

### **Załącznik nr 3**

do wniosku o przeprowadzenie postępowania habilitacyjnego  
w dziedzinie nauk technicznych w dyscyplinie elektrotechnika

**dr inż. Krzysztof Tomczyk**

Politechnika Krakowska im. Tadeusza Kościuszki  
ul. Warszawska 24, 31-155 Kraków

Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej

Instytut Automatyki i Trakcji Elektrycznej

Katedra Automatyki i Technik Informatycznych

Tel: (+48) 12 628 2685, 12 628 2543

e-mail:

[ktomczyk@pk.edu.pl](mailto:ktomczyk@pk.edu.pl) lub [k.tomczyk@cyfronet.pl](mailto:k.tomczyk@cyfronet.pl)

ResearcherID: [K-2236-2016](https://orcid.org/0000-0002-8922-6529)

ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-8922-6529>

## **Autoreferat przedstawiający opis dorobku i osiągnięć naukowych w języku polskim**

Kraków, 28 stycznia 2019



## 1. Imię i nazwisko

Krzysztof Tomczyk

## 2. Posiadane dyplomy, stopnie naukowe z podaniem nazwy, miejsca i roku ich uzyskania oraz tytuł rozprawy doktorskiej

**Dyplom magistra inżyniera:** Politechnika Krakowska, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, kierunek: elektrotechnika, specjalność: automatyka, 29.10.1999 r., Praca dyplomowa nt. „*Przegląd dostępnych procedur analizy jakości i niezawodności systemów zautomatyzowanych*”, Promotor: prof. dr hab. inż. Lech A. Bukowski.

**Stopień doktora nauk technicznych** – elektrotechnika, Politechnika Krakowska, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, 26.06.2006 r., Rozprawa doktorska nt. „*Komputerowo wspomagany system do wyznaczania granicznych wartości błędów dynamicznych wybranych układów pomiarowych*”, Promotor: prof. dr hab. inż. Edward Layer, Recenzenci: prof. dr hab. inż. Adam Żuchowski, dr hab. inż. Piotr Drozdowski, prof. PK.

## 3. Informacje o dotychczasowym zatrudnieniu w jednostkach naukowych

**2006 – nadal**, Politechnika Krakowska, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej (adiunkt),

**2000 – 2006**, Politechnika Krakowska, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej (asystent).

## 4. Wskazanie osiągnięcia naukowego, uzyskanego po otrzymaniu stopnia doktora, stanowiącego znaczny wkład w rozwój dyscypliny elektrotechnika zgodnie z art. 16 ust. 2 ustawy z dnia 14 marca 2003 r. o stopniach naukowych i tytule naukowym oraz o stopniach i tytule w zakresie sztuki (Dz. U. nr 65, poz. 595 ze zm.)

### Tytuł osiągnięcia naukowego

Osiągnięciem stanowiącym przedmiot wniosku jest cykl powiązanych tematycznie publikacji pod wspólną nazwą:

**Funkcje odwzorowujące maksymalne błędy dynamiczne generowane przez układy pomiarowe**

### Cykl obejmuje:

- 5 samodzielnych artykułów z listy **A** MNiSW (JCR),
- 2 współautorskie artykuły z listy **A** MNiSW (JCR),
- 1 samodzielny artykuł z listy **B** MNiSW,
- 4 współautorskie artykuły z listy **B** MNiSW,
- 1 samodzielny artykuł opublikowany w czasopiśmie: *Conference Series*, indeksowany w bazie **Scopus**.

## **Publikacje wchodzące w skład osiągnięcia naukowego**

- [1] **Tomczyk K., 2018<sup>1</sup>,**  
*Influence of Monte Carlo Generations Applied for Modelling of Measuring Instruments on Maximum Distance Error. Transactions of the Institute of Measurement and Control.* Vol. 41, issue 1, pp. 74–84.  
**Lista A MNiSW (JCR).**  
Impact Factor: **1.579**. Punktacja MNiSW: **20**.  
Publikacja indeksowana w bazie **Scopus**.
- [2] **Tomczyk K., Sieja M., 2018,**  
*Relationship between the Absolute Error and Parameter Values of Voltage Output Accelerometer. Technical Transactions – Electrical Engineering.* No. 6, pp. 133–143.  
**Lista B MNiSW.**  
Punktacja MNiSW: **13**.  
Udział procentowy własny autora wniosku: **60%** (szczegółowe dane zostały zawarte w **Załącznikach nr 5 i 8**).
- [3] **Tomczyk K., 2018,**  
*New algorithm for Determining the Dynamic Error for the Integral-Square Criterion. Journal of Physics – Conference Series.* Vol. 1065, 2018, pp. 1–4.  
Publikacja indeksowana w bazie **Scopus**.
- [4] **Tomczyk K., Sieja M., 2017,**  
*Assessment of Propagation of Modelling Uncertainty by the Procedures for Determining Maximum Dynamic Errors. Technical Transactions – Electrical Engineering.* No. 12, pp. 157–169.  
**Lista B MNiSW.**  
Punktacja MNiSW: **13**.  
Udział procentowy własny autora wniosku: **50%** (szczegółowe dane zostały zawarte w **Załącznikach nr 5 i 8**).
- [5] **Tomczyk K., 2016,**  
*Problems in Modelling of Charge Output Accelerometers. Metrology and Measurement Systems.* Vol. 23, No. 4, pp. 645–659.  
**Lista A MNiSW (JCR).**  
Impact Factor: **1.598**. Punktacja MNiSW: **20**.  
Publikacja indeksowana w bazach: **Scopus i Web of Science Core Collection**.

---

<sup>1</sup> Publikacja online: luty 2018, druk: styczeń 2019.

- [6] **Tomczyk K., 2016,**  
*Impact of uncertainties in accelerometer modeling on the maximum values of absolute dynamic error. Measurement.* Vol. 80, pp. 71–78.  
**Lista A MNiSW (JCR).**  
Impact Factor: **2.359**. Punktacja MNiSW: **30**.  
Publikacja indeksowana w bazach: **Scopus i Web of Science Core Collection.**
- [7] **Tomczyk K., Layer E., 2016,**  
*Energy density for signals maximizing the integral-square error. Measurement.* Vol. 90, pp. 224–232.  
**Lista A MNiSW (JCR).**  
Impact Factor: **2.359**. Punktacja MNiSW: **30**.  
Udział procentowy własny autora wniosku: **60%** (szczegółowe dane zostały zawarte w **Załącznikach nr 5 i 8**).  
Publikacja indeksowana w bazach: **Scopus i Web of Science Core Collection.**
- [8] **Tomczyk K., Sieja M., 2015,**  
*Parametric Identification of System Model for the Charge Output Accelerometer. Technical Transactions – Electrical Engineering.* No. 2-E, pp. 235–245.  
**Lista B MNiSW.**  
Punktacja MNiSW: **13**.  
Udział procentowy własny autora wniosku: **50%** (szczegółowe dane zostały zawarte w **Załącznikach nr 5 i 8**).
- [9] **Tomczyk K., Layer E., 2014,**  
*Accelerometer Errors in Measurements of Dynamic Signals. Measurement.* Vol. 60, pp. 292–298.  
**Lista A MNiSW (JCR).**  
Impact Factor: **1.484**. Punktacja MNiSW: **30**.  
Udział procentowy własny autora wniosku: **50%** (szczegółowe dane zostały zawarte w **Załącznikach nr 5 i 8**).  
Publikacja indeksowana w bazach: **Scopus i Web of Science Core Collection.**
- [10] **Tomczyk K., 2014,**  
*Special signals in the Calibration of Systems for Measuring Dynamic Quantities. Measurement.* Vol. 49, pp. 148–152.  
**Lista A MNiSW (JCR).**  
Impact Factor: **1.484**. Punktacja MNiSW: **30**.  
Publikacja indeksowana w bazach: **Scopus i Web of Science Core Collection.**

[11] Tomczyk K., 2011,

*Procedure for Correction of the ECG Signal Error Introduced by Skin-Electrode Interface. Metrology and Measurement Systems.* Vol. XVIII, No. 3, pp. 461–470.

**Lista A MNiSW (JCR).**

Impact Factor: **0.764**. Punktacja MNiSW: **20**.

Publikacja indeksowana w bazach: **Scopus i Web of Science Core Collection.**

[12] Tomczyk K., 2009,

*Levenberg-Marquardt Algorithm for Optimization of Mathematical Models according to Minimax Objective Function of Measurement Systems. Metrology and Measurement Systems.* Vol. XVI, No. 4, pp. 599–606.

**Lista B MNiSW.**

Punktacja MNiSW: **6**.

Publikacja indeksowana w bazach: **Scopus i Web of Science Core Collection.**

[13] Layer E., Tomczyk K., 2009,

*Determination of Non-Standard Input Signal Maximizing the Absolute Error. Metrology and Measurement Systems.* Vol. XVII, no. 2, pp.199–208.

**Lista B MNiSW.**

Punktacja MNiSW: **6**.

Udział procentowy własny autora wniosku: **50%** (szczegółowe dane zostały zawarte w **Załącznikach nr 5 i 8**).

Publikacja indeksowana w bazach: **Scopus i Web of Science Core Collection.**

**Sumaryczny Impact Factor dla publikacji zgłoszonych jako osiągnięcie naukowe** (wyliczony zgodnie z rokiem opublikowania na podstawie listy JCR):

**11.627**

**Sumaryczna liczba punktów MNiSW dla publikacji zgłoszonych jako osiągnięcie naukowe** (wyliczona zgodnie z rokiem opublikowania na podstawie wykazu MNiSW):

– bez podziału punktów w przypadku publikacji współautorskich:

**231**

– z podziałem punktów w przypadku publikacji współautorskich, proporcjonalnie do udziału procentowego: **179.8**

**Indeks Hirscha na podstawie bazy Web of Science Core Collection:** **3** (na dzień: 15.01.2019)

**Indeks Hirscha na podstawie bazy Scopus:** **4** (na dzień: 15.01.2019)

## **Przedstawienie celu naukowego prac i osiągniętych wyników wraz z omówieniem możliwości ich ewentualnego wykorzystania**

### **Wprowadzenie w tematykę przedstawionego pod ocenę osiągnięcia naukowego**

Wszelkie kwestie dotyczące teorii błędów i niepewności dla układów przeznaczonych do pomiarów wielkości stałych w czasie są dokładnie precyzowane przez krajowe i międzynarodowe normy. Wśród nich do najważniejszych zalicza się:

1. *Wyrażanie niepewności pomiaru: Przewodnik*, Główny Urząd Miar, Warszawa 1999,
2. *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*, ISO, Switzerland 1995.

Dla układów przeznaczonych do pomiarów wielkości stałych została zdefiniowana klasa dokładności oraz wszelkie procedury dotyczące wyznaczania błędów i niepewności, zarówno w pomiarach bezpośrednich jak i pośrednich. Również w zakresie wzorcowania takich układów wypracowane zostały odpowiednie procedury i regulacje prawne, które podlegają ciągłej dyskusji zarówno podczas krajowych jak i zagranicznych konferencji naukowych.

Zupełnie odmiennie wygląda sytuacja w przypadku pomiarów sygnałów dynamicznych o różnorodnych przebiegach czasowych. Mamy tu do czynienia z błędami dynamicznymi, których wartości uzależnione są nie tylko od właściwości dynamicznych układu pomiarowego, ale również od kształtu sygnałów na ich wejściu, co wynika bezpośrednio z definicji całki spłotowej opisywanej zarówno w domenie czasu jak i częstotliwości.

W obrębie pomiarów wielkości dynamicznych można dostrzec istotny deficyt w zakresie proponowanych zarówno rozwiązań teoretycznych jak i praktycznych. Jak dotąd nie wypracowano jednoznacznych regulacji prawnych, umożliwiających określenie klasy dynamicznej dokładności dla układów przeznaczonych do pomiarów dynamicznych, w analogiczny sposób jak dla układów dedykowanych do pomiarów wielkości statycznych. W większości rozwiązań przedstawionych zarówno w literaturze krajowej jak i zagranicznej, procedury wzorcowania układów realizujących pomiary niezdeteminowanych sygnałów dynamicznych sprowadzają się do określania charakterystyk czasowych lub częstotliwościowych, stanowiących odpowiedź układów na wymuszenie w postaci zdeterminowanych sygnałów testowych. Najczęściej są to wymuszenia: skokowe i harmoniczne (Żuchowski, 1974)<sup>2</sup>, (Hagel, Zakrzewski, 1984), (Shestakov, 1992), stochastyczne (Skoczowski, 1975), (Pinkhusovich, Kuznetsov, 2002) lub realizujące z góry założone funkcje matematyczne (Rybin, 1995), (Świsulski, 2000), (Hessling, 2006), (Denisenko, 2009). Z kolei w pracy (Żuchowski, 2008) problem wyznaczania błędu dynamicznego rozpatrywany jest w oparciu o wyniki rejestracji punktowej.

W literaturze zagranicznej, zagadnieniom wzorcowania układów przeznaczonych do pomiarów dynamicznych poświęcone są m. in. publikacje: (Kumme, 1998), (Fujii, Ohgushi, Tojo, 1999), (Link, von

---

<sup>2</sup> Cytowania w nawiasach okrągłych z nazwiskiem autora i datą publikacji, np. (Żuchowski, 1974)<sup>1</sup> odnoszą się do pozycji literatury wymienionych w **Załączniku nr 9**, natomiast cytowania w nawiasach kwadratowych odnoszą się do publikacji zgłoszonych jako osiągnięcie naukowe.

Martens, 2004), (Link, Tübner, Wabinski, Bruns, Elster, 2007). Rozwiązania przedstawione w tych pracach oparte są o punkty pomiarowe charakterystyk częstotliwościowych i zostały ukierunkowane na wyznaczenie wartości parametrów układów pomiarowych oraz związanych z nimi niepewności.

W literaturze krajowej, zagadnienia wzorcowania układów realizujących pomiary dynamiczne zostały omówione m.in. w pracach: (Layer, 1981, 1997) i (Layer, Gawędzki, 1990, 1991), w których przedstawiono podstawy teoretyczne wzorcowania układów pomiarowych w oparciu o maksymalne błędy dynamiczne. Podejście to zostało ukierunkowane na wyznaczenie takiego przypadku testowego sygnału wejściowego z ograniczeniami, który wygeneruje maksymalną wartość błędu na wyjściu układu zgodnie z przyjętym wskaźnikiem jakości. Rozważane są sygnały z jednym ograniczeniem dotyczącym amplitudy (sygnał prostokątny) oraz z dwoma ograniczeniami odnoszącymi się równocześnie do amplitudy jak i prędkości narastania (sygnał trapezowy). Zasadnicza trudność w wyznaczeniu powyższych sygnałów testowych polega na tym, że dla zadanego czasu badania układu pomiarowego nieznana jest zarówno liczba jak i czasy wystąpienia przełączeń tych sygnałów. Stąd, do ważniejszych zadań w obrębie tego typu wzorcowania zaliczyć można konieczność opracowania algorytmów dedykowanych do wyznaczania testowych sygnałów maksymalizujących błąd. Propozycje takich algorytmów dla kryteriów: błędu bezwzględnego (sygnały z jednym i z dwoma ograniczeniami) i całkowo-kwadratowego (sygnały z jednym ograniczeniem) zostały przedstawione w czterech powyższych publikacjach. Powyższe algorytmy bazują na matematycznych modelach zarówno układu pomiarowego jak i wzorca, stanowiącego odniesienie do wyznaczania błędu (Żuchowski, 1974). Modele te mogą być przedstawiane w postaci funkcji przejścia, równań stanu, transmitancji widmowej lub odpowiedzi czasowych (impulsowej lub skokowej). Matematyczny model układu pomiarowego uzyskiwany jest na drodze jego parametrycznej bądź nieparametrycznej identyfikacji i opracowywany jest na podstawie posiadanej o nim wiedzy teoretycznej lub praktycznej. Z kolei model wzorca stanowi matematyczną realizację filtra o pasmie przenoszenia odpowiadającym częstotliwościowemu zakresowi pracy rozpatrywanego układu pomiarowego.

Powyższa koncepcja wyznaczania sygnałów z ograniczeniami wynika z oczywistego faktu braku możliwości przeprowadzenia obliczeń błędu dynamicznego dla wszystkich przypadków niezdeterminowanych sygnałów, które w dowolnym czasie mogłyby pojawić się na wejściu układu pomiarowego. Stąd, sygnał testowy maksymalizujący błąd, można uznać za reprezentatywny dla zestawu wszystkich innych jakie mogą pojawić się na wejściu układu pomiarowego. Oznacza to, że błędy dynamiczne wyznaczone dla dowolnych innych sygnałów mogą mieć wartości jedynie co najwyżej równe tym maksymalnym (Layer, 1981, 2002), (Layer, Gawędzki, 1991). W pracach (Layer, 2002, 2003) został przedstawiony dowód istnienia i osiągalności sygnałów maksymalizujących błąd całkowo-kwadratowy dla przypadku dwóch jednoczesnych ograniczeń na nie nałożonych. W pracach tych zostały przedstawione również przykłady dotyczące wyznaczania maksymalnych błędów dynamicznych dla całkowo-kwadratowego wskaźnika jakości oraz dla przypadku sygnałów testowych zarówno z jednym jak i z dwoma ograniczeniami. Jednak przykłady te dotyczą badania jedynie niskoczęstotliwościowych (do kilkunastu Hz) analogowych układów 2–4 rzędu (filtr Butterwortha i wybrany obiektu fizycznego) o z góry założonych parametrach ich matematycznych modeli.



Tematyce wzorcowania układów pomiarowych w oparciu o maksymalne błędy dynamiczne zostały poświęcone również trzy prace doktorskie: (Gawędzki, 1988), (Tomczyk, 2006), (Sieja, 2015).

Pierwsza praca: (Gawędzki, 1988) dotyczy głównie opracowania optymalizacyjnego i rekurencyjnego algorytmu wyznaczania granicznych wartości błędów dynamicznych. W pracy tej, podobnie jak w książce (Layer, Gawędzki, 1991), przedstawiono wyniki testów opracowanych algorytmów na przykładzie modeli (transmitancji operatorowej) opisujących trzy typy analogowych rejestratorów (o maksymalnej częstotliwości pracy do kilkuset  $Hz$ ) oraz sejsmografu.

W drugiej pracy: (Tomczyk, 2006) przedstawiono algorytmy wyznaczania maksymalnych błędów dynamicznych dla kryteriów błędu bezwzględnego i całkowo-kwadratowego w wykorzystaniu techniki algorytmu genetycznego. Algorytmy te zostały oparte o procedury analogowego przetwarzania sygnałów. Pod kątem tej pracy został opracowany komputerowo-wspomagany system parametrycznej identyfikacji układów pomiarowych, bazujący na wbudowanej w program LabVIEW aplikacji *Curve Fitting*. Badaniom poddano niskoczęstotliwościowe (do kilku  $Hz$ ) analogowe filtry Butterwortha, Bessela i Czebyszewa oraz dwa niskoczęstotliwościowe (do kilkudziesięciu  $Hz$ ) czujniki drgań typu BWH 201 i 301.

W trzeciej pracy: (Sieja, 2015) dokonano oceny dokładności systemów przeznaczonych do pomiarów dynamicznych, bazując na algorytmach przedstawionych w pracach: [13] i (Tomczyk, 2006). Do wyznaczenia transmitancji operatorowych rozpatrywanych układów (9 czujników do pomiaru przyspieszenia) zastosowano algorytm przedstawiony w publikacji [8]. Na podstawie szeregu badań, w pracy tej proponowano wskaźnik umożliwiający porównanie maksymalnych błędów dynamicznych generowanych przez różnego typu układy pomiarowe.

Wszystkie wyżej wymienione publikacje z zakresu maksymalnych błędów dynamicznych, z wyjątkiem prac doktorskich: (Tomczyk, 2006) i (Sieja, 2015), skupiają się przede wszystkim na rozwiązaniach teoretycznych i ewentualnie na aplikacjach tych rozwiązań na bazie z góry założonych matematycznych modeli wybranych niskoczęstotliwościowych układów pomiarowych. Nie poruszają one istotnego problemu syntezy matematycznych modeli układów w oparciu o wyniki praktycznych pomiarów, a jedynie dokładnie wyznaczone modele mogą stanowić punkt wyjścia do aplikacji teoretycznych procedur wyznaczania błędów. W przeciwnym wypadku wiarygodność otrzymanych wyników maksymalnych błędów dynamicznych wydaje się być wątpliwa. Wiarygodność ta jest również obniżana m.in. błędami całkowania, wynikającymi z zastosowania procedur analogowego przetwarzania sygnałów, a biorąc pod uwagę, że mamy tu do czynienia głównie z równaniami całek spłotowych, błędy te mogą być znaczne. Również wyniki syntezy matematycznych modeli, przedstawione w wyżej przytoczonych pracach doktorskich, nie mogą być w pełni satysfakcjonujące w aspekcie wyznaczania maksymalnych błędów dynamicznych, gdyż stanowią one jedynie wartości parametrów modeli bez określenia związanych z nimi niepewności.

Biorąc pod uwagę powyższe uproszczenia w zakresie wyznaczania maksymalnych błędów dynamicznych, publikacje zadeklarowane jako osiągnięcie naukowe zostały ukierunkowane na:

- modyfikację już istniejących algorytmów wzorcowania układów pomiarowych w oparciu o maksymalne błędy dynamiczne pod kątem wykorzystania procedur cyfrowego przetwarzania sygnałów (np. splot cyfrowy),
- opracowanie nowych algorytmów wzorcowania układów pomiarowych w oparciu o maksymalne błędy dynamiczne,
- opracowanie autorskich procedur modelowania układów pomiarowych.

Przyjęto również założenie, że możliwe jest wyznaczenie zależności funkcyjnych:

- błędu maksymalnego od czasu badania układu pomiarowego,
- błędu maksymalnego od wartości parametrów matematycznego modelu układu pomiarowego,

Zależności te w łatwy sposób mogą odwzorowywać maksymalne wartości błędów dynamicznych dla przyjętego wskaźnika jakości. Z oczywistych względów, spełnienie takiego założenia mogło być możliwe przy zapewnieniu minimalizacji wpływu wyników modelowania na wartości błędów maksymalnych oraz wyselekcjonowania najbardziej adekwatnych procedur numerycznych pod kątem wyznaczenia powyższych zależności funkcyjnych. Założono, że wyznaczenie funkcji odwzorowujących błęd umożliwi uniknąć konieczności każdorazowego aplikowania skomplikowanych obliczeń numerycznych (programów komputerowych) w celu wyznaczenia maksymalnych błędów dynamicznych. Danymi wejściowymi dla takich funkcji byłyby jedynie parametry matematycznego modelu układu pomiarowego wraz z związanymi z nimi niepewnościami.

W związku z powyższym, wszystkie prace zadeklarowane jako osiągnięcie naukowe zostały ukierunkowane na realizację pięciu głównych celów badawczych:

- 1. Analiza sygnałów, błędów dynamicznych i niepewności procedur identyfikacji układów pomiarowych.**
- 2. Synteza dokładnych matematycznych modeli układów pomiarowych.**
- 3. Opracowanie nowych procedur wyznaczania błędów maksymalnych.**
- 4. Ocena wpływu wyników modelowania na wartości błędów maksymalnych.**
- 5. Synteza funkcji odwzorowujących błędy maksymalne.**

### **Zakres przeprowadzonych badań**

W obrębie pierwszego celu badawczego dokonano analizy literatury z zakresu teorii sygnałów i błędów dynamicznych oraz niepewności procedur syntezy matematycznych modeli układów pomiarowych. Analiza ta miała na celu ocenę możliwości optymalizacji już istniejących oraz opracowanie nowych procedur w zakresie wzorcowania układów przeznaczonych do pomiarów dynamicznych. Powyższa analiza stworzyła przede wszystkim podstawy do realizacji kolejnych czterech celów badawczych, a także do opracowania rozdziałów w dwóch współautorskich publikacjach: [7] i [9] oraz rozdziałów lub podroz-

działów w dwóch współautorskich monografiach (Layer, Tomczyk, 2010)<sup>3</sup> i (Layer, Tomczyk, 2015)<sup>4</sup>, opublikowanych przez oficynę Springer-Verlag.

W obrębie drugiego celu badawczego dokonano analizy aktualnie obowiązujących uregulowań prawnych dedykowanych do syntezy dokładnych matematycznych modeli układów pomiarowych. W tym zakresie autor wniosku swoje zainteresowania początkowo skupił na układach przeznaczonych do pomiarów biomedycznych, a następnie na czujnikach do pomiarów przyspieszeń. W efekcie, bazując na już istniejących rozwiązaniach, zaproponował własne autorskie procedury do syntezy matematycznych modeli w zakresie pomiarów EKG oraz wibroakustycznych (akcelerometry z wyjściem napięciowymi i z wyjściem ładunkowymi).

Trzeci cel badawczy obejmował analizę i ocenę procedur oraz programów komputerowych dedykowanych do wyznaczania maksymalnych błędów dynamicznych oraz przedstawienie propozycji bardziej efektywnych rozwiązań opartych o procedury cyfrowego przetwarzania sygnałów. Za największe osiągnięcie w tym zakresie można uznać opracowania:

- cyfrowych algorytmów wyznaczania maksymalnych błędów dla kryteriów całkowo-kwadratowego oraz błędu bezwzględnego, obowiązujących zarówno dla przypadku jednego i dwóch ograniczeń nałożonych na sygnał wzorcujący,
- procedury wyznaczania sygnałów z jednym ograniczeniem, maksymalizujących błąd całkowo-kwadratowy.

Powyższa procedura wyznaczania sygnałów z jednym ograniczeniem dla błędu całkowo-kwadratowego stanowi skuteczną alternatywę dla algorytmu przedstawionego w publikacjach: (Layer, 1981, 1997, 2002) i (Layer, Gawędzki, 1991), który bazuje na konieczności rozwiązania uwikłanego równania całkowego.

Czwarty cel badawczy dotyczył oceny wpływu wyników modelowania układów pomiarowych na wartości maksymalnych błędów dynamicznych. W tym zakresie przeprowadzono badania akcelerometrów z wyjściem napięciowym dla kryteriów: całkowo-kwadratowego i błędu bezwzględnego.

Ostatni cel stanowił zwieńczenie prac w zakresie czterech poprzednich zadań i dotyczył syntezy funkcji odwzorowujących maksymalne błędy dynamiczne. Jego realizacja wymagała przede wszystkim wyselekcjonowania najbardziej skutecznych dla tego celu procedur numerycznych z zakresu aproksymacji lub interpolacji danych pomiarowych. Przeprowadzono analizę możliwości zastosowania: wielomianów interpolacyjnych Lagrange'a, Czebyszewa, Legendre'a i Hermita, aproksymacji metodą najmniejszych kwadratów, aproksymacji wielomianowej oraz funkcji sklepanych dla przypadku dwuwymiarowego, jak również metody: odwrotnej odległości (IDW), triangulacji (TIN), Kriginga i aproksymacji wielomianowej dla przypadku wielowymiarowego. W efekcie, w zależności od rozpatrywanego kryterium błędu, zostały wyselekcjonowane dwie metody aproksymacyjne: metoda najmniejszych kwadratów i wielomianowa jako te, które generują najmniejszą wartość niepewności regresji punktów przedstawiających maksymalne wartości błędów dynamicznych.

---

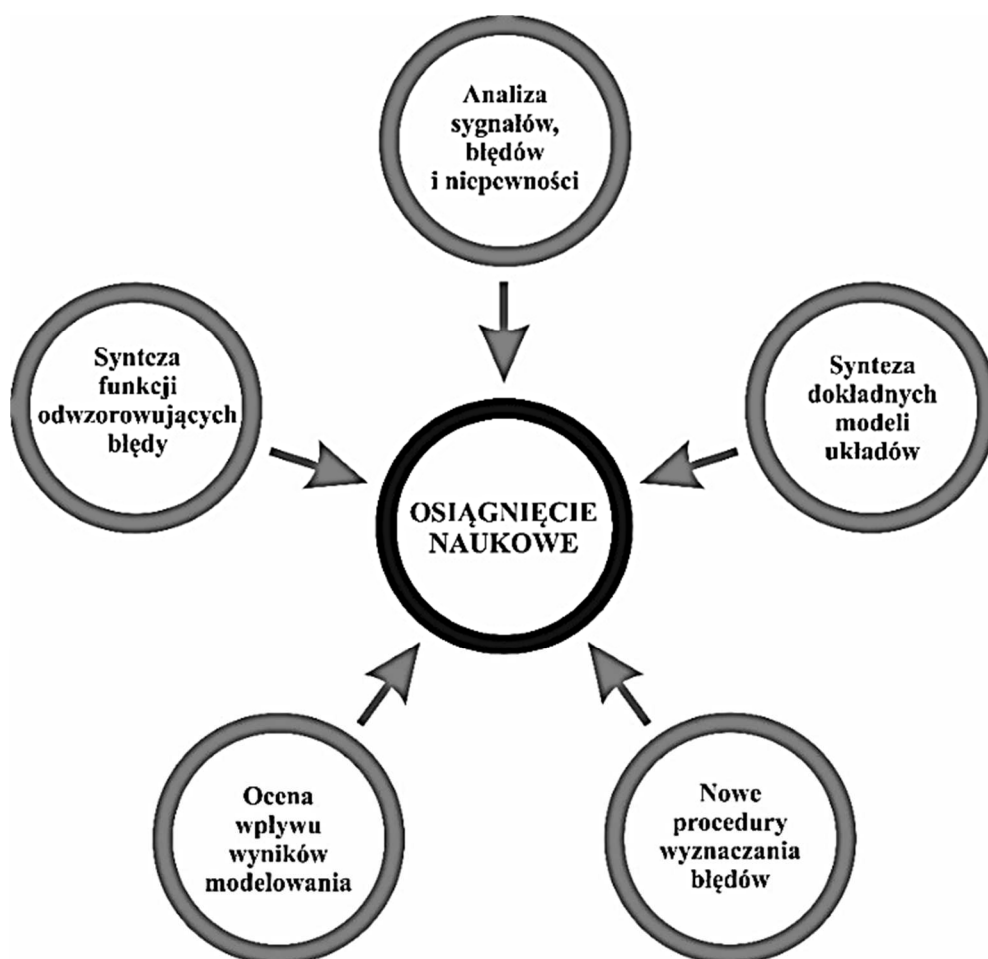
<sup>3</sup> Opis merytorycznego zaangażowania współautorów został zawarty w **Załącznikach nr 5 i 10**.

<sup>4</sup> Opis merytorycznego zaangażowania współautorów został zawarty w **Załącznikach nr 5 i 10**.

Praktyczne zastosowanie opracowanych procedur zostały sprawdzone na przykładzie badania akcelero-  
metrów z wyjściem napięciowym i z wyjściem ładunkowym.

Funckje odwzorowujące maksymalne błędy dynamiczne stanowią pierwsze niepublikowane  
wcześniej podejście do wyznaczania maksymalnych błędów dynamicznych. Mogą one z powodzeniem  
stanowić przystępne narzędzie dla potrzeb szybkiego i skutecznego wyznaczania maksymalnych błę-  
dów dynamicznych, w szczególności w przypadkach, gdy zachodzi potrzeba wzajemnego porównania  
układów dedykowanych do pomiarów dynamicznych. Opracowane procedury syntezy powyższych  
funkcji odwzorowujących maksymalne błędy dynamiczne, generowane przez czujniki przyspieszenia  
mogą być z powodzeniem transferowane do badania innego typu układów pomiarowych.

Rys. 1. przedstawia schemat blokowy osiągnięcia naukowego przedstawionego do oceny w ramach  
wniosku o przeprowadzenie postępowania habilitacyjnego, który jest zgodny z wyżej wymienionymi  
pięciami celami naukowymi.



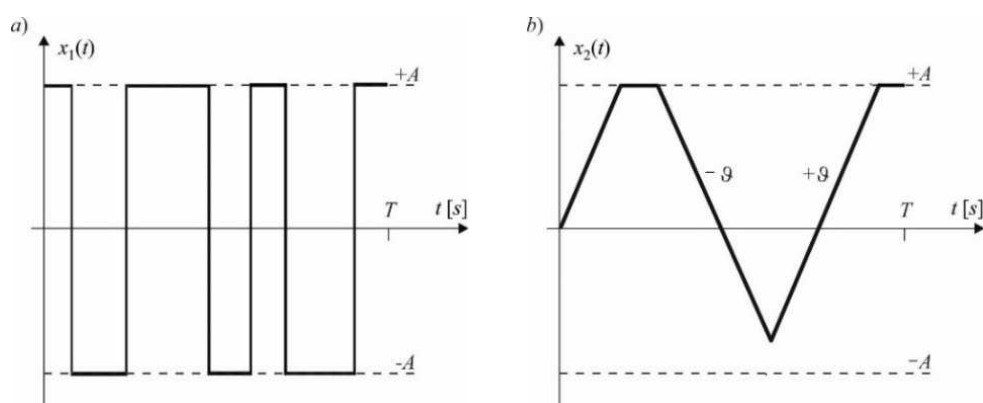
Rys. 1. Schemat blokowy osiągnięcia naukowego  
Opracowanie własne

## Omówienie metodycznych aspektów prac oraz osiągniętych wyników

### I ANALIZA SYGNAŁÓW, BŁĘDÓW I NIEPEWNOŚCI

#### 1. Sygnały dynamiczne

W obszarze klasycznych metod wzorcowania układów pomiarowych znajdują zastosowanie standardowe sygnały testowe, wśród których najczęściej aplikowane są: sygnały harmoniczne, sygnał impulsowy, sygnał skoku lub bipolarne i unipolarne sygnały prostokątne. W zakresie wzorcowania opartego o maksymalne błędy dynamiczne na ogół stosowane są dwa typy sygnałów testowych z ograniczeniami, tj. sygnał prostokątny oraz sygnał trapezowy (Layer, Gawędzki, 1991). Przykładowe kształty takich sygnałów oznaczonych odpowiednio przez:  $x_1(t)$  i  $x_2(t)$  przedstawia Rys. 2, gdzie  $t \in \langle 0, T \rangle$ , a  $T$  jest czasem badania układu pomiarowego.

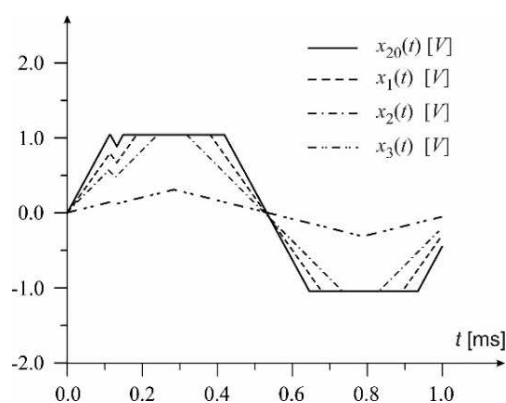


Rys. 2. Przykładowe sygnały wejściowe z ograniczeniami  
Opracowanie własne na podstawie [13]

Sygnał  $x_1(t)$  jest sygnałem z jednym ograniczeniem dotyczącym amplitudy  $A$  i ma 6 przełączeń, natomiast  $x_2(t)$  jest sygnałem z 4 przełączeniami i z dwoma ograniczeniami odnoszącymi się zarówno do amplitudy  $A$  jak i prędkości narastania  $\vartheta$  (Rutland, 1994). Ograniczenie amplitudy wynika z zakresu pomiarowego układu pomiarowego, natomiast ograniczenie prędkości narastania określane jest przez jego właściwości dynamiczne i może być najprościej wyznaczone na podstawie maksymalnego odchylenia odpowiedzi impulsowej układu od jej stanu ustalonego (Layer, Gawędzki, 1991). Poprzez wyznaczenie odpowiedniej liczby i czasów przełączeń sygnałów:  $x_1(t)$  i  $x_2(t)$ , dla zadanego kryterium jakości, uzyskuje się taki ich przypadek dla którego rozpatrywany układ pomiarowy wygeneruje maksymalną wartość błędu. Takie sygnały, oznaczone dalej przez:  $x_{10}(t)$  i  $x_{20}(t)$ , stanowią krytyczny przypadek sygnałów jakie mogłyby pojawić się na wejściu układu pomiarowego. Jednak w celu ich wyznaczenia konieczne jest opracowanie odpowiednich algorytmów adekwatnych do rozpatrywanego kryterium jakości, a następnie implementacja odnośnych programów komputerowych realizujących takie algorytmy.

Z uwagi na nieokreślony zbiór koniecznych do rozważenia sygnałów wejściowych układu pomiarowego, opracowanie powyższych algorytmów stanowi trudne zadanie w zakresie tego typu wzorc-

wania. Również, uzasadnionym wydaje się znalezienie odpowiednich procedur umożliwiających weryfikację poprawności wyznaczenia sygnałów maksymalizujących błąd. W najprostszym przypadku możliwe jest przeprowadzenie takiej weryfikacji poprzez generowanie dowolnych sygnałów zawartych w ograniczeniach sygnałów maksymalizujących:  $x_{10}(t)$  i  $x_{20}(t)$ , z jednoczesną kontrolą wartości uzyskanych błędów. Przykład takiej weryfikacji został zaprezentowany w siódmym rozdziale pt. *Results verification*, zawartym we współautorskiej publikacji [9]. Rys. 3 przedstawia sygnał maksymalizujący  $x_{20}(t)$  oraz trzy dowolne sygnały:  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$  i  $x_3(t)$  o niższych wartościach prędkości narastania i opadania, które są zawarte w jego ograniczeniach. Z kolei w Tabeli 1 zostały zestawione wartości: prędkości narastania (opadania) sygnału oraz błędów całkowo-kwadratowych wygenerowanych przez poszczególne sygnały. Z Tabeli tej wynika, że sygnał  $x_{20}(t)$  generuje najwyższą wartość błędu, co potwierdza, że został on wyznaczony w sposób poprawny.



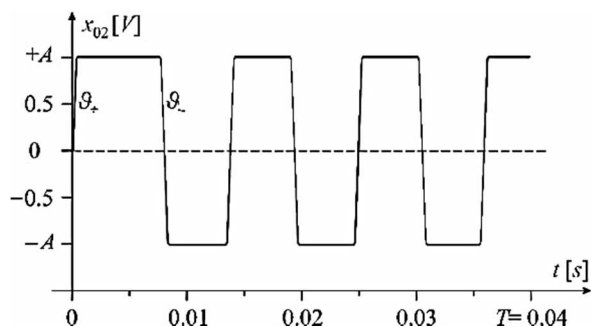
**Rys. 3.** Sygnały zastosowane do weryfikacji błędów [9]

**Tabela 1.** Wartości prędkości narastania (opadania) sygnałów oraz błędy całkowo-kwadratowe [9]

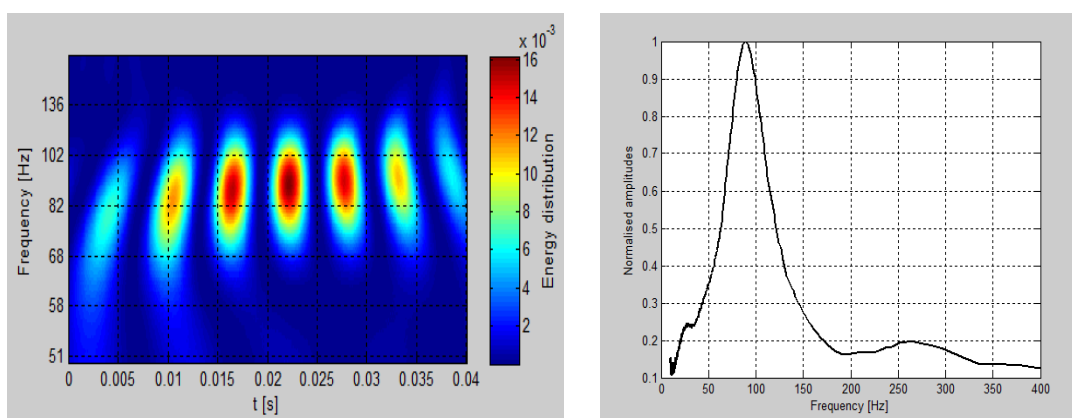
Lp.	Sygnał	$\vartheta$	Błąd [V <sup>2</sup> s] · 10 <sup>-3</sup>
1	$x_{20}(t)$	9219	1.84
2	$x_1(t)$	7000	1.67
3	$x_2(t)$	5000	1.36
4	$x_3(t)$	1000	1.13

Istotną wadę powyższej weryfikacji stanowi brak pewności co do prawidłowości wyznaczenia liczby i czasów przełączeń sygnału  $x_{20}(t)$ . Stąd, we współautorskiej publikacji [7] zaproponowano skuteczną metodę weryfikacji poprawności wyznaczenia sygnałów dla kryterium błędu całkowo-kwadratowego. Poprzez aplikację metody opartej o transformatę falkową, uzyskuje się tu weryfikację sygnałów zarówno z uwagi na liczbę jak i czasy wystąpienia ich przełączeń. W rozdziale 5 pt. *Energy density of maximizing signals* w publikacji [7] przedstawiono wyniki analizy falkowej, zrealizowanej dla sygnałów maksymalizujących, zestawionych w czwartym rozdziale tej publikacji. Analiza dotyczy sygnałów z jednym i z dwoma ograniczeniami i odnosi się do kryterium całkowo-kwadratowego, a badaniu zostały poddane dwa czujniki przyspieszenia z wyjściem napięciowym typu: Althen731A (o zakresie pomiarowym do 300Hz) i Althen731-207 (o zakresie pomiarowym do 850Hz). Sygnał z dwoma ograniczeniami maksy-

malizujący błąd dynamiczny dla akcelerometru Althen731A został przedstawiony na Rys. 4., natomiast wynik analizy tego sygnału przedstawia Rys. 5.



Rys. 4. Sygnał  $x_{20}(t)$  wyznaczony dla akcelerometru Althen731A [7]

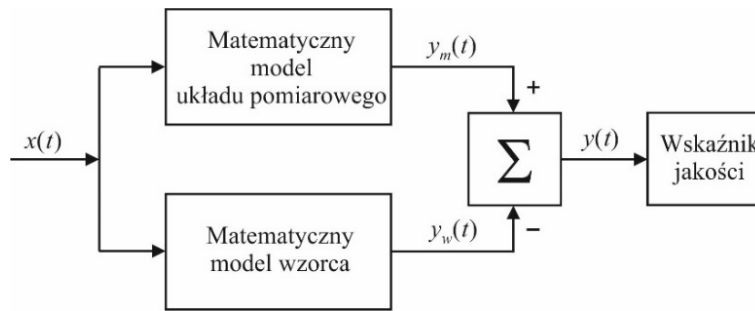


Rys. 5. Skalogram oraz znormalizowana amplituda w funkcji częstotliwości dla sygnału  $x_{20}(t)$  – akcelerometr Althen731A [7]

Na podstawie przeprowadzonej analizy ustalono, że sygnały maksymalizujące błąd całkowo-kwadratowy w przypadku akcelerometrów z wyjściem napięciowym charakteryzują się w przybliżeniu symetrią ich rozkładu w funkcji czasu, a symetria ta bardziej jest wyraźna w przypadku sygnałów z jednym ograniczeniem. W oparciu o rozwiązania przedstawione w publikacji [7], w analogiczny sposób można przeprowadzić analizę sygnałów maksymalizujących błędy dynamiczne, generowane przez innego typu układy pomiarowe oraz dla kryterium błędu bezwzględnego.

## 2. Błędy dynamiczne

Badania zawarte we wszystkich publikacjach wchodzących w skład osiągnięcia naukowego zostały oparte na schemacie blokowym, stanowiącym równoległe połączenie matematycznych modeli: układu pomiarowego i wzorca (Żuchowski, 1974) i (Layer, Gawędzki, 1991) – Rys. 6, gdzie:  $x(t)$  – sygnał wejściowy z jednym lub z dwoma ograniczeniami,  $y_m(t)$  i  $y_w(t)$  – sygnały wyjściowe z układu pomiarowego i wzorca, natomiast sygnał  $y(t)$  jest różnicą  $y_m(t)$  i  $y_w(t)$ .



**Rys. 6.** Schemat blokowy wzorcowania układów pomiarowych w oparciu o maksymalne błędy dynamiczne  
Opracowanie własne na podstawie (Layer, Gawędzki, 1991)

Z Rys. 6 wynika bezpośrednio, że procedury oparte o błędy maksymalne wymagają przede wszystkim syntezy modelu układu pomiarowego oraz jego wzorca, stanowiącego odniesienie do wyznaczenia błędu dynamicznego. Modele takie mogą być przedstawione za pomocą: odpowiedzi impulsowych  $k_m(t)$  i  $k_w(t)$ , transmitancji operatorowych  $K_m(s)$  i  $K_w(s)$  lub odnośnych równań stanu.

Sygnaly  $x(t)$  i  $y(t)$  pozwiązane są ze sobą za pomocą splotowej funkcji wejścia-wyjścia

$$y(t) = \int_0^t k(t - \tau)x(\tau)d\tau \quad (1)$$

gdzie

$$k(t) = k_m(t) - k_w(t) = \mathcal{L}^{-1}[K_m(s) - K_w(s)] \quad (2)$$

Na podstawie (1) wyznaczany jest błąd dynamiczny dla zadanego kryterium jakości, i tak dla kryteriów: całkowo kwadratowego i błędu bezwzględnego (Layer, Gawędzki, 1991), odpowiednio mamy:

$$J_1 = \int_0^T [y(t)]^2 dt \quad (3)$$

i

$$J_2 = \max_t |y(t)| \quad (4)$$

Matematyczny model układu pomiarowego uzyskuje się na drodze identyfikacji parametrycznej lub nieparametrycznej, natomiast model wzorca jest funkcją wyłącznie teoretyczną, stanowiącą realizację modelu filtra o pasmie przenoszenia wynikającym z zakresu pomiarowego rozpatrywanego układu. Model układu pomiarowego może być również założony z góry. Po podstawieniu sygnału maksymalizującego:  $x_{10}(t)$  lub  $x_{20}(t)$  do wzoru (1) oraz w wyniku realizacji formuły (3) lub (4), uzyskuje się maksymalną wartość błędu dynamicznego.

### 3. Niepewność procedur identyfikacji

W celu określenia wpływu niepewności procedur identyfikacji układów pomiarowych na wartości maksymalnych błędów dynamicznych, przeprowadzono analizę niepewności typu A w zakresie realizowanych procedur syntezy matematycznego modelu układu na podstawie pomiarów charakterystyk czasowych lub częstotliwościowych. Przeprowadzono również analizę niepewności typu B, pod kątem sprzętu kontrolno-pomiarowego zastosowanego do wyznaczenia powyższych charakterystyk



zgodnie z normami (BIPM, ..., 1995, 2011).

W rozdziałach pt. *Modelling of measuring instruments* i *Determination of uncertainties associated with model parameters*, zawartych odpowiednio w publikacjach [1] i [4], została omówiona metoda obliczania niepewności typu B dla przypadku zastosowania kart pomiarowych (DAQ) do wyznaczania punktów pomiarowych charakterystyk częstotliwościowych lub czasowych. Metoda ta obejmuje konieczność obliczenia dwóch typów niepewności:

– systematycznej

$$B = \sqrt{u_a^2 + u_g^2 + u_0^2} \quad (5)$$

gdzie:  $u_a$ ,  $u_g$  i  $u_0$  oznaczają odpowiednio niepewności: bezwzględną, wzmacnienia i *offsetu*,

– losowej

$$S_X = \frac{c_f \cdot s_X}{\sqrt{n}} \quad (6)$$

gdzie:  $c_f$ ,  $s_X$  i  $n$  oznaczają odpowiednio: współczynnik pokrycia, odchylenie standardowe dla danych pomiarowych  $X$  i liczbę pomiarów.

Na podstawie relacji (5) i (6) wyznaczana jest niepewność typu B, w oparciu o relację

$$u_B(X) = \sqrt{B^2 + S_X^2} \quad (7)$$

## II SYNTEZA DOKŁADNYCH MODELI UKŁADÓW

Określenie *dokładny model*, stosowane w poniższym autoreferacie, dotyczy takiego matematycznego modelu układu pomiarowego, który został uzyskany w wyniku zastosowania procedur minimalizujących wpływ niepewności procedur identyfikacji na wynik modelowania. Jedynie w takim przypadku możemy przyjąć, że model wiernie odzwierciedla właściwości dynamiczne fizycznego układu pomiarowego.

Poniżej omówiono procedury dedykowane do syntezy dokładnych modeli w przypadkach:

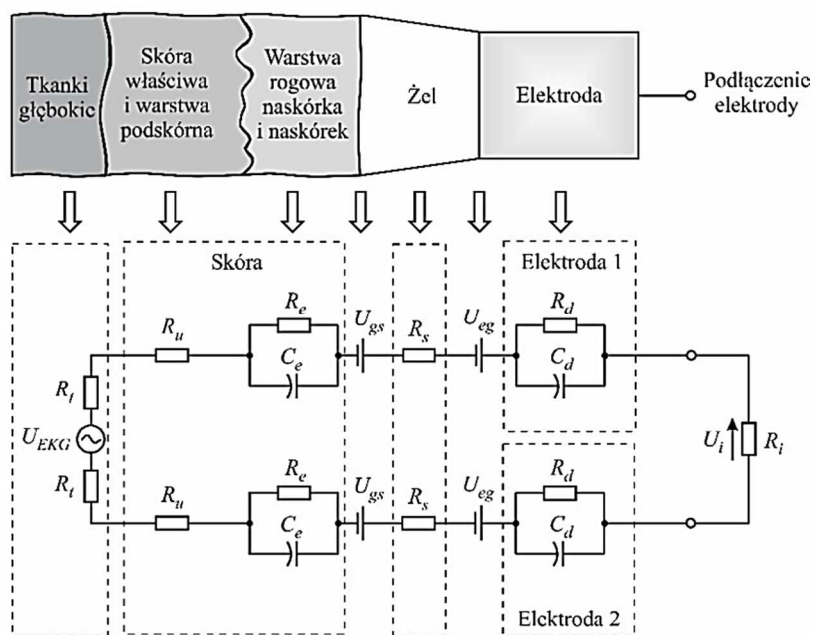
- układu przeznaczonego do pomiarów biomedycznych,
- akcelerometru z wyjściem napięciowym,
- akcelerometru z wyjściem ładunkowym.

Procedury te zostały dokładnie omówione w publikacjach: [1], [5], [6], [8], [9] i [11], zadeklarowanych jako osiągnięcie naukowe. Poniżej, w punktach 1–5 zostały przedstawione najważniejsze osiągnięcia tych publikacji.

### 1. Synteza modelu w pomiarach biomedycznych

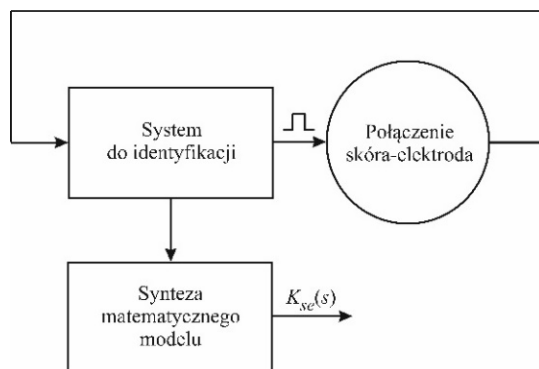
Pierwsza praca autora wniosku z zakresu syntezy dokładnych modeli układów pomiarowych dotyczyła modelowania połączenia skóra-elektroda (ang. *Skin-Electrode Interface*) w pomiarach sygnałów EKG [11]. W pracy tej przedstawiono autorską procedurę dotyczącą modelowania *on-line* połączenia skóra-elektroda za pomocą systemu komputerowego wyposażonego w kartę pomiarową (DAQ) i opro-

gramowanie kontrolno-pomiarowe LabVIEW. Rys. 7 przedstawia modelowane połączenie skóra-elektroda i odpowiadający temu połączeniu obwód elektryczny, obowiązujący w przypadku zastosowania dwuelektrodowego systemu pomiarowego, gdzie:  $U_{eg}$  – potencjał połączenia elektroda-żel, tj. struktury, która zawiera przewodzącą elektrodę i otaczający przewodzący żel (ang. *Electrode-Gel Interface*),  $U_{gs}$  – potencjał połączenia żel-skóra (ang. *Gel-Skin Interface*),  $U_{EKG}$  – potencjał EKG,  $U_i$  – napięcie pomiędzy Elektrodami 1 i 2,  $R_t$  – rezystancja tkanek,  $R_u$  – rezystancja skóry właściwej i warstwy podskórnej (ang. *Resistance of Dermis and Subcutaneous*),  $R_d, C_d$  – rezystancja i pojemność naskórka,  $R_s$  – rezystancja połączenia żel-skóra,  $R_d, C_d$  – rezystancja i pojemność Elektrod 1 i 2,  $R_i$  – rezystancja wejściowa wzmacniacza pomiarowego.



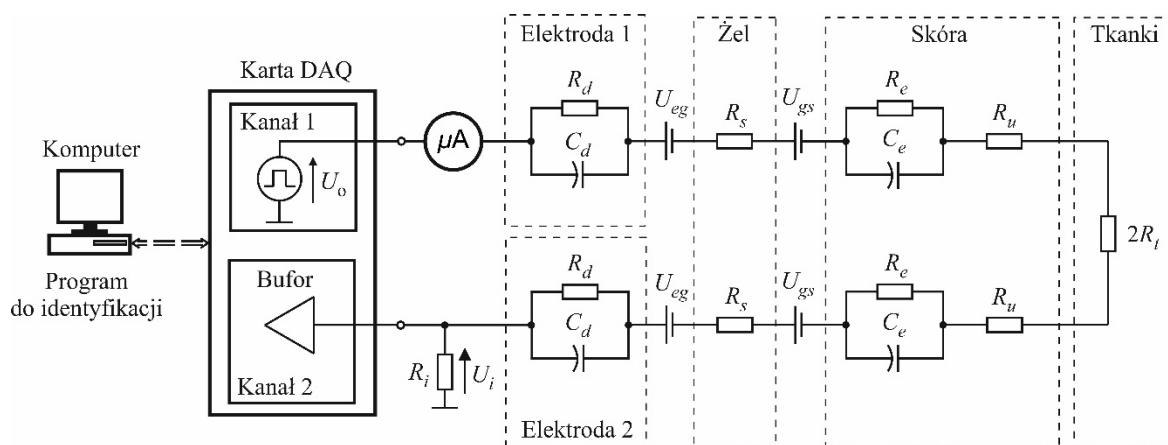
Rys. 7. Połączenie skóra-elektroda i odpowiadający obwód elektryczny [11]

Propozycja modelowania *on-line* połączenia skóra-elektroda wyniknęła z faktu ciągłych zmian parametrów tego połączenia, zachodzących w wyniku zmieniającego się stanu psychofizycznego pacjenta. Przyjęto zatem założenie, że dla celów diagnostycznych, w celu uzyskania dokładnego matematycznego modelu połączenia skóra-elektroda, jedynie realizacja modelowania *on-line* pozwoli uniknąć znacznych niepewności parametrów uzyskanego modelu. Rys. 8 przedstawia schemat blokowy zastosowanej procedury identyfikacji połączenia skóra-elektroda. Zadaniem bloku oznaczonego jako *System do identyfikacji* jest generowanie sygnału skokowego, pobudzającego połączenia skóra-elektroda.



Rys. 8. Schemat blokowy procedury identyfikacji połączenia skóra-elektroda [11]

Sygnaly odpowiedzi połączenia skóra-elektroda wprowadzane są sekwencyjnie do bloku *System do identyfikacji*. Po wykonaniu zdefiniowanej liczby iteracji, jako wynik uzyskiwana jest funkcja przejścia o określonych wartościach parametrów licznika i mianownika (w przypadku połączenia skóra elektroda rzędu licznika i mianownika wynoszą dwa). Rys. 9 przedstawia realizację procedury z Rys. 8 z wykorzystaniem komputera wyposażonego w kartę pomiarową (DAQ) i oprogramowanie LabVIEW.



Rys. 9. Komputerowy system realizujący procedurę z Rys. 8 [11]

Niepewność tego typu modelowania określona jest przez niepewność typu B związaną z zastosowaną kartą pomiarową.

## 2. Synteza modelu akcelerometru z wyjściem napięciowym

W publikacjach: [1], [6] i [9] przedstawiono procedurę modelowania akcelerometru z wyjściem napięciowym, polegającą na równoczesnej aproksymacji obu charakterystyk częstotliwościowych przy użyciu ważonej metody najmniejszych kwadratów. Procedura ta oparta jest o ogólne wytyczne dotyczące syntezy matematycznego modelu akcelerometru z wyjściem napięciowym, które zawarte są w normie (BIPM,..., 2008) oraz w publikacji (Link, Täbner, Wabinski, Bruns, Elster, 2007). W publikacji [1] zbadano możliwość zastosowanie alternatywnych generatorów liczb pseudolosowych do wyznaczenia niepewności estymat modelu akcelerometru. Biorąc pod uwagę, że norma (BIPM,..., 2008) zaleca aplikację

jedynie generatora *Basic Box-Muller* (wersja podstawowa), w publikacji tej rozważono możliwość zastosowania trzech innych generatorów liczb pseudolosowych, tj: Polar Box-Muller (PB-M), Monty Python (MP) i Ratio of Uniforms (RoU). W powyższej publikacji został przedstawiony przykład reparametryzacji dla modelu  $k$ -tego rzędu, pozwalający modelować dowolnego typu układy pomiarowe. Przedstawiona w publikacjach: [1], [6] i [9] procedura bazuje na tzw. reparametryzacji transmitancji widmowej

$$K_v(\omega, \Theta) = \frac{S_v \omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + j2\beta \omega_0 \omega} \quad (8)$$

gdzie

$$\Theta = (S_v, \beta, \omega_0)^T \quad (9)$$

jest wektorem parametrów modelu.

Reparametryzacja ta polega na odwróceniu modelu (9), w wyniku czego uzyskuje się

$$K_v(\omega, \Theta)^{-1} = \lambda_0 + j2\lambda_1 \omega - \lambda_2 \omega^2 = \Lambda^T(\omega) \lambda \quad (10)$$

gdzie

$$\lambda = (\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2) = \left[ \frac{1}{S_v}, \frac{\beta}{S_v \omega_0}, \frac{1}{S_v \omega_0^2} \right] \quad (11)$$

Procedura przedstawiona w publikacjach [1], [6] i [9] obejmuje następujące etapy:

1. Wyznaczenie transmitancji widmowej opisującej model akcelerometru.
2. Wyznaczenie transmitancji widmowej na podstawie punktów pomiarowych charakterystyk: amplitudowej i fazowej.
3. Estymacja parametrów modelu akcelerometru za pomocą ważonej metody najmniejszych kwadratów.
4. Wyznaczenie niepewności estymat parametrów matematycznego modelu za pomocą metody Monte Carlo (MC).

Powyższa procedura może być z powodzeniem stosowana dla potrzeb powszechnie stosowanej procedury wzorcowania akcelerometrów w oparciu o punkty pomiarowe obu charakterystyk częstotliwościowych. W przypadku akcelerometrów z wyjściem napięciowym uzyskuje się w ten sposób zadowalające wyniki, obarczone niewielkimi wartościami niepewności modelowania. Zostało to potwierdzone w publikacjach [1] i [6] na podstawie przeprowadzonych badań akcelerometrów z wyjściem napięciowym typu: PCB393B05 oraz Endevco87.

W publikacji [1] sprawdzeniu podlegał wpływ liczby generacji MC na wyniki modelowania akcelerometru typu PCB393B05 dla przypadku czterech różnych generatorów liczb pseudolosowych: BB-M, PB-M, MP i RoU. Jako kryterium porównawcze przyjęto test chi-kwadrat zgodności modelu i danych pomiarowych. Każda generacja zawierała z góry ustaloną liczbę losowań MC, wynoszącą  $10^4$ . Poszczególne generacje losowane były dopóty, dopóki nie zostały spełnione określone statystyki dotyczące tolerancji odnoszących się do niepewności związanych z parametrami modelu. Uzyskane wyniki zestawiono w Tabeli 2.

**Tabela 2.** Wyniki modelowania dla wybranych generatorów liczb pseudolosowych [1]

Estymaty parametrów			Niepewności typu A			Test chi-kwadrat
$\check{S}_v$ [mV/(m/s <sup>2</sup> )]	$\check{f}_0$ [Hz]	$\check{\beta}$ [-]	$u_A(\check{S}_v)$ [mV/(m/s <sup>2</sup> )]	$u_A(\check{f}_0)$ [Hz]	$u_A(\check{\beta})$ [-]	$\gamma^2$
<b>BB-M generator</b>						
1.00	2568	0.042	0.021	167	0.0021	70.7
<b>PB-M generator</b>						
1.00	2568	0.041	0.020	167	0.0021	65.5
<b>MP generator</b>						
1.00	2567	0.041	0.022	167	0.0021	48.7
<b>RoU generator</b>						
1.00	2567	0.042	0.021	167	0.0020	55.6

Nieznaczne różnice wyników modelowania uzyskane dla poszczególnych generatorów wskazują na stabilność zastosowanych procedur modelowania. Przedstawione w Tabeli 2 wyniki modelowania zostały uwzględnione w rozdziale IV autoreferatu dla celów oceny wpływu wyników modelowania układów pomiarowych na wartości maksymalnych błędów dynamicznych.

### 3. Synteza modelu akcelerometru z wyjściem ładunkowym

Procedura przedstawiona w powyższym podrozdziale może być stosowana wyłącznie w przypadku modeli, dla których możliwe jest odwrócenie związanych z nimi transmitancji widmowej (reparametryzacja). Niestety, operacja ta nie jest możliwa do zrealizowania w przypadku akcelerometrów z wyjściem ładunkowym, z uwagi na złożoną strukturę ich matematycznego modelu, wynikającą z uwzględnienia układu przetwarzającego ładunek na napięcie elektryczne (kabel i wzmacniacz napięciowy). Stąd, stosowana w praktycznych rozwiązaniach procedura wzorcowania tego typu czujników realizowana jest najczęściej poprzez uproszczenie ich matematycznego modelu do postaci modelu akcelerometru z wyjściem napięciowym. Przykład takiego uproszczenia można znaleźć w publikacji (Link, Täßner, Wabinski, Bruns, Elster, 2007).

W publikacji [5] zaproponowano formułę opisującą transmitancję operatorową pełnego układu akcelerometru z wyjściem ładunkowym, w postaci

$$K_{Qe}(s) = S_V \frac{\tau(2\beta\omega_0 s^2 + \omega_0^2 s)}{\tau s^3 + (2\tau\beta\omega_0 + 1)s^2 + (\tau\omega_0^2 + 2\beta\omega_0)s + \omega_0^2} \quad (12)$$

gdzie:  $\tau = R_t C_t$  [s] jest stałą czasową,  $R_t$  i  $C_t$  oznaczają całkowitą rezystancję i pojemność akcelerometru, kabla i wzmacniacza napięciowego;  $S_V = m/k = mS_e$  [V/(ms<sup>-2</sup>)] jest czułością napięciową, natomiast  $S_e = k_p/C_t$  [V/N] jest czułością elektroniczną. Procedura syntezy modelu (12) została omówiona szczegółowo w publikacjach [5] i [8], odpowiednio w rozdziałach 3 i 2 pt. *Mathematical model of charge output accelerometer* i *System model for the charge output accelerometer*.

Analiza literatury w zakresie procedur modelowania układów pomiarowych, realizowanego w dziedzinie częstotliwości, pozwoliła autorowi wniosku zaproponować procedurę umożliwiającą syntezę dokładnego modelu akcelerometru z wyjściem ładunkowym na podstawie punktów pomiarowych obu charakterystyk częstotliwościowych. Zaproponowana procedura została dokładnie przedstawiona w publika-

cji [5] (rozdział pt. *Modelling of the charge output accelerometer*) i może na być bez żadnych ograniczeń stosowana pod kątem wzorcowania opartego o maksymalne błędy dynamiczne. Podobnie jak w przypadku akcelerometru z wyjściem napięciowym, podstawę do realizacji zaproponowanej procedury stanowi model transmitancji widmowej, który w tym przypadku ma postać

$$K_{Qe}(\omega, \Theta) = \frac{ja_1\omega - a_2\omega^2}{1 + jb_1\omega - b_2\omega^2 - jb_3\omega^3} \quad (13)$$

gdzie

$$a_1 = S_V\tau, \quad a_2 = 2\frac{S_V\beta\tau}{\omega_0}, \quad b_1 = 2\frac{\beta}{\omega_0} + \tau, \quad b_2 = \left(\frac{1}{\omega_0^2} + 2\frac{\beta\tau}{\omega_0}\right), \quad b_3 = \frac{\tau}{\omega_0^2} \quad (14)$$

Struktura modelu (13) wskazuje na brak możliwości jego reperametryzacji. Stąd, zaproponowana metoda bazuje na błędzie wynikającym z różnicy transmitancji (13) i transmitancji otrzymanej na podstawie punktów pomiarowych charakterystyk: amplitudowo-częstotliwościowej  $A_{Qe}(\omega_n)$  i fazowo-częstotliwościowej  $\Phi_{Qe}(\omega_n)$ , zgodnie z formułą

$$K_{Qe}(\omega_n) = A_{Qe}(\omega_n)\exp[j\Phi_{Qe}(\omega_n)], \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (15)$$

gdzie  $N$  jest liczbą punktów pomiarowych.

Jednak, realizacja powyższej procedury wymagała rozszerzenie licznika transmitancji (13) o wartość stałą  $a_0$ . Taka modyfikacja uniemożliwia jednak wyznaczenie wartości parametrów:  $S_V$ ,  $\beta$ ,  $\omega_0$  i  $\tau$  występujących w modelu (13) w oparciu o relacje (14). Uzyskuje się zatem jedynie wartości parametrów:  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  i  $b_3$  oraz dodatkowej stałej  $a_0$ . Parametry te są jednak w pełni wystarczające dla celów wyznaczania maksymalnych błędów dynamicznych, gdyż na podstawie (13) można uzyskać odpowiedź impulsową  $k(t)$ , opisaną formułą (2). W rozdziale 2 pt. *Applied modelling method* w publikacji [5], przedstawiono zastosowanie wyżej omówionej procedury dla przypadku szerszej grupy modeli opisywanych transmitancją widmową

$$K(\omega, \Theta) = \frac{a_0 + a_1j\omega - a_2\omega^2 + \dots + a_m(j\omega)^m}{1 + b_1j\omega - b_2\omega^2 + \dots + a_m(j\omega)^r}, \quad m < r \quad (16)$$

Zastosowanie powyższej procedury do modelowania akcelerometru z wyjściem ładunkowym typu PCB357B73, zostało omówione w rozdziale 6 pt. *Results of the accelerometer modeling*) zawartym w publikacji [5].

#### 4. Synteza modeli akcelerometrów w oparciu o algorytm Levenberga-Marquardta i metodę Monte Carlo

W przypadku wyznaczania maksymalnych błędów dynamicznych układów pomiarowych dla celów ich wzajemnego porównania, z oczywistych względów pożądane jest zastosowanie analogicznej metody syntezy ich matematycznych modeli. W związku z powyższym, we współautorskiej publikacji [8] została zaproponowana jednolita procedura pozwalająca modelować szeroką klasę układów pomiarowych, a w szczególności akcelerometry z wyjściem napięciowym lub z wyjściem ładunkowym. Procedura ta oparta jest o zastosowanie algorytmu Levenberga-Marquardta (L-M) oraz metody Monte-Carlo (MC),

a podstawy teoretyczne do jej opracowania zostały przedstawione w rozdziale 5 pt. *Application of Levenberg-Marquardt Algorithm for Minimax Optimization*, zawartym w indywidualnej publikacji [11] oraz w zredagowanych przez autora wniosku podrozdziałach 4.9 i 4.12 pt. *Monte Carlo Method i Levenberg-Marquardt Algorithm*, które są zawarte we współautorskiej monografii (Layer, Tomczyk, 2010).

Zaproponowana procedura składa się z trzech głównych etapów, dla których punktem wyjścia są transmitancje widmowe związane z modelem układu pomiarowego oraz z punktami pomiarowymi obu charakterystyk częstotliwościowych. W pierwszym etapie, w oparciu o aproksymację punktów pomiarowych wyłącznie charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej, za pomocą algorytmu L-M wyznaczone są wstępne wartości parametrów matematycznego modelu układu pomiarowego. W drugim etapie, w intuicyjny sposób określone są marginesy tolerancji wcześniej wyznaczonych parametrów modelu układu, które w dalszej części modelowania stanowią o dopuszczalnych zakresach zmian tych parametrów. Następnie, dla każdego marginesu tolerancji realizowana jest seria niezależnych losowań MC poprzez zastosowanie generatora liczb pseudolosowych o rozkładzie równomiernym. Założono liczbę losowań MC równą  $10^5$ . Dla każdego losowania  $m$ , gdzie  $m = 1, 2, \dots, 10^5$ , sprawdzeniu podlega funkcji celu

$$\chi_m^2 = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{|K(\omega_n) - K(\omega_n, \Theta_m)|^2}{\sigma_{K(\omega_n)}^2} \quad (17)$$

gdzie:  $N$  – liczba punktów pomiarowych obu charakterystyk częstotliwościowych,  $K(\omega_n)$  – transmitancja widmowa określana dla poszczególnych punktów pomiarowych charakterystyk częstotliwościowych,  $K(\omega_n, \Theta_m)$  – transmitancja widmowa wyznaczona na podstawie modelu układu pomiarowego,  $\Theta$  – wektor parametrów modelu,  $\sigma_{K(\omega_n)}^2$  – wariancja wyznaczona na podstawie transmitancji  $K(\omega_n)$ .

Ostatni etap obejmuje wyznaczenie numeru losowania dla którego uzyskano najniższą wartość funkcji celu (17) i odnośnych wartości parametrów. Wartości te stanowią optymalne rozwiązanie procedury modelowania. W etapie tym wyznaczane są również niepewności dla poszczególnych parametrów, jako odchylenie standardowe średniej oraz sprawdzany jest test chi-kwadrat dopasowania modelu do punktów pomiarowych. W rozdziale 4 pt. *Results of parametric identification*, zawartym w publikacji [8], został przedstawiony przykład zastosowania zaproponowanej procedury do modelowania akcelerometru z wyjściem ładunkowym typu PCB357B73. Uzyskane wyniki obliczeń numerycznych oraz przeprowadzone testy potwierdziły poprawność opracowanej procedury.

### III PROCEDURY WYZNACZANIA BŁĘDÓW MAKSYMALNYCH

Ocena już istniejących oraz propozycje nowych procedur wyznaczania maksymalnych błędów dynamicznych, stanowią jeden z ważniejszych aspektów w obrębie zadeklarowanego osiągnięcia naukowego. Konieczność podjęcia powyższych prac wyniknęła przede wszystkim z wniosków zawartych w podsumowaniu pracy doktorskiej autora wniosku i dotyczących konieczności m.in. wyeliminowania błędów całkowania oraz zaokrąglenia wyników obliczeń w zakresie wyznaczania błędów maksymalnych. Możliwości opracowania bardziej skutecznych obliczeniowo procedur numerycznych

zostały stworzone przez stale rosnące możliwości obliczeniowe zarówno komputerów jak i oprogramowania matematyczno-obliczeniowego. Podjęte prace odnosiły się zarówno do kryterium całkowo-kwadratowego jak i błędu bezwzględnego i dotyczyły przypadków jednego oraz dwóch równoczesnych ograniczeń nałożonych na sygnał wejściowy.

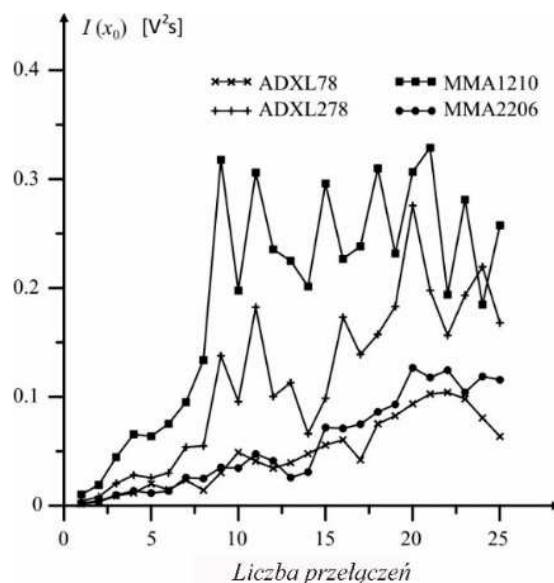
W rozdziale pt. *Shape of signals with two constraints* zawartym w publikacji [13], przedstawiono algorytm wyznaczania sygnałów z dwoma ograniczeniami maksymalizujących błąd bezwzględny. Algorytm ten obejmuje trzy główne przypadki zależności pomiędzy: czasem badania układu, ograniczeniem amplitudy oraz ograniczeniem prędkości narastania sygnału. Został on przedstawiony za pomocą odpowiednich formuł matematycznych, rysunków obrazujących kształty sygnałów maksymalizujących oraz czasowych przebiegów błędów dynamicznych. Algorytm ten pozwala na łatwe, szybkie i co najważniejsze skuteczne wyznaczenie sygnałów maksymalizujących oraz odpowiadających im wartości błędów dynamicznych dla nieograniczonej klasy dolnoprzepustowych układów pomiarowych o szerokim zakresie ich częstotliwościowego pasma pracy (do kilku kHz).

W publikacji [12] przedstawiono przykład zastosowania algorytmu L-M do optymalizacji typu *minimax* układów pomiarowych dla przypadku kryterium całkowo-kwadratowego. Dla rozważanego modelu układu szóstego rzędu, optymalizacja ta polega na wyznaczeniu najpierw sygnału maksymalizującego błąd (*max*), a następnie na zastosowaniu tego sygnału do optymalizacji parametrów modelu układu zmierzającej do zminimalizowania wartości błędu dynamicznego (*min*). Pierwszy etap (*max*) realizowany jest za pomocą algorytmu ewolucyjnego, natomiast w drugim (*min*) poprzez zastosowanie algorytmu L-M, optymalizacji podlegają parametry modelu rozpatrywanego układu pomiarowego. Zastosowana procedura pozwoliła uprościć (zastąpić) model szóstego do modelu trzeciego rzędu. Została ona szczegółowo omówiona w rozdziale 5 pt. *Application of Levenberg-Marquardt algorithm for minimax optimization*, zawartym w publikacji [12]. Procedura ta stanowi skuteczną alternatywę do optymalizacji *minmax*, przedstawionej w publikacji (Layer, 2002) i opartej wyłącznie o algorytm genetyczny. Dzięki zastosowaniu algorytmu L-M uzyskuje się znaczne skrócenia czasu obliczeń w drugim etapie optymalizacji.

W publikacji [10] dokonano oceny możliwości rozwiązania uwikłanego równania całkowego, wyprobowanego w publikacjach: (Layer, 1981, 1997, 2002), (Layer, Gawędzki, 1991) oraz (Fuksa, Byrski, 1980) i dedykowanego do wyznaczania sygnałów z jednym ograniczeniem, maksymalizujących błąd całkowo-kwadratowy. Na podstawie przeprowadzonych badań akcelerometrów typu: ADXL78, ADXL278, MMA1210 i MMA2206 wykazano, że w oparciu o powyższe równanie całkowe możliwe jest rozwiązanie układu co najwyżej 25 równań, stanowiących podstawę do wyznaczenia czasów przełączeń sygnałów maksymalizujących błąd dynamiczny. Rys. 10 przedstawia wyznaczoną zależność błędu całkowo-kwadratowego od liczby przełączeń sygnału z jednym ograniczeniem dla czterech powyższych akcelerometrów. Z Rysunku tego wynika, że maksymalne wartości błędów wystąpiły dla 22, 20, 21 i 20 przełączeń, odpowiednio dla akcelerometrów: ADXL78, ADXL278, MMA1210 i MMA2206. Na podstawie tego rysunku widoczny jest wyraźny brak zbieżności algorytmu bazującego na konieczności rozwiązania uwikłanego równania całkowego. Dodatkowo z uwagi na brak możliwości rozwiązania układu



więcej niż 25 równań, trudno jest jednoznacznie stwierdzić jakie wartości błędów zostałyby uzyskane dla wyższej liczby równań i czy wyznaczone tą metodą błędy można uznać za maksymalne.



**Rys. 10.** Zależność błędu całkowo-kwadratowego do liczby przełączeń sygnału z jednym ograniczeniem [10]

Przedstawione w publikacji [10] wyniki są pierwszymi opublikowanymi rozwiązaniami w zakresie zarówno badania układów pomiarowych (akcelerometrów) stosowanych w praktyce inżynierskiej jak i oceny możliwości wyznaczenia przełączeń sygnału z jednym ograniczeniem na podstawie uwikłanego równania całkowego.

Z uwagi na brak zbieżności powyższego algorytmu oraz ograniczone możliwości jego praktycznego zastosowania, kolejne prace autora wniosku zostały ukierunkowane na poszukiwania alternatywnego algorytmu dedykowanego do wyznaczania sygnałów z jednym ograniczeniem i maksymalizujących błąd całkowo-kwadratowy. W oparciu o przedstawione w publikacjach (Wyner, 1987) oraz (Honig, Steiglitz, 1992) rozwiązania teoretyczne, dotyczące wyznaczenia maksymalnej energii na wyjściu układów pomiarowych, został opracowany taki algorytm. Odnośne rozwiązania teoretyczne oraz wyniki badań wybranych układów pomiarowych zostały przedstawione w publikacjach: [3] i [4], odpowiednio w rozdziałach pt: *Algorithm for error determination* i *Procedure for determining the integral-square error*. Punktem wyjścia do powyższego algorytmu jest równanie całkowe

$$\int_0^T x(v)\Phi(\tau, v)dv = \xi x(\tau) \quad (18)$$

gdzie

$$\Phi(\tau, v) = \int_0^T k(t - \tau)k(t - v)dt \quad (19)$$

natomiast  $x(t)$  jest dowolnym sygnałem wejściowym z jednym ograniczeniem,  $\xi$  jest współczynnikiem Lagrange'a,  $k(t)$  jest różnicą odpowiedzi układu pomiarowego i wzorca, a  $T$  jest czasem badania układu. W oparciu o formułę (18), uzyskuje się poniższą relację

$$x^{j+1}(\tau) = \frac{A \cdot \text{sgn} \left[ \int_0^T x^j(v) \Phi(\tau, v) dv \right]}{\xi_{j+1}} \quad \text{dla } j = 0, 1, 2, \dots, J \quad (20)$$

pozwalającą wyznaczać w sposób iteracyjny sygnały maksymalizujące z jednym ograniczeniem, gdzie  $J$  oznacza liczbę iteracji, natomiast

$$\xi(x, T, k) = \frac{I_y}{I_x} \quad (21)$$

oraz

$$I_x = \int_0^T [x(t)]^2 dt \quad (22)$$

i

$$I_y = \int_0^T [y(t)]^2 dt \quad (23)$$

Opracowany algorytm pozwolił na szybkie wyznaczenie maksymalnych błędów dynamicznych, stąd w publikacji [3] (rozdział pt. *Example application*) została wyznaczona zależność błędu całkowo-kwadratowego od dwóch parametrów akcelerometru z wyjściem napięciowym. Taka zależność pozwoliła wyznaczyć funkcje odwzorowujące błędy maksymalne, które zostały omówione w rozdziale V niniejszego autoreferatu.

W publikacjach: [1] (rozdział pt. *Maximum distance error*) i [5] (rozdział pt. *Procedures for determining the maximum values of absolute dynamic error*) przedstawiono algorytm wyznaczania sygnałów z jednym lub z dwoma ograniczeniami, maksymalizujących błąd bezwzględny. Algorytm ten bazuje na cyfrowych procedurach przetwarzania sygnałów. Zastosowanie takich procedur, poprzez m. in. zastąpienie splotu analogowego jego cyfrowym odpowiednikiem, pozwala uniknąć błędów całkowania i zaostrzeń, generowanych przez algorytmy oparte o równania całkowe.

Dyskretne procedury obliczeniowe zostały również zastosowane do modyfikacji, opracowanego pod kątem pracy doktorskiej autora wniosku, algorytmu opartego o programowanie ewolucyjne i dedykowanego do wyznaczania sygnałów z dwoma ograniczeniami, maksymalizujących błąd całkowo-kwadratowy. Pozwoliło to na przeprowadzenie badań układów o kilkakrotnie wyższej częstotliwości pracy, co nie było możliwe do zrealizowania za pomocą wcześniej opracowanych procedur. Przykład zastosowania takiego algorytmu został przedstawiony w rozdziale pt. *Maximizing signals*, zawartym w publikacji [6].

#### IV OCENA WPŁYWU WYNIKÓW MODELOWANIA

Przeprowadzona ocena miała za zadanie zestawienie wniosków dotyczących wpływu:

- niepewności parametrów modelu,
- liczby losowań MC,
- liczby generacji MC,

na wartości maksymalnych błędów dynamicznych.

Oddziaływanie niepewności parametrów modelu na wartości maksymalnych błędów dynamicznych zostało sprawdzone w publikacjach [4] i [6], odpowiednio dla układu oscylacyjnego 2-go rzędu (modelowanego jako szeregowe połączenie elementów RLC) oraz dla akcelerometru z wyjściem napięciowym typu Endevco 87. W publikacji [4] sprawdzeniu podlegały błędy: całkowo-kwadratowy i bezwzględny, generowane przez sygnały wejściowe z jednym ograniczeniem, natomiast w publikacji [6] został oceniony wpływ niepewności modelowania na wartości błędu bezwzględnego generowanego przez sygnały z jednym i z dwoma ograniczeniami. W obu powyższych publikacjach rozpatrywany był analogiczny matematyczny model, opisany za pomocą poniższej transmitancji operatorowej

$$K(s) = \frac{S_v \omega_0^2}{s^2 + 2\beta \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (24)$$

gdzie:  $S_v$  – współczynnik wzmocnienia napięciowego,  $\beta$  – współczynnik tłumienia i  $\omega_0$  – pulsacja drgań własnych nietłumionych.

Sprawdzeniu podlegało dziewięć, przedstawionych w Tabeli 3, przypadków wpływu niepewności na parametry modelu. Pierwszy wiersz zawiera wyłącznie parametry modelu bez uwzględnienia wpływu niepewności modelowania.

**Tabela 3.** Parametry modelu (24) i związane z nimi niepewności  
Opracowanie na podstawie [4]

Lp.	Wpływ niepewności na parametry modelu		
	$S_v$	$\beta$	$\omega_0$
1	$S_v - u(S_v)$	$\beta - u(\beta)$	$\omega_0 - u(\omega_0)$
2	$S_v - u(S_v)$	$\beta + u(\beta)$	$\omega_0 - u(\omega_0)$
3	$S_v - u(S_v)$	$\beta - u(\beta)$	$\omega_0 + u(\omega_0)$
4	$S_v - u(S_v)$	$\beta + u(\beta)$	$\omega_0 + u(\omega_0)$
5	$S_v + u(S_v)$	$\beta - u(\beta)$	$\omega_0 - u(\omega_0)$
6	$S_v + u(S_v)$	$\beta + u(\beta)$	$\omega_0 - u(\omega_0)$
7	$S_v + u(S_v)$	$\beta - u(\beta)$	$\omega_0 + u(\omega_0)$
8	$S_v + u(S_v)$	$\beta + u(\beta)$	$\omega_0 + u(\omega_0)$
9	$S_v + u(S_v)$	$\beta + u(\beta)$	$\omega_0 + u(\omega_0)$

Wartości błędów: całkowo-kwadratowego  $J_1^{-1}$  i bezwzględnego  $J_2^{-1}$ , wyznaczone dla poszczególnych wierszy z Tabeli 3 zostały zestawione w Tabeli 4. Górny przypis zawarty przy oznaczeniach błędów wskazuje na liczbę ograniczeń dotyczących sygnału maksymalizującego (1 – jedno ograniczenie nałożone na sygnał).

**Tabela 4.** Wartości błędów  $J_1^{-1}$  i  $J_2^{-1}$  [4]

Lp.	$J_1^{-1}$ [ $\text{mV}^2\text{s}$ ]	$J_2^{-1}$ [ $\text{Vs}$ ]
1	24.499	4.001
2	24.586	3.995
3	24.015	3.944
4	24.747	3.996
5	24.065	3.944
6	24.981	4.060
7	24.401	4.007
8	<b>25.145</b>	<b>4.061</b>

	<b>(max.)</b>	<b>(max.)</b>
9	24.452	4.007

Z Tabeli 4 wynika, że najwyższe wartości obu błędów uzyskano dla 8 wiersza z Tabeli 3. Różnica pomiędzy minimalnymi i maksymalnymi wartościami dla obu błędów wynosi odpowiednio ok. 4% i 3%. Powyższe procentowe różnice potwierdzają, że w pełni uzasadnione jest uwzględnienie wpływu niepewności parametrów matematycznego modelu układu pomiarowego na wartości błędów maksymalnych. Z kolei w publikacji [6] sprawdzeniu podlegały błędy bezwzględne:  $J_2^1$  i  $J_2^2$  (2 – dwa ograniczenia nałożone na sygnał). Wartości tych błędów zostały zestawione w Tabeli 5.

**Tabela 5.** Wartości błędów  $J_2^1$  i  $J_2^2$  [6]

Lp.	$J_2^1$ [Vs]	$J_2^2$ [Vs]
1	45.45	40.32
2	45.39	40.30
3	44.69	39.83
4	45.45	40.28
5	44.74	39.82
6	46.17	<b>41.00 (max.)</b>
7	45.46	40.52
8	<b>46.24 (max.)</b>	40.98
9	45.51	40.51

W przypadku obu błędów:  $J_2^1$  i  $J_2^2$  różnice pomiędzy minimalnymi i maksymalnymi ich wartością wynoszą ok. 3%, co jest zbliżone z wnioskami uzyskanymi na podstawie Tabeli 4.

W publikacji [1] ocenie poddano wpływ zastosowanego typu generatora liczb pseudolosowych na wartości maksymalnych błędów bezwzględnych:  $J_2^1$  i  $J_2^2$  dla przypadku akcelerometru z wyjściem napięciowym typu PCB393B05. Rozpatrywane były cztery generatory wyszczególnione w rozdziale II (punkt 2) niniejszego autoreferatu oraz wszystkie kombinacje wpływu niepewności na parametry modelu, które zostały zawarte w Tabeli 3. Tabela 6 zawiera wartości ograniczeń i błędów dla tych wierszy z Tabeli 3, dla których uzyskano najniższe (min.) i najwyższe (max.) wartości błędów maksymalnych.

**Tabela 6.** Wartości: ograniczeń sygnału i błędów  $J_2^1$  i  $J_2^2$  [1]

Kombinacje parametrów i niepewności	A [mV]	$\vartheta$ [m/V]	$J_2^1$ [Vs]	$J_2^2$ [Vs]
<b>Generator BBM</b>				
$S_v - u(S_v), \beta + u(\beta), \omega_0 - u(\omega_0)$	0.98	---	14.69 min.	---
$S_v - u(S_v), \beta + u(\beta), \omega_0 + u(\omega_0)$	0.98	2503.00	---	11.54 min.
$S_v + u(S_v), \beta - u(\beta), \omega_0 - u(\omega_0)$	1.02	2306.00	---	<b>14.45 max.</b>
$S_v + u(S_v), \beta - u(\beta), \omega_0 + u(\omega_0)$	1.02	---	<b>17.55 max.</b>	---
<b>Generator PBM</b>				
$S_v - u(S_v), \beta + u(\beta), \omega_0 - u(\omega_0)$	0.98	---	14.99 min.	---
$S_v - u(S_v), \beta + u(\beta), \omega_0 + u(\omega_0)$	0.98	2509.00	---	11.84 min.
$S_v + u(S_v), \beta - u(\beta), \omega_0 - u(\omega_0)$	1.02	2307.00	---	<b>14.79 max.</b>
$S_v + u(S_v), \beta - u(\beta), \omega_0 + u(\omega_0)$	1.02	---	<b>17.88 max.</b>	---
<b>Generator MP</b>				
$S_v - u(S_v), \beta + u(\beta), \omega_0 - u(\omega_0)$	0.98	---	14.93 min.	---
$S_v - u(S_v), \beta + u(\beta), \omega_0 + u(\omega_0)$	0.98	2503.00	---	11.78 min.
$S_v + u(S_v), \beta - u(\beta), \omega_0 - u(\omega_0)$	1.02	2311.00	---	<b>14.85 max.</b>
$S_v + u(S_v), \beta - u(\beta), \omega_0 + u(\omega_0)$	1.02	---	<b>17.95 max.</b>	---
<b>Generator RoU</b>				

$S_v - u(S_v), \beta + u(\beta), \omega_0 - u(\omega_0)$	0.98	---	14.71 min.	---
$S_v - u(S_v), \beta + u(\beta), \omega_0 + u(\omega_0)$	0.98	2503.00	---	11.56 min.
$S_v + u(S_v), \beta - u(\beta), \omega_0 - u(\omega_0)$	1.02	2305.00	---	<b>14.42 max.</b>
$S_v + u(S_v), \beta - u(\beta), \omega_0 + u(\omega_0)$	1.02	---	<b>17.51 max.</b>	---

Z powyższej Tabeli wynika nieznaczny wpływ zastosowanego generatora liczb pseudolosowych na wartości błędów maksymalnych. Jednak różnice pomiędzy najniższymi i najwyższymi wartościami błędów maksymalnych są znaczne, gdyż wynoszą ok. 8% dla wszystkich czterech generatorów i dla przypadku obu błędów.

Z wyników badań przedstawionych w trzech publikacjach: [1], [4] i [6] wynika zatem, że minimalne znaczenie, w kontekście wpływu na wartości maksymalnych błędów dynamicznych, ma typ zastosowanego generatora liczb pseudolosowych. Z oceny wpływu liczby losowań MC na wartości błędów wynika, że liczba ta nie powinna być niższa niż  $10^5$ . Wpływ niepewności związanych z parametrami matematycznego modelu układu pomiarowego na wartości błędów maksymalnych jest jednak istotny. Z przeprowadzonych badań wynika, że w celu dokładnego wyznaczenia maksymalnych wartości błędów dynamicznych, konieczne jest sprawdzenie wszystkich kombinacji wpływu niepewności na wartości związanych z nimi parametrów. Wyniki przeprowadzonych badań wykluczyły jakąkolwiek zależność pomiędzy kombinacjami parametrów i niepewności zawartych w Tabeli 3 a rozpatrywanym kryterium jakości, czy typem rozważanego układu pomiarowego.

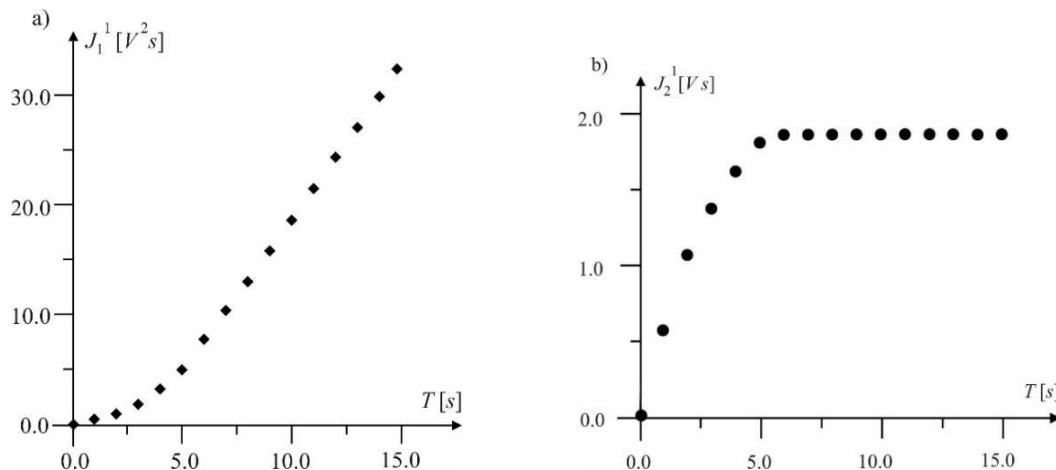
W konkluzji z przeprowadzonych badań można stwierdzić, że jako maksymalną wartość błędu generowanego przez rozpatrywany układ pomiarowy, niezależnie od założonego kryterium błędu, należy zawsze przyjąć najwyższą wartość, uzyskaną dla poszczególnych kombinacji zawartych w Tabeli 3.

## V SYNTEZA FUNKCJI ODWZOROWUJĄCYCH BŁĘDY

W publikacjach [2] i [3] została przedstawiona procedura wyznaczania funkcji odwzorowujących maksymalne błędy dynamiczne dla przypadku kryterium całkowo-kwadratowego  $J_1^1$  i błędu bezwzględnego  $J_2^1$ . Dla akcelerometrów z wyjściem napięciowym lub ładunkowym zostały wyznaczone przykładowe funkcje przedstawiające zależność maksymalnych błędów dynamicznych od:

- czasów  $T$  badania akcelerometrów dla założonych wartości parametrów ich matematycznych modeli,
- wybranych parametrów matematycznych modeli akcelerometrów dla określonych wartości czasu  $T$  ich badania.

We wcześniej opublikowanych pracach: (Layer, 2001, str. 798), (Layer, 2002, str. 140), (Tomczyk, Sieja, 2012, str. 927) and [9, pp.297], zostały zawarte przykładowe wykresy punktowe, przedstawiające zależność maksymalnych błędów dynamicznych od czasu  $T$  ich badania. Wykresy te w istotnym stopniu odbiegały od idealnych, z uwagi na ograniczoną skuteczność procedur wyznaczania maksymalnych błędów dynamicznych. Rys. 11. przedstawia przykłady idealnych wykresów punktowych dla błędów  $J_1^1$  i  $J_2^1$ , wyznaczonych w wyniku zastosowania procedur obliczeniowych zawartych w publikacjach [2] i [3].



**Rys. 11.** Idealne wykresy punktowe dla błędów  $J_1^1$  i  $J_2^1$

[Opracowanie własne]

Z Rys. 11 a) wynika, że zależność błędów  $J_1^1$  od czasu  $T$ , początkowo (dla  $T < 5$  s) ma przebieg nieliniowy, a następnie staje się liniowa. Z kolei z Rys. 11 b) wynika, że błąd  $J_2^1$  rośnie wykładniczo i po określonym czasie (dla  $T > 5$  s) osiąga wartość ustaloną. Przedziały nieliniowości  $J_1^1$  i narastania  $J_2^1$  odpowiadają niestalonemu zakresowi odpowiedzi impulsowej rozpatrywanego układu pomiarowego i uzależnione są od częstotliwościowego zakresu pracy tego układu (im wyższa częstotliwość tym czas ustalania się odpowiedzi impulsowej jest niższy). Wykresy przedstawione na Rys. 11 stanowią odpowiedź układu pomiarowego na wymuszenie za pomocą sygnałów z jednym ograniczeniem odnoszącym się do amplitudy. Wykresy błędów  $J_1^2$  i  $J_2^2$  uzyskanych w wyniku oddziaływania sygnałów z dwoma ograniczeniami (dotyczącymi amplitudy i prędkości narastania) mają analogiczne kształty, lecz z oczywistych względów dla poszczególnych czasów  $T$  przyjmują niższe wartości liczbowe. Z Rys. 11 a) i b) wynika, że trudno jest precyzyjnie określić wartości błędów pomiędzy poszczególnymi punktami, a w przypadku Rys. 11 a) ograniczenie to dotyczy również dowolnej wartości czasu  $T$ .

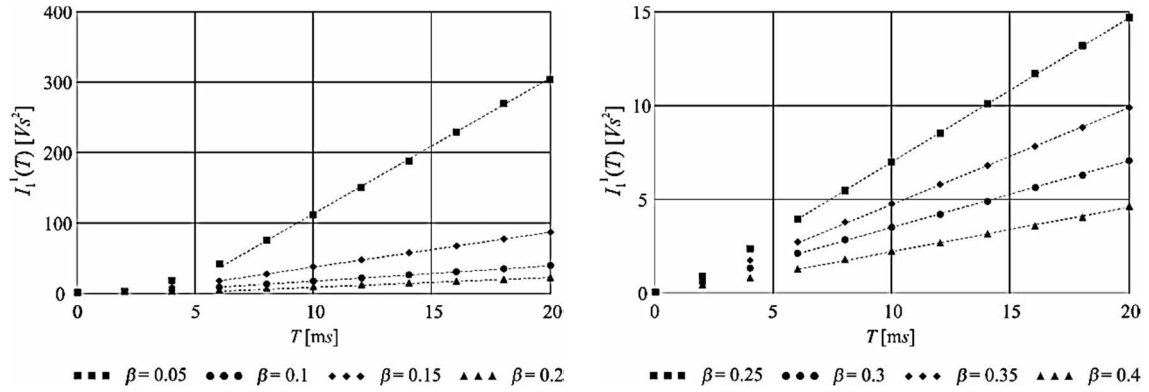
Biorąc pod uwagę powyższe ograniczenie, w publikacji [2] przedstawiono rozwiązanie umożliwiające wyznaczenie funkcji odwzorowujących błąd bezwzględny, poprzez aproksymację jego punktowych wartości. Jest to realizowane poprzez zastosowanie wielomianów aproksymacyjnych, omówionych w rozdziale pt. *Determining the Approximate Polynomial*, zawartym w publikacji [2]. Badania przeprowadzono na przykładzie akcelerometru z wyjściem ładunkowym. Powyższe rozwiązanie może być również zastosowane dla każdego dowolnego układu pomiarowego, dla którego możliwa jest synteza jego matematycznego modelu. W rozdziale 5.1 w publikacji [2], zostały przedstawione wyniki badania akcelerometru z wyjściem napięciowym o następujących parametrach jego matematycznego modelu:  $S = 0.15 \text{ V}/(\text{ms}^{-2})$ ,  $\beta = 0.015$ , i  $f_0 = 1\text{kHz}$ . W Tabeli 7 zestawiono wartości błędów  $J_2^1$  dla czasów  $T = 0, 0.01, \dots, 0.1$  s.

**Tabela 7.** Wartości błędów  $J_2^1$  [2]

$T$ [ms]	0	10	20	30	40	50
$J_2^1$ [Vs]	0	0.580	0.808	0.896	0.931	0.944



jego charakterystyki i dla przypadku ośmiu różnych wartości współczynnika tłumienia  $\beta$  wynoszących: 0.05, 0.1, 0.15, 0.2, 0.25, 0.3, 0.35 i 0.4 oraz dla stałych wartości: współczynnika wzmocnienia napięciowego  $S$  oraz częstotliwości drgań własnych nietłumionych  $f_0$ . Wyniki tej aproksymacji przedstawia Rys. 13.



Rys. 13. Aproxymacja wykresu punktowego  $J_1^1 = f(T)$  [3]

Dla wykresów przedstawionych na Rys. 13 zostały wyznaczone współczynniki funkcji liniowej oraz standardowa niepewność aproksymacji  $u_A(I_1^1)$ . Wyznaczone zostały również funkcje:  $a_0(\beta, S)$  i  $a_1(\beta, S)$ , przedstawiające zależności współczynników  $a_0$  i  $a_1$  równania liniowego:

$$J_1^1(T) = a_0 + a_1 T \quad (26)$$

od parametrów  $\beta$  i  $S$ , dla zakresów zmienności parametrów modelu wynoszących:  $\beta \in < 0.05, 0.4 >$  i  $S \in < 0.5, 3.5 > \left[ \frac{V}{ms^{-2}} \right]$  i dla stałej wartości częstotliwości drgań własnych nietłumionych  $f_0$  wynoszącej 1kHz.

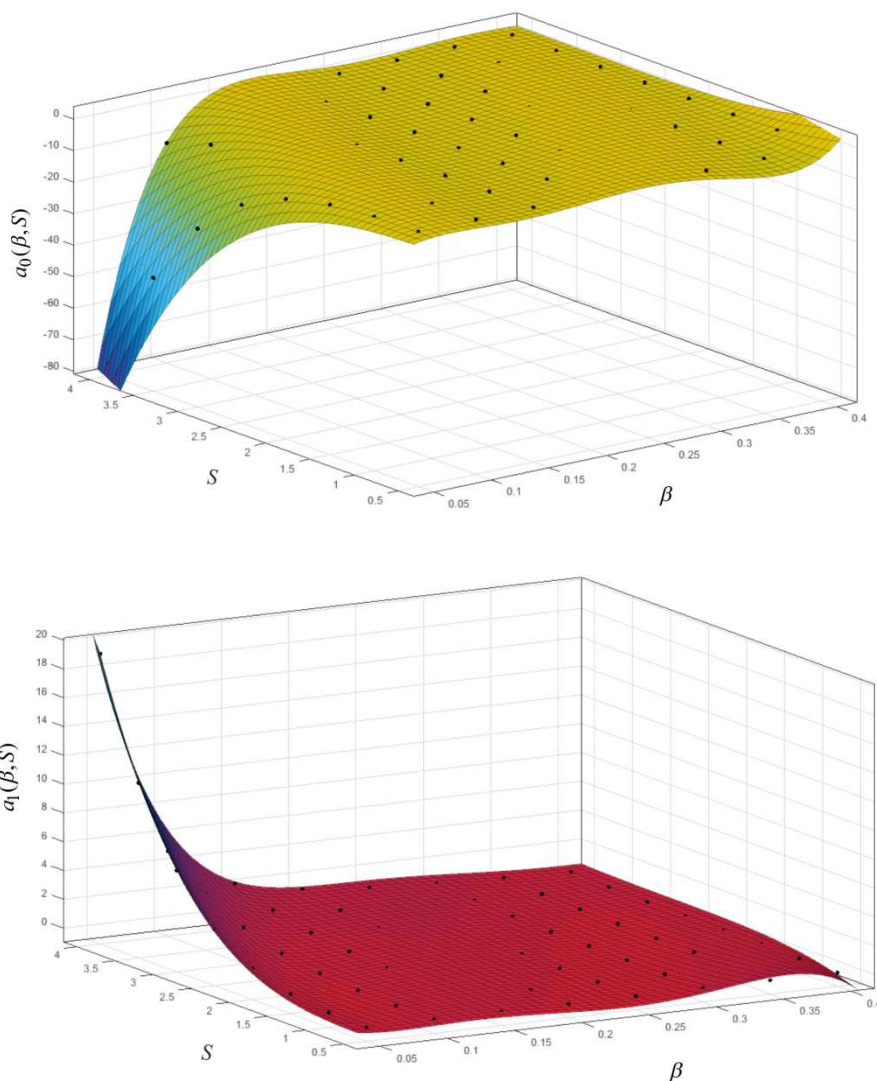
Rys. 14 przedstawia wykresy punktowe  $a_0(\beta, S)$  i  $a_1(\beta, S)$  dla błędu  $J_1^1$  oraz rezultaty aproksymacji za pomocą wielomianów piątego rzędu. Funkcje te przedstawiają następujące równania:

$$\begin{aligned} a_0(\beta, S) = & -5.47 + 245 \cdot \beta - 3.64 \cdot S - 3911 \cdot \beta^2 + 168 \cdot \beta \cdot S - 2.41 \cdot S^2 + \\ & + 2.77 \cdot 10^4 \cdot \beta^3 - 2396 \cdot \beta^2 \cdot S + 96.9 \cdot \beta \cdot S^2 - 1.75 \cdot S^3 - 8.54 \cdot 10^4 \cdot \beta^4 + \\ & + 1.12 \cdot 10^4 \cdot \beta^3 \cdot S - 687 \cdot \beta^2 \cdot S^2 + 19.7 \cdot \beta \cdot S^3 - 0.136 \cdot S^4 + 9.31 \cdot 10^4 \cdot \beta^5 + \\ & - 1.59 \cdot 10^4 \cdot \beta^4 \cdot S + 1221 \cdot \beta^3 \cdot S^2 - 44.9 \cdot \beta^2 \cdot S^3 + 627 \cdot 10^{-3} \cdot \beta \cdot S^4 - 502 \cdot 10^{-5} \cdot S^5 \end{aligned} \quad (27)$$

i

$$\begin{aligned} a_1(\beta, S) = & 3637 \cdot 10^{-4} - 5193 \cdot 10^{-4} \cdot \beta + 3759 \cdot 10^{-4} \cdot S - 9562 \cdot 10^{-4} \cdot \beta^2 + \\ & + 6521 \cdot 10^{-4} \cdot \beta \cdot S - 9721 \cdot 10^{-4} \cdot S^2 + 7441 \cdot 10^{-4} \cdot \beta^3 - 688 \cdot 10^{-3} \cdot \beta^2 \cdot S + \\ & + 2194 \cdot 10^{-4} \cdot \beta \cdot S^2 - 1896 \cdot 10^{-5} \cdot S^3 + 5544 \cdot 10^4 \cdot \beta^4 - 8988 \cdot 10^4 \cdot \beta^3 \cdot S + \\ & + 684 \cdot 10^{-3} \cdot \beta^2 \cdot S^2 - 2417 \cdot 10^{-4} \cdot \beta \cdot S^3 + 2785 \cdot 10^{-5} \cdot S^4 - 347 \cdot 10^{-3} \cdot \beta^5 + \\ & + 6204 \cdot 10^4 \cdot \beta^4 \cdot S - 5258 \cdot 10^{-4} \cdot \beta^3 \cdot S^2 + 2138 \cdot 10^4 \cdot \beta^2 \cdot S^3 - 344 \cdot 10^{-4} \cdot \beta \cdot S^4 + \\ & + 2892 \cdot 10^{-6} \cdot S^5 \end{aligned} \quad (28)$$





**Rys. 14.** Wykresy punktowe  $a_0(\beta, S)$  i  $a_1(\beta, S)$  oraz wynik aproksymacji za pomocą wielomianów piątego rzędu [3].

Funkcje (27) i (28) umożliwiają wyznaczenie wartości błędu  $J_1^{-1}$  dla akcelerometru z wyjściem napięciowym dla:  $\beta \in \langle 0.05, 0.4 \rangle$ ,  $S \in \langle 0.5, 3.5 \rangle$   $\left[ \frac{V}{ms^{-2}} \right]$  i  $f_0 = 1kHz$ .

### **Zestawienie osiągnięć zawartych w cyklu publikacji**

Za najważniejsze osiągnięcia prac badawczych można uznać:

- opracowanie autorskich procedur w zakresie modelowania akcelerometrów z wyjściem napięciowym i z wyjściem ładunkowym,
- opracowanie nowych algorytmów wyznaczania maksymalnych błędów dynamicznych,
- opracowanie metod weryfikacji wyników uzyskanych za pomocą algorytmów wyznaczania maksymalnych błędów dynamicznych,

- ocenę wpływu wyników modelowania układów pomiarowych na wartości maksymalnych błędów dynamicznych,
- syntezę funkcji odwzorowujących maksymalne błędy dynamiczne,
- zastosowanie opracowanych procedur i metod do badania aktualnie stosowanych w praktycznych rozwiązaniach czujników do pomiarów przyspieszeń.

## **5. Omówienie pozostałych osiągnięć naukowo-badawczych**

**Do pozostałych osiągnięć naukowo-badawcze za okres po uzyskaniu stopnia naukowego doktora zalicza się:**

1. Współautorstwo **2** monografii, wymienionych w **Załączniku nr 5 (podpunkt 1.2)**, z zakresu:
  - pomiarów, modelowania i symulacji systemów dynamicznych, (2010 r.),
  - transformat sygnałów stosowanych w pomiarach dynamicznych, (2015 r.).
2. Autorstwo rozdziału w monografii, wymienionej w **Załączniku nr 5 (podpunkt 1.3)**, (2012 r.).
3. Prace w zespołach opracowujących procedury optymalizacyjne oparte o sztuczne sieci neuronowe – wyniki badań zostały przedstawione w **3** publikacjach wymienionych w **Załączniku nr 5 (podpunkt 1.4, pozycje: [1], [3] i [4])**.
4. Autorstwo lub współautorstwo **6** nieopublikowanych prac naukowych, zrealizowanych w ramach badań naukowych własnych lub działalności statutowej – wykaz został zawarty w **Załączniku nr 5 (podpunkt 1.8)**.

### **Podsumowanie**

Wyniki badań naukowych autora wniosku, po uzyskaniu stopnia doktora zostały opublikowane w **29** artykułach (w tym **12** samodzielnych).

Autor wniosku jest współautorem **2** monografii opublikowanych przez wydawnictwo **Springer-Verlag** oraz autorem **1** rozdziału w monografii opublikowanej przez wydawnictwo **Intech**.

Wykaz publikacji po uzyskaniu stopnia doktora przedstawia Tabela 9. Szczegółowe informacje zostały zawarte w **Załącznikach nr 5 (punkty: I i II)**.

**Tabela 9.** Publikacje po uzyskaniu stopnia doktora

	<b>Samodzielne</b>	<b>Współautorskie</b>	<b>Razem</b>
Czasopisma z listy <b>A</b> MNiSW (JCR)	5	2	7
Czasopisma z listy <b>B</b> MNiSW	2	5	7
Materiały konferencji międzynarodowych indeksowane w bazach: Scopus i Web of Science Core Collection	0	1	1
Materiały konferencji międzynarodowych indeksowane w bazie Scopus	1	3	4
Materiały konferencyjne nieuwzględnione w bazach Scopus i Web of Science Core Collection	3	4	7
Monografie	0	2	2
Rozdział w monografii	1	0	1

### **Dane bibliometryczne z dnia 15.01.2019 r.**

**Baza Web of Science Core Collection** indeksuje **15** publikacji, cytowanych **20** razy (w tym **13** z wykluczeniem autocytowań).

**Współczynnik Hirscha** według bazy **Web of Science Core Collection** wynosi **3**.

Baza Scopus indeksuje **26** publikacji cytowanych **35** razy (w tym **13** z wykluczeniem autocytowań).

**Współczynnik Hirscha** według bazy **Scopus** wynosi **4**.

**Sumaryczny Impact Factor** dla **wszystkich publikacji, po uzyskaniu stopnia doktora**, wynosi **11.627**, a liczba punktów MNiSW wynosi **262**.

### **Aktywność naukowa autora wniosku, oprócz wymienionego dorobku publikacyjnego, przejawia się również poprzez (w nawiasie okrągłym podano liczbę aktywności):**

- kierowanie krajowym projektem badawczym **Minatura 1 (DEC-2017/01/X/ST7/00394)**, finansowanym przez Narodowe Centrum Nauki: **(1)** – kopia decyzji została zawarta w **Załączniku nr 10**, a szczegółowe informacje zostały zawarte w **Załączniku nr 5 (punkt 1.9)**,
- kierowanie projektami finansowanymi przez MNiSW **(5)** – szczegółowe informacje zostały zawarte w **Załączniku nr 5 (punkt 1.9)**,
- udział w krajowych i międzynarodowych konferencjach naukowych: **(10)** wygłoszonych referatów po uzyskaniu stopnia doktora i **(6)** wygłoszonych referatów przed uzyskaniem stopnia doktora – szczegółowe dane zostały zawarte w **Załączniku nr 5 (punkt 1.11)**,
- wygłoszenie referatu na zaproszenie krajowego towarzystwa naukowego **PTETiS**, Kraków, 5.03.2015 **(1)** – szczegółowe informacje zostały zawarte w **Załączniku nr 5 (punkt 2.1)**,

- członkostwo w komitetach organizacyjnych konferencji – **sekretarz** konferencji ICACiT'2017, Kraków, 14–16.12.2017 (1) – szczegółowe informacje zostały zawarte w **Załączniku nr 5 (punkt 2.2)**,
- członkostwo w Polskim Towarzystwie Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej **PTETiS** – oddział krakowski, przynależność od 2015 r. (1) – szczegółowe informacje zostały zawarte w **Załączniku nr 5 (punkt 2.3)**,
- ocena wniosków badawczo-rozwojowych dla **Narodowego Centrum Badan i Rozwoju** w ramach konkursu „Szybka Ścieżka” (3) oraz projektów badawczych dla **Bulgarian National Science Found** (3) – wydruki potwierdzeń zostały zawarte w **Załączniku nr 10**, a szczegółowe informacje zostały zawarte w **Załączniku nr 5 (punkt 2.4)**,
- recenzowanie publikacji w czasopiśmie międzynarodowych i krajowych: (7), m.in. w *journalach* wchodzących w zakres wydawnictwa **Elsevier** – wydruki certyfikatów zostały zawarte w **Załączniku nr 10**, a szczegółowe informacje zostały zawarte w **Załączniku nr 5 (punkt 2.5)**.

### **Nagrody lub wyróżnienia:**

- nagroda zespołowa **Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego** za monografię:  
Layer E., Tomczyk K., *Modelling and Simulation of Dynamic Systems*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg (2011 r.),
- nagroda zespołowa **Rektora Politechniki Krakowskiej** za osiągnięcia naukowe (2016 r.),
- nagroda indywidualna **Rektora Politechniki Krakowskiej** za osiągnięcia naukowe (2017 r.),
- wyróżnienie **Rektora Politechniki Krakowskiej** za osiągnięcia naukowe (2018 r.).

Szczegółowe informacje nt. powyższych nagród zostały przedstawione w **Załączniku nr 5 (punkt 1.10)**, a wydruki dyplomów zostały zawarte w **Załączniku nr 10**.

### **Działalność dydaktyczna i organizacyjna po uzyskaniu stopnia doktora**

Na działalność dydaktyczną składa się prowadzenie wykładów, zajęć laboratoryjnych, ćwiczeń tablicowych oraz zajęć projektowych z kilku przedmiotów realizowanych na studiach stacjonarnych i nie-stacjonarnych na 3 Wydziałach PK: Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, Mechanicznym i Inżynierii i Technologii Chemicznej. Działalność dydaktyczna obejmuje również promotorstwo 12 prac magisterskich i 4 projektów inżynierskich.

Działalność dydaktyczna autora wniosku jest pozytywnie oceniana przez studentów w studenckich ankietach oceny nauczycieli akademickich. W 2018 r. został wybrany najlepszym dydaktykiem na kierunku energetyka, prowadzonym na WIEiK PK.

Szczegółowe dane dotyczące działalności dydaktycznej zostały zawarte w **Załączniku nr 5**.

Na działalność organizacyjną składa się członkostwo w Radzie Bibliotecznej PK (od 2010 r. do teraz), pełnienie funkcji Wydziałowego Importera publikacji naukowych do systemu POL-on oraz członka Wydziałowej Komisji Rekrutacyjnej, opieka nad laboratoriami dydaktycznymi, a także promocja Wydziału (WIEiK PK) wśród uczniów szkół ponadpodstawowych.

Kraków, 28 stycznia 2019



.....  
podpis wnioskodawcy