zmianę zmierzonej wartości IOP w zależności od zmiany centralnej grubości rogówki u pacjentów po zabiegu LASIK

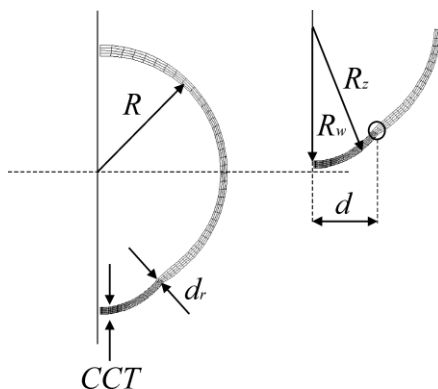
Lp.	współczynnik	Źródło	Rok
	mmHg/mm		
1	0,71	Zodak i wsp. [16]	1999
2	0,60	Recep i wsp.[12]	2000
3	0,37	Parka i wsp. [10]	2001
4	0,41	Duch i wsp.[4]	2001
5	0,63	Siganos i wsp. [13]	2004
6	0,22	Pepose i wsp.[11]	2007

Występowanie tak dużych rozbieżności skłania do zastanowienia się, czy jedynym parametrem wpływającym na wartość mierzonego IOP jest centralna grubość rogówki. Uważamy, że tak nie jest i dlatego przeprowadziliśmy badania wpływu innych parametrów rogówki (promienia oraz jej właściwości biomechanicznych) na wynik pomiaru IOP.

3. Badania wpływu geometrii i właściwości biomechanicznych rogówki na wynik pomiaru IOP

3.1. Badania na modelu numerycznym

Badania wpływu geometrii i właściwości biomechanicznych rogówki na wynik pomiaru ciśnienia wewnątrzgałkowego IOP przeprowadzono na modelu numerycznym opracowanym w Politechnice Wrocławskiej [2]. Jest to model wykonany w oparciu o metodę elementów skończonych w systemie Cosmos/M. Metoda elementów skończonych umożliwia odwzorowanie geometrii badanego obiektu oraz właściwości biomechanicznych i przeprowadzenie badań symulacyjnych wpływu obciążenia obiektu w zależności od jego geometrii i sprężystości. Przyjęte w modelu wartości parametrów są to wartości dla tzw. oka miarowego, czyli średnie wartości występujące w populacji i osób normowzrocznych. Przyjęto promień gałki ocznej $R = 12$ mm a średnicę rogówki w rąbku $d = 11$ mm. Grubość twardówki w części tylnej przyjęto 1 mm, wartość ta maleje ku przodowi do 0,6 mm, a następnie rośnie i w okolicy rąbka wynosi 0,8 mm. Zewnętrzny i wewnętrzny profil krzywizny rogówki opisano krzywą hiperboliczną o mimośrodku $e = 0,5$ i promieniach przysioowych odpowiednio dla powierzchni wewnętrznej $R_w = 6,49$ mm i zewnętrznej R_z (7,00; 7,80; 8,50 mm). Grubość rogówki w rąbku wynosiła $d_r = 0,65$ mm (rys. 2).



Rys. 2. Schemat przyjętej geometrii modelu ludzkiej gałki ocznej w modelu numerycznym

W modelu wykorzystano zjawisko samonastawności optycznej [2]. Jest to zjawisko obserwowane w rzeczywistej gałce ocznej, polegające na utrzymywaniu ostrego obrazu siatkówkowego pomimo występowania dobowych i chwilowych zmian wartości ciśnienia. Implementacja tego zjawiska w modelu polegała na takim dobraniu właściwości biomechanicznych rogówki, twardówki i rąbka, aby zmiany ciśnienia w za-

kresie wahań dobowych i chwilowych nie powodowały przesuwania obrazu w płaszczyźnie siatkówki.

Przeprowadzone badania polegały na symulacji pomiaru tonometrycznego dla różnych geometrii i właściwości biomechanicznych rogówki. Przebadano wpływ: centralnej grubości rogówki CCT w zakresie (0,4–0,6 mm), promienia zewnętrznego profilu rogówki R_Z (7,00; 7,80; 8,50 mm) oraz dwa typy materiałów nieliniowych (M1: $A = 500$, $\alpha = 55$ i M2: $A = 200$, $\alpha = 130$) opisanych zależnością (1) [7]

$$\sigma = A(e^{\alpha\varepsilon} - 1) \quad \text{dla } \varepsilon \geq 0 \quad (1)$$

gdzie:

σ i ε – naprężenie i odkształcenie,

A i α – stałe materiałowe.

Dobór wartości parametrów i przedziałów ich zmienności dokonano w oparciu o analizę literaturową. Każdorazowe poszukiwanie rozwiązania obejmowało dobór geometrii, deformację samoistną pod wpływem ciśnienia wewnątrzgałkowego IOP_T , odkształcenie stemplem i wyznaczenie błędu pomiaru ΔIOP rozumianego jako różnica wartości zmierzonego ciśnienia (wyznaczonego z modelu) IOP_G i nominalnego, odpowiadającego wartości rzeczywistej IOP_T , którym obciążano model oka ($\Delta IOP = IOP_G - IOP_T$).

Uzyskane rezultaty wykazały, że na wynik pomiaru IOP mają wpływ rzeczywista wartość IOP_T , centralna grubość, promień zewnętrznego profilu oraz właściwości materiałowe rogówki. Współczynniki wpływu IOP_T , CCT, R_Z na wynik pomiaru IOP są istotnymi statystycznie (na poziomie istotności $p < 0,05$) korelacjami. Podane w tabeli 3 współczynniki wpływu definiujemy następująco:

$\Delta IOP/IOP_T$ – współczynnik wpływu rzeczywistej wartości ciśnienia na błąd zmierzonej wartości ciśnienia,

$\Delta IOP/CCT$ – współczynnik wpływu centralnej grubości rogówki na błąd zmierzonej wartości ciśnienia,

$\Delta IOP/R_Z$ – współczynnik wpływu promienia zewnętrznego profilu rogówki na błąd zmierzonej wartości ciśnienia.

Tabela 3. Współczynniki wpływu IOP_T , CCT, R_Z na wyniki pomiaru IOP uzyskane z badań symulacyjnych na modelu numerycznym

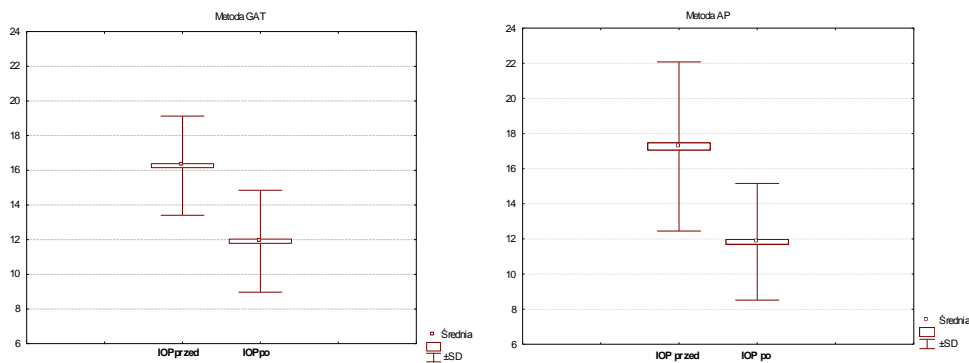
Materiał	$\Delta IOP/IOP_T$	$\Delta IOP/CCT$	$\Delta IOP/R_Z$
	mmHg/mmHg	mmHg/ μ m	mmHg/mm
M1	0,81–1,10	0,017–0,029	0,50–1,60
M2	0,84–1,00	0,022–0,033	0,30–4,50

3.2. Analiza wyników badań klinicznych

Badania przeprowadzono w grupie 300 pacjentów krótkowzrocznych w wieku 21–50 lat. W przebadanej populacji 31% stanowili mężczyźni, a 69% kobiety. Badania przed i po zabiegu LASIK wykonano u wszystkich pacjentów według standardowych procedur okulistycznych. Wykonano pomiary: topografii rogówki keratometrem Humphrey Corneal Topography (Zeiss), centralnej grubości rogówki pachymetrem SP-3000 (Tomey) oraz pomiary ciśnienia wewnątrzgałkowego metodami aplanacyjnymi Goldmana i AirPuff. W praktyce medycznej powszechnie stosowaną metodą statystyczną jest porównanie wartości średnich i odchylenia standardowego (SD) badanych parametrów. Wartości średnie, odchylenie standardowe wartości średniej oraz zakresy zmienności poszczególnych parametrów przedstawiono w tabeli 4.

Tabela 4. Charakterystyka ogólna badanej populacji przed i po zabiegu LASIK

Parametr	Przed zabiegiem		Po zabiegu		
	Średnia \pm SD	Zakres	Średnia \pm SD	Zakres	
Wada refrakcji [D]	-5,00 \pm 2,20	-13,50÷-1,25	0,00 \pm 0,57	-3,00–1,30	
CCT – centralna krzywizna rogówki [μ m]	559 \pm 34	470–680	456 \pm 46	360–615	
Promień zewnętrznej krzywizny rogówki	R_z [D]	44,08 \pm 1,44	39,5–48,5	39,59 \pm 1,97	33,00–46,50
	R_z [mm]	7,66 \pm 0,25	6,96–8,54	8,55 \pm 0,43	7,26–10,23
Ciśnienie wewnątrzgałkowe [mmHg]	AP**	17,0 \pm 3,2	9,0–29,0	11,5 \pm 3,2	6,0–28,3
	GAT	16,3 \pm 2,8	8,0–24,0	11,7 \pm 3,1	6,0–26,0



Rys. 3. Porównanie średnich wartości IOP zmierzonych metodami GAT i AP przed i po zabiegu LASIK

Analizę statystyczną zgromadzonych wyników wykonano w pakiecie Statistica 8.0. Na podstawie testu *t*-Studenta dla zmiennych powiązanych określono czy obserwowana zmiana mierzonej wartości IOP jest istotna statystycznie. Analizę wykonano dla dwóch metod pomiaru GAT ($p < 0,01$; $t = 38,0$) i AP ($p < 0,01$ i $t = 26,0$) uzyskane wyniki testu pozwoliły na poziomie istotności $p = 0,05$ odrzucić hipotezę zerową o równości średnich wartości zmierzonego ciśnienia przed i po zabiegu (rys. 3).

Następnie przebadano korelacje pomiędzy zmianą mierzonej wartości IOP a zmianą grubości i zewnętrznego promienia rogówki. Uzyskano istotne statystycznie wartości korelacji. Korelacje pomiędzy zmianą wartości zmierzonego ciśnienia ΔIOP a zmianą grubości wynosiły dla metody GAT $r = 0,20$ ($p < 0,001$) oraz dla metody AP $r = 0,28$ ($p < 0,001$). Natomiast korelacje pomiędzy zmianą wartości zmierzonego ciśnienia ΔIOP a zmianą zewnętrznego promienia rogówki dla metody GAT $r = 0,15$ ($p < 0,001$) oraz dla metody AP $r = 0,24$ ($p < 0,001$).

4. Podsumowanie

Przeprowadzona analiza wyników badań klinicznych oraz badania symulacyjne na modelu numerycznym jednoznacznie potwierdzają, że na błąd metody pomiaru ciśnienia wewnątrzgałkowego ma wpływ szereg czynników. Zasadniczy wpływ ma centralna grubość rogówki pacjenta, ale istotny jest także wpływ zewnętrznego promienia rogówki oraz jej właściwości biomechaniczne. Wpływ grubości i promienia potwierdzono zarówno w badaniach klinicznych jak i symulacyjnych. Natomiast wpływ sztywności materiału nie był możliwy do potwierdzenia na rzeczywistych danych pacjentów. Wiadomo jednak, że na biomechanikę rogówki istotny wpływ ma wiek pacjenta. Wraz z wiekiem sztywność rogówki się zwiększa. Dlatego będą prowadzone dalsze badania, których celem będzie określenie związku pomiędzy parametrami biomechanicznymi rogówki, a wynikiem pomiaru IOP z wykorzystaniem badań klinicznych.

Uzyskane rezultaty mają szczególnie istotne znaczenie w ocenie wartości IOP u pacjentów po zabiegu LASIK. Obserwowane u tych pacjentów obniżenie wartości ciśnienia w dużym stopniu ma związek ze zmianami geometrii i sztywności rogówki. W ocenie wartości IOP po zabiegu należy zwrócić szczególną uwagę, na ile wartość zmierzonego ciśnienia jest wynikiem ingerencji chirurgicznej, a na ile rzeczywistą jej zmianą mogącą świadczyć o wystąpieniu objawów patologicznych. Szczególnie istotne jest to w ocenie ryzyka jaskrowego.

Literatura

- [1] ARQUS W.A., *Ocular hypertension and central corneal thickness*, Ophthalmology, 1995, Vol. 102, No. 12, pp. 1810–1812.
- [2] ASEJCZYK-WIDLICKA M., ŚRÓDKA W., KASPRZAK H., ISKANDER D., *Influence of intraocular pressure on geometrical properties of a linear model of the eyeball. Effect of optical self-adjustment*, Optik, 2004, Vol. 115, No. 11-12, pp. 517–524.
- [3] DOUGHTY M.J., ZAMAN M.L., *Human corneal thickness and its impact on intraocular pressure measures: a review and meta-analysis approach*, Survey of Ophthalmology, 2000, Vol. 44, No. 5, pp. 367–408.

- [4] DUCH S., SERRA A., CASTANERA J., ABOS R., QUINTANA M., *Tonometry after Laser in situ keratomileusis treatment*, Journal of Glaucoma, 2001, Vol. 10, No. 4, pp. 261–265.
- [5] FELTGEN N., LEIFERT D., FUNK J., *Correlation between central corneal thickness applanation tonometry and direct intracameral IOP readings*, British Journal of Ophthalmology, 2001, Vol. 85, pp. 85–87.
- [6] HACHOŁ A. *Tonometria okulistyczna i tętnicza*, [w:] Biocybernetyka i Inżynieria Biomedyczna, t. 2, *Biopomiary*, [red.] Nałęcz M., EXIT, Warszawa 2001, s. 93–100.
- [7] HACHOŁ A., ŚRÓDKA W., *Model biomechaniczny gałki ocznej oparty na zjawisku samonastawności optycznej weryfikowany w tonometrycznym pomiarze IOP*, *Pomiary Automatyka Kontrola*, 2006, nr 5bis, s. 55–60.
- [8] KNIESTEDT C., LIN S., CHOE J., *Clinical comparison of contour and applanation tonometry and their relationship to pachymetry*, Archives of Ophthalmology, 2005, Vol. 123, pp. 1532–1537.
- [9] KOHLHAAS M., BOEHM A.G., *Effect of central corneal thickens, corneal curvature and axial length on applanation tonometry*, Archives of Ophthalmology, 2006, Vol. 124, No. 4, pp. 471–476.
- [10] PARK H. J., UHM K. B., HONG C., *Reduction in intraocular pressure after laser in situ Keratomileusis*, Journal of Cataract & Refractive Surgery, 2001, Vol. 27, No. 2, pp. 303–309.
- [11] PERPOSE J.S., FEIGENBAUM S.K., QAZI M.A., SANDERSON J.P., ROBERTZ C.J., *Changes in Corneal biomechanics an intraocular pressure following LASIK using static, dynamic and non-contact tonometer*, American Journal of Ophthalmology, 2007, Vol. 143, No. 1, pp. 39–47.
- [12] RECEP O.F., CAGIL N., HASIRIPI H., *Correlation between intraocular pressure and corneal stromal thickness after laser in situ Keratomileusis*, Journal of Cataract & Refractive Surgery, 2000, Vol. 26, No. 10, pp. 1480–1483.
- [13] SIGANOS D.S., PAPASTERGIOU G.I., MODEAS C., *Assessment of Pascal dynamic contour tonometer in monitoring intraocular pressure in unoperated eyes and eyes after LASIK*, Journal of Cataract & Refractive Surgery, 2004, Vol. 30, No. 4, pp. 746–751.
- [14] TONNU P.A., HO T., NEWSON T., *The influence of central corneal thickness and age on intraocular pressure measured by pneumotonometry, non-contact tonometry, the Tono-Pen XL and Goldmann applanation tonometry*, British Journal of Ophthalmology, 2005, Vol. 89, pp. 851–854.
- [15] WHITACRE M.M., STEIN R.A., HASSANEIN K., *The effect of corneal thickness on applanation tonometry*, American Journal of Ophthalmology, 1993, Vol. 115, pp. 592–596.
- [16] ZADOK D., TRAN D.B., TWA M., CARPENTER M., SCHANZLIN D.J., *Pneumotonometry versus Goldmann tonometry after laser in situ keratomileusis for myopia*, Journal of Cataract & Refractive Surgery, 1999, Vol. 25, No. 10, pp. 1344–1348.

Anna SOBASZEK*, Wioletta NOWAK*, Andrzej HACHOŁ*,
Elżbieta SZUL-PIETRZAK*

OCENA METROLOGICZNA PUPILLOMETRU POLWRO DO POMIARU ROZMIARU ŻRENICY W PUPILLOMETRII DYNAMICZNEJ

1. Wstęp

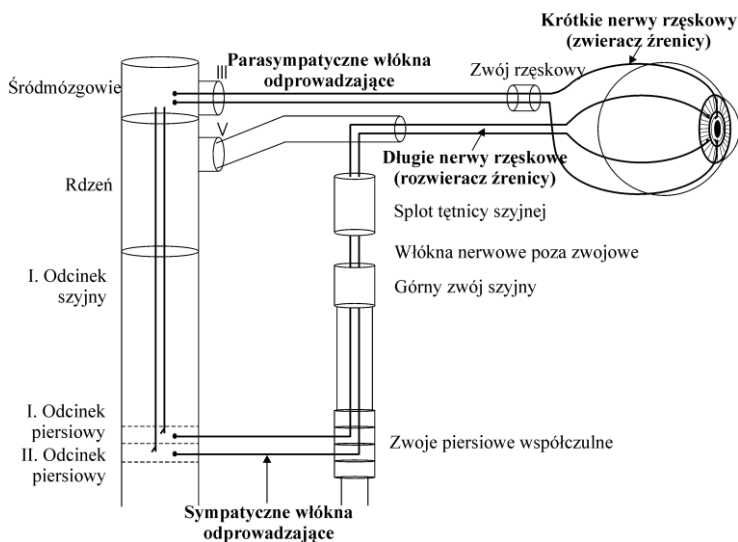
Celem pracy jest ocena metrologiczna pupillometru POLWRO do pomiaru rozmiaru źrenicy w pupillometrii dynamicznej. System POLWRO został opracowany w Instytucie Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej Politechniki Wrocławskiej.

W stosunku do komercyjnie oferowanych pupillometrów dynamicznych ma on znacznie lepszą rozdzielczość czasową rejestracji obrazu źrenicy oka oraz lepszą rozdzielczość liniową rejestrowanego obrazu źrenicy. Klasyczne, opisywane w literaturze metody analizy reaktywności źrenicy, polegają na ocenie morfologii krzywej zmian rozmiaru źrenicy w funkcji czasu (np. wyznaczenie wartości maksymalnej i minimalnej rozmiaru źrenicy w odcinku czasu, wyznaczenie amplitudy zmian rozmiaru, wyznaczenie szybkości zmian rozmiaru źrenicy). Stosowana jest również analiza widmowa z zastosowaniem klasycznej metody FFT. Naszym zdaniem zastosowanie metody FFT nie jest prawidłowe, ponieważ sygnały reaktywności źrenicy, podobnie, jak większość sygnałów fizjologicznych są niestacjonarne, o zmiennym w czasie widmie [5]. Do analizy reaktywności źrenicy (zwłaszcza badania spontanicznych fluktuacji rozmiaru źrenicy czyli tzw. hippusu) zaproponowano wykorzystanie analizy czasowo częstotliwościowej, która umożliwia identyfikację składowych częstotliwościowych i analizę ich zmienności w czasie. Z dotychczas przeprowadzo-

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wrocławska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: anna.sobaszek@pwr.wroc.pl

nych badań wynika [5], że w hippusie ocznym występują składowa oddechowa, składowa skorelowana z rytmem serca oraz składowe mózgowie. Zastosowanie proponowanej metody analizy hippusu umożliwia ocenę stabilności czasowej układu regulacji źrenicznej, identyfikację i ocenę stabilności składowych sygnałów źrenicznych. Zapewnienie zadowalającej rozdzielczości czasowej i częstotliwościowej wymaga jednak lepszej rozdzielczości przestrzennej i większej szybkości rejestracji niż dotychczas stosowane w klasycznych systemach pupillometrycznych opisywanych w literaturze i oferowanych komercyjnie. Wymogi takie spełniają oryginalne, opracowane przez autorów systemy do badań pupillometrycznych wykorzystujące liniowe detektory CCD lub szybkie kamery CMOS pracujące w paśmie bliskiej podczerwieni [6], zwłaszcza system POLWRO. Typowe rozdzielczości liniowe systemów komercyjnych wynoszą ok. 0,10 mm przy częstotliwości rejestracji 60 fps (*frame per second*), do $\pm 0,05$ mm przy częstotliwości 30 fps. System POLWRO ma rozdzielczość liniową lepszą niż 0,02 mm w całym zakresie szybkości rejestracji (aż do 100 fps). Dzięki temu system POLWRO posiada znacznie większe możliwości zarówno do badań podstawowych, jak i do badań aplikacyjnych wykorzystujących pupillometrię dynamiczną.

Zmiany rozmiaru źrenicy są niezależne od woli człowieka, ich badanie umożliwia ocenę aktywności układu autonomicznego, zmian patologicznych w przewodnictwie nerwowym, między innymi uszkodzenie nerwów, czy też stanu psychofizycznego pacjenta. Rozmiar źrenicy jest kontrolowany przez działające antagonistycznie mięśnie tęczówki, zwieracza i rozwieracza źrenicy, unerwione odpowiednio przez układ przywspółczulny i współczulny (rys. 1).



Rys. 1. Unerwienie mięśni tęczówki, zwieracza i rozwieracza źrenicy

Najczęściej badane typy reakcji źrenicy to odruch źreniczny na światło, tzw. PLR (*Pupil Light Reflex*) oraz samoistne fluktuacje rozmiaru źrenicy przy stałym oświetleniu, tzw. SPSF (*Spontaneous Pupil Size Fluctuation*). Odruchem PLR nazywa się zmianę rozmiaru źrenicy wskutek pobudzenia siatkówki oka światłem. Odruch PLR jest odruchem konsensualnym, co oznacza, że występuje reakcja oka nieoświetlonego, kiedy oświetlane jest drugie oko. Reakcja oka oświetlanego nazywa się reakcją bezpośrednią, a reakcja oka nieoświetlanego – reakcją konsensualną.

Zaletami badań pupillometrycznych są obiektywizm i nieinwazyjność, co w połączeniu z ich dużym potencjałem aplikacyjnym stymuluje rozwój systemów pomiarowych o coraz lepszej rozdzielczości, większej szybkości rejestracji oraz o większych możliwościach zastosowanego typu stymulacji [8, 12]. Pupillometria dynamiczna umożliwia ocenę relacji pomiędzy współczulną i przywspółczulną aktywnością autonomicznego układu nerwowego człowieka zarówno w normalnych, fizjologicznych warunkach, warunkach patologicznych jak i w przypadku oddziaływania na niego wszelkich czynników zewnętrznych np. środków farmakologicznych (w tym psychotropowych), stanów emocjonalnych, zmęczenia fizycznego. W dynamice źrenicy manifestują się różne patologie systemu nerwowego i schorzenia neurologiczne. Z tego powodu obserwuje się gwałtowny wzrost zainteresowania badaniami dynamiki reakcji źrenicznych i wykorzystaniem pupillometrii dynamicznej zarówno do badań podstawowych, jak i aplikacjami medycznymi i poza medycznymi (neurookulistyka, neurologia, psychofarmakologia, psychologia, badanie snu, badanie zmęczenia, badanie podatności na leki, ocena reakcji emocjonalnych) [2-3, 6, 9-11, 13, 15].

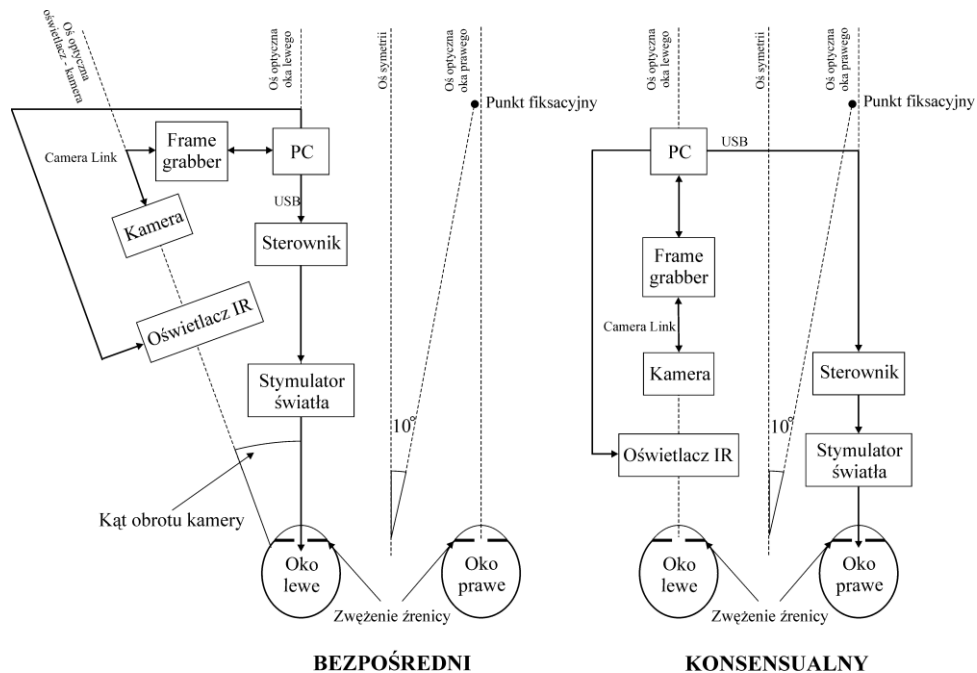
2. Pupillometr POLWRO

2.1. Zasada pomiaru

Pupillometr POLWRO jest urządzeniem jednokanałowym umożliwiającym pomiar rozmiaru i geometrycznego środka źrenicy oka w ciemności. Urządzenie może być wykorzystywane do rejestracji i analizy zmian rozmiaru źrenicy, zarówno podczas badania PLR, jak i SPSF.

Opracowany system składa się z kamery, oświetlacza IR, stymulatora światła pobudzającego sterowanego przez specjalny sterownik i komputera z wbudowanym cyfrowym przetwornikiem obrazu (*frame grabber*) do obsługi kamery. System umieszczony jest na stoliku okulistycznym, do którego dołączona jest mechaniczna podpora służąca do stabilizacji głowy w trakcie pomiaru. Wzajemna konfiguracja elementów systemu zależy od typu rejestrowanej reakcji źrenicy (rys. 2). W celu zarejestrowania odruchu bezpośredniego PLR oś optyczna oświetlacza – kamera jest przesunięta w stosunku do osi optycznej rejestrowanego oka o znany kąt obrotu kamery. W tej konfiguracji stymulator światła znajduje się w osi optycznej oka rejestrowane-

go. W celu rejestracji odruchu konsensualnego PLR oś optyczna oświetlacz – kamera jest w osi oka rejestrowanego, natomiast w osi optycznej oka pobudzanego znajduje się stymulator światła. Zatem niezależnie od rodzaju konfiguracji układu pomiarowego stymulator zawsze znajduje się w osi optycznej oka pobudzanego.



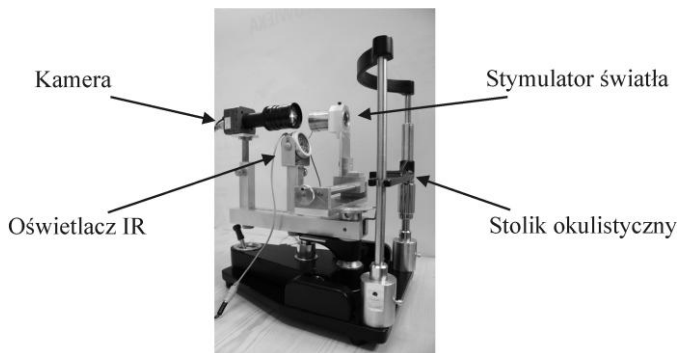
Rys. 2. Dwa typy konfiguracji systemu POLWRO

W przypadku braku stymulacji świetlnej, to znaczy podczas pomiaru samoistnych fluktuacji rozmiaru źrenicy (SPSF), układ pomiarowy znajduje się w konfiguracji do pomiaru konsensualnego odruchu PLR, a stymulacja zostaje wyłączona programowo. Oświetlacz IR zamontowany jest na elemencie ruchomym w osi kamery rejestrującej, poniżej osi optycznej oka. W czasie rejestracji obrazu źrenicy osoba badana patrzy na stały punkt w polu widzenia (tzw. punkt fiksacji). Punkt ten wyznacza się poprzez rzutowanie czerwonej plamki świetlnej o średnicy ok. 5 mm na ekran znajdujący się w odległości ok. 5 m przed badaną osobą. Podczas pomiaru reakcji oka lewego punkt fiksacyjny znajduje się 10° na prawo od osi symetrii. Podczas rejestracji oka prawego punkt fiksacyjny znajduje się 10° w przeciwnym kierunku.

W systemie, jako stymulator światła, wykorzystano monochromatyczne diody LED, których światło jest rzutowane na oko w konfiguracji Maxwelliana, przez układ soczewek zamontowanych na elemencie przesuwającym, położonym równolegle do osi symetrii układu w osi optycznej oka. Dla uniknięcia ruchów oka podczas pomiaru

zastosowano punkt fiksacyjny w postaci czerwonej diody o średnicy 0,5 cm umieszczonej w odległości 5 m od systemu pomiarowego.

Do oświetlenia badanego oka w ciemności wykorzystano promieniowanie z zakresu bliskiej podczerwieni. Promienie odbite od badanego oka są rzutowane przez obiektyw na kamerę rejestrującą. Transmisja rejestrowanego obrazu z kamery przebiega w standardzie *camera link* z przetwornika obrazowego kamery do specjalizowanej karty akwizycji obrazu (*frame grabber*), która obrazy z serii pomiarowej zapisuje na dysku PC. Rejestracja obrazu i sterowanie stymulacji są zsynchronizowane. Analiza zapisanych obrazów przeprowadzona jest *off line* po zakończeniu pomiaru. Jako końcowy wynik analizy otrzymujemy zmiany rozmiaru źrenicy w funkcji czasu.



Rys. 3. Zdjęcie pupillometru POLWRO

Badanie przeprowadzane jest w zaciemnieniu, po kilkuminutowej adaptacji osoby badanej do ciemności. Podczas pomiaru osoba badana umieszcza głowę na podpórce okulistycznej w celu jej stabilizacji, stara się nie mrugać i patrzeć wyłącznie na punkt fiksacyjny.

2.2. Parametry techniczne systemu

Parametry kamery

Zastosowana kamera CMOS MV-D1024E-160-CL-12 firmy Photonfocus jest kamerą monochromatyczną, o 256 stopniach szarości. Zakres widmowy kamery wynosi 400÷900 nm, pasmo czułości przesunięte jest w zakres bliskiej podczerwieni. Kamera ma matrycę 1" o rozdzielczości 1024×1024, rozmiar piksela wynosi 10,6 μm×10,6 μm. Częstotliwość rejestracji obrazów wynosi 100 fps.

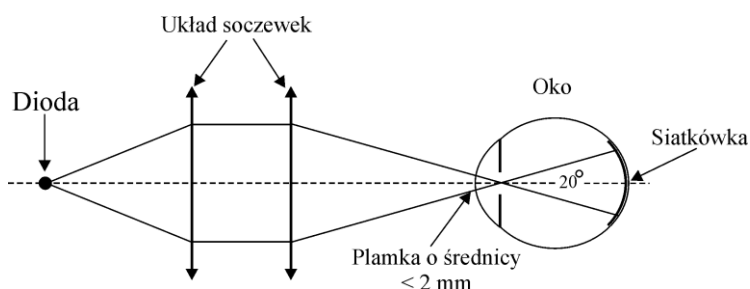
Parametry obiektywu

Obiektyw SVL7518 firmy V.S. Technology o ogniskowej 75 mm, przysłonie 1,8–16, montowanie typu C-mount, wymiarach 58,5×48,0 mm i rozdzielczości liniowej 0,005 mm. Zamocowany został na pierścieniu dystansowym SV-EXR50 o stałej długości 50 mm. Pierścień dystansowy zastosowano w celu zwiększenia powiększenia obiektywu bez zmiany odległości przedmiotu od obiektywu.

Parametry stymulacji

Do pobudzenia siatkówki oka zastosowano stymulator światła monochromatycznego sterowany przez PC za pomocą sterownika modułowego LabJack U3 firmy LabJack Corporation, USA. Istnieje możliwość regulacji następujących parametrów stymulacji chromatycznej: długość fali $\lambda = 470$ nm (światło niebieskie), $\lambda = 534$ nm (światło zielone), $\lambda = 640$ nm (światło czerwone), natężenie światła (w zakresie 1 cd/m^2 do 1000 cd/m^2), typu stymulacji (pojedynczy błysk światła o regulowanym czasie trwania lub seria błysków o regulowanej częstotliwości i współczynniku wypełnienia).

Stymulator światła rzutuje plamkę światła monochromatycznego na oko w konfiguracji Maxwelliana przez układ dwóch soczewek (rys. 4).



Rys. 4. Stymulacja oka w rzucie Maxwelliana

Średnica plamki stymulacyjnej jest mniejsza niż najmniejsza średnica źrenicy i wynosi około 2 mm. Kąt bryłowy oświetlanej powierzchni siatkówki w zastosowanej konfiguracji wynosi $\sim 20^\circ$.

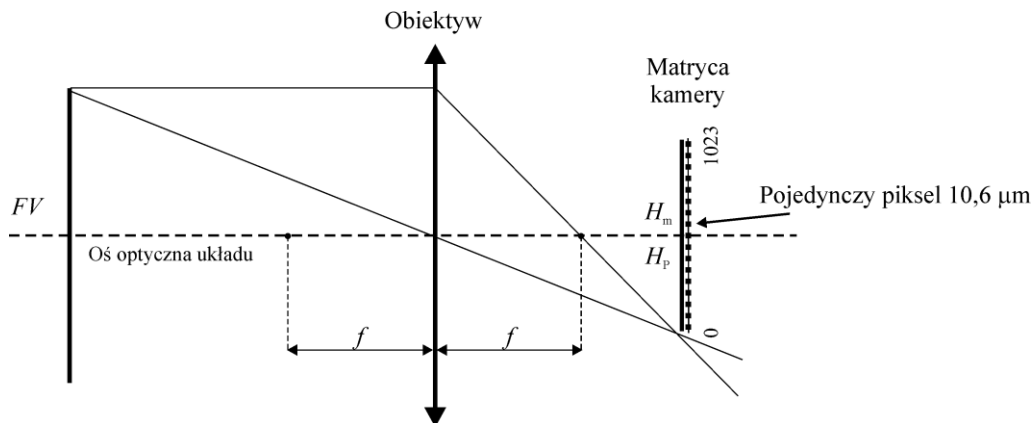
Parametry oświetlacza IR

W układzie pomiarowym do oświetlenia oka zastosowano oświetlacz IR ($\lambda = 850$ nm). Zalety tego typu oświetlenia to możliwość pomiaru rozmiaru źrenicy w ciemności oraz brak wpływu takiego promieniowania na rozmiar źrenicy. Natężenie IR na powierzchni oka wynosi 3 mW/cm^2 . Zgodnie z normą ICNIRP [7], dopuszczalna wartość natężenia wynosi 10 mW/cm^2 , zatem zastosowane w układzie POLWRO natężenie oświetlenia jest bezpieczne dla pacjenta.

3. Analiza metrologiczna opracowanego systemu pomiarowego

3.1. Rozdzielczość systemu pomiarowego

Rozdzielczość czasowa systemu jest zależna od szybkości rejestracji obrazów kamery i dla 100 Hz wynosi 0,01 s. Rozdzielczość liniowa systemu wyznaczona została teoretycznie i sprawdzona w badaniach eksperymentalnych (rozdział 5).



Rys. 5. Wyznaczanie rozdzielczości układu

Rozdzielczość systemu pupillometrycznego definiowana jest jako rozmiar przedmiotu rzeczywistego, wykrywanego przez pojedynczy piksel. Można wyrazić ją przez stosunek wysokości przedmiotu rzeczywistego widzianego przez kamerę FV (*Field of View*), mierzonego w kierunku prostopadłym do osi optycznej układu, do wysokości matrycy kamery wyrażonej w pikselach $H_p = 1024$ (rys. 5):

$$R_s = \frac{FV}{H_p}, \quad (1)$$

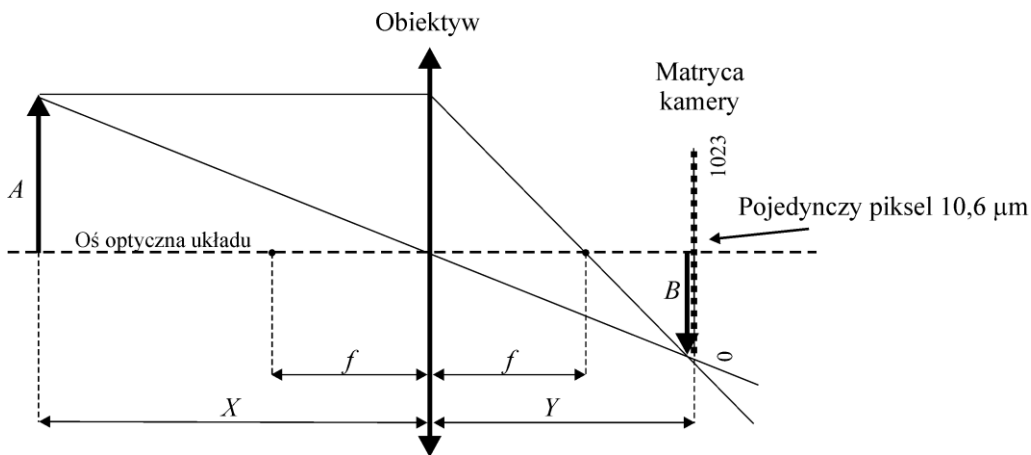
gdzie: R_s – rozdzielczość systemu, FV – wysokość przedmiotu rzeczywistego widzianego przez kamerę [mm], H_p – wysokość matrycy kamery [piksel].

Wysokość obrazu rzeczywistego widzianego przez kamerę zależy od powiększenia układu. Powiększenie układu β można wyrazić jako stosunek wysokości obrazu B do wysokości przedmiotu A , mierzonych w kierunku prostopadłym do osi optycznej układu lub jako stosunek odległości, od płaszczyzny głównej obiektywu do obrazu Y do odległości, od płaszczyzny głównej obiektywu do przedmiotu X (rys. 6):

$$\beta = \frac{B}{A} = \frac{Y}{X}. \quad (2)$$

Podczas pomiaru przedmiot badania (oko) oddalony jest od płaszczyzny głównej obiektywu przynajmniej o podwójną ogniskową f . Z przekształcenia geometrycznego wiadomo, że w takim przypadku otrzymujemy na matrycy kamery obraz odwrócony i pomniejszony. Odległość obrazu od płaszczyzny głównej obiektywu Y jest nie większa niż długość obiektywu i pierścienia dystansowego. Obliczone wg wzoru (2), dla

zastosowanej w systemie pupillometrycznym geometrii układu, powiększenie obrazu wynosi 0,72.



Rys. 6. Wyznaczanie powiększenia układu

Rozdzielczość systemu można obliczyć ze wzoru (1), znając geometrię układu optycznego systemu oraz rozmiar matrycy kamery. Wysokość przedmiotu rzeczywistego widzianego przez kamerę FV zależy od stosunku wysokości obrazu tego przedmiotu H_m wyrażonej w metrach do powiększenia obiektywu β :

$$FV = \frac{H_m}{\beta} . \quad (3)$$

Zakładamy, że wysokość obrazu przedmiotu H_m zależy tylko od wysokości pojedynczego piksela i liczby pikseli tworzących obraz (czyli tzw. detekowanych pikseli obrazu), pomijając dokładność wymiarów piksela i niedokładność ich rozmieszczenia. Możemy przyjąć, że wysokość obrazu przedmiotu H_m jest iloczynem wysokości pojedynczego piksela i wysokości matrycy kamery wyrażonej w pikselach H_p (4):

$$FV = \frac{10,6 \times 10^{-6} H_p}{\beta} . \quad (4)$$

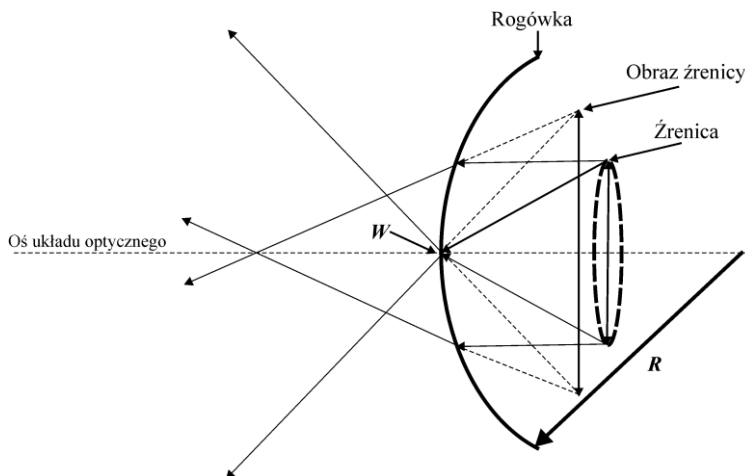
Podstawiając zależność (4) do wzoru (1) otrzymujemy:

$$R_s = \frac{10,6 \times 10^{-6}}{\beta} . \quad (5)$$

Obliczona z wzoru (5) rozdzielczość systemu zależy od stosunku wysokości piksela do powiększenia obrazu i w systemie POLWRO wynosi 0,015 mm/piksel.

3.2. Analiza czynników wpływających na dokładność wyznaczenia zmian rozmiaru źrenicy

W pomiarze pupillometrycznym należy zwrócić uwagę na czynniki wpływające na dokładność wyznaczenia zmian rozmiaru źrenicy. Po pierwsze, źrenica nie jest obserwowana bezpośrednio, ale przez rogówkę. Podczas obserwacji źrenicy rogówka spełnia rolę lupy i daje powiększony, pozorny obraz źrenicy. Zasada tworzenia tego obrazu jest przedstawiona na rys. 7. Wykorzystuje bieg dwóch promieni światła odbijających się od krawędzi źrenicy.



Rys. 7. Schemat biegu promieni światła odbitych od tęczówki
W – wierzchołek rogówki, R – promień rogówki

Analiza geometrii tego zjawiska pokazuje, że obraz źrenicy jest powiększony i leży bliżej wierzchołka rogówki niż rzeczywista źrenica. Analizując rozmiar utworzonego obrazu źrenicy przez rogówkę można zauważyć, że duży wpływ może mieć zarówno geometria rogówki, rozmiar rzeczywisty źrenicy oraz położenie jej w przedniej komorze oka. Zgodnie z wynikami prezentowanymi w [14], powiększenie obrazu źrenicy maleje wraz ze wzrostem eliptyczności i ze wzrostem promienia krzywizny rogówki oraz ze wzrostem promienia rogówki i źrenicy. Powiększenie natomiast rośnie liniowo wraz ze wzrostem odległości źrenicy od wierzchołka rogówki. W miarę oddalania źrenicy – przedmiotu rośnie też wpływ promienia profilu krzywizny rogówki.

Różnica między rozmiarem rzeczywistym źrenicy a rozmiarem jej obrazu zależy od indywidualnych cech badanego oka, tzn. od geometrii rogówki i odległości płaszczyzny źrenicznej od wierzchołka rogówki. Dlatego w pomiarach pupillometrycznych

najczęściej analizuje się względne zmiany, a nie wartość bezwzględną rozmiaru źrenicy.

Na niepewność wyznaczenia rozmiaru źrenicy wpływa również odczyt z matrycy kamery. Błąd wyznaczenia współrzędnych krawędzi źrenicy (przejście jasny/ciemny) wynosi $\pm 0,5$ piksela, zatem całkowity błąd wyznaczenia obrazu cięciwy wynosi ± 1 piksel, co odpowiada wartości 0,01 mm.

4. Pomiary sprawdzające

Do badań sprawdzających wykorzystano fantomy w postaci czarnych kół na białym tle. Ich dokładna średnica została wyznaczona mikroskopowo i wynosi odpowiednio $2,67 \pm 0,02$ mm, $4,98 \pm 0,02$ mm oraz $7,20 \pm 0,03$ mm, co odpowiada zakresowi fizjologicznych zmian średnicy źrenicy. Fantomy zostały umieszczone na statywie w odległości odpowiadającej odległości oka w przypadku pomiaru na obiekcie rzeczywistym. Położenie tego statywu nie ulegało zmianie w trakcie serii badań sprawdzających. Procedura eksperymentu polegała na pomiarze przez każdego z dwóch operatorów, stukrotnie każdego z przygotowanych fantomów (bez zmiany jego położenia między kolejnymi seriami pomiarowymi), w 3 seriach pomiarowych.

4.1. Eksperymentalne wyznaczenie powiększenia i rozdzielczości systemu

Zmierzono przygotowane fantomy o znanej wysokości A (cięciwa pionowa, mierzona w kierunku prostopadłym do osi optycznej układu) i wyznaczono wysokość obrazu B_m :

$$B_m = 10,6 \times 10^{-6} B_p. \quad (6)$$

Zgodnie z założeniem, że wysokość obrazu fantomu wyrażona w metrach zależy tylko od wysokości piksela i liczby pikseli detekowanych na kamerze B_p , z zależności (6) wyznaczono wysokość obrazu B_m . Z zależności (2) wyznaczono powiększenie dla każdego z fantomów. Wartości powiększenia wyznaczonego dla każdego ze zmierzonych fantomów zebrano w tab. 1.

Tabela 1. Wartości wyznaczonego powiększenia

Wysokość fantomu A	Wysokość obrazu fantomu B_m	Powiększenie B_m/A
mm	mm	
2,67	1,81	0,68
4,98	3,38	0,68
7,20	4,94	0,69
Średnie powiększenie		0,68

Średnie powiększenie wyznaczone podczas badań sprawdzających wynosi 0,68. Po uwzględnieniu zależności (5), wyznaczana eksperymentalnie rozdzielczość liniowa systemu wynosi 0,015 mm i jest zgodna z rozdzielczością systemu obliczoną teoretycznie na podstawie geometrii układu optycznego i rozmiaru matrycy obrazowej kamery.

4.2. Określenie niepewności i powtarzalności pomiaru

Niepewność pomiaru wyznaczono zgodnie z procedurą wg normy ISO 10012-1:1998 i PN-71/N-02050 [1, 4].

Wykonano serię sześciu pomiarów, każdego z 3 fantomów o znanej średnicy. Obliczono wartość średnią i niepewność standardową wyznaczenia średnicy obrazu B_m dla poziomu ufności 0,95 poszczególnych fantomów. Uzyskano następujące wyniki $2,66 \pm 0,01$ mm, $4,96 \pm 0,03$ mm oraz $7,25 \pm 0,03$ mm.

W tab. 2. zestawiono wyniki badania powtarzalności wyznaczania rzeczywistej średnicy fantomów dla poszczególnych operatorów.

Tabela 2. Powtarzalność pomiaru fantomów

Operator		Średnica fantomu, mm		
		2,67	4,98	7,20
Nr 1	Powtarzalność	0,01	0,01	0,01
Nr 2	mm	0,01	0,01	0,01

Uzyskane wyniki badania fantomów (porównanie wyników pomiaru systemu z wartościami wyznaczonymi metodą mikroskopową) wskazują na dobrą liniowość systemu. Uzyskane wyniki aproksymowano funkcją liniową (7) współczynnik korelacji wyniósł $R^2 = 0,999$:

$$y = 1,013x - 0,058, \quad (7)$$

gdzie: x – wartość rzeczywista średnicy fantomów wyznaczona metodą mikroskopową, mm; y – wartość średnia średnicy fantomów mierzona systemem, mm.

5. Dyskusja

W artykule omówiono zjawisko reaktywności źrenicy ludzkiego oka oraz przedstawiono budowę i możliwości pomiarowe systemu pupillometrycznego opracowanego w Instytucie Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej Politechniki Wrocławskiej. Przeprowadzono ocenę metrologiczną opracowanego systemu. W artykule wykazano, że system charakteryzuje się dobrą liniowością w całym zakresie mierzonych rozmiarów.

rów źrenicy. Rozdzielczość obliczona teoretycznie wynosi 0,015 mm i jest zgodna z wyznaczoną eksperymentalnie. System umożliwia badania z częstotliwością do 100 fps. Parametry metrologiczne systemu są lepsze niż systemów oferowanych komercyjnie. Zastosowane w systemie rodzaje i parametry pobudzeń oraz oświetlenia pomocniczego IR spełniają normy i zalecenia dotyczące pomiarów pupillometrycznych.

Literatura

- [1] ARENDARSKI J., *Niepewność pomiarów*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2006.
- [2] BREMNER F.D., *Pupil assessment in optic nerve disorders*, Eye, 2004, Vol. 18, pp. 1175–1181.
- [3] FRANZEN P.L., BUYASSE D.J., DAHL R.E., THOMPSON W., SIEGLE G.J., *Sleep deprivation alters pupillary reactivity to emotional stimuli in healthy young adults*, Biological Psychology, 2009, Vol. 80, pp. 300–305.
- [4] *Guide to the expression of uncertainty in measurement*, ISO 1995, Polskie wydanie, *Wyrażanie niepewności pomiaru – przewodnik*, GUM, 1999.
- [5] HACHOL A., NOWAK W., KASPRZAK H., *Time-frequency analysis of spontaneous fluctuation of the pupil size of the human eye*, Optica Applicata, 2008, Vol. 38, No. 2, pp. 469–480.
- [6] HACHOL A., NOWAK W., KASPRZAK H., ZAMOJSKA I., DUDZINSKI A., KINASZ R., WYGLEDOWSKA-PROMIENSKA D., *Measurement of pupil reactivity using fast pupillometry*, Physiological Measurement, 2007, Vol. 28, No. 1, pp. 61–72.
- [7] *ICNIRP Guidelines on limits of exposure to broad-band incoherent optical radiation (0.38 to 3 μ m)*, Health Physics Society, 1997, Vol. 73, No. 3, pp. 539–554.
- [8] KARDON R., ANDERSON S.C., DAMARJIAN T.G., GRACE E.M., STONE E., KAWASAKI A., *Chromatic Pupil Responses: Preferential Activation of the Melanopsin-mediated versus Outer Photoreceptor-mediated Pupil Light Reflex*, Ophthalmology, 2009, Vol. 116, No. 8, pp. 1564–1573.
- [9] KAWASAKI A., CRIPPA S., ANDERSON S., KARDON R.H., *The Pupil Response to Large Regional Stimuli in Patients with Focal Visual Field Loss*, Neuro-Ophthalmology, 2005, Vol. 29, No. 4, pp. 143–147.
- [10] KAWASAKI A., KARDON R.H., *Intrinsically Photosensitive Retinal Ganglion Cells*, Journal of Neuro-Ophthalmology, 2007, Vol. 27, No. 3, pp. 195–204.
- [11] MERRITT S.L., SCHNYDERS H.C., PATEL M., BASNER R.C., O'NEILL W., *Pupil staging and EEG measurement of sleepiness*, International Journal of Psychophysiology, 2004, Vol. 52, No. 1, pp. 97–112.
- [12] MIRÓ I., LÓPEZ-GIL N., ARTAL P., *Pupil-meter and tracking system based in a fast image processing algorithm*, Proceedings of SPIE, 1999, Vol. 3591, pp. 63–70.
- [13] SIEGLE G.J., GRANHOLM E., INGRAM R.E., MATT G.E., *Pupillary and reaction time measures of sustained processing of negative information in depression*, Biological Psychiatry, 2001, Vol. 49, No. 7, pp. 624–636.
- [14] SZCZĘSNA D.H., *Modelowanie wpływu kształtu rogówki na obraz źrenicy oka ludzkiego*, praca magisterska, Politechnika Wroclawska, Wrocław, 2004.
- [15] YOUNG R.S.L., KIMURA E., *Pupillary correlates of light-evoked melanopsin activity in humans*, Vision Research, 2008, Vol. 48, No. 7, pp. 862–871.

Wioletta NOWAK*, Minoru NAKAYAMA**, Andrzej HACHOŁ*,
Anna SOBASZEK*, Elżbieta SZUL-PIETRZAK*

OCENA ZMIENNOŚCI REAKCJI ŻRENICY OKA NA ŚWIATŁO CHROMATYCZNE

1. Wstęp

Reakcja źrenicy na światło (*Pupil Light Reflex, PLR*), czyli zwężenie źrenicy wywołane wzrostem poziomu oświetlenia siatkówki jest użytecznym narzędziem diagnostycznym wykorzystywanym m.in. do oceny sensoryczno-motorycznej integralności funkcji oka [1, 9]. PLR to złożony system sprzężenia zwrotnego, w którym efektem ośrodkowego przetwarzania informacji siatkówkowej jest dyspozycja skorygowania rozmiaru źrenicy względem aktualnego oświetlenia siatkówki przez układ mięśni tęczówki (zwieracza unerwionego przywspółczulnie oraz rozwieracza unerwionego współczulnie) [7]. Zainteresowanie badaniami odruchu źrenicznego na światło chromatyczne jest wynikiem odkrycia w siatkówkach ssaków nowego fotoreceptora tzn. samoistnie światłoczułych komórek zwojowych (*intrinsically photo-sensitive retinal ganglion cell, ipRGC*) [2, 3, 5, 6, 8, 10]. Komórki te oprócz tego, że są samoistnie światłoczułe, są dodatkowo silnie aktywowane przez czopki i pręciki i charakteryzują się rzadkim S-off, (L+M)-on typem pola recepcyjnego. Uważa się, że komórki te rejestrują zachodzące w czasie zmiany w intensywności promieniowania i pracują jako „licznik fotonów”, który uczestniczy w tzw. niewzrokowych odpowiedziach na światło, takich jak regulacja rytmów biologicznych i odruch zwężenia źrenicy. Wstępne badania aplikacyjne potwierdziły potencjał pomiaru odruchu źrenicznego na światło chromatyczne jako prostego i nieinwazyjnego sposobu oceny aktywności samoistnie

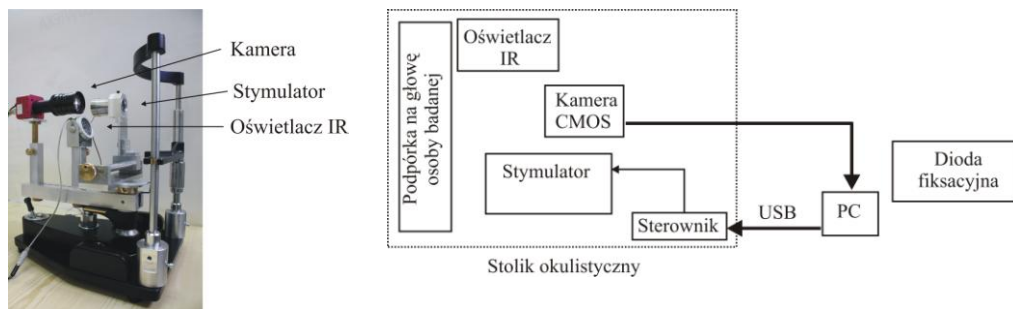
*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-miał: wioletta.nowak@pwr.wroc.pl

**Tokyo Institute of Technology, 2-12-1 O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552

światłoczułych komórek zwojowych. Wykazano, że aktywności ipRGC oraz PLR testowane przy wykorzystaniu 10 s błysku światła, wykazują podobny charakter zależności od natężenia i długości fali świetlnej. Odpowiedź komórki ipRGC, przy stymulacji światłem o długiej długości fali (światło czerwone), jest aktywowana transsynaptycznie przez czopki i wykazuje charakter zanikający, nawet przy wyższych poziomach natężeń, zanikając gwałtownie w czasie utrzymywanej stymulacji świetlnej. Przeciwnie, kiedy używane jest światło o krótkiej długości fali (światło niebieskie), depolaryzacyjna samoistna odpowiedź komórki jest dodawana do odpowiedzi transsynaptycznej pochodzącej od czopków, czyniąc odpowiedź komórki ipRGC bardziej ciągłą. Dla większych natężeń zsumowane odpowiedzi samoistna oraz transsynaptyczna od czopków wykazują charakterystyczną ciągłość aktywności komórki ipRGC, nawet po wyłączeniu stymulacji świetlnej. Reakcja PLR jest znacząco większa dla wyższego natężenia błysku, zarówno dla światła czerwonego, jak i niebieskiego, i dodatkowo, reakcja PLR jest znacząco większa dla światła niebieskiego w porównaniu ze światłem czerwonym, niezależnie od poziomu natężenia błysku. Celem pracy była ocena zmienności reakcji źrenicy na światło chromatyczne, przy wykorzystaniu jako metody badania pupillometru POLWRO. Dodatkowo, przebadano zależność analizowanych parametrów PLR od typu stymulacji.

2. Materiał i metody

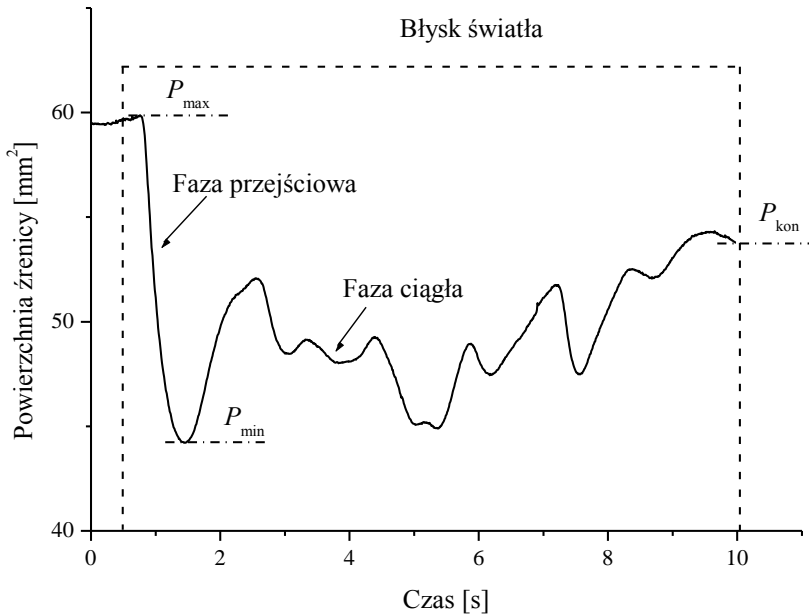
Do analizy wykorzystano dane 5 zdrowych osób (3 kobiety i 2 mężczyzn, wiek: 29 ± 4), u których badanie PLR wykonano systemem POLWRO [4]. System POLWRO umożliwia rejestrację rozmiaru źrenicy z częstotliwością do 100 Hz i rozdzielczością liniową 0,02 mm. Fotografię oraz schemat funkcjonalny systemu przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Fotografia oraz schemat funkcjonalny systemu POLWRO

W eksperymencie wykorzystano dwie długości fali: $\lambda_1 = 640$ nm (światło czerwone) oraz $\lambda_2 = 470$ nm (światło niebieskie) dla dwóch poziomów natężenia: $\alpha_1 =$

10 cd/m² oraz $\alpha_2 = 1000$ cd/m². Długość czasu trwania błysku wynosiła 10 s, blysk rozpoczynał się 0,5 s po rozpoczęciu rejestracji. Typy stymulacji oznaczono skrótami: RH (λ_1, α_2), RL (λ_1, α_1), BH (λ_2, α_2) oraz BL (λ_2, α_1).



Rys. 2. Odruch źreniczny na 10 s blysk światła (λ_1, α_2)

Dla każdej badanej osoby wykonano serię 10 pomiarów, przez 5 kolejnych dni po dwa pomiary. Badani byli proszeni, aby na 24 h przed badaniem nie pić alkoholu, mocnej kawy, a także nie palić papierosów. Z wywiadu wynikało, że badane osoby nie mają schorzeń neurologicznych. Każdego dnia badania przeprowadzono po dwie serie pomiarowe, wykonane przez tego samego operatora w takich samych warunkach, bezpośrednio jeden pomiar po drugim. Badani byli proszeni o niemruganie przez 20 s, podczas których rozmiar źrenicy badanego oka był rejestrowany. Testowano odruch konsensualny oka prawego. Pomiary wykonano w pomieszczeniu zaciemnionym. Przed pomiarem każdy uczestnik przez 3 minuty adaptował się do ciemności. W każdej serii pomiarowej przebadano kolejno każdy typ stymulacji świetlnej. Na rys. 2 przedstawiono kształt odpowiedzi PLR na pobudzenie błyskiem światła typu RH (λ_1, α_2), o czasie trwania 10 s. Podstawowy wzorzec kształtu reakcji PLR jest podobny dla różnych typów stymulacji chromatycznej. Po rozpoczęciu błysku światła, po krótkim czasie utajenia źrenica zaczyna się szybko zężać aż do osiągnięcia maksymalnego zężenia, po którym następują nieregularne fluktuacje rozmiaru źrenicy aż do zakończenia czasu trwania stymulacji świetlnej. Po wyłączeniu stymulacji rozmiar źrenicy powoli powraca do stanu wyjściowego.

Charakterystykę PLR dzieli się na dwie fazy, tzw. przejściową (*transient phase*), która trwa od początku stymulacji do maksymalnego zwężenia źrenicy oraz fazę ciągłą (*sustained phase*), która trwa od maksymalnego zwężenia źrenicy do końca trwania stymulacji świetlnej. Parametrem charakteryzującym fazę przejściową jest współczynnik zwężenia (W_Z) zdefiniowany jako:

$$W_Z = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{P_{\max}}. \quad (1)$$

Parametrem charakteryzującym fazę przejściową jest współczynnik rozszerzania (W_R) zdefiniowany jako:

$$W_R = \frac{P_{\max} - P_{kon}}{P_{\max}}. \quad (2)$$

Szczegółowa morfologia obu tych faz zależy od użytego typu stymulacji chromatycznej. Kiedy używane jest światło o krótkiej długości fali (światło niebieskie), odpowiedź samoistna komórek ipRGC jest dodawana do odpowiedzi transynaptycznej od czopków. Odpowiada to większemu zwężeniu fazy przejściowej, czyli wyższej wartości W_Z oraz bardziej płaskiej morfologii fazy ciągłej i ograniczonemu zjawisku adaptacji, co odpowiada większej wartości W_R . Dla wyższego natężenia światła niebieskiego, odpowiedź samoistna komórek ipRGC pozostaje aktywna nawet po zakończeniu stymulacji. Stymulacja światłem czerwonym wywołuje mniejsze zwężenie fazy przejściowej oraz wyraźną adaptację fazy ciągłej, szczególnie widoczna dla niskiego natężenia światła. Dla tego typu stymulacji, komórki ipRGC aktywowane są tylko transynaptycznie przez czopki.

Analizę statystyczną uzyskanych rezultatów przeprowadzono za pomocą programu Statistica 9.0. Wykorzystano elementy statystyki opisowej – wartości średnie (\bar{x}) i odchylenia standardowe (SD). Dla wszystkich pomiarów wyznaczono współczynnik zmienności (*coefficient of variation, CV*) zdefiniowany jako:

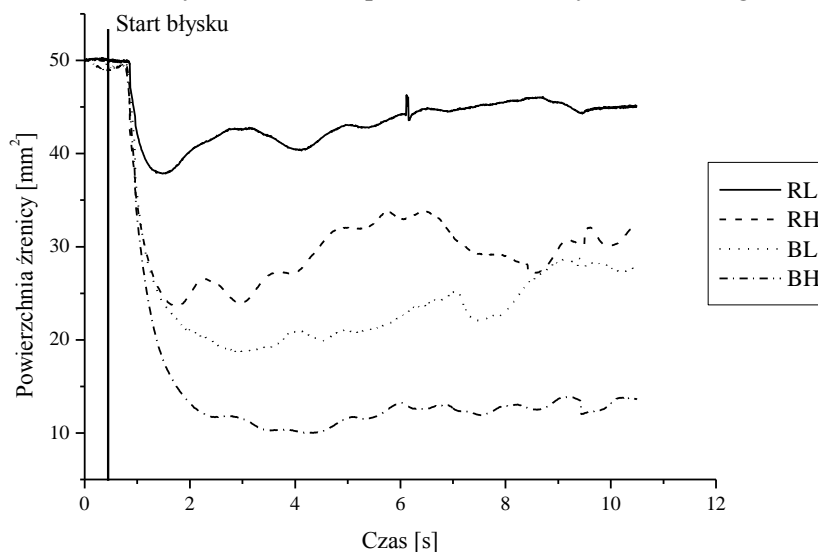
$$CV = \frac{\bar{x}}{SD} 100\%. \quad (3)$$

3. Wyniki

3.1. Wpływ stymulacji chromatycznej na PLR

Na rys. 3. przedstawiono przykładowy zestaw charakterystyk PLR w odpowiedzi na badane typy stymulacji chromatycznej. Jakościowa analiza zaprezentowanych charakterystyk pokazuje, że stymulacja światłem niebieskim wywołuje większą amplitudę zwężenia fazy przejściowej w porównaniu ze stymulacją światłem czerwonym, dla

obydwu poziomów natężenia. Ponadto, faza ciągła odpowiedzi na stymulację światłem niebieskim nie wykazuje adaptacji w porównaniu z odpowiedzią na stymulację światłem czerwonym, która taką adaptację wykazuje. Pojęciem adaptacji określa się powrót rozmiaru źrenicy do rozmiaru sprzed działania błysku świetlnego.

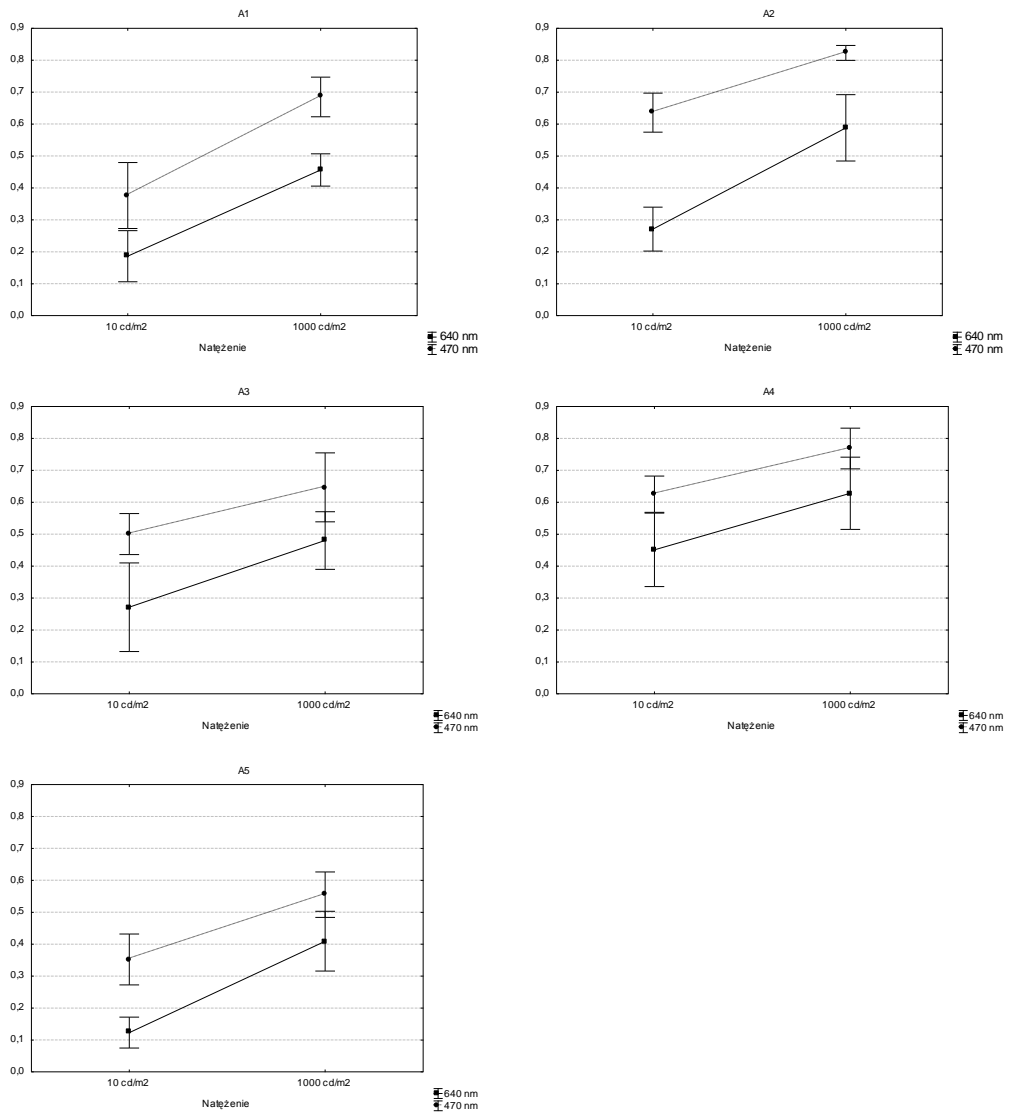


Rys. 3. Zależność PLR dla stymulacji chromatycznej

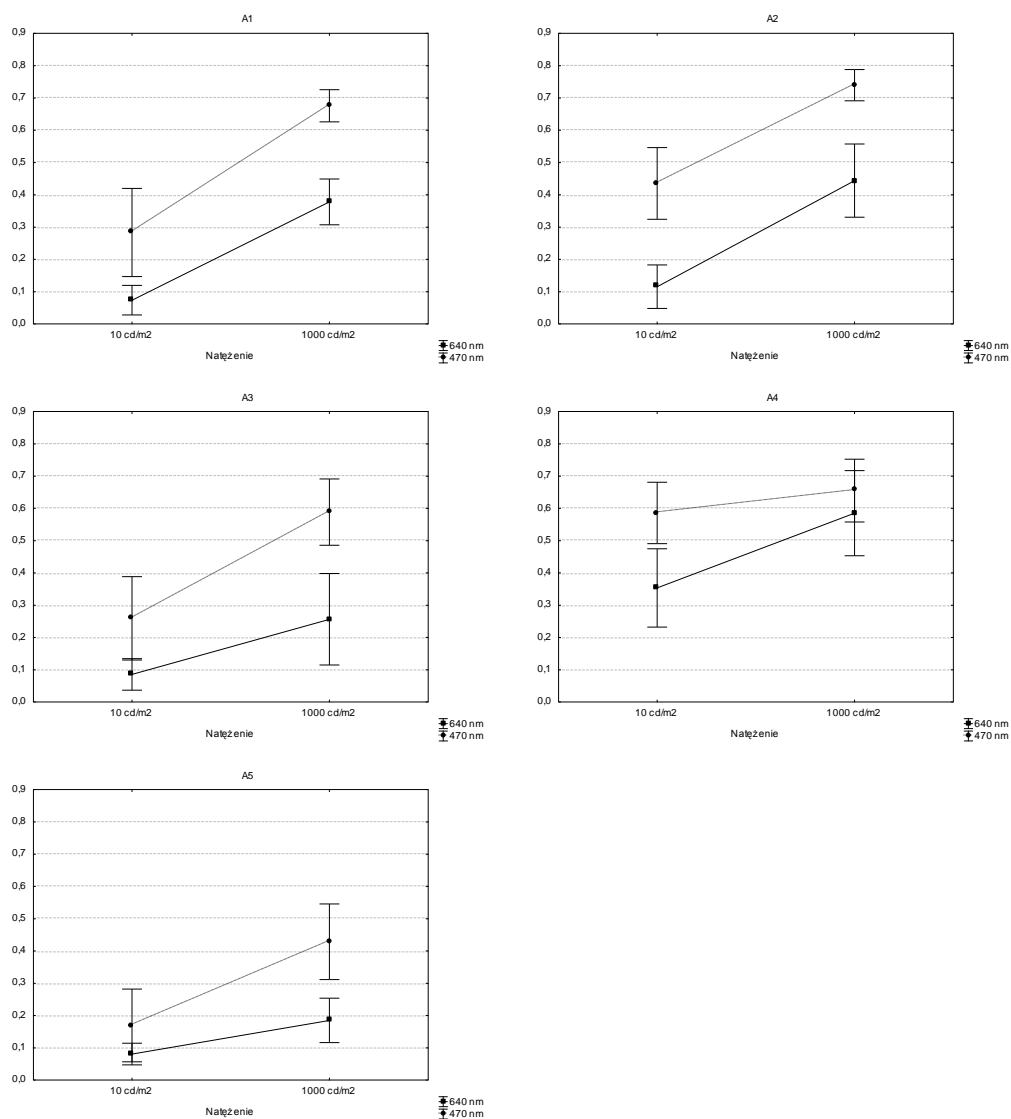
Charakter uzyskanych zależności odpowiada fizjologii komórki ipRGC. Przy stymulacji światłem czerwonym, odpowiedź komórki ipRGC jest aktywowana tylko transynaptycznie przez czopki i wykazuje charakter zanikający (adaptację). Przeciwnie, kiedy używane jest światło niebieskie, odpowiedź samoistna jest dodawana do odpowiedzi transynaptycznej od czopków, czyniąc odpowiedź ipRGC bardziej ciągłą.

Ilościowy efekt wpływu typu stymulacji chromatycznej na PLR oceniano analizując zależności parametrów W_Z oraz W_R od typu stymulacji. Zależność analizowanych parametrów od typu światła stymulacyjnego dla każdej badanej osoby (A1, A2, A3, A4, A5) przedstawiono na rys. 4. (dla parametru W_Z) oraz na rys. 5 (dla parametru W_R).

Uzyskane wyniki wskazują, że dla każdej badanej osoby wartości parametrów W_Z i W_R są mniejsze dla PLR wywołanego światłem czerwonym w porównaniu ze stymulacją światłem niebieskim, dla obydwu poziomów natężenia światła. Najmniejszą wartość parametrów W_Z i W_R obserwuje się dla stymulacji typu RL, zaś największą dla stymulacji typu BH. Ponadto, parametry W_Z i W_R charakterystyki PLR w odpowiedzi na stymulację typu RH oraz stymulację typu BL są porównywalne.



Rys. 4. Zależność parametru W_z od typu stymulacji chromatycznej

Rys. 5. Zależność parametru W_R od typu stymulacji chromatycznej

Do oceny istotności wpływu efektu oraz interakcji obu parametrów stymulacji (długości fali oraz natężenia) na analizowane parametry PLR (współczynnik zwięzienia oraz współczynnik rozszerzenia) została zastosowana 2-czynnikowa ANOVA. Wyniki potwierdzają istotny statystycznie ($p < 0,05$) wpływ obu parametrów stymulacji na analizowane parametry PLR dla każdej osoby. Wyniki analizy nie wskazują na istnienie interakcji między analizowanymi parametrami stymulacji.

3.2. Zmienność wewnątrzsobnicza

W tabeli 1 i tabeli 2 przedstawiono zestawienie wartości średniej, SD oraz CV parametrów odpowiednio W_Z i W_R wyliczonych dla 4 typów stymulacji chromatycznej (BH, BL, RH, RL) dla każdej z 5 badanych osób (A1, A2, A3, A4, A5).

Tabela 1. Zmienność wewnątrzsobnicza dla parametru W_Z

			A1	A2	A3	A4	A5
W_Z	BH	Mean	0,69	0,82	0,65	0,77	0,56
		SD	0,06	0,02	0,11	0,06	0,07
		CV	9,0	3,0	17	8,0	13
	BL	Mean	0,38	0,64	0,50	0,63	0,35
		SD	0,10	0,06	0,06	0,06	0,08
		CV	27	10	13	9,0	23
	RH	Mean	0,46	0,59	0,48	0,63	0,41
		SD	0,05	0,10	0,09	0,11	0,09
		CV	11	18	19	18	23
	RL	Mean	0,19	0,27	0,27	0,45	0,12
		SD	0,08	0,07	0,14	0,11	0,05
		CV	43	25	51	25	39

Tabela 2. Zmienność wewnątrzsobnicza dla parametru W_R

			A1	A2	A3	A4	A5
W_R	BH	Mean	0,68	0,74	0,59	0,66	0,43
		SD	0,05	0,05	0,10	0,10	0,12
		CV	7,0	6,0	17	15	27
	BL	Mean	0,28	0,44	0,26	0,59	0,17
		SD	0,14	0,11	0,13	0,10	0,11
		CV	48	25	50	16	66
	RH	Mean	0,38	0,44	0,26	0,53	0,19
		SD	0,07	0,11	0,14	0,23	0,07
		CV	19	25	55	42	37
	RL	Mean	0,07	0,12	0,09	0,35	0,08
		SD	0,05	0,07	0,05	0,12	0,03
		CV	62	58	57	34	42

W badanej grupie osób zdrowych średnie wartości W_Z wyniosły 0,70 dla BH, 0,50 dla BL, 0,51 dla RH oraz 0,26 dla RL. Jak wynika z tabeli 1 współczynnik zmienności dla parametru W_Z jest wysoki i waha się od 3,0 do 17 dla BH, od 9,0 do 27 dla BL od 11 do 23 dla RH oraz od 25 do 51 dla RL.

Średnie wartości W_R wyniosły 0,62 dla BH, 0,35 dla BL, 0,36 dla RH oraz 0,14 dla RL. Współczynnik zmienności dla parametru W_R waha się od 6,0 do 27 dla BH, od 16 do 66 dla BL, od 19 do 55 dla RH oraz od 34 do 62 dla RL. Istotność statystyczną tych różnic przeanalizowano wykorzystując ANOVA z powtarzanymi pomiarami. Nie

istnieją istotne statystycznie różnice dla parametrów między dniem badania dla każdej osoby, dla każdego dnia stymulacji.

3.3. Zmienność międzyosobnicza

Jak zdefiniowano w protokole badań, zmienność międzyosobnicza była analizowana wykorzystując 10 pomiarów dla każdej z 5 badanych osób. Wyniki zaprezentowane w tabeli 3 przedstawiają wartość średnią, SD oraz CV wyliczone dla każdego analizowanego parametru.

Tabela 3. Zmienność międzyosobnicza

		W_Z	W_R
BH	Mean	0,67	0,60
	SD	0,15	0,17
	CV	23	28
BL	Mean	0,50	0,35
	SD	0,14	0,19
	CV	28	54
RH	Mean	0,50	0,34
	SD	0,13	0,18
	CV	25	53
RL	Mean	0,26	0,14
	SD	0,14	0,13
	CV	55	90

Na podstawie uzyskanych wyników można stwierdzić, że zmienność międzyosobnicza jest wysoka. CV dla analizowanych parametrów wynosi dla W_Z 23%, 28%, 25% oraz 55% i dla W_R 28%, 54%, 53% oraz 90% odpowiednio dla stymulacji typu BH, BL, RH i RL.

Wyniki analizy potwierdziły istotną statystycznie ($p < 0,05$) zmienność międzyosobniczą dla parametrów zwięzania źrenicy i rozszerzania źrenicy.

4. Dyskusja

W artykule przedstawiono wyniki badania reakcji PLR na światło chromatyczne u 5 zdrowych osób, wykorzystując jako metodę badania pupillometr POLWRO. Oceniano dwa parametry opisujące morfologię krzywej PLR, współczynnik zwięzania (W_Z) opisujący fazę przejściową oraz współczynnik rozszerzania (W_R) opisujący fazę ciągłą. W zależności od długości fali oraz poziomu natężenia, zaproponowane parametry umożliwiają detekcję oraz opis ilościowy różnic w reakcji PLR na światło chromatyczne. Wyniki wskazują, że wyraźnie niższe wartości uzyskuje się dla długiej

długości fali (światło czerwone) i niskiego natężenia. Istotnie większe wartości parametrów otrzymywane są dla stymulacji światłem o krótkiej długości fali i wysokim natężeniu. Wartości parametrów uzyskiwane dla światła niebieskiego o niskim natężeniu oraz dla światła czerwonego o wysokim natężeniu pokazują średnie i porównywalne wartości. Zaobserwowane zależności potwierdzają, że reakcja źrenicy odzwierciedla aktywność ipRGC w odpowiedzi na światło o długiej i krótkiej długości fali, dla niskiego i wysokiego natężenia światła. Kiedy używane jest światło o krótkiej długości fali (światło niebieskie), odpowiedź samoistna komórek ipRGC jest dodawana do odpowiedzi transynaptycznej od czopków. Odpowiada to większemu zwężeniu fazy przejściowej, czyli wyższej wartości W_Z oraz bardziej płaskiej morfologii fazy ciągłej i ograniczonemu zjawisku adaptacji, co odpowiada większej wartości W_R . Dla wyższego natężenia światła niebieskiego, odpowiedź samoistna komórek ipRGC pozostaje aktywna nawet po zakończeniu stymulacji. Stymulacja światłem czerwonym wywołuje mniejsze zwężenie fazy przejściowej oraz wyraźną adaptację fazy ciągłej, szczególnie widoczną dla niskiego natężenia światła. Dla tego typu stymulacji, komórki ipRGC aktywowane są tylko transynaptycznie przez czopki. Wyniki analizy zmienności wewnątrzsobniczej i międzysobniczej przedstawione w tabeli 1, tabeli 2 i tabeli 3 wskazują, że oba typy zmienności są wysokie i różne dla różnych typów stymulacji chromatycznej. Dla obu typów zmienności, największą jej wartość obserwuje się dla stymulacji światłem czerwonym o niskim natężeniu, a najmniejszą dla stymulacji światłem niebieskim o wysokim natężeniu światła. Zmienność międzysobnicza jest wyraźnie większa od zmienności wewnątrzsobniczej. W przypadku zmienności międzysobniczej, większą jej wartość obserwuje się dla parametru W_R . Wysoka zmienność parametrów W_Z i W_R może wskazywać na istnienie dodatkowych czynników wpływających na zmienność reakcji PLR. Konieczne jest przeprowadzenie dodatkowych badań w celu ich zidentyfikowania oraz sprawdzenia możliwości ewentualnego ich wyeliminowania lub ograniczenia.

5. Wnioski

Na podstawie analizy uzyskanych wyników można sformułować następujące wnioski:

1. Pupillometr POLWRO umożliwia pomiary reakcji źrenicy na stymulację chromatyczną.
2. Współczynnik zwężania (W_Z) i współczynnik rozszerzania (W_R), parametry opisujące morfologię reakcji PLR, umożliwiają detekcję oraz ilościowy opis różnic w odpowiedzi PLR na stymulację o krótkiej i długiej długości fali, dla niskiego i wysokiego natężenia światła.
3. Charakter zależności analizowanych parametrów od typu stymulacji potwierdza, że mogą być one wykorzystane do badania PLR pod kątem aktywności komórek

ipRGC. Reakcja źrenicy odzwierciedla aktywność ipRGC w odpowiedzi na światło o długiej i krótkiej długości fali, dla niskiego i wysokiego natężenia światła.

4. Zmienności wewnątrzsobnicza i międzysobnicza współczynnika zwięzania (W_Z) oraz współczynnika rozszerzania (W_R) opisujących morfologię charakterystyki PLR są wysokie, i wyższe dla parametru W_R . Wartości zmienności są różne dla różnych typów stymulacji chromatycznej. Najmniejsza występuje dla stymulacji typu BH, a największą obserwuje się dla stymulacji typu RL. Zmienność międzysobnicza jest wyższa niż zmienność wewnątrzsobnicza.

5. Duża zmienność wewnątrzsobnicza sprawia, że aby pomiar parametrów opisujących morfologię PLR był dokładny, konieczne jest wykonywanie kilku pomiarów oraz analizowanie wyniku uśrednionego.

6. Dalsze badania skupią się na identyfikacji innych czynników wpływających na zmienność reakcji PLR.

Literatura

- [1] BREMNER F.D., *Pupil assessment in optic nerve disorders*, Eye, 2004, Vol. 18, No. 11, pp. 1175–1181.
- [2] DACEY D.M., LIAO H.W., PETERSON B.B., *Melanopsin-expressing ganglion cells in primate retina signal color and irradiance and project to the LGN*, Nature, 2005, Vol. 433, No. 7027, pp. 749–754.
- [3] GAMLIN P.D., MCDOUGAL D.H., POKORNY J., SMITH V.C., YAU K.W., DACEY D.M., *Human and macaque pupil responses driven by melanopsin-containing retinal ganglion cells*, Vision Research, 2007, Vol. 47, No. 7, pp. 946–954.
- [4] HACHOL A., NOWAK W., KASPRZAK H., ZAWOJSKA I., DUDZINSKI A., KINASZ R., WYGLEDOWSKA-PROMIENSKA D., *Measurement of pupil reactivity using fast pupillometry*, Physiological Measurement, 2007, Vol. 28, No. 1, pp. 61–72.
- [5] HATTAR S., LIAO H.W., TAKAO M., BERSON D.M., YAU K.W., *Melanopsin-containing retinal ganglion cells: architecture, projections, and intrinsic photosensitivity*, Science, 2002, Vol. 295, No. 5557, pp. 1065–70.
- [6] KAWASAKI A., KARDON R.H., *Intrinsically Photosensitive Retinal Ganglion Cells*, Journal of Neuro-Ophthalmology, 2007, Vol. 27, No. 3, pp. 195–204.
- [7] LOEWENFELD I.E., *The pupil anatomy, physiology and clinical applications*, Ames, Iowa State University Press 1993.
- [8] PEIRSON S., FOSTER R.G., *Melanopsin: another way of signaling light*, Neuron, 2006, Vol. 49, No. 3, pp. 331–339.
- [9] WILHELM H., WILHELM B., *Clinical applications of pupillography*, Journal of Neuro-Ophthalmology, 2003, Vol. 23, No. 1, pp. 42–49.
- [10] YOUNG R.S., KIMURA E., *Pupillary correlates of light-evoked melanopsin activity in humans*, Vision Research, 2008, Vol. 48, No. 7, pp. 862–871.

Andrzej HACHOŁ*, Wioletta NOWAK*, Elżbieta SZUL-PIETRZAK*,
Anna SOBASZEK*, Irmina GABRYL*

ANALIZA CZASOWO–CZĘSTOTLIWOŚCIOWA FLUKTUACJI ŻRENICY OKA LUDZKIEGO W ODPOWIEDZI NA BODŹCE DŹWIĘKOWE

1. Wprowadzenie

Rozróżnia się dwa typy reaktywności źrenicy ludzkiego oka, tzn. spontaniczne fluktuacje rozmiaru źrenicy (*Spontaneous Pupillary Fluctuation*, SPF) i odruchy źreniczne (zmiana rozmiaru źrenicy w funkcji czasu) w odpowiedzi na zewnętrzny bodziec pobudzający. Najczęściej stosowanym bodźcem w badaniach reaktywności źrenicy jest bodziec świetlny. Reakcję źrenicy na taki bodziec nazywa się reakcją źreniczną na światło (*Pupil Light Reflex*, PLR). Obie reaktywności są niezależne od woli człowieka. Spontaniczne fluktuacje rozmiaru źrenicy oka ludzkiego są obserwowane w warunkach stałego oświetlenia i akomodacji [9]. Metoda pomiaru i analizy dynamiki zmian rozmiaru źrenicy nazywana jest pupillometrią dynamiczną. Bardzo ważną zaletą tej metody badań jest jej obiektywizm i nieinwazyjność.

Chwilowe wahania rozmiaru źrenicy przy stałym oświetleniu są wynikiem dynamicznej równowagi napięcia mięśni tęczówki (zwieracza i rozwieracza) i stanowią odzwierciedlenie dynamiki działania układu źreniczno-motorycznego. W przypadku PLR obserwujemy dośrodkową i odśrodkową reakcję układu autonomicznego na bodziec świetlny. Pupillometria dynamiczna umożliwia ocenę relacji pomiędzy współczulną i przywspółczulną aktywnością autonomicznego układu nerwowego człowieka zarówno w normalnych, fizjologicznych warunkach, jak i w przypadku oddziaływania

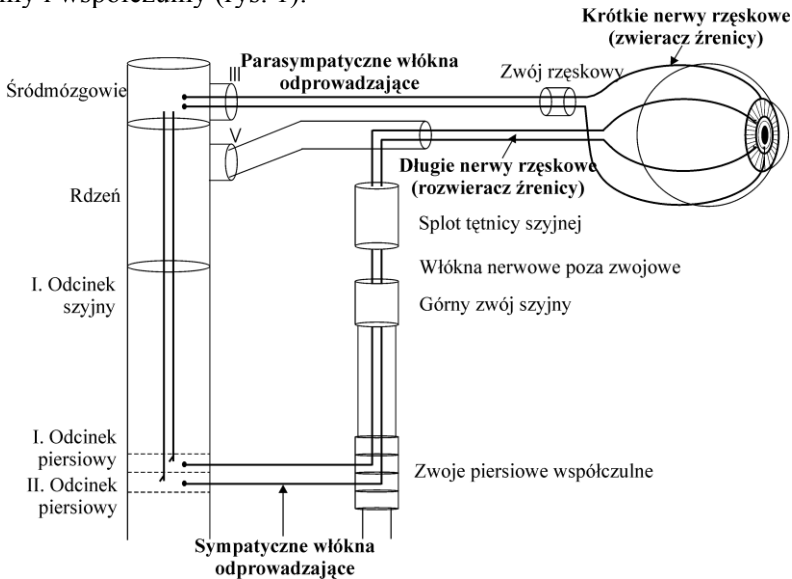
*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wrocławska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: andrzej.hachol@pwr.wroc.pl

na niego wszelkich czynników zewnętrznych np. środków farmakologicznych (w tym psychotropowych), stanów emocjonalnych, zmęczenia fizycznego itp. Ponadto w dynamice źrenicy manifestują się różne patologie systemu nerwowego i schorzenia neurologiczne. Z tego powodu obserwuje się gwałtowny wzrost zainteresowania badaniami dynamiki reakcji źrenicznych i wykorzystaniem pupillometrii dynamicznej zarówno do badań podstawowych, aplikacji medycznych i pozamedycznych (neuro-okulistyka, neurologia, psychofarmakologia, psychologia, badanie snu, badanie zmęczenia, badanie podatności na leki, ocena reakcji emocjonalnych) [2, 3, 5, 7].

Celem pracy było przebadanie reakcji źrenicznej w odpowiedzi na specyficzne bodźce dźwiękowe wywołujące reakcje emocjonalne. Analiza fizjologii drogi słuchowej i wzrokowej prowadzi do przypuszczenia, że w SPF manifestuje się aktywność odruchu słuchowego. Do analizy fluktuacji źrenicy zastosowano metodę analizy czasowo-częstotliwościowej z wykorzystaniem krótko-okienkowej transformaty Fouriera – STFT. Takie podejście jest nowatorskie zarówno ze względu na przedmiot badania, jak i sposób zastosowanej analizy. Klasyczne, opisywane w literaturze metody analizy SPF polegają na ocenie morfologii krzywej zmian rozmiaru źrenicy w funkcji czasu (np. wyznaczenie wartości maksymalnej i minimalnej rozmiaru źrenicy w odcinku czasu, wyznaczenie amplitudy zmian rozmiaru, wyznaczenie szybkości zmian rozmiaru źrenicy). Stosuje się również analizę widmową z zastosowaniem klasycznej metody FFT. Naszym zdaniem zastosowanie metody FFT nie jest prawidłowe, ponieważ sygnały reaktywności źrenicy, podobnie jak większość sygnałów fizjologicznych są niestacjonarne, o zmiennym w czasie widmie. Autorzy zaproponowali wykorzystanie do analizy fluktuacji rozmiaru źrenicy metody analizy nieliniowej np. analizę wymiaru fraktalnego [11]. Szczególnie ciekawym podejściem może być wykorzystanie analizy czasowo-częstotliwościowej, która umożliwi identyfikację składowych częstotliwościowych i ocenę ich zmienności w czasie. Z dotychczas przeprowadzonych badań wynika, że w sygnale SPF występują: składowa oddechowa, składowa skorelowana z rytmem serca oraz składowe mózgowe. Zastosowanie proponowanej metody analizy umożliwi ocenę stabilności czasowej układu regulacji źrenicznej, identyfikację i ocenę stabilności składowych sygnałów źrenicznych w reakcji na specyficzne bodźce dźwiękowe wywołujące reakcje emocjonalne. Zapewnienie zadowalającej rozdzielczości czasowej i częstotliwościowej wymaga jednak lepszej rozdzielczości przestrzennej i większej szybkości rejestracji niż dotychczas stosowane w klasycznych systemach pupillometrycznych opisywanych w literaturze i oferowanych komercyjnie. Wymogi takie spełniają opracowane przez autorów systemy do badań pupillometrycznych wykorzystujące liniowe detektory CCD lub szybkie kamery CMOS pracujące w paśmie bliskiej podczerwieni [4] o szybkości rejestracji obrazu źrenicy oka 100 fps (100 obrazów na sekundę) i rozdzielczości liniowej lepszej niż 0,05 mm, zwłaszcza zastosowany w opisywanych pomiarach system POLWRO [12].

2. Fizjologia odruchu źrenicznego i słuchowego człowieka

Rozmiar źrenicy jest kontrolowany przez działające antagonistycznie mięśnie tęczówki, zwieracz i rozwieracz źrenicy, unerwione odpowiednio przez układ przywspółczulny i współczulny (rys. 1).

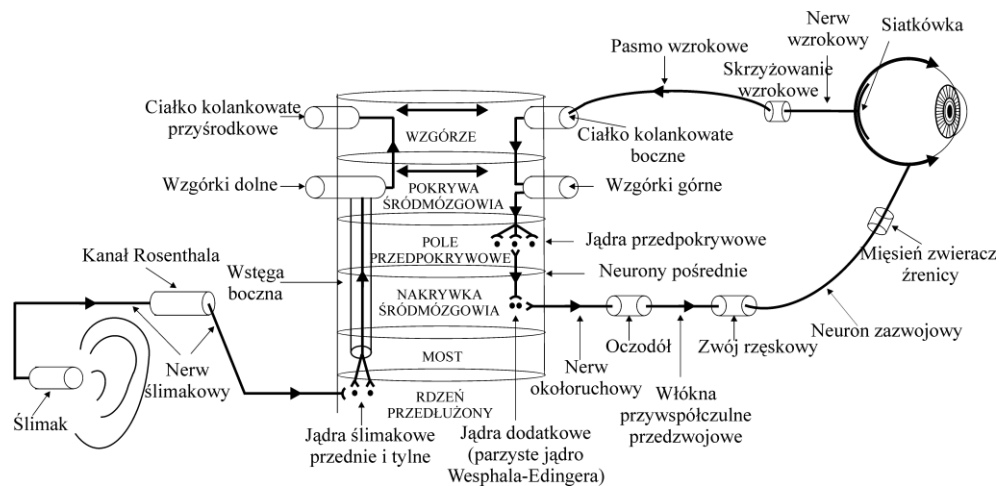


Rys. 1. Unerwienie mięśni tęczówki, zwieracza i rozwieracza źrenicy

Przywspółczulne włókna nerwowe źrenicy wychodzą z parzystego jądra Westphala-Edingera i nerwem okoruchowym (n. III) dochodzą do zwoju rzęskowego, skąd krótkimi nerwami rzęskowymi docierają do mięśnia zwieracza wywołując jego skurcz. Impulsy współczulne z ośrodków w podwzgórzu biegną w dół rdzenia, gdzie na poziomie odcinka szyjno-piersiowego występuje synapsa. Dalej nerwy podążają drogą ponad opłucną szczytową płuca do synapsy przy górnym szyjnym zwoju nerwowym. Kolejno, z nosową gałęzią nerwu trójdzielnego i z nerwami rzęskowymi długimi osiagają mięsień rozwieracza.

Na rysunku 2 przedstawiono schemat drogi dośrodkowej i odśrodkowej odruchu źrenicznego i dośrodkowego odruchu słuchowego.

Droga dośrodkowa (afferentna) odruchu źrenicznego zaczyna się w siatkówce. Impuls elektryczny biegnie nerwem wzrokowym do skrzyżowania wzrokowego oka lewego i prawego, następnie pasmem wzrokowym (podwzgórze) przez ciało kolankowate boczne (wzgórze) do wzgórka górnego (pokrywa śródmózgowia) i pola przedpokrywkowego (pokrywa śródmózgowia). Z jąder przedpokrywkowych biegnie neuronami pośrednimi do obu jąder dodatkowych nerwu III (parzyste jądro Westphala-Edingera) (nakrywa śródmózgowia).



Rys. 2. Schemat dośrodkowej i odśrodkowej drogi odruchu źrenicznego i dośrodkowego odruchu słuchowego

Droga odśrodkowa (eferentna) odruchu źrenicznego zaczyna się w jądrach dodatkowych nerwu III (parzyste jądro Westphala-Edingera) (nakrywka śródmózgowia) i biegnie włóknami nerwu okoruchowego do zwoju rzęskowego, skąd krótkimi nerwami rzęskowymi dociera do mięśnia zwieracza.

Droga dośrodkowa (aferentna) odruchu słuchowego [10] zaczyna się w ślimaku, gdzie w zwoju spiralnym ślimaka poprzez nerw ślimakowy biegnie do jąder ślimakowych, przedniego i tylnego, które znajdują się na granicy mostu i rdzenia przedłużonego. Powyżej jąder ślimakowych włókna krzyżują linię pośrodkową i razem z neurontami strony przeciwnej tworzą wstęgę boczną (nakrywka śródmózgowia). Wstęgą boczną impulsy elektryczne biegną do jąder wzgórka dolnego (pokrywa śródmózgowia) i ciała kolankowatego przyśrodkowego (wzgórze). Istnieją trzy jądra wzgórka dolnego: jądro środkowe, zewnętrzne i okołosrodkowe. Jądro zewnętrzne otrzymuje projekcje z ośrodków pozasłuchowych, między innymi wzrokowych i czuciowych.

Droga słuchowa odśrodkowa (eferentna) rozpoczyna się w neuronach V części kory słuchowej. Neurony te kończą się w ciałku kolankowatym przyśrodkowym (wzgórze) i w jądrze okołosrodkowym wzgórka dolnego (pokrywa śródmózgowia). Stąd szlakiem eferentnym Rasmussena biegną do nerwu ślimakowego w dniu przewodu słuchowego wewnętrznego.

Wzgorzki górne (pokrywa śródmózgowia) pełnią rolę ośrodka odruchów wzrokowych. Natomiast wzgorzki dolne (pokrywa śródmózgowia) pełnią rolę odruchowego ośrodka słuchowego. Wzgórze (ciało kolankowate przyśrodkowe i ciało kolankowate boczne) odpowiada za wstępną ocenę bodźców zmysłowych i przesyłanie informacji do kory mózgowej. Ciało kolankowate boczne przekazuje informacje z siatkówki do kory wzrokowej. Natomiast ciało kolankowate przyśrodkowe przekazuje

informację słuchową. Jądra części grzbietowej wzgórza odpowiedzialne są za łączenie informacji słuchowych, wzrokowych i czuciowych poprzez współpracę ze wzgórkami górnym oraz ciałkiem kolankowatym bocznym.

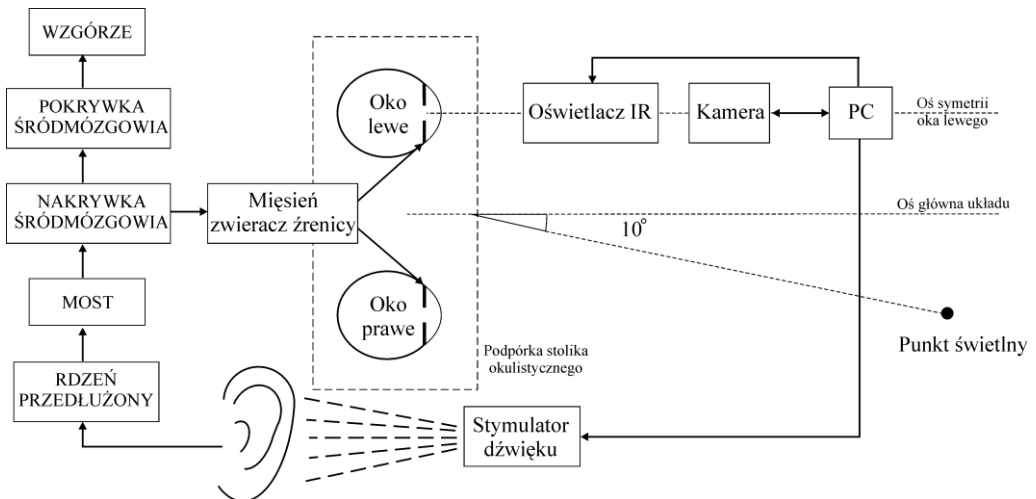
Stąd hipoteza, że podczas aktywności dośrodkowej drogi słuchowej bodźce dochodzące do wzgórka dolnego i ciała kolankowatego przyśrodkowego mogą pobudzać dośrodkową drogę źreniczną, co może wywoływać odruch źreniczny. Ponadto, skoro w SPF i PLR widmo sygnału reaktywności źrenicy jest zmienne w czasie, to analiza czasowo-częstotliwościowa może dostarczyć informacji o składowych reakcji i ich zmienności.

3. Metoda pomiaru

3.1. Budowa układu pomiarowego

Do pomiaru dynamicznych zmian rozmiaru źrenicy wykorzystano pupillometr POLWRO [12], który umożliwia rejestrację spontanicznych fluktuacji rozmiaru źrenicy (SPF) oraz odruchu źrenicznego na światło (PLR).

System POLWRO umożliwia rejestrację rozmiaru źrenicy z częstotliwością do 100 Hz i rozdzielczością liniową 0,02 mm. Układ pomiarowy składa się z oświetlacza IR, kamery rejestrującej obraz źrenicy, stymulatora dźwięku i komputera PC z wbudowanym cyfrowym przetwornikiem obrazu. W konfiguracji zgodnej ze schematem na rysunku 3 rejestrowany jest rozmiar źrenicy lewego oka.



Rys. 3. Schemat funkcjonalny układu pomiarowego

System umieszczony jest na stoliku okulistycznym, do którego dołączona jest mechaniczna podpórka służąca do stabilizacji głowy w trakcie pomiaru. Dla uniknięcia

ruchów gałki ocznej i zniwelowania odruchu akomodacyjno-konwergencyjnego konieczne jest w trakcie badania pupillometrycznego utrzymywanie wzroku w stałym punkcie w obszarze pola widzenia (tzw. punkt świetlny albo fiksacyjny). Punkt świetlny zrealizowano poprzez umieszczenie diody czerwonej ($\lambda = 640$ nm) o średnicy 0,5 cm w odległości 5 m od badanej osoby pod kątem 10° na prawo od osi głównej układu (przy badaniu lewego oka). Przy badaniu prawego oka, badany jest instruowany, by patrzeć na podobną plamkę (punkt fiksacyjny) umieszczoną 10° na lewo.

Do stymulacji wykorzystano stymulator dźwięku emitujący typowe dźwięki z bazy The International Affective Digitized Sounds (IADS-2) [1]. Baza ta została przygotowana w celu dostarczenia zestawu standardowych stymulacji emocjonalnych do eksperymentalnego badania poziomu emocji oraz stopnia uwagi. Do badań użyto trzech rodzajów dźwięku o natężeniu około 70 dB:

- dźwięk nr 365, grupa rozmawiających osób, sygnał o charakterze neutralnym,
- dźwięk nr 261, płacz dziecka,
- dźwięk nr 711, syrena alarmowa straży pożarnej.

W celu uniknięcia wpływu oświetlenia otoczenia pomiary pupillometryczne przeprowadza się w ciemności. Dlatego do oświetlenia oka badanego zastosowano oświetlacz podczerwieni ($\lambda = 850$ nm). Światło odbite od oka rzutowane jest przez obiektyw na kamerę, która rejestruje serię obrazów źrenicy. Obrazy źrenicy są zapisywane na dysku twardym komputera PC. Rejestracja obrazów i stymulacja dźwiękowa są zsynchronizowane i wyzwalane programowo. Analiza zapisanych obrazów przeprowadzona jest *off line* po zakończeniu pomiaru. Algorytm wyznaczający pole powierzchni źrenicy napisany został w środowisku Vision Builder. Jako wynik pomiaru uzyskano zmiany pola powierzchni źrenicy w funkcji czasu. Sygnał ten podlega dalszej analizie widmowej. Oprogramowanie do analizy widmowej napisano w programie Matlab.

3.2. Procedura pomiaru

Badanie przeprowadzone było w zaciemnieniu (stałe warunki oświetlenia) po wcześniejszej adaptacji do ciemności. Czas adaptacji każdej z dwóch badanych osób wynosił 5 min. Badany podczas pomiaru proszony był o umieszczenie głowy na podpórce stolika okulistycznego oraz o niemruganie i patrzeć w punkt świetlny. Czas rejestracji reaktywności źrenicy wynosił 100 s i przeprowadzony był z częstotliwością 60 Hz (szybkość rejestracji obrazów źrenicy – 60 fps). Przez pierwsze 50 s rejestrowano SPF, po czym włączano stymulację dźwiękową trwającą 5 s. Po zakończeniu stymulacji kontynuowano rejestrację zmian rozmiaru źrenicy przez kolejnych 45 s. Każdy z badanych stymulowany był trzema typami standardowych dźwięków opisanymi w podrozdziale 3.1. W badaniach pilotażowych stosowano szybkość rejestracji 100 fps. Stwierdzono jednak, że szybkość 60 fps jest wystarczająca, a dodatkowo upraszcza eksperyment, ponieważ znacznie zmniejsza liczbę ilość transmitowanych i analizowanych danych.

4. Metoda analizy i przykładowe wyniki

4.1. Metoda analizy

Przebadano stacjonarność sygnałów SPF za pomocą testu KPSS [8] oraz testu RAT (*Reverse Arrangement Test*). Dla wszystkich przypadków testowano hipotezę o stacjonarności sygnału. Dla testu KPSS w każdym przypadku uzyskano wartość testu większą od wartości krytycznej 0,216 (dla poziomu krytycznego 0,01). Zatem hipotezę o stacjonarności sygnału należało w każdym przebadanym przypadku odrzucić. Również w wyniku testu RAT należało odrzucić hipotezę o stacjonarności sygnału dla wszystkich przypadków.

W pupillometrii rozmiarem źrenicy określa się jej chwilową średnicę (przy aproksymacji kształtu źrenicy okręgiem), długość osi wielkiej i osi małej (przy aproksymacji kształtu źrenicy elipsą) i/lub powierzchnię źrenicy. W opisanych badaniach zdecydowano się na analizę powierzchni źrenicy. Dzięki temu nie jest konieczne uwzględnienie osobniczych zmian nieregularności źrenicy. Do analizy zmian pola powierzchni źrenicy w czasie wykorzystano metody analizy czasowo-częstotliwościowej. Metody te umożliwiają obserwację zmienności częstotliwościowych składowych sygnału w czasie [11].

Do analizy czasowo-częstotliwościowej wykorzystano krótko-okienkową transformatę Fouriera zdefiniowaną jako:

$$STFT(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \cdot \gamma^* * (\tau - t) \cdot e^{-j2\pi f \tau} dt, \quad (1)$$

gdzie $\gamma(t)$ opisuje zastosowane okno. Z wyznaczonej transformaty STFT wyznaczono spektrogram SPEC opisany zależnością:

$$SPEC = |STFT(t, f)|^2. \quad (2)$$

Oprogramowanie do analizy widmowej napisano w programie Matlab 7.1. Wykorzystano algorytm krótko-okienkowej transformaty Fouriera z oknem Hamminga o długości $N/15$ i zakładce $N/8$, gdzie N – długość analizowanego sygnału (w opisanych badaniach $N = 6000$).

4.2. Przykładowe wyniki pomiarów

Celem badania było sprawdzenie, czy bodźce słuchowe przenoszą się na inne ośrodki odruchowe, powodując reakcję źreniczną. Jeśli tak, to czy jest ona wynikiem

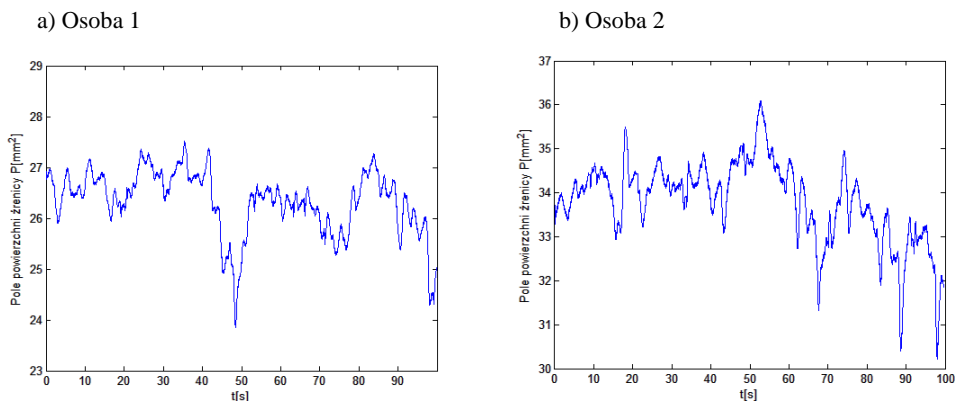
tylko przenoszenia bodźca elektrycznego przez kolejne ośrodki, czy też zależy od interpretacji emocjonalnej osoby badanej.

Badania pilotażowe pokazały, że u każdej badanej osoby widoczna była reakcja na bodziec słuchowy. Dla zniwelowania różnic osobniczych pomiędzy uczestnikami eksperymentu do dalszej analizy porównawczej wybrano dwie zdrowe osoby z grupy badawczej o tej samej płci, wieku, wykształceniu, podobnym statusie społecznym, bez chorób narządu słuchu i wzroku.

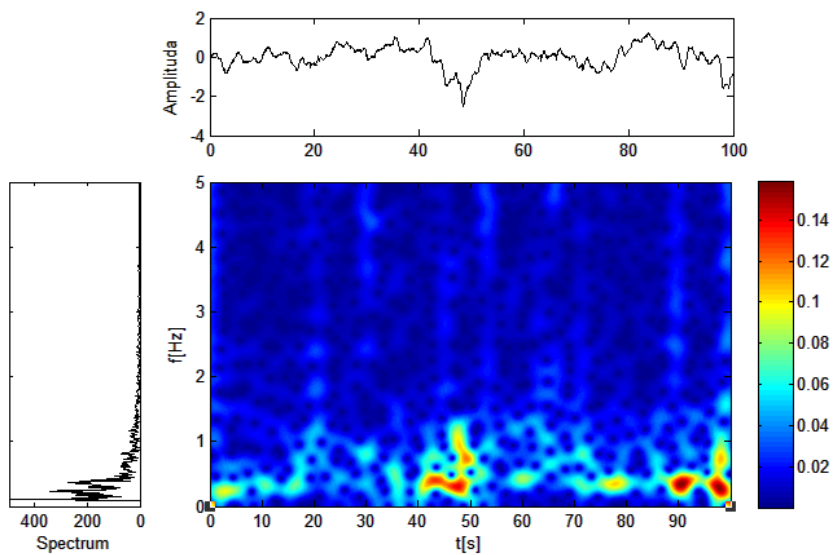
Eksperymentem odniesienia było przebadanie odpowiedzi na dźwięk neutralny. Jako dźwięk o charakterze neutralnym wybrano rozmowę grupy osób (dźwięk nr 365 z bazy IADS-2). W ankiecie obydwie osoby wskazywały na brak emocji wywołanych testowanym dźwiękiem, uważały je za obojętne emocjonalnie. Porównując charakterystyki czasowo-częstotliwościowe SPF obu odpowiedzi (reakcji obu osób) nie stwierdzono pomiędzy nimi istotnych różnic. Natomiast w obu przypadkach stwierdzono wzrost mocy sygnału SPF w czasie trwania bodźca i tuż po jego zakończeniu. Pojawiający się wzrost mocy sygnału SPF może być obrazem reakcji mózgu na bodziec, a brak różnic pomiędzy obydwoma odpowiedziami świadczyć o podobnym charakterze emocji (osoby badane wskazywały to w ankiecie).

Drugim zastosowanym dźwiękiem do stymulacji był dźwięk nr 261 z bazy danych IADS-2 (dźwięk płaczu dziecka). Osobami poddanymi analizie porównawczej były dwie kobiety. Osoba 1. to osoba posiadająca potomstwo (wychowująca dziecko), osoba 2. nie posiadała potomstwa. Wyniki zaprezentowano na rysunku 4, 5 i 6.

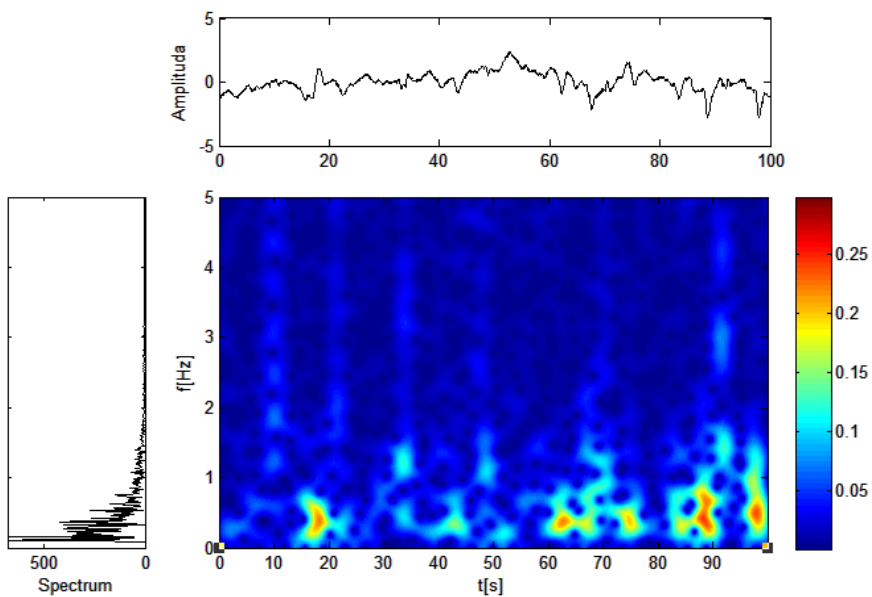
W ankiecie osoba 1. wskazywała na subiektywnie pojawiający się odruch niepokoju i zainteresowania. Osoba 2. wykazywała obojętność na podany bodziec.



Rys. 4. Zmiany pola powierzchni źrenicy w funkcji czasu podczas pobudzenia dźwiękiem nr 261 z bazy danych IADS-2 (dźwięk płaczu dziecka)



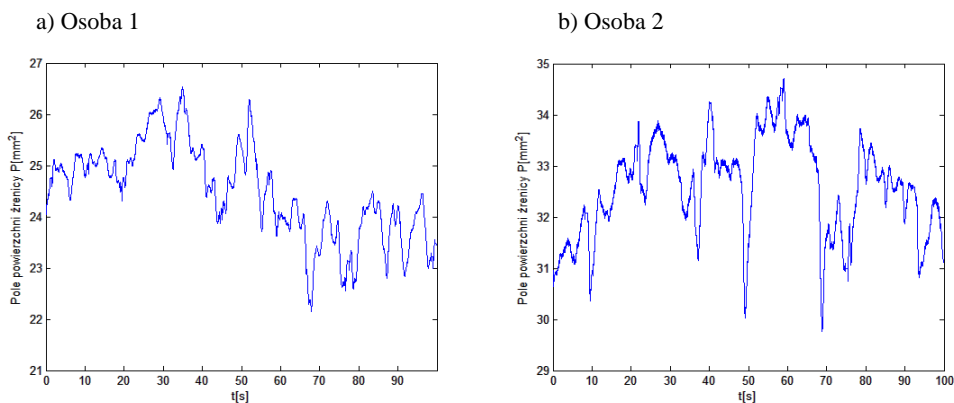
Rys. 5. Widmo i spektrogram osoby 1. podczas pobudzenia dźwiękiem nr 261 z bazy danych IADS-2 (dźwięk płaczu dziecka)



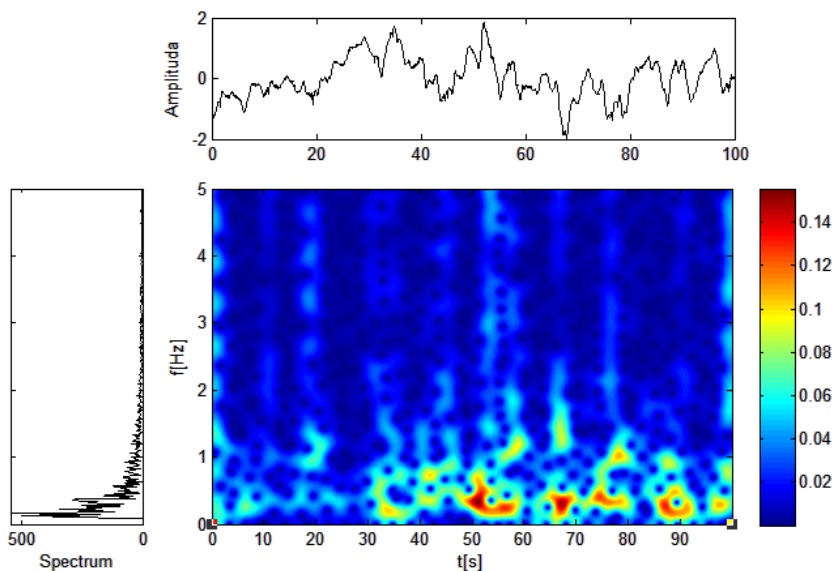
Rys. 6. Widmo i spektrogram osoby 2. podczas pobudzenia dźwiękiem nr 261 z bazy danych IADS-2 (dźwięk płaczu dziecka)

Trzecim dźwiękiem użytym do stymulacji był dźwięk nr 711 z bazy danych IADS-2 (sygnał syreny alarmowej straży pożarnej). Wyniki przedstawiono na rys. 7, 8, 9.

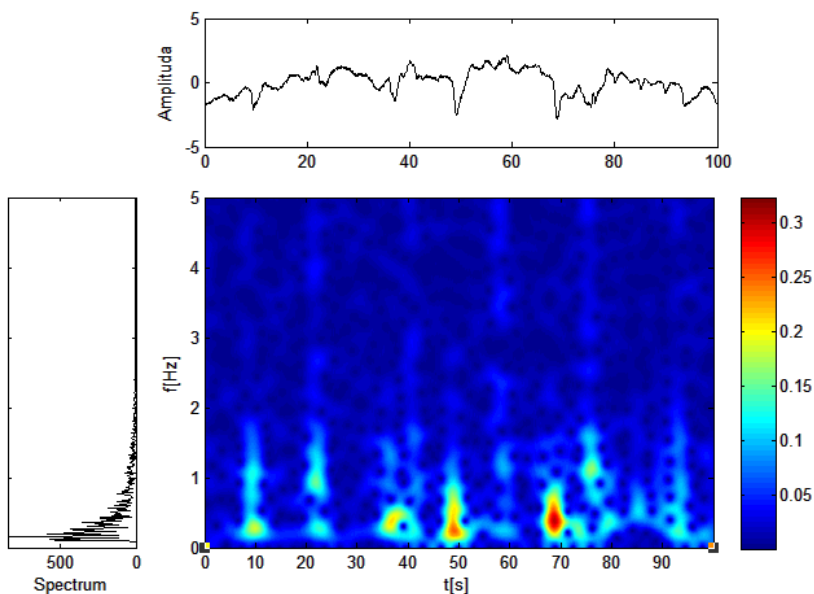
W ankiecie opisu emocji obydwie osoby wskazały na pojawiający się u nich stan zaniepokojenia po emisji sygnału.



Rys. 7. Zmiany pola powierzchni źrenicy w funkcji czasu podczas pobudzenia dźwiękiem nr 711 z bazy danych IADS-2 (sygnał syreny alarmowej straży pożarnej)



Rys. 8. Widmo i spektrogram osoby 1. podczas pobudzenia dźwiękiem nr 711 z bazy danych IADS-2 (sygnał syreny alarmowej straży pożarnej)



Rys. 9. Widmo i spektrogram osoby 2. podczas pobudzenia dźwiękiem nr 711 z bazy danych IADS-2 (sygnał syreny alarmowej straży pożarnej)

5. Podsumowanie

Badania wstępne wykazały, że w reaktywności źrenicy manifestuje się reakcja na bodźce dźwiękowe. Dla różnych dźwięków i typów emocji charakterystyki czasowo-częstotliwościowe SPF wyraźnie się różnią. Zastosowanie szybkiej pupillometrii do rejestracji fluktuacji rozmiaru źrenicy oraz rozszerzona analiza spektralna (analiza czasowo-częstotliwościowa) umożliwiają detekcję zmienności sygnału. Analiza spektrogramów (obraz STFT) wskazuje, że dla różnych typów reakcji istnieją w odpowiedzi źrenicy różne składowe częstotliwościowe, o różnej częstotliwości, czasie ich trwania oraz amplitudzie. W celu określenia relacji ilościowych zaobserwowanych zależności konieczne jest przeprowadzenie badań na większej liczbie osób.

Literatura

- [1] BRADLEY M.M., LANG P.J., *The international affective digitized sounds (2nd Edition; IADS-2): Affective ratings of sounds and instruction manual. Technical report B-3*, 2007, University of Florida, Gainesville, FL.
- [2] BREMNER F.D., *Pupil assessment in optic nerve disorders*, Eye, 2004, Vol. 18, pp. 1175-1181.

- [3] FRANZEN P.L., BUYASSE D.J., DAHL R.E., THOMPSON W., SIEGLE G.J., *Sleep deprivation alters pupillary reactivity to emotional stimuli in healthy young adults*, Biological Psychology, 2009, Vol. 80, pp. 300–305.
- [4] HACHOŁ A., SZCZEPANOWSKA-NOWAK W., KASPRZAK H., ZAWOJSKA I., DUDZINSKI A., KINASZ R., WYGLEDOWSKA-PROMIENSKA D., *Measurement of the pupil reactivity using fast pupillometry*, Physiological Measurement, 2007, Vol. 28, pp. 61–72.
- [5] KARDON R., ANDERSON S.C., DAMARJIAN T.G., GRACE E.M., STONE E., KAWASAKI A., *Chromatic Pupil Responses: Preferential Activation of the Melanopsin-mediated versus Outer Photoreceptor-mediated Pupil Light Reflex*, Ophthalmology, 2009, Vol. 116, No. 8, pp. 1564–1573.
- [6] KASPRZAK H.T., ISKANDER D.R., *Spectral characteristics of longitudinal corneal apex velocities and their relation to the cardiopulmonary system*, Eye, 2007, Vol. 21, No. 9, pp. 1212–1219.
- [7] KAWASAKI A., CRIPPA S., ANDERSON S., KARDON R.H., *The Pupil Response to Large Regional Stimuli in Patients with Focal Visual Field Loss*, Neuro-Ophthalmology, 2005, Vol. 29, No. 4, pp. 143–147.
- [8] KWIATKOWSKI D., PHILLIPS P.C.B., SCHMIDT P., SHIN Y., *Testing the null hypothesis of stationarity against the alternative of a unit root*, Journal of Econometrics, 1992, Vol. 54, pp. 159–178.
- [9] LOEWENFELD I.E., *The pupil: anatomy, physiology, and clinical applications*, 1993, Ames: Iowa State University Press.
- [10] ŚLIWIŃSKA-KOWALSKA M., *Audiologia kliniczna*, Wydawnictwo Mediton, Łódź 2005.
- [11] NOWAK W., HACHOŁ A., *The estimation of the spontaneous pupillary fluctuation variability using time-frequency representation and fractal dimension*, 2007, 27th Pupil Colloquium, Hamamatsu, Japan.
- [12] SOBASZEK A., NOWAK W., HACHOŁ A., SZUL-PIETRZAK E., *Ocena metrologiczna pupillometru POLWRO do pomiaru rozmiaru źrenicy w pupillometrii dynamicznej*, monografia *Metrologia dziś i jutro*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2010.

Igor BUZALEWICZ*

POMIARY OPTYCZNE W MIKROBIOLOGII

1. Wstęp

Powszechne występowanie bakterii m.in. w glebie, wodzie, ściekach kanalizacyjnych sprawia, iż problem szybkiej identyfikacji, detekcji oraz charakteryzacji bakterii należy do istotnych zagadnień związanych z ochroną zdrowia i żywności. Wiadomo, iż wiele gatunków bakterii potrafi koegzystować z człowiekiem, zwierzętami oraz roślinami we wzajemnie korzystnych relacjach. Tworzą one wówczas stałą lub też przejściową mikroflorę fizjologiczną, która odgrywa znaczącą rolę w utrzymaniu zdrowia, zachowaniu prawidłowych czynności organizmu oraz w wytworzeniu tzw. stanu odporności kolonizacyjnej, który chroni przed osiedlaniem się drobnoustrojów chorobotwórczych [30]. Oznacza to, iż w typowym dla siebie ekosystemie np. w jelicie bakterie te są nieszkodliwe dla organizmu, jednakże w momencie zaburzenia panującej tam równowagi tj. przerwania ciągłości tkanek, zmiany kwasowości itp. lub też przeniesienia drobnoustroju do miejsca, które z natury nie ma własnej flory bakteryjnej, ich obecność może prowadzić do licznych infekcji. Oprócz powszechnego występowania bakterii w otaczającym nas środowisku, istotnym problemem jest również zwiększająca się odporność bakterii na konwencjonalnie stosowane w ich zwalczaniu terapie antybiotykowe [2, 9, 16–18, 32]. Amerykański Krajowy Instytut Alergii oraz Chorób Zakaźnych (National Institute of Allergy and Infectious Diseases – NIAID) alarmuje, iż jest to zjawisko coraz bardziej powszechne i dotyczy coraz większej liczby szczepów bakterii. Zgodnie z raportami NIAID szacuje się, iż ponad 70% bakterii, najczęściej powodujących zakażenia szpitalne, jest już całkowicie odpornych na przynajmniej jeden z konwencjonalnie stosowanych w ich zwalczaniu antybio-

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: igor.buzalewicz@pwr.wroc.pl

ków. Jednocześnie NIAID w jednym ze swoich raportów z 2007 roku sygnalizuje konieczność prowadzenia badań nad nowymi technikami charakteryzacji bakterii, które mogłyby wspomóc badania diagnostyczne [33].

Z tych też powodów niniejsza praca będzie miała na celu omówienie głównych problemów związanych z powszechnie stosowanymi technikami identyfikacji bakterii ze szczególnym uwzględnieniem metod optycznych. Zaprezentowany zostanie również nowy sensor optyczny, który umożliwi rozróżnienie gatunków bakterii na podstawie analizy dyfrakcji światła na koloniach. Uzyskane wyniki pokazują również, iż widma dyfrakcyjne mogą zostać wykorzystane do oceny liczebności kolonii bakterii [8].

2. Problematyka identyfikacji bakterii ze szczególnym uwzględnieniem technik optycznych

W praktyce mikrobiologicznej do najbardziej popularnych technik identyfikacji bakterii zaliczyć można metody biochemiczne, jak np. analiza łańcucha DNA za pomocą PCR (*Polymerase Chain Reaction*) – reakcji łańcuchowej polimerazy DNA, detekcji biochemicznej (np. barwienie metodą Grama oraz barwienie na podłożach selektywnych) z wykorzystaniem różnego rodzaju odczynników oraz znaczników immunologicznych. Technika analizy DNA jest najdokładniejszą metodą identyfikacji bakterii, gdyż analizuje ich strukturę genową. Jej głównym ograniczeniem jest konieczność przygotowania wysokiej jakości próbek, gdyż obecność jakiegokolwiek materiału genetycznego niebędącego przedmiotem analizy, może w istotny sposób wpłynąć na uzyskane wyniki. Dodatkowo pojedynczy test genowy pozwala na zidentyfikowanie jednorazowo tylko jednego gatunku bakterii, co prowadzić może do znacznego zwiększenia kosztów badania, gdy konieczne jest przebadanie dużej ilości próbek oraz identyfikacja znacznej ilości bakterii. Barwienie metodą Grama jest techniką umożliwiającą klasyfikację bakterii ze względu na budowę ich ścian komórkowych. Do głównych wad zaliczyć możemy m.in. konieczność wstępnego przygotowania badanych próbek, koszty badania oraz czas identyfikacji. Dodatkowo obserwujemy brak jednoznaczności w klasyfikacji mykobakterii oraz krętków, jak również wpływ dodatkowych czynników np. penicyliny, lizozymu, które mogą powodować zmiany w ścianach komórkowych bakterii. Inne techniki związane są z wykorzystaniem selektywnych podłoży hodowlanych, które różnicują bakterie na podstawie wytwarzanych przez nie produktów przemiany materii. Jednakże również w tym przypadku możemy mieć do czynienia z niejednoznacznością identyfikacji. Ma to miejsce na przykład w przypadku bakterii *Citrobacter*, które stanowią florę jelitową zdrowych ludzi. Bakterie te są laktozododatnie, jednakże mogą fermentować cukier z opóźnieniem, co sprawia, że bywają fałszywie klasyfikowane jako bakterie *Salmonella*. Widzimy zatem, iż istnieje konieczność opracowania nowych technik, które pozwoliłyby na wyeliminowanie tych niedogodności. Potrzebne są metody, które cechowałyby się

większą efektywnością i skutecznością detekcji, a tym samym byłyby w stanie wyeliminować dotychczasowe niedogodności.

Istotną pozycję wśród współczesnych technik sensorycznych zajmują optyczne metody detekcji bakterii, jak również ich charakteryzacji [7]. Związane jest to przede wszystkim z faktem, iż światło jest wysoce efektywnym nośnikiem informacji o otaczającym nas świecie, zarówno o badanej przestrzeni, jak i zlokalizowanych w niej obiektach. Pomiary optyczne mają nieniszczący charakter, ponieważ analizie podlega tu zawsze światło, podczas gdy patogeny pełnią tu jedynie funkcję swego rodzaju elementu modulującego, zarówno amplitudę, jak i fazę fal świetlnych.

Dużym zainteresowaniem cieszy się analiza fluorescencyjna wzbudzonych optycznie patogenów. Wyróżniamy tu dwie podstawowe techniki badawcze: metody bezpośrednie, czyli fluorescencyjne obrazowanie indukowane laserowo LIFI (*Laser – Induced Fluorescence Imaging*), gdzie obserwuje się widmo emisyjne badanych mikrobów lub też metody pośrednie, gdzie analizie podlega widmo chromoforu biosprzężonego z danym rodzajem bakterii. W technikach bezpośrednich fotowzbudzeniu ulega badany obiekt [9–19], czyli patogen, a rejestrowane widmo emisyjne jest charakterystyczne dla składu biochemicznego badanego rodzaju bakterii. Obserwuje się tu widma emisyjne naturalnych, wzbudzonych fluoroforów bakterii, takich jak np. tryptofan [1, 10, 13, 19, 29]. Do bezpośrednich metod fluorescencyjnych należą m.in. badania zależności czasu trwania fluorescencji (*fluorescence lifetime*) bakterii od długości fali świetlnej [31], zintegrowanych czasowo widm fluorescencyjnych TI (*time-integrated*) [24], jak również czasowo-rozdzielcza spektroskopia TRELIBS (*time-resolved laser-induced breakdown spectroscopy*) [21, 25, 32]. Do zalet bezpośrednich metod fluorescencyjnych należy zaliczyć analizę osobniczych właściwości bakterii oraz stosunkowo krótki czas identyfikacji. Z kolei do głównych wad należy dość kłopotliwe odróżnienie sygnatury fluorescencyjnej bakterii od tzw. tła fluorescencyjnego, które stanowią pozostałe, nieuwzględnione składniki badanej próbki zarówno te biologiczne, jak i niebiologiczne. W konsekwencji wyniki tych metod charakteryzują się dużym odsetkiem tzw. fałszywych odpowiedzi pozytywnych (*false positive*). Należy również wspomnieć o konieczności przygotowania referencyjnych baz widm emisyjnych bakterii, dużych wymaganiach odnośnie rozdzielczości spektralnej i czasowej wykorzystywanej aparatury oraz wymogu wstępnego przygotowania badanych próbek, czyli preparatów zawierających jedynie bakterie podlegające identyfikacji. W pośrednich metodach fluorescencyjnych analizie polegają widma emisyjne fluoroforów, które łączą się z określonymi gatunkami bakterii w wysoce selektywny sposób [12, 20, 26, 27,]. Specyfika tego oddziaływania polega na biosprzężeniu określonych fluoroforów ze strukturami biologicznymi bakterii na poziomie molekularnym dzięki zastosowaniu specjalnych znaczników. Za pomocą technik chemicznych znaczniki te można połączyć z fluoroforami, które po fotowzbudzeniu odpowiedzialne są za generację widma emisyjnego podlegającego rejestracji i analizie. W tym przypadku natężenie fluorescencji jest bezpośrednio związane z liczebno-

ścią danego gatunku bakterii w próbce. Zaletami pośrednich fluorescencyjnych metod identyfikacji bakterii jest wysoka selektywność, związana z wykorzystaniem znaczników immunologicznych, ograniczenie fałszywych odpowiedzi pozytywnych oraz brak konieczności wstępnego przygotowania badanych próbek. Natomiast do głównych wad należy zaliczyć wysokie koszty syntezy znaczników fluorescencyjnych o odpowiedniej wydajności kwantowej, problematyczne wyodrębnienie przeciwciał spowinowacanych z określonymi rodzajami bakterii, nietrwałość tych znaczników, a tym samym ograniczony czas działania systemów identyfikacyjnych.

Obok metod fluorescencyjnych analiza światła rozproszonego jest inną nieinwazyjną techniką optyczną, stosowaną do identyfikacji bakterii. Głównym ograniczeniem stosowania pomiarów światła rozproszonego w charakteryzacji obiektów fizycznych jest ich rozmiar. W przypadku, gdy rozmiary te są znacznie mniejsze od długości fali, wówczas rozkład przestrzenny światła rozproszonego nie zawiera informacji na temat osobniczych cech obiektu, a światło rozpraszane jest w kierunku propagacji. W tym przypadku mamy do czynienia z rozpraszaniem Rayleigha, a natężenie światła rozproszonego jest odwrotnie proporcjonalne do czwartej potęgi długości fali światła. Gdy rozmiary bakterii staną się porównywalne lub większe niż długość fali stosowanego światła, mamy do czynienia z bardziej złożonym oddziaływaniem światła z centrami rozpraszającymi, które generują wtórne fale świetlne, a rejestrowany rozkład przestrzenny widm jest rezultatem zarówno konstruktywnej, jak i destruktywnej, interferencji tych fal.

Rozmiary komórek bakteryjnych są porównywalne lub też większe niż długość fali światła z zakresu widzialnego i bliskiej podczerwieni, dlatego też analiza rozpraszania światła na tych obiektach umożliwia ich charakteryzację. Analizuje się rozpraszanie światła zarówno na komórkach bakteryjnych w wodnych zawiesinach, jak również w aerozolu. W pierwszych pracach badawczych koncentrowano się na rozkładach przestrzennych intensywności światła rozproszonego w funkcji kąta rozproszenia tzw. indykatrych rozproszenia [34]. Metoda ta związana jest z bezpośrednią, kątową analizą intensywności światła rozproszonego, co wymusza konieczność dość kłopotliwej kątowej zmiany położenia detektora. Problem ten został wyeliminowany w technice tzw. dwuwymiarowego kąowego rozpraszania optycznego TAOS (*two-dimensional angular optical scattering*), gdzie zastosowanie dodatkowej soczewki umożliwia zebranie światła rozproszonego w dużym kącie bryłowym i przekształcenie go w dwuwymiarową charakterystykę rozkładu natężenia światła w funkcji kątów rozproszenia w układzie biegunowym [14]. Opisane dotychczas metody zasadniczo opierają się na analizie przestrzennego rozkładu światła w kierunku propagacji (*forward scattering*), w kolejnych natomiast technikach, dzięki zastosowaniu zwierciadła elipsoidalnego, zdecydowano się już na pomiary światła rozproszonego wstecznie (*backward scattering*) [3, 11, 15, 22]. Do głównych zalet tych technik należy zaliczyć analizę osobniczych cech bakterii poprzez pomiary transformacji światła na ich pojedynczych komórkach znajdujących się zarówno w wodnych zawiesinach, jak również

aerozolach. Należy jednak podkreślić, iż podobnie, jak w przypadku poprzednich technik, do głównych wad należy zaliczyć konieczność przygotowania wysokiej jakości próbek, odpowiedniego systemu pozycjonowania układu, skoordynowania przepływu komórek z wiązką je oświetlającą oraz zastosowanie wysokiej jakości kamer. Dodatkowo mała różnica współczynników załamania pomiędzy środowiskiem, w którym znajdują się komórki bakterii, a ich wnętrzem sprawia, że rozpraszanie ogranicza się do wąskiego kąta bryłowego, co dodatkowo utrudnia pomiary.

W ostatnich latach zaproponowano analizę transformacji światła przez kolonie bakterii [4–6], która zapewnia bardziej powszechne wykorzystanie w laboratoriach mikrobiologicznych, gdyż przygotowanie próbek wiąże się z zastosowaniem standardowej techniki hodowli bakterii. Wykorzystana w tych badaniach transmisyjna konfiguracja układu pomiarowego tzw. skaterometru do analizy rozproszenia w kierunku propagacji pozwala na uzyskanie informacji umożliwiającej efektywne rozróżnienie kilku gatunków bakterii. Istotną zaletą tej metody jest możliwość zastosowania do identyfikacji bakterii poprzez charakteryzującą światła rozproszonego przez kolonie bakterii hodowanych na podłożu stałym, które w znaczny sposób wzmacnia efektywność modulacji pola optycznego przez badane obiekty, w porównaniu z dotąd stosowanymi próbkami bakterii w roztworach, gdyż różnica współczynników załamania kolonii bakterii i podłoża jest znacznie większa niż w przypadku bakterii i zawiesin wodnych lub aerozoli.

W omawianej technice możliwa jest rejestracja jedynie widm dyfrakcyjnych Fresnela, co w pewien sposób ogranicza możliwość różnicowania gatunku kolonii bakterii na podstawie dyfrakcji światła. Jednocześnie zgodnie z podstawowymi, fizycznymi, prawami dyfrakcji, w zależności od rozmiarów kolonii bakterii ich widma mają również różne rozmiary. Oznacza to, iż dla danej konfiguracji układu skaterometrycznego nie można zarejestrować widm dyfrakcyjnych kolonii bakterii, gdy ich rozmiar poprzeczny jest większy od rozmiarów powierzchni światłoczułej detektora. Cechę tę zaliczyć należy również do istotnych wad tej metody, gdyż wymusza ona zastosowanie kamer o wysokiej rozdzielczości oraz znacznych rozmiarów matrycy detektora, co prowadzi do zwiększenia kosztów konstrukcji tego rodzaju sensora. W celu wyeliminowania tych wad zaproponowaliśmy konstrukcję nowego rodzaju sensora optycznego.

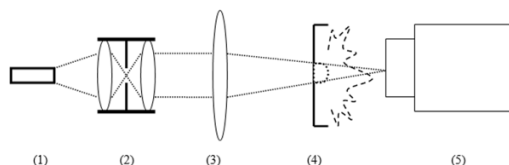
3. Przykładowe badania własne

Omówione techniki identyfikacji bakterii, zarówno biochemiczne, jak i optyczne charakteryzują się licznymi wadami. Niedogodności te można wyeliminować poprzez zastosowanie analizy widm dyfrakcyjnych kolonii bakterii. Hodowla bakterii na podłożach stałych należy do najpopularniejszych procedur laboratoryjnych wykorzysty-

wanych w mikrobiologii, co w znaczny sposób wpływa na potencjał aplikacyjny tej techniki. Podążając w tym kierunku, zaproponowaliśmy nową konfigurację optycznego sensora identyfikującego bakterie w oparciu o analizę dyfrakcji światła na koloniach bakterii. Dalej przedstawione zostaną przykładowe wyniki badań.

3.1. Konstrukcja nowego sensora optycznego do identyfikacji bakterii

Zaproponowany układ sensora do analizy dyfrakcji światła na koloniach bakterii opiera się na układzie optycznym ze zbieżną sferyczną wiązką oświetlającą, w którym realizowane jest przekształcenie Fouriera. Układ (rys. 1) składa się ze źródła światła (1), kolimatora (2) tworzącego wiązkę równoległą o zwiększonej średnicy poprzecznej, soczewki transformującej (3) tworzącej zbieżną, sferyczną wiązkę do oświetlenia pojedynczej kolonii bakterii (4), która została umieszczona na szalce Petriego na stole XYZ. Generowane przez kolonię bakterii widma dyfrakcyjne rejestrowane są przez kamerę CCD (5).



Rys. 1. Schemat zaproponowanego układu optycznego do analizy dyfrakcji światła na koloniach bakterii

Główną zaletą zaproponowanej konfiguracji jest możliwość obserwacji zarówno widm dyfrakcyjnych Fresnela oraz widm Fraunhofera, jak również możliwość płynnej zmiany rozmiarów przestrzennych – skali rejestrowanych widm dyfrakcyjnych. Należy zaznaczyć, iż w omawianym układzie optycznym widmo Fraunhofera może być zaobserwowane jedynie w płaszczyźnie ogniskowej obrazowej soczewki transformującej w tzw. płaszczyźnie przekształcenia Fouriera, natomiast widma Fresnela w płaszczyznach obserwacji położonych pomiędzy badanym obiektem a płaszczyzną ogniskową obrazową soczewki transformującej. Tym samym rejestracja widm dyfrakcyjnych możliwa jest poprzez zmianę położenia kamery na osi optycznej. Omawiany układ optyczny posiada również dodatkową, zaletę, która polega na możliwości zmiany skali obserwowanych widm dyfrakcyjnych. Przy ustalonym i stałym położeniu płaszczyzny obserwacji, osiowa zmiana położenia badanego obiektu prowadzi do zmiany rozmiarów poprzecznych generowanego przez niego widma dyfrakcyjnego. Zwiększenie odległości pomiędzy obiektem a płaszczyzną obserwacji będzie prowadzić do powiększenia widma dyfrakcyjnego, natomiast zmniejszenie tej odległości będzie powodować również odpowiednie zmniejszenie jego rozmiarów poprzecznych.

Widzimy zatem, iż w przeciwieństwie do wcześniej zaproponowanego transmisyjnego układu skaterometrycznego [5], prezentowany układ czujnikowy posiada możli-

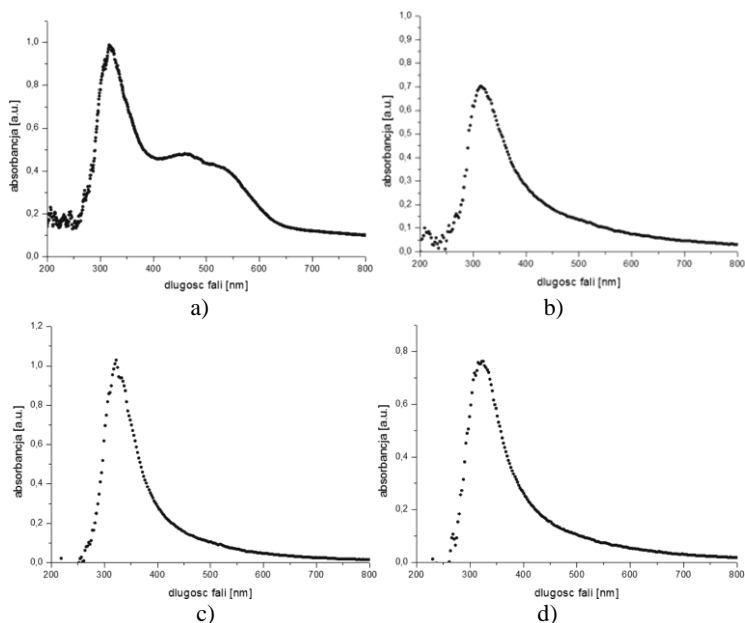
wość pełnej charakteryzacji dyfrakcji światła na kolonii bakterii dzięki analizie widm Fresnela oraz Fraunhofera w tej samej konfiguracji układu, jak również możliwość regulacji powiększenia tych widm dyfrakcyjnych. Ostatnia cecha jest szczególnie istotna z punktu widzenia samej optymalizacji kosztów konfiguracji sensora, gdyż umożliwia rejestrację widm za pomocą kamery o znacznie mniejszych rozmiarach matrycy detektora bez utraty informacji zawartej w analizowanych widmach, co w znaczny sposób zmniejsza koszt. Oprócz tych zalet należy wspomnieć, iż zastosowanie zbieżnej, sferycznej wiązki oświetlającej prowadzi do znacznego ograniczenia aberracji optycznych, które muszą być skorygowane jedynie dla punktów zlokalizowanych na osi optycznej. Fakt ten dodatkowo wpływa na ograniczenie kosztów konfiguracji układu, gdyż wiąże się z wykorzystaniem mniejszej liczby elementów optycznych. Prowadzi to również do ograniczenia szumów związanych z odbiciami oraz ugięciem światła na rozważanych elementach optycznych, co jest szczególnie istotne ze względu na wysoki stopień koherencji wykorzystywanych źródeł światła.

3.2. Właściwości absorpcyjne podłoży hodowlanych a wybór źródła światła do konstrukcji proponowanego sensora

Analizowane obiekty – kolonie bakterii hodowane są na podłożach stałych, które ze względu na różnorodny skład chemiczny charakteryzują się różnymi właściwościami absorpcyjnymi. Konieczne jest zatem przeprowadzenie dokładnych badań tych właściwości w celu wyboru odpowiedniego źródła światła do analizy dyfrakcji światła na koloniach bakterii. W mikrobiologii stosuje się różne podłoża hodowlane, których skład jest uwarunkowany potrzebami żywieniowymi bakterii. Dodatkowo, istnieje również szeroka grupa podłoży pozwalających na różnicowanie bakterii już na etapie ich hodowli, dzięki wykrywaniu produktów ich przemiany materii. Przykładem mogą tu być bakterie *Escherichia coli*, które rozkładają laktozę, co prowadzi do wybarwienia się kolonii tych bakterii podczas hodowli na podłożu MacConkeya.

W celu charakteryzacji właściwości absorpcyjnych podłoży hodowlanych przeprowadzono badania spektroskopowe z wykorzystaniem spektroskopu AvaSpec -3648 w zakresie spektralnym 300–800 nm. Analizowano cztery podłoża hodowlane: MacConkeya, Muellera-Hintona, Sabouraud oraz tryptozowo-sojowe. Próbkę podłoży o objętości 10 ml przygotowano zgodnie z mikrobiologicznymi procedurami laboratoryjnymi. Zarejestrowane widma absorpcyjne tych podłoży zostały przedstawione na rys. 2. Podłoże MacConkeya charakteryzuje się najszerszym widmem absorpcyjnym w całym zakresie widzialnym z głównymi maksimumami przypadającymi dla długości fal 320 nm, 460 nm oraz 510 nm. Pozostałe podłoża charakteryzują się natomiast jednym maksimumem absorpcyjnym przypadającym na zakres długości fal od 300 nm do 325 nm. Dokładna analiza tych widm pokazuje, że ich absorpcja jest najniższa dla długości fal wyższych niż 600 nm. W celu ograniczenia osłabienia wiązki świetlnej w wyniku absorpcji poprzez podłoże hodowlane, na którym znajdują się kolonie bak-

terii, w proponowanym układzie sensora optycznego konieczne jest wykorzystanie źródeł światła od długości fali również większej niż 600 nm.



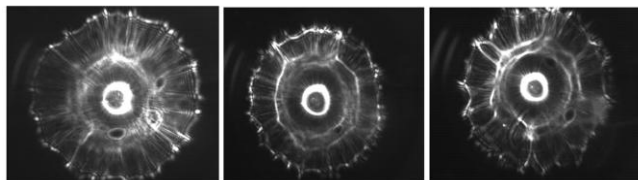
Rys. 4. Widma absorpcyjne podłoży hodowlanych:
a) MacConkeya, b) Muellera-Hintona, c) Sabouraud oraz d) tryptozowo-sojowego

Z tego też powodu w badaniach zdecydowano się na zastosowanie diody laserowej o długości fali 635 nm i mocy 10 mW. Badania przeprowadzono na podłożu tryptozowo-sojowym, ponieważ jest to podstawowe podłoże mikrobiologiczne zapewniające wzrost bakterii bez ich wcześniejszego różnicowania ze względu na specyficzne upodobania żywieniowe, co umożliwia hodowlę bakterii bez wiedzy *a priori* o ich gatunku.

3.3. Widma Fresnela kolonii bakterii

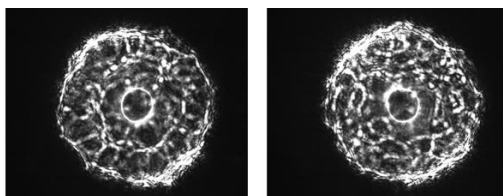
Zaprojektowany sensor został wykorzystany do analizy dyfrakcji światła w obszarze bliskiego pola. Próbkę bakterii *Escherichia coli* zostały przygotowane w laboratorium mikrobiologicznym w Instytucie Epizootologii oraz Administracji Weterynaryjnej Uniwersytetu Przyrodniczego we Wrocławiu. Zawiesiny bakterii były wstępnie inkubowane w temperaturze 37 °C przez 15–18 godzin. Następnie bakterie zostały naniesione na podłoże hodowlane tryptozowo-sojowe i były dalej inkubowane w temperaturze 37 °C przez kolejne 14 godzin. Następnie zostały one umieszczone w zaprojektowanym układzie optycznym. Pojedyncze kolonie bakterii były oświetlone

zbieżną, sferyczną wiązką świetlną, a ich widma Fresnela zostały zarejestrowane za pomocą kamery CCD (1280×1024 pikseli, EO-1312). W celu sprawdzenia poprawności działania układu, jak również możliwości rozróżnienia gatunku analizowanych kolonii bakterii, do zawiesiny bakterii *Escherichia coli* o nieznanym serotypie dodano komórki bakteryjne *Escherichia coli* o znanym typie serologicznym O119. Zgodnie z założeniami mikrobiologii kolonia bakterii powstaje z pojedynczej komórki bakteryjnej. Dodatkowo każdą kolonię tworzą bakterie tego samego gatunku.



Rys. 3. Przykładowe widma Fresnela kolonii bakterii *Escherichia coli* o nieznanym typie serologicznym

Uzyskane widma Fresnela kolonii bakterii *Escherichia coli* o nieznanym typie serologicznym przedstawione zostały na rys. 3. Wewnętrzną część tego widma stanowi obraz kolonii bakterii oświetlonej wiązką świetlną. Do cech charakterystycznych tych widm zaliczyć należy okrągłe maksima dyfrakcyjne koncentrycznie zlokalizowane względem obrazu kolonii bakterii. Okrągły kształt tych maksimów, podobnie jak w przypadku dysku Airy'ego, jest spowodowany okrągłym kształtem przekroju poprzecznego kolonii bakterii.



Rys. 4. Przykładowe widmo Fresnela kolonii bakterii *Escherichia coli* o typie serologicznym O119

Ponadto maksimum to zawiera liczne, losowo zorientowane, promieniste odnogi. Podobny efekt zaobserwowano w obrazach teleskopowych i był on analizowany w pracy [28].

Widma dyfrakcyjne zarejestrowane niektórych kolonii bakterii charakteryzowały się odmiennym rozkładem przestrzennym intensywności światła na nich ugiętego. Przykładowe widma zostały przedstawione na rys. 4. Widzimy, że różnią się one od widm dyfrakcyjnych kolonii bakterii *Escherichia coli* o nieznanym typie serologicznym. Mimo, że w dalszym ciągu obserwuje się pierścieniowe maksima dyfrakcyjne, to jednak w tym przypadku ma miejsce dodatkowa ich modulacja, podobnie jak w przypadku promienistych odnóg rozkładu dyfrakcyjnego, które nie są już tak wy-

rażnie rozróżnialne. Omawiane widma dyfrakcyjne zostały wygenerowane przez kolonie bakterii *Escherichia coli* o typie serologicznym O119. Widzimy zatem, iż widma dyfrakcyjne analizowanych szczepów bakterii *Escherichia coli* różnią się między sobą, co w konsekwencji pozwala na rozróżnienie szczepu bakterii.

4. Podsumowanie

W pracy zasygnalizowano i omówiono podstawowe problemy technik powszechnie stosowanych do identyfikacji bakterii. Metody biochemiczne, mimo dużej skuteczności działania, prowadzą do istotnego zwiększenia kosztów badania, zwłaszcza gdy analizie podlega znaczna liczba próbek. Również metody optyczne opierające się na zjawisku fluorescencji bezpośredniej oraz pośredniej, kątowno rozdzielczej analizie światła rozproszonego czy też dwuwymiarowym widma światła rozproszonego posiadają niedogodności, które ograniczają ich stosowalność.

W pracy zaprezentowano nową konfigurację sensora optycznego opartego na układzie ze zbieżną, sferyczną wiązką oświetlającą. Przygotowanie próbek związane jest jedynie z wyhodowaniem kolonii bakterii na podłożu stałym, co należy do podstawowych procedur mikrobiologicznych. Tym samym wyeliminowana jest konieczność przygotowania wysokiej jakości próbek, jak ma to miejsce w analizie DNA, czy technikach fluorescencyjnych. W przeciwieństwie do wcześniej opracowanych układów skaterometrycznych analizujących rozpraszanie na koloniach bakterii, zaproponowana konfiguracja sensora umożliwia pełny opis zjawiska dyfrakcji światła na kolonii bakterii dzięki możliwości rejestracji widm dyfrakcyjnych dalekiego i bliskiego pola. Możliwość regulacji skali, rozmiarów poprzecznych widm dyfrakcyjnych pozwala na optymalizację konfiguracji tego układu, poprzez zastosowanie kamer o mniejszych matrycach oraz dopasowanie do nich rozmiarów obserwowanego widma. Ta cecha w znaczny sposób może przyczynić się do obniżenia kosztów układu optycznego. Należy podkreślić, że proponowany sensor pozwala na wielokrotną identyfikację, a koszty jego użytkowania związane są jedynie z przygotowaniem próbek kolonii bakterii.

W pracy analizowano również właściwości absorpcyjne podłoża hodowlanych. Uzyskane wyniki wskazują na silną absorpcję wszystkich badanych podłoży w zakresie długości fal od 300 nm do 400–500 nm. Z tego też powodu wykorzystywane w tej metodzie identyfikacji bakterii źródła światła powinny się charakteryzować większą długością fali, spoza omawianego zakresu spektralnego.

Uzyskane widma Fresnela analizowanych kolonii bakterii *Escherichia coli* pokazały, że możliwe jest na ich podstawie rozróżnienie szczepów. Zaprezentowane wyniki pokazują, iż stworzenie bazy referencyjnej widm dyfrakcyjnych kolonii bakterii jest

uzasadnione i może pozwolić na dodatkowe zautomatyzowanie procesu różnicowania gatunku kolonii bakterii.

Przedstawione badania stanowią podstawę projektu badawczego MNiSW N N505 557739.

Literatura

- [1] ALIMOWA A., KATZ A., GOTTLIEB P., ALFANO R.R., *Proteins and dipicolinic acid released during heat shock activation of Bacillus subtilis spores probed by optical spectroscopy*, Applied Optics, 2006, Vol. 45, No. 3, pp. 445–450.
- [2] AMYES S.G.B., *The rise in bacterial resistance*, BMJ, 2000, Vol. 320, pp. 199–200.
- [3] AUGER J.C., APTOWICZ K.B., PINNICK R.G., PAN Y.L., CHANG R.K., *Angularly resolved light scattering from aerosolized spores: Observations and calculations*, Optics Letters, 2007, Vol. 32, No. 22, pp. 3358–3360.
- [4] BAE E., AROONNUAL A., BHUNIA A.K., ROBINSON J.P., HIRLEMAN E.D., *System automation for a bacterial colony detection and identification instrument via forward scattering*, Measurements. Science and Technology, 2009, Vol. 20, pp. 015802.1–015802.9.
- [5] BAE E., BANADA P.P., HUFF K., BHUNIA A., ROBINSON J.P., HIRLEMAN E.D., *Biophysical modeling of forward scattering from bacterial colonies using scalar diffraction theory*, Applied Optics, 2007, Vol. 46, No. 17, pp. 3639–3648.
- [6] BANADA P.P., GUO S., BAE E., RAJWA D.B., *Optical forward- scattering for detection of Listeria monocytogenes and other Listeria species*, Biosensors and Bioelectronics, 2007, Vol. 22, pp. 1664–1671.
- [7] BUZALEWICZ I., PODBIELSKA H., *Optyczne techniki identyfikacji bakterii chorobotwórczych*, Acta Bio-Optica et Informatica Medica, 2008, Vol. 14, s. 181–188.
- [8] BUZALEWICZ I., WYSOCKA-KRÓL K., PODBIELSKA H., *Image processing guided analysis for estimation of bacteria colonies number by means of optical transforms*, Optics Express, 2010, Vol. 18, No. 12, pp. 12971–12979.
- [9] COLSKY A.S., KIRSNER R.S., KERDEL F.A., *Analysis of antibiotic susceptibilities of skin wound flora in hospitalized dermatology patients: The crisis of antibiotic resistance has been come to the surface*, Archives of Dermatology, 1998, Vol. 134, pp. 1006–1009.
- [10] FARIS G., COPELAND R.A., MORTELMANS K., BRONK B.V., *Spectrally resolved absolute fluo-rescence cross – section for Bacillus spores*, Applied Optics, 1997, Vol. 36, No. 4, pp. 958–967.
- [11] FERNANDES G.E., PAN Y.L., CHANG R.K., APTOWICZ K., PINNICK R.G., *Simultaneous forward- and backward- hemisphere elastic- light- scattering patterns of respirable-size aerosols*, Optics Letters, 2006, Vol. 31, No. 20, pp. 3034–3036.
- [12] HILL S.C., PINNICK R.G., NACHMAN P., CHEN G., CHANG R.K., MAYO M.W., FERNANDEZ G.L., *Aerosol-fluorescence spectrum analyzer: real time measurement of emission spectra of airborne biological particles*, Applied Optics, 1995, Vol. 34, No. 30, pp. 7149–7155.
- [13] PAN Y.L., HOLLER S., CHANG R.K., HILL S.C., PINNICK R.G., NILES S., BOTTIGER J.R., *Single-shot fluorescence spectra of individual micrometer-sized bioaerosols illuminated by a 351- or a 266- nm ultraviolet laser*, Optics Letters, 1999, Vol. 24, No. 2, pp. 116–118.
- [14] HOLLER S., PAN Y., CHANG R.K., BOTTIGER J.R., HILL S.C., HILLIS D.B., *Two-dimensional angular optical scattering for the characterization of airborne microparticles*, Optics Letters, 1998, Vol. 23, No. 18, pp. 1489–1491.

- [15] KAYE P.H., BARTON J.E., HIRST E., CLARK J.M., *Simultaneous light scattering and intrinsic fluorescence measurement for the classification of airborne particles*, Applied Optics, 2000, Vol. 39, No. 21, pp. 3738–3745.
- [16] LECLERCQ R.P., COURVALIN P., *Bacterial resistance to macrolide, lincosamide and streptogramin antibiotics by target modification*, Antibacterial Agents and Chemotherapy, 1991, Vol. 35, No. 7, pp. 1267–1272.
- [17] LEVY S.B., *The challenge of antibiotic resistance*, Scientific American, 2008, Vol. 278, pp. 46–53.
- [18] LEVY S.B., *Antibacterial resistance worldwide: causes, challenges and responses*, Nature Medicine Supplement, 2008, Vol. 10, pp. 122–129.
- [19] MANINEN A., PUTKIRANTA M., ROSTEDT A., SAARELA J., LAURILA T., MARJAMAKI M., KESKINEN J., HERNBERG R., *Instrumentation for measuring fluorescence cross sections from airborne micro-sized particle*, Applied Optics, 2008, Vol. 47, No. 7, pp. 110–115.
- [20] MECHERY S.J., ZHAO X.J., *Using bioconjugated nanoparticles to monitor E. coli in flow channel*, Asian Journal of Chemistry, 2006, Vol. 1, pp. 384–390.
- [21] MOREL S., LEONE N., ADAM P., AMOUROUX J., *Detection of bacteria by time-resolved laser-induced breakdown spectroscopy*, Applied Optics, 2003, Vol. 42, No. 30, pp. 6184–6191.
- [22] PAN Y.L., APTOWICZ K.B., CHANG R.K., HART M., EVERSOLE J.D., *Characterizing and monitoring respiratory aerosols by light scattering*, Optics Letters, 2003, Vol. 28, No. 8, pp. 589–591.
- [23] PANNICK R.G., HILL S.C., NIELS S., FELL N.F., PAN Y.L., BOTTIGER J., BRONK B.V., HOLLER S., CHANG R.K., *Fluorescence from airborne microparticles: dependence on size, concentration of fluorophores, and illumination intensity*, Applied Optics, 2010, Vol. 40, No. 18, pp. 3005–3013.
- [24] PANNICK R. G., HILL S.C., *Real-time measurement of fluorescence spectra from single airborne biological particles*, Field Analytical Chemistry and Technology, 1999, Vol. 3, pp. 221–239.
- [25] RODZIEMSKI L.J., *From LASER to LIBS, the path of technology development*, Spectrochimica Acta Part B, 2002, Vol. 57, pp. 1109–1113.
- [26] ROSEN D.L., *Airborne bacterial endospores detected by use of impinge containing aqueous terbium chloride*, Applied Optics, 2006, Vol. 45, No. 13, pp. 3152–3157.
- [27] ROSEN D.L., *Bacterial endospore detection using photoluminescence from terbium dipicolinate*, Review of Analytical Chemistry, 1999, Vol. 18, pp. 1–21.
- [28] SALZMAN G.C., GRIFFITH J.K., GREGG C.T., *Rapid identification of microorganisms by circular-intensity differential scattering*, Applied and Environmental Microbiology, 1982, Vol. 44, pp. 1081–1085.
- [29] SARASANANDARAJAH S., KUNNIL J., *Two-dimensional multiwavelength fluorescence spectra of dipicolinic acid and calcium dipicolinate*, Applied Optics, 2004, Vol. 44, No. 7, pp. 1182–1187.
- [30] SZEWCZYK E.M., *Diagnostyka bakteriologiczna*, [red.] Szewczyk E.M., PWN, Warszawa 2007, s. 205–240.
- [31] THOMAS A., SANDS D., BAUM D., TO L., RUBEL G.O., *Emission wavelength dependence of fluorescence lifetimes of bacteriological spores and pollens*, Applied Optics, 2006, Vol. 45, No. 25, 6634–6639.
- [32] THOMASON J., *Spectroscopy takes security into the field*, Photonics Spectra, 2004, Vol. 38, pp. 83–85.
- [33] www.cdc.gov/drugresistance/actionplan/2007_report/ann_reptpdf
- [34] WYATT P.J., *Differential light scattering: a physical method for identifying living bacterial cells*, Applied Optics, 1968, Vol. 7, No. 10, pp. 1879–1895.

Łukasz JANUS*, Zbigniew GÓRSKI**, Jolanta FLORYSZAK-WIECZOREK*,
Grzegorz MILCZAREK**

WSPÓŁCZESNE METODY MONITOROWANIA *in vivo* ZMIAN POINFEKCYJNYCH TOWARZYSZĄCYCH NABYWANIU ODPORNOŚCI NA PATOGENY GRZYBOWE

1. Wstęp

Indukowane przez patogeniczne mikroorganizmy reakcje metaboliczne, uruchamiane przez roślinę na poziomie molekularnym lub strukturalnym, wymagają zazwyczaj sprawnego systemu reagowania rośliny-gospodarza. Szybkość i tempo uruchamianych odpowiedzi decydują o powodzeniu strategii obronnej rośliny. Stąd też w przypadku stresów wywołanych przez porażenie patogenem, obserwujemy zazwyczaj wczesne generowanie reaktywnych form tlenu (RFT) i tlenku azotu (NO), które to mechanizmy indukują sekwencję zdarzeń obronnego reagowania rośliny [6, 11, 22]. Właściwe wnioskowanie o roli wolnych rodników w aktywacji lub hamowaniu odporności wymaga stałego monitorowania ich poziomu w tkance. Ze względu na krótki czas półtrwania tych związków istotnego znaczenia nabierają wszystkie metody o niskim poziomie inwazyjności, które nie niszczą roślinnych kompartmentów wewnątrzkomórkowych.

Poniższa praca zajmuje się porównaniem i oceną przydatności wybranych metod detekcji i obrazowania wewnątrzkomórkowych procesów utleniania i redukcji (redoks) we wczesnych etapach nabywania odporności względem *Phytophthora infe-*

*Katedra Fizjologii Roślin, Uniwersytet Przyrodniczy w Poznaniu, ul. Wojska Polskiego 28, 60-637 Poznań, e-mail: l.janus@up.poznan.pl

**Instytut Chemii i Elektrochemii Technicznej, Politechnika Poznańska, ul. Piotrowo 3, 60-965 Poznań

stans, przez liście ziemniaka. Przedstawiamy możliwość wykorzystania urządzeń do monitorowania *in vivo* zmian poinfekcyjnych w tkance, tj. detektora ultrasłabej emisji fotonów (USBCL) oraz woltamperometrycznego mikrosensora do detekcji tlenu azotu. Zastosowanie tych urządzeń umożliwia śledzenie przemian wolnorodnikowych nieprzerwanie, na różnych etapach nabywania przez rośliny odporności, a tym samym pozwalają wyciągnąć prawidłowe wnioski o udziale tych molekuł w aktywacji oraz w przebiegu odpowiedzi obronnych rośliny. Otrzymane wyniki zmian poinfekcyjnych zostały skonfrontowane z technikami barwień cytochemicznych względem wybranych reaktywnych form tlenu, tj. anionorodnika ponadtlenkowego, nadtlenu wodoru oraz tlenu azotu.

2. Przemiany wolnorodnikowe a reakcje obronne roślin

2.1. Wprowadzenie

W odpowiedzi rośliny na atak patogenu kluczową rolę odgrywają mechanizm wewnątrzkomórkowej regulacji metabolizmu, w tym procesów redoks. Każdy stres, w zależności od siły oddziaływania, modyfikuje lub istotnie zaburza oksydacyjną homeostazę komórki, co prowadzi do stymulacji szlaku(ów) przekazu sygnału [1, 5, 6, 14, 18, 23], do ekspresji genów odpowiedzialnych za syntezę roślinnych białek obronnych [10], akumulacji fitoaleksyn (zwanymi roślinnymi antybiotykami) [16, 17] lub aktywnego zamierania komórki [2, 21]. Należy podkreślić, że brak lub opóźnione w czasie rozpoznanie czynnika chorobotwórczego prowadzi do rozwoju symptomów chorobowych i decyduje o porażce rośliny. Jednak w naturze, rośliny wyposażone są w szeroki wachlarz mechanizmów zabezpieczających je przed porażeniem ze strony patogenicznych mikroorganizmów. Zdarza się, że rośliny po przejściu łagodnego stresu biotycznego stają się bardziej odporne na ekspozycję kolejnego stresu, często bardziej dotkliwego w swej sile oddziaływania. Ten rodzaj odporności nazywany jest nabytą odpornością systemiczną – SAR (*systemic acquired resistance*). Rośliny nabywają SAR w następstwie często słabej i lokalnej infekcji pierwotnej powodowanej przez różnorodne mikroorganizmy patogeniczne oraz pod wpływem skutecznych induktorów, którymi są ksenobiotyki o prostej budowie chemicznej. W tym przypadku proces indukcji polega na oprysku roślin roztworem o określonym stężeniu induktora, wyznaczanym eksperymentalnie dla danej rośliny.

Jednym z istotnych elementów skutecznej odpowiedzi obronnej, porażonej przez patogen rośliny, jest wczesne generowanie reaktywnych form tlenu (anionorodnika ponadtlenkowego oraz nadtlenu wodoru) oraz innych wolnych rodników, w tym przede wszystkim tlenu azotu. Charakter ilościowy i jakościowy tej nadprodukcji wydaje się być zależny od wyposażenia genetycznego rośliny-gospodarza. Wzajemne

oddziaływania RFT/NO mają również naturę bardzo złożoną, co w trakcie nabywania odporności przejawia się stymulacją lub inhibicją wybranych szlaków metabolicznych. Szczególnie intrygująca jest rola poszczególnych RFT w modulowaniu sygnału NO prowadzącego do aktywnego zamierania komórki gospodarza wraz z patogenem, poprzez zarówno synergistyczne, jak i antagonistyczne działanie RFT/NO oraz każdego z osobna [5]. W świetle najnowszych badań przedmiotem dyskusji jest znaczenie indukowanej śmierci dla samej rośliny [19]. Z punktu widzenia biologii patogenu śmierć komórki gospodarza może być korzystna dla pasożytów nekrotroficznych żywiących się martwą tkanką (*Bortrytis cinerea*) [8], niekorzystna zaś dla pasożytów biotroficznych (np. *Phytophthora infestans*), dla których żywa komórka stanowi źródło pożywienia. W tym względzie obrazowanie przemian wolnych rodników *in vivo* może być pomocne w uzyskaniu odpowiedzi na stawiane pytania.

2.2. Metoda pomiaru przemian wolnorodnikowych w tkance roślinnej z wykorzystaniem detektora bioluminescencji

Każda żywa komórka wchodząca w skład organizmu roślinnego nieustannie produkuje fotony, związane z przemianami biochemicznymi, najczęściej z reakcjami utleniania wielonienasyconych kwasów tłuszczowych. Gdy wszystkie przemiany metaboliczne funkcjonują prawidłowo wówczas organizm znajduje się w stanie równowagi dynamicznej, tj. homeostazy, a emisja fotonów jest stacjonarna i minimalna. Zaburzenie homeostazy przez czynniki stresogenne przejawia się wzrostem emisji fotonów. Ta fotonowa odpowiedź organizmu może być wykorzystana jako integralny wskaźnik stopnia zaburzenia homeostazy [3, 7, 9, 15].

Do rejestracji powierzchniowych zmian natężenia emisji bioluminescencji służy metoda zliczania pojedynczych fotonów emitowanych przez żywy obiekt, a stały Monitoring poprzez obrazowanie jest możliwy dzięki zastosowaniu przyrządu Molecular Light Imager. Jako model do eksperymentów wybrano indukowany roztworem kwasu β -aminomasłowego oraz zainfekowany punktowo liść ziemniaka odmiany *Bintje*. Indukcja została przeprowadzona w formie oprysku na całej blaszce liściowej. Infekcję zawiesiną zarodników *P. infestans* przeprowadzono w formie kropli o objętości 40 μ l oraz stężeniu 5×10^5 sporangiów/ml).

Zastosowana technika obrazowania luminescencji *in vivo* umożliwia uzyskanie obrazu rozkładu powierzchniowego USBCL (obrazy 2D) z całej powierzchni blaszki liściowej lub z dowolnie wybranych jej fragmentów. W efekcie odpowiednio dobrego czasu akwizycji uzyskano bibliotekę obrazów, których przykłady przedstawiono na rys. 3.

2.3. Metoda pomiaru generowania tlenku azotu w tkance roślinnej z wykorzystaniem sensora woltamperometrycznego

Badania ostatnich lat wykazały, że NO zasługuje na szczególną uwagę, zważywszy na wielorakość funkcji jakie może spełniać ta prosta molekula w odpowiedzi obronnej rośliny [11]. Szczególnie interesujący jest potencjalny współdziałanie NO wraz z wybuchem RFT w zgraniu sygnałów odpowiedzialnych za aktywizację skutecznej obrony. NO jako wolny rodnik gazowy (NO), może występować także w formie anionu nitroksylowego (NO^-) oraz kationu nitrozonowego (NO^+). Tlenek azotu ma stosunkowo krótki czas półtrwania (kilka sekund), jednak rozpuszcza się zarówno w fazie hydrofilnej, jak i w fazie hydrofobowej, zatem łatwo dyfunduje z komórki do komórki przez błony cytoplazmatyczne [22].

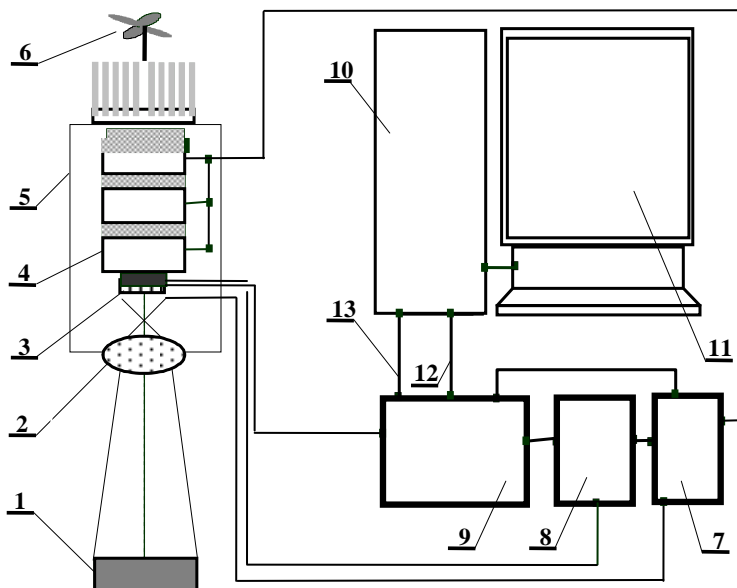
W nawiązaniu do wymienionych właściwości fizykochemicznych NO, prawidłowe wnioskowanie o funkcji tego związku wymaga przeprowadzenia pomiaru endogennej stężenia NO w miejscu powstania i monitorowania jego poziomu przez cały czas działania czynnika stresogennego [4, 12, 20].

Naszym zdaniem idealnym rozwiązaniem jest zastosowanie do tego celu selektywnego elektrochemicznego sensora, w postaci modyfikowanej mikroelektrody (średnica 20 μm) umieszczonej za pomocą mikromanipulatora w docelowej komórce roślinnej (rys. 2).

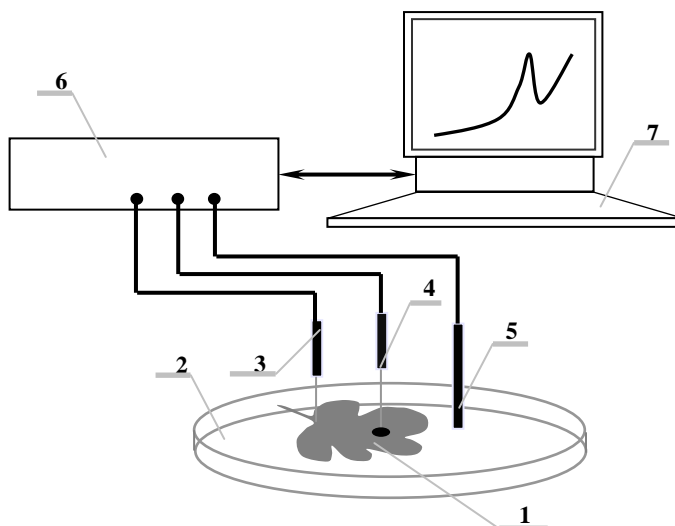
3. Urządzenia do obrazowania chemiluminescencji oraz elektrochemicznej detekcji NO

Do obrazowania luminescencji nie wspomaganej chemicznie lub światłem służy kamera CCD *Night Owl* Molecular Light Imager LB 981 firmy EG & G Berthold. Na rys. 1 zaprezentowano sposób pozyskiwania obrazu i gromadzenia danych. Do analizy uzyskanych obrazów służy program „WinLight”. Kamera *Night Owl* jest wyposażona w wolno skanującą oświetlaną od tyłu matrycę światłoczułą CCD, czułą na promieniowanie świetlne w zakresie 200–1100 nm o rozdzielczości 512×512 punktów. Uzyskiwany obraz powstaje poprzez kumulację ładunku powstałego na wskutek oddziaływania fotonów z materiałem matrycy. Wykorzystywany tu sposób powstania obrazu nosi nazwę obrazowania techniką zliczania pojedynczych fotonów i pozwala rejestrować emisję o bardzo małym natężeniu [13].

Elektrochemiczną detekcję wydzielania NO prowadzono w układzie trójelektrodowym metodą woltamperometryczną [4] wykorzystując jako czujnik NO platynowe elektrody modyfikowane powierzchniowo warstwą polimeru. Jako elektrodę odniesienia (REF) stosowano elektrodę Ag/AgCl, a jako przeciwelektrodę drut platynowy. Elektroda pomiarowa była polaryzowana stałym potencjałem +0,9 V względem REF. We wszystkich pomiarach wykorzystywano uniwersalny analizator elektrochemiczny PGStat30 (EcoChemie, Holandia).



Rys. 1. Schemat zestawu do obrazowania ultrasłabej bioluminescencji Molecular Light Imager *Night Owl* 1 – obserwowany obiekt, 2 – optyka kamery, 3 – matryca CCD, 4 – elementy Peltiera, 5 – kamera, 6 – wentylator, 7 – zasilacz, 8 – termostat, 9 – elektronika kamery, 10 – komputer, 11 – monitor, 12 – łącze sterowania, 13 – łącze transmisji obrazu



Rys. 2. Schemat stanowiska do elektrochemicznych pomiarów stężenia NO w materiale roślinnym 1 – liść z plamą nekrotyczną, 2 – żel agarowy, 3 – elektroda Pt (przeciwelektroda), 4 – mikroelektroda porfiryńska, 5 – elektroda odniesienia (Ag/AgCl), 6 – polarograf, 7 – komputer

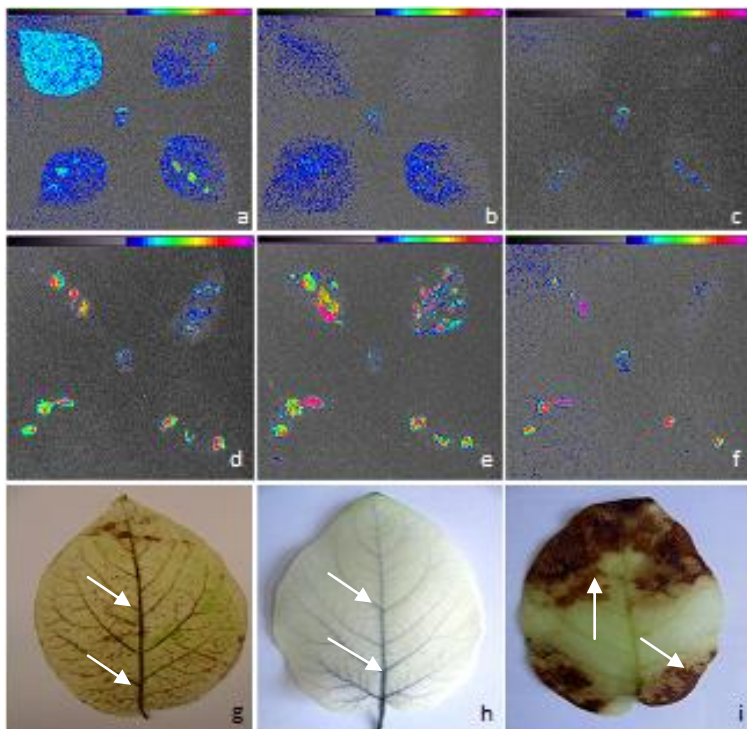
W elektrochemicznej detekcji wydzielania NO w liściach ziemniaka wykorzystano pokrytą Nafionem[®] elektrodę platynową w formie igły (średnica 20 μm). Membrana z Nafionu[®] spełnia rolę specyficznego filtra, który zapobiega dostępowi do elektrody ujemnie naładowanych cząsteczek mogących ulec utlenieniu, np. azotynom, co gwarantuje wysoką specyficzność pomiaru jedynie względem tlenku azotu. Elektrodę przygotowano w sposób następujący. Platynową igłę zanurzano na kilka sekund w handlowym 5% roztworze Nafionu[®], pozostawiano na powietrzu do odparowania rozpuszczalnika a następnie kondycjonowano termicznie w 60 °C przez 1 h. Kondycjonowanie elektrochemiczne polegało na umieszczeniu elektrody w buforze fosforanowym i przyłożeniu stałego potencjału (+0,9 V). Po ustaleniu się stałej wartości prądu bazowego, elektrodę wykorzystywano do właściwych oznaczeń. Pomiaru generowania tlenku azotu w tkance liścia przeprowadzono w temperaturze 25 ±1 °C. Schemat stanowiska do pomiaru NO zamieszczono na rys. 2.

4. Ilustracje

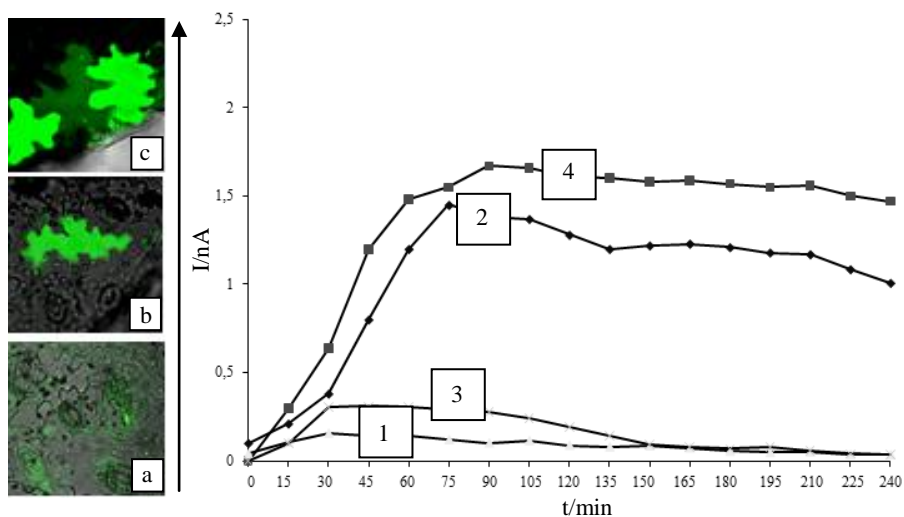
Na rys. 3 przedstawiono wpływ indukcji i infekcji patogenem *P. infestans* na emisję ultrasłabej bioluminescencji oraz generowanie nadtlenu wodoru i anionorodnika ponadtlennowego w liściach ziemniaka odmiany *Bintje*. Obrazy (a–b) przedstawiają bioluminescencję liści ziemniaka odpowiednio w 2 godz. (a) i 6 godz. (b) po indukcji. Obraz (c) przedstawia liście nieindukowane. Obrazy (d–e) przedstawiają bioluminescencję liści ziemniaka po indukcji, a następnie infekcji *P. infestans* w 2 godz. (d) oraz 6 godz. (e). Obraz (f) przedstawia liście nieindukowane, infekowane *P. infestans*. Wzrost chemiluminescencji widoczny jest na obrazach w postaci charakterystycznych świecących punktów na blaszkach liściowych. Indukcja została wykonana przez oprysk blaszki liściowej roztworem kwasu β-aminomasłowego. Infekcje wykonano kroplowo zawiesiną zarodników *P. infestans* (krople 40 μl, stężenie 5×10⁵ sporangiów/ml).

Obrazy (g–i) przedstawiają wyniki barwień cytochemicznych. Obraz (g) przedstawia liść indukowany roztworem kwasu β-aminomasłowego. Obraz (i) przedstawia liść nieindukowany. Oba liście infekowano następnie zawiesiną zarodników *P. infestans* (krople 40 μl, stężenie 5×10⁵ sporangiów/ml) oraz inkubowano w roztworze diaminobenzydyny (DAB). Diaminobenzydyna w obecności nadtlenu wodoru przyjmuje brunatne zabarwienie.

Obraz (h) przedstawia liść indukowany w drugiej godzinie po indukcji. Niebieskie zabarwienie wiązek przewodzących liścia świadczy o obecności w nich anionorodnika ponadtlennowego. Liść po indukcji roztworem kwasu β-aminomasłowego inkubowano z NBT (Nitrobluetetrazolium), który w obecności anionorodnika ponadtlennowego redukuje się do formazanu o niebieskim zabarwieniu.



Rys. 3. Wpływ indukcji i infekcji patogenem *P. infestans* na emisję ultrasłabej bioluminescencji oraz generowanie nadtlenuku wodoru i anionorodnika ponadtlenukowego w liściach ziemniaka odmiany *Bintje*



Rys. 4. Detekcja NO w porażonej przez grzyb *P. infestans* tkance liści ziemniaka odmiany *Bintje*

Pomiar endogennego generowania NO prowadzono metodą woltamperometryczną oraz z wykorzystaniem DAF-2 DA, specyficznego fluorochromu dla NO (rys. 4). Obrazy (a–c) przy pomocy mikroskopu konfokalnego zostały wykonane odpowiednio po 5, 30 i 70 min od infekcji *P. infestans* liści ziemniaka odmiany *Bintje*. Intensywnie zielona barwa świadczy o wzmożonej produkcji NO w komórkach epidermy liści.

Krzywe (1–4) przedstawiają kinetykę generowania NO w tkance liści ziemniaka odmiany *Bintje* (1 – liść kontrolny, 2 – liść infekowany) i *Bzura* (3 – liść kontrolny, 4 – liść infekowany). Zaobserwowano wysokie generowanie endogennego NO w infekowanych liściach począwszy od 15 min po infekcji zarówno w odmianie *Bintje*, jak i *Bzura*. Obie odmiany różnią się poziomem odporności wobec *P. Infestans*. Odmiana *Bzura* uznawana jest za odmianę odporną na tego patogena. Maksimum generowania NO przypadało na ok. 75 min i utrzymywało się do końca trwania doświadczenia, tj. do ok. 4 h. Miarą natężenia NO generowanego przez liść ziemniaka była intensywność rejestrowanego sygnału prądowego (I [nA]). W oparciu o krzywe wzorcowe przeliczono wartości prądowe, 1 nA odpowiada 0,6 μ M tlenku azotu (dane nieprezentowane).

5. Dyskusja

Badając labilne przemiany oksydacyjne, zachodzące w roślinach w odpowiedzi na stresy środowiskowe, należy dążyć do zachowania naturalnych parametrów wewnątrzkomórkowych bez uciekania się do drastycznych i inwazyjnych metod.

Z kolei różnorodność uzyskiwanych wyników w trakcie przeprowadzanych eksperymentów, zmusza badacza do szukania dogodnych metod ich porządkowania i prezentacji. Człowiek z natury najłatwiej przyswaja i przetwarza informacje zawarte w obrazie, stąd też największym zainteresowaniem cieszą się techniki stosujące te formy przekazu danych, np. mikroskopia konfokalna i fluorescencyjna oraz urządzenia z optoelektrycznymi detektorami obrazującymi.

Wykorzystany przez nas układ do obrazowania bioluminescencji z wykorzystaniem kamery CCD, pozwala nam wizualnie ocenić stopień zaburzenia homeostazy wewnątrzkomórkowej wybranego fragmentu organu lub całej rośliny i tym samym wnioskować o zdolnościach adaptacyjnych lub mechanizmach odporności rośliny na stres. Pomimo, że na obrazie prezentowana jest jakościowa, a nie ilościowa pula przemian wolnorodnikowych, to jednak metoda ta jest niezwykle cenna ze względu na możliwość przeprowadzenia pomiarów w czasie rzeczywistym i bez dodatkowego niszczenia kompartmentów wewnątrzkomórkowych, które podlegają zmianom w trakcie rozwoju choroby wywołanej przez patogeny grzybowe.

Z kolei zastosowanie modyfikowanej mikroelektrody do identyfikacji jakościowej i ilościowej NO umożliwia nie tylko pomiar stężenia wysoce reaktywnego i ruchliwe-

go związku w docelowej komórce, ale również pozwala uzyskać w czasie rzeczywistym informacje na temat uwalniania, przemieszczania się i zaniku NO. Mimo niewątpliwych zalet, ograniczeniem metody jest stosunkowo krótki czas pomiaru. Ze względu na środowisko działania elektrody nie są możliwe pomiary trwające dłużej niż 4 h.

W zależności od czasu i siły oddziaływania, czynnik stresogenny może wywołać w komórce zmiany potencjału redoks, co w konsekwencji przyczynia się do aktywacji szlaków sygnałowych i indukcji odpowiedzi obronnych rośliny. Zrozumienie mechanizmu regulacji wewnątrzkomórkowego potencjału redoks wymaga jednoczesnego monitorowania wielu innych ważnych sygnałów, np. nadtlenu wodoru oraz anionorodnika ponadtlenu. Czułe metody elektrochemiczne do równoczesnej detekcji wewnątrzkomórkowych zmian NO i pozostałych RFT wydają się być bardzo pożądane. Idealnym, jak się wydaje, rozwiązaniem tego problemu byłoby skonstruowanie matrycy detektorów pozwalającej na uzyskanie elektrochemicznych obrazów ukazujących *in situ* rozkład stężeń obu sygnałów jednocześnie.

W efekcie przeprowadzonych eksperymentów stwierdzono wysoką przydatność detekcji bioluminescencji techniką zliczania pojedynczych fotonów za pomocą kamery CCD *Night Owl* Molecular Light Imager. W badaniach uwzględniono metodę korekcji tętnień luminescencji w długoczasowych seriach obrazowych, wynikających z chwilowych zmian temperatury detektora CCD. Wykazano, że w porównaniu do klasycznych metod barwienia cyto- i histochemicznego tkanki roślinnej, bezinwazyjna technika obrazowania *in vivo* przemian wolnorodnikowych metodą pomiaru ultrasłabej emisji fotonów może być bardziej przydatna do badań żywych obiektów typu roślina–patogen. Wspomniana metoda może być zatem wykorzystana do oceny stopnia zaburzenia homeostazy porażonej rośliny, co we wczesnych etapach po inokulacji sprzyja zazwyczaj uaktywnieniu skutecznych odpowiedzi obronnych względem patogenicznych mikroorganizmów, a w trakcie rozwoju patogena grzybowego w roślinie pozwala śledzić kolejne etapy patogenezy.

Literatura

- [1] ARASIMOWICZ M., FLORYSZAK-WIECZOREK J., *Nitric oxide as a bioactive signaling molecule in plant stress response*, Plant Science, 2007, Vol. 172, pp. 876–887.
- [2] BEERS E.P., MCDOVELL J.M., *Regulation and execution of programmed cell death in response to pathogen, stress and developmental cues*, Current Opinion in Plant Biology, 2001, Vol. 4, pp. 561–567.
- [3] CHEN W.L., XING D., TAN S.C., TANG Y.H., HE Y.H., *Imaging of ultraweak biochemiluminescence and singlet oxygen generation in germinating soybean in response to wounding*, Luminescence, 2003, Vol. 18, pp. 37–41.
- [4] CISZEWSKI A., MILCZAREK G., *Electrochemical detection of nitric oxide using polymer modified electrodes*, Talanta, 2003, Vol. 61, pp. 11–26.

- [5] DELLEDONNE M., MURGIA I., EDERLE D., SBICEGO P.F., BIONDANI A., POLVERARI A., LAMB CH., *Reactive oxygen intermediates modulate nitric oxide signaling the plant hypersensitive disease-resistance response*, *Plant Physiology and Biochemistry*, 2002, Vol. 40, pp. 605–610.
- [6] DURNER J., KLESSIG D.F., *Nitric oxide as a signal in plants*, *Current Opinion in Plant Biology*, 1999, Vol. 2, pp. 369–374.
- [7] FLOR-HENRY M., MCCABE T.C., BRUXELLES G.L., ROBERTS M.R., *Use of a highly sensitive two-dimensional luminescence imaging system to monitor endogenous bioluminescence in plant leaves*, *BMC Plant Biology*, 2004, Vol. 4, p. 19.
- [8] FLORYSZAK-WIECZOREK J., ARASIMOWICZ M., MILCZAREK G., JELEN H., JACKOWIAK H., *Only an early nitric oxide burst and following wave of secondary nitric oxide generation enhanced effective defence responses of pelargonium to necrotrophic pathogen*, *New Phytologist*, 2007, Vol. 175, pp. 718–730.
- [9] FRYER M.J., OXBOROUGH K., MULLINEAUX P.M., BAKER N.R., *Imaging of photo-oxidative stress responses in leaves*, *Journal of Experimental Botany*, 2002, Vol. 53, pp. 1249–1254.
- [10] GARCIA-OLMEDO F., RODRIGUEZ-PALENZUELA P., MOLINA A., ALAMILLO J.M., LOPEZ-SOLANILLA E., BERROCAL-LOBO M., POZA-CARRION C., *Antibiotic activities of peptides, hydrogen peroxide and peroxynitrite in plant defence*, *FEBS Letters*, 2001, Vol. 498, pp. 219–222.
- [11] GRANT J.J., LOAKE G.J., *Role of reactive oxygen intermediates and cognate redox signaling in disease resistance*, *Plant Physiology*, 2000, Vol. 124, pp. 21–29.
- [12] GRIVEAU S., DUMEZY C., GOLDNER P., BEDIQUI F., *Electrochemical analysis of the kinetics of nitric oxide release from two diazeniumdiolates in buffered aqueous solutions*, *Electrochemistry Communications*, 2007, Vol. 9, pp. 2551–2556.
- [13] GÓRSKI Z., BEMBNISTA T., FLORYSZAK-WIECZOREK J., DOMAŃSKI M., SŁAWIŃSKI J., *Computer-aided photometric analysis of dynamic digital bioluminescent images*, Bellingham, Washington USA, *Proceedings of SPIE*, 2003, Vol. 5064, pp. 1–10.
- [14] HANCOCK J., DESIKAN R., CLARKE A., HURST R.D., NEILL S.J., *Cell signalling following plant/pathogen interactions involves the generation of reactive oxygen and reactive nitrogen species*, *Plant Physiology and Biochemistry*, 2002, Vol. 40, pp. 611–617.
- [15] HAVAUX M., *Spontaneous and thermoinduced photon emission: new methods to detect and quantify oxidative stress in plants*, *Trends in Plant Science*, 2003, Vol. 8, pp. 409–413.
- [16] JIH P.J., CHEN Y.CH., JENG S.T., *Involvement of hydrogen peroxide and nitric oxide in expression of the ipomoelin gene from sweet potato*, *Plant Physiology*, 2003, Vol. 132, pp. 381–389.
- [17] MODOLO L.V., CUNHA F.Q., BRAGA M.R., SALGADO I., *Nitric oxide synthase-mediated phytoalexin accumulation in soybean cotyledons in response to the *Diaporthe phaseolorum* f. sp. *meridionalis* elicitor*, *Plant Physiology*, 2002, Vol. 130, pp. 1288–1297.
- [18] NEILL S.J., DESIKAN R., HANCOCK J.T., *Nitric oxide signalling in plants*, *New Phytologist*, 2003, Vol. 159, pp. 11–35.
- [19] OVERMYER K., BROSCHE M., KANGASJARVI J., *Reactive oxygen species and hormonal control of cell death*, *Trends in Plant Science*, 2003, Vol. 8, pp. 335–342.
- [20] PONTIE M., GOBIN C., PAUPORTE T., BEDIQUI F., DEVYNCK J., *Electrochemical nitric oxide microsensors: sensitivity and selectivity characterization*, *Analytica Chimica Acta*, 2000, Vol. 411, pp. 175–185.
- [21] PEDROSO M.C., MAGALHAES J.R., DURZAN D., *Nitric oxide induces cell death in *Taxus* cells*, *Plant Science*, 2000, Vol. 157, pp. 173–180.
- [22] WOJTASZEK P., *Nitric oxide in plants: to NO or not to NO*, *Phytochemistry*, 2000, Vol. 54, p.1–4.
- [23] VAN CAMP W., VAN MONTAGU M., INZE D., *H₂O₂ and NO: redox signals in disease resistance*, *Trends in Plant Science*, 1998, Vol. 3, pp. 330–334.

Hanna MISIAK*

OPTYMALIZACJA METOD JAKOŚCIOWEGO I ILOŚCIOWEGO OZNACZANIA PRODUKTÓW PEROKSYDACJI LIPIDÓW

1. Wstęp

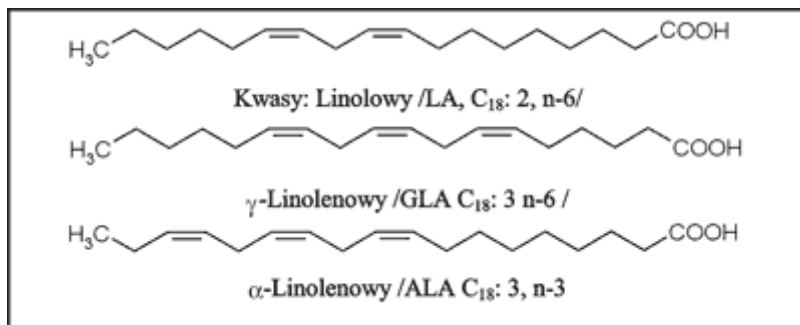
Tłuszcz jest niezbędnym elementem diety człowieka i stanowi nie tylko źródło energii, ale również dostarcza do organizmu wielonienasycone kwasy tłuszczowe WNKT (*polyunsaturated fatty acids* – PUFA) [1, 11, 13, 19, 21]. WNKT są istotnymi elementami szlaków metabolicznych lipidów w organizmie człowieka, jednak nie wszystkie są w nim syntetyzowane i muszą być dostarczane z zewnątrz [1, 11, 13, 19, 21]. Są to tak zwane niezbędne nienasycone kwasy tłuszczowe (NNKT). Do tej grupy należą kwasy omega-3 i omega-6. Prekursorem grupy omega-3 jest kwas α -linolenowy, natomiast grupy omega-6 kwas linolowy (rys. 1) [1, 11, 13, 19, 21].

Jak wynika z literatury nieodpowiedni stosunek kwasów z grupy omega-3 do kwasów z grupy omega-6 w diecie może zwiększyć ryzyko rozwoju chorób nowotworowych oraz układu krwionośnego np. miażdżycy tętnic, natomiast odpowiedni, może to ryzyko obniżyć [11]. Niedobór NNKT może prowadzić do wielu zaburzeń m. in. do zwiększonej otyłości, podwyższonego ciśnienia tętniczego i niedorozwoju u dzieci [1]. Dodatkowo istotną rolę produktów peroksydacji lipidów (których elementem budulcowym są WNKT) w organizmie podkreślają doniesienia świadczące o ich udziale w sygnalizowaniu stanów zapalnych [5].

Utlenianie kwasów tłuszczowych oraz lipidów może zachodzić pod wpływem różnych czynników, takich jak promieniowanie jonizujące, UV, środki chemiczne, jony

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: hanna.misiak@pwr.wroc.pl

żelaza Fe^{2+} [2], czy wolne rodniki. Stan przyjmowanych w diecie WNKT zależy od warunków przechowywania olejów oraz sposobu przygotowania potraw. Przed spożyciem oleje zostają często poddane obróbce termicznej, powodującej utlenianie, hydrolizę, polimeryzację i cyklizację [1]. Wystąpienie tych procesów wpływa negatywnie na skład przyjmowanych tłuszczów i ich wartość odżywczą.



Rys. 1. Niezbędne nienasycone kwasy tłuszczowe [11]

Cyfry oznaczają numer atomu węgla, licząc od grupy metylowej, przy którym jest podwójne wiązanie

Dlatego istotne jest prowadzenie właściwych metod analizy przydatności oleju do spożycia. Istnieje kilka sposobów określania stopnia utlenienia oleju. Niektóre z nich, jak wyznaczanie liczby jodowej [17], czy liczby nadtlenkowej [18] są znormalizowane i stosowane głównie w przemyśle spożywczym. Natomiast reakcja z kwasem tio-barbiturowym, mimo braku normalizacji, znajduje szerokie zastosowanie zarówno w biologii [4, 6, 8–10, 12, 14, 15, 20], jak i w medycynie [7, 8].

W pracy porównano powtarzalność i odtwarzalność trzech wybranych metod określania stopnia utlenienia oleju lnianego pod wpływem naturalnego bodźca utleniającego, jakim jest promieniowanie UV [10, 20].

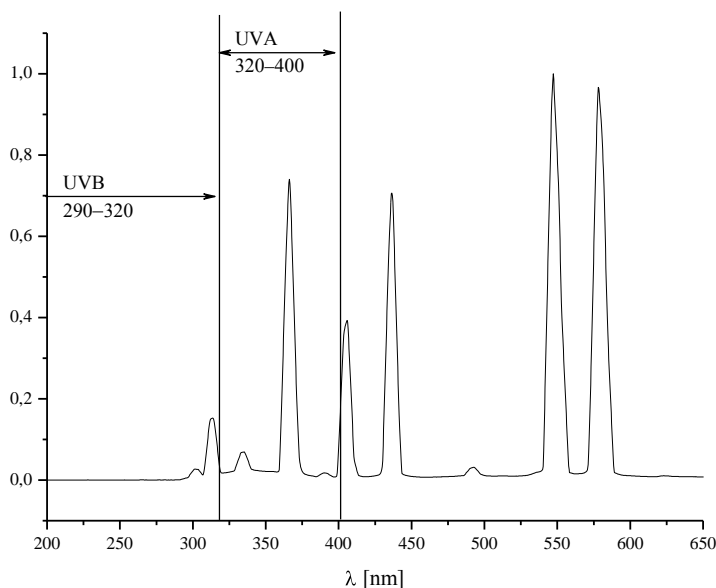
2. Materiały i metody

Badania przeprowadzono na oleju lnianym tłoczonym na zimno PPHU Szarłat s.c., zawierającym w 100 g produktu kwasy tłuszczowe nasycone w ilości 7,9 g. Kwasy jednonienasycone stanowiły 15,5 g, a wielonienasycone 75,5 g, w tym kwas linolowy stanowił 16,3 g, a kwas linolenowy 59,2 g.

Każdy eksperyment przeprowadzono czterokrotnie. W przypadku testu TBA w pojedynczym eksperymencie uwzględniono 20 próbek tego samego typu (każda zawierała 1 ml pobrany z 25 ml mieszaniny sporządzonej według metody zaproponowanej przez Huntera [9] w skład, której wchodził badany olej, metanol oraz 0,15 molowy roztwór NaCl w 0,2 molowym buforze Tris–HCl). Pomiar absorbancji każdej z pró-

bek wykonano pięciokrotnie. Natomiast w przypadku dwóch pozostałych technik liczba próbek w eksperymencie wynosiła 3.

W celu wywołania procesu peroksydacji próbki zostały poddane działaniu promieniowania UV. Naświetlanie odbywało się w probówkach ze szkła kwarcowego. Próbki poddawane były ekspozycji na bodziec przez 16 godzin, a następnie pobierano odpowiednie ich liczby do poszczególnych analiz. Jako źródła promieniowania UV w zakresie 250–600 nm o mocy promieniowania $14,20 \pm 0,45 \text{ mW/m}^2$, użyto lampy NARVA HgE/3 (rys. 2). Jako czynnik indukujący utlenianie wybrano promieniowanie UV, ponieważ modyfikuje ono próbkę, nie wchodząc bezpośrednio w jej skład, tak jak jony metali [14]. W ten sposób można wyeliminować dodatkowy wpływ czynnika indukującego na wyniki analiz. Dodatkowo czynnik ten był już wykorzystywany przez inne grupy badawcze w celu utleniania lipidów [10], których składnikiem są WNKT [10, 20].

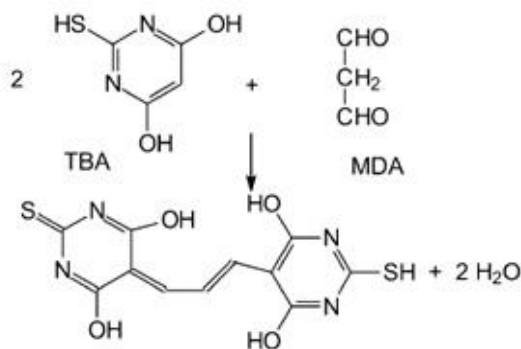


Rys. 2. Widmo emisyjne lampy NARVA HgE/3 stosowanej, jako źródła światła UV z zakresu 250–600 nm o mocy promieniowania $14,20 \pm 0,45 \text{ mW/m}^2$

Obecność produktów utleniania nienasyconych kwasów tłuszczowych sprawdzano trzema metodami: reakcją z kwasem tiobarbiturowym (TBA) [4, 6, 9, 10, 12, 14, 15, 20], metodą spektroskopową AIR-FTIR [3, 10] oraz metodą jodometryczną [18].

Test TBA, czyli reakcja dialdehydu malonowego (MDA) z kwasem tiobarbiturowym (TBA) jest jedną z najpowszechniej stosowanych metod do wykrywania produktów peroksydacji WNKT [14]. TBA w środowisku kwaśnym oraz w podwyższonej

temperaturze reaguje z MDA dając barwny addukt wykazujący maksimum absorpcji przy $\lambda = 532$ nm. Przebieg tej reakcji przedstawiono na rys. 3. Do przeprowadzenia testu TBA wykorzystano odczynniki firmy POCh. Detekcji produktów peroksydacji dokonano zgodnie z procedurą zaproponowaną przez Huntera [9]. Absorbancję barwnego produktu reakcji określono przy użyciu mikrokuwetek firmy Cezal i spektrofotometru EVOLUTION 60 Thermo Scientific.



Rys. 3. Przebieg reakcji TBA z MDA, której produktem jest barwny addukt wykazujący absorpcję przy $\lambda = 532$ nm [21]

Wartość liczby nadtlenkowej wyznaczono, zgodnie z normą, metodą Wheelera [18]. Uzyskano określoną w normie odtwarzalność wyników. Liczbę nadtlenkową oleju wyznacza się na podstawie objętości zużytego titranta (tiosiarczan sodu) na zmiareczkowanie uwolnionego jodu [18]. Odczynniki niezbędne do przeprowadzenia eksperymentu – jodek potasu, tiosiarczan sodu oraz kwas octowy lodowaty – pozyskano z firmy Eurochem, natomiast skrobię, izooktan z firmy Chempur.

Spektroskopia IR została przeprowadzona z automatyczną korekcją atmosferyczną oraz korekcją H₂O i CO₂. W tym celu wykorzystano oprogramowanie OMNIC i spektrofotometr AIR-FTIR NICOLET 6700 Thermo Scientific.

W niniejszej pracy powtarzalność (*r*) zdefiniowano jako bezwzględną różnicę między dwoma pojedynczymi wynikami badań, uzyskanymi z zastosowaniem tej samej metody, dla tej samej próbki, w tym samym laboratorium, przez tego samego analityka, z użyciem tego samego sprzętu, w krótkim odstępie czasu [17, 18]. Zatem można przyjąć, że powtarzalność jest miarą zgodności wyników badań w obrębie danego eksperymentu.

W normie odtwarzalność (*R*) zdefiniowano jako bezwzględną różnicę między dwoma pojedynczymi wynikami badań, uzyskanymi z zastosowaniem tej samej metody, dla tej samej próbki, w różnych laboratoriach, przez różnych analityków, z użyciem różnego sprzętu, w krótkim odstępie czasu [17, 18]. Jednak na potrzeby określenia odtwarzalności przedstawionych metod wykrywania produktów peroksydacji lipidów definicja odtwarzalności została zmodyfikowana w taki sposób, aby określała

odtworzalność w serii eksperymentów przeprowadzonych w tym samym laboratorium. Zatem ostatecznie odtwarzalność (R) została zdefiniowana jako bezwzględna różnica między dwoma pojedynczymi wynikami badań uzyskanymi z zastosowaniem tej samej metody, dla takiej samej próbki (ale nie tej samej próbki) w tym samym laboratorium przez tego samego analityka, z użyciem tego samego sprzętu. Zatem odtwarzalność określa zgodność wyników badań w obrębie serii takich samych eksperymentów.

Analizę statystyczną przeprowadzono na poziomie ufności $p = 0,95$, przy założeniu, że mierzone wielkości charakteryzują się rozkładem normalnym.

3. Analiza wyników

Zamieszczone wyniki mają na celu porównanie skuteczności metod pozwalających na detekcję produktów utleniania WNKT pod względem możliwości jakościowego i ilościowego określenia zawartości produktów peroksydacji WNKT w próbce. Próbowano sprawdzić, jaką powtarzalnością oraz odtwarzalnością charakteryzują się stosowane metody pomiarowe.

3.1. Test TBA

Test przeprowadzono dla oleju lnianego natywnego oraz naświetlanego światłem UV przez 16 godzin. Po przeprowadzeniu reakcji w probówkach zawierających naświetlany olej powstał barwny addukt, co potwierdza wystąpienie procesu utleniania. Przeprowadzenie reakcji w probówkach z olejem natywnym nie doprowadziło do powstania barwnego adduktu. Za każdym razem próbki były odwirowywane, ze względu na obecność strąceniowych produktów przeprowadzonej reakcji. W probówkach naświetlanych wirowanie przyniosło spodziewany efekt – oddzielenie substancji strąceniowej od roztworu, co umożliwiło pobranie roztworu (znad osadu) do analizy spektralnej. W probówkach zawierających olej natywny, mimo kilkakrotnego wirowania strąceniowy produkt reakcji nie opadał na dno próbki. Uniemożliwiało to pobranie roztworu do analizy. Pomiar absorbancji został wykonany dla 60 z 80 próbek (4 eksperymenty po 20 powtórzeń). Czyli był on możliwy jedynie w 20 przypadkach spośród wszystkich czterech eksperymentów. W związku z tym niemożliwe było również wyznaczenie odtwarzalności i powtarzalności tego pomiaru. Dodatkowo wartości absorbancji zmierzone dla kwasu naświetlanego i natywnego nie różniły się znacznie między sobą, pomimo widocznej różnicy w kolorze osadu próbek. Co więcej w przypadku oleju natywnego średnia wartość absorbancji przy $\lambda = 532$ nm była wyższa niż dla oleju naświetlanego, co jest sprzeczne z założeniem metody. Uzyskanie takiego wyniku mogło być spowodowane obecnością, niewidocznych gołym okiem, drobin

produktu strąceniowego, znajdujących się w roztworze pobranym do analizy. Obecność drobin powoduje podwyższenie absorbancji, mimo braku charakterystycznej różowej barwy adduktu świadczącej o utlenieniu próbki.

3.2. Określanie liczby nadtlenkowej

Liczbę nadtlenkową oleju wyznaczono zgodnie z normą [18]. Po dodaniu roztworu jodku potasu do próbek naświetlanych następowała zmiana ich zabarwienia ze słomkowo żółtej na ciemno żółtą/pomarańczową, natomiast zmiana barwy próbki natywnej była nieznaczna. Takie zachowanie próbek świadczyło o wystąpieniu procesu utleniania próbki. Następnie przy miareczkowaniu oleju naświetlanego zużywano około dwa razy więcej titranta niż w przypadku próbek z olejem natywnym, co potwierdziło wcześniejsze obserwacje.

Tabela 3. Porównanie powtarzalności i odtwarzalności wyników uzyskanych z wykorzystaniem testu TBA oraz metody Wheelera

Parametr	Rodzaj eksperymentu				wg [18]
	test TBA		wyznaczanie liczby nadtlenkowej		
	0 min	960 min	0 min	960 min	
Czas ekspozycji na promieniowanie UV	0 min	960 min	0 min	960 min	–
Odchylenie standardowe powtarzalności (S_p)	0,04	0,02	0,21 meq/kg	0,13 meq/kg	0,08–0,36 meq/kg
Odchylenie standardowe odtwarzalności (S_R)	–	0,02	0,18 meq/kg	0,68 meq/kg	0,46–3,06 meq/kg

3.3. Spektroskopia IR

Wynikiem badań spektroskopowych są widma IR. Informacja z nich uzyskana może mówić o przyrostach lub spadku oddziaływań charakterystycznych dla danych grup atomów w związkach. Zatem może powiedzieć o powstaniu nowych cząsteczek poprzez przyrost sygnału w obszarze charakterystycznych oddziaływań dla danego połączenia atomów. Taką informację można uzyskać wykonując widma różnicowe.

Wykonano cztery eksperymenty dla kwasu naświetlanego, w każdym zbierając po trzy widma. Jako miarę powtarzalności w tym przypadku przyjęto uzyskanie takiego samego kształtu widma różnicowego, dla każdego pomiaru tej samej próbki (w obrębie pojedynczego eksperymentu). W dwóch przypadkach powtarzalność ta wynosiła 100%, i w dwóch 83%. Natomiast za miarę odtwarzalności przyjęto uzyskanie takiego samego kształtu widma różnicowego podczas pomiaru kolejnych próbek (w obrębie serii eksperymentów). Podczas pomiarów odtwarzalność wyników wynosiła 100%.

Zarejestrowane widma pozwoliły określić rodzaj zmian w strukturze oleju lnianego po naświetlaniu. Wyniki te sugerują zmiany oddziaływań w obszarze wiązań podwójnych występujących zarówno w kwasach omega-3, jak i omega-6. Dodatkowo obserwowano zmiany oddziaływań w obszarze charakterystycznym dla aldehydów. Zatem wyniki uzyskane podczas badań spektroskopii AIR-FTIR również wykazują utlenienie próbki.

4. Wnioski

Na podstawie uzyskanych wyników można stwierdzić, iż światło UV powoduje utlenianie WNKT.

Test TBA jest metodą niespecyficzną [8, 12, 15]. Proces peroksydacji WNKT jest skomplikowany i wieloetapowy [5], dlatego w badanej próbce oprócz MDA znajdują się inne produkty utleniania WNKT, które również mogą reagować z TBA, dając sygnał przy $\lambda = 532$ nm. Na tej podstawie można stwierdzić, że test TBA nie nadaje się do jednoznacznego określenia ilości MDA w próbce. Uzyskane tą metodą wyniki zależą bardzo silnie od warunków pomiarowych (jak pH, niejednorodny rozkład lipidu w próbce – układ trójskładnikowy Gibbsa), co potwierdza rezultaty uzyskane przez inne zespoły badawcze [8, 12, 15]. Zastosowanie tej metody nie daje informacji jakościowej i ilościowej. Może jedynie wykazać pewną tendencję zmian. Ostatecznie można stwierdzić, że test TBA jest metodą wspomagającą wykrywanie produktów utleniania WNKT i należy ją stosować jedynie w połączeniu z innymi metodami.

Metoda Wheelera wykazuje dobrą powtarzalność i odtwarzalność wyników zgodną z normą [18]. Podobnie jak test TBA jest metodą niespecyficzną, ponieważ wyznaczona liczba nadtlenkowa jest miarą wszystkich substancji w próbce określanych jako aktywny tlen, które utleniają jodek potasu w warunkach określonych w normie [18]. Dzięki niej można określić tendencję zmian w próbce podczas naświetlania. Metoda Wheelera jest metodą bardziej wiarygodną niż test TBA, ponieważ jest znormalizowana, powtarzalna i odtwarzalna. Ze względu na dużą wiarygodność wyników, uzyskanych tą metodą można stwierdzić, iż nie ma konieczności wspomaganie tej metody innymi technikami pomiarowymi do wykrywania postępu procesu peroksydacji WNKT czy lipidów.

Wyznaczone odchylenie standardowe powtarzalności i odtwarzalności dla wyników uzyskanych metodą testu TBA oraz metodą Wheelera mieszczą się w normie [18]. Jednak należy zauważyć, iż aby otrzymać dobrą powtarzalność dla testu TBA należy wykonać dużą liczbę powtórzeń eksperymentu, natomiast w przypadku metody jodometrycznej nie jest to konieczne.

Spektroskopia IR jest metodą umożliwiającą obserwację zmian jakościowych i ilościowych próbki. Poprzez wykonanie widm różnicowych można wnioskować

o zmianach wewnątrz próbki (zmiany strukturalne cząsteczki). Może również pozwolić na określenie pewnych tendencji zmian. Może być stosowana osobno. Jeżeli istnieje konieczność uzyskania informacji ilościowej zmian, należy wykonać pomiary kalibracyjne. W przypadku obserwacji zmian próbki w czasie może być wykorzystana również do analizy ilościowej [3].

Spektroskopia H-NMR okazała się być mało czułą metodą do zastosowania rozważanym przypadku. Zmiany próbki w wybranym czasie naświetlania okazały się zbyt małe, by można było poddać je analizie. Co nie wyklucza możliwości zastosowania tej techniki do wykrywania produktów utleniania WNKT w przypadku dłuższych czasów naświetlania próbki.

Podsumowując można stwierdzić, że w opisanym układzie pomiarowym żadna z powyższych technik nie pozwala na dokładne ilościowe określenie składu próbki po naświetlaniu. Należy jednak nadmienić, iż spektroskopia AIR-FTIR daje taką możliwość. Jednak w tym celu konieczne jest opracowanie odpowiedniej techniki kalibracyjnej, dzięki której będzie można uzyskać informacje o ilości absorbenta. Należałoby się jednak zastanowić, czy nie wygodniejsze byłoby zastosowanie np. chromatografii gazowej. Użycie tej techniki do określenia składu próbki rozwiązałoby wszelkie wątpliwości. Dodatkowo należy nadmienić, że zarówno metoda określania liczby nadtlenkowej oraz spektroskopia AIR-FTIR są metodami bardziej wiarygodnymi od reakcji z TBA.

Podziękowania

Serdecznie dziękuję za udostępnienie laboratorium i sprzętu pomiarowego prof. M. Komorowskiej, mgr inż. A. Szymańskiej i mgr inż. K. Wysockiej. Natomiast za konsultacje naukowe dziękuję dr. hab. K. Kubicy i dr inż. S. Olsztyńskiej-Janus.

Literatura

- [1] ACHRAMOWICZ K., SZARY-SWORST K., *Wielonienasycone kwasy tłuszczowe czynnikiem poprawy stanu zdrowia człowieka*, Żywność Nauka Technologia Jakość, 2005, Vol. 3, nr 44, s. 23–35.
- [2] CHEN X., AHN D.A., *Antioxidant Activities of Six Natural Phenolics Against Lipid Oxidation Induced by Fe²⁺ or Ultraviolet Light*, Journal of the American Oil Chemists' Society, 1998, Vol. 75, No. 12, p. 1717–1721.
- [3] CHRISTY A.A., EGEBERG P.K., *Quantitative determination of saturated and unsaturated fatty acids in edible oils by infrared spectroscopy and chemometrics*, Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems, 2006, No. 82, pp. 130–136.
- [4] DRAPER H.H., POLENSEK L., HADLEY M., MACGIRR L.G., *Urinary Malondialdehyde as an Indicator of Lipid Peroxidation in Diet and Tissues*, Lipids, 1984, Vol. 19, No. 11, pp. 836–843.
- [5] FRUHWIRTH G.O., LOIDL A., HERMETTER A., *Oxidized phospholipids: From molecular properties to disease*, Biochimica et Biophysica Acta, 2007, No. 1772, pp. 718–736.

- [6] GAWEL S., WARDAS M., NIEDWOROK E., WARDAS P., *Dialdehyd Malonowy (MDA) jako wskaźnik procesów peroksydacji lipidów w organizmie*, Wiadomości Lekarskie, 2004, nr 57, s. 9–10.
- [7] HAN E., YANG W., LEE J., PARK Y., KIM E., LIM M., CHUNG H., *The prevalence of MDMA/MDA in both hair and urine in drug users*, Forensic Science International, 2005, No. 152, pp. 73–77.
- [8] HODGES D.M., DELONG J.M., FORNEY CH.F., PRANGE R.K., *Improving the thiobarbituric acid-reactive-substances assay for estimating lipid peroxidation in plant tissues containing anthocyanin and other interfering compounds*, Planta, 1999, No. 207, pp. 604–611.
- [9] HUNTER F.E., GEBICKI J.M., HOFFSTEN P.E., WEINSTEIN J., SCOTT A., *Swelling and Lysis of Rat Liver Mitochondria Induced by Ferrous Ions*, Journal of Biological Chemistry, 1963, No. 238, pp. 828–835.
- [10] JIANG S.J., CHEN J.Y., LU Z.F., YAO J., CHE D.F., ZHOU X.J., *Biophysical and morphological changes in the stratum corneum lipids induced by UVB irradiation*, Journal of Dermatological Science 2006, No. 44, pp. 29–36.
- [11] KARŁOWICZ-BODALSKA K., BODALSKI T., *Nienasycone kwasy tłuszczowe, ich właściwości biologiczne i znaczenia w leczeniu*, Postępy Fizjoterapii, 2007, nr 1, s. 45–56.
- [12] KOSUGL H., KATO T., KIKUGAWA K., *Formation of Red Pigment by a Two-Step 2-Thiobarbituric Acid Reaction of Alka-2,4-dienals. Potential Products of Lipid Oxidation*, Lipids, 1988, Vol. 23, No. 11, pp. 1024–1031.
- [13] LEŚNIAK A., OSTASZ L., *Zmiany właściwości fizykochemicznych oleju rzepakowego poddanego obróbce termicznej i ich kinetyczna analiza*, Zeszyty Naukowe Akademii Ekonomicznej w Krakowie, 2006, nr 700, s. 81–95.
- [14] NAIR V., TURNER G.A., *The Thiobarbituric Acid Test for Lipid Peroxidation: Structure of the Adduct with Malondialdehyde*, Lipids, 1984, Vol. 19, No. 10, pp. 804–805.
- [15] OHKAWA H., OHISHI N., YAGI K., *Reaction of linoleic acid hydroperoxide with thiobarbituric acid*, Journal of Lipid Research, 1987, No. 19, pp. 1053–1057.
- [16] OSTASZ L., *Porównanie dynamiki wzrostu szybkości zmian oksydacyjnych w oleju rzepakowym ogrzewanym w temperaturach poniżej 100°C*, Zeszyty Naukowe Akademii Ekonomicznej w Krakowie, 2004, nr 656, s. 43–55.
- [17] PN-EN ISO 3961:2006. *Oleje i tłuszcze roślinne oraz zwierzęce – Oznaczanie liczby nadtlenkowej. Jodometryczne (wizualne) oznaczanie punktu końcowego*.
- [18] PN-EN ISO 3960:2009. *Oleje i tłuszcze roślinne oraz zwierzęce – Oznaczanie liczby jodowej*.
- [19] STOLYHWO-SZPAJER M., PIKOSZ K., BELLWON J., STOLYHWO A., RYNKIEWICZ A., *Wielonienasycone kwasy tłuszczowe i ich wpływ na czynniki ryzyka miażdżycy ze szczególnym uwzględnieniem ciśnienia tętniczego*, Nadciśnienie Tętnicze, 2001, Vol. 5, nr 3, s. 211–219.
- [20] TROMMER H., BÖTTCHER R., PÖPPL A., HOENTSCH J., WARTEWIG S., NEUBERT R.H.H., *Role of Ascorbic Acid in Stratum Corneum Lipid Models Exposed to UV Irradiation*, Pharmaceutical Research, 2002, Vol. 19, No. 7, pp. 982–990.
- [21] VASCONCELOS S.M.L., GOULART M.O.F., FRANCA MOURA J.B., MANFREDINI M., SILVERA BENFATO M., KUBOTA L.T., *Espécies Reativas De Oxigênio E De Nitrogênio, Antioxidantes E Marcadores De Dano Oxidativo Em Sangue Humano: Principais Métodos Analíticos Para Sua Determinação*, Quimica Nova, 2007, Vol. 30, No. 5, pp. 1323–1338.
- [22] WRONIAK M., ŁUKASIK D., MASZEWSKA D., *Porównanie stabilności oksydatywnej wybranych olejów tłoczonych na zimno z olejami rafinowanymi*, Żywność Nauka Technologia Jakość, 2006, Vol. 1, nr 46, s. 214–221.

Grzegorz CIEŚLIK*, Katarzyna GAŁECKA*, Marzena JANISZEWSKA**
Maciej RACZKOWSKI**, Tomasz SIUDZIŃSKI**

EPR MEASUREMENTS OF CONCENTRATION OF L-ALANINE AND HYDROXYAPATITE FOR THE NEEDS OF DOSIMETRY IN ONCOLOGICAL RADIOTHERAPY

1. Introduction

Measurement of absorbed dose of ionizing radiation with the use of l-alanine and hydroxyapatite is based on measurement of signal intensity by spectroscopy of electron paramagnetic resonance, which is proportional to concentration of radicals occurring in the sample tested with this method [3]. Both l-alanine and hydroxyapatite under the influence of X-radiation create temporarily stable radicals [4]. Due to that, intensity of the EPR signal is proportional to the absorbed dose, which in result means that l-alanine and hydroxyapatite may be used for dosimetric measurements.

The use of megavolt ionizing radiation results in the necessity to use reliable and precise systems of measurement of the absorbed dose in treatment with radiotherapy. To ensure optimal dosimetric control of a patient who is subjected to radiotherapy one has to determine precisely the dose administered in the area of the neoplastic change and in the area of healthy tissues. In order to do that we performed an analysis of two substances, i.e. l-alanine and hydroxyapatite, paying special attention to their dosimetric use in radiotherapy.

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wrocławska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: grzegorz.cieslik@pwr.wroc.pl

**Zakład Fizyki Medycznej, Dolnośląskie Centrum Onkologii, pl. Ludwika Hirszfelda 12, 50-377 Wrocław

There are many scientific works which present possibility to use l-alanine and EPR measuring technique in dosimetry of ionizing radiation both in medicine and industry. The following works may serve as examples: [1, 3, 6, 8]. Current state of knowledge of dosimetric measurements with the use of hydroxyapatite and the EPR measurement technique allows to state that this technique was used mainly in research concerning dating objects from excavations which contained this mineral. There are also works concerning dosimetric measurements on the basis of bone or dentition fragments taken from patients subjected to radiotherapy. The following works may serve as examples: [1, 9, 10].

The aim of our work is to answer the question: Is it possible to use l-alanine and hydroxyapatite dosimeters for the purpose of dosimetry in the scope of radiotherapeutical doses?

2. The subject and methodology of research

The subject of research were dosimeters of ionizing radiation in the form of samples of powdered l-alanine and hydroxyapatite. L-alanine and hydroxyapatite used for construction of dosimeters were made by Merck company.

Calibration of the dosimeters were performed for two ranges of energy of electromagnetic radiation 6 MeV and 18 MeV on the accelerator Clinac 2100 CD made by Varian company. Two types of detectors were calibrated, each of them was made of different material: powdered polycrystalline l-alanine and hydroxyapatite. The detectors, which had the form of capsules, were subjected to electromagnetic radiation of energies of 6 MeV and 18 MeV, grading the value of absorbed dose every 2 Gy within the range of 0.5 Gy to 90 Gy. In both cases the detectors were placed in a specifically prepared phantom made of PMMA in the depth of 5 cm for energy of 6 MeV and 10 cm for energy of 18 MeV. The time of irradiation for each value of the absorbed dose closely connected with energy and depth of measurement was estimated by preparation of appropriate treatment plans in the Eclipse Treatment Planning System. In order to determine the dose precisely, times of irradiation from Eclipse TPS were corrected by the difference between referential efficiency (efficiency introduced in TPS) and efficiency measured in referential conditions with the use of calibrated ionization chamber¹ for both electromagnetic radiation energy values used in the phase of calibration. The Eclipse Treatment Planning System containing configuration data of the accelerator, on which calibration was performed, was previously subjected to a positive verification in the Dosimetric Audit programme (TL) run by Laboratory

¹Calibration certificate issued by Laboratory of Secondary Dosimetric Standards in the Centre of Oncology – the Maria Skłodowska-Curie Institute in Warsaw

of Secondary Dosimetric Standards in the Centre of Oncology the Maria Skłodowska-Curie Institute in Warsaw. All works concerning irradiation of dosimeters made of l-alanine and hydroxyapatite were performed in Lower Silesian Centre of Oncology – Medical Physics Research Unit. The materials obtained this way were subjected to the EPR analysis (electron paramagnetic resonance) in the Institute of Biomedical Engineering of Wrocław University of Technology, where EPR spectra for ionizing radiation dosimeters made of l-alanine and hydroxyapatite were obtained. EPR Analysis was performed with the use of spectrometer made by Wrocław University of Technology working in the X band and spectra parameters: $X = 9.5$ GHz, $A = 1.25$ mT, $t = 0.1$ s. Analysis of experimental data is based on the measurement of intensity H [a. u.] of the central absorption line in EPR spectrum of irradiated dosimeters made of l-alanine and hydroxyapatite. The fact that intensity of EPR signal is proportional to the dose absorbed in the volume of the dosimeter allowed us to make calibration curves of dependence of intensity of EPR in the function of absorbed dose for both types of dosimeters of ionizing radiation.

3. Research results and discussion

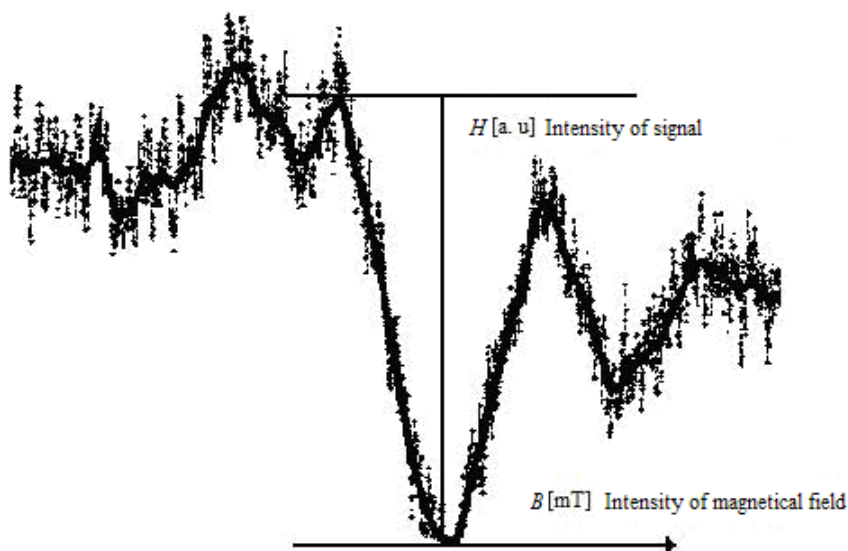


Fig. 1. L-alanine EPR signal

The results obtained in the form of EPR spectra for dosimeters made of l-alanine and hydroxyapatite show significant degree of distortion of spectral lines Fig. 1 and

Fig. 2, it is caused by different orientation and chaotic layout of l-alanine and hydroxyapatite radicals in the dosimeter's volume, because they have the form of powder.

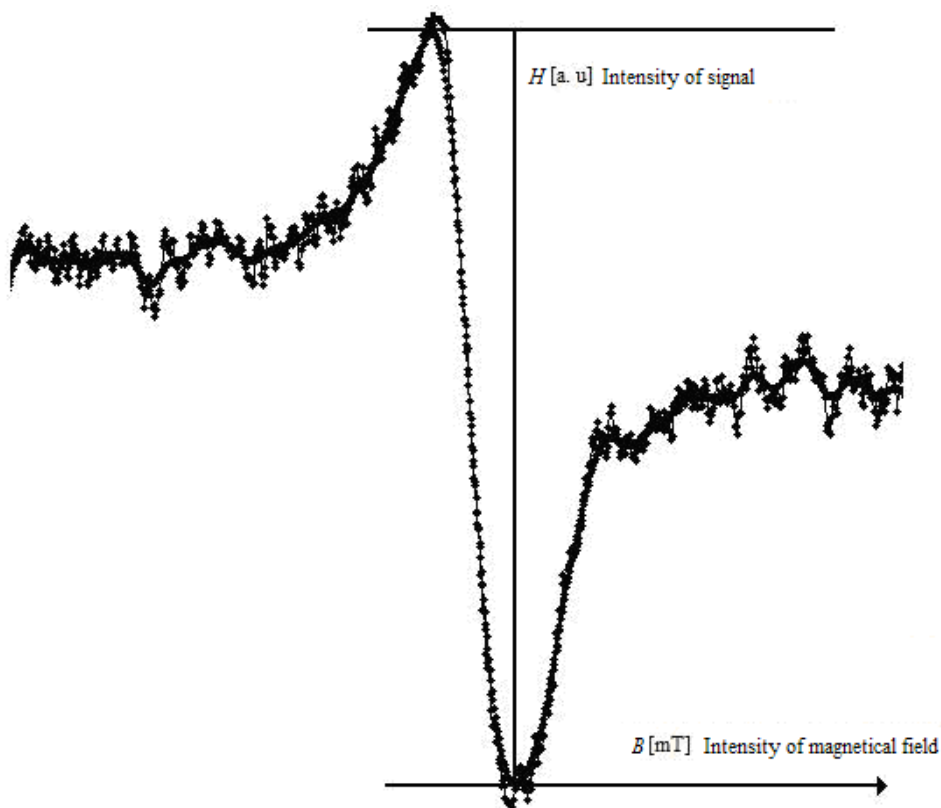


Fig. 2. Hydroxyapatite EPR signal

It may have an adverse influence on the possibility to read the position of measurement points of EPR spectrum. Due to this for measurement of intensity of the EPR signal the best visible central line has been chosen, which for l-alanine and hydroxyapatite lies within the range from $B = 337$ mT to $B = 340$ mT. These results are in compliance with the data from literature concerning characteristics of EPR spectrum of l-alanine and hydroxyapatite radicals; exemplary works [5, 9]. Conclusion of this part of the experiment is an observation that in result of interaction of ionizing X-radiation with dosimeters made of l-alanine and hydroxyapatite there are temporarily stable radicals created in them, concentration of which may be measured with the EPR technique. The results of the analysis of EPR spectra for dosimeters made of l-alanine and hydroxyapatite, subjected to the ionizing X-radiation from the range of radiotherapeutical doses i.e. 0.5 Gy to 4 Gy are presented in Fig. 3 and Fig. 4.

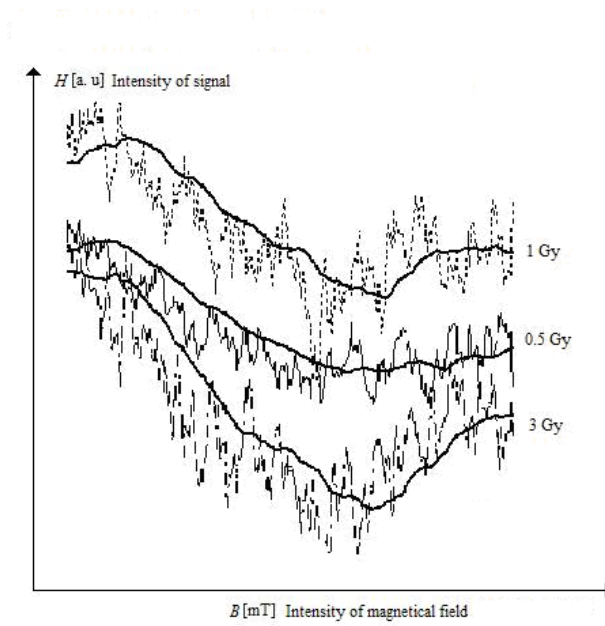


Fig. 3. Hydroxyapatite EPR signal for low radiation dose

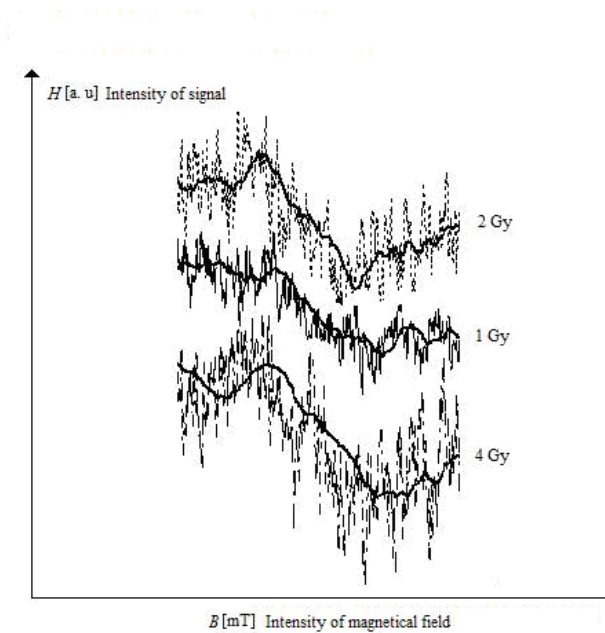


Fig. 4. L-alanine EPR signal for low radiation dose

In these figures one may observe high level of distortions of EPR spectrum; in order to improve possibility to read intensity of the line we introduce averaging curve. Data from the literature to which we would like to refer this part of the experiment confirm the possibility to use l-alanine and hydroxyapatite dosimeters to measurement of small doses of ionizing radiation, used e.g. within one fraction in treatment with radiotherapy. We would like to present here literature titles [2, 10].

A particularly interesting fact resulting from the conducted research, due to the necessity of calibration of dosimeters, is revealing linear relation of EPR signal in the function of absorbed dose in the volume of dosimeters made of l-alanine and hydroxyapatite. Calibration curves are presented by Fig. 5.

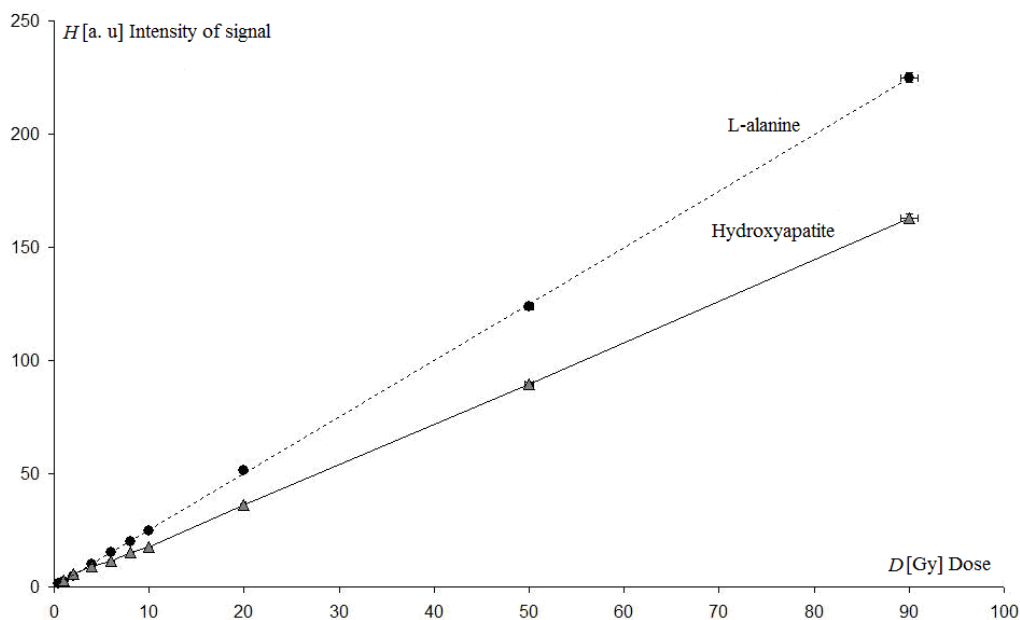


Fig. 5. Hydroxyapatite and l-alanine EPR signal in radiotherapy dose function

The results of research are in compliance with data from the literature also in this issue. Both l-alanine and hydroxyapatite dosimeter show good linearity of intensity of EPR signal in the function of absorbed radiation dose in the range of radiotherapeutical doses. We would like to refer in this case to the works [7, 9].

4. Conclusions

The obtained research results allow unambiguously to state usefulness of ionizing radiation dosimeters made on the basis of l-alanine and hydroxyapatite, to measurement of radiation doses administered to patients in radiotherapy treatment. However, the measurement technique requires from the research team to have experience in interpretation and analysis of EPR spectra, laboratory facilities equipped among others in EPR spectrometer. It is a feature which influences negatively the issue of implementation of this technique of dosimetry to routine everyday testing performed in radiotherapeutical facilities all over the world.

Acknowledgements

We would like to thank cordially Professor Małgorzata Komorowska and Professor Krystian Kubica for valuable instructions and all help connected with the current work. We also thank the Lower Silesian Centre of Oncology for making a measuring position available to us.

Literature

- [1] CIESIELSKI B., SCHULTKA K., PENKOWSKI M., SAGSTUEN E., *EPR study of light illumination effects on radicals in gamma-irradiated l-alanine*, Spectrochimica Acta Part A, 2004, Vol. 60, No. 6, pp. 1327–1333.
- [2] DE ANGELIS D., MATTACCHIONI M., ONORI S., ARAGNO D., DE PAULA U., PANICHELLI V., *Electron arc therapy treatment planning verification with alanine/EPR dosimetry*, Applied Radiation and Isotopes, 2000, Vol. 52, No. 5, pp. 1203–1207.
- [3] DESROSIERS M.F., COOPER S.L., PUHL J.M., MCBAIN A.L., CALVERT G.W., *A study of the alanine dosimeter irradiation temperature coefficient in the -77 °C to +50 °C range*, Radiation Physics and Chemistry, 2004, Vol. 71, No. 1/2, pp. 365–370.
- [4] GANCHEVA V., SAGSTUEN E., YORDANOW N.D., *Study on the EPR/dosimetric properties of some substituted alanines*, Radiation Physics and Chemistry, 2006, Vol. 75, No. 2, pp. 329–335.
- [5] MALINEN E., HEYDARI M.Z., SAGSTUEN E., HOLE E.O., *Alanine Radicals, Part 3: Properties of the Components Contributing to the EPR Spectrum of X-Irradiated Alanine Dosimeters*, Radiation Research, 2003, Vol. 159, No. 1, pp. 23–32.
- [6] MCLAUGHLI W.L., *ESR dosimetry, Radiation Protection Dosimetry*, Radiation Protection Dosimetry, 1993, Vol. 47, No. 1/4, pp. 255–262.
- [7] OLSSON S., BERGSTRAND E.S., *Calibration of alanine dosimeters*, ISRN LiU-RAD-R-92a, 2001.
- [8] SADŁO J., MICHALIK J., STACHOWICZ W., STRZELCZAK G., DZIEDZIC-GOCLAWSKA A., OSTROWSKI K., *EPR study on biominerals as material for retrospective dosimetry*, Nukleonika, 2006, Vol. 51, supp. 1, pp. S95–S100.
- [9] WENCKA M., HOFFMANN S.K., HERCMAN H., *EPR Dating of Hydroxyapatite from Fossil Bones. Transient Effects after γ and UV Irradiation*, Acta Physica Polonica A, 2005, Vol. 108, No. 2, pp. 331–337.

- [10] ZENG G.G., MCEWEN M.R., ROGERS D.W.O., KLASSEN N.V., *An experimental and Monte Carlo investigation of the energy dependence of alanine/EPR dosimetry: I. Clinical x-ray beams*, *Physics in Medicine and Biology*, 2004, Vol. 49, No. 2, pp. 257–270.

Leon CZERNIELEWSKI*, Agnieszka ULATOWSKA-JARŻA*,
Katarzyna KACZKOWSKA*, Halina PODBIELSKA*

ZAGADNIENIA POMIAROWE W MEDYCZNEJ DIAGNOSTYCE FOTODYNAMICZNEJ

1. Wstęp

W ostatnich latach notujemy bardzo duży rozwój metod diagnostycznych związanych z optyką biomedyczną. Oferowane są minimalnie inwazyjne badania optyczne i minimalnie inwazyjne techniki terapeutyczne, które będą odgrywały coraz większą rolę w medycynie. Do szeroko rozumianej optyki biomedycznej należą też metody medycyny fotodynamicznej.

Zagadnienia odpowiedniego dawkowania światłoczułaczy i parametrów promieniowania w medycynie fotodynamicznej nie są dostatecznie poznane [3]. Zarówno w diagnostyce (*photodynamic diagnosis*, PDD), jak i terapii (*photodynamic therapy*, PDT), ważny jest nie tylko dobór parametrów wiązki światła i dawki światłoczułacza, ale też monitorowanie stężenia światłoczułacza w tkance i monitorowanie stężenia tlenu podczas terapii PDT. Wielu badaczy podkreśla, że powinno się dążyć raczej do zminimalizowania dawki światłoczułacza i ewentualnego podwyższenia dawki światła niż na odwrót [11, 12].

Jak widać zasadniczą rolę odgrywa tutaj analiza metrologiczna. Prawidłowe dawkowanie ma znaczenie w kontrolowaniu i planowaniu diagnostyki fotodynamicznej, a także leczenia. Należałoby tak prowadzić diagnostykę i kontrolę postępów zabiegu leczniczego, aby uzyskać maksymalny efekt przy minimalnie możliwym dawkowaniu.

Diagnostyka fotodynamiczna wykorzystuje zjawisko fluorescencji wprowadzonego do tkanki docelowej specjalnego barwnika, zwanego foto- lub światłoczułaczem.

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: leon.czernielewski@pwr.wroc.pl

Procedura ta pozwala na zlokalizowanie zmian patologicznych np. nowotworowych [5, 9]. Fotouczulacz wzbudza się do świecenia promieniowaniem, którego maksimum emisji powinno pokrywać się z pasmem absorpcji charakterystycznym dla danego barwnika. Cząsteczki fotouczulacza powinny charakteryzować się wyższym powinowactwem do komórek nowotworowych niż do komórek zdrowych. Selektywność fotouczulacza jest bowiem ważna zarówno w diagnostyce (PDD), jak i w terapii fotodynamicznej (PDT) [7]. Niniejsza praca stanowi przyczynek do rozwiązania wybranych zagadnień metrologicznych w diagnostyce fotodynamicznej.

2. Problematyka dawkowania w diagnostyce fotodynamicznej

Dawki fotouczulaczy stosowanych w PDD i PDT, określa się w różnych jednostkach. W przypadku podania ogólnoustrojowego stosuje się zwykle stosunki masowe (mg/kg m.c.). Natomiast do zastosowania miejscowego najczęściej podaje się stężenia procentowe aplikowanych roztworów, emulsji, maści, żeli etc. Czasem określa się też stosunek masy barwnika do powierzchni nim pokrytej [mg/m²]. W literaturze dotyczącej ginekologii najczęściej stosowane są te dwie ostatnie wielkości [2].

Jeśli chodzi o dawkowanie światła, należy uwzględnić całkowitą dawkę światła H (gęstość energii), wyrażaną zwykle w J/cm² oraz gęstość mocy I [W/cm²] [8]. Gęstość energii H , przypadająca na powierzchnię S [cm²] naświetlanej tkanki, można kontrolować mocą wyjściową lasera P [W] i czasem naświetlania t [s], zgodnie ze wzorem:

$$H = \frac{Pt}{S}. \quad (1)$$

Gęstość mocy I zależy od mocy wyjściowej lasera P [W] oraz powierzchni naświetlanego obszaru S [cm²]:

$$I = \frac{P}{S}. \quad (2)$$

W dozymetrii powinno się też uwzględniać czynniki biologiczne (jak np. stężenie wolnych rodników tlenowych), a także właściwości optyczne tkanki i fotouczulacza (współczynniki rozpraszania, konwersji λ/hc , współczynnik ekstynkcji fotouczulacza, stężenie fotouczulacza, wydajność kwantową konwersji wzbudzonego światłouczulacza na wolne rodniki). Parametry biologiczne są jednak stosunkowo trudne do określenia, więc w praktyce klinicznej podczas zabiegu kontrolowana jest tylko gęstość mocy promieniowania i czas naświetlania.

3. Wyznaczanie minimalnego stężenia fotouczulacza *in vitro*

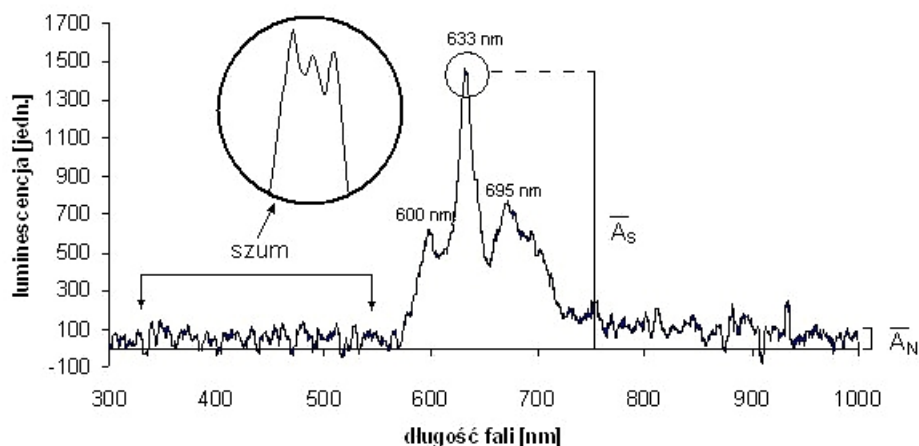
W badaniach zastosowano laser półprzewodnikowy firmy TopGaN, emitujący ciągłą wiązkę fali światła o długości fali (405 ± 1) nm, o mocy wyjściowej $70,0 \pm 1,5$ mW. Falę tę wykorzystano do wzbudzenia fluorescencji wybranych fotouczulaczy przy następujących parametrach: moc 24 mW, gęstość mocy 160 mW/cm^2 .

Badania przeprowadzono na dwóch fotouczulaczach – PPIX (Protoporfiryna IX, Sigma-Aldrich) i FotolonTM (Belmedpreparaty). Barwniki zostały rozpuszczone w buforach fosforanowych (PBS) o pH = 6, pH = 7 i pH = 8 oraz w etanolu, w celu zbadania wpływu kwasowości środowiska na sygnał fluorescencji. Przepisy na 1-litrowe objętości buforów wygenerowano za pomocą programu dostępnego na stronie internetowej The University of Liverpool [13]. Receptury przedstawiono w tabeli 1.

Tab.1. Receptury buforów fosforanowych o różnych pH i sile jonowej 150 mM. Dopelnąć wodą do 1 l

Składnik Bufor	Kwasowy NaH ₂ PO ₄		Zasadowy NaH ₂ PO ₄		Sól NaCl	
	mol	masa, g	mol	masa, g	mol	masa, g
PBS, pH = 6	0,008	0,9600	0,0019	0,2697	0,1404	8,206
PBS, PH = 7	0,0039	0,4680	0,006	0,8518	0,1321	7,722
PBS, pH = 8	0,0006	0,0720	0,0093	1,3202	0,1254	7,331

Pomiary luminescencji dokonywane były za pomocą przenośnego spektrofotometru AvaSpec-3648 firmy Avantes Inc. Najpierw sporządzona została seria roztworów o stężeniu c_0 poprzez rozpuszczenie $1 \text{ mg} \pm 10\%$ fotouczulacza (PPIX lub Fotolon) w 10 ml rozpuszczalnika (PBS lub alkohol etylowy). Następnie przeprowadzono serijne 10-krotne rozcieńczanie, aby otrzymać roztwory o stężeniach: $0,1c_0$, $0,01c_0$, $0,001c_0$ itd.



Rys. 4. Fluorescencja roztworu PPIX w etanolu o stężeniu $c = 5,0 \times 10^{-12} \text{ mol/dm}^3$ wzbudzana laserem ciągłym ($\lambda = 405 \text{ nm}$)

Kolejnym krokiem było zarejestrowanie widm luminescencyjnych badanych próbek. Widma roztworów zawierających światłoczułacz o wysokich stężeniach są łatwe do zarejestrowania, gdyż charakteryzują się wysokim natężeniem. W miarę rozcieńczania roztworów, czyli dla mniejszych stężeń światłoczułaczy, widma stają się coraz bardziej zaszumione i trudniejsze do analizy (rys. 1).

Dla każdego otrzymanego widma obliczono amplitudę sygnału A_S (maksimum fluorescencji) oraz amplitudę szumu A_N , aby wyznaczyć parametr SNR zwany stosunkiem sygnału do szumu (*signal-to-noise ratio*, SNR), który zdefiniowano jako:

$$\text{SNR} = \frac{P_S}{P_N} = \left(\frac{A_S}{A_N} \right)^2, \quad (3)$$

gdzie P to moc średnia; A_S i A_N to wartości skuteczne amplitud (*root mean square*, RMS).

Relację pomiędzy amplitudą skuteczną A_{RMS} , średnią \bar{A} i jej odchyleniem standardowym σ_A opisuje następujące równanie:

$$A_{\text{RMS}}^2 = \bar{A}^2 + \sigma_A^2. \quad (4)$$

Aby wyznaczyć minimalne stężenie fotoczułacza, przy którym można jeszcze zaobserwować jego fluorescencję, wprowadzono pojęcie „dawki granicznej”. Dawka ta zależy zarówno od czułości detektora, jak i precyzji wykonania roztworów o danych stężeniach. W wyniku przeprowadzonych kilkudziesięciu pomiarów, ustalono, iż wartość sygnału określona przez $\text{SNR} = 100$ stanowi graniczną wartość, definiującą minimalne możliwe do zarejestrowania w prezentowanym układzie pomiarowym natężenie fluorescencji, a tym samym odpowiadające mu minimalne stężenie fotoczułacza. W takiej sytuacji amplituda sygnału 10-krotnie przewyższa amplitudę szumu i wydaje to się być optymalnym stosunkiem granicznym przy danej czułości spektrofotometru.

W celu zwiększenia dokładności wyznaczenia dawki minimalnej przygotowano więcej roztworów o stężeniach bliskich granicznemu. Jeżeli wartość minimalna mieściła się między c_n a $c_{n+1} = 0,1c_n$, to wówczas ten przedział został wypełniony nowymi punktami pomiarowymi: $0,9c_n$, $0,8c_n$, $0,7c_n$ itd. Stężenie molowe c danego roztworu opisane jest wzorem:

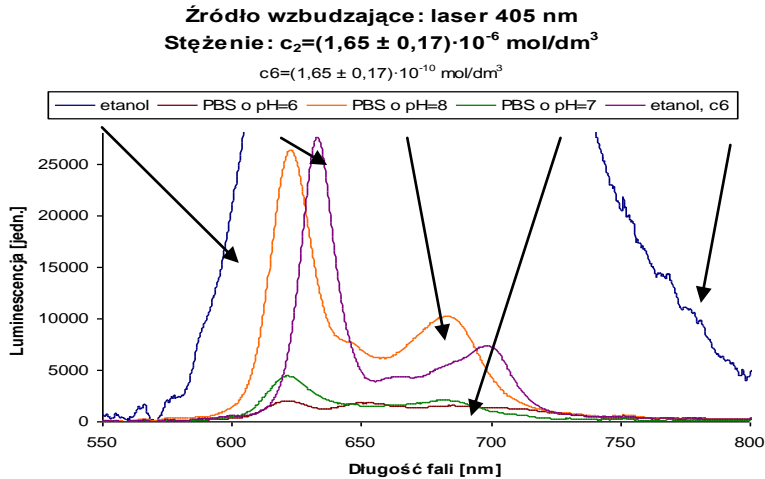
$$c = \frac{m}{MV}, \quad (5)$$

gdzie V to objętość roztworu, m to masa, a M – masa molowa.

Niepewność określenia stężenia molowego wyznaczono metodą różniczki logarytmicznej:

$$\frac{\Delta c}{c} = \frac{\Delta m}{m} + \frac{\Delta M}{M} + \frac{\Delta V}{V}. \quad (6)$$

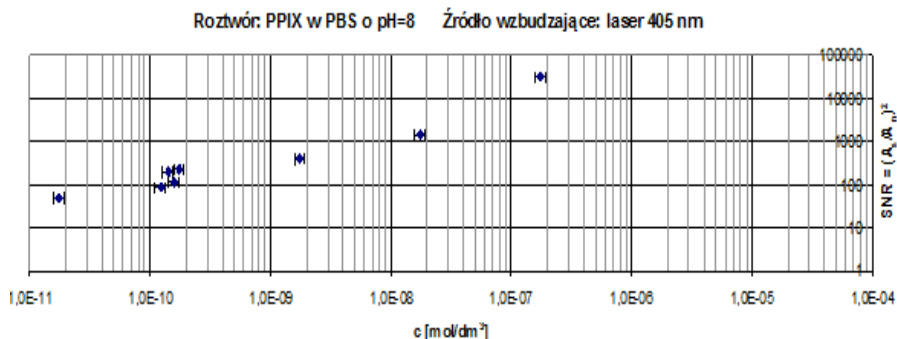
Przykładowe widma fluorescencyjne przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Widma fluorescencji Protoporfiryny IX w różnych roztworach

Wyniki badań sygnałów fluorescencji przedstawiono w formie wykresów zależności SNR (stosunku sygnału do szumu) od stężenia roztworu fotouczulacza c_f . Przykładowy wykres zaprezentowano na rys. 3.

Powyższą analizę przeprowadzono dla obu fotouczulaczy: Protoporfiryny IX i Fotolonu w buforach fosforanowych o różnej kwasowości, a także rozpuszczonych w alkoholu etylowym. Wyniki zebrano w tabeli 2.



Rys. 3. Zależność SNR od stężenia Protoporfiryny IX w buforze fosforanowym o pH = 8

Laser cw, $\lambda = 405 \text{ nm}$, $I = 160 \text{ mW/cm}^2$, $c_{\min} = (1,57 \pm 0,16) \times 10^{-10} \text{ mol/dm}^3$

Tab. 2. Wyznaczone in vitro stężenia minimalne c_{\min} fotouczulaczy Protoporfiryny IX i Fotolonu wzbudzanych promieniowaniem laserowym (cw, 405 nm)

Roztwór	PPIX	Fotolon
	mol/dm ³	mol/dm ³
PBS pH = 6	$(5,34 \pm 0,54) \times 10^{-7}$	$(9 \pm 1) \times 10^{-9}$
PBS pH = 7	$(1,71 \pm 0,18) \times 10^{-8}$	$(3,32 \pm 0,34) \times 10^{-9}$
PBS pH = 8	$(1,57 \pm 0,16) \times 10^{-10}$	$(1,8 \pm 0,2) \times 10^{-14}$
C ₂ H ₅ OH	$(1,65 \pm 0,17) \times 10^{-12}$	$(1,8 \pm 0,2) \times 10^{-10}$

Analiza widm fluorescencyjnych pozwala na dobrą charakterystykę badanych fotouczulaczy. W przypadku roztworów Protoporfiryny IX obserwuje się dwa główne maksima fluorescencji: przy długościach fal (630 ± 5) nm i (694 ± 10) nm. Widma roztworów PPIX w etanolu są przesunięte w kierunku fal dłuższych (o 10 do nawet 20 nm). Nie stwierdzono natomiast przesunięcia w zależności od kwasowości.

W przypadku roztworu PPIX w alkoholu etylowym obserwuje się wyższy sygnał (prawie 100-krotny). Dlatego też na wykresie pokazano widmo roztworu o mniejszym stężeniu. Wynika to z lepszej rozpuszczalności tego fotouczulacza w alkoholu. Analizując widma Fotolonu, obserwuje się tylko jedno maksimum fluorescencji przy długości fali około (661 ± 10) nm. W tym przypadku zaobserwowano natomiast zmianę położenia maksimum w zależności od pH. Im większa kwasowość bufora, tym bardziej pik przesunięty jest w kierunku fal dłuższych. W przeciwieństwie do Protoporfiryny IX, Fotolon rozpuszczał się bardzo dobrze we wszystkich badanych rozpuszczalnikach.

4. Podsumowanie

Fotouczulacze stosowane w medycynie fotodynamicznej powinny cechować się dużą efektywnością diagnostyczną i terapeutyczną. W diagnostyce powinny wskazywać miejsce patologii, w terapii niszczenie patologicznej tkanki powinno wykazywać się jednocześnie minimalnym oddziaływaniu na narządy zdrowe. Stosowane związki chemiczne różnią się między sobą zarówno selektywnością, cytotoksycznością, jak i właściwościami farmakokinetycznymi. Niezwykle ważny jest dobór stężenia fotoaktywnego związku, jak i natężenia oddziaływującego światła, zdolnego wywołać reakcje fotodynamiczne, aby osiągnąć jak najlepszy efekt diagnostyczny lub terapeutyczny przy jednoczesnej minimalizacji szkodliwości zabiegu.

Dozymetria, jako zespół metod pomiaru i obliczania dawek, odgrywa kluczową rolę w medycynie fotodynamicznej. Prowadzi się wiele badań, by określić właściwe dawki fotouczulaczy, czas jaki powinien minąć od aplikacji do naświetlania, gęstość energii i moc promieniowania potrzebne do wywołania efektu fotodynamicznego.

Niniejsza praca porusza podstawowe problemy związane z dozymetrią czynników niezbędnych do przeprowadzenia diagnostyki fotodynamicznej. Diagnostyka ta polega na wzbudzeniu fluorescencji światłoczułacza. Ze względu na zastosowania kliniczne powinno się dążyć do minimalizowania stężenia barwników, aby zapewnić wysokie bezpieczeństwo zabiegów. Stężenia graniczne opisane w naszej pracy, określane były w oparciu o kryterium związanym z analizą SNR. Zmierzono więc odpowiednie amplitudy widm i obliczono parametr SNR. Zdecydowano, że $SNR = 100$ stanowi granicę natężenia fluorescencji możliwej do rejestracji w układzie zastosowanego spektrofotometru, co z kolei pozwala na wyznaczenie odpowiadającego stężenia minimalnego badanych światłoczułaczy.

Analizując niektóre doniesienia literaturowe, można wyciągnąć wnioski, że stężenia światłoczułaczy w tkankach podczas PDT, jak również te wykorzystywane do wizualizacji, są rzędu 10^{-6} – 10^{-5} mol/dm³ (Fotolon) [1] i 10^{-7} mol/dm³ (PPIX) [4]. Wyznaczone przez nas wartości są o kilka rzędów niższe. Należy mieć nadzieję, że uda się to też potwierdzić w badaniach na komórkach.

Badania opisane w niniejszej pracy są prowadzone w ramach grantu MNiSW N N518 427736.

Literatura

- [1] COPLEY L., VAN DER WATT P., WIRTZ K.W., PARKER M.I., LEARNER V.D., *PhotolonTM, a chlorin e6 derivative, triggers ROS production and light-dependent cell death via necrosis*, The International Journal of Biochemistry & Cell Biology, 2008, Vol. 40, pp. 227–235.
- [2] CZERNIELEWSKI L., BWIRE E.G., TETERYCZ E., GRYBOŚ M., PODBIELSKA H., *Developments in photodynamic diagnosis and therapy in gynecology – a review*, [w:] *Aspects of photodynamic medicine II: some clinical aspects and case reports*, Podbielska H., Sieroń A., Stręk W., [Eds], Indygo Zahir Media, Wrocław 2008, s. 177–236.
- [3] CZERNIELEWSKI L., PODBIELSKA H., *Problematyka dozymetrii w diagnostyce i terapii fotodynamicznej w ginekologii*, Acta Bio-Optica et Informatica Medica, 2007, Vol. 13, nr 2, s. 154–158.
- [4] JI Z., YANG G., VASOVIC V., CUNDERLIKOVA B., SUO Z., NESTAND J.M., PENG Q., *Subcellular localization pattern of protoporphyrin IX is an important determinant for its photodynamic efficiency of human carcinoma and normal cell lines*, Journal of Photochemistry and Photobiology B: Biology, 2006, Vol. 84, pp. 213–220.
- [5] JOCHAM D., STEPP H., WAIDELICH R., *Photodynamic Diagnosis in urology: State-of-the-Art*, European Urology, 2008, Vol. 53, No. 6, pp. 1138–1150.
- [6] KACZKOWSKA K., ULATOWSKA-JARŻA A., *Wybrane zagadnienia dozymetrii w diagnostyce fotodynamicznej*, Acta Bio-Optica et Informatica Medica, 2010, Vol. 16, nr 2a, s. 100–103.
- [7] MACCORMACK M.A., *Photodynamic Therapy*, Advances in Dermatology, 2006, Vol. 22, pp. 219–258.
- [8] MORTON C.A., MCKENNA K.E., RHODES L.E., *Guidelines for topical photodynamic therapy: update*, British Journal of Dermatology, 2008, Vol. 159, pp. 1245–1266.

- [9] PODBIELSKA H., SIEROŃ A., STREK W., [red.], *Diagnostyka i terapia fotodynamiczna*, Wydawnictwo Medyczne Urban & Partner, Wrocław 2004.
- [10] ULATOWSKA-JARZA A., KACZKOWSKA K., CZERNIELEWSKI L., KOPACZYŃSKA M., PODBIELSKA H., *Towards the dosimetry in photodynamic medicine – in vitro estimation of minimal photosensitizer dose for photodynamic diagnosis*, Monograph on Medical Physics by Drzazga Z. [Ed.] (in press).
- [11] STAR W.M., *Light delivery and light dosimetry for photodynamic therapy*, Lasers in Medical Science, Vol. 5, No. 2, 1990, pp. 107–113.
- [12] STRINGER M.R., KELTY C.J., ACKROYD R., BROWN S.B., *Light dosimetry measurements during ALA-PDT of Barrett's oesophagus*, Photodiagnosis and Photodynamic Therapy, 2006, Vol. 3, No. 1, pp. 19–26.
- [13] WEBPAGE: <http://www.liv.ac.uk/buffers>

**SYSTEMY POMIAROWE I DIAGNOSTYCZNE.
PRZETWARZANIE SYGNAŁÓW POMIAROWYCH**

Dominik SANKOWSKI*, Marcin BAKAŁA*, Andrzej ALBRECHT*,
Rafał WOJCIECHOWSKI*

METHODOLOGY OF SURFACE TENSION DETERMINATION USING MAXIMUM BUBBLE PRESSURE METHOD

1. Introduction

The phenomena on the solid and fluid states boundary play an important role in many processes in metallurgy, material- and surface engineering. The examples of possible usage are the processes of brazing, composite materials manufacturing, powder sintering, etc. The description of physics-chemical events between fluid and solid state is a relevant technological aspect. The basic phenomenon in joining process is surface wetting by fluid metal. In the technical praxis, the wettability is defined using the adhesion tension, however full analysis of cross-state phenomena requires the knowledge of surface tension value.

2. Surface dynamic properties

Nowadays, metal brazing or materials joining using liquid metals are the most important and popular technological processes. In regard of joined materials variety, the scope of joining process is almost unlimited and the application areas cover i.a. electronics-, gas turbines-, planes- and aeronautics-, new composites with metal body manufacturing. The basic phenomenon of the joining process is surface wetting by

*Katedra Informatyki Stosowanej Politechniki Łódzkiej, ul. Stefanowskiego 18/22, 90-924 Łódź,
e-mail: rwojcie@kis.p.lodz.pl

fluid metal. The wettability is defined as the product of surface tension and wetting angle θ_y defined by E. Young [1] according to formulae:

$$\cos\theta_\gamma = \frac{\sigma_{SV}}{\sigma_{LV}} - \frac{\sigma_{SL}}{\sigma_{LV}}, \quad (1)$$

where:

- θ – wetting angle,
- σ_{SV} – surface tension on the solid – gas boundary,
- σ_{SL} – surface tension on the solid – fluid boundary,
- σ_{LV} – surface tension on the fluid – gas boundary.

The condition of fluid metal dissolving on solid surface is that the cohesive forces of metal fluid molecules interaction should be lower than interaction forces between fluid molecules and atoms on solid surface or the cohesive energy W_k of fluid molecules should be lower than adhesive energy W_a between fluid molecules and solid surface [2]:

$$W_k < W_a. \quad (2)$$

The difference between adhesive and cohesive energy is defined as dissolving parameter k , which value can be calculated as follows [2]:

$$k = W_k - W_a = \sigma_{SV} - \sigma_{SL} - \sigma_{LV} = \sigma_{LV} (\cos\theta_\gamma - 1). \quad (3)$$

The dissolving of fluid metal on solid surface depends mostly on physics-chemical properties of solid and fluid phase, i.e. on its chemical composition, atom bonds, the oxidation of surface, interactions between atoms of both phases, et al, and also on the structure (crystal and amorphous) of solid and geometrical map of its surface (curvature of the surface, waviness, et al) [2].

3. Determination of surface tension

3.1. Laying drop method

The measurement methodology is based on the observation of located on appropriate ground specimen shape changes during its melting in the presence of gas protective atmosphere. The wetting angle is calculated from the three phases contact point

according to the Young definition formulae (1). The second coefficient is determined from the experiment dependencies based on the Porter equation (4). The example of geometrical parameters of L-CuP6Sn braze on Al₂O₃ basis measured during the experiment are shown in Fig. 1 [4]:

$$\frac{\alpha^2}{r^2} = \left(\frac{h}{r}\right)^2 - 0.660 \left(\frac{h}{r}\right)^2 \left[1 - 4.05 \left(\frac{h}{r}\right)^2\right], \quad (4)$$

where:

r – maximum drop radius (dependent on material properties and process conditions, i.a. temperature),

h – height of the drop over the horizontal plane (dependent on material properties and process conditions, i.a. temperature),

α – capillary constant.

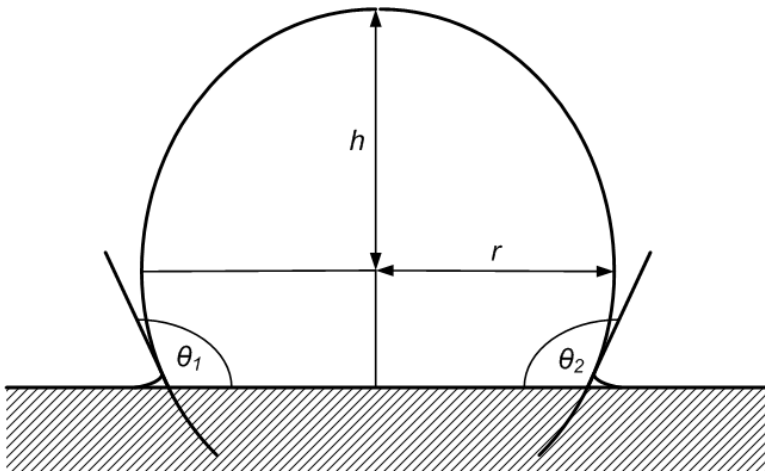


Fig. 1. The example of geometrical parameters of L-CuP6Sn braze on Al₂O₃ basis measured during the experiment (*r* – maximum drop radius; *h* – height of the drop over the horizontal plane; *θ*₁, *θ*₂ – left and right wetting angle)

3.2. Maximum bubble pressure method

The experiment methodology is based on sinking the pipe in liquid metal on appropriate depth *h*. During the experiment, there flows the gas delivered from outside controlled system to the pipe, the bubble on the end of the pipe is formed and the pressure in newly formed bubble is registered. The process of gas bubble forming and

hypothetical pressure is shown in Fig. 2 [6]. The points A and B respond to sweep gas pressure increase, what results of bubble forming. The shape of gas bubble and the value of registered pressure depend on the wettability of pipe by fluid metal. At point C, the pressure achieves the maximum and the bubble has semicircular shape, which radius is equal to the geometrical radius of pipe. At point D and E, the pressure decreases and the radius of bubble curvature is still growing. Finally, the bubble is released from the pipe and the cycle is repeated.

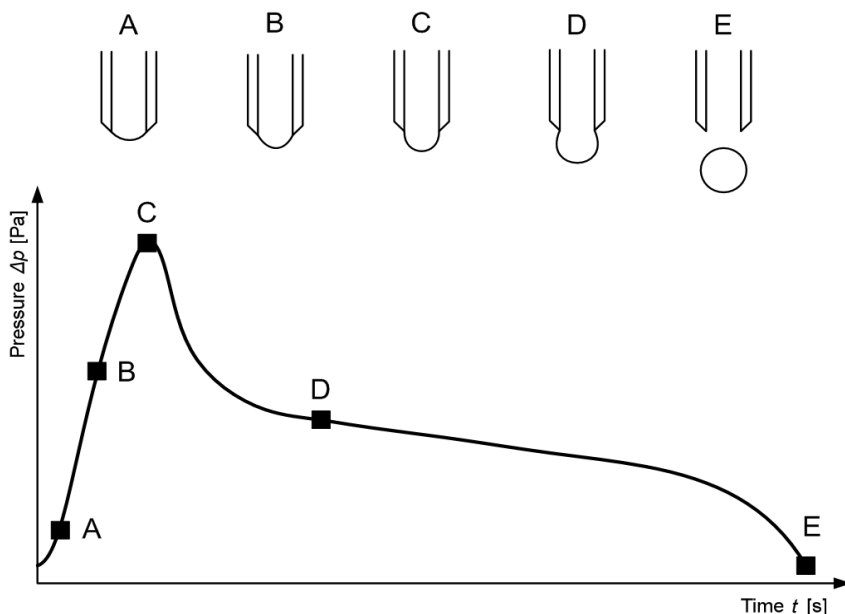


Fig. 2. The stages of bubble forming process and corresponding hypothetical pressure

The calculation of surface tension can be conducted basing on the following formulae:

$$\sigma = 0.5 \cdot r \cdot \Delta p, \quad (5)$$

where:

σ – measured surface tension,

r – radius of the pipe,

Δp – the difference between the pressure of gas flowing through the pipe and the hydrostatic braze pressure, which is needed to abrupt the bubble from the pipe.

4. System for automatic surface tension determination and analysis

In Computer Engineering Department, the automated measurement systems allowing to determine surface tension, were developed (Polish Research Committee grants: 4 T10C 040 22 – *Model of automated brazability tester for industrial purposes* and 8 T10C 005 14 – *Automated measurements of surface tension and wetting angles in high temperature*) [4, 5]. Both systems are computerized and allow for carrying out the measurement experiments series and the analysis of registered process parameters. The first research was focused on i.a. implementation of maximum bubble pressure method in automated device, while the second uses the laying drop observation method.

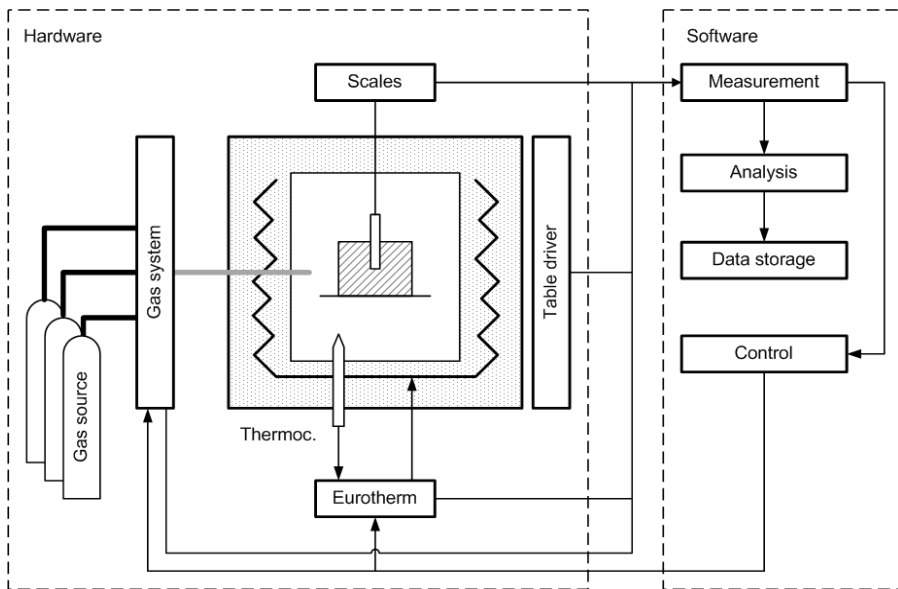


Fig. 3. Configuration of measurement system (hardware components: scales, table driver, Eurotherm – furnace controller, gas system – source and controllers, software tasks: measurement, analysis, data storage and process control) [4]

The surface tension analyzing system is a group of devices controlled by computer system. The cooperation of devices allows for carrying out the measurement experiment along previously described methodology. Fig. 3 shows the configuration of measurement system. The experiment process starts with environment stabilization, when the gas protective atmosphere is activated and the working temperature is set to value over braze melting temperature. Then the pipe connected to external gas system is sinking in fluid braze on appropriate depth. The pressure in external gas system is increased, what starts the bubble forming process. While the bubble is growing, the pressure is observed by the system, pressure slope occurs when the bubble is released.

The experiment sequence diagram is shown in Fig. 4 and the process registered and visualized by computer system in Fig. 5.

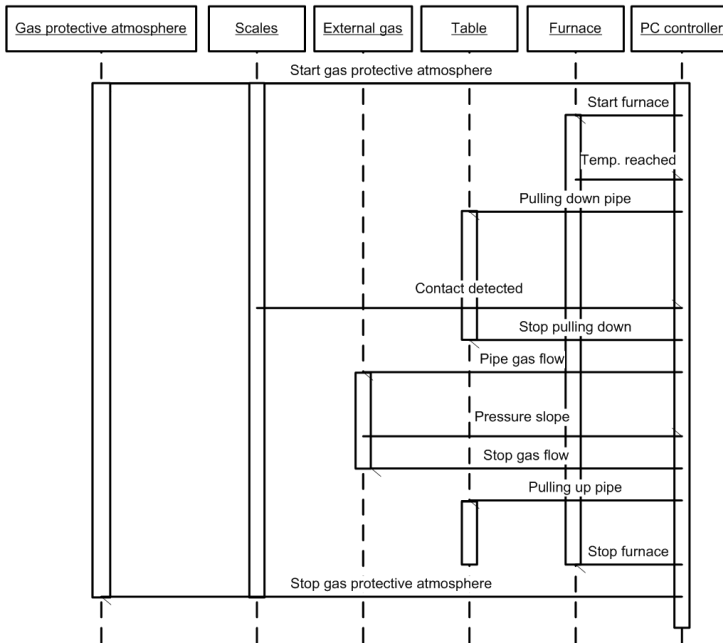


Fig. 4. Experiment sequence diagram

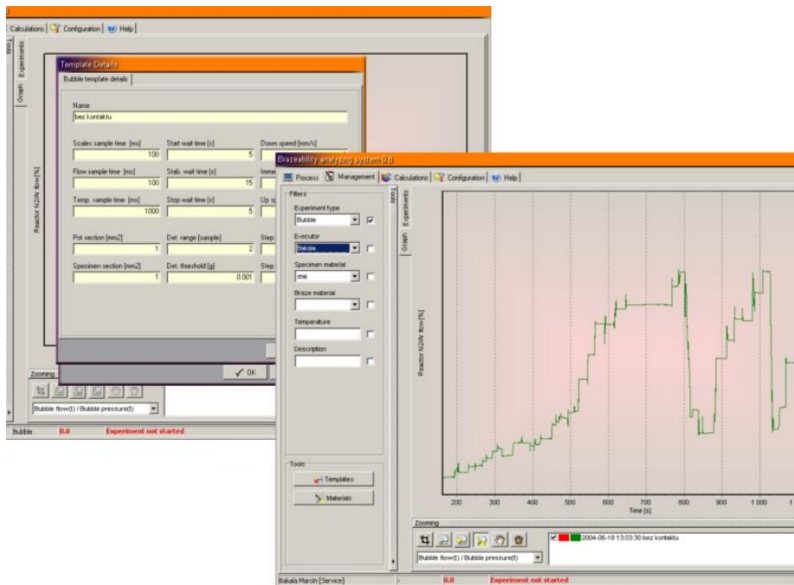


Fig. 5. Bubble experiment process registered and visualized by computer system

Carried out experiments proved the correctness and convergence of results determined using both methods, i.e. maximum bubble pressure- and laying drop method. The comparison of wetting angle and surface tension mean values is presented in table 1. Example results of surface tension measurements carried out for Sn60Pb40 braze material in 250 °C are shown in Fig. 6.

Table 1. Comparison of wetting angle and surface tension mean values determined using maximum bubble pressure and laying drop methods

Specimen	Basis	T °C	Maximum bubble pressure		Laying drop	
			σ_{LV} mN/m	θ °	σ_{LV} mN/m	θ °
Sn	$\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$	1100	487	128	480	126
Al	$\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$	800	890	92	876	90

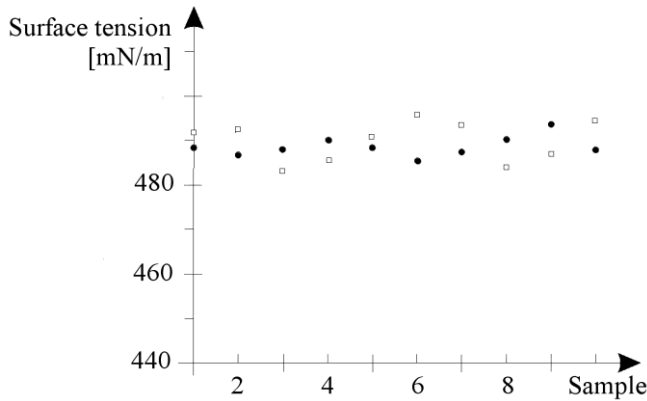


Fig. 6. Example results of surface tension measurements carried out for Sn60Pb40 braze material in 250 °C (□ – results of laying drop method experiments, • – results of bubble maximum pressure method experiments)

5. Summary

The sense of surface tension determination in high-temperatures research is significant in regard of the European Parliament’s directive 2002/95/WE limiting the usage of lead brazes, ruling in Poland since 2006. The studies on new brazing technologies, new braze materials or fluxes, where the surface tension value should be determined, or the optimization of already known technologies by its parameters matching in materials and process aspects (incubation time, gas protective- or reduction atmosphere properties, optimal temperature, etc.) in order to save materials and energy, are

strongly expedient. Presented methodology of surface tension determination and its practical implementation allows for automation of research experiments. Repeatability of experiment results and correctness towards laying drop measurement method proves the propriety of assumed analytical methods. Above mentioned method is a good alternative for laying drop method in virtue of complicated visual set omission.

References

- [1] EUSTATHOPOULUS N., NICHOLAS M.G., DREVET B., *Wettability at high temperatures*, Pergamon Press, Amsterdam–Lausanne–New York–Oxford–Shannon–Singapore–Tokyo 1999.
- [2] FERENC K., NITA Z., SOBIŚ T., *Spawalnictwo*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1999.
- [3] MISSOL W., *Energia powierzchni rozdziału faz w metalach*, Wydawnictwo Śląsk, Katowice, 1974.
- [4] SANKOWSKI D. i inni, *Projekt badawczy KBN nr 8 T10C 005 14: Automatyczne pomiary napięcia powierzchniowego i kąta zwilżania materiałów w wysokich temperaturach*, 2000.
- [5] SANKOWSKI D. i inni, *Projekt badawczy KBN nr 4 T10C 040 22: Model automatycznego testera pomiaru lutowności lutów twardych w wysokich temperaturach*, 2004.
- [6] WŁOSIŃSKI W., *The joining of advanced materials*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2000.

Gabriel DRABIK*, Grzegorz BARON*

WERYFIKACJA POPRAWNOŚCI MONTAŻU UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH NA PODSTAWIE TERMOGRAMÓW

1. Wstęp

W procesie masowej produkcji złożonych układów elektronicznych niebagatelny koszt stanowi testowanie zmontowanego układu. Zawsze możliwe jest drobiazgowo testowanie funkcjonalne, jednak koszt takiego testowania często jest niewspółmiernie wysoki w stosunku do osiąganych korzyści. Działanie układów elektronicznych jest związane z rozpraszaniem mocy w postaci ciepła (szczególnie w przypadku układów wielkiej skali integracji) a ocena ilości oddawanego ciepła może świadczyć o poprawności działania układu. Przeprowadzone badania miały na celu sprawdzenie użyteczności takiej metody sprawdzania układów oraz wypracowanie metodologii badań.

2. Metodologia testowania układów

Finalnym etapem seryjnej produkcji układów elektronicznych jest ich testowanie. Przyczyną nieprawidłowości działania układu może być: użycie wadliwych elementów elektronicznych, nieprawidłowe wykonanie płytki drukowanej (przerwy, zwarcia) bądź nieprawidłowy montaż (elementy w niewłaściwych miejscach, nacieki lutownia itp.). Zmontowane układy mogą być poddawane weryfikacji na następujące sposoby:

- Testowanie pełne – do układu podłączane są sygnały określone według odpowiednio dobranych algorytmów, tak aby przetestować wszelkie możliwe połączenia.

*Instytut Informatyki, Politechnika Śląska, ul. Akademicka 16, 44-100 Gliwice, e-mail: gabriel.drabik@polsl.pl

Jeśli proces taki jest wsparty wygrzewaniem układu (praca przez wiele godzin), prowadzonym w różnych warunkach środowiskowych, prawdopodobieństwo poprawnego montażu jest bliskie pewności. Niestety takie rozwiązanie jest bardzo drogie, gdyż wymaga zaangażowania stosunkowo drogiego sprzętu przez wiele godzin. Drugą skrajnością jest całkowita rezygnacja z testowania układu i przerzucenie tego procesu na użytkownika końcowego. W przypadku błędnego działania układu użytkownikowi po prostu wymienia się urządzenie na nowe. Oczywiście takie podejście wpływa na wizerunek firmy, dlatego jest stosowane wyłącznie przez najmniej renomowanych producentów, którzy dla podniesienia swojej „renomy” często zmieniają marki swoich urządzeń. Inne często stosowane metody to:

- Inspekcja obrazowa (wzrokowa bądź automatyczna) – jest bardzo szybka, pozwala na znalezienie wielu błędów, ale nie pozwala na znalezienie np. błędów wykonania wielowarstwowych płytek drukowanych, błędów pod układami scalonymi (bardzo częste w przypadku struktur BGA) oraz wadliwych elementów.

- Testowanie uproszczone – analogiczne do testowania pełnego tylko trwające kilka sekund.

- Testowanie uproszczone z wygrzewaniem – układ jest zasilany przez kilka godzin, a tylko na końcu przeprowadza się kilkusekundowe testowanie funkcjonalne – daje to duży zysk, gdyż zasilanie układu przez kilka godzin jest znacznie tańsze niż podłączenie go do odpowiedniego testera na ten czas.

- Testowanie dotykowe – metodę tę trudno jest traktować jako systematyczną. Polega na podłączeniu układu, a następnie szybkim dotykaniu kluczowych elementów w celu wykrycia nadmiernego ich nagrzewania się. Pomimo iż metodę tę ciężko jest traktować w pełni poważnie – jest nieprecyzyjna, grozi porażeniem prądem i poparzeniem, jest często stosowana nawet przez profesjonalistów w czasie prototypowania.

Oczywiście możliwe jest mieszanie i tworzenie odmian powyższych metod jednak zawsze będzie właściwa zależność: im testowane będzie tańsze, tym jego skuteczność będzie mniejsza. Paradoksalnie można stwierdzić, że (w większości przypadków) źle zmontowany układ niedziałający jest przypadkiem optymistycznym. Znacznie gorszym przypadkiem jest, gdy układ został źle zmontowany, jednak chwilowo (np. podczas krótkiego testowania) działa poprawnie. Klasycznym przykładem takiego błędu montażowego jest odwrócenie polaryzacji kondensatora elektrolitycznego filtrującego zasilanie. Kondensator taki przez kilkanaście sekund nie tylko nie przeszkadza w prawidłowym funkcjonowaniu układu, ale nawet spełnia swoją funkcję, by po pewnym czasie eksplodować. Korzystanie z tak zmontowanego układu jest bardzo niebezpieczne, gdyż może prowadzić np. do pożaru. Zaproponowana w rozdziale metoda charakteryzuje się dużą szybkością testowania oraz szczególną skutecznością przy wykrywaniu usterek jak opisana poprzednio, czyli prowadzących do niebezpiecznych sytuacji (w szczególności pożaru). Jest to precyzyjniejsza i bezpieczna odmiana metody dotykowej. Nie można jej traktować jako testowanie pełne – wiele błędów mon-

tażowych może pozostać niewykrytych. Przy testowaniu metodą termowizyjną wykorzystywane jest zjawisko niedoskonałości elementów półprzewodnikowych – rozpraszanie mocy w postaci ciepła. Należy przy tym zauważyć, że wydzielanie się ciepła z elementów elektronicznych jest różne dla różnych elementów i funkcji, które spełniają, czy też warunków pracy. W przypadku złożonych układów mikroprocesorowych jest to w szczególności uzależnione od wykonywanego programu. Zarówno zbyt mała, jak i zbyt duża temperatura elementu elektronicznego może świadczyć o nieprawidłowości w działaniu układu.

3. Zasady pomiarów termowizyjnych

Zastosowana w kamerze matryca przetworników pozwala na precyzyjny pomiar natężenia fali elektromagnetycznej. Jeśli jest to zakres długości fali około 7,5–13 μm , to promieniowanie podczerwone jest ściśle związane z temperaturą, jednak nie ma prostego związku pomiędzy natężeniem promieniowania docierającym do przetwornika a temperaturą. Natężenia promieniowania docierającego do przetwornika oprócz temperatury powierzchni promieniującej zależne jest od:

- emisyjności powierzchni promieniującej,
- odbić od badanej powierzchni,
- składu i temperatury atmosfery gazowej – w przypadku powietrza duży wpływ ma wilgotność względna.



Rys. 1. Przykład odbicia termicznego na powierzchni procesora Intel Pentium

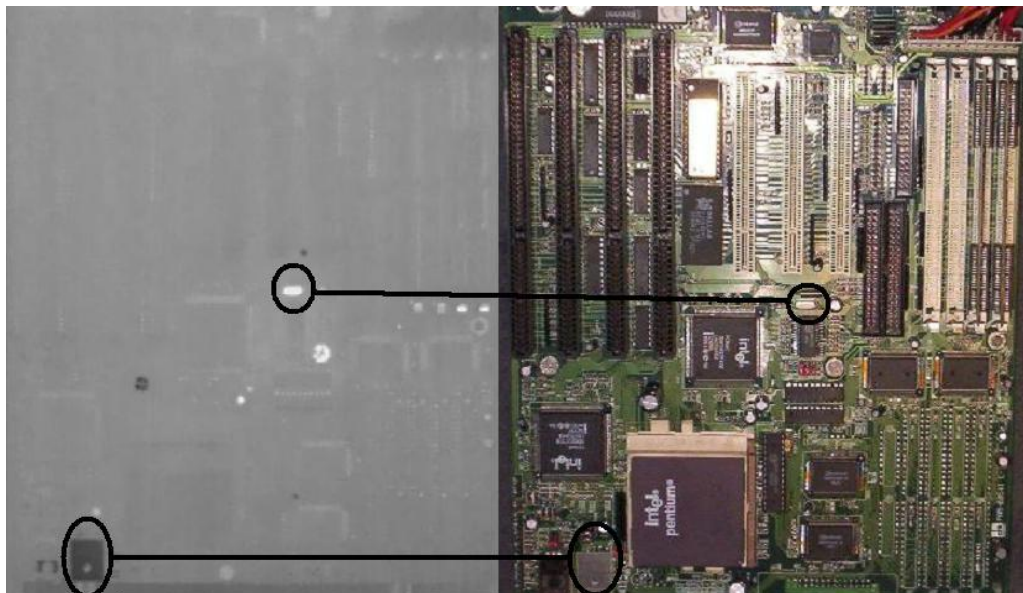
W przypadku pomiarów różnic temperatur na badanych obiektach, wilgotność powietrza nie ma znaczenia, gdyż jednakowo wpływa na wytlumienie promieniowania każdego obiektu.

Zagadnienia odbić nie da się praktycznie uniknąć – konieczne by było otoczenie układu zasłoną z materiału o bardzo niskiej temperaturze oraz niskiej emisyjności.

Znacznie prostszą metodą jest otoczenie układu materiałem o temperaturze zgodnej z temperaturą powietrza i podobnej emisyjności. Należy pogodzić się z faktem, że do emisji własnej elementów zostaną dodane odbicia promieniowania z otoczenia – należy po prostu zadbać, aby owo „doświetlenie” było równomierne dla wszystkich elementów.

Elementy elektroniczne w paśmie podczerwonym charakteryzują się bardzo dużą skutecznością w odbijaniu promieniowania. Na rys. 1 pokazano odbicie palców ręki w obudowie procesora Intel Pentium mającego normalnie kolor śliwkowy - matowy.

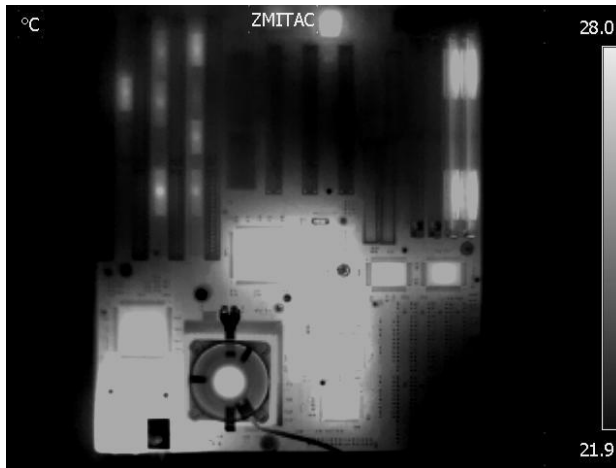
Największym problemem może być zagadnienie różnej emisyjności, która zależy od rodzaju materiału i wykończenia powierzchni.



Rys. 2. Zdjęcie układu elektronicznego zrobione w podczerwieni (termogram) i w zakresie widzialnym

Na rys. 2 przedstawiono układ elektroniczny w temperaturze otoczenia (wszelkie dalsze rozważania i termogramy będą odnosić się do tego układu) Wyróżnione zostały dwa obiekty: jeden to puste pole lutownicze pokryte lutem cynowym, drugi to rezonator kwarcowy. Pomimo iż ich powierzchnie w świetle widzialnym zdają się być podobne w zakresie podczerwieni charakteryzują się diametralnie różną emisyjnością, co powoduje, iż pomimo identycznej temperatury emitują różne ilości promieniowania cieplnego. Przy założeniu emisyjności każdego obiektu na poziomie 0,95, kamera pokazuje temperaturę rezonatora 28,9 °C, natomiast pola lutowniczego 22,1 °C. Rzeczywista temperatura całego układu to 23,2 °C. Wynika z tego, że prosty pomiar temperatur układów elektronicznych za pomocą kamery termowizyjnej jest niemożliwy. Aby przeprowadzić taki pomiar należałoby dla każdego układu stworzyć matrycę emisyjności i odpowiednio korygować wartości pozyskiwane za pomocą kamery.

Analizując działania kilku układów elektronicznych stwierdzone zostało, że do analizy poprawności działania układu w zupełności wystarczą informacje o zmianach temperatur.



Rys. 3. Termogram układu działającego dłużej czas (po osiągnięciu stabilności temperaturowej)



Rys. 4. Termogram układu elektronicznego wykonany po 10 sekundach działania układu

Przeprowadzone eksperymenty wykazały, że użyteczną informację można uzyskać wyłącznie przez pierwszych kilka sekund od włączenia układu. W tym czasie na termogramach widoczne są wyłącznie struktury krzemowe (a nie całe układy scalone). Po kilkudziesięciu sekundach całe układy, ścieżki płytki drukowanej wokół mają zwiększoną temperaturę, a na dodatek te elementy zaczynają „rozświetlać” całą płyt-

kę. Nie sposób jest wówczas odróżnić czy promieniowanie podczerwone jest emitowane, czy też odbijane przez elementy.

Kilkusekundowe testowanie wymusza uruchomienie układu bez przewidzianych radiatorów, które są na ogół zrobione z większych mas metalu i do ich nagrzania potrzebny jest dłuższy czas. Oczywiście uruchamiając układ bez radiatorów (z pewnością potrzebnych, w prawidłowo zaprojektowanym układzie) należy zachować ścisły reżim czasowy, by nie doprowadzić do przegrzania układów pozbawionych przewidzianego chłodzenia. W przykładowym układzie procesor Intel Pentium pozbawiony radiatora osiągnął temperaturę około 50 °C po 10 sekundach od włączenia. W takim przypadku przestawiona wcześniej płytką jest postrzegana jak na rys. 4.

Skala temperatur ustawiona została ręcznie, co powoduje, że wszystkie elementy widoczne na rys. 4 jako białe mają temperaturę 25 °C lub wyższą. Przy badaniach narzucenie tak wąskich granic jest oczywiście pozbawione sensu – operacja ta została dokonana wyłącznie w celu zaprezentowania czytelnej wizualizacji.

4. Algorytm sprawdzania układów

W ramach badań i obserwacji wypracowany został następujący algorytm weryfikacji poprawności działania układów.

1. Wyznaczenie maksymalnego czasu pracy układu bez radiatorów w oparciu o pomiar termowizyjny i dokumentację elementów.

2. Akwizycja jednego termogramu układu modelowego po tym czasie i wyznaczenie na nim następujących punktów i obszarów:

a) centralne punkty elementów, które znacząco nagrzewają się – prawie zawsze będą to środki struktur krzemowych układów scalonych,

b) wyznaczenie obszarów wokół tych punktów tak, aby zawierały cały rozświetlany obszar wokół elementów,

c) geometryczne wyznaczenie obszaru płytki poza powyższymi obszarami (słabo nagrzewającego się).

3. Akwizycja serii termogramów układu modelowego od włączenia do osiągnięcia czasu wyznaczonego w pkt. 1.

4. Wyznaczenie krzywych nagrzewania się układu w centralnych punktach struktur krzemowych.

5. Wyznaczenie krzywej nagrzewania się obszaru słabo nagrzewającego się – poprzez zsumowanie temperatur wszystkich punktów tego obszaru.

6. Przeprowadzenie dla badanego układu operacji opisanych w pkt. 3, 4, 5 w przypadku, gdy podczas akwizycji termogramów dojdzie do znaczącego przekroczenia temperatur wyznaczonych.

7. Wyznaczenie algebraicznej różnicy krzywych dla układu modelowego i układów badanych i kwalifikacja układu, jako sprawnego bądź wadliwego.

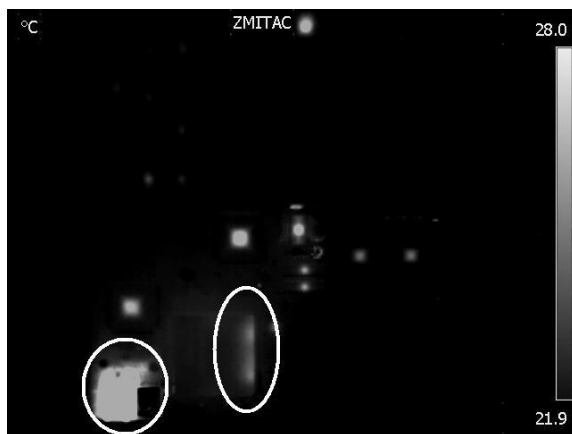
Oczywiście próg dopuszczalnej różnicy pomiędzy układem modelowym, a badanym musi zostać dobrany doświadczalnie i indywidualnie dla każdej serii układów.

W przypadku konieczności powtórzenia akwizycji termogramu dla konkretnego układu należy zwrócić uwagę na konieczność starannego wychłodzenia układu – proces taki może trwać nawet kilkanaście minut.

5. Przykłady usterek



Rys. 5. Termogram układu elektronicznego ze źle zamkniętą dźwignią procesora



Rys. 6. Termogram układu elektronicznego ze zwartymi końcówkami procesora

Na rys. 5 przedstawiono termogram uzyskany po włączeniu układu z nieprawidłowo zainstalowanym procesorem. Poza procesorem nie ma „reakcji termicznej” takich układów jak stabilizator napięcia czy pamięć RAM.

Przypadek przedstawiony na rys. 6 jest podobny do problemów przy montażu układów w obudowach BGA. W tym przypadku zostało zwartych kilka wyprowadzeń procesora (niewidoczne na zdjęciu). Znacząca liczba wyprowadzeń to zasilanie i masa, a więc z dużym prawdopodobieństwem zostały zwarte wyprowadzenia zasilania. Wobec tego struktura krzemowa procesora nie została zasilana, a jedynie nagrzał się bok obudowy w miejscu zwarcia. Niezależnie od tego bardzo szybkemu i silnemu nagrzanemu uległ stabilizator napięcia zasilający procesor, co powinno być sygnałem do natychmiastowego przerwania testowania.

6. Podsumowanie

Analiza termowizyjna jest cenną metodą w diagnostyce układów elektronicznych, szczególnie przydatną przy wykrywaniu usterek grożących pożarem. Z przeprowadzonych eksperymentów wynika, że zazwyczaj wystarczające jest 10-sekundowe testowanie układu, a jedynymi koniecznymi podłączeniami jest podłączenie zasilania układu. Takie podejście umożliwia testowanie układów w czasie rzeczywistym, niemal „w locie” pomiędzy procesami produkcyjnymi. Kamera termowizyjna ma przewagę nad testerami stykowymi, gdyż jej zużycie praktycznie nie zależy od liczby przetestowanych układów, a żadne usterki nie prowadzą do uszkodzenia układu testowego.

Zastosowana w badaniach kamera A320 firmy Flir, ma rozdzielczość 320×240 , przy częstotliwości akwizycji 9 Hz i czułości temperaturowej NETD 70 mK przy $30\text{ }^{\circ}\text{C}$ – parametry takie są w zupełności wystarczające do przeprowadzania opisywanych badań. Proces akwizycyjno-obliczeniowy był przeprowadzany przez komputer PC, kamera ta jest wyposażona w programowalny interfejs wejścia-wyjścia, co umożliwia autonomiczną implementację wspomnianego algorytmu w kamerze (niestety z ograniczeniem do kilku punktów pomiarowych).

Literatura

- [1] FLIR, *Materiały szkoleniowe firmy FLIR*.
- [2] KRUCZEK T., RUDNICKI Z., SACHAJDAK A., *Badania spektralnej emisyjności blachy stalowe*, IV Krajowa Konferencja Termografia i Termometria w Podczerwieni, Łódź 2000, s. 234–239.
- [3] MINKINA W., DUDZIK S., *Termografia w podczerwieni – błędy i niepewności*, *Pomiary Automatyka Kontrola*, 2009, nr 11, s. 868–873.
- [4] MINKINA W., MADURA H., *Pomiary termowizyjne w praktyce*, *Miesięcznik Naukowo-Techniczny*, 2004, 2, Agenda Wydawnicza PAKu, Warszawa 2004.

Janusz OCIEPKA*, Adam KRZYWAŹNIA*

TOR POMIAROWY Z LOGARYTMICZNĄ CHARAKTERYSTYKĄ PRZETWARZANIA

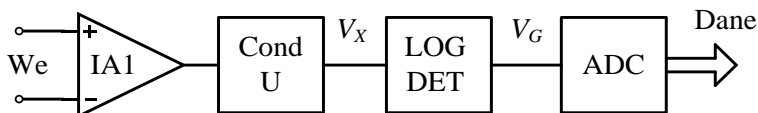
1. Wprowadzenie

Obecnie na rynku można znaleźć szereg układów scalonych realizujących operację logarytmowania jako jedną z funkcji przetwarzania sygnałów. Są to klasyczne wzmacniacze logarytmujące, logarytmujące transimpedancyjne wzmacniacze sygnałów małych częstotliwości, a także bardziej złożone struktury przeznaczone do przetwarzania sygnałów zmiennych wielkiej częstotliwości [3, 4, 5]. W pracy rozważane są zagadnienia związane z zastosowaniem szczególnego rodzaju scalonych przetworników sygnału, pierwotnie przeznaczonych do pomiarów napięć przemiennych. Sygnałem wyjściowym z tych przetworników jest napięcie stałe, proporcjonalne do logarytmu ze średniej wartości bezwzględnej napięcia wejściowego albo stosunku modułów dwóch napięć. W szczególności, wykorzystano układ zawierający detektor do pomiaru logarytmu stosunku dwóch napięć przemiennych i detektor mierzący kąt przesunięcia fazowego, pracujące w szerokim paśmie częstotliwości [1]. Badano możliwości zastosowania tych przetworników w układach do pomiaru impedancji. Wydaje się, że niektóre ich cechy, jak działanie w szerokim zakresie częstotliwości, czy praca przy małych wartościach sygnałów, usprawiedliwiają próbę ich zastosowania w pomiarach impedancji mimo stosunkowo małej dokładności. Pewną zaletą jest także duży względny zakres przetwarzanych wartości sygnału wejściowego, dzięki czemu łatwiej jest rozwiązać zagadnienie zmiany zakresów pomiarowych, które zwykle komplikuje struktury i działanie systemów zawierających wzmacniacze pomiarowe

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50370 Wrocław, e-mail: janusz.ocieпка@pwr.wroc.pl adam.krzywaznia@pwr.wroc.pl

o cyfrowo programowanym wzmacnieniu, zwłaszcza w takich zastosowaniach, jak np. tomografia impedancyjna, gdzie wymagana jest duża szybkość pomiarów.

W literaturze znaleziono jedną pracę o zbliżonej tematyce [6], w której przedstawiono zastosowanie układu detektorów o logarytmicznej charakterystyce w systemie do pomiarów impedancji w paśmie częstotliwości (20 kHz–1 MHz). Znane są starsze opracowania dotyczące np. elektrometrów o charakterystyce logarytmicznej [2]. Pewne trudności sprawia dolny zakres częstotliwości pracy stosowanych elementów scalonych, np. mogą one pracować nominalnie od ponad 100 kHz, ale stosując szczególne rozwiązania układowe można mierzyć nawet przy kilku kHz. Na rys. 1 przedstawiono jednokanałowy układ pomiarowy, który może być wykorzystany do pomiaru napięcia o niewielkich wartościach w szerokim paśmie częstotliwości. Na wyjściu układu detektora z logarytmiczną charakterystyką występuje napięcie stałe V_G proporcjonalne do wartości logarytmu napięcia wejściowego (np. [3]). Napięcie to można przetwarzać na kody cyfrowe za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego i przesyłać do współpracującego z nim mikrokontrolera. Istotną rolę w układzie spełnia blok kondycjonujący, który musi zapewnić m.in. dopasowanie impedancyjne, standardowo 50Ω (ze względu na przeznaczenie detektorów do zastosowań w zakresie wielkich częstotliwości), oraz dopasowanie amplitudy sygnału do wymagań wejścia bloku detektorów. Zadaniem bloku wzmacniacza pomiarowego IA1 jest dopasowanie do mierzonego obiektu. Tor pomiarowy o strukturze jak na rys. 1 może znaleźć zastosowanie w pomiarach napięć zmiennych (np. źródeł), jak i w pomiarach rezystancji lub modułu impedancji dwójników zasilanych wzorcowym prądem zmiennym.

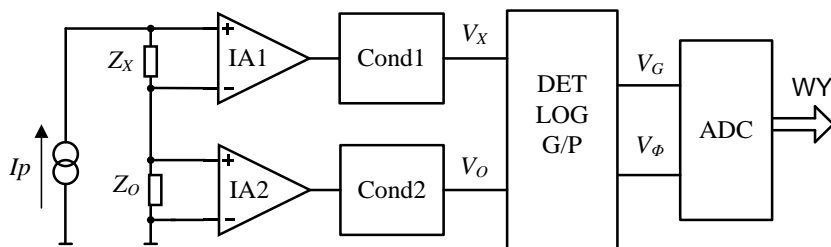


Rys. 1. Schemat toru pomiarowego z detektorem logarytmicznym do pomiaru napięcia zmiennego. IA1 – pomiarowy wzmacniacz wejściowy, CondU – blok kondycjonujący z wyjściem napięciowym, LOG DET – detektor o charakterystyce logarytmicznej, ADC – przetwornik analogowo-cyfrowy, We – wejście różnicowe, Dane – wyjście cyfrowe do systemu mikroprocesorowego, V_x , V_G – napięcia odpowiednio na wejściu i wyjściu detektora o charakterystyce logarytmicznej

Realizacja pomiaru modułu i kąta przesunięcia fazowego wymaga zastosowania struktury złożonej z dwóch kanałów pomiarowych. Do tego celu można wykorzystać blok detektorów pracujących we współrzędnych biegunowych. Na wyjściach detektorów uzyskuje się napięcia stałe proporcjonalne odpowiednio do logarytmu ze stosunku modułów dwóch sygnałów oraz kąta przesunięcia fazowego pomiędzy tymi sygnałami, które można łatwo przetworzyć na wartości cyfrowe.

2. Pomiar impedancji w układzie z detektorem fazoczułym o charakterystyce logarytmicznej

Przykładem zastosowania jest układ do pomiaru impedancji z wykorzystaniem układu scalonego AD8302 (rys. 2), który realizuje pomiar stosunku dwóch sygnałów wejściowych według zależności logarytmicznej (blok detektora fazoczułego G) [3, 4]. Układ ten zawiera także blok fazoczułego detektora fazowego (P), którego napięcie wyjściowe jest liniowo zależne od kąta przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałami wejściowymi. Działanie układu polega na przetworzeniu sygnałów z pola pomiarowego w taki sposób, aby na wyjściu detektorów G i P uzyskać napięcia zawierające informację o wartościach modułu i przesunięcia fazowego mierzonej impedancji Z_X .



Rys. 2. Schemat blokowy układu do pomiaru impedancji z detekcją fazo czułą we współrzędnych biegunowych.

IA1, IA2 – różnicowe wzmacniacze pomiarowe, Cond1, Cond2 – analogowe układy kondycjonujące, DET LOG G/P – układ detektorów, ADC – przetwornik analogowo-cyfrowy,

I_p – źródło prądowego sygnału pomiarowego, V_G – wyjście detektora stosunku napięć, V_ϕ – wyjście detektora fazowego, Z_o – impedancja wzorcowa, Z_x – impedancja mierzona

W tym celu pomiarowe sygnały sinusoidalne z impedancji mierzonej i wzorcowej są wzmacniane za pomocą różnicowych wzmacniaczy pomiarowych. Wzmocnione sygnały są przetwarzane odpowiednio do wymagań detektorów fazoczułych za pomocą analogowych układów kondycjonujących Cond1 i Cond2. Zakładając, że źródło prądu pomiarowego I_p wymusza przebiegi sinusoidalne w układzie Z_X i Z_o , a impedancja Z_o jest impedancją wzorcową, można zapisać równania opisujące zespolone napięcia skuteczne na wyjściach bloków kondycjonujących w postaci:

$$V_X = C_1 Z_X, \quad (1)$$

$$V_o = C_2 Z_o \quad (2)$$

gdzie:

V_X, V_o – wskaźy reprezentujące sinusoidalne napięcia odpowiednio na nieznannej impedancji i na impedancji wzorcowej,

C_1, C_2 – stałe przetwarzania.

Na wyjściu układu detektorów działających we współrzędnych biegunowych uzyskuje się napięcia stałe V_G oraz V_ϕ , które są rezultatem przetwarzania sinusoidalnie zmiennych wejściowych sygnałów V_X, V_O w blokach detektorów. Napięcia wyjściowe tych detektorów w pewnych zakresach zmienności są związane jednoznacznie zależnościami z modułami napięć V_X, V_O i kątem przesunięcia fazowego pomiędzy wskazami V_X i V_O :

$$V_G = C_G \log \frac{V_X}{V_O} - V_{G0}, \quad (3)$$

$$V_\phi = C_\phi \left(\left| \arg(V_X) - \arg(V_O - \frac{\pi}{2}) \right| \right) + V_{\phi 0} \quad (4)$$

gdzie:

C_G, C_ϕ – stałe określające nachylenia odpowiednich charakterystyk detektorów,
 $V_{G0}, V_{\phi 0}$ – stałe określające przesunięcia zera.

Równania (3) i (4) rozwiązano w celu wyznaczenia modułu mierzonej impedancji w odniesieniu do impedancji wzorcowej i jej kąta przesunięcia fazowego.

Układ według rys. 2, z detektorami fazoczułymi w praktycznym wykonaniu z zastosowaniem AD8302, cechuje się możliwością pracy w szerokim zakresie częstotliwości, do ponad 2 GHz. Ze względu na logarytmiczne charakterystyki torów przetwarzania sygnałów pomiar stosunku modułów sygnałów wejściowych może odbywać się w szerokim zakresie wartości napięć, teoretycznie rzędu 60 dB, bez regulacji wzmocnienia, co odpowiada pomiarowi szerokiego zakresu modułów impedancji bez przełączania zakresów. Zalety te są jednak okupione błędami pomiaru, który może dochodzić do kilku, a nawet kilkunastu % w zależności od warunków pomiaru, przy czym tylko część błędów może być zminimalizowana poprzez stosowanie procedury kalibracji. Sygnały pomiarowe muszą być sinusoidalne, w przypadku zniekształceń występuje błąd kształtu przebiegu, ponieważ zastosowane układy detekcyjne są wyposażone w detektory wartości średniej.

Wyznaczenie poprawnych wartości modułu i przesunięcia fazowego mierzonej impedancji wymaga przeprowadzenia procedury kalibracji układu. Celem kalibracji jest wyznaczenie takich wartości parametrów charakterystyk, dla których uzyskuje się minimalne błędy pomiarowe. Do kalibrowania układu wykorzystano metodę podstawienia. Wartość modułu impedancji liczono za pomocą algorytmu numerycznego w systemie mikroprocesorowym, według wzoru:

$$|Z_x| = K_z 10^{\frac{V_G(Z_x)}{M_z}}, \quad (5)$$

gdzie:

$|Z_X|$ – moduł impedancji mierzonej,
 K_Z – współczynnik przetwarzania toru pomiarowego,
 $V_G(Z_X)$ – napięcie stałe zmierzone na wyjściu detektora reagującego na wartość logarytmu stosunku modułów,
 M_Z – współczynnik nachylenia charakterystyki logarytmicznej (w mV/dB).

Podstawiając w miejsce Z_X regulowany rezystor wzorcowy R wyznaczono współczynnik M_Z według zależności:

$$M_Z = V_G(R_2) - V_G(R_1), \quad (6)$$

przy upraszczającym obliczeniu warunku $R_2 = 10 R_1$, gdzie R_1, R_2 są wartościami wzorcowej rezystancji R nastawionymi w procesie kalibracji. Drugi współczynnik równania (5), K_Z , obliczano na podstawie wzoru (7), w którym R_Z jest rezystancją wzorcową, a $V_G(R_Z)$ napięciem zmierzonym na wyjściu toru z detektorem G:

$$K_Z = \frac{R_Z}{10^{\frac{M_Z}{20}} V_G(R_Z)}. \quad (7)$$

Wartość przesunięcia fazowego wyznaczano na podstawie zależności liniowej:

$$\phi = \frac{V_\phi + V_{\phi 0}}{X_\phi}, \quad (8)$$

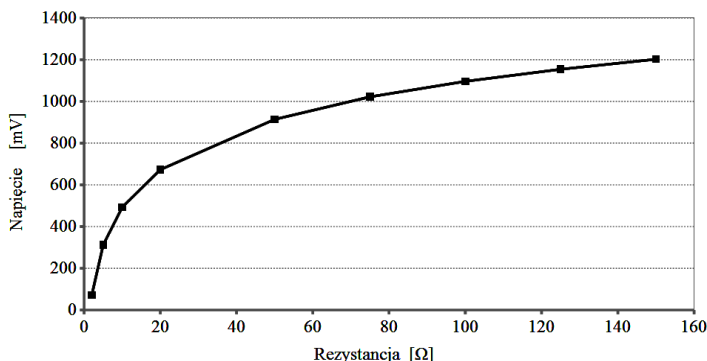
gdzie:

$V_{\phi 0}, X_\phi$ – współczynniki kalibracyjne,
 V_ϕ – napięcie w torze detektora fazoczułego odwzorowującego kąt przesunięcia fazowego.

Współczynniki kalibracyjne do równania (8) wyznaczono przy użyciu generatora dwóch sygnałów okresowych o tej samej częstotliwości, przesuniętych względem siebie o zadaną wartość kąta ϕ . Wartość X_ϕ odpowiada zmianie napięcia w torze przesunięcia fazowego przypadającej na jeden stopień przesunięcia fazowego, $V_{\phi 0}$ jest wartością napięcia w torze odpowiadającą zerowej wartości kąta fazowego.

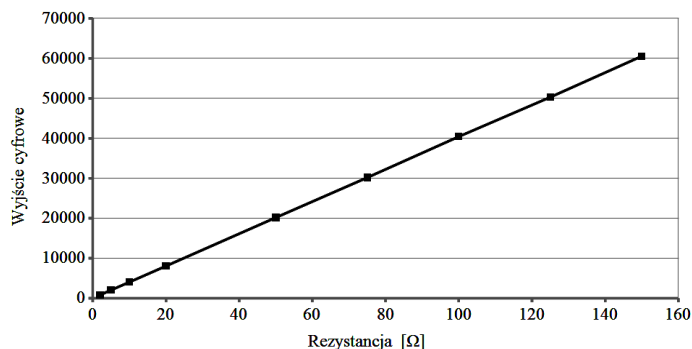
3. Wyniki doświadczeń

W celu eksperymentalnego zbadania właściwości rozważanego układu pomiarowego posłużono się metodą podstawienia. Mierzono wartości wzorcowych rezystancji w układzie czterozaciskowym. W eksperymentach można było wykorzystywać wartości rezystancji wzorcowych R_O (100, 1000 i 10000 Ω) oraz dwie wartości współczynnika wzmocnienia w torze napięciowym (1 i 4).



Rys. 3. Charakterystyka logarytmiczna toru przetwarzania – zależność napięcia wyjściowego toru z przetwornikiem logarytmującym od rezystancji mierzonej, w zakresie 2–150 Ω

Do przetwarzania napięć z wyjść detektorów używano przetwornika analogowo-cyfrowego o nominalnej rozdzielczości 16 bitów. Koncentrowano się na pomiarach małych wartości rezystancji, rzędu kilkudziesięciu Ω, ze względu na przewidywane zastosowania układu. Przykładową charakterystykę logarytmiczną toru przy $R_0 = 100 \Omega$ w zakresie zmian rezystancji mierzonej od 2 do 150 Ω przedstawiono na rys. 3. Po linearyzacji numerycznej w systemie mikroprocesorowym uzyskana charakterystyka ma postać jak na rys. 4. Istotnym czynnikiem procedury pomiarowej jest właściwe wyznaczenie stałych współczynników kalibracyjnych dla poszczególnych wartości rezystorów wzorcowych.



Rys. 4. Charakterystyka toru po linearyzacji cyfrowej.
Zależność wyjścia cyfrowego od rezystancji mierzonej w zakresie 2–150 Ω

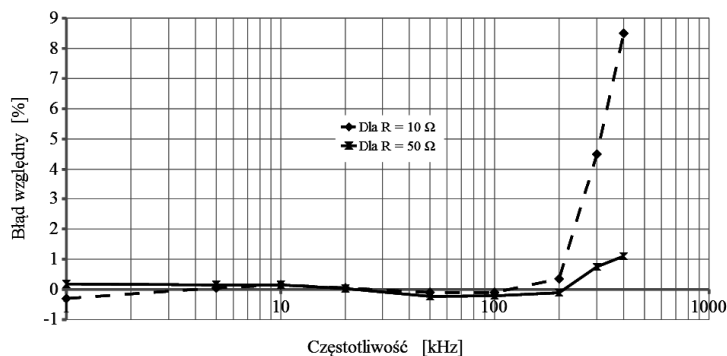
Doświadczalnie stwierdzono, że stosując podział na 3 zakresy pomiarowe można mierzyć moduły impedancji od 5 Ω do 20 kΩ, z względnym błędem < 1%, przy czym są to wyniki przy stałej częstotliwości pomiarowej 10 kHz. W tabeli 1 przedstawiono wyniki przykładowych pomiarów rezystancji w zakresie 40–60 Ω w celu pokazania dokładności odwzorowania rezystancji po linearyzacji, w małym zakresie zmian R .

Błędy podane w tabeli 1 obliczono w odniesieniu do prostej o współczynniku nachylenia równym $403,4$ ziarna/ Ω , którą wyznaczono w procesie kalibracji. Wynika stąd, że błąd rozdzielczości w systemie w odniesieniu do mierzonej rezystancji wynosi około $2,5$ m Ω . Obserwowane błędy w tym przypadku nie przekraczają $0,1\%$, przy czym klasa rezystora wzorcowego wynosiła $0,05\%$. Przykładową charakterystykę częstotliwościową (rys. 5) zmierzono dla małych rezystancji (10 i 50 Ω).

Tabela 1. Wyniki przykładowych pomiarów rezystancji wzorcowej

L.p.	R [Ω]	Wy cyfrowe	Błąd [%]
1	40	16150	0,087
2	41	16553	0,082
3	42	16954	0,066
4	43	17362	0,091
5	44	17763	0,075
6	45	18167	0,071
7	46	18569	-0,068
8	47	18970	-0,052
9	48	19365	-0,009
10	49	19767	0,002
11	50	20166	-0,020

L.p.	R [Ω]	Wy cyfrowe	Błąd [%]
12	51	20564	-0,046
13	52	20966	-0,051
14	53	21360	-0,094
15	54	21777	-0,030
16	55	22170	-0,077
17	56	22581	-0,038
18	57	22989	-0,028
19	58	23382	-0,065
20	59	23787	-0,057
21	60	24185	-0,078



Rys. 5. Zależność błędności pomiaru rezystancji od częstotliwości w zakresie od 1 kHz do 400 kHz
linia przerywana: $R = 10$ Ω , linia ciągła: $R = 50$ Ω

Wyniki wskazują, że błędy częstotliwościowe układu są mniejsze od 1% w zakresie częstotliwości od 1 kHz do 200 kHz. Wzrost błędności częstotliwościowej powyżej 200 kHz jest uwarunkowany charakterystykami częstotliwościowymi użytych wzmacniaczy w torach pomiarowych, jak również zachowaniu się posiadanych i zastosowanych wzorców rezystancji (rezystory klasy 0,05, drutowe, nawój bifilarny). Przeprowadzone eksperymenty w zakresie pomiarów kąta przesunięcia fazowego wykazały, że rezultaty są niedokładne w zakresie małych wartości kąta przesunięcia fazowego, dopiero przy kątach rzędu 20° były akceptowalne. Wynika to ze sposobu działania detektora fazowego, którego najlepsze warunki pracy występują przy kątach

bliskich 45° oraz z poziomu szumów w układzie pomiarowym, które zwiększają niepewność napięcia wyjściowego detektora fazowego.

4. Wnioski

Wstępne wyniki badań układu pomiarowego zawierającego przetworniki parametrów napięć przemiennych na napięcie stałe z logarytmiczną charakterystyką przetwarzania wykazały, że układy tego rodzaju w połączeniu z systemami mikroprocesorowymi mogą stanowić bazę do konstrukcji systemów do pomiarów impedancji w stosunkowo szerokim paśmie częstotliwości, obecnie rzędu kilkuset kHz. Zakres częstotliwości jest w praktyce ograniczony właściwościami bloków kondycjonujących. Możliwe jest uzyskanie niedokładności pomiaru na poziomie mniejszym od 1%, ale przy narzuceniu warunków ograniczających na zakres wartości mierzonych. Wymagane jest zastosowanie procedur kalibracyjnych, które powinny być włączone do algorytmu pomiaru. Okazuje się, że nieliniowa charakterystyka toru nie stanowi istotnego problemu w pomiarach modułu impedancji w niedużych przedziałach zmian tego modułu. Nie udało się jednak praktycznie uzyskać zakresu pomiarowego modułu impedancji większego od ok. 35 dB, mimo że pomiary stosunku napięć można według danych katalogowych wykonywać w zakresie 60 dB. Jest to związane z poziomem szumów w torach pomiarowych, który ogranicza zakres pomiaru małych napięć przy dopuszczalnej wartości błędu. Wymagane są dalsze prace mające na celu lepsze wykorzystanie opisywanych układów analogowego przetwarzania sygnałów.

Literatura

- [1] *AD8302 2.7 GHz RF/IF Gain Phase Detector*, AD8302 Data Sheet, Analog Devices 2002.
- [2] IIDA T., SUMITA K., WAKAYAMA N., YAMAGISHI H., *A Fast-Response Logarithmic Electrometer for Pulse-Reactor Experiments*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1978, Vol. 27, No. 3, pp. 220–224.
- [3] *Low Cost DC-500 MHz, 92 dB Logarithmic Amplifier AD8307*, AD8307 Data Sheet, Analog Devices 2006.
- [4] PILOTTE M., *Operation of RF Detector Products at Low Frequency*, Application Note AN-691, Analog Devices 2005.
- [5] *Precision Transimpedance Logarithmic Amplifier with over 5 Decades of Dynamic Range*, MAX4206 Data Sheet, Maxim 2004.
- [6] YANG Y., WANG J., YU G., NIU F., HE P., *Design and preliminary evaluation of a portable device for the measurement of bioimpedance spectroscopy*, Physiological Measurement, 2006, Vol. 27, No. 12, pp. 1293–1310.

Janusz OCIEPKA*, Adam KRZYWAŹNIA*

GENERACJA PASMOWYCH SYGNAŁÓW TESTUJĄCYCH METODĄ SYNCHRONICZNEJ MODULACJI AMPLITUDY

1. Wprowadzenie

Identyfikacja obiektów dynamicznych w dziedzinie częstotliwości wymaga dedykowanych metod pomiarowych, służących do eksperymentalnego wyznaczenia charakterystyk częstotliwościowych tych obiektów. Istotną częścią tego zagadnienia jest wytwarzanie odpowiednich sygnałów testujących, za pomocą których pobudza się badany obiekt. Pomiar odpowiedzi badanego obiektu ma dostarczyć dane doświadczalne potrzebne do utworzenia jego modelu, przedstawianego np. w postaci charakterystyk częstotliwościowych lub ogólniej do wyznaczenia funkcji przenoszenia obiektu. Zagadnienie wyboru optymalnego sygnału testującego było szeroko rozpatrywane w literaturze, zwłaszcza pod koniec XX wieku. Przegląd najważniejszych sygnałów testujących można znaleźć w [1, 4], w szeregu prac analizowano szczegółowo właściwości poszczególnych rodzajów sygnałów oraz badano metody ich optymalizacji [np. 2]. Szczególne znaczenie przypisuje się szerokopasmowym sygnałom testującym, ze względu na ich właściwości, korzystne ze względów praktycznych. Do najważniejszych szerokopasmowych sygnałów testujących (SPST) zalicza się sygnały poliharmoniczne (*multisine*), pseudolosowe sygnały binarne (PRBS) [6], w tym sygnały PRBS o maksymalnej długości sekwencji (MLS). W ostatnich latach obserwowano zainteresowanie także ternarnymi sygnałami pseudolosowymi (PRTS, *sygnały trójpoziomowe*) [5]. Wszystkie wymienione sygnały są stosowane w paśmie podstawowym.

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wrocławska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: janusz.ocieпка@pwr.wroc.pl, adam.krzywaznia@pwr.wroc.pl

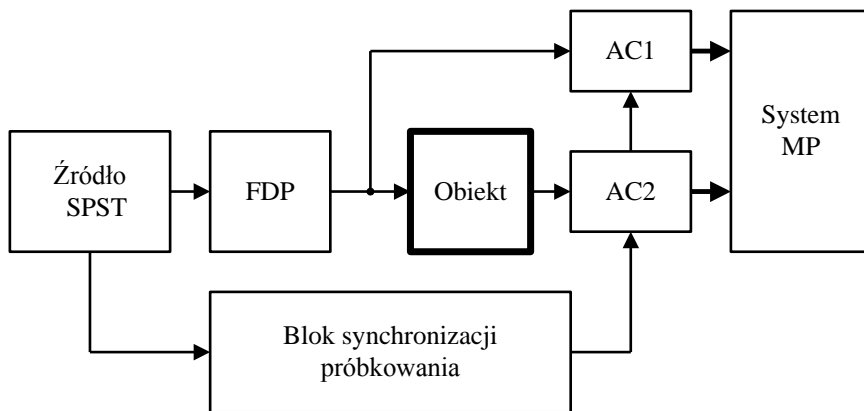
W niniejszej pracy przedstawiono zagadnienie wytwarzania testowych sygnałów pasmowych o podobnych właściwościach jak PRBS, ale o przesuniętym widmie częstotliwości, przystosowanych do zastosowania w systemach wykorzystujących cyfrowe metody przetwarzania sygnałów. Do wytworzenia sygnału wykorzystano zasadę przełącznikowej modulacji amplitudy (manipulacja amplitudy). W rezultacie otrzymuje się sygnał okresowy, którego widmo mocy koncentruje się w pewnym wybranym zakresie częstotliwości.

2. Szerokopasmowe sygnały testujące w pomiarach charakterystyk częstotliwościowych

2.1. Metoda pomiarowa

Prace nad szerokopasmowymi sygnałami testowymi są związane z potrzebami pomiarowymi, dotyczącymi pomiarów charakterystyk częstotliwościowych obiektów, które mogą być opisywane stacjonarnymi modelami liniowymi (*linear time invariant system*). Przy założeniu liniowości obiektu spełnia on zasadę superpozycji, zatem jego odpowiedź na sygnał złożony z wielu składowych harmonicznym może być dokładnie rozdzielona na poszczególne składowe. Ta właściwość umożliwia zastąpienie pomiarów wykonywanych przy wielu częstotliwościach przy wymuszeniu harmonicznym jednym pomiarem dokonywanym przy wymuszeniu sygnałem szerokopasmowym. Ograniczeniem w zastosowaniu tej metody jest odstępstwo charakterystyk obiektu od przypisywanego mu modelu liniowego, ponieważ nieliniowość charakterystyk obiektu wprowadza błędy, których nie można skorygować. Ten niekorzystny aspekt stosowania szerokopasmowych sygnałów testowych próbuje się rozwiązać w taki sposób, że konstruuje się sygnały o specyficznym ukształtowanym widmie, co umożliwia sprawdzenie poziomu zniekształceń nieliniowych w tym samym pomiarze, w którym wyznacza się charakterystyki częstotliwościowe [5]. Pomiar charakterystyk częstotliwościowych za pomocą SPST wymaga zastosowania metody opartej na cyfrowym przetwarzaniu sygnałów (CPS), gdyż tylko taka realizacja tego procesu pomiarowego jest efektywna. Konieczne jest próbkowanie, najlepiej synchroniczne, sygnału testowego na wejściu obiektu badanego oraz jego odpowiedzi, aby uzyskać teoretycznie najkrótszy czas pomiaru. Uzyskane zbiory próbek służą jako dane wejściowe algorytmu wyznaczania charakterystyk częstotliwościowych. Znane z literatury szerokopasmowe sygnały testujące są wykorzystywane w paśmie podstawowym, tzn. ich pasmo częstotliwościowe zawiera się od częstotliwości 0 do pewnej częstotliwości granicznej f_m . Stosowane w takim przypadku metody pomiarowe wymagają próbkowania tych sygnałów z częstotliwością co najmniej równą $2f_m$, aby spełnić warunki

prawidłowego wyznaczenia ich cyfrowej reprezentacji wynikające z twierdzenia o próbkowaniu [3].



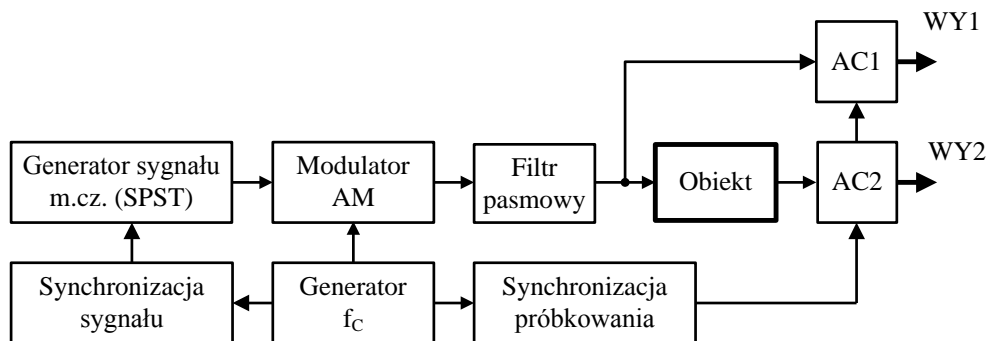
Rys. 1. Schemat blokowy systemu CPS z próbkowaniem synchronicznym do pomiaru charakterystyk częstotliwościowych obiektu liniowego za pomocą szerokopasmowego sygnału testującego.

FDP – filtr dolnoprzepustowy (antyaliasingowy), AC1, AC2 – próbkujące przetworniki analogowo-cyfrowe, System MP – system mikroprocesorowy do obsługi procesu pomiarowego

W przypadku stosowania sygnałów typu SPST z nieciągłościami skokowymi występuje zawsze problem ograniczania widma tych sygnałów przed próbkowaniem za pomocą analogowych filtrów dolnoprzepustowych w celu uniknięcia szkodliwego efektu niejednoznaczności widma (*aliasing*). Schemat blokowy typowej realizacji układu pomiarowego przedstawiono na rys. 1. Możliwe są pewne uproszczenia struktury, np. posługiwanie się wzorcową postacią widma sygnału testującego, zapisaną w pamięci sytemu mikroprocesorowego. W rozważanej metodzie sygnał SPST po filtracji dolnoprzepustowej traktuje się jako sygnał periodyczny będący złożeniem pewnej liczby składowych harmonicznnych, których amplitudy i kąty początkowego przesunięcia fazowego można wyznaczyć na podstawie zarejestrowanych zbiorów próbek odpowiednich sygnałów. Do tego celu wykorzystuje się dyskretne przekształcenie Fouriera (DFT), które w tym przypadku służy do wyznaczenia zespolonych współczynników Fouriera sygnałów pomiarowych.

Opisana zasada pomiarowa może być zastosowana do wyznaczania charakterystyk częstotliwościowych obiektów w pewnym, relatywnie wąskim, paśmie częstotliwości (f_{\min} , f_{\max}). W tym celu należy posłużyć się odpowiednim sygnałem testującym, którego widmo pokrywa wymagany zakres częstotliwości. Do wytworzenia sygnału pasmowego można wykorzystać modulację amplitudy, co spowoduje przesunięcie widma danego sygnału z pasma podstawowego do pożądanego zakresu częstotliwości. Schemat odpowiedniego układu pomiarowego przedstawiono na rys. 2, na którym

pokazano oprócz modulatora także bloki synchronizujące. Zastosowanie synchronizacji pomiędzy sygnałem nośnym a sygnałem modulującym stabilizuje fazę przełączania sygnału nośnego, co ściśle determinuje właściwości sygnału modulowanego. Ze względu na to, że sygnał wynikowy podlegający analizie jest sygnałem pasmowym o ograniczonej szerokości widma, a także okresowym, do jego dyskretyzacji można zastosować podpróbkowanie.



Rys. 2. Schemat blokowy systemu z próbkowaniem synchronicznym do pomiaru charakterystyk częstotliwościowych obiektu liniowego za pomocą pasmowego sygnału testującego. Generator f_c – generator sygnału sinusoidalnego (nośna), AC1, AC2 – próbkujące przetworniki analogowo-cyfrowe, WY1, WY2 – wyjścia do systemu mikroprocesorowego

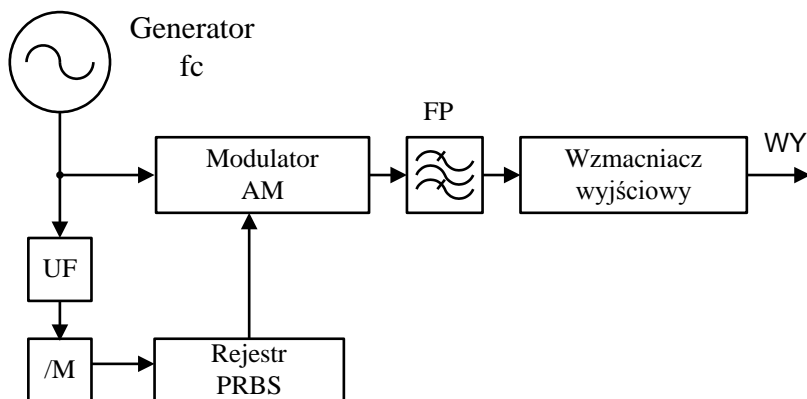
W analizie sygnału szerokopasmowego omawianego typu metodą podpróbkowania wystarcza próbować go z częstotliwością

$$f_s \geq 2(f_{\max} - f_{\min}), \quad (1)$$

ponieważ informacja o bezwzględnej wartości częstotliwości nośnej nie jest potrzebna. Do analizy bierze się tylko te obrazy składowych sygnału, które należą do pierwszego obszaru aliasingu, tj. takie, dla których zachodzi zależność $|f_i - k \cdot f_s| < f_s/2$, gdzie f_i jest częstotliwością składowej sygnału, k jest liczbą naturalną. Zakładając, że poszczególne składowe sygnału nie interferują ze sobą w obiekcie badanym, podpróbkowany sygnał wyjściowy dokładnie odwzorowuje oryginalny sygnał wyjściowy. W przypadku stosowania sygnałów typu MLS o długości $T_{\text{SYG}} = (2^n - 1)T$, gdzie T jest czasem trwania podstawowego impulsu sygnału, po ograniczeniu szerokości widma sygnału możliwe jest podpróbkowanie na zasadach znanych z literatury przedmiotu [3]. W niektórych zastosowaniach niekorzystną cechą jest liczba impulsów sygnału równa $2^n - 1$, która jest niekompatybilna z rozmiarem bloku danych wejściowych szybkiego algorytmu dyskretnego przekształcenia Fouriera o podstawie 2.

2.2. Przełącznikowy układ modulacji amplitudy

Przełącznikowy układ modulacji amplitudy (rys. 3) realizuje funkcję mnożenia sygnału wielkiej częstotliwości o postaci $x(t) = A \sin(2\pi f_c t)$ przez sygnał małej częstotliwości opisany okresowo powieloną funkcją bramki $G(t/T)$.



Rys. 3. Schemat blokowy systemu synchronicznej modulacji przełącznikowej z sygnałem modulującym typu PRBS do wytworzenia pasmowego sygnału testującego.

Generator f_c – generator sygnału sinusoidalnego (nośna), UF – układ formujący (na wyjściu sygnał binarny TTL), $/M$ – dzielnik częstotliwości o współczynniku podziału M , FP – filtr pasmowy, WY – wyjście sygnału testującego

W najprostszym przypadku na wyjściu modulatora przełącznikowego obserwuje się dwa poziomy sygnały wielkiej częstotliwości, np. X_{\max} , gdy $G(t/T)$ jest równe 1, oraz X_{\min} , gdy $G(t/T) = 0$. W przypadku sygnałów typu PRBS można je traktować jako złożenie przesuniętych sygnałów bramki o tej samej szerokości.

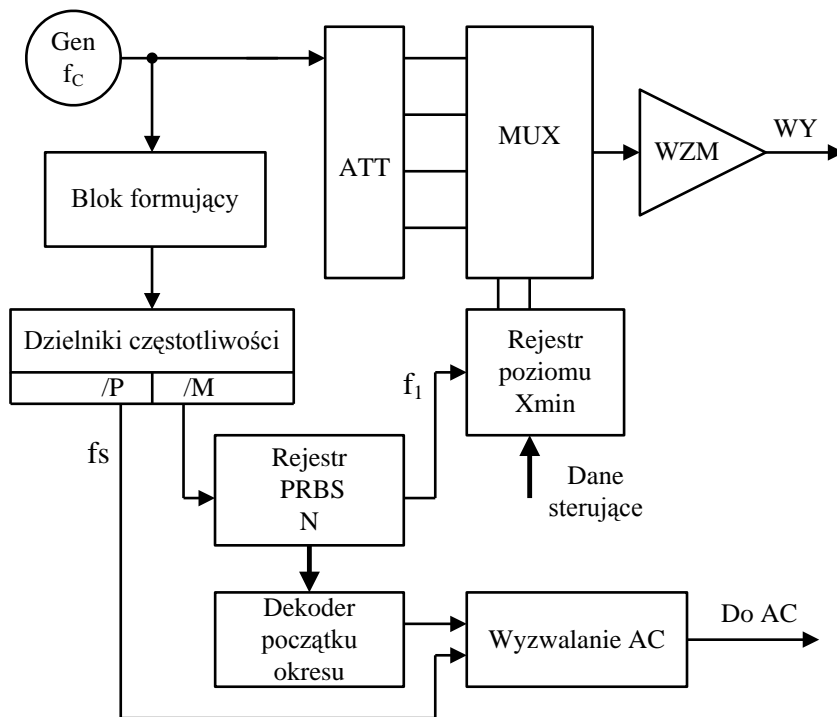
Modulator przełącznikowy działa w sposób synchroniczny wtedy, gdy zmiany amplitudy sygnału modulowanego występują zawsze w tej samej fazie sygnału nośnego. Efekt ten uzyskuje się wtedy, gdy szerokość modulującego sygnału bramki jest równa całkowitej wielokrotności okresu sygnału nośnego w.cz. $T = K T_c$, gdzie T_c jest okresem sygnału modulowanego w.cz. W opisywanym układzie (rys. 4) amplituda sygnału nośnego X_{\max} pozostaje stała, modulacja polega na manipulacji wartością X_{\min} . Do wytworzenia zbioru potrzebnych wartości X_{\min} w układzie służy dzielnik rezystancyjny. Współczynnik głębokości modulacji amplitudy m jest zdefiniowany wzorem

$$m = \frac{X_{\max} - X_{\min}}{X_{\max} + X_{\min}}, \quad (2)$$

stąd wynika, że do uzyskania założonej wartości m należy przy danej wartości X_{max} nastawić wartość $X_{min} = X_{max} (1 - m)/(1 + m)$. Wartość skuteczna sygnału modulowanego sygnałem MLS wynosi w przybliżeniu

$$X_{sk} = X_{max} \frac{\sqrt{1 + m^2}}{1 + m} \quad (3)$$

Wiadomo, że sprawność energetyczna tego typu modulacji amplitudy jest nieduża (< 33% przy sinusoidalnym sygnale modulującym), a duża część mocy jest skoncentrowana w sygnale nośnym f_c . Pogarsza to właściwości widmowe sygnału wynikowego, ponieważ dominuje w nim składowa f_c mająca największą wartość ze wszystkich składowych widma, a najbardziej korzystne byłoby widmo o jednakowych wartościach modułu.



Rys. 4. Schemat blokowy zrealizowanego układu synchronicznej modulacji przełącznikowej z sygnałem modulującym typu PRBS z uwzględnieniem toru do sterowania podpróbkowaniem synchronicznym.

Gen f_c – zewnętrzny generator sygnału sinusoidalnego (nośna), ATT – dzielnik rezystancyjny, MUX – multiplexer analogowy, WY – wyjście sygnału testującego, WZM – wzmacniacz wyjściowy

Praktyczne rozwiązanie układu działającego według opisanej zasady przedstawiono na rys. 4. W przedstawionym układzie przełączanie wejść analogowych bloku mul-

tipleksera odbywa się synchronicznie z sygnałem wielkiej częstotliwości. W przykładowej realizacji z czterowejściowym przełącznikiem analogowym można wprowadzić 4 stopnie podziału dzielnika rezystancyjnego. Ustawienie wybranego stopnia podziału polega na uaktywnieniu właściwego wejścia przełącznika analogowego za pomocą sterującego wejścia cyfrowego (w przykładzie wystarczają 2 bity sterujące). Założono, że w położeniu odpowiadającym stanowi logicznemu '1' na wejściu sterującym wyjściowy sygnał modulatora ma amplitudę maksymalną, tj. odpowiadającą poziomowi 0 dB. Stan logiczny '1' od sygnału PRBS na wejściu uaktywniającym rejestr wymusza wartość maksymalną amplitudy na wyjściu modulatora, natomiast stan logiczny '0' włącza przełącznik analogowy, ustawiając wybrany poziom amplitudy, przypisany danemu cyfrowemu wejściu sterującemu. W ten sposób można realizować schodkową modulację poziomu sygnału. Teoretycznie przełączanie wejść powinno zachodzić w momencie przejścia sygnału nośnego przez zero, jednak występujące w układach cyfrowych opóźnienie przesuwają moment przełączenia wyjść modulatora do innej fazy tego sygnału.

Istnieje możliwość korekcji tego opóźnienia przez wprowadzenie dodatkowego, kontrolowanego opóźnienia w torze synchronizacji sygnału PRBS. Zachodzi także zjawisko drżenia chwil przełączania (*jitter*) na skutek losowych zmian opóźnienia w torze cyfrowym. W pewnych sytuacjach należy uwzględnić opisane efekty ze względu na ich wpływ na jakość wytwarzanego sygnału oraz na proces jego dyskretyzacji.

2.3. Podpróbkiwanie sygnału pasmowego

Widmo sygnału wytwarzanego przez przełącznikowy układ modulacji amplitudy wykazuje cechy charakterystyczne dla klasycznej modulacji AM. W widmie mocy sygnału wystąpi zatem prążek o częstotliwości f_c oraz dwa boczne pasma zawierające prążki pochodzące od składowych sygnału modulującego, rozłożone symetrycznie względem częstotliwości nośnej f_c . Teoretycznie szerokość widma sygnału modulującego jest tu nieograniczona, ale ze względu na zmniejszanie się amplitud składowych ze wzrostem ich indeksu należy przyjąć praktycznie użyteczną liczbę składowych, a resztę składowych wytlumić za pomocą filtra dolnoprzepustowego. Jako kryterium przyjęto dopuszczalny spadek wartości składowych w paśmie użytecznym nie większy niż 12 dB, stąd liczba składowych w jednym paśmie bocznym wynosi $3/4 N$. Pasma użyteczne całego sygnału zawiera się zatem w umownym zakresie:

$$(f_{\min}, f_{\max}) = (f_c - \frac{3}{4} Nf_1, f_c + \frac{3}{4} Nf_1), \quad (4)$$

gdzie f_1 jest częstotliwością podstawową sygnału PRBS (odwrotność okresu tego sygnału). Zgodnie z twierdzeniem o próbkowaniu sygnał pasmowy można próbkiować

z częstotliwością według wzoru (1), tu korzystnie jest wybierać częstotliwości zgodne z częstotliwościami zer widma PRBS, które występują przy wielokrotnościach Nf_l , wybierając $f_s = KNf_l$ przy $K = 2, 3, 4, \dots$. Wykorzystując okresowość sygnału, można także próbkować sygnał tylko jeden raz w okresie, przez $2(2^n - 1)$ okresów. Przykładowo, przy $K = 2$ oraz przy 2 próbkach w elementarnym impulsie PRBS, otrzymano wzór na częstotliwość próbkowania:

$$f_s = \frac{2f_c}{M(2^{n+1} - 1)}. \quad (5)$$

Podpróbkowanie synchroniczne tego sygnału można zrealizować przez wytworzenie sygnału cyfrowego zsynchronizowanego z sygnałem testującym, spełniającego zadane zależności czasowe, co uzyskuje się w proponowanym układzie w wyniku doboru współczynników podziału częstotliwości P i M w torach sygnału i synchronizacji. Przykładowo, w zrealizowanym modelu przy $f_c = 504$ kHz, $M = 800$, $N = 63$, uzyskano $f_l = 10$ Hz, pasmo sygnału testującego według przyjętego kryterium zawiera się w przedziale $(504 \pm 0,5)$ kHz, $f_s = 5040$ Hz (przy $P = 100$), co daje $K = 2$ i mierzy się dwie próbki w elementarnym impulsie sygnału PRBS. Współczynnik M dla podpróbkowania według wzoru (5) wynosi 50800, przy $f_s = 9,92125984$ Hz. Przedstawione obliczenia służą tylko do ilustracji istniejących zależności, ponieważ częstotliwość f_c może być zmieniana, co pociąga za sobą adekwatną zmianę wszystkich zależnych sygnałów w układzie.

3. Podsumowanie

W pracy przedstawiono zagadnienie związane z rozszerzeniem zakresu wykorzystania sygnałów szerokopasmowych w stronę większych częstotliwości, w szczególności rozważano wytwarzanie sygnałów pasmowych uzyskanych za pomocą modulacji amplitudy sinusoidalnego sygnału nośnego sygnałem typu PRBS. Zaproponowany sposób wytwarzania sygnałów pasmowych cechuje się stosunkowo prostą realizacją techniczną w postaci modulatora przełącznikowego działającego synchronicznie z sygnałem modulowanym. Zastosowanie synchronizacji sygnału modulującego z modulowanym umożliwia uzyskanie sygnału o zdefiniowanych właściwościach, co jest istotną cechą wymaganą od sygnałów testujących. Przedstawiony układ jest dostosowany do współpracy z próbkującymi przetwornikami analogowo-cyfrowymi. Jednocześnie z sygnałem testującym wytwarzany jest sygnał sterujący do próbkujących przetworników analogowo-cyfrowych, dzięki czemu można uzyskać dobre parametry metrologiczne, związane z deterministycznym charakterem procesu przetwarzania sygnałów w układzie pomiarowym. Układ może znaleźć zastosowanie w pomiarach charakterystyk częstotliwościowych obiektów o selektywnych właściwościach (filtry,

rezonatory), w pomiarach w wybranych wąskich pasmach z dużą rozdzielczością częstotliwościową. Zmiana częstotliwości sygnału nośnego powoduje automatyczną zmianę innych częstotliwości w układzie. Stosując generator typu DDS jako źródło f_C można uzyskać dalsze możliwości programowego sterowania procesem pomiarowym, zwłaszcza w zakresie precyzyjnej kontroli częstotliwości.

Literatura

- [1] GODFREY K.R., TAN A.H., BARKER H.A., CHONG B., *A survey of readily accessible perturbation signals for system identification in the frequency domain*, Control Engineering Practice, 2005, Vol. 13, No. 11, pp. 1391–1402.
- [2] GUILLAUME I., SCHOUKENS P.J., PINTELON R., KOLLÁR I., *Crest-factor minimization using nonlinear Chebyshev approximation methods*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1991, Vol. 40, No. 6, pp. 982–989.
- [3] LYONS R.G., *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 1999.
- [4] SCHOUKENS J., PINTELON R., VAN DER OUDERAA E., RENNEBOOG J., *Survey of excitation signals for FFT based signal analyzers*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1988, Vol. 31, No. 3, pp. 342–352.
- [5] TAN A.H., FOO M.F.L., *Ternary pseudorandom signal design for uniform excitation and reduced effect of nonlinear distortions*, Electronics Letters, 2006, Vol. 42, No. 12, pp. 676–677.
- [6] TAN A.H., GODFREY K.R., *The generation of binary and near pseudorandom signals: An overview*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, 2002, Vol. 51, No. 4, pp. 583–588.

Wojciech OLIWA*

DOKŁADNOŚĆ METODY INTERPOLOWANEJ DFT W ODNIESIENIU DO WIDM WIELOPRAŻKOWYCH

1. Wstęp

Analiza widmowa wykorzystująca DFT umożliwia wyznaczenie różnych parametrów badanego sygnału takich jak częstotliwość sygnału i jego moc, współczynnik zniekształceń nieliniowych, czy współczynniki głębokości modulacji. Prawie zawsze pierwotnymi parametrami wyznaczanymi z widma są parametry prążków widmowych, czyli częstotliwość, amplituda i, rzadziej, faza. Ze względu na dyskretny charakter analizowanego widma i często niedużą liczbę próbek tegoż widma, wyznaczenie częstotliwości tylko na podstawie indeksu próbki widma dyskretnego obarczone jest stosunkowo dużym błędem kwantowania. Aby wyznaczyć częstotliwość prążka widma dyskretnego ze znacznie większą dokładnością stosowana jest metoda Interpolowanej DFT zaproponowana w pracach [1, 2] i rozwijana następnie przez wielu autorów.

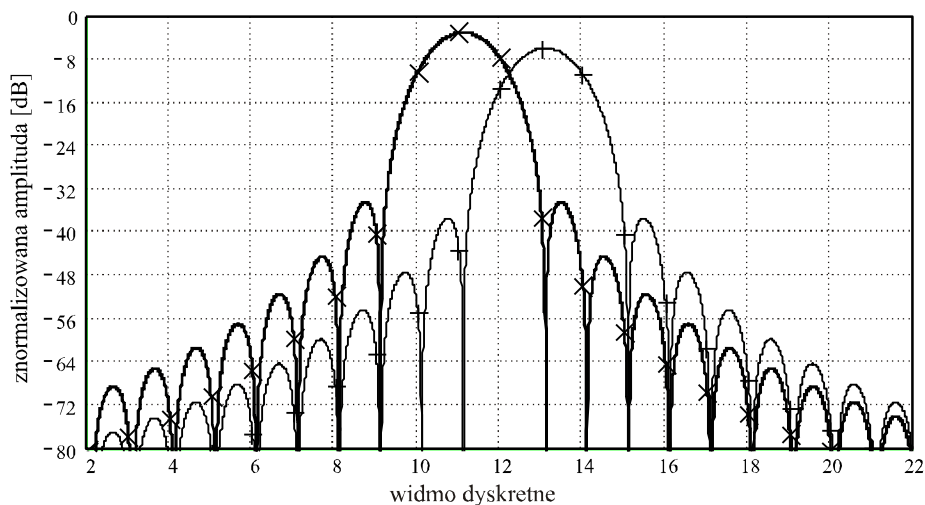
Metoda Interpolowanej DFT polega na wyliczeniu poprawki częstotliwości, będącej ułamkiem kwantu widma dyskretnego. Poprawkę tę wyznacza się na podstawie wartości kilku próbek widma dyskretnego za pomocą zależności, która nazywana dalej będzie *funkcją mierzącą*. Warto zauważyć, że różne odmiany metody Interpolowanej DFT wykorzystują odmienne funkcje mierzące, ale zawsze jest to zależność przybliżona, a więc wyznaczona za jej pomocą poprawka częstotliwości jest obciążona pewnym błędem systematycznym [3–7].

W pracy [8] zaproponowana została modyfikacja metody Interpolowanej DFT polegająca na zastosowaniu nowej funkcji mierzącej, której zalety to bardzo mały błąd systematyczny oraz jednakowa postać wzorów obliczeniowych dla wszystkich funkcji okienkowych i konieczność wcześniejszego wyznaczenia jedynie jednego parametru

*Instytut Elektroniki, Politechnika Śląska, ul. Akademicka 16, 44-101 Gliwice, woliwa@polsl.pl

dla danej funkcji okienkowej. W [9] wyprowadzono bardzo istotną teoretyczną zależność średniej niepewności wyznaczenia częstotliwości metodą Interpolowanej DFT od stosunku sygnał/szum. Poznanie tej zależności pozwala na szacowanie granicznej dokładności metody w rzeczywistych zastosowaniach. W niniejszej pracy dokonana zostanie analiza możliwości zastosowania metody Interpolowanej DFT w odniesieniu do widm wieloprzędkowych.

Zasada działania tradycyjnych częstotliwościomierzy cyfrowych polega na zamianie sygnału, którego częstotliwość jest mierzona, na sygnał cyfrowy i zliczaniu impulsów owego sygnału cyfrowego. Z tego powodu pomiar częstotliwościomierzem cyfrowym sygnału o widmie wieloprzędkowym, na przykład sygnału w obecności zakłóceń, może być bardzo utrudniony lub wręcz niemożliwy. Metody pomiaru częstotliwości bazujące na analizie widmowej nie posiadają aż takich ograniczeń. Ich własnością wynikająca z zastosowania transformacji Fouriera jest selektywność i możliwość pomiaru wielu parametrów kilku prędków jednocześnie. Jeśli prędkie w analizowanym widmie są odpowiednio od siebie oddalone, dokładność wyznaczenia częstotliwości prędków powinna być podobna jak w przypadku widma jednoprzędkowego. Ta selektywność jest jednak ograniczona zarówno dyskretnym charakterem widma, jak również koniecznością stosowania funkcji okienkowych, które poszerzają listek główny prędkie widmowego.



Rys. 1. Fragment widma sygnału będącego sumą dwóch sygnałów sinusoidalnych. Grubą kreską z xkami zaznaczono sygnał mierzony o częstotliwości F równej 11,1, a krzyżykami sygnał zakłócający, o częstotliwości f równej 13,1

Metoda Interpolowanej DFT, która umożliwiła obejście wspomnianych ograniczeń, korzysta z dwóch próbek widma dyskretnego do wyznaczenia częstotliwości. Zatem najtrudniejsze warunki pomiaru dla metod widmowych występują, gdy prędkie wid-

mowe nakładają się na siebie (rys. 1). W celach porządkowych w dalszej części niniejszej pracy prążek, którego częstotliwość powinna być mierzona z dużą dokładnością nazywany będzie *sygnałem mierzonym*, zaś drugi prążek nazywany będzie *sygnałem zakłócającym*.

2. Istota metody Interpolowanej DFT

W porównaniu do wcześniej stosowanych funkcji mierzących nowa funkcja mierzająca, zaproponowana w [8], zmniejsza wielokrotnie błąd systematyczny odtworzenia częstotliwości prążka. Dzięki temu, w większości praktycznych przypadków, możliwe jest wykorzystanie metody Interpolowanej DFT w bardzo prostej postaci:

$$\gamma(\delta_p) \stackrel{\text{def}}{=} \begin{cases} \frac{A(H) + 2 \cdot A(H+1)}{A(H) + A(H+1)} & \text{dla } A(H+1) > A(H-1) \\ \frac{A(H) + 2 \cdot A(H-1)}{A(H) + A(H-1)} & \text{dla } A(H+1) < A(H-1) \end{cases} \quad (1)$$

$$\gamma_{\text{norm}}(\delta_p) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\gamma(\delta_p) - \gamma(0)}{\gamma(0,5) - \gamma(0)} \quad (2)$$

gdzie $A(H)$ i $A(H \pm 1)$, to należące do danego prążka próbki widma dyskretnego o największej wartości, $\gamma(x)$ oznacza nową funkcję mierzącą, a δ_p to szukana poprawka częstotliwości.

3. Wpływ nakładania się prążków w widmie

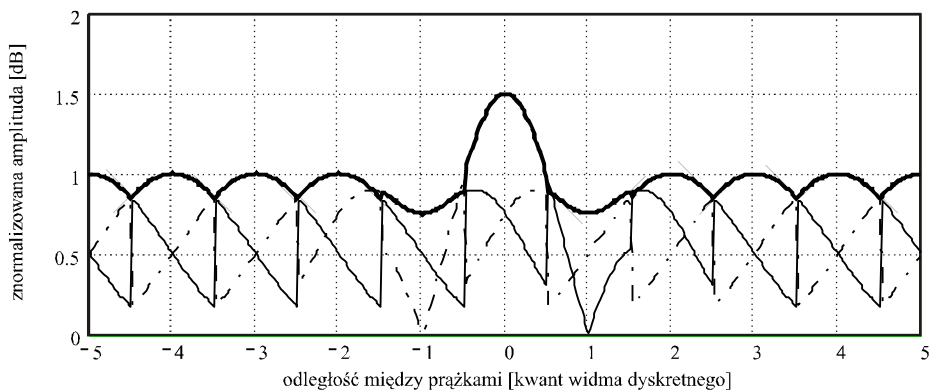
Widmo DFT sygnału sinusoidalnego spróbkowanego dowolną, parzystą funkcją okienkową składa się z dwóch prążków widmowych, będących swymi lustrzanymi odbiciami. Z liniowości DFT wynika, że widmo sumy kilku sygnałów jest sumą odpowiednich widm. Jednakże jeśli tylko prążki widmowe leżą stosunkowo daleko od krańców widma to można pominąć połowę składników (będących lustrzanymi odbiciami). Stosując takie uproszczenie widmo sumy dwóch sygnałów sinusoidalnych o amplitudach i częstotliwościach równych odpowiednio A_1 i f_1 oraz A_2 i f_2 można opisać wzorem (3):

$$\begin{aligned}
 X_k = & \frac{1}{4} A_1 \sum_{l=0}^L a_l \left(e^{j\left(\pi \frac{N-1}{N}(f_1+l-k)+\varphi_1\right)} \frac{\sin \pi(f_1+l-k)}{\sin \pi \frac{f_1+l-k}{N}} + e^{j\left(\pi \frac{N-1}{N}(f_1-l-k)+\varphi_1\right)} \frac{\sin \pi(f_1-l-k)}{\sin \pi \frac{f_1-l-k}{N}} \right) + \\
 & + \frac{1}{4} A_2 \sum_{l=0}^L a_l \left(e^{j\left(\pi \frac{N-1}{N}(f_2+l-k)+\varphi_2\right)} \frac{\sin \pi(f_2+l-k)}{\sin \pi \frac{f_2+l-k}{N}} + e^{j\left(\pi \frac{N-1}{N}(f_2-l-k)+\varphi_2\right)} \frac{\sin \pi(f_2-l-k)}{\sin \pi \frac{f_2-l-k}{N}} \right)
 \end{aligned} \quad (3)$$

Mimo uproszczenia wzajemny wpływ prążków na siebie w skomplikowany sposób zależy od kilku czynników:

- wzajemnej odległości prążków od siebie, czyli różnicy częstotliwości między sygnałem mierzonym a zakłócającym wyrażonej w kwantach widma dyskretnego,
- faz sygnałów φ_1 i φ_2 ,
- położenia każdego z prążków w stosunku do próbek widma dyskretnego oraz,
- od stosunku amplitud obu prążków.

Rozpatrzmy zatem dwa przypadki szczególne, z jednej strony najprostsze do wyznaczenia analitycznego, a z drugiej w pewien sposób reprezentatywne dla wszystkich możliwych przypadków.

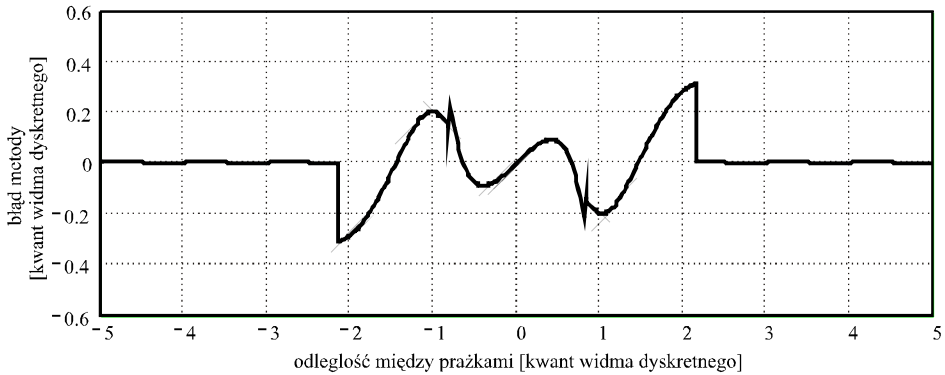


Rys. 2. Amplitudy 3 największych próbek listka głównego.

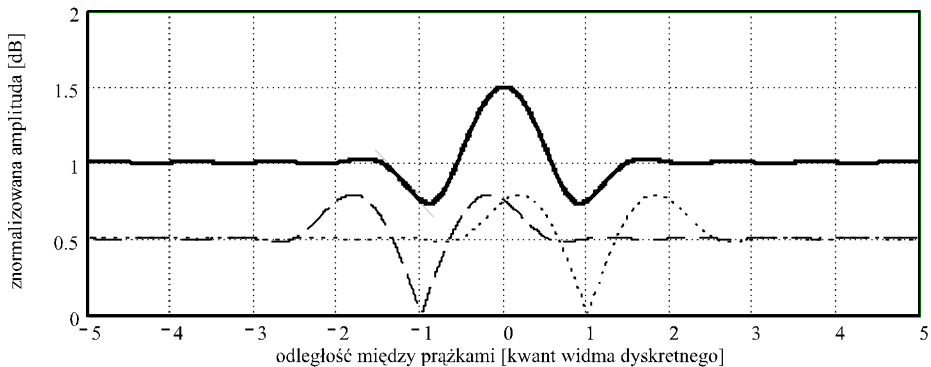
Częstotliwość sygnału zakłócającego jest stała, częstotliwość sygnału mierzony jest zmieniana

W pierwszym z nich częstotliwość sygnału zakłócającego jest stała i jest całkowitą wielokrotnością kwantu widma dyskretnego, a częstotliwość sygnału mierzony jest zmieniana, aby wykreślić wykres wpływu nakładania się prążków na dokładność metody Interpolowanej DFT. Fazy obu sygnałów są równe 0, a amplituda sygnału zakłócającego jest 2 razy mniejsza niż badanego. Na rys. 2 przedstawiono zmiany amplitud trzech próbek widma dyskretnego o największych wartościach wynikające z nakład-

dania się prążków, a rys. 3 to wykres szukanej zależności błędu metody Interpolowanej DFT od różnicy częstotliwości między sygnałem mierzonym, a zakłócającym. Charakterystyczne dla tej zależności jest występowanie kilku lokalnych maksimów błędu oraz raptowny spadek błędu metody do wartości poniżej 0,001 dla różnicy częstotliwości prążków większych niż około 2,2 kwantu widma dyskretnego.



Rys. 3. Błąd metody Interpolowanej DFT w zależności od różnicy częstotliwości między sygnałem mierzonym, a zakłócającym o stałej częstotliwości

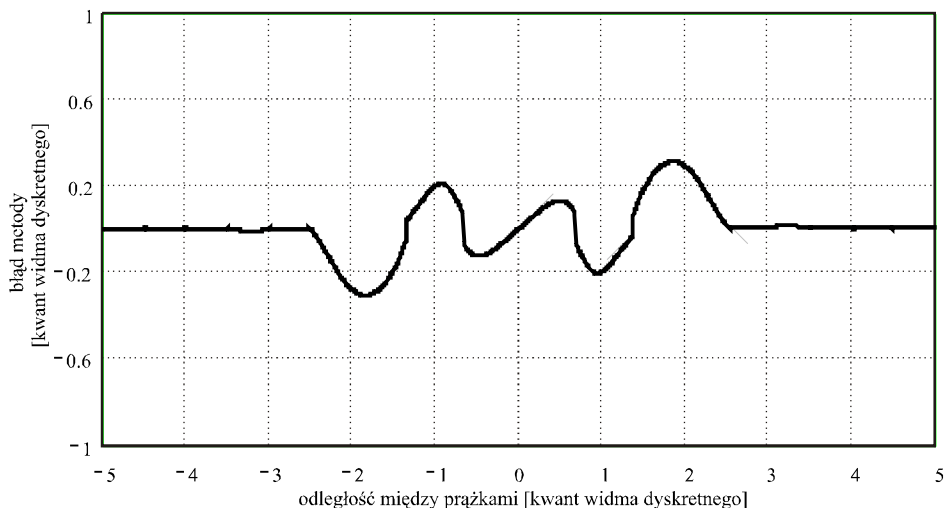


Rys. 4. Amplitudy 3 największych próbek listka głównego. Częstotliwość sygnału mierzonego jest stała, częstotliwość sygnału zakłócającego jest zmieniana

Natomiast w drugim przypadku częstotliwość sygnału mierzonego jest stała i jest równa całkowitej wielokrotności kwantu widma dyskretnego, a częstotliwość sygnału zakłócającego jest zmieniana w celu wyznaczenia wpływu nakładania się prążków na dokładność metody Interpolowanej DFT. Ponownie fazy obu sygnałów są równe 0, a amplituda sygnału zakłócającego jest 2 razy mniejsza niż badanego.

Na rys. 4 przedstawiono zmiany amplitud trzech próbek widma dyskretnego o największych wartościach wynikające z nakładania się prążków, a rys. 5 to wykres szu-

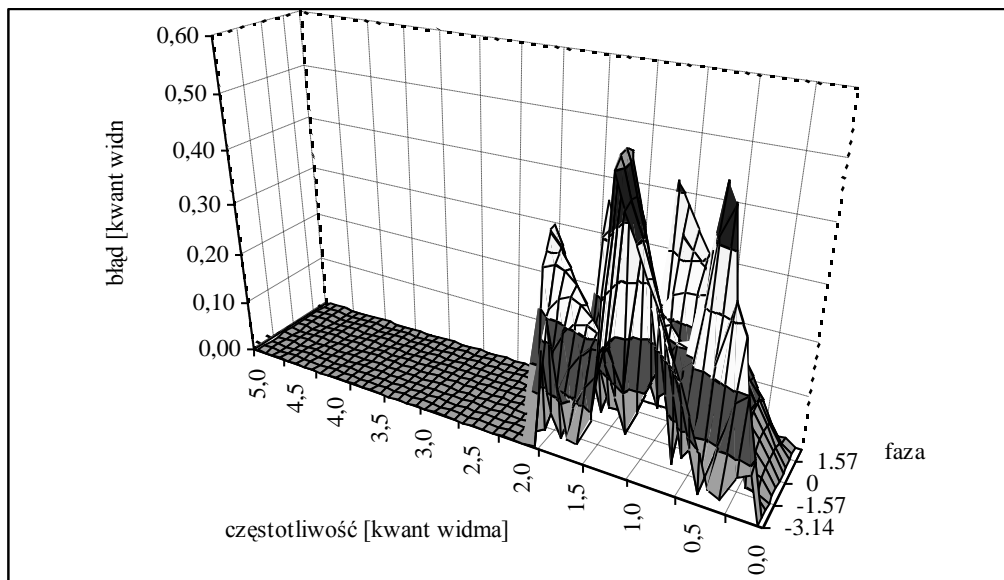
kanej zależności błędu metody Interpolowanej DFT od odległości między prążkami. W tym przypadku również występuje kilka lokalnych maksimum błędu, a zmniejszenie się błędu metody do wartości poniżej 0,001 następuje stopniowo dla różnicy częstotliwości prążków większej niż około 3 kwantu widma dyskretnego.



Rys. 5. Błąd metody Interpolowanej DFT w zależności od różnicy częstotliwości między sygnałem mierzonym o stałej częstotliwości, a zakłócającym

Aby określić wpływ nakładania się prążków na dokładność metody Interpolowanej DFT dla różnych faz i amplitud sygnału mierzonego i zakłócającego wykonano również badania symulacyjne, które polegały na wygenerowaniu serii próbek sygnału deterministycznego będącego sumą dwóch sygnałów sinusoidalnych. W kroku tym uwzględniano niewielką niestalość częstotliwości próbkowania. Następnie do sygnału deterministycznego dodawano szum biały o małej wartości skutecznej, takiej by SNR był znacząco większy od 30 dB, a więc na poziomie umożliwiającym uzyskanie dużej dokładności metody Interpolowanej DFT [9]. W ostatnim kroku próbki, które do tego momentu wyznaczone były z dużą precyzją, zaokrąglano do najbliższej liczby całkowitej, czyli poddawano kwantowaniu.

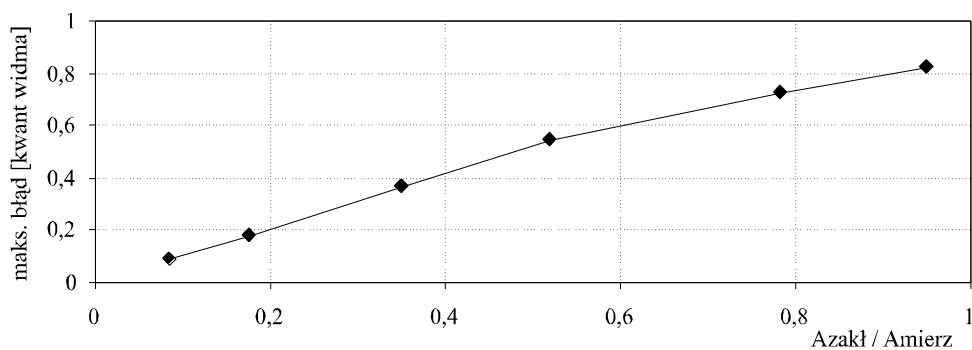
Tak utworzona seria próbek stanowiła dane wejściowe dla programu wyznaczającego za pomocą metody Interpolowanej DFT częstotliwość sygnału wejściowego. Ponieważ znano prawdziwą częstotliwość sygnału można było obliczyć błąd wyznaczenia częstotliwości w danym przypadku. Jednakże, aby wiarygodnie wyliczyć odchylenie standardowe w każdym przypadku powtarzano obliczenia 2000 razy. Każda seria zawierała 1024 próbki i przed wykonaniem DFT została przemnożona przez funkcję okienkową Hanninga.



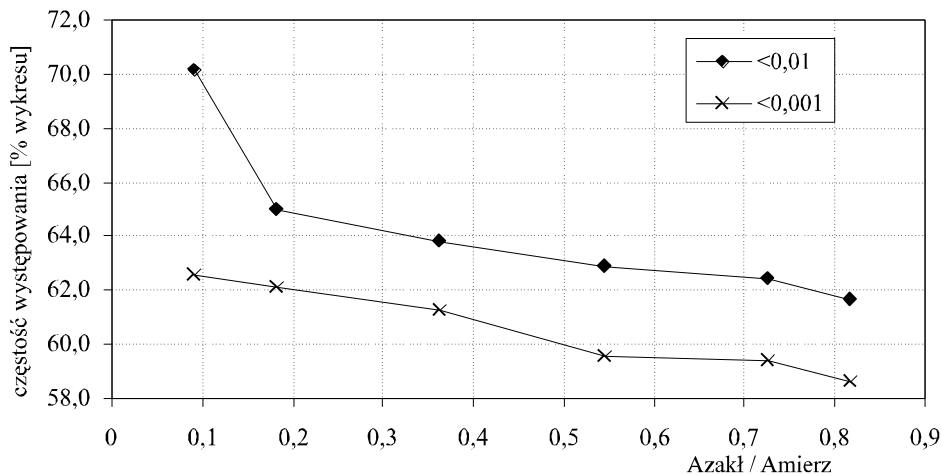
Rys. 6. Zależność błędu wyznaczenia częstotliwości sygnału mierzonego od różnicy częstotliwości sygnału zakłócającego i mierzonego.

Parametry sygnału mierzonego: amplituda $A_0 = 0,55$, częstotliwość zmieniana.

Parametry sygnału zakłócającego: amplituda $A_1 = 0,3$, częstotliwość 205. Funkcja okienkowa Hanninga



Rys. 7. Zależność maksymalnego błędu wyznaczenia częstotliwości od stosunku amplitud sygnału zakłócającego do sygnału mierzonego

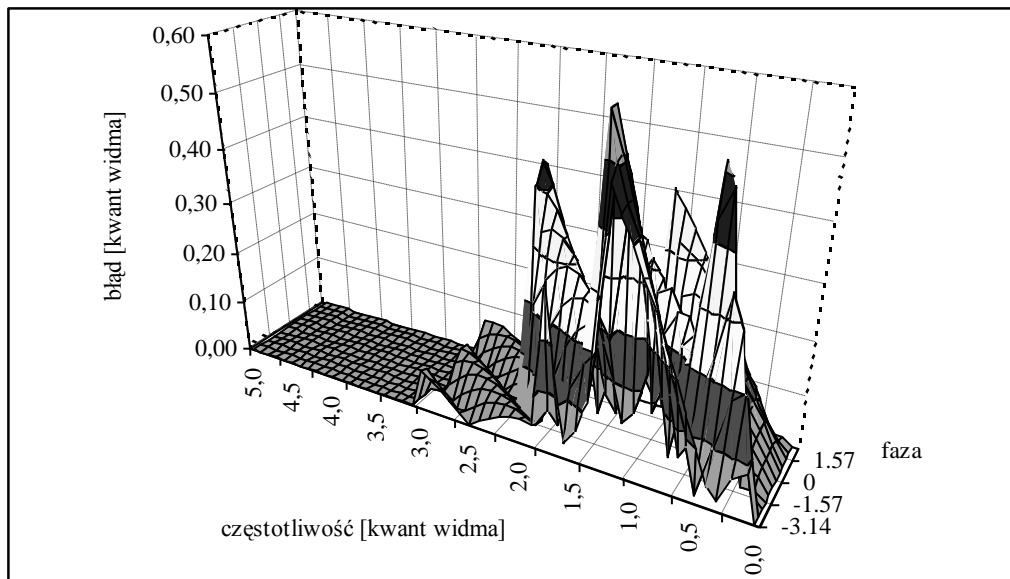


Rys. 8. Częstość występowania błędu mniejszego niż 0,01 lub 0,001 kwantu widma dyskretnego wyrażona w procentach wykresu z rys. 6

Wyniki symulacji dla sygnału mierzonego o amplitudzie 0,55 i sygnału zakłócającego o amplitudzie 0,3 przedstawiono na rys. 6. Zwiększanie amplitudy sygnału zakłócającego w stosunku do amplitudy sygnału mierzonego powodowało oczywiście zwiększanie maksymalnego błędu, ale nie wpływało znacząco na kształt wykresu oraz na częstość występowania błędów nie większego niż zadany (rys. 7 i 8).

4. Wpływ funkcji okienkowej

Na podstawie zamieszczonych wykresów można stwierdzić, że w przypadku okna Hanninga już oddalenie prążka zakłócającego od mierzonego o około 3 kwanty widma dyskretnego jest wystarczające, by wpływ sygnału zakłócającego na wyznaczenie częstotliwości sygnału mierzonego był pomijalnie mały. Owe 3 kwanty widma dyskretnego wynikają z szerokości listka głównego, która w przypadku okna Hanninga wynosi 4 kwanty oraz faktu, iż w proponowanej metodzie Interpolowanej DFT wykorzystuje się tylko 2 próbki widma dyskretnego. Zgodnie z tym rozumowaniem funkcje okienkowe, które posiadają szerszy listek główny powinny mieć nieco gorsze własności w przypadku wyznaczania częstotliwości prążków nakładających się na siebie. Badania symulacyjne z wykorzystaniem innych funkcji okienkowych, przeprowadzone dla tych samych warunków co dla funkcji okienkowej Hanninga, potwierdziły ten wniosek. Szerokość listka głównego okna Blackmana wynosi 6 kwantów widma dyskretnego. Stąd wyraźny wzrost błędów wyznaczenia częstotliwości w stosunku do okna Hanninga w przypadku prążków o różnicy częstotliwości od 2,2 do 3,2 kwantów widma dyskretnego (rys. 9).

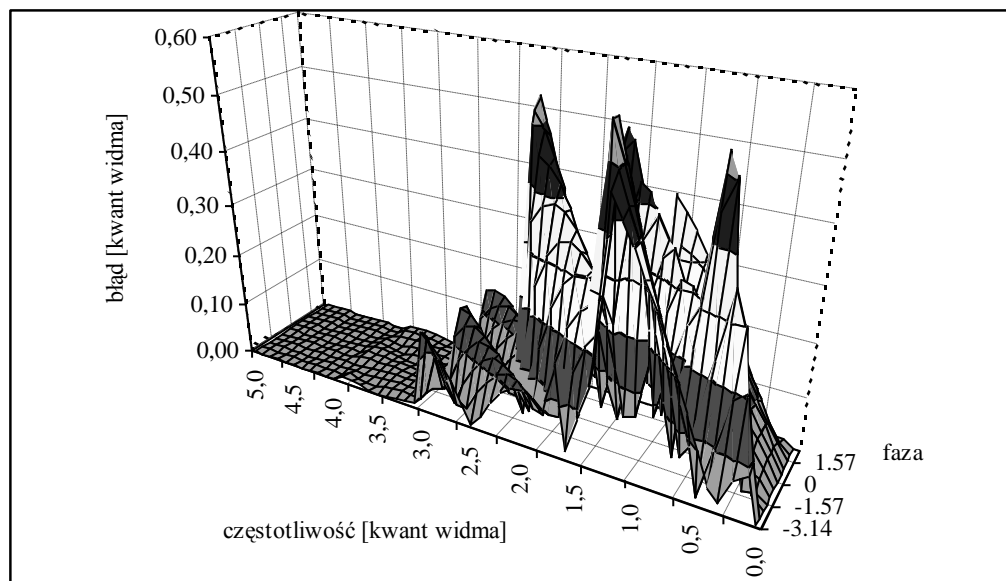


Rys. 9. Zależność błędu wyznaczenia częstotliwości sygnału mierzonego od różnicy częstotliwości sygnału zakłócającego i mierzonego dla funkcji okienkowej Blackmana.
 Parametry sygnału mierzonego: amplituda $A_0 = 0,55$, częstotliwość zmienna.
 Parametry sygnału zakłócającego: amplituda $A_1 = 0,3$, częstotliwość 205

W przypadku okna Czebyszewa o tłumieniu listków bocznych 100 dB szerokość listka główny jest jeszcze większa i wynosi 8 kwantów widma dyskretnego. Powoduje to jeszcze większy wzrost błędu w przedziale różnicy częstotliwości prążków od 2,2 do 3,2 kwantu widma dyskretnego. Można również zauważyć nieznaczne pogorszenie dokładności wyznaczenia częstotliwości dla prążków o różnicy częstotliwości dochodzącej nawet do 4 kwantów widma dyskretnego (rys. 10).

Miarą jakości wyznaczenia częstotliwości metodą Interpolowanej może być częstość występowania błędu mniejszego niż zadany. Dla testowanych funkcji okienkowych częstość błędu mniejszego niż 0,01 spada odpowiednio z 62,9% dla okna Hanninga do 45% dla okna Blackmana i 42,4% dla okna Czebyszewa. Jest to liczbowe potwierdzenie niekorzystnego wpływu poszerzania prążka głównego na dokładność metody w przypadku nakładania się prążków.

Warto jednak podkreślić, że podane w procentach częstości nie są prawdopodobieństwem poprawnego wyznaczenia częstotliwości, gdyż odnoszą się one do zawężonego na potrzeby symulacji zakresu różnic częstotliwości od 0 do 5 kwantów widma dyskretnego, a nie do pełnego zakresu możliwych różnic częstotliwości. Dla 1024 próbek w serii maksymalna różnica wynosi w skrajnym przypadku około 500, a więc częstość uzyskania błędu mniejszego niż 0,01 jest znacznie większa od wymienionych kilkudziesięciu % i dla badanych okien wynosi ponad 99%.



Rys. 10. Zależność błędu wyznaczenia częstotliwości sygnału mierzonego od różnicy częstotliwości sygnału zakłócającego i mierzonego dla funkcji okienkowej Czebyszewa o tłumieniu listków bocznych 100 dB.

Parametry sygnału mierzonego: amplituda $A_0 = 0,55$, częstotliwość zmieniana.

Parametry sygnału zakłócającego: amplituda $A_1 = 0,3$, częstotliwość 205

5. Podsumowanie

Na podstawie przeprowadzonych analiz i badań można sformułować kilka szczegółowych wniosków dotyczących dokładności wyznaczania częstotliwości za pomocą metody Interpolowanej DFT w sytuacji, gdy sygnał mierzony jest zakłócony innym sygnałem:

- minimalna różnica częstotliwości sygnału mierzonego i zakłócającego umożliwiająca uzyskanie dużej dokładności metody jest mała (około 2,5–4 kwantów widma dyskretnego) i zależy od szerokości listka głównego funkcji okienkowej,
- selektywność pomiaru częstotliwości (czego miarą jest wymieniona wyżej minimalna różnica częstotliwości) jest duża i trudno osiągalna innymi metodami,
- w zdecydowanej większości przypadków dokładność wyznaczenia częstotliwości prążka widma wieloprążkowego jest taka sama jak dokładność wyznaczenia częstotliwości prążka widma jednoprażkowego,
- nawet jeśli sygnał zakłócający ma amplitudę i częstotliwość zbliżone do amplitudy i częstotliwości sygnału mierzonego to błąd wyznaczenia częstotliwości sygnału

mierzonego nie przekracza 1 kwantu widma dyskretnego, czyli metoda Interpolowanej DFT co prawda nie poprawia, ale też i nie psuje, dokładności wyznaczenia częstotliwości,

– wybór funkcji okienkowej nie jest krytyczny, ale nie jest też zupełnie obojętny na dokładność metody – okno Hanninga wydaje się być jednak najlepszym rozwiązaniem.

Owe wnioski szczegółowe uprawniają do ogólnego wniosku, że metoda Interpolowanej DFT jest mało, lub wręcz bardzo mało wrażliwa na występowanie w widmie sygnału mierzonego sygnału zakłócającego i doskonale nadaje się do pomiaru częstotliwości sygnałów w obecności zakłóceń.

Literatura

- [1] RIFE D., VINCENT G., *Use of the Discrete Fourier Transform in the Measurement of Frequencies and Levels of Tones*, Bell System Technical Journal, February 1970, pp. 197–228.
- [2] RIFE D., BOORSTYN R., *Single-Tone Parameter Estimation from Discrete-Time Observation*, IEEE Transactions on Information Theory, September 1974, Vol. IT-20, No. 5, pp. 591–598.
- [3] JAIN V.H., COLLINS W.L., DAVIS D.C., *High-Accuracy Analog Measurement via Interpolated FFT*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1979, Vol. 28, pp. 113–122.
- [4] GRANDKE T., *Interpolation Algorithms for Discrete Fourier Transform of Weighted Signals*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1983, Vol. 32, pp. 350–355.
- [5] RENDERS H., SCHOUKENS J., VILAIN G., *High-Accuracy Spectrum Analysis of Sampled Discrete Frequency Signals by Analytical Leakage Compensation*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1984, Vol. 33, pp. 287–292.
- [6] ANDRIA G., SAVINO M., TROTTA A., *Windows and Interpolation Algorithms to Improve Electrical Measurement Accuracy*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1989, Vol. 38, pp. 856–863.
- [7] OFFELLI C., PETRI D., *Interpolation Techniques for Real-Time Multifrequency Waveform Analysis*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1990, Vol. 39, pp. 106–111.
- [8] OLIWA W., *An Improved Approach to Interpolated DFT*, PDS'2001, Gliwice 2001.
- [9] OLIWA W., *Analiza wpływu szumu na dokładność wyznaczenia częstotliwości za pomocą metody Interpolowanej DFT*, Pomiar Automatyka Kontrola – XXXVIII Międzyuczelniana Konferencja Metrologów, 9'bis 2006, s. 123–125.

Tadeusz TOPÓR-KAMIŃSKI*, Beata KRUPANEK*

SIMULATION AND PERFORMANCE COMPARISON OF PCF AND DCF ALGORITHMS IN WIRELESS MEASUREMENT AND CONTROL SYSTEM

1. Introduction

In modern measurement and control distributed systems wireless communication is one of the most popular method of exchanging data between systems elements. In this situation, reliable data transport with Quality of Service criteria, related to throughput or latency, is needed. To analyze the QoS parameters, especially referring to wireless communication, is not easy because it is affected by a number of parameters like: channel access method, physical and environmental conditions, the number of nodes, distance etc. A proper selection of protocols and topology helps in maintaining and improving the QoS support of a wireless network. The selection of channel access mechanism is more important because it ensures successful data transmission from a node in a multi user environment. Considering the channel access method, there are two ways to ensure Quality of Service in wireless measurement networks: Point Coordinate Function (PCF) and Distributed Coordinated Function (DCF).

2. Quality of services in wireless measurement systems

The IEEE 802.11 standard for wireless LANs covers the Medium Access Control (MAC) and the physical (PHY) layers. Three different Physical layers specifications

*Instytut Metrologii, Elektroniki i Automatyki, Politechnika Śląska, ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice, e-mail: beata.krupanek@polsl.pl

exist in the 2.4 GHz range of the unlicensed spectrum, but commonly used hardware is based on the Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) technique. The MAC protocol operates in the DCF and PCF modes. The DCF is the fundamental access method. It uses Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA/CA) for channel access, Request-To-Send and Clear-To-Send (RTS/CTS) messages for reservations and Acknowledgements (ACK) for reliability. The PCF mode is used only in infrastructure networks. It relies on a Point Coordinator (PC) that resides in the Access Point to perform polling, so that polled stations may have contention-free access to the channel [1].

We modeled the basic DCF (CSMA/CA) protocol, the DCF protocol with RTS/CTS, and the PCF protocol.

2.1. Distributed Coordination Function DCF

DCF implements the Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA/CA) algorithm with binary exponential backoff algorithm for accessing the medium. It includes random backoff mechanism to ensure low collision probability. This mechanism provides best effort type of service for transfer of data. DCF uses either two-way handshaking or four-way handshaking technique while transmitting the data. While two-way handshaking uses explicit acknowledgement (ACK) for receipt confirmation, RTS and CTS frames are used by four-way handshaking technique [6].

DCF is the basic medium access mechanism for both ad-hoc and infrastructure modes. In DCF mode, a station should ensure that the medium is free before it starts transmitting data over the channel. In the case of a busy channel, the node has to wait until the transmission by other node is complete [6]. In addition, the node has to wait for another amount of time to provide sufficient gap between subsequent frame transmissions.

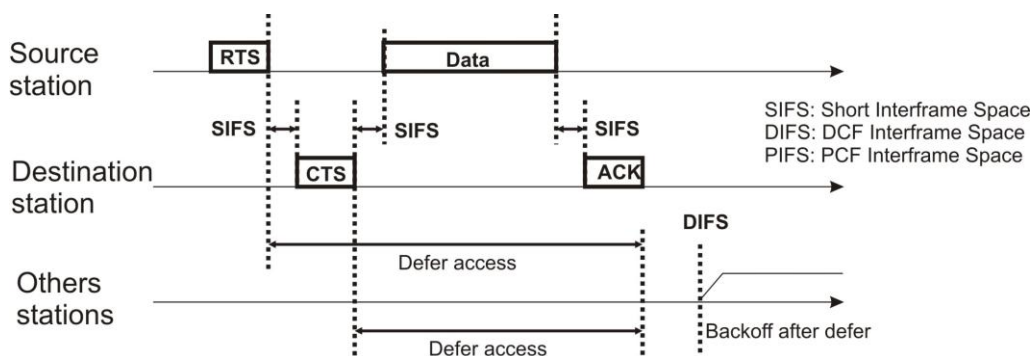


Fig. 1. Distributed Coordination Function DCF

There are two basic rules that need to be followed by every sensor node operating in the DCF mode. Firstly every station that has data to transmit should confirm that the channel was idle for at least DIFS (Distributed Inter-Frame Space) amount of time. Secondly, it should wait a random amount of time when it has another datagram to transmit after a successful transmission or it has a datagram to transmit but it was denied channel access, as channel was busy (Fig. 1). Each time the carrier sense operation detects the medium to be idle, the backoff timer decrements the backoff time. After the collision detect transmitter retransmits the data.

When a sensor station receives a data frame, it waits for a SIFS (Short IFS) duration and transmits an ACK to the sender. There is no carrier sensing or backing off for ACK frames. The transmitter expects an acknowledgement within SIFS time frame. Only after receiving an ACK frame correctly, the transmitter assumes that the data frame was delivered successfully.

The SIFS and DIFS time frames enable the communicating pairs to complete the frame exchange sequence without collision.

2.2. Point Coordination Function PCF

Point Coordination Function (PCF) is a centralized, polling-based access mechanism which requires the presence of an AP that acts as Point Coordinator (PC). In the PCF mode, time is divided into superframes. Each superframe consists of a contention period where DCF is used and a contention-free period (CFP) where PCF is used. The CFP is started by a beacon frame sent by the PC using DCF. The CFP may vary from superframe to superframe, as the base station has to contend for the medium. Once the CFP starts, the PC polls each station in its polling list (the high priority stations) when they can access the medium. To ensure that no DCF stations are able to interrupt this mode of operation, the inter frame space between PCF data frames (PIFS) is shorter than the DIFS.

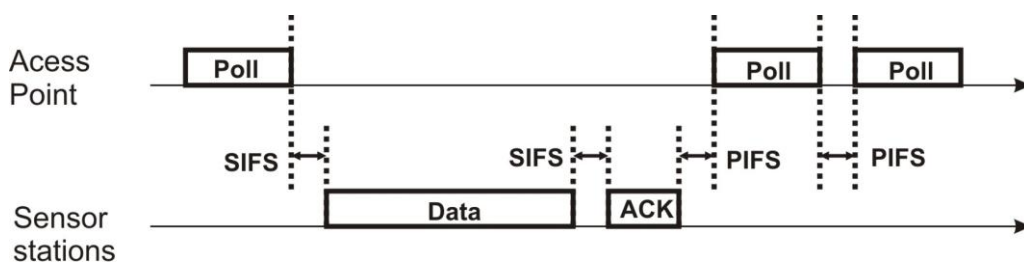


Fig. 2. Point Coordination Function PCF

To start the CFP, PC gains the control of the medium by waiting PIFS period of time and then sends a beacon frame (Fig. 2). It is a control frame that has all the

attributes used in the CFP period. Point Coordinator builds a polling list of all the PCF enabled nodes. This list is organized according to the nodes MAC addresses. Upon receiving CFP, stations wait for SIFS period of time and then either respond with data frame along with the acknowledgement of data received or if they don't have any data to send then they will send a null frame in order to release the medium. This way PC will not wait for the PCF sensor stations that don't have any data to send. After waiting for SIFS period, if PC does not receive the data or null frame then it will repeat the polling of the same node. It keeps repeating this until maximum number of poll failures occurs. It then drops that node in that CFP period and moves to the next station [6].

The PCF has not been studied as much as the DCF. Existing studies of PCF have concentrated on the ability of the PCF mode to service real time audio traffic and on improving its efficiency using new polling mechanisms. This is because sequential polling wastes bandwidth and causes increased delays when the network is lightly loaded.

3. Simulations and simulation set up

3.1. OPNET Modeler environment

In this research, the performance of DCF and PCF channel access methods were compared with respect to their support for real-time (measured data) traffic [5]. The research was carried out using a specialized software environment – OPNET Modeler network simulator. Modeler is one of the most widely used network simulators in both academic and industrial communities. It supports most of the networking protocols, including wireless protocols. PCF and DCF modules are included in the basic OPNET as part of its wireless.

Software developed by OPNET Technologies Inc. is a virtual environment that allows professionals to simulate the work of each network infrastructure as a whole, including technologies, protocols, specific equipment and applications used by end users. The main element of the environment is a package of OPNET Modeler (Fig. 3), which relies on mapping simulations and running of the network using the graphical user interface (GUI) which allows the creation of models, data collection and their subsequent processing. The program has a built-in library containing most of the models currently, used protocols and the TCP/IP applications, as well as models of various types of connections currently used for connecting nodes in the network [4].

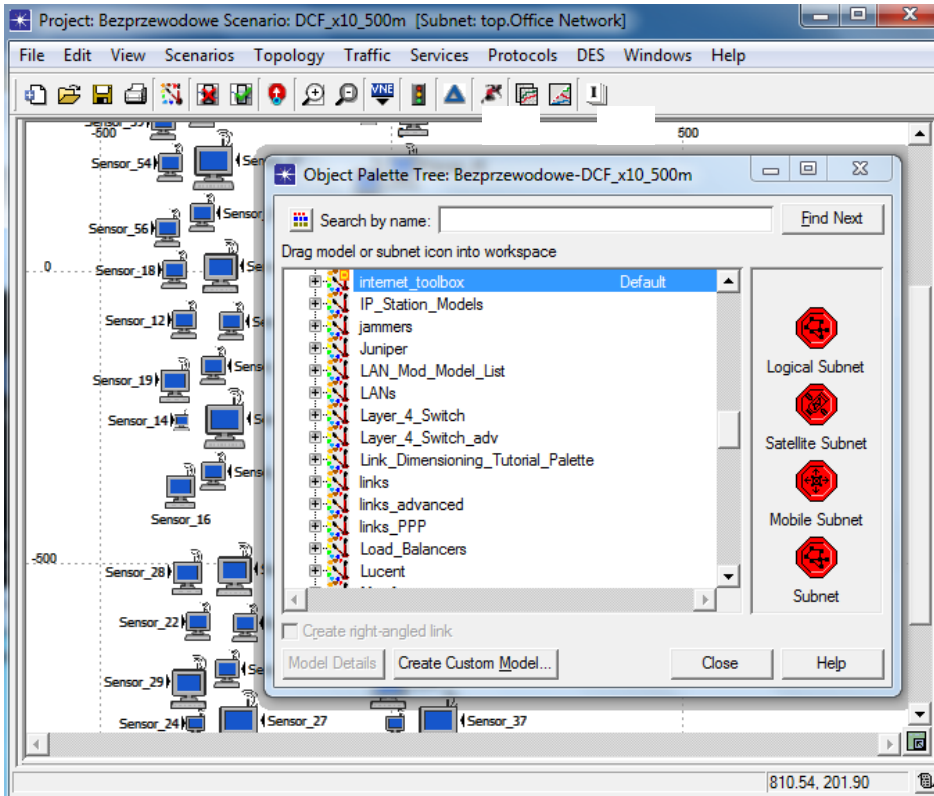


Fig. 3. Main window of OPNET Modeler and library of models and objects

Modeler environment takes into account the relationship between network elements and provides a wealth of information necessary to evaluate the performance of installed applications and the work of the network as a whole. With this information it is possible to complete the planning of information systems, their configuration, development and diagnostics, and above all optimize the structure, in terms of cost and quality, measurement and computer networks [3]. OPNET Modeler software also allows the implementation of planning applications on the network, a network analysis of the configuration and centralized management of data from various sources and the planning of the existing structure of migration to new technologies.

Modeling in OPNET Modeler environment takes place at three hierarchical levels [2]. The highest of these is the level of the network and the most widely used. Allows the connection of network nodes such as switches, amplifiers and routers through appropriate communication links.

The lowest level in the hierarchy is the level of the node on which it is possible to change the internal structure of the network created by the level of node objects, ie. sender, recipient, queue and a set of protocols. The level of the process is character-

alized by very high detail. The third level, allows the changing of the parameters of your own network using the C++. Such a division simplifies the process of creating a simulation, it changes only the selected layer functions.

OPNET Modeler can be used also for simulation of modern measurement systems. As observed over recent years, the development of computer systems and data transmission technology has made modern control systems cease to exist as a separate entity. The widespread use of distributed measurement and control systems, whose components can be separated physically and preserve independence in decision making, have gained popularity.

An important parameter of modern distributed systems is technology used to exchange information between elements. Industry and industry control – measuring here imposes additional constraints due to the expected reliability and indivisibility of data and transmission security. Development in this area has come from wire technology, the wireless systems of a fixed network topology, and wireless systems currently being developed or an ad-hoc basis with a certain capacity for self-organization [7].

One of the impulses causing the increased interest in wireless solutions in data is the development of flexible manufacturing systems. There is the possibility of rapid reconfiguration, such as on the production line. In addition, wireless systems, by eliminating the cables are clearly less expensive: both in terms of installation and in maintenance.

Despite many advantages, wireless systems are not free of defects, which could include longer delays (time to access node) or the increased likelihood of data loss (interference from other systems operating in the band, multichanneling, work on the border of the range). It should be noted that these deficiencies can be compensated for by the appropriate choice of technology, data transmission and appropriate design of the system.

OPNET allows the simulation of distributed measurement systems based on the standard simulation of WLAN with QoS.

3.2. Measurement system

Two different scenarios were considered for this research work. In the first scenario, both PCF and DCF were deployed in the wireless domain with two measurement stations (Fig. 4).



Fig. 4. First measurement system

The workstations shown in Fig. 4 represent two sensors. Sensor_1 is responsible for the measurement of appropriate quantities such as temperature or pressure, and then sends the measurement data to Sensor_0, which eventually will be connected to the server responsible for the acquisition and retention of data.

The distance between workstations was changed during the simulation. Three separate scenarios in the OPNET Modeler software were created where the sensors were split apart by 500 m, 750 m and 1000 m. The project did not take into account confounding factors such as the extent of the station, other wireless networks, walls, barriers and weather conditions.

For each sensor station the parameters defining the generation of network traffic was set. These parameters included the time when the packets started and stopped generating and also the duration of the broadcast transmission. The start time which specified the distribution name and arguments used for generating the random start time across different nodes was constant and set to 2 seconds (Fig. 5).

Attribute	Value
name	Sensor_1
Destination Address	0
Traffic Generation Parameters	(...)
Start Time (seconds)	constant (2)
ON State Time (seconds)	exponential (4)
OFF State Time (seconds)	exponential (4)
Packet Generation Arguments	(...)
Stop Time (seconds)	Never
Traffic Type of Service	Best Effort (0)
Wireless LAN	

Fig. 5. Traffic generation parameters for Sensor_1

‘ON State Time’ specifies the distribution name and arguments to be used for generating random outcomes for time spent in the ‘ON’ state. Packets are generated only in the ‘ON’ state. The ‘OFF State Time’ was the distribution name and arguments used for generating random outcomes for time spent in the ‘OFF’ state. No packets are generated in the ‘OFF’ state [8]. Baud rate was fixed at 11 Mbps.

‘Load’ in this measurement system which represents the total load (in bits/sec) submitted to wireless LAN layers by all higher layers in all WLAN nodes of the network is shown in Fig. 6. The load is almost identical for all scenarios.

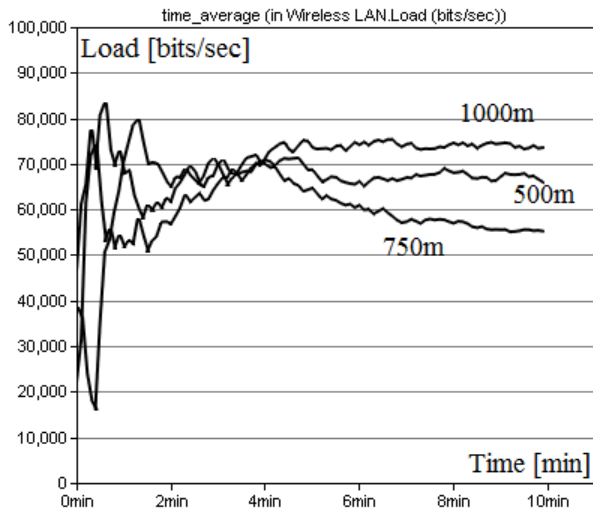


Fig. 6. Load of packets in seconds

Packet delay through the transmission for DCF mechanism by increasing the distance between the measuring stations is in Fig. 7.

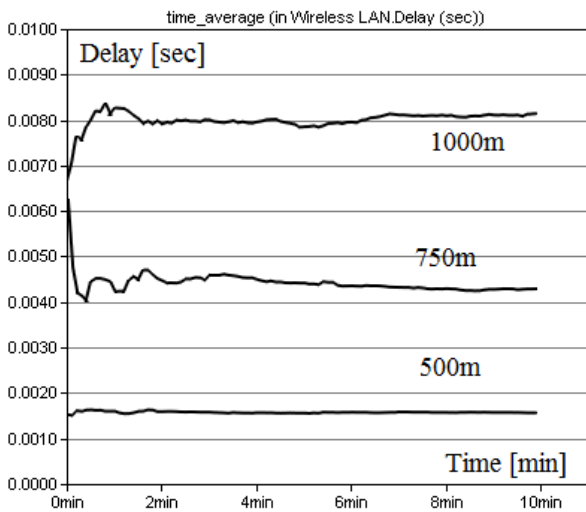


Fig. 7. Delay of packets in seconds for DCF scenario

It is clear that increasing the distance positively affects the packet's delay time. Up to 500 meters, this time is almost identical to the later increases and almost exponentially increases the amount of packets lost too. The PCF mechanism performed the same simulation time delay of packets (Fig. 8).

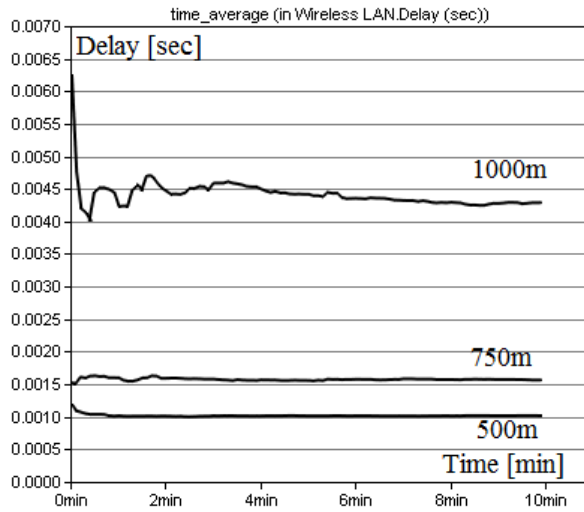


Fig. 8. Delay of packets in seconds for PCF scenario

The second measuring (Fig. 9) system consisted of ten stations and a sensing system, which is the focal point and served as the Access Point. Parameters for the generation of the packages had been preserved, like the system with two stations. All stations were placed about 500 meters from a central point and then the distance was increased to 1 kilometer. As before, both DCF and PCF mechanisms were simulated. The load was the same as previously.

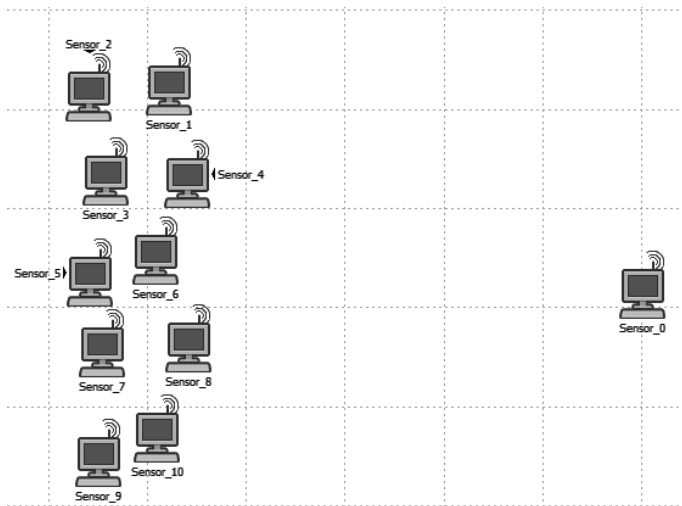


Fig. 9. Second measuring system

The distance between the stations and Sensor_0 was not the same. Distance from the axis of the network was increased. Each sensor has its own station address in order to identify itself and direct the transmission of packets. Packets were sent at random.

The following graphs: Fig. 10 and Fig. 11 presents the packet delay using the mechanism of PCF and DCF for a distance of 500 and 1000 meters. The delay is higher using the mechanism of the central access point. At 1000 meters, the number of very large packet delays increased. At this distance, the mechanism used to ensure transmission quality does not play a role in terms of packet delay time.

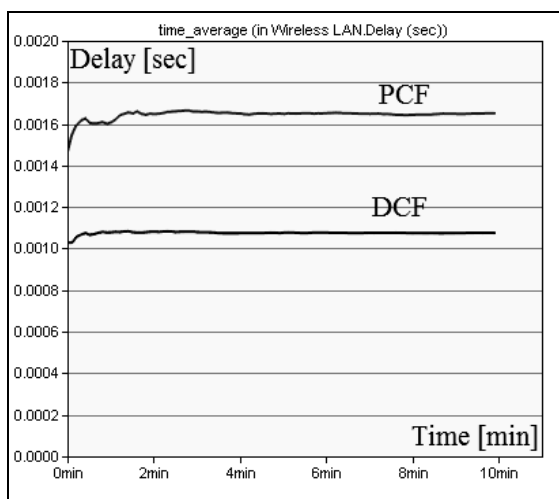


Fig. 10. Delay of packets for 500 meters

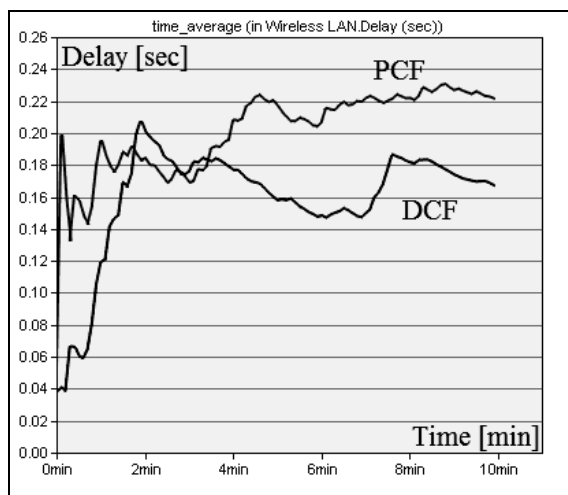


Fig. 11. Delay of packets for 1000 meters

However, differences between the mechanisms of PCF and DCF can be seen by comparing the number of packet retransmissions, especially at large distances where the packets may be lost during transmission. Figure 12 shows the number of retransmissions for station Sensor_1.

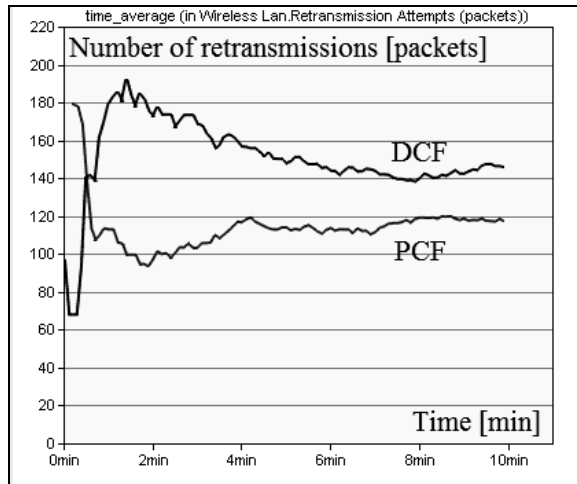


Fig. 12. Number of retransmissions of packets for 1000 meters

The number of retransmitted packets is greater than the distributed transmission mechanism DCF, while using the mechanism of PCF, not such a large amount of data, was lost so it is not necessary to re-send to the Access Point. The mechanism of PCF was used over long distances between sensors or transmitters, where the power is low.

4. Summary

This paper describes the main ways of ensuring the transmission quality measurement in wireless networks. Special attention was paid to the mechanisms of the distributed data transmission with the DCF and highlighted the central point in the sensor network PCF. It then presents the simulation environment and allows for the design and test parameters that were used to assess network quality measurement, such as packet delay and the number of retransmissions. The differences which exist between the networks of sensors and two more workstations in the network were presented. The packet delay depends on the distance between stations. Later we will present the another network that will be compared with a very large number of elements that completely occupy the available transmission bandwidth.

References

- [1] CHANDRAN-WADIA L., MAHAJAN S., IYER S.: *Throughput Performance of the Distributed and Point Coordination Functions of an IEEE 802.11 Wireless LAN*, K. R. School of Information Technology, Indian Institute of Technology Bombay.
- [2] FITZGERALD J., DENNIS A., *OPNET Lab Manual*, OPNET Technologies, Inc. 2009.
- [3] KRUPANEK B., *Badania symulacyjne bezprzewodowego systemu eksperymentalnego opartego na standardzie ZigBee przy wykorzystaniu środowiska Opnet Modeler*, Monografia XI Międzynarodowych Warsztatów Doktoranckich OWD 2009.
- [4] KRUPANEK B., TOPÓR-KAMIŃSKI T., *Wykorzystanie środowiska OPNET Modeler w symulacjach sieci komputerowych*, Metrologia dziś i jutro, MKM Gdańsk 2009.
- [5] KURYTNIK I.P., KARPIŃSKI M., *Bezprzewodowa transmisja informacji*, Wydawnictwo PAK, Warszawa 2008.
- [6] RASHEED S.A., MASNOON K., THANTHRY N., PENDSE R., *PCF vs. DCF: a performance comparison*, Department of Electrical and Computer Engineering Wichita State University, IEEE 2007.
- [7] TOPÓR-KAMIŃSKI T., KRUPANEK B., *Niezawodność przesyłu danych w rozproszonych systemach pomiarowych*, Pomiary Automatyka Kontrola, 2009, Vol. 55, nr 9, s. 783–787.
- [8] http://www.opnet.com/university_program/teaching_with_opnet/textbooks_and_materials/materials/OPNET_Modeler_Manual.pdf/.

Marcin MASALSKI*,**, Stefan GIŻEWSKI*

SYNCHRONIZACJA KANAŁÓW POMIAROWYCH W SYSTEMIE DIAGNOSTYKI SŁUCHU METODĄ POTENCJAŁÓW WYWOŁANYCH

1. Wstęp

W pracy przedstawiono problem synchronizacji kanałów wejścia/wyjścia karty dźwiękowej na przykładzie systemu diagnostyki słuchu metodą potencjałów wywołanych stanu ustalonego. Diagnostyka tą metodą opiera się na badaniu odpowiedzi EEG człowieka na harmoniczne lub poliharmoniczne pobudzenie sygnałem akustycznym o zadanej wartości natężenia dźwięku w warunkach ustalonych [5, 6]. W systemie diagnostyki słuchu można zatem wykorzystać kartę dźwiękową, jako prosty, tani i łatwy do oprogramowania przetwornik analogowo-cyfrowy i cyfrowo-analogowy w zastosowaniach pomiarowych. Specyfikacja techniczna (tab. 1) i cena większości współczesnych kart dźwiękowych uzasadnia ich wybór w miejsce specjalizowanych podsystemów zawierających przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe [1–3, 7].

Istotną zaletą wykorzystania karty dźwiękowej w systemach analizy sygnałów jest to, że jest na wyposażeniu komputerów osobistych, co stwarza możliwość uruchomienia systemu pomiarowego bez konieczności stosowania drogich komponentów zewnętrznych.

Jednym z podstawowych etapów procesu projektowania systemu pomiarowego jest wybór środowiska uruchomieniowego. Przy wyborze środowiska dedykowanego

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wrocławska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: marcin.masalski@pwr.wroc.pl

**Katedra i Klinika Otolaryngologii, Chirurgii Głowy i Szyi, Akademia Medyczna we Wrocławiu, ul. Borowska 213, 50-556 Wrocław

znacząco poszerza się zakres prac projektowych i programistycznych, dlatego bardzo często podejmowana jest decyzja o zastosowaniu gotowego systemu operacyjnego. Podczas wyboru systemu operacyjnego nie bez znaczenia jest oczekiwanie ze strony potencjalnych użytkowników przyjaznego interfejsu i prostej obsługi zgodnej z powszechnie stosowanymi standardami.

Tabela 1. Zakresy parametrów pracy współczesnych kart dźwiękowych

Parametr	Zakres
Częstotliwość próbkowania	44,1–96 kHz
Rozdzielczość	powyżej 16 bitów
Zniekształcenie nieliniowe	poniżej 0,01%
Przesłuch między kanałami	poniżej 90 dB

W systemach operacyjnych rodziny Microsoft Windows korzystanie z karty dźwiękowej odbywa się przez wywołanie funkcji systemu operacyjnego. Ma to dwie ważne konsekwencje. Po pierwsze, korzystanie z karty dźwiękowej z poziomu aplikacji jest niezależne od jej typu. Jest to korzystne, gdyż raz zaimplementowana aplikacja współpracuje z wszystkimi kartami dźwiękowymi wykrywanymi przez system. Z drugiej strony jednak, z poziomu aplikacji nie jest możliwa obsługa przerwań sprzętowych karty dźwiękowej lub wywołanie innych, istotnych w procesie pomiarowym niskopoziomowych funkcji karty dźwiękowej.

Z poziomu aplikacji w systemach operacyjnych rodziny Microsoft Windows dostępna jest funkcja rozpoczynająca generowanie sygnału na wszystkich kanałach wyjściowych i funkcja rozpoczynająca rejestrację sygnału na wszystkich kanałach wejściowych. Problem synchronizacji kanałów wejściowych i wyjściowych związany jest z losowym opóźnieniem, jakie występuje pomimo wywołania obu funkcji bezpośrednio po sobie. Opóźnienie to jest związane głównie z pracą systemu operacyjnego. System pracuje zwykle w trybie podziału czasu pomiędzy obsługiwane procesy. Opóźnienie wprowadzane przez system zależy między innymi od liczby aktywnych procesów i sposobu podziału czasu na obsługę tych procesów. Innym źródłem opóźnienia jest czas dostępu do zasobów niezbędnych do realizacji obsługi [4]. Oprócz opóźnienia związanego z pracą systemu operacyjnego obserwowane jest również opóźnienie sprzętowe zależne od rodzaju zastosowanej karty dźwiękowej.

W algorytmie przetwarzania danych pomiarowych zaprojektowanego systemu pomiaru potencjałów słuchowych wywołanych kluczowa jest kontrola wartości opóźnienia czasowego pomiędzy rejestrowanymi na wejściu karty dźwiękowej wartościami chwilowymi sygnału EEG i generowanymi na wyjściu karty dźwiękowej wartościami chwilowymi sygnału pobudzającego.

2. Założenia

2.1. Słuchowe potencjały wywołane

Pomiar słuchowych potencjałów wywołanych polega na rejestracji sygnału EEG w warunkach pobudzenia pacjenta bodźcem akustycznym.

Rejestrowany sygnał EEG podlega procesowi filtracji cyfrowej w celu redukcji poziomu szumu. W diagnostyce słuchu metodą potencjałów wywołanych uwzględnia się czas pomiędzy zadziałaniem bodźca, a wystąpieniem odpowiedzi elektrofizjologicznej. W wywołanych potencjałach słuchowych z pnia mózgu odstęp czasowy pomiędzy prostokątnym bodźcem dźwiękowym, a załamkiem będącym lokalnym maksimum odpowiedzi elektrofizjologicznej zwany jest latencją. W potencjałach wywołanych stanu ustalonego czas pomiędzy wartością chwilową sinusoidalnego bodźca pobudzającego a skutkiem rozumianym jako wartość chwilowa składowej sinusoidalnej odpowiedzi elektrofizjologicznej przekłada się na przesunięcie fazowe odpowiedzi. Dla oceny zapisu potencjałów wywołanych istotne są różnice czasowe rzędu jednej dziesiątej milisekundy.

Wywołane potencjały słuchowe zazwyczaj rejestrowane są dwukanałowo. Odpowiedź „ipsilateralna” jest odpowiedzią z elektrod umiejscowionych po stronie stymulowanego ucha w przeciwieństwie do odpowiedzi „kontralateralnej” będącej czynnością elektrofizjologiczną mózgu po stronie przeciwnej.

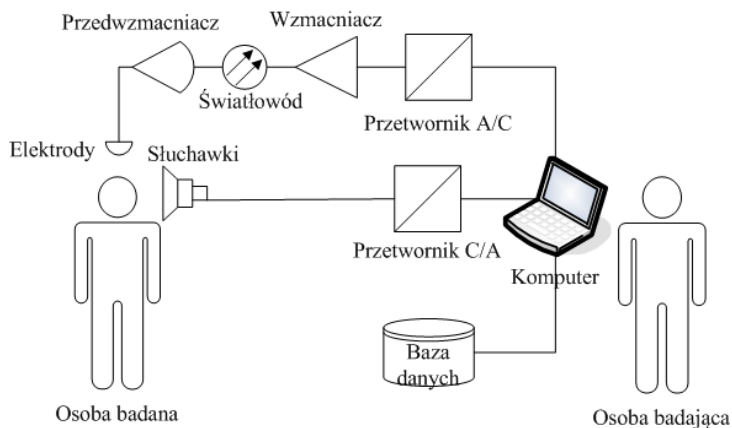
2.2. System pomiarowy

Projekt systemu pomiarowego wywołanych potencjałów słuchowych został zbudowany z wykorzystaniem komputera przenośnego z systemem operacyjnym Microsoft Windows XP i przy użyciu karty dźwiękowej, spełniającej rolę przetwornika analogowo-cyfrowego oraz cyfrowo-analogowego (rys. 1). Założono, że sygnał dźwiękowy generowany jest dwukanałowo, oddzielnie dla każdego ucha, przy użyciu karty dźwiękowej i przekazywany osobie badanej za pomocą słuchawek. Elektrody przymocowane do powierzchni czaszki zbierają w dwóch kanałach sygnał EEG, który jest wzmacniany w przedwzmacniaczu, a następnie we wzmacniaczu. Analogowy sygnał wyjściowy ze wzmacniacza jest przekazywany na wejścia karty dźwiękowej do przetwornika analogowo-cyfrowego.

3. Metoda synchronizacji sygnałów pobudzenia i odpowiedzi

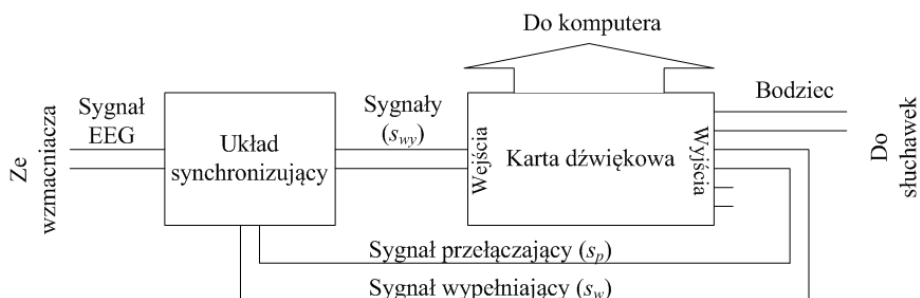
Opóźnienie czasowe pomiędzy generowaną wartością chwilową sygnału pobudzającego a odpowiadającą jej rejestrowaną wartością chwilową odpowiedzi w postaci

sygnału EEG w systemach rodziny Microsoft Windows jest nie do przyjęcia w diagnostyce słuchu.



Rys. 1. Schemat stanowiska pomiarowego [6]

Najprostszą metodą synchronizacji kanałów generujących sygnał dźwiękowy z kanałami rejestrującymi sygnał EEG jest równoległa rejestracja obu sygnałów – zarówno sygnału pobudzenia akustycznego jak i odpowiedzi poprzez bezpośrednie połączenie jednego z kanałów generujących z kanałem rejestrującym. W ten sposób bardzo łatwo określić moment rozpoczęcia stymulacji dźwiękowej – wystarczy przeanalizować sygnał w kanale rejestrującym zawierającym sygnał pobudzenia. Jednakże przy takim rozwiązaniu tracony jest jeden z dwóch dostępnych w karcie dźwiękowej kanałów rejestrujących. Dwukanałowy pomiar wywołanych potencjałów słuchowych nie jest zatem możliwy.



Rys. 2. Schemat koncepcyjny układu synchronizującego

Zaproponowano inne rozwiązanie problemu polegające na wprowadzeniu znacznika do sygnału rejestrowanego.

Karta dźwiękowa pracująca w trybie 6.1 ma 6 kanałów wyjściowych. W zaproponowanym rozwiązaniu zostały wykorzystane cztery z nich. W dwóch generowany jest sygnał pobudzenia akustycznego, dwa kolejne wykorzystane są do synchronizacji (rys. 2). W pierwszym kanale synchronizującym generowany jest sygnał przełączający (s_p). Rola tego sygnału polega na przełączaniu sygnału na wyjściu układu synchronizującego (s_{wy}) pomiędzy sygnałem EEG a prostokątnym sygnałem wypełniającym (s_w), który generowany jest w drugim kanale synchronizującym (rys. 3). Bezpośrednio przed rozpoczęciem badania do kanałów rejestrujących przekazywany jest sygnał wypełniający natomiast podczas podawania bodźca rejestrowany jest sygnał użyteczny.

Z powodu teoretycznej możliwości zaistnienia chwilowej równości amplitud sygnału użytecznego i wypełniającego zdecydowano o wykorzystaniu znacznika (s_z) utworzonego poprzez wielokrotne wprowadzenie sygnału wypełniającego do sygnału użytecznego.

Przesunięcie czasowe τ bodźca dźwiękowego względem sygnału rejestrowanego wyznacza maksimum funkcji korelacji ($corr$) pomiędzy sygnałem na wyjściu układu synchronizującego (s_{wy}) a znacznikiem (s_z). Można to zapisać jako:

$$\tau : \text{corr}(s_z(\tau), s_{wy}(\tau)) = \max(\text{corr}(s_z(t), s_{wy}(t))), \quad (1)$$

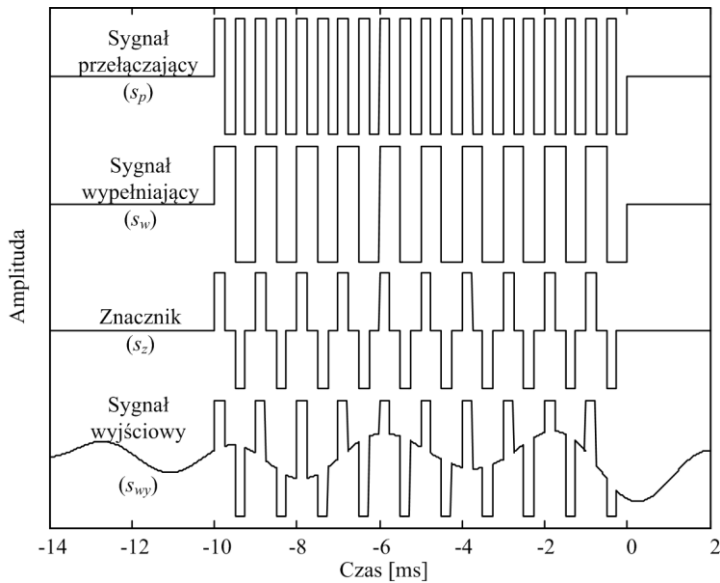
gdzie:

$$s_z(t) = \begin{cases} s_w(t), & \text{gdy } 0 < s_p \\ 0, & \text{gdy } s_p \leq 0 \end{cases} \quad (2)$$

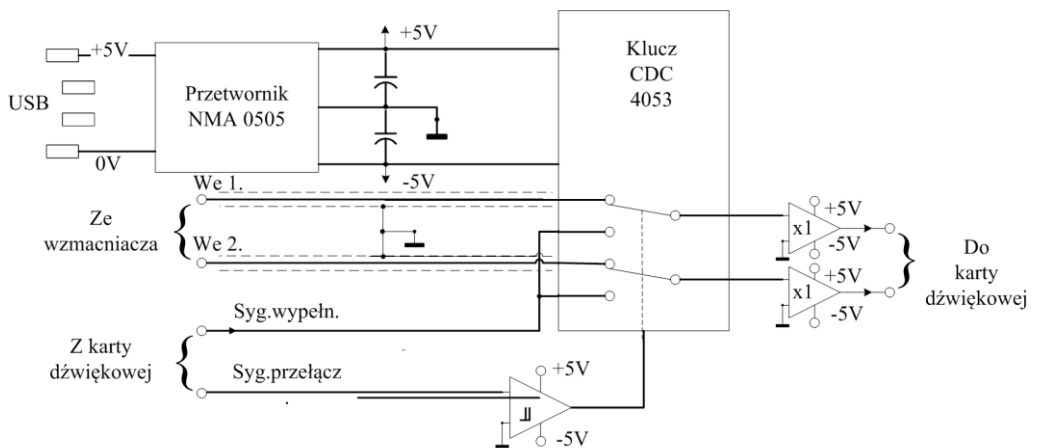
Sygnał przełączający (s_p), sygnał wypełniający (s_w), znacznik (s_z) oraz sygnał wyjściowy z układu synchronizującego (s_{wy}) zostały przedstawione na rys. 3. Sygnał wypełniający jest sygnałem prostokątnym, o częstotliwości dwa razy mniejszej od częstotliwości sygnału przełączającego.

3. Realizacja techniczna

Zakresy napięciowe sygnałów ze wzmacniacza EEG oraz sygnałów wejściowych i wyjściowych karty dźwiękowej wynoszą od -1 V do 1 V. Pozwoliło to na zaprojektowanie i wykonanie układu synchronizującego z wykorzystaniem klucza CDC-4053 sterowanego uformowanym za pomocą wzmacniacza-ogranicznika sygnałem przełączającym (rys. 4). Dopasowanie impedancyjne łańcucha składającego się ze: wzmacniacza EEG, klucza, karty dźwiękowej w obu kanałach realizują wtórnik napięciowe. Układ synchronizujący zasilany jest poprzez przetwornicę impulsową z gniazda interfejsu USB.



Rys. 3. Sygnały synchronizujące przełączający (s_p), wypełniający (s_w), znacznik (s_z) oraz przykładowy sygnał wyjściowy (s_{wy}) ze wstawionym znacznikiem [6]

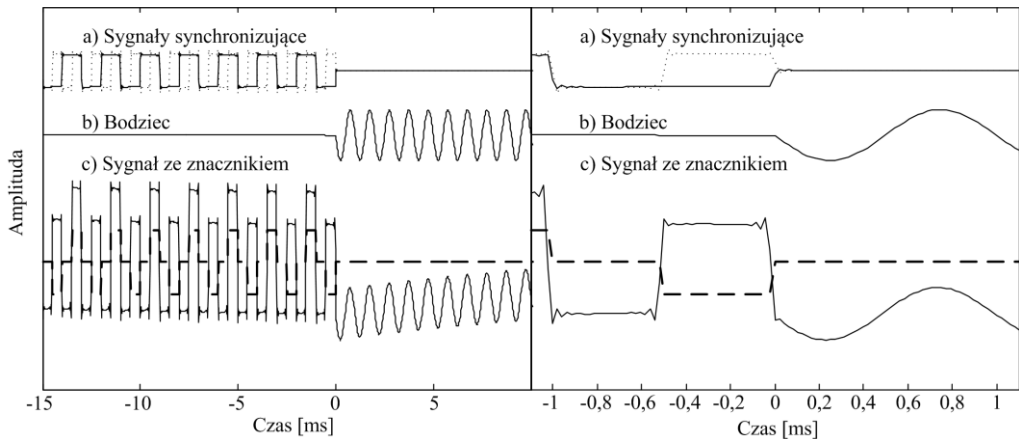


Rys. 4. Schemat elektryczny układu synchronizującego

Czas trwania znacznika (s_z) został ustalony na 50 ms. Częstotliwości sygnału przełączającego i wypełniającego zostały ustalone odpowiednio na 500 Hz oraz 1000 Hz.

4. Wyniki

Dokładność synchronizacji obliczono porównując zmierzone przesunięcie czasowe sygnałów we/wy z wartością przesunięcia czasowego obliczoną z funkcji korelacji. Pomiaru wykonano w układzie po połączeniu wyjść karty dźwiękowej generujących bodziec akustyczny z wejściami karty dźwiękowej przeznaczonymi do rejestracji sygnału EEG (rys. 2). W ten sposób zmierzone przesunięcie sygnału we/wy jest czasem upływającym od zarejestrowania pierwszej próbki do pojawienia się pierwszej próbki zawierającej sygnały synchronizujące.



Rys. 5. Sygnały rzeczywiste: a) sygnały synchronizujące: przełączający s_p oraz wypełniający s_w , b) bodziec, c) sygnał na wyjściu układu synchronizującego s_{wy} .

Obliczone przesunięcie znacznika przedstawiono pogrubioną linią przerywaną

Tabela 2. Zmierzone i obliczone wartości przesunięcia sygnałów we/wy

Pomiar	Zmierzone przesunięcie czasowe sygnałów we/wy	Obliczona wartość przesunięcia czasowego	Różnica
	ms	ms	ms
1	72,687	72,708	0,021
2	36,167	36,167	0,000
3	52,604	52,625	0,021
4	48,979	49,000	0,021
5	113,479	113,458	-0,021
6	72,020	72,000	-0,020
7	44,646	44,625	-0,021
8	46,396	46,416	0,020
9	19,063	19,042	-0,021

W tabeli 2 przedstawiono zmierzone metodą oscyloskopową (rys. 5) przesunięcia czasowe sygnału początku znacznika oraz początku pobudzenia w zarejestrowanym

sygnale i porównano je z wartościami obliczonymi z funkcji korelacji. Uzyskano różnicę rzędu pojedynczych próbek, co przy częstotliwości próbkowania 48 kHz daje wartość niepewności granicznej poniżej $\pm 0,05$ ms.

5. Wnioski

W pracy przedstawiono rozwiązanie problemu synchronizacji kanałów wejścia/wyjścia karty dźwiękowej umożliwiające uzyskanie granicznej niepewności synchronizacji poniżej 0,05ms. Jest to wartość satysfakcjonująca dla celów diagnostyki słuchu, jej pozytywne skutki użytkowe poprzez porównanie audiogramów wyznaczonych z zastosowaniem przedstawionej metody z metodami klasycznymi zostały potwierdzone przez lekarzy w Klinice Otolaryngologii, Chirurgii Głowy i Szyi Akademii Medycznej we Wrocławiu.

Przeprowadzone badania wykazały, że karta dźwiękowa może z powodzeniem być alternatywą dla dedykowanych przetworników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych w systemach pomiarowych, pracujących na sygnałach elektrycznych w paśmie akustycznym. Niebudzącą wątpliwości zaletą kart dźwiękowych jest ich powszechność występowania w komputerach osobistych.

Przedstawione rozwiązanie wydaje się być przyszłościowe w zastosowaniach innych urządzeń peryferyjnych pracujących pod systemami operacyjnymi i obsługujących rzeczywiste procesy, w których niskopoziomowe funkcje sprzętowe nie są dostępne.

Literatura

- [1] AIDLEN J.T., GLICK S., SILVERMAN K., SILVERMAN H.F., LUKS F.I., *Head-motion-controlled video goggles: preliminary concept for an interactive laparoscopic image display (i-LID)*, Journal of Laparoendoscopic & Advanced Surgical Techniques, Part A, 2009, Vol. 19, No. 4, pp. 595–598.
- [2] BAHMER A., BAUMANN U., *Recording and online analysis of auditory steady state responses (ASSR) in Matlab*, Journal of Neuroscience Methods, 2010, Vol. 187, No. 1, pp. 105–113.
- [3] CHOI J.M., LEE H.B., PARK C.S., OH S. H., PARK K.S., *PC-based tele-audiometry*, Telemedicine Journal and e-Health, 2007, Vol. 13, No. 5, pp. 501–508.
- [4] KIECKHEFER E., KANWAL J.S., *A computer program for sequencing and presenting complex sounds for auditory neuroimaging studies*, Journal of Neuroscience Methods, 2000, No. 1, pp. 43–48.
- [5] MASALSKI M., *Metoda pomiaru czułości słuchu na podstawie analizy stanu ustalonego potencjałów wywołanych wieloczęstotliwościowym pobudzeniem akustycznym*, rozprawa doktorska, Wydział Mechatroniki, Politechnika Warszawska, Warszawa 2007.
- [6] MASALSKI M., GIŻEWSKI S., *System diagnostyczny do obiektywnego badania słuchu metodą słuchowych potencjałów wywołanych stanu ustalonego*, Przegląd Elektrotechniczny, 2009, nr 2, s. 44–48.
- [7] MENDANHA R.E., *A method for computerised recording and analysis of high frequency bio-potentials (oscillometry)*, Indian Journal of Physiology and Pharmacology, 2008, Vol. 52, No. 4, pp. 398–402.

Jerzy KOLANKO*

KONDYCJONOWANIE BIOMEDYCZNYCH SYGNAŁÓW POMIAROWYCH. KOREKCJA BŁĘDU PRZETWARZANIA ANALOGOWO-CYFROWEGO

1. Wprowadzenie

Kondycjonowanie biomedycznych sygnałów pomiarowych polega na ich przygotowaniu do dalszego przetwarzania do postaci cyfrowej z jak najmniejszą stratą informacji pomiarowej i przetworzeniu z małym błędem pomiaru. Wskazany jest też utrzymanie stałego błędu względnego pomiaru zwane normalizacją błędu. Tak zdefiniowane kondycjonowanie sygnału pomiarowego pozwala na skupienie uwagi na innych problemach występujących w pomiarach biomedycznych jak: zakłócenia, sygnały niestacjonarne, mały poziom sygnału do szumu, wpływy wielkości zewnętrznych jak temperatura, aktywność chemiczna i biofizyczna środowiska.

2. Kondycjonowanie sygnału pomiarowego

Ważnym problemem metrologicznym zarówno w biopomiarach, jak i w przetwarzaniu A/C jest zmienność błędu względnego przetwarzania A/C [5]. Możliwe jest ustalenie (unormowanie) względnego błędu pomiaru przetwarzania na żądanym poziomie niezależnie od amplitudy sygnału lub jego innych cech mierzonych jak: częstotliwość,

*Instytut Inżynierii Biomedycznej i Pomiarowej, Politechnika Wroclawska, Wybrzeże Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: jerzy.kolanko@pwr.wroc.pl

okres, przesunięcie fazowe, wartość skuteczna, moc, energia. Model zastępczy sygnałów biomedycznych zawiera zwykle źródło o niskim napięciu (mV) i duże rezystancje zastępcze. W modelu należy uwzględnić zmienną rezystancję (impedancję) zależną też od indywidualnych cech obiektu biologicznego. Dodatkowo należy uwzględnić tzw. artefakty w sytuacji gdy źródłem jest organizm żywy. Normalizacja błędu względnego kondycjonowania i konwersji analogowo-cyfrowej zapewnia stałą dokładność przetwarzania. Dla przyrządów cyfrowych błąd przetwarzania analogowo-cyfrowego zapisuje się wzorem:

$$\delta_x = \delta_a + \frac{D}{X}, \quad (1)$$

gdzie:

δ_a – błąd analogowy (składowa multiplikatywna),

D – błąd dyskretyzacji wyrażany w ziarnach odczytu na ostatniej dekadzie wskaźnika cyfrowego czy ogólniej – cyfrowego wyniku konwersji (składowa addytywna).

Okazuje się, że można kształtować charakterystykę błędu poprzez podstawienie za wartość mierzoną X wartości X' , która może być np. funkcją odwrotną do $1/X$. Funkcja kształtująca błąd względny lub bezwzględny może przybierać różne postacie w zależności od wymagań). Funkcja korygująca błąd przyrządu cyfrowego może być wpisana do wzoru (1) w sposób:

$$X' = K_u X, \quad (2)$$

a więc:

$$\delta_x = \delta_a + \frac{D}{X'}, \quad (3)$$

gdzie K_u jest np. funkcją odwrotną do X , co daje stały błąd względny przetwarzania.

Aby otrzymać stałą wartość zmiennej X' należy związać ją ze zmienną wejściową X wzmacniając ją do poziomu X' . Aby to uzyskać należy dodać wejściowy wzmacniacz o zmiennym wzmocnieniu:

$$K_u(X) = \frac{1}{X} \quad (4)$$

lub ogólniej

$$K_u(X) = \frac{A}{X}, \quad (5)$$

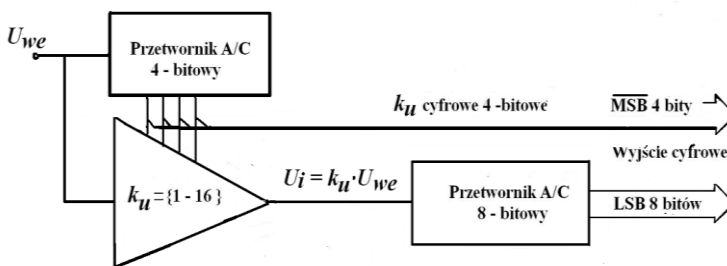
a więc:

$$\delta_x = \delta_a + \frac{D}{K_u X} = \delta_a + \frac{D}{A}. \quad (6)$$

Stała A pozwala na poprawę relacji błędu dyskretyzacji D do błędu konstrukcji δ_a . Analiza nie uwzględnia uwarunkowań technicznych i praktycznych, które zostaną przedstawione w podsumowaniu. Stan techniki w dziedzinie pomiarów parametrów sygnałów okresowych można przedstawić na przykładzie układu UFDC-1 [7], w którym zaimplementowano programowanie błędu względnego. Układ scalony UFDC-1 to zintegrowany przyrząd a raczej układ kondycjonujący sygnał pomiarowy z zaimplementowanym procesorem przeliczającym wyniki pomiaru *online* z możliwością programowania wartości błędu pomiaru częstotliwości/okresu [7].

3. Normalizacja zmiennoprzecinkowa

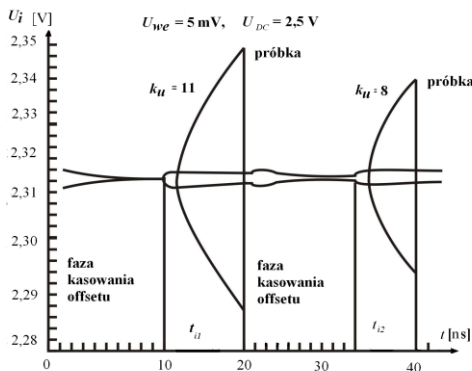
Normalizacja błędu przez umieszczenie wzmacniacza o zmiennym wzmacnieniu wymaga zastosowania obliczenia wyniku po każdej konwersji. Na wynik znormalizowany składa się aktualne wzmacnienie wzmacniacza i jego odpowiedź, czyli przetworzony sygnał cyfrowy z wyjścia wzmacniacza. Rozwiązanie problemu polega na zastosowaniu tzw. konwersji zmiennoprzecinkowej, w której zawsze występują co najmniej dwa wyniki pośrednie i zmiennoprzecinkowe operacje matematyczne. Oznacza to zastosowanie wewnętrznego mikrokontrolera w układzie kondycjonowania i przetwarzania A/C sygnału pomiarowego, co wyróżnia proponowane rozwiązanie. Arytmetyka zmiennoprzecinkowa to zapis liczby w postaci cechy i mantysy. Przy 8-bitowej postaci cechy i 8-bitowej postaci mantysy błąd obliczenia typu dzielenie lub mnożenie dwóch liczb to 2^{-8} .



Rys. 1. Układ kondycjonowania sygnału pomiarowego (rozwiązanie własne)

Na rys. 1 przedstawiono praktyczne rozwiązanie układu kondycjonowania, w którym uzyskuje się dwa wyniki przetwarzania (wstępne przetworzenie sygnału wejściowego – bity MSB oraz dokładne przetworzenie – bity LSB). Oba wyniki trafiają do mikroprocesora, by przeliczyć je na wartość odwzorowującą sygnał U_{we} . Szybkość działania układu i poprawność odwzorowania sygnału została sprawdzona na drodze

symulacji pobudzeniem jednostkowym gdzie zbadano pracę wzmacniacza, który pracuje najwolniej i wnosi największy błąd odwzorowania [3]. Na rys. 2 przedstawiono wynik symulacji dla wzmacniacza z kasowaniem offsetu. Sygnałem wejściowym był impuls jednostkowy o amplitudzie 5 mV. W modelu uwzględniono ograniczenia konstrukcyjne wynikające z zastosowanej technologii (CMOS 2,4 μm). Zastosowana metoda zawierająca prosty wzmacniacz różnicowy z kasowaniem offsetu i ładunkowym ustawianiem wzmocnienia pozwala na uzyskanie czasu konwersji do 20 ns w technologii CMOS 2,4 μm .



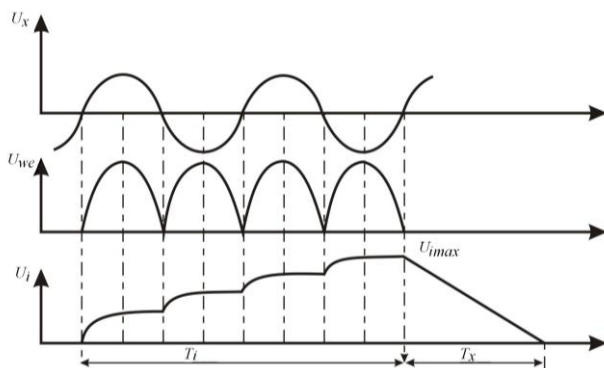
Rys. 2. Przebieg napięcia wyjściowego wzmacniacza z czasowym ustawianiem wzmocnienia (symulacja)

Oznacza to możliwość pracy całego układu z częstotliwością 500 MHz i rozdzielczością 12 bitów (jak na rys. 1). W tej metodzie jest możliwe skrócenie czasu konwersji przez zmianę czasu kasowania offsetu stosownie do zadanej wartości wzmocnienia sygnału wejściowego wg zasady: dłuższe ładowanie – dłuższe rozładowanie. Są to szczegóły konstrukcyjne, które nie będą dalej rozważane.

4. Metoda synchroniczna i multisynchroniczna

Następnym elementem poprawnej konwersji ze stałym błędem względnym jest zastosowanie metody synchronicznej. Metoda synchroniczna polega na synchronicznym całkowaniu lub próbkowaniu sygnału pomiarowego. Nie zawsze jest potrzebny zbiór próbek, często wystarczają do dalszej analizy parametry całkowite, jak wartość średnia lub skuteczna. System mikroprocesorowy w układzie kondycjonowania sam określa wstępnie czas pomiaru cechy periodycznej sygnału poprzez badanie wartości aktualnej uzyskanej na wyjściu wzmacniacza. Na rys. 3 przedstawiono zasadę synchronicznego pomiaru wartości skutecznej sygnału (często taka jest potrzebna). System sam określa czas ładowania T_i wzmacniacza do wartości właściwej U_{imax} do przetworzenia A/C ze stałym błędem względnym. Stała wartość błędu względnego wynika ze stałej relacji błędu dyskretyzacji napięcia U_{imax} do wartości napięcia U_{imax} .

W metodzie synchronicznej wzmacniacz jest ładowany sygnałem U_{we} o różnym kształcie o cechach periodyczności do wartości maksymalnej (rys. 3). Mierzony jest czas T_i , a następnie w czasie T_x przetwarzana jest wartość U_i w układzie kondycjonowania i kasowanie offsetu we wzmacniaczu, jak na rys. 2.

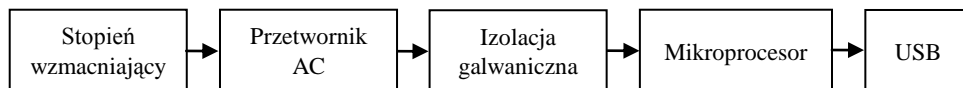


Rys. 3. Synchroniczne przygotowanie sygnału do przetwarzania A/C

Proponowana jest metoda multisynchroniczna polegająca na kilkakrotnym przetworzeniu wstępnym zapamiętanego fragmentu biosygnału z synchronizacją względem kolejnych występujących składowych zakłócających. Jest to złożenie i rekonstrukcja parametrów mierzonego sygnału celem uzyskania obiektywnej informacji pomiarowej. Jest to możliwe dzięki miniaturyzacji podzespołów, a zwłaszcza pamięci masowych [1] i aplikacji w formie pen drive z wejściem/wyjściem typu USB celem wyizolowania składowej informacyjnej o badanym obiekcie. W metodzie multisynchronicznej najpierw określone są składowe harmoniczne, a następnie wyznaczane parametry całkowite sygnału synchronicznie z wybranym sygnałem.

5. Aplikacja pamięci masowej typu pen drive (projekt)

Aplikacja pamięci masowej typu pen drive pozwala na zgromadzenie danych bez udziału komputera. W niektórych pomiarach i środowisku aktywnym fizykochemicznie i biologicznie nie jest wskazany umieszczenie komputera do akwizycji i analizy wyników. Duże znaczenie ma możliwość gromadzenia danych obiektów biologicznych w czasie normalnych czynności życiowych (np. badanie holterowskie). Aparat składa się z układów wzmacniaczy kondycjonujących sygnał oraz niskoprądowego procesora z obsługą złącza USB i zaaplikowanej obsługi ładowania wyników do pamięci masowej umieszczonej w złączu urządzenia. Pen drive może być odłączony i przeniesiony w dowolnym momencie do komputera celem analizy uzyskanych danych pomiarowych. Ten sposób jest dość wygodny w obsłudze, a posiadanie dwóch pamięci na zamianę pozwala na ciągłą rejestrację sygnałów biomedycznych.



Rys. 4. Schemat blokowy urządzenia USB

Stopień złożoności struktury jest duży ale wszystkie bloki można znaleźć jako tzw. struktury typu *core* (rdzeń) i połączyć w jedną całość zwaną w technologii makro układów jako *System Package*. Własne opracowanie dotyczy przetwornika A/C z wyżej opisaną metodą synchroniczną i kondycjonowaniem (wzmacniacz ze zmiennym wzmacnieniem) oraz obliczaniu wyników *on line*. Mikroprocesor zaznaczony na schemacie z rys. 4 służy także do transmisji danych do pamięci masowej lub bezpośredniej pracy z komputerem. Część programowa obejmuje 4 składniki:

- *Firmware* dla mikrokontrolera,
- sterownik oparty na LibUSB (podprogram z biblioteki),
- aplikacja EKG-Monitor (wizualizacja sygnału),
- aplikacja EKG-Pendrive (zrzut danych na pen drive).

6. Przykład aplikacji EEG/EKG

Przykładem aplikacji wbudowanych w urządzenie (pojęcie bliskie prezentowanemu) jest oferta firmy Konzeptysta. Opiera się ona jednak na standardowych rozwiązaniach aplikacji bardzo rozbudowanych systemów w urządzeniach przenośnych. Porównując rozwiązania aplikacji wbudowanych z tą ostatnią jest ona optymalna dla potrzeb przenośnego sprzętu elektromedycznego. Innym przykładem jest przenośne urządzenie wyposażone w złącze USB, zwane głowicą EEG. Urządzenie służy do prowadzenia badań EEG/QEEG (Amritsar EEG). Sygnał EEG jest mierzony zarówno za pomocą standardowego zestawu elektrod, jak również opcjonalnie przy użyciu czepka Electron Cap. Poniżej przedstawiono parametry urządzenia w celu przybliżenia wartości zakresów i czułości dla mierzonych sygnałów.

Parametry głowicy pomiarowej Mistar EEG

Wyposażenie i funkcje kanały 21 EEG + 4 aktywne i para referencyjna
 Pasma częstotliwości 0,16–70 Hz
 Pomiar impedancji automatyczny
 Pomiar impedancji jest prezentowany zarówno na obudowie wzmacniacza, jak również na monitorze komputera
 Poziom szumu typowo < 1,5 μV od szczytu do szczytu, zakres 0,16–70 Hz



Zakres wejściowy	-2500–2500 μ V
Czułość	0,1 μ V/mm–100 μ V/mm
Rozdzielczość czasowa	3,75; 7,5; 15; 30; 60; 120; 240 mm/s
Konwersja analogowo-cyfrowa	16 bit ADC
Częstotliwość próbkowania	250 lub 500 Hz/kanał
Częstotliwość przechowywania	250 lub 500 Hz/kanał
Filtr dolnoprzepustowy (cyfrowy)	0,16; 0,32; 0,5; 1,6; 5 Hz (-3 dB/oct)
Filtr górnoprzepustowy (cyfrowy)	15; 30; 50; 70 Hz (-3 dB/oct)
Filtr sieciowy (cyfrowy)	-40 dB przy 50 lub 60 Hz
Zasilanie	3,6–6,5 V DC; 4 baterie AA lub akumulatory
Rozmiar obudowy	185×135×45 mm
Waga	0,9 kg (z bateriami)

Przedstawione parametry elektryczne głowicy EEG pokazują, jak skomplikowany wewnątrz jest sam układ kondycjonowania sygnału celem uzyskania zapisu EEG fal mózgowych nadającego się do interpretacji medycznej. Ostatnie z wymienionych parametrów wskazują na spore, jak na urządzenie przenośne, rozmiary i wagę urządzenia. Stosowane są rozwiązania z zastosowaniem karty pamięci, co daje możliwość rejestracji przez 24 godziny. Istotny jest standard zapisu danych, który powinien generować pliki łatwe w konwersji i umieszczaniu w bazie danych (np. plik.xls).

7. Trendy rozwojowe

Przetworzenie i zapis sygnału biomedycznego (EKG i EEG) może być obecnie unifikowane w jednym urządzeniu. Zmniejsza to koszty samego urządzenia w stosunku do liczby wykonywanych funkcji. Niskonapięciowa i niskoprądowa (3,3 V) technologia pozwala na wysoki stopień scalenia układów i pozwala na dużą elastyczność projektowania całej konstrukcji [4]. Rozwiązanie problemu zmiennego błędu względnego polega na zastosowaniu tzw. konwersji zmiennoprzecinkowej, w której zawsze występują co najmniej dwa wyniki pośrednie i operacje matematyczne, zmiennoprzecinkowe. Oznacza to zastosowanie wewnętrznego mikrokontrolera w układzie kondycjonowania i przetwarzania A/C sygnału pomiarowego, co wyróżnia proponowane rozwiązanie. Synchronizacja z sygnałem sieci zasilającej 50 Hz upraszcza konstrukcję wzmacniacza, ponieważ nie jest potrzebny układ filtru, który jest zwykle stosowany. Dodatkowo proponowana jest metoda multisynchroniczna polegająca na kilkakrotnym przetworzeniu wstępnym zapamiętanego fragmentu biosygnału z synchronizacją względem kolejnych składowych sygnału użytecznego bądź zakłócającego. Jest to złożenie i rekonstrukcja parametrów mierzonego sygnału celem uzyskania obiektywnej informacji pomiarowej.

8. Podsumowanie

Podstawową cechą normalizacji błędu względnego w układzie kondycjonującym sygnał biomedyczny jest konwersja zmiennoprzecinkowa. Zastosowanie konwersji zmiennoprzecinkowej na etapie pozyskiwania informacji z czujnika pomiarowego jest rozwiązaniem niewzmiankowanym w literaturze. Zastosowanie mikroprocesora do obliczeń pozwala na wykonanie kalibracji programowej czyli dobraniu stałej A po podaniu sygnału X o znanej wartości tak, by cyfrowy wynik przetwarzania był równy wartości zadanej i znanej. Stała A może mieć postać funkcji korekcyjnej (wpływ temperatury i innych czynników, jak częstotliwość sygnału (możliwość wyrównania charakterystyki częstotliwościowej)). Znane są rozwiązania z umieszczeniem wzmacniacza czy wtórnika napięciowego przy elektrodzie celem eliminacji zakłóceń. Są też układy bezprzewodowe z zasilaniem bateryjnym, jak wzmacniacze sygnału EKG. W proponowanym rozwiązaniu uzyskuje się gotowe wyniki konwersji cyfrowej. W każdym wyniku przetwarzania (konwersji A/C z kondycjonowaniem) eliminowane są nieznaczące zera (z lewej strony wyniku) dzięki zastosowaniu konwersji zmiennoprzecinkowej. Zastosowanie pamięci masowej pozwala na aplikację metody multisynchronicznej, która pozwala na pomiar cech sygnału przy dużym poziomie zakłóceń.

Użycie złącza USB poprzez dodanie funkcji mikroprocesora do jego obsługi umożliwia bezpośredni przesył danych do komputera lub rejestrację danych w pamięci masowej typu pen drive dołączanej do urządzenia rejestrującego. Są to dwie różne funkcje (akwizycja danych i przesyłanie do urządzenia zewnętrznego typu pen drive lub komputer). Zastosowanie zasilania bateryjnego, niewielkie gabaryty i ciężar urządzenia, a także zastosowanie przenośnej pamięci masowej pozwala na zastosowanie go jako przenośnego w różnych warunkach: na sali chorych, w domu, podczas wykonywania pracy i monitorowania na bieżąco z możliwością wymiany pamięci (pen drive) po jej zapełnieniu. Stosowane i rozwijane badanie telemetryczne przez telefon z dźwiękowym przesyłaniem danych *on line* [6] jest rozwiązaniem przejściowym o niskiej jakości. Obecnie produkowane telefony komórkowe posiadają już złącze mini-USB, co może w znacznej mierze poprawić jakość transmisji bezprzewodowej *on line*.

Literatura

- [1] AZIZI N., NAJM F.N., MOSHOVOS A., *Low-leakage asymmetric-cell RAM*, IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2003, Vol. 11, Issue 4.
- [2] GEIGER R.L., ALLEN P.E., STRADER N.R., *VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits*, McGraw-Hill, New York, pp. 318–363.
- [3] GREBENE A.B., *Bipolar and MOS analog integrated circuit design*, John Wiley & Sons 2003.
- [4] JOHNS D.A., MARTIN K., *Analog Integrated Circuit design*, Wiley India Pvt. Ltd., 2009.
- [5] VAN DE PLASSCHE R., *Integrated A to D and D to A converters*, [ed.] Kluwer A.D., 1994.
- [6] www.medserwis.pl/nm.asp?p=6176,1,97,50506, źródło internetowe.
- [7] www.sensorsportal.com/HTML/E-SHOP/PRODUCTS_4/UFDC_1.htm, źródło internetowe.

Michał BOŁTRUKIEWICZ*

KONDYCJONERY DO WSPÓŁPRACY Z TRANSOPTORAMI ODBICIOWYMI

1. Wprowadzenie

Efektywna praca systemów pomiarowych i systemów sterowania uzależniona jest od wielu czynników, wśród których jednym z najważniejszych jest poprawne działanie czujników pomiarowych. Ponieważ mają one bardzo istotny wpływ na metrologiczne i systemowe charakterystyki systemów, w których pracują, nie można dopuścić, aby stały się ich „najsłabszym ogniwem”.

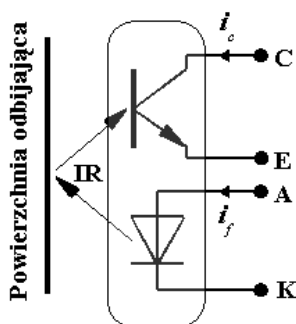
Działaniu czujników pomiarowych towarzyszy szereg niepożądanych zjawisk zakłócających, prowadzących w konsekwencji do zniekształcenia informacji o wielkości mierzonej przekazywanej w sygnale wyjściowym. Do najczęściej występujących zakłóceń można zaliczyć m.in. samonagrzewanie się termistorów, wpływ temperatury i wilgotności na działanie elementów elektronicznych [1], m.in. na mostki tensometryczne znajdujące się w czujnikach siły i ciśnienia, wpływ oświetlenia zewnętrznego na działanie czujników optoelektronicznych oraz ich tzw. prąd ciemny, istnienie składowej o charakterze szumowym w sygnale wyjściowym czujnika itp.

Wpływ niepożądanych zjawisk można niekiedy wyeliminować poprzez odpowiednią separację czujnika, stosując przykładowo zasilanie ze źródła elektrochemicznego. Usuwanie skutków występowania zjawisk niepożądanych jest jednym z systemowych zadań kondycjonerów - układów współpracujących bezpośrednio z czujnikami pomiarowymi. Do ich zadań należy także zapewnienie właściwego standardu sygnału wyjściowego (np. TTL), a także w razie potrzeby generacja pobudzeń dla czujnika pomiarowego.

*Zakład Metrologii i Optoelektroniki Instytutu Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej, Politechnika Poznańska, pl. Marii Skłodowskiej-Curie 5, 60-965 Poznań, e-mail: boltruk@et.put.poznan.pl

2. Podstawowe właściwości transoptorów odbiciowych

Transoptor odbiciowy składa się z diody elektroluminescencyjnej emitującej światło w paśmie podczerwieni oraz fototranzystora rejestrującego światło odbite od powierzchni, która nie stanowi elementu konstrukcyjnego transoptora. Dioda elektroluminescencyjna pełni w tym układzie rolę nadajnika, natomiast fototranzystor pełni rolę odbiornika światła. Zasadę działania transoptora, jako czujnika optoelektronicznego pokazano na rys. 1.



Rys. 1. Zasada działania transoptora odbiciowego

Jednym z podstawowych parametrów transoptora odbiciowego jest tzw. przekładnia prądowa CTR [2] opisana równaniem

$$CTR = \frac{i_c}{i_f} 100\% , \quad (1)$$

określająca stosunek prądów fototranzystora i diody elektroluminescencyjnej, oznaczonych odpowiednio jako i_c oraz i_f

Transoptory odbiciowe charakteryzują się relatywnie najniższymi przekładniami prądowymi, nie przekraczającymi 5%. Przy założeniu stałego prądu diody elektroluminescencyjnej, CTR zmniejsza się w miarę zwiększania się odległości pomiędzy transoptorem a powierzchnią odbijającą światło. Istotne znaczenie dla wartości przekładni prądowej ma także barwa i stan powierzchni, od której odbija się światło.

Z uwagi na niewielką wartość przekładni prądowej, ważnym parametrem transoptorów odbiciowych jest maksymalna wartość prądu diody elektroluminescencyjnej i_f . W wielu przypadkach wybór tej właśnie wartości prądu i_f stanowi optymalne rozwiązanie ze względu na poprawę właściwości użytkowych czujnika wykorzystującego transoptor odbiciowy.

3. Zastosowania transoptorów odbiciowych

Rozważając zastosowania transoptorów odbiciowych należy zwrócić uwagę, że są one integralnie związane z konfiguracją tzw. bariery optoelektronicznej czyli sposobem modulacji (przerywania) strumienia świetlnego padającego na powierzchnię foto tranzystora [3].

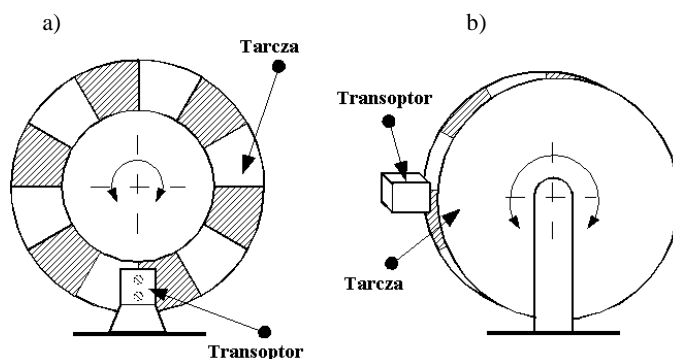
3.1. Pomiar prędkości obrotowej

Pomiar prędkości obrotowej nie jest typową aplikacją transoptorów odbiciowych. Do pomiaru tej wielkości znacznie częściej wykorzystuje się przetworniki obrotowo-impulsowe [4, 6] lub transoptory szczelinowe.

Przetworniki obrotowo-impulsowe umożliwiają uzyskanie dużej rozdzielczości pomiaru, charakteryzując się przy tym dużą niezawodnością oraz dobrą separacją warunków zewnętrznych. Ponadto w wielu przypadkach konstrukcja mechaniczna obudowy przetwornika w znaczącym stopniu upraszcza jego montaż w układzie docelowym. Wadą takiego rozwiązania jest jego relatywnie wysoka cena.

W przypadku transoptorów szczelinowych rolę „mechanicznego przerywacza” strumienia świetlnego pełni obracająca się tarcza (z otworami lub ząbkami na obwodzie) umieszczona częściowo w szczelinie transoptora. Należy jednak zwrócić uwagę, że niewielki rozmiar szczeliny transoptora wymusza odpowiednio dużą precyzję wykonania zarówno tarczy jak i pozostałych elementów mechanicznych.

Zastosowanie transoptorów odbiciowych eliminuje konieczność wykorzystania dodatkowych elementów mechanicznych. Bariere optoelektroniczną można zrealizować poprzez odpowiednie pomalowanie obracającego się elementu, wykorzystując schemat podziału powierzchni odbijającej pokazany na rys. 2a) oraz b).



Rys. 2. Konfiguracje mechaniczne układów do pomiaru prędkości obrotowej przy użyciu transoptora odbiciowego

Do modulacji strumienia świetlnego wykorzystuje się różne współczynniki absorpcji barw, których dobór winien zapewnić relatywnie największe zmiany przekładni prądowej transoptora. Dobre wyniki uzyskuje się w przypadku zastosowania kontrastujących ze sobą bieli i czerni, które charakteryzują się przeciwstawnymi właściwościami absorpcyjnymi.

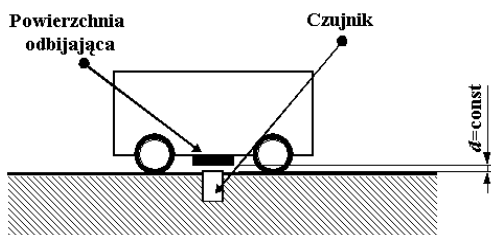
Realizacja bariery optoelektronicznej z wykorzystaniem obracających się elementów maszyn może stanowić pewien problem, jeżeli ich ruchowi obrotowemu będą towarzyszyć drgania w kierunku wzdłużnym lub poprzecznym nazywane potocznie „biciem”. Przyczyną tego zjawiska są luzy mechaniczne, zużycie lub niedokładność wykonania. Amplituda drgań determinuje minimalną odległość transoptora od powierzchni obracającego się elementu, ograniczając tym samym wartość uzyskiwanej przekładni prądowej transoptora.

3.2. Detekcja obiektów mechanicznych

Detekcja obiektów mechanicznych polega na określeniu ich lokalizacji w przestrzeni roboczej na podstawie położenia aktywnego czujnika. Spośród znanych czujników optoelektronicznych jedynym możliwym rozwiązaniem wydaje się zastosowanie transoptorów odbiciowych. Ich zastosowanie upraszcza ponadto konstrukcję bariery optoelektronicznej, pokazanej na rys. 3, której optymalizacja wymaga:

- wyposażenia wykrywanych obiektów w elementy stanowiące płaszczyznę dobrze odbijającą promieniowanie emitowane przez transoptor,
- zapewnienia dostatecznie małej odległości pomiędzy transoptorem i powierzchnią odbijającą promieniowanie.

Warto także dodać, że w przypadku wykorzystania bariery optoelektronicznej pokazanej na rys. 3 można zapewnić stałą odległość powierzchni odbijającej od wykrywanego obiektu, co nie pozostaje bez znaczenia dla konstrukcji kondycjonera.



Rys. 3. Konfiguracja bariery optoelektronicznej do detekcji obiektów

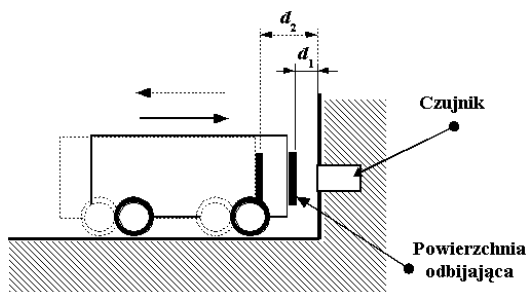
Zastosowanie czujników odbiciowych stwarza jednak pewien problem. Gdy powierzchnia transoptora nie jest zasłonięta (przez wykrywany obiekt), dociera do niego światło zewnętrzne, co może prowadzić do zakłóceń objawiających się reakcją czujnika w przypadku braku obiektu określaną jako tzw. błąd pozytywny.

W niektórych transoptorach odbiciowych w torze detekcji promieniowania świetlnego przed fototranzystorem umieszcza się filtr optyczny przepuszczający promieniowanie świetlne w paśmie podczerwieni, co zabezpiecza przed wpływem światła zewnętrznego.

W przypadku transoptorów nieposiadających filtrów optycznych lub gdy jakość filtracji optycznej okazuje się niewystarczająca, jedynym sposobem poprawy właściwości detekcyjnych jest odpowiedni układ kondycjonujący.

3.3. Czujniki zbliżeniowe

Czujniki zbliżeniowe są w istocie detektorami obiektów mechanicznych, działającymi z barierą optoelektroniczną, której konfigurację pokazano na rys. 4. Wykorzystują one zjawisko zwiększania się przekładni prądowej transoptora CTR , w miarę zmniejszania się odległości pomiędzy czujnikiem i poruszającym się obiektem, od którego odbija się światło. Detekcja obiektu następuje z chwilą, gdy odległość ta jest dostatecznie mała.



Rys. 4. Konfiguracja bariery optoelektronicznej czujnika zbliżeniowego

W przypadku czujników zbliżeniowych optymalizacja bariery optoelektronicznej wymaga:

- wyposażenia zbliżających się obiektów w elementy stanowiące płaszczyznę odbijającą promieniowanie emitowane przez transoptor,
- zapewnienia histerezy sygnału wyjściowego.

Obiekt mechaniczny, po wykryciu przez czujnik zbliżeniowy powinien zatrzymać się, a następnie zmienić kierunek ruchu. W sytuacji, gdy obiekt zatrzyma się dokładnie na granicy przełączania, istnieje możliwość pojawienia się stochastycznego sygnału binarnego na wyjściu czujnika. Ponieważ jest to zjawisko niepożądane, należy zapewnić histerezę sygnału wyjściowego czujnika, którego reakcja powinna następować w odległości d_1 podczas zbliżania się obiektu i w odległości d_2 podczas oddalania się obiektu.

4. Kondycjonery czujników optoelektronicznych

W przeprowadzonych pracach projektowych we wszystkich kondycjonerach wykorzystano jeden typ czujnika optoelektronicznego – powszechnie dostępny i relatywnie niedrogi transoptor odbiciowy CNY70. Projektując kondycjonery poszukiwano rozwiązań o niewielkim stopniu złożoności, charakteryzujących się przy tym dużą skutecznością działania, niezależnie od warunków zewnętrznych. Przyjęto także założenie że projektowane kondycjonery będą wytwarzały sygnał wyjściowy z zachowaniem standardu układów TTL. Oznacza to, że sygnał stanu wysokiego (logiczne „1”) będzie miał napięcie powyżej 2 V, natomiast sygnał stanu niskiego (logiczne „0”) będzie reprezentowany napięciem mniejszym od 0,8 V.

4.1. Układy do współpracy z detektorami obiektów

Podstawowy problem związany z pracą czujników do detekcji obiektów mechanicznych polega na oddziaływaniu na nie światła zewnętrznego gdy nie są one zasłonięte. Projektując kondycjoner współpracujący z omawianymi czujnikami należy więc uwzględnić dwa podstawowe założenia:

- kompensacja lub eliminacja wpływu warunków zewnętrznych,
- uzyskanie sygnału wyjściowego zgodnego ze standardem TTL.

Efektywne rozwiązanie problemu wpływu warunków zewnętrznych implikuje konieczność ich pomiaru. Założono więc, że w projektowanych kondycjonerach zostaną wykorzystane dwa transoptory, z których jeden będzie wykorzystywany jako fototranzystor realizujący funkcję czujnika warunków zewnętrznych, a jego dioda elektroluminescencyjna nie będzie zasilana.

4.1.1. Kondycjoner z eliminacją wpływu warunków zewnętrznych

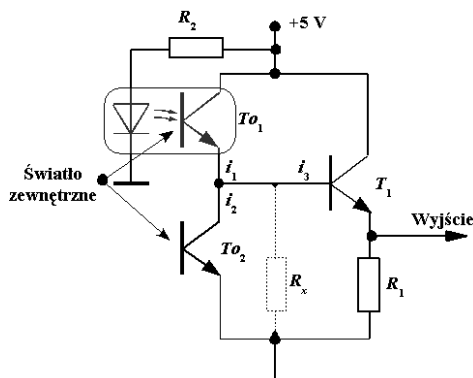
W projekcie kondycjonera, którego schemat ideowy pokazano na rys. 5, wykorzystano fakt, że gdy oba transoptory są oświetlone światłem zewnętrznym zachowują się jak źródła prądowe o porównywalnych prądach wyjściowych. W tej sytuacji wartość prądu bazy tranzystora T_1 , określona zależnością

$$i_3 = i_1 - i_2 \quad (2)$$

jest równa zero. W konsekwencji tranzystor T_1 znajduje się w stanie odcięcia, a napięcie wyjściowe układu przyjmuje stan odpowiadający logicznemu „0”. Przysłonięcie czujnika powoduje, że do transoptora To_1 dociera światło odbite i jego prąd i_1 ulega dwukrotnemu zwiększeniu. Ponieważ prąd i_2 nie ulega zmianie (dla danych warunków otoczenia ma wartość stałą), prąd i_3 jest na tyle duży, że tranzystor T_1 zo-

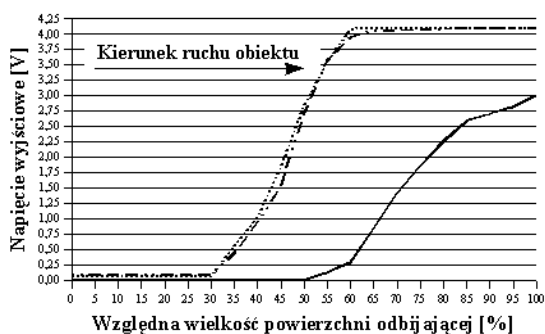
staje przełączony do stanu nasycenia, w którym napięcie wyjściowe układu przyjmuje stan odpowiadający logicznej „1”.

Rezystancja R_x , zaznaczona na schemacie linią przerywaną, jest elementem opcjonalnym służącym do doboru zakresu pracy czujnika. Zwiększając wartość rezystancji zwiększa się jednocześnie minimalną odległość od powierzchni odbijającej przy której czujnik pracuje poprawnie. Rezystancję w obwodzie diody elektroluminescencyjnej transoptora To_1 dobrano ze względu na uzyskanie największej dopuszczalnej wartości prądu.



Rys. 5. Kondycjoner z eliminacją wpływu warunków zewnętrznych

Na rys. 6 pokazano charakterystyki przejściowe kondycjonera z eliminacją wpływu warunków zewnętrznych, uzyskane dla różnych warunków zewnętrznych.



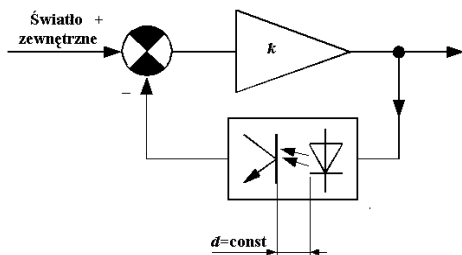
Rys. 6. Charakterystyki przejściowe kondycjonera z eliminacją wpływu warunków zewnętrznych

Działanie układu testowano w obecności światła emitowanego przez żarówkę lampy biurowej o mocy elektrycznej wynoszącej 60 W (linia ciągła) umieszczoną w odległości ok. 0,5 m od czujników, w obecności oświetlenia sufitowego (linia kropkowana) oraz bez udziału dodatkowych źródeł światła (linia przerywana). Z uwagi na stałą odległość transoptora od powierzchni odbijającej, wynoszącą ok. 1 mm, jako

zmienną niezależną przyjęto względną wielkość powierzchni odbijającej światło (odniesioną do powierzchni transoptora).

4.1.2. Kondycjoner z kompensacją warunków zewnętrznych

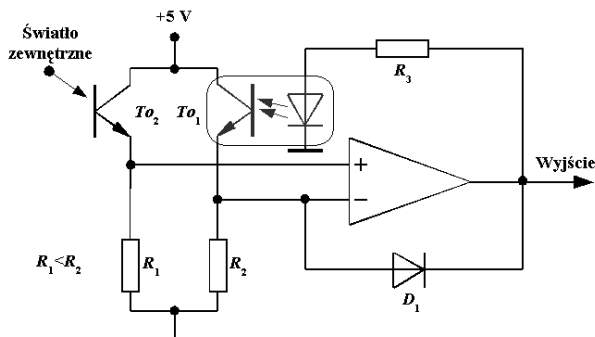
Zaprojektowany kondycjoner jest w istocie układem automatycznej regulacji prądu diody elektroluminescencyjnej transoptora, której zadaniem jest kompensacja wpływu światła zewnętrznego. Zasadę działania tego układu pokazano na rys. 7. Warto podkreślić, że pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego zrealizowano z wykorzystaniem medium optycznego.



Rys. 7. Zasada działania kondycjonera z kompensacją warunków zewnętrznych

Pojawienie się wykrywanego obiektu przysłania transoptor zamykając pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego. Wartość sygnału wyjściowego ustala się na poziomie zapewniającym takie wystawienie diody elektroluminescencyjnej, które skompensuje wpływ oświetlenia światłem zewnętrznym.

Realizację układową opisywanego kondycjonera zaprezentowano na rys. 8.



Rys. 8. Schemat ideowy kondycjonera z kompensacją warunków zewnętrznych

Poprawna praca układu wymaga, aby rezystancje R_1 oraz R_2 spełniały relację daną zależnością

$$R_1 < R_2 . \quad (3)$$

Gdy oba transoptory znajdują się pod wpływem oświetlenia zewnętrznego, pomiędzy napięciami wejściowymi wzmacniacza operacyjnego zachodzi relacja dana zależnością

$$U_+ < U_- . \quad (4)$$

Ponieważ w tym momencie pętla optycznego sprzężenia zwrotnego nie funkcjonuje, wzmacniacz operacyjny próbuje się nasycić zmniejszając swoje napięcie wyjściowe, lecz przeciwdziała temu dioda D_1 , zamykając pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego i wymuszając na wyjściu wzmacniacza napięcie dane zależnością

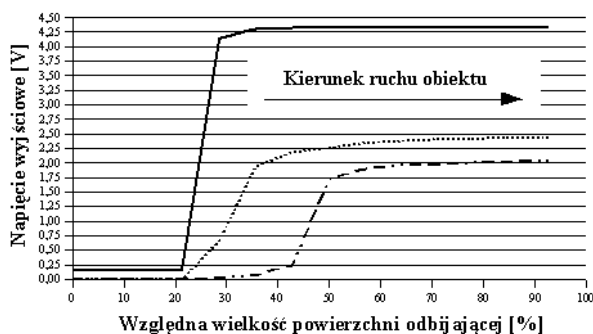
$$U_{wy} = U_- - 0,7 \text{ V} . \quad (5)$$

Z chwilą przysłonięcia transoptora To_1 napięcie na końcówce odwracającej gwałtownie maleje, a pomiędzy napięciami wejściowymi wzmacniacza zachodzi relacja

$$U_+ > U_- . \quad (6)$$

Wzmacniacz operacyjny usiłuje się nasycić zwiększając swoje napięcie wyjściowe. Wywołuje to jednak przepływ prądu przez diodę elektroluminescencyjną transoptora To_1 i w dalszej konsekwencji zamyka pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego, kompensując jednocześnie różnicę napięć wejściowych.

W zaprezentowanym układzie napięcie wyjściowe logicznego „0” reguluje się wartością rezystancji R_2 , zgodnie z zależnością (5), natomiast napięcie wyjściowe logicznej „1” reguluje się rezystancją R_3 .



Rys. 9. Charakterystyki przejściowe kondycjonera z kompensacją warunków zewnętrznych

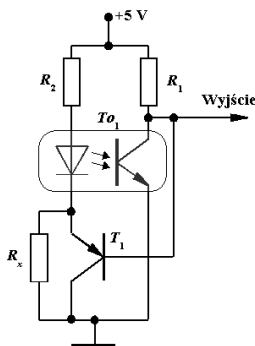
Na rys. 9 pokazano charakterystyki przejściowe kondycjonera z kompensacją warunków zewnętrznych, uzyskane w obecności światła emitowanego przez żarówkę lampy biurowej o mocy elektrycznej 60 W (linia ciągła) umieszczoną w odległości ok. 0,5 m od czujników, w obecności oświetlenia sufitowego (linia kropkowana) oraz bez udziału dodatkowych źródeł światła (linia przerywana). Z uwagi na konfigurację bariery optoelektronicznej (stała odległość transoptora od powierzchni odbijającej, wynosząca ok. 1 mm), jako zmienną niezależną przyjęto względną wielkość powierzchni odbijającej światło (odniesioną do powierzchni transoptora).

4.2. Kondycjoner do współpracy z czujnikiem zblizeniowym

Jednym z podstawowych założeń dotyczących pracy czujników zblizeniowych jest uzyskanie histerezy sygnału wyjściowego. Najprostszym rozwiązaniem jest zastosowanie współpracujących ze sobą transoptora, którego zadaniem jest wytworzenie napięcia proporcjonalnego do odległości pomiędzy czujnikiem i zbliżającym się obiektem, oraz przerzutnika Schmitta [5] odpowiedzialnego za realizację histerezy napięcia wyjściowego. W przedstawionej koncepcji zastrzeżenia budzi jedynie stopień jej złożoności.

Warunkiem uzyskania histerezy jest istnienie w układzie pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego. Aby ją zrealizować przy użyciu medium optycznego strumień świetlny wytwarzany przez diodę elektroluminescencyjną transoptora powinien rosnać podczas zbliżania się obiektu do czujnika.

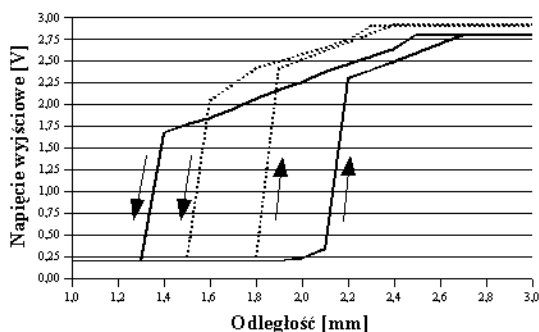
Schemat układu działającego zgodnie ze sformułowanym założeniem zaprezentowano na rys. 10.



Rys. 10. Schemat układu kondycjonera czujnika zblizeniowego

Gdy zbliżający się obiekt znajduje się dostatecznie daleko od transoptora To_1 , to tranzystor T_1 pozostaje w stanie odcięcia, a przez diodę elektroluminescencyjną transoptora płynie prąd, którego wartość determinuje suma rezystancji R_2 i R_x . W miarę zbliżania się obiektu prąd transoptora rośnie i gdy potencjał jego kolektora jest niższy o 0,7 V od potencjału katody diody elektroluminescencyjnej, to tranzystor T_1 prze-

chodzi do stanu nasycenia, zwiernając rezystancję R_x . W konsekwencji zwiększa się prąd diody elektroluminescencyjnej i natężenie światła docierającego do fototranzystora. Dzięki temu w fazie oddalania się obiektu, powrót tranzystora T_1 do stanu odcięcia następuje w większej odległości od czujnika niż jego wcześniejsze przejście do stanu nasycenia.

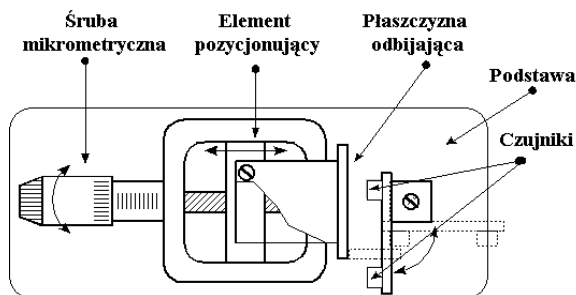


Rys. 11. Charakterystyki przejściowe kondycjonera czujnika zblizeniowego

Na rys. 11 zaprezentowano charakterystyki przejściowe kondycjonera uzyskane dla dwóch różnych wartości rezystancji R_x , wynoszących 150Ω (linia ciągła) oraz 200Ω (linia kropkowana). Jak widać zmiana wartości rezystancji R_x pozwala na regulację szerokości pętli histerezy testowanego kondycjonera.

5. Stanowisko pomiarowe

Wszystkie wykonane kondycjonery były testowane na stanowisku pomiarowym pokazanym na rys. 12, które zostało zbudowane z elementów wchodzących w skład zestawu do doświadczeń optycznych, wykorzystującego łąwę optyczną.



Rys. 12. Stanowisko pomiarowe do badania kondycjonerów

Podstawowym przyrządem wykorzystywanym podczas przeprowadzonych doświadczeń był element pozycjonujący o jednym stopniu swobody, przykręcony do ciężkiej żeliwnej podstawy. Jego położenie było regulowane w zakresie 0–25 mm, przy użyciu śruby mikrometrycznej pracującej z dokładnością 0,01 mm. Do jego ruchomej części przymocowano białą płaszczyznę odbijającą światło.

Testowane transoptory były umieszczone na dodatkowej nieruchomej płycie, którą przykręcono do żeliwnej podstawy. W położeniu pokazanym na rysunku testowano czujniki zbliżeniowe. Po obróceniu płytki o kąt 90° do położenia zaznaczonego linią przerywaną testowano czujniki do detekcji obiektów.

6. Podsumowanie

W przedstawionej pracy dokonano przeglądu zastosowań transoptorów odbiciowych, zwracając szczególną uwagę na czynniki pogarszające efektywność pracy czujników optoelektronicznych oraz mechaniczną konfigurację bariery optoelektronicznej. Zaprojektowano i przetestowano trzy kondycjonery przeznaczone do współpracy z optoelektronicznymi czujnikami odbiciowymi, stosując w dwóch z nich pętlę sprzężenia zwrotnego wykorzystującą medium optyczne.

Poprawność działania zrealizowanych konstrukcji została potwierdzona eksperymentalnie w warunkach zbliżonych do rzeczywistych uwzględniających zarówno konfigurację bariery optoelektronicznej jak i obecność dodatkowych źródeł światła.

Pewne zastrzeżenia budzą właściwości aplikacyjne zaprojektowanych układów związane z zakresami pracy czujników (np. zbliżeniowych). W tej części prac skupiono się jednak przede wszystkim na aspekcie konfiguracji kondycjonerów i ten etap można zasadniczo uznać za zakończony.

W przyszłości planuje się wykonanie dokładnej analizy metrologicznej opracowanych kondycjonerów i optymalizację zakresu pracy testowanych czujników.

Literatura

- [1] CHWALEBA A., PONIŃSKI M., SIEDLECKI A., *Metrologia elektryczna*, WNT, Warszawa 2003.
- [2] HOROWITZ P., HILL W., *Sztuka Elektroniki*, t. 2, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 1996.
- [3] LIMANN O., PELKA H., *Elektronika bez wielkich problemów. Optoelektronika*, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 1992.
- [4] MIŁEK M., *Metrologia elektryczna wielkości nieelektrycznych*, Oficyna Wydawnicza Uniwersytetu Zielonogórskiego, Zielona Góra, 2006.
- [5] TIETZE U., SCHENCK CH., *Układy półprzewodnikowe*, WNT, Warszawa 1996.
- [6] ZAKRZEWSKI J., *Czujniki i przetworniki pomiarowe. Podręcznik problemowy*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2004.

SKOROWIDZ NAZWISK AUTORÓW

ALBRECHT Andrzej	407
BAKOŃ Tomasz	163
BARON Grzegorz	415
BASZYŃSKI Michał	303
BAKAŁA Marcin	407
BIEDROŃ Izabela	281
BOŁTRUKIEWICZ Michał	481
BUZALEWICZ Igor	357
CIEŚLIK Grzegorz	389
CZERNIELEWSKI Leon	397
CZERSKI Łukasz	185
CZUBŁA Albin	185
DRABIK Gabriel	415
DUSZA Daniel	145
FALIŃSKA Katarzyna	203
FILAR Krzysztof	133
FLORYSZAK-WIECZOREK Jolanta	369
GABRYL Irmina	345
GALOVSKA Maryna	59
GAŁECKA Katarzyna	389
GIŻEWSKI Stefan	465
GÓRSKI Zbigniew	369
GRYSIŃSKI Tomasz	261
GUZIK Janusz	155
HACHOŁ Andrzej	313, 321, 333, 345
HULEWICZ Arkadiusz	47
JAKUBIEC Jerzy	7
JANISZEWSKA Marzena	389
JANUS Łukasz	369
JUNIEWICZ Henryk	229
JUROSZEK Barbara	249
KACZKOWSKA Katarzyna	397
KOLANKO Jerzy	473
KOŁODZIEJ Marcin	241
KORCZYŃSKA Sylwia	271
KRAJEWSKI Mariusz	85
KRAWCZYK Krystian	133
KRUPANEK Beata	453

KRZYWAŹNIA Adam	423, 431
KUBISA Stefan	23
LAL-JADZIAK Jadwiga	85
LISOWSKI Michał	133
MAJKOWSKI Andrzej	241
MAKAL Jarosław	175
MASALSKI Marcin	229, 465
MILCZAREK Grzegorz	369
MISIAK Hanna	379
MORONŹ Zbigniew	7
NAKAYAMA Minoru	333
NOGA Krystyna Maria	97
NOWAK Wioletta	313, 321, 333, 345
OCIEPKA Janusz	423, 431
OLIWA Wojciech	441
OSKWAREK Łukasz	73
OSMYK Roman	195
PAŁKO Tadeusz	11
PAŁCZYŃSKA Beata	109
PELCZAR Ewa	313
PIEKARSKA Katarzyna	281
PODBIELSKA Halina	39, 397
RACZKOWSKI Maciej	389
RADWAŃSKI Marcin	97
ROCHNIŃSKI Paweł	155
RUCKI Zbigniew	28
RUSZEL Piotr	119
SANKOWSKI Dominik	407
SIENKOWSKI Sergiusz	85
SITARSKA Magdalena	281
SIUDZIŃSKI Tomasz	389
SOBASZEK Anna	313, 321, 333, 345
STĘPNIEWSKI Jan	185
SUCHOCKI Krzysztof	215
SZCZEPANIK Zdzisław	281
SZPAKOWSKI Marek	175
SZTERK Piotr	195
SZUL-PIETRZAK Elżbieta	313, 321, 333, 345
TEWEL Nina	291
TOPÓR-KAMIŃSKI Tadeusz	453
TRACZEWSKA Teodora M	281
TRUSZ-ZDYBEK Agnieszka	281
ULATOWSKA-JARŻA Agnieszka	397
WARSZA Zygmunt	59
WEISER Artur	229
WOJCIECHOWSKI Rafał	407



Wydawnictwa Politechniki Wrocławskiej
są do nabycia w księgarni „Tech”
plac Grunwaldzki 13, 50-377 Wrocław
budynek D-1 PWr., tel. 71 320 29 35
Prowadzimy sprzedaż wysyłkową
zamawianie.ksiazek@pwr.wroc.pl

ISBN 978-83-7493-539-5