



Politechnika Wroclawska

AUTOREFERAT

dr inż. [BOGUSŁAW SZLACHETKO](#)

Politechnika Wroclawska
Wydział Elektroniki, Fotoniki i Mikrosystemów
ul. Wyb. Wyspiańskiego 27
50-370 Wrocław

czerwiec, 2022

Spis treści

1. Imię i nazwisko	3
2. Posiadane dyplomy, stopnie naukowe lub artystyczne	3
3. Informacja o dotychczasowym zatrudnieniu w jednostkach naukowych lub artystycznych	3
4. Omówienie osiągnięć, o których mowa w art. 219 ust. 1 pkt. 2 Ustawy	4
4.1. Wskazanie osiągnięcia	4
4.2. Wielokanałowe spektralne metody analizy sygnałów	7
4.2.1. Motywacja badań	8
4.2.2. Wielokanałowe struktury ADC	8
4.2.3. Analiza dorobku w zakresie wielokanałowych przetworników ADC	10
4.2.4. Analiza dorobku w zakresie wielokanałowego spektralnego przetwarzania sygnałów w paśmie THz	25
Literatura	31
5. Informacja o wykazywaniu się istotną aktywnością naukową	34
6. Informacja o osiągnięciach dydaktycznych, organizacyjnych oraz popularyzujących naukę lub sztukę	36
6.1. Osiągnięcia dydaktyczne	36
6.2. Osiągnięcia organizacyjne	36
6.3. Osiągnięcia popularyzujące naukę	38
7. Kopie dokumentów potwierdzających tytuły i osiągnięcia	40
7.1. Dokumenty potwierdzające stopnie i tytuły	40
7.2. Dokumenty potwierdzające wykazywanie się istotną aktywnością naukową	43
7.3. Dokumenty potwierdzające osiągnięcia dydaktyczne i popularyzujące naukę	52

1. Imię i nazwisko

Bogusław Szlachetko

2. Posiadane dyplomy, stopnie naukowe lub artystyczne z podaniem podmiotu nadającego stopień, roku ich uzyskania oraz tytułu rozprawy doktorskiej

Doktor inżynier stopień uzyskany w roku 2002, nadany przez Politechnikę Wrocławską. Tytuł rozprawy: "Parametryczne transformacje czasowo-częstotliwościowe sygnałów losowych."

Magister inżynier tytuł uzyskany w roku 1992, nadany przez Wydział Elektroniki Politechniki Wrocławskiej; specjalność "Systemy mikroprocesorowe i mikrokomputerowe."

Senior Member IEEE tytuł przyznany w roku 2017 przez społeczność naukową skupioną w Instytucie Inżynierów Elektryków i Elektroników (*ang. Institute of Electrical and Electronics Engineers*).

3. Informacja o dotychczasowym zatrudnieniu w jednostkach naukowych lub artystycznych

2021-obecnie **adiunkt badawczo-dydaktyczny**

Politechnika Wroclawska, Wydział Elektroniki, Fotoniki i Mikrosystemów, Katedra Akustyki, Multimediów i Przetwarzania Sygnałów

2002-2021 **adiunkt naukowo-dydaktyczny**

Politechnika Wroclawska, Wydział Elektroniki, Katedra Systemów Przetwarzania Sygnałów

2012-2013 **principal researcher**

PostDoc ESIEE Paris w ramach projektu Marie Curie FP7 IAPP – Par4CR (Partnership for Cognitive Radio); czas pobytu za granicą 13 miesięcy

1993-2002 **asystent naukowo-dydaktyczny**

Politechnika Wroclawska, Katedra Systemów Przetwarzania Sygnałów

1992-1993 **pracownik techniczny**

Politechnika Wroclawska, Katedra Systemów Przetwarzania Sygnałów

4. Omówienie osiągnięć, o których mowa w art. 219 ust. 1 pkt. 2 Ustawy

4.1. Wskazanie osiągnięcia

Podstawę wniosku o przeprowadzenie postępowania w sprawie nadania stopnia doktora habilitowanego stanowi osiągnięcie:

”Wielokanałowe spektralne metody analizy sygnałów”

Na przedmiotowe osiągnięcie składa się cykl publikacji powiązanych tematycznie:

- [1] **B. Szlachetko**, O. Venard, *Simulation methodology for Hybrid Filter Bank Analog to Digital Converters*, 21st European Signal Processing Conference EUSIPCO 2013, **WoS**, **MEiN** - **15 pkt**
- [2] **B. Szlachetko**, O. Venard, *Hybrid filter bank design and analysis*, Int. Conf. Signal Processing, Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications, SPA 2013, IEEE, **WoS**, **MEiN** - **15 pkt**
- [3] **B. Szlachetko**, *Toward wide-band high-resolution analog-to-digital converters using hybrid filter bank architecture*, Circuits, Systems, and Signal Processing. 2016. vol. 35, nr 4, Springer, **LF**, **IF 1.694**, **WoS**, **Scopus**, **MEiN** - **25 pkt**, **cyt. 8**
- [4] Z. Świątach, **B. Szlachetko**, *Non-standard analysis filter bank design applied to hybrid filter bank architecture*, Int. Conf. on Signals and Electronic Systems ICSES 2018, IEEE, **WoS**, **Scopus**, **MEiN** - **15 pkt**
- [5] **B. Szlachetko**, Z. Świątach, *Analysis of continuous-to-discrete transformation effect on a synthesis filter bank project*, 22nd International Microwave and Radar Conference MIKON, 2018, IEEE, **Scopus**, **MEiN** - **20 pkt**
- [6] Z. Świątach, **B. Szlachetko**, *Design of analog filters with single transmission zeros, dedicated for HFB systems*, Int. Signal Processing Symposium (SPSymo), 2019, IEEE, **Scopus**, **MEiN** - **20 pkt**
- [7] **B. Szlachetko**, and Z. Świątach, *A Proper Approximation of Filter Transmittance for HFB System Design*, 2020 Signal Processing Workshop (SPW), 2020, pp. 44-49, **Scopus**, **MEiN** - **20 pkt**
- [8] **B. Szlachetko**, Z. Świątach, *A Modeling Problem of a Continuous-Time Domain Signal and Its Discrete Counterpart*, Signal Processing Symposium SPSympo, 2021, IEEE, **Scopus**, **MEiN** - **20 pkt**
- [9] B. Szczeńniak Siega, B. Fuglewicz, K. Nowak, **B. Szlachetko**, et. all, *Thermodynamics of new piroxicam derivatives in terahertz light*, In 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), Tucson, Arizona, USA, September 14-19, 2014, IEEE, **WoS**, **Scopus**, **MEiN** - **15 pkt**
- [10] K. Nowak, L.A. Sterczewski, M. Grzelczak, **B. Szlachetko**, and Edward Plinski. *THz-TDS system beam profile investigation*. In 8th Terahertz Days, Arêches Beaufort (Savoie, France), March 31st - April 2nd 2015, pages 127–128, 2015, **cyt. 2**
- [11] K. Nowak, M. Grzelczak, **B. Szlachetko**, P. Swiatek, M. Strzelecka, L.A. Sterczewski, E.F. Plinski, and S.Plinska. *Terahertz investigations on some bi-heterocyclic compounds*. In 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON), pages 1–3. IEEE, 2016, **WoS**, **Scopus**, **MEiN** - **15 pkt**

- [12] K. Nowak, M. P. Grzelczak, **B. Szlachetko**, and L. A. Sterczewski, et. all, *Chemometrics of bi-heterocyclic kind of drug specimens in the THz domain*, 41st International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz), IEEE, 2016, **WoS, Scopus, MEiN - 15 pkt**
- [13] L. A. Sterczewski, M. Grzelczak, K. Nowak, **B. Szlachetko**, S. Plińska, B. Szcześniak Siega, W. Malinka, E. F. Plinski, *Piroxicam derivatives THz classification*, Terahertz, RF, Millimeter, and Submillimeter-Wave Technology and Applications, 2016, SPIE, vol. 9747, pp. 1-12, **WoS, Scopus, MEiN - 15 pkt, cyt. 1**
- [14] Ł. A. Sterczewski, M. Grzelczak, K. Nowak, **B. Szlachetko**, E. Pliński, *Bayesian separation algorithm of THz spectral sources applied to D-glucose monohydrate dehydration kinetics*, Chemical Physics Letters. 2016. vol. 644, s. 45-50, **IF 1.815, LF, WoS, Scopus, MEiN - 25 pkt, cyt. 6**
- [15] Ł. A. Sterczewski, K. Nowak, **B. Szlachetko**, M. Grzelczak, B. Szcześniak Siega, S. Plińska, W. Malinka, E. Pliński, *Chemometric evaluation of THz spectral similarity for the selection of early drug candidates*, Scientific Reports. 2017. vol. 7, art. 14583, s. 1-9, **IF 4.122, LF, WoS, Scopus, MEiN - 40 pkt, cyt. 5**
- [16] M. Nowak, K. Nowak, M. Grzelczak, **B. Szlachetko**, Ł. A. Sterczewski, E. Pliński, P. Świątek, M. Strzelecka, S. Plińska, W. Malinka, *Machine learning applied to bi-heterocyclic drugs recognition*, 42nd International Conference on Infrared Milimeter and Terahertz Waves, IRMMW-THz 2017, IEEE, **Scopus, MEiN - 20 pkt, cyt. 1**
- Wybrane publikacje niepowiązane bezpośrednio z głównym cyklem tematycznym. Publikacje te wynikają z badań wdrożeniowych w obszarze bezzałogowych statków powietrznych, gdzie w zespole jestem odpowiedzialny za **filtrację i kondycjonowanie sygnałów pochodzących z wielu różnych sensorów**. W tym sensie badania wdrożeniowe, w których uczestniczę, stanowią rozszerzenie głównego wątku tematycznego i można je opatrzyć tytułem **“Wielokanałowa analiza i fuzja danych sensorycznych.”**:
- [17] M. Lower, **B. Szlachetko**, D. Król, *Fuzzy flight control system for helicopter intelligence in hover*, 5th International Conference on Intelligent Systems Design and Applications (ISDA'05), pub. IEEE, **WoS, Scopus, cyt. 7**
- [18] M. Lower, D. Król, **B. Szlachetko**, *Building the Fuzzy Control System Based on the Pilot Knowledge*, Knowledge-Based Intelligent Information and Engineering Systems, vol. 3683, 2005, Springer, **IF 0.302, MEiN - 12 pkt, LF, LM, WoS, Scopus**
- [19] D. Król, M. Lower, **B. Szlachetko**, *Helicopter Intelligence in Hover Quality Improvement of the Fuzzy Regulator*, 6th International Conference on Intelligent Systems Design and Applications (ISDA'06), pub. IEEE, **WoS, Scopus, cyt. 2**
- [20] D. Król, M. Lower, **B. Szlachetko**, *Selection and Setting of an Intelligent Fuzzy Regulator based on Nonlinear Model Simulations of a Helicopter in Hover*, New Generation Computing, vol. 27, nr 3, 2009, **IF 0.364, MEiN - 27 pkt, LF, LM, WoS, Scopus, cyt. 2**
- [21] **B. Szlachetko**, M. Lower, *On Quadrotor Navigation Using Fuzzy Logic Regulators*, Computational Collective Intelligence Technologies and Applications, Springer, 2012, **MEiN - 10 pkt, WoS, Scopus, cyt. 3**

- [22] **B. Szlachetko**, M. Lower, *Stabilisation and Steering of Quadcopters Using Fuzzy Logic Regulators*, Artificial Intelligence and Soft Computing, Springer, 2012, **MEiN - 10 pkt, WoS, Scopus, cyt. 2**
- [23] P. Nowak, **B.Szlachetko**, *Autonomiczna inwentaryzacja skomplikowanego obiektu architektonicznego przy użyciu UAV i analiza kompletności zebranego materiału 3D*, Zeszyty Naukowe, Organizacja i Zarządzanie, Politechnika Śląska, 2017, vol. 114, pp 369–380, **MEiN - 10 pkt, LM**
- [24] A. Niemiec, **B.Szlachetko**, *Errors analysis of differential single-frequency geo-positioning algorithm*, Signal Processing Symposium (SPSymo 2017), Jachranka Village, **MEiN - 10 pkt, LM, WoS, Scopus, Best Paper Award**
- [25] A. Niemiec, **B.Szlachetko**, *Real-Time Aerial Mapping by Image Features Extraction and Matching*, Signal Processing Symposium (SPSymo) 2019, Kraków, **MEiN - 20 pkt, Scopus,**
- [26] **B.Szlachetko**, M.Lower, *Reliability of Ultrasonic Distance Measurement in Application to Multi-Rotor MAVs*, Theory and Engineering of Dependable Computer Systems and Networks, 2020, Springer, **MEiN - 40 pkt, Scopus, Core,**
- [27] M.Lower, **B.Szlachetko**, *Reliability of Multi-rotor UAV's Flight Stabilization Algorithm in Case of Object's Working Point Changes*, Theory and Engineering of Dependable Computer Systems and Networks, 2021, Springer, **MEiN - 40 pkt, Scopus, Core,**
- [28] **B.Szlachetko**, *Low-Cost Underwater Communication System: A Pilot Study*, Applied Science, 2022, 12(7):3287, MDPI, **IF 02.679, MEiN - 100 pkt, LF, WoS**

Legenda:

IF - punkty *Impact Factor* w roku wydania

MEiN - punkt Ministerstwa Edukacji i Nauki w roku wydania

Core - artykuł z konferencji klasyfikowanej w bazie CORE

LF - artykuł z tzw. Listy Filadelfijskiej

LM - artykuł z listy MEiN

WoS - artykuł indeksowany w bazie *Web of Science*

Scopus - artykuł indeksowany w bazie *Scopus*

Podsumowując pragnę wskazać, że sumaryczne wskaźniki dla wszystkich publikacji opracowanych po uzyskaniu tytułu doktora są następujące:

- sumaryczna liczba punktów MEiN - **475** (źródło [DONA](#))
- sumaryczny IF - **11.378**
- h-index - **6** (źródło [Web of Science](#))
- liczba cytowań - **63** (źródło [Publons](#))
- liczba cytowań - **81** (źródło [Scopus](#))
- liczba cytowań - **54** (źródło [DONA](#))
- łączna liczba publikacji (po uzyskaniu stopnia doktora) - **65**, a w tym:
 - liczba artykułów w czasopismach - **15**
 - liczba referatów konferencyjnych - **36**
 - liczba rozdziałów książki - **2**
 - raporty i inne - **12**
- liczba publikacji na liście Filadelfijskiej - **8**
- liczba publikacji z Impact Factor - **7**
- liczba publikacji punktowanych z wykazu MEiN - **18**
- liczba publikacji punktowanych w WoS - **16**

4.2. Wielokanałowe spektralne metody analizy sygnałów

Wielokanałowe przetwarzanie sygnałów jest stosunkowo nowym kierunkiem badań w ramach ogólnej dyscypliny przetwarzania sygnałów. Głównym aspektem prowadzonych w tym zakresie badań jest wyznaczenie (bądź uzyskanie) dodatkowych informacji na temat przetwarzanego sygnału/ów obserwowanego w wielu kanałach informacyjnych. Istnienie dodatkowej informacji uzasadnia zarówno statystyka jak i sama teoria informacji. Owe dodatkowe informacje wynikają z korelacji czasowych lub częstotliwościowych przebiegów rejestrowanych na wielu sensorach jednocześnie. Warto zauważyć, że brak korelacji sygnałów z różnych sensorów może być ważną informacją w niektórych przypadkach.

Obserwacja istniejących systemów biologicznych pozwala wskazać wiele przypadków gdzie zwielokrotnienie kanałów przetwarzania pozwala uzyskać więcej informacji niż w przypadku pojedynczego kanału. Dobrym przykładem jest zwielokrotnienie kanałów rejestracji i przetwarzania dźwięku przez człowieka. Natura wyposażyla nas w dwoje uszu raczej nie z powodów estetycznych. Oprócz podstawowego zadania jakim jest określenie natury dochodzącego do nas dźwięku i na dalszych etapach próba np. zrozumienia przekazu głosowego dwoje uszu umożliwia określenie kierunku nadejścia fali dźwiękowej, co jest w niektórych przypadkach równie ważną informacją jak barwa, wysokość, natężenie, itp. Oczywiście utrata słuchu w jednym kanale nie jest krytyczna z punktu widzenia kontynuacji życia człowieka, ale jest poważnym upośledzeniem utrudniającym codzienne funkcjonowanie. Innym przykładem systemu biologicznego korzystającego z wielokanałowego przetwarzania sygnału jest nietoperz. Wykorzystuje on mechanizm echolokacji, który bez dwuusznej rejestracji echa byłby niemal całkowicie bezużyteczny. W tym przypadku można uznać, że wielokanałowe przetwarzanie sygnałów ultradźwiękowych jest zadaniem krytycznym warunkującym przeżycie konkretnego nietoperza.

Również sygnały wizyjne są przetwarzane wielokanałowo - np. człowiek po utracie widzenia w jednym z oczu nadal widzi i rozpoznaje przedmioty: dom, drzewo, krzesło itp. ale nie jest w stanie szybko określić dystansu dzielącego go od tych przedmiotów. Oczywiście mózg jest w stanie wykorzystać dodatkową wiedzę wynikającą np. ze stałego rozmieszczenia przedmiotów w znanym człowiekowi pomieszczeniu. Jednak tę dodatkową wiedzę należy traktować jako dodatkowy kanał przetwarzania informacji.

W dziedzinie elektroniki wielokanałowa rejestracja i analiza sygnałów zdobywa popularność w wielu systemach. Zastosowanie wielokanałowej analizy jest nie tylko wyznacznikiem innowacyjności danego rozwiązania, ale często jest warunkiem koniecznym umożliwiającym osiągnięcie nowych rezultatów. W elektronice techniki analizy pomiarów pochodzących z pojedynczych sensorów doprowadzone są obecnie niemal do perfekcji. Jednak dopiero analiza wielokanałowa - czyli analiza sygnałów z wielu sensorów lub wielu kanałów pomiarowych - umożliwia rzeczywisty postęp. W moich badaniach skupiłem się na dwóch głównych obszarach:

- wielokanałowa hybrydowa (tzn. analogowo-cyfrowa) struktura ultraszybkich przetworników analogowo-cyfrowych wykorzystujących podział częstotliwościowy pasma konwertowanych sygnałów,
- wielokanałowe przetwarzanie sygnałów THz w zastosowaniu do analizy spektralnej

- fuzja danych pomiarowych z wielu sensorów zainstalowanych na małych bezzałogowych statkach powietrznych popularnie nazywanych dronami, które zostaną opisane w kolejnych podrozdziałach.

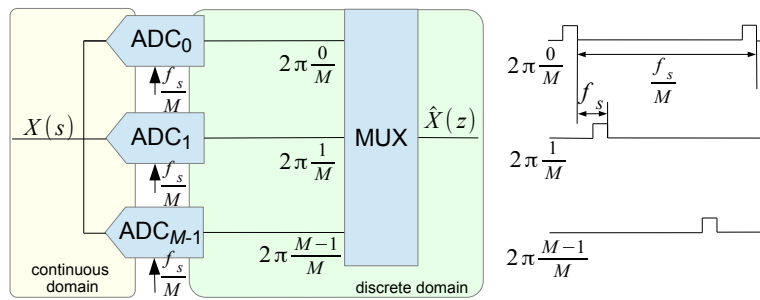
4.2.1. Motywacja badań

Badania wielokanałowych struktur przetworników analogowo-cyfrowych zostały podjęte w roku 2012 w wyniku nawiązania współpracy międzynarodowej z prof. Olivierem Venardem pracującym na uniwersytecie ESIEE Paris. Badania prowadzone były w ramach projektu Siódmego Programu Ramowego EU FP7 IAAP "Par4CR - Partnership for development of Cognitive Radio". W projekcie partycypowało wielu partnerów europejskich w tym: NXP Semiconductors (Francja), Catena Wireless Electronics (Szwecja), IMST GMBH (Niemcy), Chambre de Commerce et d'Industrie de Paris (Francja), ESIEE Paris (Francja), Sieć Badawcza Łukasiewicz (Polska), Catena Holding (Holandia). Jednym z ważniejszych wyzwań badawczych było zagadnienie rejestracji i analizy sygnałów radiowych o bardzo szerokich pasmach. Dodatkowe wymaganie dotyczyło dużej rozdzielczości bitowej przetwarzanych danych cyfrowych. Tradycyjne przetworniki ADC umożliwiają spełnienie tylko jednego z postawionych wymagań, tzn. jeżeli przetwornik umożliwia konwersję z dużą efektywną rozdzielczością bitową to musi pracować z mniejszą częstotliwością próbkowania i odwrotnie, jeżeli częstotliwość próbkowania jest bardzo duża to dzieje się tak kosztem rozdzielczości bitowej. W projekcie byłem odpowiedzialny za opracowanie innowacyjnej struktury ADC, która umożliwi spełnienie obu wymagań jednocześnie. W momencie realizacji projektu znane były już struktury przetworników ADC pracujące z tzw. przeplotem czasowym (*ang. Time Interleaved Analog-to-Digital Converters - TI ADC*). Jednak z powodu problemów z synchronizacją czasu oraz dużym zakresem zmian dynamicznych sygnałów wejściowych architektura ta nie nadawała się do zastosowania. Z tego powodu zdecydowano się na opracowanie wielokanałowego przetwornika ADC pracującego z tzw. podziałem częstotliwości (*ang. Frequency Interleaved Analog-to-Digital Converters - FI ADC*). Istniały wówczas systemy wykorzystujące podział pasma sygnału na podpasma - tzw. banki filtrów - jednak wszystkie sygnały zarówno wejściowe jak i wyjściowe przetwarzane wielokanałowo były sygnałami cyfrowymi. W przypadku przetworników ADC na wejście systemu trafia sygnał analogowy - ciągły w dziedzinie czasu oraz w dziedzinie wartości sygnału. W związku z tym konieczne było opracowanie nowych modeli matematycznych uwzględniających analogową naturę sygnałów wejściowych oraz banku filtrów analizujących (filtrów dzielących całe pasmo sygnału na podpasma). W efekcie powstała struktura hybrydowa analogowo-cyfrowa, w której wielokanałowe przetwarzanie sygnału jest warunkiem niezbędnym funkcjonowania przetworników FI ADC. Z powodu wykorzystania hybrydowej analogowo-cyfrowej struktury zamiast terminu FI ADC stosuje się bardzo często nazwę angielską (*ang. Hybrid Filter Bank - HFB*).

4.2.2. Wielokanałowe struktury ADC

Przetworniki ADC wykorzystujące przeplot czasowy zostały opracowane znacznie wcześniej niż przetworniki pracujące z podziałem pasma częstotliwości na podpasma.

Na Rysunku 1 pokazano architekturę oraz zasadę działania przetwornika TI-ADC. Należy zauważyć, że wymagana częstotliwość próbkowania f_s musi spełniać twierdzenie o próbkowaniu, czyli musi być minimum dwukrotnie

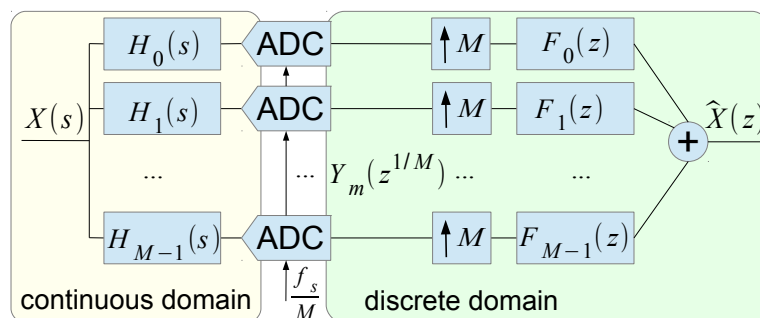


Rysunek 1. Struktura przetwornika z przeplotem czasu - TI ADC.

większa niż szerokość pasma sygnału analogowego $x(t)$ (precyzyjne warunki zostaną zdefiniowane w następnym rozdziale). Dla ułatwienia analizy można zaniedbać efekt kwantyzacji sygnału w przetwornikach ADC przyjmując uproszczony model próbkowania $x[n] = x(t)|_{t=nT_s}$, gdzie $T_s = 1/f_s$ oznacza okres próbkowania. Sygnał analogowy $x(t)$ kierowany jest równolegle na wejścia przetworników ADC pracujących z częstotliwością próbkowania M -razy mniejszą niż wymagana $f_M = f_s/M$. Jednocześnie w każdym kanale moment próbkowania przesunięty jest w czasie o $\tau = 2\pi m/M$, gdzie m oznacza numer kanału. Multiplexer wyjściowy przełącza kolejno kanały dla $m = 0, \dots, M - 1$ z częstotliwością f_s dzięki czemu na wyjściu multiplexera próbki sygnału konwertowanego pojawiają się z wymaganą częstotliwością. Architektura TI ADC jest niezwykle prosta i atrakcyjna. Sygnały w poszczególnych kanałach nie są w żaden sposób przetwarzane/przeliczone. Stąd wynika wielka popularność tej architektury i szybki postęp techniki w zakresie konstrukcji układów elektronicznych szybkich przetworników ADC. Obecnie można znaleźć doniesienia o osiągnięciu częstotliwości próbkowania rzędu 50 GS/s.

Główne problemy tej struktury są następujące:

- nierównomierność przesunięć fazowych sygnału próbkującego (*ang. time jitter*),
- nierównomierność charakterystyk torów analogowych w poszczególnych kanałach,
- konieczność stosowania układów wejściowych przetworników ADC o paśmie wielokrotnie szerszym niż wynikającym z częstotliwości próbkowania pojedynczego ADC,
- pojemności pasożytnicze na wejściu przetworników ADC, które powodują obniżenie pasma pracy przetworników.



Rysunek 2. Struktura przetwornika z podziałem częstotliwości - FI ADC.

Architektura przetworników wielokanałowych wykorzystująca podział czę-

stotliwości zaprezentowana na Rysunku 2 jest ciągle w trakcie intensywnych badań. Wynika to z teoretycznych zalet struktury FI ADC. Z jednej strony podział częstotliwości sygnału analogowego na podpasma - dzięki zastosowaniu banku filtrów analogowych - pozwala znacznie zmniejszyć zakres dynamiczny (*ang. dynamic range*) sygnałów analogowych dostarczanych na wejście przetworników ADC. Jest to szczególnie istotne, gdyż duży zakres dynamiczny sygnału - dla sygnałów o rozkładzie wartości zbliżonym do Gaussowskiego - należy przyjąć bardzo wysoki współczynnik amplitudowy (*ang. Overload Factor - OF*) większy niż $OF > 5\sigma$, aby zapobiec nasyceniu przetworników ADC. W efekcie większość rozdzielczości bitowej przetworników tracona jest na wartości stosunkowo rzadko występujące w sygnale analogowym.

Jednak z drugiej strony, trudności z modelowaniem charakterystyki odwrotnej w banku filtrów syntezujących (które pracują w domenie czasu dyskretnego a muszą modelować charakterystykę banku filtrów analogowych pracujących w domenie czasu ciągłego) utrudniają realizację technologiczną gotowych układów elektronicznych, które implementują strukturę FI ADC. Z tego powodu na rynku układy takie nie są dostępne.

W celu przedstawienia wkładu wniesionego w rozwój dziedziny w dalszej części przedstawiona zostanie szczegółowa analiza architektury FI ADC z odniesieniami do publikacji, w których pokazane zostały rozwiązania wielu zagadnień związanych z wielokanałowym przetwarzaniem sygnałów.

4.2.3. Analiza dorobku w zakresie wielokanałowych przetworników ADC

Rysunek 2 przedstawia architekturę, która bazuje na znanych wcześniej i opisanych w literaturze bankach (bądź zespołach) filtrów cyfrowych (*ang. multirate filterbank*)[29]. Idea ta została następnie rozszerzona na systemy hybrydowe - tzn. takie gdzie na wejściu systemu projektuje się bank filtrów analogowych w miejsce banku filtrów cyfrowych [30, 31] oraz późniejsze prace [32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39].

Moje pierwsze publikacje w tym obszarze [1, 2, 3] pozwoliły na uporządkowanie terminologii stosowanej przez różnych autorów oraz zaproponowanie systematycznego podejścia do projektowania i symulowania architektury FI ADC. Dodatkowym elementem rozważonym w ww. publikacjach była możliwość wykorzystania próbkowania pasmowego [40] dzięki czemu można w wielu wypadkach pominąć analogowy układ heterodyny (*ang. down conversion*).

Załóżmy, że analogowy sygnał wejściowy $X(f)$, $f \in (-\infty, \infty)$ ma ograniczone pasmo $B = f_2 - f_1$.

$$X(f) \begin{cases} \neq 0 & f \in (f_1, f_2) \\ = 0 & f \notin (f_1, f_2) \end{cases} \quad (1)$$

Wówczas częstotliwość próbkowania wynikająca z twierdzenia Nyquista wynosi:

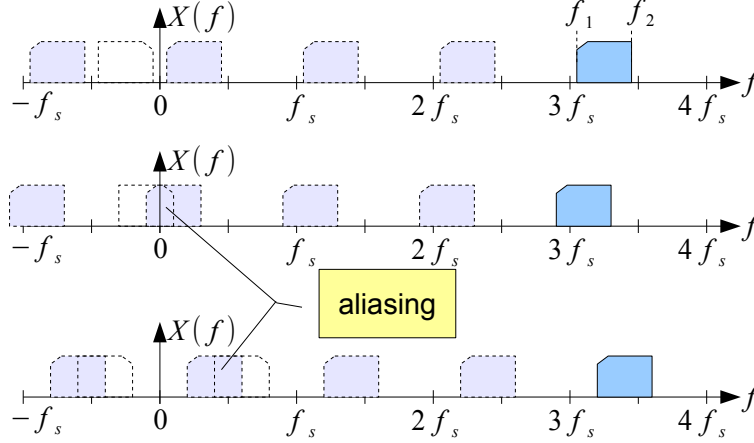
$$f_s \geq 2B. \quad (2)$$

Oczywiście zakładamy również, że spełnione są dodatkowe warunki:

$$\frac{2f_c - B}{m} \geq f_s \geq \frac{2f_c + B}{m + 1} \quad (3)$$

gdzie $f_c = (f_2 - f_1)/2$ [40, 41]. W praktyce jeżeli przyjmiemy, że $m = 2k$, powyższe kryteria są spełnione gdy:

$$\begin{aligned} kf_s &\leq f_1 \\ kf_s + f_s/2 &\geq f_2 \end{aligned} \quad (4)$$



Rysunek 3. Wyjaśnienie zasady próbkowania pasmowego sygnałów o ograniczonym paśmie.

Na Rysunku 3 przedstawiono w sposób graficzny zasadę doboru częstotliwości próbkowania w zależności od ograniczonego pasma sygnału. Należy zauważyć, że dobór odpowiedniej częstotliwości próbkowania jest niemal zawsze możliwy. Ponadto przy spełnieniu dodatkowych warunków można pominąć całkowicie analogowy blok heterodyny. Bardziej szczegółowo scenariusz taki został rozważony w pracy [3].

Wracając do struktury FI ADC pokazanej na Rysunku 2 - oznaczymy transmitancje filtrów analogowych w poszczególnych kanałach jako $H_m(f)$. Wówczas na wyjściu tych filtrów pojawią się sygnały:

$$V_m(f) = X(f)H_m(f). \quad (5)$$

Warto zauważyć, że analogowy bank filtrów $H_m(f)$ dzieli całe pasmo sygnału wejściowego na M równych pod-pasm. M -krotne zmniejszenie pasma umożliwia zastosowanie M -razy mniejszej częstotliwości próbkowania, a sygnały w poszczególnych kanałach na wyjściu przetworników ADC można opisać następująco:

$$Y_m\left(\frac{f}{M}\right) = \frac{1}{M} \sum_{l=-\infty}^{\infty} V_m\left(\frac{f}{M} - \frac{lf_s}{M}\right) \quad (6)$$

gdzie $Y_m(f)$ jest widmem cyfrowego sygnału otrzymanym na wyjściu przetwornika ADC w kanale m . W tym miejscu przebiega granica między światem analogowym i cyfrowym. Po stronie analogowej sygnały mają ciągłą dziedzinę czasu oraz częstotliwości, po stronie cyfrowej czas jest dyskretny z okresem próbkowania MT_s lub T_s w zależności od miejsca w strukturze odpowiednio przed lub po konwersji częstotliwości próbkowania.

Warto również zauważyć, że suma w równaniu ma tylko M niezerowych składników ze względu na przyjęte założenie o ograniczonym paśmie sygnału $X(f)$. Wobec tego równanie (6) można zapisać następująco:

$$Y_m\left(\frac{f}{M}\right) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X\left(\frac{f}{M} - \frac{lf_s}{M}\right) H_m\left(\frac{f}{M} - \frac{lf_s}{M}\right). \quad (7)$$

Założenie (1) ogranicza granice sumowania kolejnych komponentów aliasingu tylko do częstotliwości pozostających w granicach pasma sygnału $X(f)$. Niestety nie można uniknąć aliasingu wewnątrz pasma sygnału $X(f)$ ponieważ transmitancje filtrów analogowych $H_m(f)$ są dalekie od idealnie prostokątnych. Dlatego też wszystkie składniki sumy dla $l \neq 0$ są niezerowe. Aliasing ten jest minimalizowany bądź całkowicie usuwany na późniejszych etapach przetwarzania w strukturze FI ADC.

Następnym krokiem jest M -krotne zwiększenie częstotliwości próbkowania (*ang. upsampling*) poprzez wstawianie $M - 1$ zer po każdej próbce :

$$S_m(f) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} V_m \left(f - \frac{lf_s}{M} \right). \quad (8)$$

Warto zauważyć, że operacja ta powoduje powstanie okresowego widma $S_m(f)$, którego okres wynosi f_s/M .

Wyjście systemu FI ADC może być opisane następująco:

$$\begin{aligned} \hat{X}(f) &= \sum_{m=0}^{M-1} X_m(f) = \sum_{m=0}^{M-1} S_m(f) F_m(f) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} F_m(f) \sum_{l=0}^{M-1} V_m \left(f - \frac{lf_s}{M} \right), \end{aligned} \quad (9)$$

gdzie pierwsze sumowanie odbywa się "po wszystkich kanałach" struktury HFB, a drugie sumowanie odbywa się "po wszystkich inter-modulacjach" wewnątrz pasma B .

Korzystając z (5) otrzymujemy:

$$\hat{X}(f) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} F_m(f) \sum_{l=0}^{M-1} X \left(f - \frac{lf_s}{M} \right) H_m \left(f - \frac{lf_s}{M} \right). \quad (10)$$

Na tym etapie nie jest istotne czy poszczególne widma/transmitancje traktujemy jako funkcje ciągłe czy dyskretne. Ważne jest to, że zastosowanie transformacji Fouriera pozwala przeprowadzić kompletną analizę hybrydowej struktury FI ADC.

Sygnal wyjściowy $\hat{X}(f)$ jest sygnałem cyfrowym - tzn. dyskretnym w dziedzinie czasu oraz w dziedzinie wartości sygnału. Zakłada się, że sygnał ten powinien być taki sam jak sygnał, który by powstałby po próbkowaniu sygnału idealnym przetwornikiem ADC wykorzystującym częstotliwość próbkowania f_s bez podziału na podpasma, przy czym ewentualne różnice mogą wynikać z efektywnej rozdzielczości bitowej osiągniętej przez strukturę FI ADC w porównaniu do przetwornika idealnego. Kwestie zniekształceń i nieliniowości wprowadzanych przez przetworniki na tym etapie pomijamy.

Niech:

$$\omega = 2\pi \frac{f}{f_s}, \quad (11)$$

oznacza częstość znormalizowaną.

Ponadto wprowadźmy dodatkowe oznaczenie:

$$\omega_M^{(l)} = f - \frac{lf_s}{M} = \omega - \frac{l2\pi}{M}. \quad (12)$$

Wówczas równanie (10) można przepisać następująco:

$$\hat{X}(\omega) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} F_m(\omega) \sum_{l=0}^{M-1} X(\omega_M^{(l)}) H_m(\omega_M^{(l)}), \quad (13)$$

Warto zauważyć, że wielkości analogowe tj. $X(\omega)$ oraz $H_m(\omega)$ generalnie są nieokresowe, a zatem częstość ω może przyjmować bardzo duże wartości zależne od rzeczywistego położenia pasma B na osi częstotliwości. Jednocześnie wielkości dyskretne tj. $F_m(\omega)$ oraz $\hat{X}(\omega)$ są okresowe z okresem 2π .

Ponieważ w istocie operujemy na transformatach Fourier'a można dodatkowo wprowadzić standardowe oznaczenia z użyciem funkcji Eulera'a $e^{j\omega}$, co podkreśla fakt istnienia zespolonych wartości w odpowiednich widmach:

$$\hat{X}(\omega) \longrightarrow \hat{X}(e^{j\omega}) \quad (14)$$

$$\omega_M^{(l)} \longrightarrow e^{j(\omega - \frac{2\pi l}{M})} = e^{j\omega} W_M^l, \quad (15)$$

gdzie $W_M^l = e^{-j2\pi l/M}$.

Stosując powyższe symbole równanie (13) można przepisać następująco:

$$\hat{X}(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} F_m(e^{j\omega}) \sum_{l=0}^{M-1} X(e^{j\omega} W_M^l) H_m(e^{j\omega} W_M^l). \quad (16)$$

Następnie korzystając z rozdzielności mnożenia względem dodawania można zmienić kolejność sumowania co prowadzi do:

$$\hat{X}(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(e^{j\omega} W_M^l) \sum_{m=0}^{M-1} F_m(e^{j\omega}) H_m(e^{j\omega} W_M^l). \quad (17)$$

Szczególną uwagę należy zwrócić na składniki:

$$T_l(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} F_m(e^{j\omega}) H_m(e^{j\omega} W_M^l). \quad (18)$$

Funkcje te rozbijane są na dwa zbiory:

$$T_0(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} F_m(e^{j\omega}) H_m(e^{j\omega}), \quad l = 0, \quad (19)$$

gdzie $T_0(e^{j\omega})$ jest nazywana funkcją transferu zniekształceń systemu FI ADC (*ang. distortion transfer function*) oraz:

$$T_l(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} F_m(e^{j\omega}) H_m(e^{j\omega} W_M^l), \quad l = 1 \dots M-1, \quad (20)$$

$$T_a(e^{j\omega}) = \sum_{l=1}^{M-1} T_l(e^{j\omega}) \quad (21)$$

gdzie $T_l(e^{j\omega})$, $T_a(e^{j\omega})$ są nazywane funkcjami transferu efektów aliasingu w systemie FI ADC (*ang. aliasing transfer functions*).

Dla systemów FI ADC (oraz ogólnie dla banku filtrów cyfrowych) zdefiniowano warunki perfekcyjnej rekonstrukcji sygnału (*ang. Perfect Reconstruction - PR*):

$$T_0(e^{j\omega}) = e^{j\omega d}, \quad (22)$$

$$T_l(e^{j\omega}) = 0, \quad l \neq 0, \quad (23)$$

co wskazuje na żądanie, aby system FI ADC wprowadzał jedynie stałe opóźnienie czasowe d w próbkowanym sygnale i jednocześnie w całości tłumił wszystkie składniki aliasingu występujące wewnątrz w strukturze FI ADC. Warto zwrócić uwagę, że bank filtrów cyfrowych na wyjściu - zwany bankiem syntezującym musi jednocześnie realizować dwie funkcjonalności: odwrotność charakterystyk filtrów kanałowych $H_m(f)$ oraz całkowite tłumienie aliasingu i to w przypadku, gdy ten już zaistniał na skutek próbkowania z M -krotnie mniejszą częstotliwością próbkowania. Wybiórcze tłumienie aliasingu po jego wystąpieniu generalnie nie jest możliwe, gdyż brakuje kryteriów wyznaczenia faz i amplitud owego aliasingu dla poszczególnych częstotliwości. Jednak w tym przypadku dysponujemy opisem analitycznym, który pozwala ów aliasing wyliczyć i w konsekwencji usunąć go całkowicie.

Macierzowy zapis warunków PR jest następujący:

$$\frac{1}{M}\mathbf{H}(e^{j\omega})\mathbf{F}(e^{j\omega}) = \mathbf{T}(e^{j\omega}) \quad (24)$$

gdzie $\mathbf{F}(e^{j\omega}) = [F_0(e^{j\omega}), F_1(e^{j\omega}), \dots, F_{M-1}(e^{j\omega})]^T$ jest wektorem transmitancji banku filtrów syntezujących, $\mathbf{H}(e^{j\omega})$ jest macierzą zawierającą zmodulowane transmitancje banku filtrów analizujących:

$$\mathbf{H}(e^{j\omega}) = \begin{bmatrix} H_0(e^{j\omega}) & \vdots & H_{M-1}(e^{j\omega}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ H_0(e^{j\omega}W_M^{M-1}) & \vdots & H_{M-1}(e^{j\omega}W_M^{M-1}) \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Macierz $\mathbf{H}(e^{j\omega})$ posiada M kolumn, gdyż tyle jest kanałów w strukturze HFB. Liczba wierszy jest ograniczona i wynika z liczby modulacji wewnątrz pasma sygnału B . Nie ma potrzeby uwzględniania pozostałych produktów modulacji dla $l \notin 0, \dots, M-1$, gdyż wtedy charakterystyka filtru mnożona jest przez zmodulowane w tym samym stopniu widmo sygnału wejściowego $X(f)$, które ma wartość zero poza pasmem B .

Macierz $\mathbf{T}(e^{j\omega})$ jest wektorem reprezentującym warunki PR:

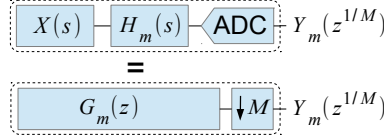
$$\begin{bmatrix} \bar{T}_0(e^{j\omega}) \\ \bar{T}_l(e^{j\omega}) \\ \vdots \\ \bar{T}_{M-1}(e^{j\omega}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\omega d} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (26)$$

Rozwiązanie układu równań (24) umożliwia wyznaczenie transmitancji banku filtrów syntezujących $\mathbf{F}(e^{j\omega})$.

W tym miejscu natrafiamy na problem ponieważ usiłujemy wyznaczyć charakterystyki (w konsekwencji strukturę i wartości współczynników) filtrów cyfrowych $F_m(e^{j\omega})$ używając w tym celu charakterystyk analogowych filtrów analizujących $H_m(e^{j\omega})$ oraz ich zmodulowanych (przesuniętych w częstotliwości) kopii. W literaturze można znaleźć kilka podejść do tego zagadnienia.

W moich pracach [1, 2, 3] zaproponowałem **metodę próbkowania charakterystyk filtrów analizujących $H_m(e^{j\omega})$ w dziedzinie częstotliwości w celu wyznaczenia dyskretnych ekwiwalentnych filtrów $G_m(e^{j\omega})$** , które modelują w dziedzinie cyfrowej proces filtracji analogowej i próbkowania łącznie.

Na Rysunku 4 pokazano model cyfrowego ekwiwalentnego filtra, który zastępuje filtr analogowy w poszczególnych kanałach struktury HFB. Warto



Rysunek 4. Model cyfrowego ekwiwalentnego filtru.

zwrócić uwagę, że model ten można zastosować jedynie, gdy spełnione są założenia o ograniczonym paśmie analogowego sygnału wejściowego $X(f)$.

Wprowadzenie filtrów ekwiwalentnych umożliwia zastąpienie macierzy filtrów analizujących (25) macierzą:

$$\mathbf{G}(e^{j\omega}) = \begin{bmatrix} G_0(e^{j\omega}) & \vdots & G_{M-1}(e^{j\omega}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ G_0(e^{j\omega}W_M^{M-1}) & \vdots & G_{M-1}(e^{j\omega}W_M^{M-1}) \end{bmatrix}. \quad (27)$$

W konsekwencji sygnał wyjściowy jest opisany następująco:

$$\hat{X}(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(e^{j\omega}W_M^l) \left(T_0(e^{j\omega}) + \sum_{m=1}^{M-1} T_l(e^{j\omega}) \right), \quad (28)$$

gdzie:

$$T_0(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} F_m(e^{j\omega}) G_m(e^{j\omega}), \quad (29)$$

jest dyskretną funkcją zniekształceń, natomiast:

$$T_l(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^{M-1} F_m(e^{j\omega}) G_m(e^{j\omega}W_M^l), \quad l = 1 \dots M-1, \quad (30)$$

$$T_a(e^{j\omega}) = \sum_{l=1}^{M-1} T_l(e^{j\omega}) \quad (31)$$

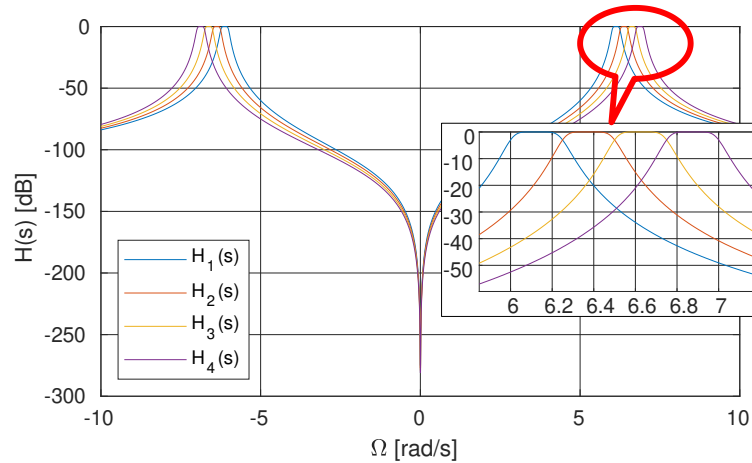
opisuje dyskretnie funkcje transferu aliasingu.

Następnie stosując warunek PR równanie (24) może być przepisane z użyciem banku filtrów ekwiwalentnych:

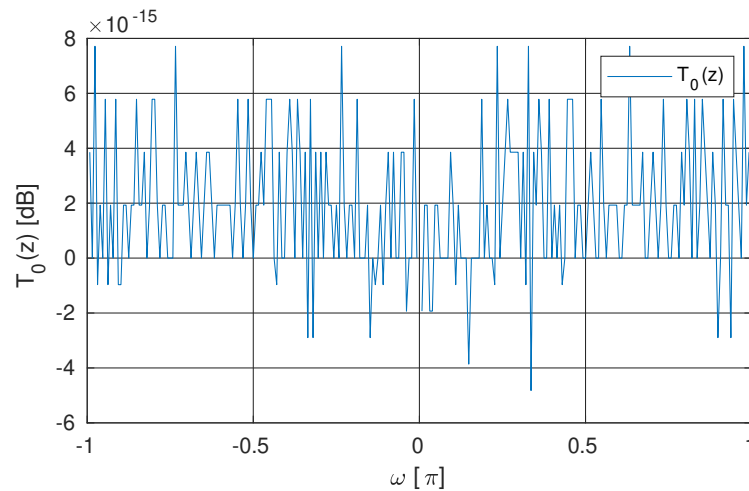
$$\frac{1}{M} \mathbf{G}(e^{j\omega}) \mathbf{F}(e^{j\omega}) = \mathbf{T}(e^{j\omega}) \quad (32)$$

gdzie elementy macierzy $\mathbf{G}(e^{j\omega})$ są zmodulowanymi transmitancjami cyfrowych filtrów ekwiwalentnych zastępujących bank filtrów analogowych $\mathbf{H}(e^{j\omega})$.

Na Rysunku 5 pokazane zostały charakterystyki częstotliwościowe banku filtrów analizujących. W tym przypadku zastosowano filtry Butterworth'a trzeciego rzędu. Pasma przepustowe czterokanałowej struktury HFB zostało wybrane pomiędzy 6 a 7 rad/s. Powiększeni pasma przepustowego umieszczono w dodatkowej ramce. Ponieważ charakterystyki tych filtrów mają niezerowe wartości poza pasmem przepustowym stąd należy wyznaczyć cyfrowe filtry ekwiwalentne zgodnie z modelem zaprezentowanym na Rysunku 4. W przypadku idealnym - tzn. kiedy sygnał wejściowy $X(s) = 0$ poza zakładanym pasmem charakterystyki filtrów cyfrowych $G_m(z)$ są wycinkiem charakterystyki filtrów analogowych $H_m(s)$. W rzeczywistości jednak należy uwzględnić niezerowy aliasing pochodzący spoza pasma systemu HFB, który



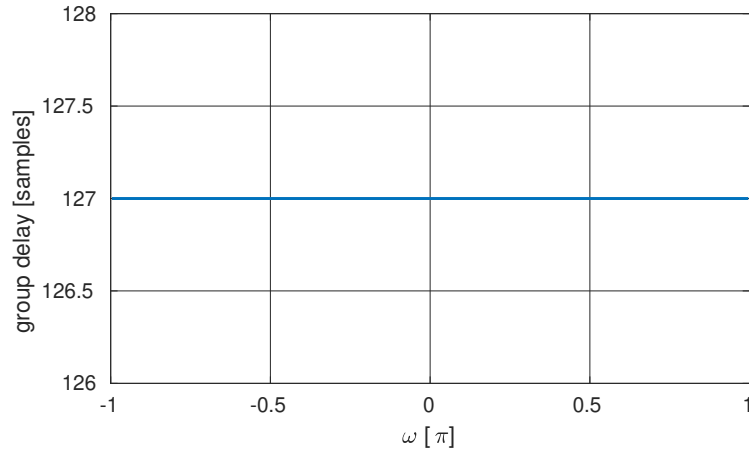
Rysunek 5. Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe banku filtrów analizujących $H(s)$ dla przypadku 4-ro kanałowej struktury HFB. W oknie umieszczono powiększenie obszaru przepustowego.



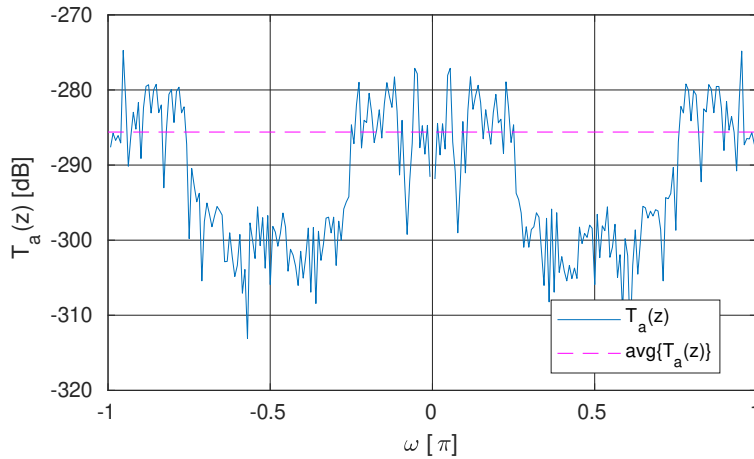
Rysunek 6. Funkcja transmitancji systemu HFB $T_0(e^{j\omega})$.

jest wynikiem niespełnienia założenia o ścisłym ograniczeniu pasma sygnału $X(s)$. Zagadnienie to zostanie omówione bardziej szczegółowo w dalszej części.

Przyjęcie założenia (1) ograniczającego pasmo sygnału analogowego umożliwia znalezienie rozwiązania układu równań (32) w tym idealnym przypadku. Na Rysunku 6 pokazano dyskretną funkcję zniekształceń systemu HFB wyznaczoną zgodnie z definicją (29), a na Rysunku 7 zaprezentowano opóźnienie grupowe funkcji zniekształceń systemu HFB. W tym przypadku opóźnienie równe jest 127 próbek i wynika z długości zastosowanych filtrów cyfrowych w banku filtrów syntezy. Stała wartość tego opóźnienia dla wszystkich częstotliwości wynika wprost z warunku PR (26). Komplet wykresów potwierdzających bardzo dobre własności struktury HFB uzupełnia Rysunek 8, na którym pokazano dyskretną funkcję transferu aliasingu wyznaczoną zgodnie z definicją (31). Warto zauważyć, że wartości transmitancji systemu HFB rzędu $1E-15$ w skali decybelowej wynikają z dokładności stosowanej arytmetyki, zatem można przyjąć, że funkcja transferu systemu HFB w idealnym przypadku jest gładka w całym paśmie. Ponadto należy zauwa-



Rysunek 7. Opóźnienie grupowe funkcja transmitancji systemu HFB $g_d(e^{j\omega})$.

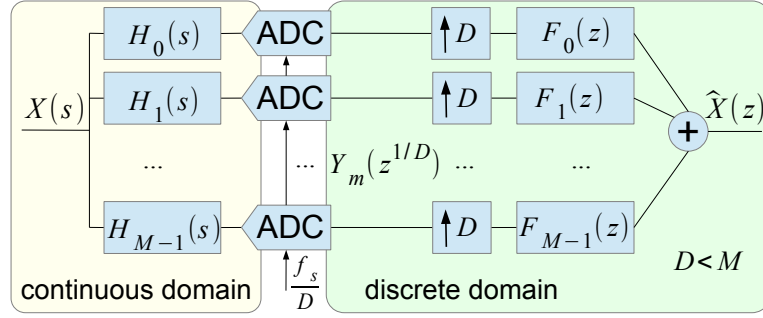


Rysunek 8. Funkcja transferu aliasingu systemu HFB $T_a(e^{j\omega})$.

żyć, że funkcja transferu aliasingu osiąga wartość średnią około -285 [dB] co teoretycznie umożliwia osiągnięcie efektywnej rozdzielczości bitowej wynoszącej 47 bitów. Oczywiście są to wartości teoretyczne uzyskane w idealnych warunkach, w szczególności bez stosowania kwantyzacji sygnałów wewnątrz struktury oraz bez kwantyzacji współczynników banku filtrów syntezujących $F_m(z)$. Mimo tego uzyskane wyniki wskazują, że przyjęty model jest poprawny i pozwala spełnić warunki PR (26).

Bardzo ważnym osiągnięciem moich badań było zastosowanie **cyfrowych filtrów ekwiwalentnych**, co pozwoliło na skuteczne rozwiązanie układu równań (32) na dowolnej siatce częstotliwości $\omega \in (0, 2\pi)$. Słuszność tej metody została potwierdzona przez cytowania ww. prac przez badaczy na całym świecie. Praca [3] jest cytowana 9 razy zgodnie z Web Of Science, natomiast w bazie Google Scholar wskazanych jest 12 oraz praca [2] jest cytowana 5 razy - oczywiście bez cytowań własnych.

W pracy [3] przeprowadziłem również **analizę teoretyczną warunków krytycznego próbkowania w architekturze FI ADC** - (*ang. critical sampling FI ADC*). Polega ono wybraniu współczynnika decymacji (a w zasadzie krotności podziału częstotliwości próbkowania w kanałach) równego ilości kanałów struktury FI ADC tak jak zostało to pokazane na Rysun-



Rysunek 9. Struktura przetwornika ADC z podziałem częstotliwości, w przypadku gdy współczynnik decymacji jest mniejszy niż ilość kanałów $D < M$.

ku 2, gdzie współczynnik decymacji M jest jednakowy z liczbą kanałów. Współczynnik decymacji D niekoniecznie musi być równy ilości kanałów M . Wtedy otrzymujemy strukturę próbkowaną niekrytycznie (*ang. non-critical sampling FI ADC*) pokazaną na Rysunku 9. Dla ułatwienia można przyjąć, że $kD = M$. Analiza teoretyczna takiego przypadku przeprowadzona w pracy [3] prowadzi do następujących zależności:

$$V_m(f) = X(f)H_m(f), \quad (33)$$

$$Y_m\left(\frac{f}{D}\right) = \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} V_m\left(\frac{f}{D} - \frac{lf_s}{D}\right), \quad (34)$$

$$S_m(f) = \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} V_m\left(f - \frac{lf_s}{D}\right). \quad (35)$$

W konsekwencji sygnał wyjściowy opisany następująco:

$$\begin{aligned} \hat{X}(f) &= \sum_{m=0}^{M-1} X_m(f) = \sum_{m=0}^{M-1} S_m(f)F_m(f) \\ &= \frac{1}{D} \sum_{m=0}^{M-1} F_m(f) \sum_{l=0}^{D-1} V_m\left(f - \frac{lf_s}{D}\right). \end{aligned} \quad (36)$$

Po podstawieniu i użyciu notacji dla transformaty Fourier'a otrzymujemy:

$$\hat{X}(e^{j\omega}) = \frac{1}{D} \sum_{m=0}^{M-1} F_m(e^{j\omega}) \sum_{l=0}^{D-1} X(e^{j\omega}W_D^l)G_m(e^{j\omega}W_D^l). \quad (37)$$

Ostatecznie po zastosowaniu dyskretnych filtrów ekwiwalentnych funkcja transmitancji systemu HFB wynosi:

$$T_0(e^{j\omega}) = \frac{1}{D} F_m(e^{j\omega})G_m(e^{j\omega}), \quad (38)$$

natomiast funkcja transferu aliasingu wynosi:

$$T_l(e^{j\omega}) = \frac{1}{D} \sum_{m=1}^{M-1} F_m(e^{j\omega})G_m(e^{j\omega}W_D^l), \quad l = 1 \dots D - 1. \quad (39)$$

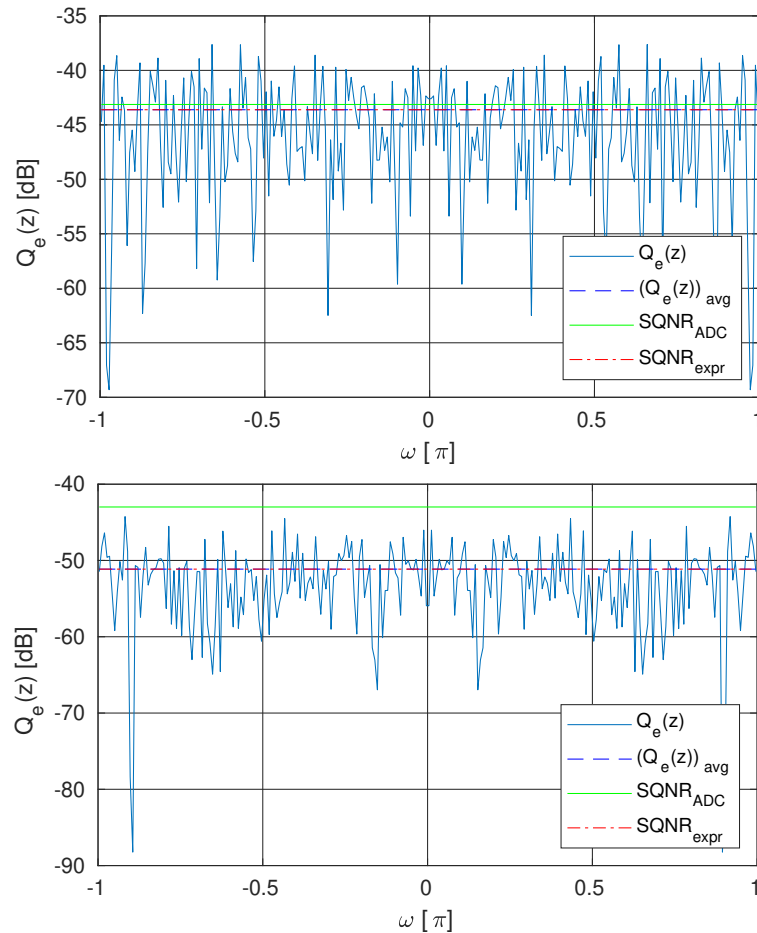
Porównując rozwiązanie warunku PR uzyskane w równaniach (38) oraz (39) do rozwiązań uzyskanych w strukturze o krytycznym próbkowaniu (29)

i (30) można zauważyć, że różnią się one jedynie ilością zmodulowanych charakterystyk dyskretnych ekwiwalentnych filtrów $G_m(e^{j\omega}W_D^l)$ oraz współczynnikiem skalowania amplitudy. Z tego powodu literatura przedmiotu niejako “przeoczyła” zalety niekrytycznego próbkowania sygnałów. Szczegółowa analiza przeprowadzona w mojej pracy [3] wykazała, że w sposób istotny zmienia się efektywna rozdzielczość bitowa (ENOB) uzyskiwana w takiej strukturze HFB. Teoretycznie możliwe jest uzyskanie rozdzielczości większej niż ENOB dla pojedynczego przetwornika ADC zastosowanego w kanałach struktury HFB. Zwiększenie rozdzielczości odbywa się kosztem konieczności zastosowania szybszych przetworników ADC w kanałach, ale w niektórych zastosowaniach rozdzielczość bitowa stanowi zagadnienie kluczowe.

Analiza warunków krytycznego próbkowania łączy się z zagadnieniem kwantyzacji. W wyżej wymienionej pracy przeprowadziłem **analizę teoretyczną i symulacyjną wpływu kwantyzacji wprowadzanej przez kanałowe przetworniki ADC oraz kwantyzacji współczynników dyskretnych filtrów $F_m(e^{j\omega})$** na efektywną rozdzielczość bitową całego systemu FI ADC. Analiza wykazała, że efektywna rozdzielczość bitowa systemu FI ADC (*ang. Effective Number Of Bits (ENOB)*) teoretycznie może być (w niektórych przypadkach) wyższa niż rozdzielczość bitowa kanałowych przetworników ADC. Jest to o tyle ważne, że wskazuje na wyraźną przewagę struktury z podziałem częstotliwości FI ADC nad strukturą z przeplotem czasu TI ADC.

Na Rysunku 10 pokazano funkcję tłumienia aliasingu przez 8-mio kanałową architekturę FI ADC. W tym przypadku zastosowano symulowane przetworniki o rozdzielczości bitowej 8-bitów pracujące w poszczególnych kanałach. Zieloną linią oznaczoną - $SQNR_{ADC}$ wskazano poziom szumów kwantyzacji (*ang. Signal-to-Quantization Noise Ratio - (SQNR)*) pojedynczego 8-mio bitowego przetwornika ADC. Linia niebieska $Q_e(z)$ reprezentuje funkcję tłumienia aliasingu wyznaczoną z uwzględnieniem kwantyzacji sygnałów wewnątrz struktury FI ADC. Można przyjąć, że funkcja ta reprezentuje błędy kwantyzacji systemu FI ADC, ponieważ funkcja transmitancji systemu $T_0(z)$ jest niemal gładka w całym paśmie. Przerywana linia niebieska $Q_e(z)_{avg}$ oznacza uśredniony poziom tłumienia aliasingu, a zatem reprezentuje ona średni poziom SQNR w całym paśmie. Poziom ten pokrywa się błędem kwantyzacji $SQNR_{expr}$ (czerwona linia przerywana) uzyskanym przez wyliczenie błędów reprezentacji sygnałów w dziedzinie czasu na wejściu i na wyjściu FI ADC. W przypadku zastosowania próbkowania krytycznego, czyli $M = 8$, $D = 8$ uzyskano niemal identyczny poziom SQNR wynoszący około 43 [dB]. Wartość ta przeliczona na efektywną liczbę bitów $ENOB \approx 7\frac{1}{4}$. Zastosowanie próbkowania niekrytycznego, w tym przypadku $M = 8$, $D = 1$ pozwala poprawić SQNR o prawie 6 [dB] i w efekcie osiągnąć $ENOB \approx 8\frac{1}{2}$. Oczywiście zysk ten jest okupiony koniecznością zastosowania przetworników ADC, których częstotliwość próbkowania jest równa częstotliwości pracy całego systemu FI ADC. Mimo to, w sytuacji braku przetworników ADC o większej rozdzielczości bitowej zastosowanie niekrytycznie próbkowanej struktury FI ADC pozwala zwiększyć efektywną rozdzielczość bitową ENOB. Dodatkowym atutem jest fakt, że bank filtrów analizujących $H_m(s)$ ograniczając pasmo sygnałów docierających do ADC w kanałach znacząco zmienia zakres dynamiki tych sygnałów, a to z kolei poprawia warunki pracy ADC.

Ponadto w ww. publikacjach analizie został poddany **wpływ istnienia znaczących (pod względem mocy) sygnałów poza zakładanym pa-**

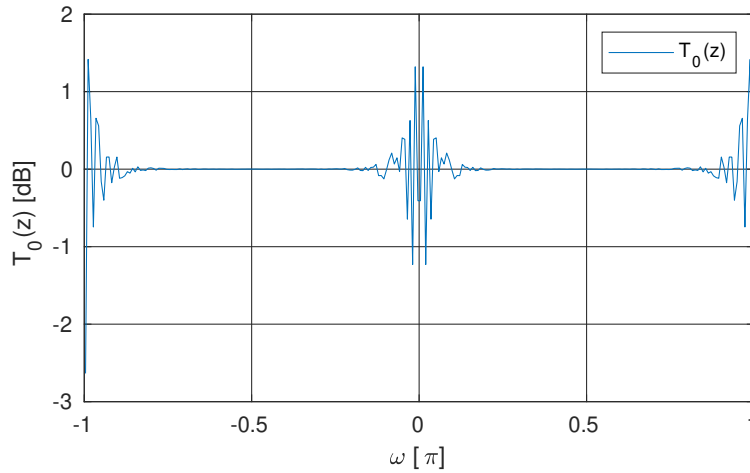


Rysunek 10. Porównanie funkcji tłumienia aliasingu dla dwóch przypadków: $M = D = 8$ (powyżej) oraz $M = 8, D = 1$ (poniżej).

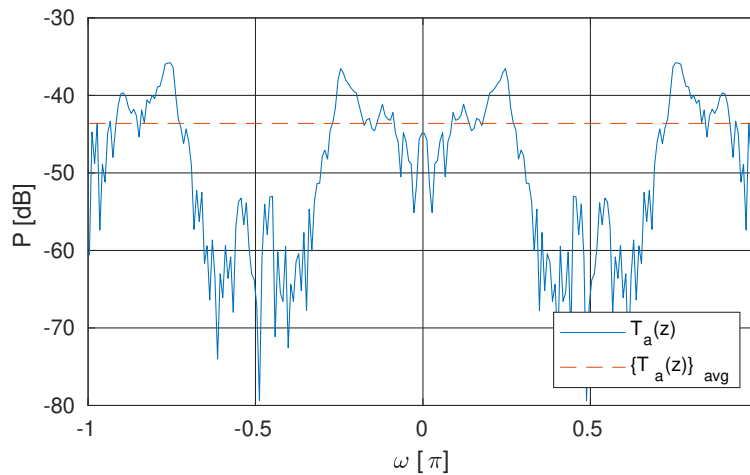
smem pracy B systemu FI ADC. Jest to o tyle istotne zagadnienie, że pozwala na projektowanie wielokanałowych struktur FI ADC do pracy w realnych warunkach. Wstępna analiza wykazała, że zastosowanie w banku filtrów analizujących filtrów o monotonicznie malejącym wzmocnieniu (poza pasmem przepustowym) ogranicza znacząco przenikanie tych sygnałów do pasma B . Objawia się to głównie na krańcach pasma B w funkcjach. Środkowa część pasma pozostaje nadal wolna od skutków przenikania.

W literaturze przedmiotu zakłada się, że pasmo sygnału jest “idealnie” ograniczone zgodnie z założeniem (1). W rzeczywistości nigdy nie występują tak idealne warunki. Niemal zawsze po obu stronach interesującego nas pasma B występują inne sygnały emitowane przez systemy telekomunikacyjne pracujące w sąsiednich zakresach widma. W pracy [3] zaproponowałem wykorzystanie **wartości stosunku mocy sygnału wewnątrz pasma do mocy sygnałów z poza pasma B** (*ang. the In-band to the Out-band signal Power Ratio (IOPR)*) jako miarę wpływu zewnętrznych sygnałów na pracę FI ADC.

Na Rysunku 11 zaprezentowano wynik symulacji działania systemu FI ADC w warunkach gdy $IOPR=10$ [dB] podczas, gdy system FI ADC był projektowany zgodnie z założeniem (1). Wyraźnie widoczne są częściowe (na końcach pasma) zniekształcenia funkcji transmitancji systemu $T_0(e^{j\omega})$. Podobną sytuację można zaobserwować na Rysunku 12 wyznaczoną dla tych



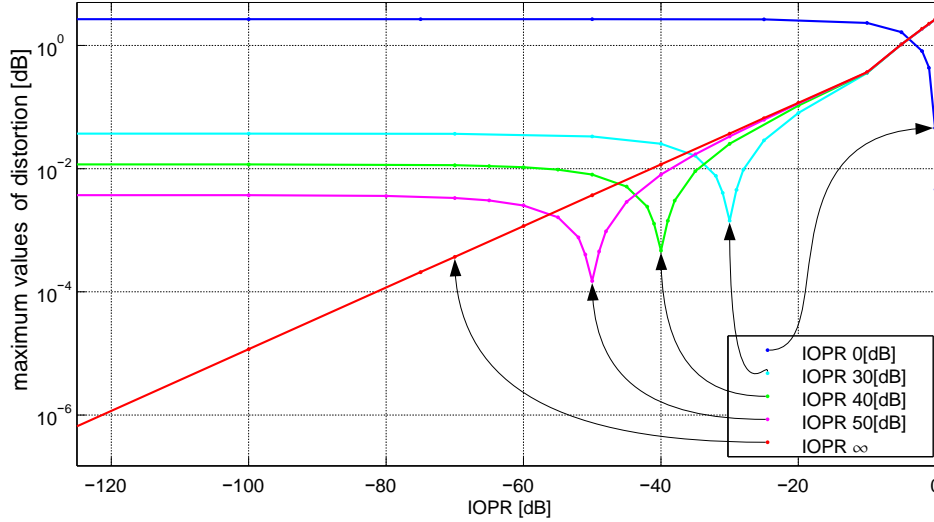
Rysunek 11. Funkcja transmitancji systemu HFB $T_0(e^{j\omega})$ projektowanego dla $\text{IOPR}=\infty$ uzyskana w wyniku symulacji przy $\text{IOPR}=10$ [dB].



Rysunek 12. Funkcja transferu aliasingu systemu HFB $T_a(e^{j\omega})$ projektowanego dla $\text{IOPR}=\infty$ uzyskana w wyniku symulacji przy $\text{IOPR}=10$ [dB].

samych warunków pracy systemu FI ADC. Warto zauważyć, że nawet w środkowej części pasma system FI ADC ma problemu z tłumieniem aliasingu, gdyż wynika on nie tylko z aliasingu wewnątrz pasma B , ale również z aliasingu zewnętrznego.

Szczegółowa analiza tego problemu pozwoliła na zaproponowanie metody projektowania systemów FI ADC z uwzględnieniem IOPR na etapie projektowania, co znacząco poprawia działanie systemu Fi ADC oczywiście pod warunkiem, że IOPR w czasie działania (symulacji) systemu jest zbliżony do projektowanego. Na Rysunku 13 zaprezentowano Zniekształcenia systemu $T_0(e^{j\omega})$ FI ADC w funkcji IOPR. Legenda wskazuje krzywe uzyskane dla projektu uwzględniającego IOPR na określonym poziomie. Symulacje systemu FI ADC przeprowadzono sygnałów wejściowych, które poza pasmem B wykazują niezerowe widmo przy czym IOPR zmieniany był od -120 do 0 [dB]. Maksymalna wartość zniekształceń funkcji $T_0(e^{j\omega})$ jest w przybliżeniu stała dla IOPR mniejszych od projektowanego. Dla IOPR równego projektowanemu osiąga minimum, a następnie szybko rośnie wraz ze wzrostem IOPR powyżej projektowanego. Podobną sytuację obserwujemy na w



Rysunek 13. Zniekształcenia systemu $T_0(e^{j\omega})$ FI ADC w funkcji IOPR uzyskane dla kilku zakładanych IOPR.

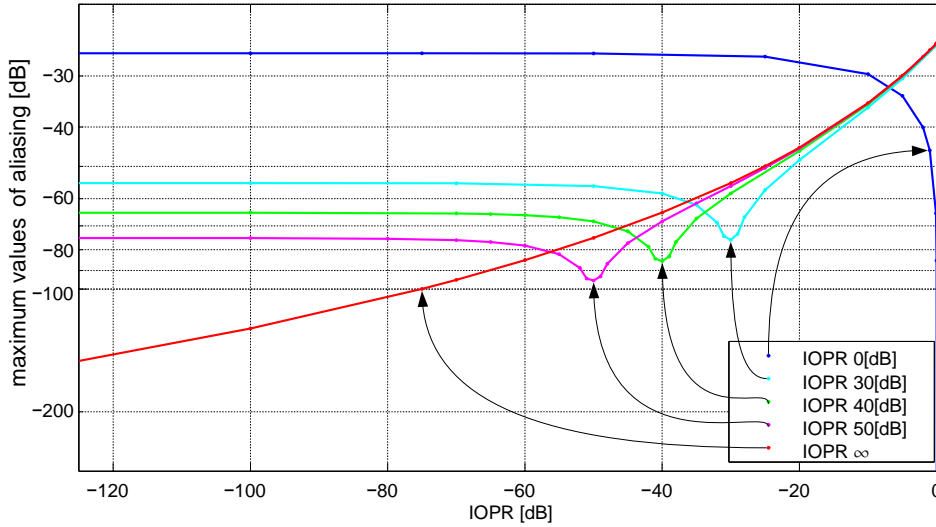
przypadku maksymalnych wartości aliasingu $T_a(e^{j\omega})$ - patrz Rysunek 14. Również ta funkcja osiąga minimalne wartości gdy IOPR w sygnale wejściowym jest równy projektowanemu. W przypadku klasycznym - tzn. gdy spełnione jest założenie (1) - projekt systemu FI ADC wykonywany jest przy założeniu $\text{IOPR}=\infty$ (czerwona linia). Symulacje w tym wypadku wskazują wartość graniczną poniżej której można zejść tylko dla wartości IOPR zbliżonej do wartości projektowanej. Inaczej mówiąc warto zaprojektować system FI ADC z uwzględnieniem IOPR, oczywiście pod warunkiem, że znane jest widmo sąsiednich sygnałów względem insertującego nas pasma B .

W pracy [3] zaproponowałem również **zastosowanie przesuniętej siatki częstotliwości**. Rozwiązuje to problem wyznaczania banku filtrów ekwiwalentnych z użyciem metody spektralnej na równomiernej siatce częstotliwości. Przyjmijmy, że sygnał wejściowy jest ograniczony w paśmie B - t.j. spełnia warunek (1). Jednocześnie przyjmijmy, że $kf_s + f_s/2 = f_1$ oraz $kf_s + f_s/2 = f_2$. Wówczas podczas wyznaczania cyfrowych filtrów ekwiwalentnych mogą pojawić się osobliwości, gdyż obie częstotliwości sygnału analogowego po próbkowaniu stają się faktycznie tą samą częstotliwością w widmie sygnału dyskretnego. Wynika to z okresowości widma sygnałów dyskretnych. Można zdecydować, że jedna z częstotliwości f_1, f_2 nie należy do pasma B , ale którą z częstotliwości wybrać aby prawidłowo wyznaczyć ekwiwalentny cyfrowy bank filtrów $\mathbf{G}(e^{j\omega})$? Dodatkowo iloczynny:

$$X(f)H_m(f), \quad f = f_1, f_2, \quad (40)$$

powinny być liczbami rzeczywistymi, aby dyskretne widmo banku filtrów ekwiwalentnych $\mathbf{G}(e^{j\omega})$ spełniało warunek symetrii Hermitowskiej. Rozwiązaniem tego dylematu jest zastosowanie przesuniętej siatki częstotliwościowej. Standardowa siatka częstotliwości używana w transformacie Fouriera jest następująca:

$$\omega_k = 2\pi \frac{k}{N}, \quad k = [0, \dots, N-1], \quad (41)$$



Rysunek 14. Średni poziom aliasingu $T_a(e^{j\omega})$ systemu FI ADC w funkcji IOPR uzyskany dla dla kilku zakładanych IOPR.

gdzie N oznacza liczbę punktów transformaty Fouriera. Zaproponowana przesunięta siatkę częstotliwości można wyznaczyć następująco:

$$\omega_k = \pi \frac{2k+1}{N}, \quad k = [0, \dots, N-1]. \quad (42)$$

W efekcie transformata DFT z przesunięta siatką częstotliwości została zdefiniowana następująco:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\pi(\frac{2k+1}{N})n}, \quad (43)$$

co nie zmienia w żaden sposób ortogonalności funkcji bazowych $e^{-j\pi(\frac{2k+1}{N})n}$ rozpinających przestrzeń transformaty Fouriera. Zaproponowana metoda umożliwia projektowanie systemu FI ADC z pominięciem punktów osobliwych.

W kolejnej publikacji [4] wykazano, że zastosowanie przesuniętej siatki częstotliwości do próbkowania analogowych charakterystyk widmowych banku filtrów analizujących $H_m(e^{j\omega})$ nie jest wystarczające. **Opracowane zostały specjalne wszech-przepustowe komponenty modyfikujące charakterystyki filtrów $H_m(e^{j\omega})$ na końcach pasma B** tak, aby w punktach f_1, f_2 (odpowiadających punktom $0, f_s/2$ po próbkowaniu) owe charakterystyki przyjmowały wartości rzeczywiste. To rozwiązanie zagwarantowało ostatecznie usunięcie osobliwości dla tych częstotliwości w równaniu (32). W teorii zastosowanie takiego rozwiązania pozwala uzyskać niemal idealnie płaską charakterystykę przenoszenia systemu $T_0(e^{j\omega})$. Jednak odbywa się to za cenę znacznej komplikacji banku filtrów analogowych - dla każdego kanału należy zastosować dwa przesuwniki fazowe drugiego rzędu. Utrudnia to praktyczną realizację w elektronice ze względu na niestabilność termiczną i czasową elementów RLC. Dyskusje, które odbyły się w ramach konferencji wskazały, że to rozwiązanie jest praktycznie niemożliwe do realizacji.

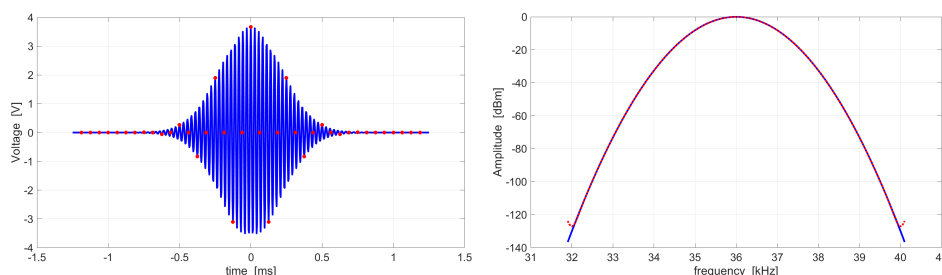
W kolejnej publikacji [5] analizie poddano różne metody wyznaczania dyskretnych filtrów ekwiwalentnych. Filtry te zastępują w równaniach bank

filtrów analogowych co pozwala na poszukiwania rozwiązań w domenie transformacji dyskretnych i w konsekwencji umożliwia realizację filtrów syntezujących systemu HFB ADC w technologii układów cyfrowych (np. z użyciem układów FPGA). **Analizie poddano: transformację bi-liniową oraz metodę niezmienności odpowiedzi impulsowej.** Transformata bi-liniowa została zaproponowana po raz pierwszy w [31], jednak została ona przez autora wybrana arbitralnie bez szczegółowej analizy. Badania wykazały, że zastosowanie metody niezmienności odpowiedzi impulsowej pozwala osiągnąć lepsze rezultaty w tym sensie, że dyskretny sygnał na wyjściu HFB ADC lepiej spełnia warunków perfekcyjnej rekonstrukcji sygnału (26) - mniejsze zniekształcenia funkcji transmitancji systemu HFB ADC szczególnie na końcach pasma.

W pracach [6, 7] (we współpracy ze współautorem) analizie poddano zagadnienie **aproksymacji transmitancji analogowych filtrów za pomocą dyskretnych ekwiwalentnych filtrów FIR lub IIR.** Efektem tych prac jest określenie kluczowych własności filtrów ekwiwalentnych co w literaturze wcześniej nie było zbadane.

W kolejnej publikacji [8] ponownie zbadano zagadnienie **warunków prawidłowej symulacji architektury HFB.** Jest to analiza rozszerzona względem publikacjach [1, 2] głównie o zagadnienie poszukiwania odpowiedniego sygnału testowego o następujących własnościach:

1. szczelne i równomierne wypełnienie całe testowanego pasma B systemu HFB ADC,
2. poza pasmem pracy poziom istotności sygnału poniżej -120 dB względem środkowej części pasma B ,
3. istnienie opisu analitycznego sygnału testowego w dziedzinie czasu i w dziedzinie częstotliwości.

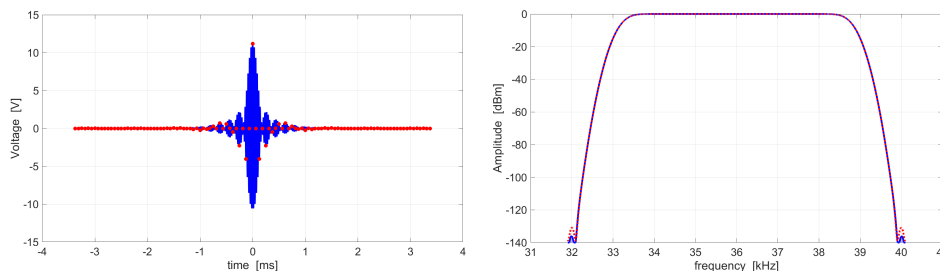


Rysunek 15. Zmodulowany sygnał gaussowski w dziedzinie czasu (strona lewa) oraz jego widmo częstotliwościowe (strona prawa). Czerwonymi kropkami oznaczono próbki dyskretnej wersji sygnału.

Osiągnięcie dwóch pierwszych warunków jednocześnie w ogólności jest niemożliwe, gdyż nie istnieją sygnały o skończonym czasie trwania i nieskończenie stromych zboczach charakterystyki częstotliwościowej. Na Rysunku 15 zaprezentowano przebieg zmodulowanego sygnału Gauss'a w dziedzinie czasu oraz odpowiadające mu widmo amplitudowe. Sygnał ten analitycznie można opisać następująco:

$$x(t) = \frac{2\alpha}{\sqrt{\pi/2}} e^{-2(\alpha t)^2} \cos(2\pi f_c t), \quad (44)$$

$$X(f) = e^{-0.5(\frac{\pi}{\alpha})^2(f-f_c)^2} + e^{-0.5(\frac{\pi}{\alpha})^2(f+f_c)^2}. \quad (45)$$



Rysunek 16. Zmodulowany i okienkowany oknem czasowym sygnał *sinc* w dziedzinie czasu (strona lewa) oraz jego widmo częstotliwościowe (strona prawa). Czerwonymi kropkami oznaczono próbki dyskretnej wersji sygnału.

gdzie częstotliwość modulacji f_c znajduje się w środku pasma B . Parametr α należy dobrać odpowiednio do szerokości pasma.

Analogiczne wykresy dla zmodulowanego sygnału typu *sinc* przedstawiono na rysunku 16. Reprezentacja analityczna jest następująca:

$$x(t) = 2\text{sinc}(\pi f_d t) e^{-2(\alpha t)^2} \cos(2\pi f_c t). \quad (46)$$

Widmo amplitudowe funkcji *sinc* jest idealnie prostokątne, ale tylko w przypadku sygnału nieskończonego, czyli również nieprzyczynowego. Obcięcie sygnału w czasie - inaczej mówiąc okienkowanie oknem prostokątnym - powoduje znany powszechnie efekt Gibbs'a. Z tego powodu zdecydowano się na okienkowanie funkcją Gauss'a. Jednak wówczas nie jest znany opis analityczny widma sygnału i należy go wyznaczać numerycznie.

Na rysunkach 15 i 16 niebieskim kolorem oznaczono sygnał ciągły w dziedzinie czasu. Czerwone kropki oznaczają próbki tego sygnału. Po prawej stronie zaprezentowano widma amplitudowe sygnału ciągłego (niebieska linia) i dyskretnego (czerwona linia). Można zauważyć, że żaden z proponowanych sygnałów nie wypełnia szelnie pasma B , przy czym **współczynnik wypełnienia pasma** wynosi $\Upsilon = 0.167$ dla zmodulowanego sygnału gaussowskiego oraz $\Upsilon = 0.683$ dla zmodulowanego okienkowanego sygnału typu *sinc*. W obu przypadkach założenie 2) jest spełnione gdyż poza pasmem B poziom istotności sygnału spada poniżej -120 [dB]. Niestety opis analityczny w dziedzinie czasu i częstotliwości dostępny jest tylko dla sygnału pierwszego.

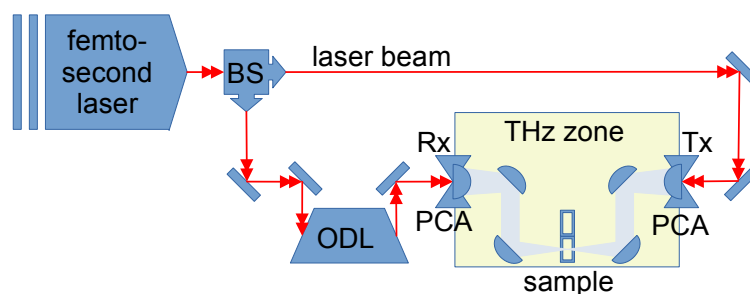
Efektem tych badań jest **propozycja klasa sygnałów testowych**, które powinny być używane na etapie projektowania systemów HFB do optymalizacji i testowania w fazie projektu. Następnie te same sygnały mogą być użyte przez producentów przetworników HFB ADC do testowania jakości produktów wynikowych.

4.2.4. Analiza dorobku w zakresie wielokanałowego spektralnego przetwarzania sygnałów w paśmie THz

Wielokanałowa spektralna analiza sygnałów to nie tylko banki filtrów hybrydowych opisane w powyższej sekcji. Również w przypadku sygnałów tradycyjnie traktowanych jako jednowymiarowe i analizowanych metodami bezpośrednimi dużą wartość dodaną wnoszą zastosowanie metod wielokanałowych. Istnieją klasy sygnałów, dla których tylko zastosowanie dwóch lub więcej kanałów pomiarowych pozwala uzyskać więcej informacji niż w podejściu jednokanałowym. Takim przykładem są sygnały leżące w paśmie THz. Badanie w tym obszarze rozpocząłem w roku 2014 od nawiązania współpracy

z Laboratorium Techniki Terahercowej Politechniki Wrocławskiej kierowanej przez prof. Edwarda Plińskiego. W ramach tej współpracy miałem dostęp do unikalnego zestawu przyrządów laserowych i optycznych przystosowanych do pracy w paśmie THz. Współpraca zaowocowała kilkoma bardzo ciekawymi publikacjami - w tym najważniejszą w Scientific Reports [15]. Oczywiście wyniki te zostały osiągnięte w pracy zespołowej, gdyż w tym obszarze badań nie można uzyskać wyniku bez współpracy specjalistów z wielu dziedzin od laserów i optyki do chemii leków, włączając w to również analizę sygnałów pomiarowych. Poniżej zostanie omówiony mój wkład w sukces tych badań.

Pierwsze prace w zakresie wielokanałowego przetwarzania sygnałów THz skupiały się na opracowaniu koncepcji układu pomiarowego, w którym zastosowano femtosekundowe impulsy laserowe do generowania fal elektromagnetycznych w zakresie THz [10]. Schemat ideowy spektrometru laboratoryjnego pokazano na Rysunku 17. Spektrometr ten został uruchomiony i przetestowany w Laboratorium Techniki Terahercowej PWr.



Rysunek 17. Schemat laboratoryjnego urządzenia do analizy spektralnej w wykorzystaniu THz. BS - podział wiązki lasowej (*ang. Beam Splitter*), ODL - optyczna linia opóźniająca (*ang. Optical Delay Line*), PCA - antena foto-optyczna (*ang. Photo Conductive Antenna*), Sample - badana próbka.

Zaproponowana przez nasz zespół metoda pomiarowa wykorzystuje dwie wiązki impulsów laserowych powstałych na skutek podziału optycznego (*ang. Beam Splitter - BS*):

- górna wiązka, która kierowana jest bezpośrednio na antenę nadawczą Tx (*ang. Photo-Conductive Antenna - PCA LT-GaAs*) wykonaną z arsenku galu GaAs; antena ta generuje impuls pomiarowy w paśmie THz,
- dolna wiązka, która przechodzi przez regulowaną optyczną linię opóźniającą, a następnie pobudza antenę odbiorczą Rx PCA LT-GaAs.

Sygnał elektryczny z anteny odbiorczej jest bardzo słaby i wymaga synchronicznego pomiaru specjalnym miernikiem homodynowym, który jest synchronizowany impulsami laserowymi z dolnej wiązki laserowej. Dodatkowo poprzez regulację ODL można wymusić dowolne przesunięcie w czasie momentu pomiaru względem górnej wiązki, która pobudza antenę nadawczą. W ten sposób uzyskiwany jest efekt próbkowania w czasie impulsu THz przeświecającego badaną próbkę. Więcej szczegółów dotyczących laboratoryjnego spektrometru THz można znaleźć w publikacjach [10, 13].

Wielokanałowy pomiar spektralny w paśmie THz osiągnięto metodą pośrednią. Na schemacie zaprezentowanym na Rysunku 17 zaznaczono miejsce umieszczenia próbki pomiarowej oznaczonej "Sample". Jednak szybko okazało się, że zarejestrowane impulsy THz oprócz informacji widmowych związanych z przeświecającą substancją zawierają również elementy wynikające z przejścia fali THz przez atmosferę znajdującą się na drodze wiązki tera-

hercowej. Jednym z możliwych rozwiązań tego problemu jest wypełnienie przestrzeni przelotu fali THz jakimś obojętnym gazem, który nie wprowadza do widma THz żadnych artefaktów. Drugim rozwiązaniem jest szczelne zamknięcie tej przestrzeni i zapewnienie tam próżni. Technologicznie jest to skomplikowane i kosztowne zagadnienie. Ponadto bardzo niewygodne byłoby umieszczanie badanych substancji w takim specjalnym pojemniku. Ponadto zaobserwowano wpływ samych anten - nadawczej i odbiorczej - na uzyskane widmo THz.

W tej sytuacji **zaproponowałem wykorzystanie pomiaru wielkanałowego w paśmie THz**. Kolega z zespołu opracował specjalny obrotowy uchwyt na prześwieclane substancje. Jedno z miejsc pomiarowych zawsze pozostaje puste. Dzięki temu podejściu można zarejestrować impuls THz referencyjny - w przypadku kiedy fala THz propaguje przez puste okno pomiarowe oraz impuls THz mierzonej próbki, kiedy fala THz propaguje przez okno zawierające próbkę mierzoną.

Przyjmijmy następujące oznaczenia:

- $e_{prob}(t)$ - laserowy impuls pobudzający antenę nadawczą i odbiorczą
- $e_{Tx}^{THz}(t)$ - impuls THz generowany przez antenę nadawczą Tx,
- $e_{ref}^{THz}(t)$ - impuls THz zarejestrowany na antenie odbiorczej Rx bez mierzonej próbki,
- $e_{meas}^{THz}(t)$ - impuls THz zarejestrowany na antenie odbiorczej Rx po przeświecieniu badanej próbki,
- $a_{Tx}^{THz}(t)$ - odpowiedź impulsowa anteny nadawczej,
- $a_{Rx}^{THz}(t)$ - odpowiedź impulsowa anteny odbiorczej,
- $p^{THz}(t)$ - odpowiedź impulsowa atmosfery na drodze fali THz.

Korzystając z transformaty Fouriera możemy zastąpić wszystkie sploty przez mnożenie odpowiednich widm. Dodatkowo przyjęto zasadę, że widma oznaczamy dużą literą odpowiadającą literze dla sygnału w dziedzinie czasu.

W kanale referencyjnym (bez próbki prześwieclanej) uzyskujemy następujący związek:

$$E_{ref}^{THz}(\omega) = E_{prob}(\omega)A_{Tx}^{THz}(\omega)P^{THz}(\omega)[E_{prob}(\omega)A_{Rx}^{THz}(\omega)]. \quad (47)$$

W kanale pomiarowym, gdy na drodze fali THz umieszczona jest próbka o transmitancji $T^{THz}(\omega)$ uzyskujemy następujący związek:

$$E_{meas}^{THz}(\omega) = E_{prob}(\omega)A_{Tx}^{THz}(\omega)P^{THz}(\omega)T^{THz}(\omega)[E_{prob}(\omega)A_{Rx}^{THz}(\omega)]. \quad (48)$$

Indeks górny $.^{THz}$ wprowadzono w celu podkreślenia, że dana wielkość dotyczy oddziaływania fali THz. Indeks ten w dalszym opisie zostanie pominięty ze względu na prostotę zapisu. Przyjmuje się, że pomiar odpowiedzi impulsowej anten oraz atmosfery jest ogólnie niemożliwy lub bardzo trudny, zatem wykonanie rozplotu równania (48) w celu wyznaczenia transmitancji próbki mierzonej $T(\omega)$ również jest niemożliwe. Jednak zastosowanie informacji mierzonej w kanale referencyjnym pozwala wyeliminować te trudności i w konsekwencji pozwana na wyznaczenie transmitancji badanej próbki:

$$\frac{E_{meas}(\omega)}{E_{ref}(\omega)} = \frac{E_{prob}(\omega)A_{Tx}(\omega)P(\omega)T(\omega)[E_{prob}(\omega)A_{Rx}(\omega)]}{E_{prob}(\omega)A_{Tx}(\omega)P(\omega)[E_{prob}(\omega)A_{Rx}(\omega)]} = T(\omega). \quad (49)$$

Zatem transmitancję mierzonej próbki opisuje zależność:

$$T(\omega) = \frac{E_{meas}(\omega)}{E_{ref}(\omega)}. \quad (50)$$

Warto dodać, że w celu wyprowadzenia modelu matematycznego przyjęto założenie, że wpływ zastąpienia części atmosfery na drodze fali THz przez wstawienie w to miejsce próbki z badaną substancją można zaniedbać. Jest to uzasadnione, gdyż zwykle prześwietlana próbka ma grubość pomijalnie małą w porównaniu do całej długości drogi fali THz.

Literatura przedmiotu wskazuje, że fala THz przechodząc przez badany materiał ulega opóźnieniu, dyspersji i tłumieniu. Opóźnienie i dyspersja wynika ze współczynnika załamania materiału oraz grubości materiału, który jest różny dla różnych częstotliwości w paśmie THz. Tłumienie wynika ze współczynnika absorpcji i również zmienia się w zależności od częstotliwości w paśmie THz. Stąd transmitancję z równania (50) można opisać zależnością:

$$T(d, \omega) = |T(\omega)|e^{-jk(\omega)d}, \quad (51)$$

gdzie $|T(\omega)|$ oznacza tłumienie w paśmie THz, $k(\omega)$ oznacza wektor falowy, d oznacza grubość badanej próbki materiału.

Wektor falowy $k(\omega)$ w przypadku fal rozchodzących się w próżni zależy tylko od częstotliwości i prędkości rozchodzenia się fali. Jednak w przypadku propagacji w materiale o zmiennym współczynniku załamania należy wpływ tego współczynnika uwzględnić następująco:

$$k(\omega) = \frac{\omega n(\omega)}{c}, \quad (52)$$

gdzie $n(\omega)$ oznacza współczynnik załamania, a c jest stałą prędkością fali elektromagnetycznej w próżni. Oczywiście współczynnik załamania atmosfery wypełniającej spektrometr wpływa na wektor falowy i tym samym na mierzoną transmitancję, jednak jak pokazano w równaniu (50) poprzez zastosowanie drugiego kanału referencyjnego wpływ ten jest usuwany.

W ogólności przyjmuje się, że współczynnik załamania jest wielkością zespoloną opisaną wzorem:

$$n(\omega) = \dot{n}(\omega) - j\ddot{n}(\omega), \quad (53)$$

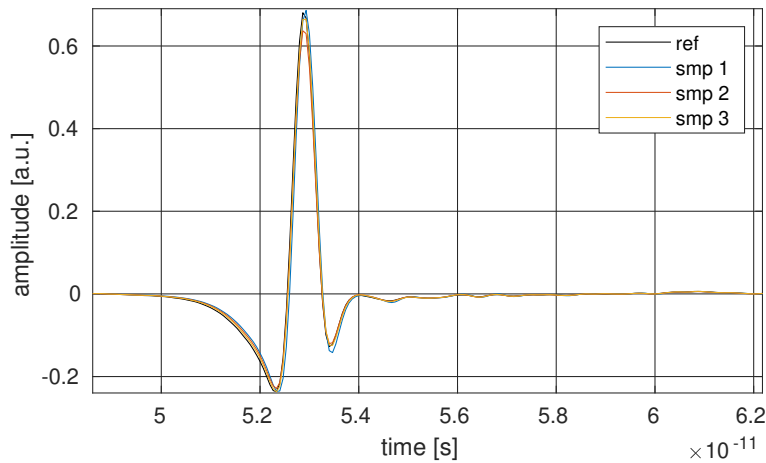
gdzie $\dot{n}(\omega)$, $\ddot{n}(\omega)$ oznaczają odpowiednio: pierwszą i drugą pochodną współczynnika załamania. Obie pochodne są niezwykle istotne, gdyż pozwalają wyznaczyć współczynnik absorpcji materiału:

$$\alpha = \frac{2\omega\ddot{n}(\omega)}{c}, \quad (54)$$

oraz względną przenikalność dielektryczną:

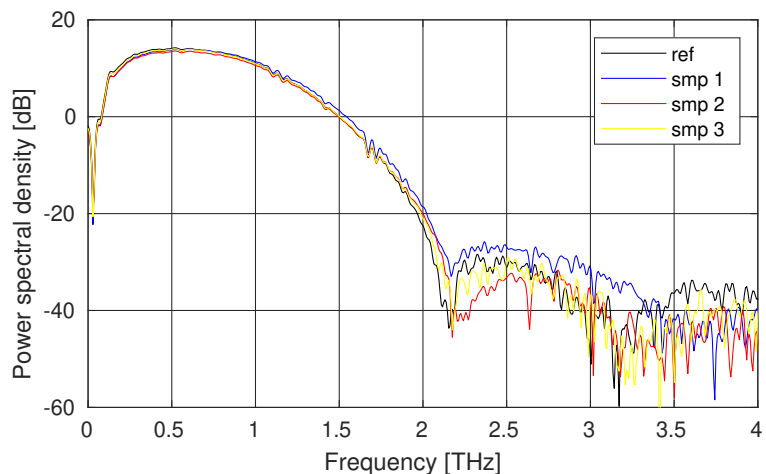
$$\epsilon_W(\omega) = \|n(\omega)\|^2 = \dot{n}^2(\omega) - \ddot{n}^2(\omega). \quad (55)$$

Na Rysunku 18 pokazano wykres sygnału zarejestrowanego przez laboratoryjny spektrometr THz. Oś czasu wyskalowano w sekundach, ale pierwotnie jest to długość optycznej linii opóźniającej (ODL). Zastosowanie precyzyjnego sterownika mikrometrycznego sterującego długością linii umożliwia zmianę tej długości z dokładnością mniejszą niż 0.01 mm pozwala osiągnąć ekwiwalentną częstotliwość próbkowania $f_s = 15$ THz. Kolory odpowiadają sygnałom otrzymanym przy przejściu fali THz przez pustą przestrzeń - sygnał 'ref' - oraz przez kolejne trzy badane substancje - 'smp 1', 'smp 2', 'smp 3'. W tym przypadku była to histydyna i jej pochodne, ale nie jest to istotne z punktu widzenia pomiarów spektralnych w paśmie THz. Obserwacja sygnałów w dziedzinie czasu nie pozwala na wyznaczenie jakichkolwiek



Rysunek 18. Przebiegi sygnałów w dziedzinie czasu rejestrowane przez skonstruowany spektrometr THz.

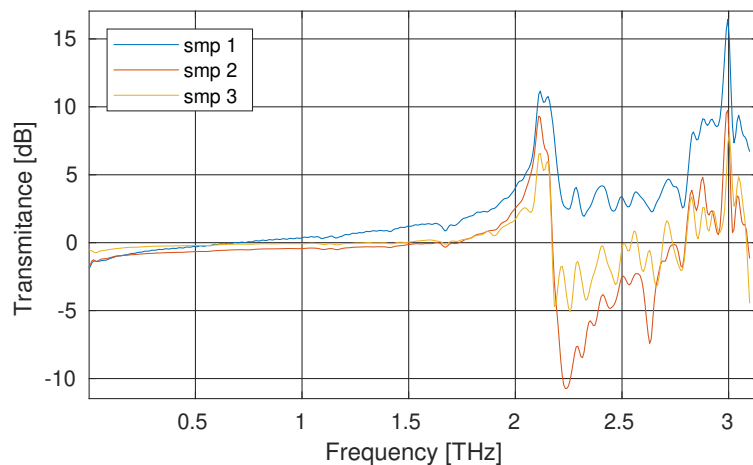
parametrów prześwietlanych związków. Nawet opóźnienie czasowe, które wynika ze współczynnika załamania fali THz w badanych próbkach jest trudne do wyznaczenia.



Rysunek 19. Widmowa gęstość mocy sygnałów zarejestrowanych przez spektrometr THz.

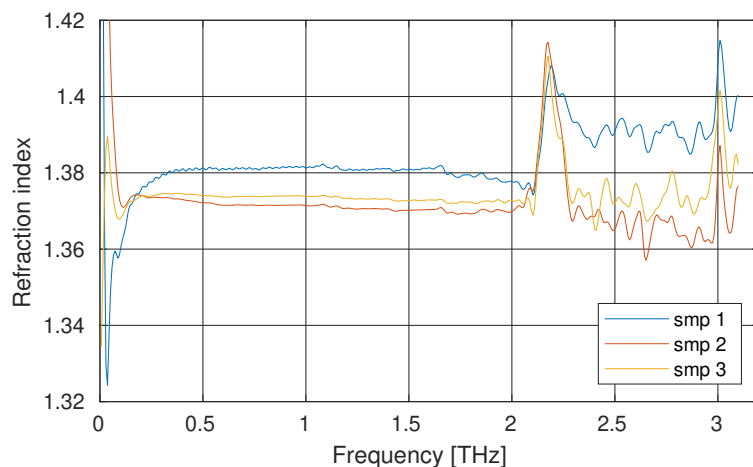
Z tego powodu stosuje się analizę widmową przedstawioną na Rysunku 19. Na wykresach ograniczono prezentowane pasmo do około 4 THz, gdyż powyżej około częstotliwości 3.1 THz obserwowane są jedynie szumy pomiarowe. Analiza uzyskanych widm wskazuje na duży wpływ charakterystyki anten foto-optycznych (PCA). Dodatkowo można zaobserwować, że do wyników uzyskanych w zakresie 2.1-3.1 THz należy podchodzić z pewną ostrożnością ze względu na bardzo niski poziom mocy tego zakresu pomiarowego. Jak widać analiza widma nie pozwala na określenie częstotliwości rezonansowych lub tłumionych co jest podstawowym zagadnieniem w analizie spektralnej. Zafalowania widma obserwowane dla kilku częstotliwości, w tym: 1.1, 1.4, 1.6, 1.7 i 1.9 THz są trudne do analizy ze względu na obecność różnych gazów na drodze wiązki terahercowej. Dopiero zastosowanie wielokanałowej analizy spektralnej - równania (47) do (50) - umożliwiło obserwację

transmitancji badanych próbek pozbawioną wpływu atmosfery, przez którą przechodzi wiązka terahercowa w laboratoryjnym spektrometrze THz.



Rysunek 20. Transmitancja badanych próbek histydyny prześwietlanych wiązką laboratoryjnego spektrometru w paśmie THz.

Dodatkowo - jak pokazano w równaniu (49) - w proponowanej metodzie pomiaru eliminowany jest wpływ charakterystyki przenoszenia anten foto-optycznych (PCA). Wykres transmitancji dla badanych pochodnych histydyny zaprezentowano na Rysunku 20.



Rysunek 21. Współczynnik załamania dla badanych próbek histydyny prześwietlanych wiązką laboratoryjnego spektrometru w paśmie THz.

Na Rysunku 21 pokazano współczynnik załamania badanych substancji w funkcji częstotliwości. Można zaobserwować charakterystyczną, gwałtowną zmianę współczynnika załamania fali THz dla częstotliwości około 2.15 THz, która jest charakterystyczna dla większości substancji pochodnych względem histydyny. Dodatkowo można zaobserwować znaczącą różnicę współczynnika załamania w paśmie 0.3-2.0 THz oraz 2.3-2.8 THz dla substancji oznaczonej 'smp1' w porównaniu do pozostałych dwóch związków chemicznych. Obserwacje te umożliwiły kontynuację badań w zespole THz w obszarze identyfikacji i szybkiego segregowania związków chemicznych.

Opracowany przeze mnie model matematyczny pomiaru, pomimo swojej prostoty jest wyjątkowo skuteczny. W ramach prac badawczych w La-

boratorium Techniki Terahercowej opracowałem autorskie oprogramowania do przetwarzania zarejestrowanych sygnałów. W oprogramowaniu uwzględnione zostały dodatkowe zjawiska związane z "okienkowaniem" sygnałów $E_{ref}(t)$ oraz $E_{meas}(t)$ w czasie. Jest to jednak inżynierska część zagadnienia i z tego powodu nie została tu przytoczona. Niemniej jednak oprogramowanie do wielokanałowego przetwarzania spektralnego opracowane w projekcie zostało z powodzeniem zastosowane w wielu znaczących publikacjach, których jestem współautorem [9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16]. Z pośród tych publikacji za najważniejszą publikację uważam [15], która ma bardzo wysoki wskaźnik Impact Faktor $IF=4.122$ oraz ma już 5 cytowań.

Literatura

- [1] Bogusław Szlachetko and Olivier Venard. Simulation methodology for hybrid filter bank analog to digital converters. In *21st European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2013)*. IEEE, 2013.
- [2] Bogusław Szlachetko and Olivier Venard. Hybrid filter bank design and analysis. In *Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications SPA 2013*. IEEE, 09 2013.
- [3] Bogusław Szlachetko. Toward wide-band high-resolution analog-to-digital converters using hybrid filter bank architecture. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 35(4):1257–1282, 04 2016.
- [4] Zbigniew Swietach and Bogusław Szlachetko. Non-standard analysis filter bank design applied to hybrid filter bank architecture. In *2018 International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSES)*, pages 124–129. IEEE, 09 2018.
- [5] Bogusław Szlachetko and Zbigniew Swietach. Analysis of continuous-to-discrete transformation effect on a synthesis filter bank project. In *2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, pages 276–279. IEEE, 05 2018.
- [6] Zbigniew Swietach and Bogusław Szlachetko. Design of analog filters with single transmission zeros, dedicated for HFB systems. In *2019 Signal Processing Symposium (SPSymposium)*, pages 140–145. IEEE, 2019.
- [7] Bogusław Szlachetko and Zbigniew Swietach. A proper approximation of filter transmittance for HFB system design. In *2020 Signal Processing Workshop (SPW)*, pages 44–49. IEEE, 05 2020.
- [8] Bogusław Szlachetko and Zbigniew Swietach. A modeling problem of a continuous-time domain signal and its discrete counterpart. In *2021 Signal Processing Symposium (SPSymposium)*, pages 273–278, 2021.
- [9] B. Szczesniak-Siega, B. Fuglewicz, K. Nowak, B. Szlachetko, L. A. Sterczewski, G. Beziuk, P. P. Jarzab, W. Malinka, J. Baran, M. Drozd, M. P. Grzelczak, M. Hruszowiec, S. Plinska, and E. F. Plinski. Thermodynamics of new piroxicam derivatives in terahertz light. In *2014 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*, pages 1–2. IEEE, 2014.
- [10] Kacper Nowak, Lukasz A. Sterczewski, Michal Grzelczak, Bogusław Szlachetko, and Edward Plinski. THz-TDS system beam profile investigation. In Arêches Beaufort Savoie, editor, *8th Terahertz Days, Arêches Beaufort (Savoie, France), March 31st - April 2nd 2015*, pages 127–128, 2015.
- [11] Kacper Nowak, Michal Grzelczak, Bogusław Szlachetko, Piotr Swiatek, Malgorzata Strzelecka, Lukasz A. Sterczewski, Edward F. Plinski, and Stanisława Plinska. Terahertz investigations on some bi-heterocyclic compounds. In *2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, pages 1–3. IEEE, 2016.
- [12] K. Nowak, M. P. Grzelczak, B. Szlachetko, L. A. Sterczewski, E. F. Plinski, P. Swiatek, M. Strzelecka, S. Plinska, and W. Malinka. Chemometrics

- of bi-heterocyclic kind of drug specimens in the THz domain. In *2016 41st International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*, pages 1–2. IEEE, 2016.
- [13] Lukasz A. Sterczewski, Michal P. Grzelczak, Kacper Nowak, Bogusław Szlachetko, Stanisława Plinska, Berenika Szczesniak-Siega, Wiesław Malinka, and Edward F. Plinski. Piroxicam derivatives THz classification. In Laurence P. Sadwick and Tianxin Yang, editors, *Terahertz, RF, Millimeter, and Submillimeter-Wave Technology and Applications IX*, volume 9747, pages 149 – 160. International Society for Optics and Photonics, SPIE, 2016.
- [14] L.A. Sterczewski, M.P. Grzelczak, K. Nowak, B. Szlachetko, and E.F. Plinski. Bayesian separation algorithm of THz spectral sources applied to d-glucose monohydrate dehydration kinematics. *Chemical Physics Letters*, 644:45–50, 2016.
- [15] Lukasz A. Sterczewski, Kacper Nowak, Bogusław Szlachetko, Michal P. Grzelczak, Berenika Szczesniak-Siega, Stanisława Plinska, Wiesław Malinka, and Edward F. Plinski. Chemometric evaluation of THz spectral similarity for the selection of early drug candidates. *Scientific Reports*, 7(1):14583, 2017.
- [16] M. R. Nowak, K. Nowak, M. Grzelczak, B. Szlachetko, L. Sterczewski, E. F. Plinski, P. Swiatek, M. Strzelecka, S. Plinska, and W. Malinka. Machine learning applied to bi-heterocyclic drugs recognition. In *2017 42nd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, pages 1–2. IEEE, 2017.
- [17] Michal Lower, Bogusław Szlachetko, and Dariusz Krol. Fuzzy flight control system for helicopter intelligence in hover. In *5th International Conference on Intelligent Systems Design and Applications (ISDA'05)*, pages 370–374. IEEE, 2005.
- [18] Michał Lower, Dariusz Król, and Bogusław Szlachetko. Building the fuzzy control system based on the pilot knowledge. In Rajiv Khosla, Robert J. Howlett, and Lakhmi C. Jain, editors, *Knowledge-Based Intelligent Information and Engineering Systems*, volume 3683, pages 1373–1379. Springer Berlin Heidelberg, 2005. Series Title: Lecture Notes in Computer Science.
- [19] Dariusz Krol, Michal Lower, and Bogusław Szlachetko. Helicopter intelligence in hover quality improvement of the fuzzy regulator. In *Sixth International Conference on Intelligent Systems Design and Applications*, pages 326–331. IEEE, 2006.
- [20] Dariusz Król, Michał Lower, and Bogusław Szlachetko. Selection and setting of an intelligent fuzzy regulator based on nonlinear model simulations of a helicopter in hover. *New Generation Computing*, 27(3):215–237, 2009.
- [21] Bogusław Szlachetko and Michal Lower. On quadrotor navigation using fuzzy logic regulators. In Ngoc-Thanh Nguyen, Kiem Hoang, and Piotr Jędrzejowicz, editors, *Computational Collective Intelligence. Technologies and Applications*, volume 7653, pages 210–219. Springer Berlin Heidelberg, 2012. Series Title: Lecture Notes in Computer Science.
- [22] Bogusław Szlachetko and Michal Lower. Stabilisation and steering of quadcopters using fuzzy logic regulators. In Leszek Rutkowski, Marcin Korytkowski, Rafał Scherer, Ryszard Tadeusiewicz, Lotfi A. Zadeh, and Jacek M. Zurada, editors, *Artificial Intelligence and Soft Computing*, volume 7267, pages 691–698. Springer Berlin Heidelberg, 2012. Series Title: Lecture Notes in Computer Science.
- [23] Przemysław Nowak and Bogusław Szlachetko. Autonomiczna inwentaryzacja skomplikowanego obiektu architektonicznego przy użyciu UAV i analiza kompletności zebranego materiału 3d. *Zeszyty Naukowe. Organizacja i Zarządzanie / Politechnika Śląska*, 114:369–380, 2017.
- [24] Arkadiusz Niemiec and Bogusław Szlachetko. Errors analysis of differential single-frequency geo-positioning algorithm. In *2017 Signal Processing Symposium (SPSymposium)*, pages 1–4. IEEE, 2017.
- [25] Arkadiusz Niemiec and Bogusław Szlachetko. Real-time aerial mapping by

- image features extraction and matching. In *2019 Signal Processing Symposium (SPSymposium)*, pages 306–310. IEEE, 2019.
- [26] Boguslaw Szlachetko and Michal Lower. Reliability of ultrasonic distance measurement in application to multi-rotor MAVs. In Wojciech Zamojski, Jacek Mazurkiewicz, Jarosław Sugier, Tomasz Walkowiak, and Janusz Kacprzyk, editors, *Theory and Applications of Dependable Computer Systems*, volume 1173, pages 642–651. Springer International Publishing, Cham, 2020. Series Title: Advances in Intelligent Systems and Computing.
- [27] Michal Lower and Boguslaw Szlachetko. Reliability of multi-rotor UAV’s flight stabilization algorithm in case of object’s working point changes. In Wojciech Zamojski, Jacek Mazurkiewicz, Jaroslaw Sugier, Tomasz Walkowiak, and Janusz Kacprzyk, editors, *Theory and Engineering of Dependable Computer Systems and Networks*, volume 1389, pages 254–263. Springer International Publishing, Cham, 2021. Series Title: Advances in Intelligent Systems and Computing.
- [28] Boguslaw Szlachetko. Low-cost underwater communication system: A pilot study. *MDPI Applied Sciences*, 12(7), 2022.
- [29] P.P. Vaidyanathan. Quadrature mirror filter banks, M-band extensions and perfect-reconstruction techniques. *ASSP Magazine, IEEE*, 4(3):4–20, Jul. 1987.
- [30] J. Brown. Multi-channel sampling of low-pass signals. *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, 28(2):101–106, Feb. 1981.
- [31] S.R. Velazquez, T.Q. Nguyen, S.R. Broadstone, and J.K. Roberge. A hybrid filter bank approach to analog-to-digital conversion. In *Proceedings of IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis*, pages 116–119. IEEE, 1994.
- [32] S.R. Velazquez, T.Q. Nguyen, and S.R. Broadstone. Design of hybrid filter banks for analog/digital conversion. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 46(4):956–967, Apr. 1998.
- [33] O. Oliaei. High-speed A/D and D/A converters using hybrid filter banks. In *Electronics, Circuits and Systems, 1998 IEEE International Conference on*, volume 1, pages 143–146, 1998.
- [34] T. Petrescu, C. Lelandais-Perrault, and J. Oksman. Synthesis of hybrid filter banks for a/d conversion with implementation constraints - mixed distortion/aliasing optimization. In *2004 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, volume 2, pages ii–997, May 2004.
- [35] T. Petrescu, J. Oksman, and P. Duhamel. Synthesis of hybrid filter banks by global frequency domain least square solving. In *Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on*, volume 6, pages 5565–5568, May 2005.
- [36] D. Asemani and J. Oksman. Two-stage synthesis filters for hybrid filter banks a/d converters. In *IEEE Workshop on Signal Processing Systems Design and Implementation, 2005.*, pages 133–136, Nov 2005.
- [37] C. Lelandais-Perrault, D. Sillion, T. Petrescu, and D. Poulton. Hybrid filter banks a/d converters using iir synthesis filters. In *48th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2005.*, pages 1518–1521 Vol. 2, Aug 2005.
- [38] D. Asemani, J. Oksman, and P. Duhamel. Subband architecture for hybrid filter bank A/D converters. *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal Of*, 2(2):191–201, Apr. 2008.
- [39] A. Lesellier, O. Jamin, J. Bercher, and O. Venard. Design, optimization and calibration of an HFB-based ADC. In *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2011 IEEE 9th International*, pages 317–320, June 2011.
- [40] R.G. Vaughan, N.L. Scott, and D.R. White. The theory of bandpass sampling. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 39(9):1973–1984, September 1991.
- [41] Richard G. Lyons. *Understanding Digital Signal Processing*. Pearson Education, November 2010.

5. Informacja o wykazywaniu się istotną aktywnością naukową

albo artystyczną realizowaną w więcej niż jednej uczelni, instytucji naukowej lub instytucji kultury, w szczególności zagranicznej

2003-2005 współpraca z NATO NC3 Agency, Haga, Holandia, ramach projektu Adaptive Interference Cancellation Study. W ramach projektu byłem odpowiedzialny za opracowanie szybkich potokowych filtrów adaptacyjnych z wykorzystaniem układów FPGA. Głównym zadaniem tych filtrów było usuwanie w czasie rzeczywistym sygnału referencyjnego z odebranych sygnałów echa w pasywnym radarze pracującym w zakresie pasma radiowego FM.

01/09/2012 do 30/09/2013 post-doc na uniwersytecie ESIEE Paris, w ramach projektu Marie Curie FP7 IAPP – Par4CR (Partnership for Cognitive Radio), gdzie we współpracy z prof. Olivierem Venardem pracowałem nad zastosowaniem banku filtrów hybrydowych do budowy równoległych szerokopasmowych przetworników ADC. Szerokopasmowe przetworniki ADC w projekcie okazały się niezwykle ważnym elementem składowym w architekturze radia programowalnego (ang. SDR Software Defined Radio), a możliwość operowania w dziedzinie cyfrowej (po próbkowaniu sygnału) na szerokim paśmie sygnału umożliwiła opracowanie innowacyjnego systemu radiowego, który dynamicznie wykorzystuje różne pasma radiowe w celu osiągnięcia wymaganej przepustowości łącza przy jednoczesnej minimalizacji interferencji z kanałami zajęтыми przez inne transmisje.

2013-2014 współpraca z Mechanical Division of the Technological Institute of the Aeronautics, Sao Paulo, Brazylia. W ramach tej współpracy zorganizowałem wizytę i wykłady prof. D.A dos Santos, który jest autorem licznych publikacji z zakresu sterowania i dynamiki ruchu wielowirnikowców. Efektem bezpośrednim wizyty było podpisanie ramowej umowy o współpracy pomiędzy PWr i Technological Institute of the Aeronautics oraz start w konkursie Harmonia 6 organizowanym przez NCN.

09/2016 współpraca z prof. Gregory Nusinovitch (University of Maryland – USA); w ramach badań dotyczących żyrotroonu wyjechałem na tzw. short visit w University of Maryland, USA, gdzie wygłosiłem referat dotyczący zastosowania metod przetwarzania sygnałów w procesie projektowania żyrotroonu. Oprócz prof. Nusinovitch'a nawiązałem tam kontakty z kilkoma znanymi naukowcami w tym z prof. Davidem Griffiths'em autorem książki „Podstawy elektrodynamiki” (tyt. org. Introduction to Electromagnetics) i wielu innych publikacji.

2015-2018 współpraca przy realizacji grantu ”Mikrofalowa broń obezwładniająca MBO”. W ramach projektu byłem wykonawcą odpowiedzialnym za opracowanie modeli matematycznych zjawiska emisji wysokich energii mikrofalowych w rezonatorach próżniowych. Zespół Politechniki Wrocławskiej współpracował w tym projekcie z firmą PIT Radwar S.A. oraz z wieloma zagranicznymi instytucjami naukowymi i naukowcami w tym z University of Maryland – USA oraz z prof. Olgierdem Dumbrajsem, University of Latvia, Institute of Solid State Physics.

2015-2016 Współpraca z firmą Neurosoft Sp. z o.o. w ramach realizacji projektu „Inteligentny Modułarny Neuronowy System Modelowania i Monitoringu Infrastrukturalnych Układów Przestrzennych – NEURO-

- SPACE”. W projekcie **pełniłem rolę kierownika** ze strony Politechniki Wrocławskiej, jednocześnie brałem udział w pracach badawczych w zakresie filtracji i fuzji sygnałów z różnych sensorów pokładowych drona.
- 2005-2022** Wieloletnia współpraca z prof. Krzysztofem Kulpą i prof. Piotrem Samczyńskim z Wydziału Elektroniki i Technik Informatycznych Politechniki Warszawskiej. Współpraca odbywała się w ramach kilku projektów związanych z przetwarzaniem sygnałów radarowych oraz przy okazji w ramach współorganizowania konferencji naukowych o zasięgu międzynarodowym.
- 2017** Opieka merytoryczna i współpraca przy badaniach naukowych młodego pracownika naukowego Arkadiusza Niemca, która zaowocowała wspólnymi publikacjami w tym jedną nagrodzoną w czasie międzynarodowej konferencji Signal Processing Symposium SPSympo 2017 nagrodą ”**The Best Paper Award**”.
- od 2021** Od października 2021 pełnię rolę **opiekuna pomocniczego** doktoranta Jędrzeja Szczepaniaka. Tytułem jego doktoratu jest ”Precyzyjne pozycjonowanie platformy wielowirnikowej w szybach kopalnianych do zastosowań fotogrametrycznych analiz 3D.”

6. Informacja o osiągnięciach dydaktycznych, organizacyjnych oraz popularyzujących naukę lub sztukę

6.1. Osiągnięcia dydaktyczne

- Opracowanie programu kursów:
 - Real Time Operating Systems – wykład i formy towarzyszące w dwóch wersjach językowych kursu dla języka polskiego i angielskiego
 - Speech syntehesis – wykład i formy towarzyszące w dwóch wersjach językowych kursu dla języka polskiego i angielskiego
 - Odbiorniki cyfrowe – wykład i formy towarzyszące w języku polskim
 - Metody parametryczne DSP i ich zastosowania – wykład i formy towarzyszące w języku polskim
- W latach 2014-2020 pełniłem rolę opiekuna wydziałowego koła naukowego KN JEDI. Koło gromadziło studentów Wydziału Elektroniki PWr. Projekty KN JEDI były skupione na zagadnieniach związanych z zastosowaniem dronów wielowirnikowych. W szczególności w kole rozwijane były algorytmy związane z autonomią lotu. Wraz z kołem KN JEDI brałem osobiście udział w wielu konkursach, co przyczyniło się do wielu sukcesów:
 - Nagroda główna szefa BBN generała Stanisława Kozieja „W uznaniu innowacyjności” prezentowanych dronów, zdobyta wspólnie z kołem naukowym JEDI w czasie ogólnopolskiej Droniady 2014
 - Druga nagroda Instytutu Mikromakro organizatora ogólnopolskiej Droniady 2015
 - Nagroda specjalna firmy Parrot SA z Paryża
 - Drugie miejsce w międzynarodowych zawodach dronowych IMAV 2016 w Chinach

6.2. Osiągnięcia organizacyjne

- Organizowanie (bądź współorganizacja) seminariów pod auspicjami IEEE Signal Processing Society. Organizowane seminaria przyczyniły się do zdobycia prestiżowej nagrody ”Chapter of the year” przyznanej dla Poland Chapter of IEEE Signal Processing Society (SP01, IEEE Polish Section, Region 8) przez IEEE Signal Processing Society. Wybrane seminaria organizowane pod patronatem IEEE SPS:
 - 2017 - Sankar Basu, National Science Foundation, USA, ”Circuit theoretic (Kirchhoff) paradigm for modeling PDEs of physics”,
 - 2017 - John S. Baras, Lockheed Martin Chair in Systems Engineering, USA, ”Networked Cyber-Physical Systems”,
 - 2018 - John S. Baras, Lockheed Martin Chair in Systems Engineering, USA, ”LVQ and SOM with Bregman divergence similarity measures”,
 - 2019 - Janusz L. Konrad, Boston University, USA, Distinguish Lecturer IEEE Signal Processing Society, ”Towards Autonomous Video Surveillance”,
 - 2019 - Bogdan J. Matuszewski University of Central Lancashire, UK, ”Visual Information Processing”,
 - 2019 - Karl H. Johansson z KTH Royal Institute of Technology, Szwecja, ”Automated heavy-duty vehicle platooning and its influence on traffic”,

- 2019 - Sankar Basu, National Science Foundation, USA, "Passive multidimensional network synthesis",
- 2019 - John S Baras, Institute for Systems Research University of Maryland College Park, USA, "Learning Intrinsically Composable Laws of Complex Autonomous Collectives",
- Współorganizacja konferencji naukowych - w tym udział w PC (*ang. Program Committee*), oraz recenzowanie artykułów:
 - 2008 - współpraca przy organizacji sesji specjalnej na międzynarodowej konferencji ICMLC Kunming, China 2008
 - 2009 - recenzja artykułu "A Complete RM-ODP Case Study To Integrate Geospatial Services and Ecological Niche Modelling Systems" dla Information Science Elsevier
 - 2010 - recenzja dwóch artykułów: "Fuzzy cooperative genetic algorithm (FCoGA): optimization fuzzy model by incorporating cooperative coevolutionary method" oraz "Improvised Solution for VLSI Detailed Routing using Genetic Algorithm" dla Information Science Elsevier
 - 2012 - recenzja dwóch artykułów "Categorization and Assessment of Approaches of PPDDM Based on Techniques of Privacy Preserving" oraz "Improving Current and Voltage Transformer Accuracy Using Artificial Neural Network" w ramach współpracy przy organizacji konferencji Int. Conf. on Signals and Electronic Systems ICSES 2012
 - 2012 - recenzja artykułu "Robust LCMP Beamformer With Negative Loading" dla czasopisma Progress in Electromagnetics Research **PIER**
 - 2014 - recenzja dwóch artykułów "Opinion Dynamics with Heterogeneous Confidence in Complex Network Environment" oraz "QoS and Preemption-Aware Fault Tolerant Model for Grid Computing Environments" w ramach prac PC konferencji Propagation Phenomenon in Complex Networks PPiCN 2014
 - 2014 - recenzja artykułu "TDOA based passive source localization system using Software Defined Radios" dla **IEEE Transactions on Industrial Electronics**
 - 2015 - recenzja artykułu "Angle-of-Arrival Estimation in Multipath Environment Using Sliding Antenna Arrays" dla czasopisma Progress in Electromagnetics Research **PIER**, IF 2.307
 - 2015 - recenzja artykułu "Trajectory Tracking of AR.Drone Quadrotor Using Fuzzy Logic Controller" dla czasopisma Telekomnika Telecommunication Computing Electronics and Control
 - 2016 - recenzja artykułu "Pattern Synthesis using Taylor-MUSIC Algorithm for Low Sidelobe Levels" dla czasopisma Progress in Electromagnetics Research **PIER**, IF 2.307
 - 2017 - recenzja artykułu "Unified forms of the CDR method of approximate reasoning on Antanassov's intuitionistic fuzzy sets and its property analysis" dla czasopisma Computational Intelligence wydawanego przez Willey
 - 2017 - recenzja artykułu "Adaptable Hybrid Filter Bank Analog-to-Digital Converters for Simplifying Wideband Receivers" dla czasopisma **IEEE Communications Letters**, IF 4.607
 - 2017 - recenzja artykułu "Identity detection using voice as a biometric" dla czasopisma Journal of Intelligent Fuzzy Systems wydawanego przez IO Press, IF 2.079

- 2017 - recenzja artykułu "Ranging RFID Tags with Ultrasound" dla czasopisma **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IF 9.908
- 2017 - recenzja artykułu "High-Accuracy Signal Subspace Separation Algorithm Based on Gaussian Kernel Soft Partition" dla czasopisma **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IF 9.908
- 2017 - współpraca przy organizacji sesji specjalnej „Orthogonal Signal Processing and Stochastic Realization” na IEEE Int. Signal Processing Symposium **SPSympo** 2017, z udziałem prof. Sankara Basu, prof. Johna Barasa i prof. Michela Verhaegena (Delft University of Technology), jako keynote-speakers
- 2018 - recenzja artykułu "Low-level audio descriptors analysis dedicated to music mixes realized employing different Digital Audio Workstations – case study” w ramach współpracy przy organizacji konferencji Signal Processing Algorithms, Architectures, Arrangements and Applications SPA 2018
- 2018 - recenzja artykułu "Array Sensor Design for Indoor and Outdoor AOA Localization over Two Spectrum Bands” dla czasopisma **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IF 9.908
- 2019 - współpraca przy organizacji sesji specjalnej „Nonlinear Estimation and Modeling” na IEEE Int. Signal Processing Symposium **SPSympo** 2019, z udziałem prof. Patricka Dewilde, prof. Sankara Basu i prof. Johna Barasa, jako keynote-speakers
- 2019 - recenzja artykułu "An Environmental-Aware Positioning Approach with TDoA Based on Deep Regression Model for Underwater Networks” dla czasopisma **IEEE Signal Processing Letters**, IF 4.666
- 2019 - recenzja artykułu "Full-Duplex Decode and Forward Relay-Aided Device-to-Device Communication” w ramach współpracy przy organizacji konferencji Signal Processing Algorithms, Architectures, Arrangements and Applications SPA 2019
- 2020 - recenzja artykułu "NANO-studio, the design environment of filter banks implemented in standard CMOS technology” dla czasopisma **IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems**, IF 2.807
- 2020 - recenzja artykułu "Adaptive active noise cancelling system for headphones on Raspberry Pi platform” w ramach prac PC konferencji Signal Processing Symposium **SPSympo** 2020
- 2021 - recenzja artykułu "Vehicle Engine Speed Measurement By Acoustic Signal Processing” dla czasopisma **Archives of Acoustics**, IF 0.939
- 2021 - recenzja 6 artykułów w ramach prac TPC konferencji Signal Processing Symposium **SPSympo** 2021
- Współorganizowanie wystawy i prezentacji w ramach DAS – Dni Aktywności Studenckiej, promujących badania naukowe i prace inżynierskie związane z wielowirnikowymi obiektami latającymi. Wystawy te były organizowane wspólnie z kołem naukowym KN JEDI.

6.3. Osiągnięcia popularyzujące naukę

- Aktywny udział w pracach IEEE Signal Processing Society (SPS), Polish Chapter. **Od roku 2017 pełnię rolę sekretarza Polskiej Sekcji IEEE**

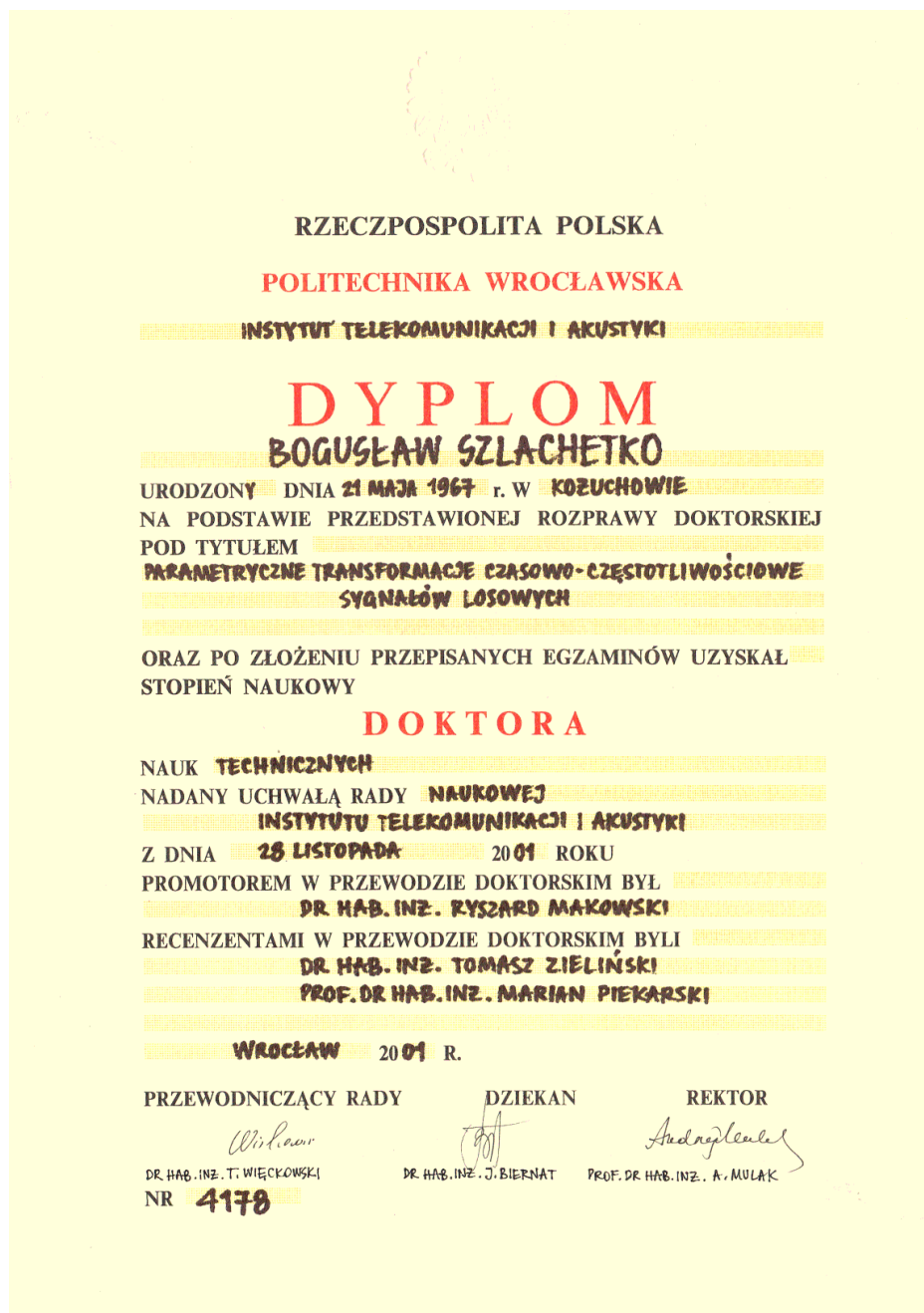
- SPS i aktywnie włączam się w prace popularyzujące dziedzinę cyfrowego przetwarzania sygnałów. Dzięki wspólnemu wysiłkowi zarządu i członków Polskiej Sekcji SPS uzyskaliśmy tytuł "Chapter of The Year".
- Przygotowanie do startu i prowadzenie studentów w międzynarodowym konkursie HARTES organizowanym przez firmę Atmel
 - Kilukrotny udział w popularnonaukowych programach telewizyjnych przybliżających tematykę związaną z dronami. Ostatni z takich programów to „Stacja innowacja – odc.13” telewizja Polonia

A handwritten signature in blue ink, reading "S. Szlachetko". The signature is written in a cursive style and is positioned above a dotted line.

(Applicant's signature)

7. Kopie dokumentów potwierdzających tytuły i osiągnięcia

7.1. Dokumenty potwierdzające stopnie i tytuły



Rysunek 22. Dyplom uzyskania stopnia Doktora Nauk Technicznych

POLITECHNIKA WROCLAWSKA
Wydział Elektroniki

DYPLOM

Pan Bogusław Szlachetko
urodzony dnia 21 maja 1967 r.
w Koźuchowie
odbył studia wyższe magisterskie
na kierunku: Informatyka
w zakresie specjalności:
Systemy Mikroprocesorowe
i Mikrokomputerowe
z wynikiem bardzo dobrym
i po spełnieniu wymogów określonych
obowiązującymi przepisami uzyskał
w dniu 8 lipca 1992 r. tytuł
magister inżynier

REKTOR
Wrocław, dnia 12 września 1992 r.

DZIEKAN



podpis
Szlachetko Bogusław

Nr 5653/Et
(numer dyplomu)

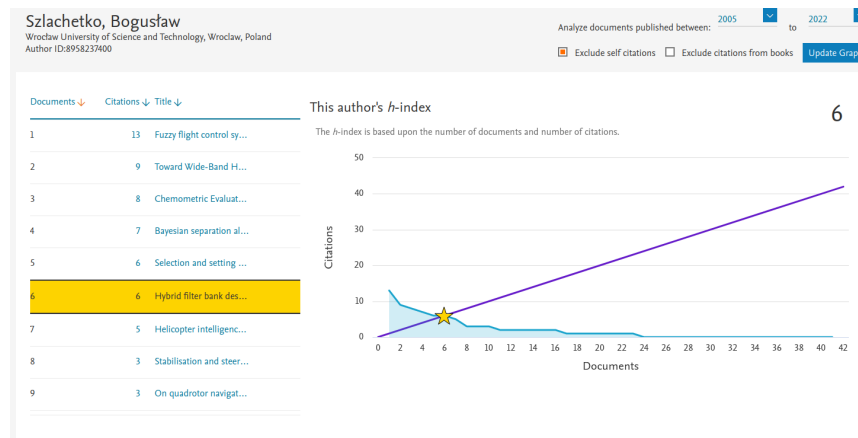


Rysunek 23. Dyplom uzyskania tytułu Magistra Inżyniera

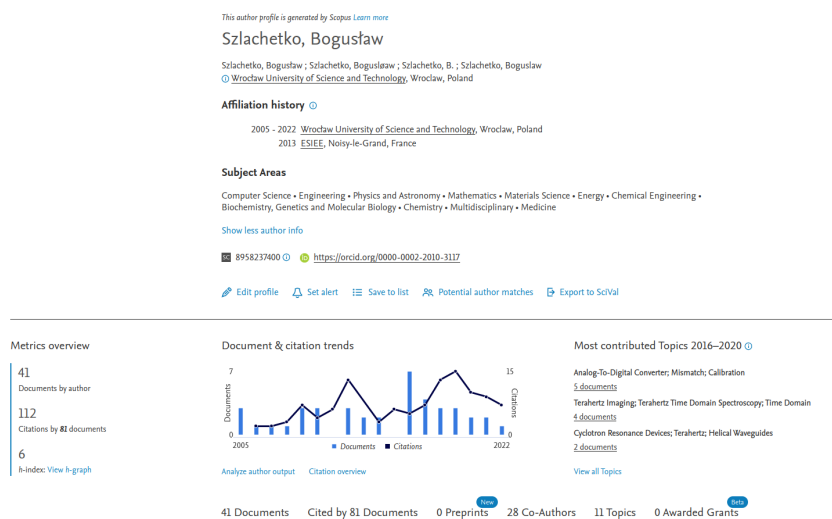


Rysunek 24. Potwierdzenie przyznania stopnia IEEE Senior Member.

7.2. Dokumenty potwierdzające wykazywanie się istotną aktywnością naukową



Rysunek 25. Indeks Hirsh'a - wykres na podstawie bazy Scopus na dzień 02/06/2022.



Rysunek 26. Profil autora - na podstawie bazy Scopus na dzień 02/06/2022.

The image shows a screenshot of a researcher's profile on the Web of Science platform. The profile is for Boguslaw Szlachetko, an Assistant professor at the Faculty of Electronic, Photonics and Microsystems, Wrocław University of Science and Technology. His Web of Science ResearcherID is AEB-8835-2022. The profile displays the following statistics: 60 Publications, 63 Total Times Cited, an H-Index of 6, and 20 Verified Reviews. A sidebar on the left offers navigation options: Summary, Metrics, Publications, and Peer review. The main content area is titled 'Verified reviews' and lists 11 individual reviews from various journals and conferences, including Signal Processing Symposium, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Progress in Electromagnetics Research, Sensors, Archives of Acoustics, Computational Intelligence, IEEE Communications Letters, IEEE Signal Processing Letters, IEEE Transactions on Computer-Aided Design and Integrated Circuits, and MIKON - International Microwave and Radar Conference. A note at the bottom indicates that 4 more reviews are awaiting verification.

PUBLICATIONS	TOTAL TIMES CITED	H-INDEX	VERIFIED REVIEWS
60	63	6	20

Verified reviews

- (6) Signal Processing Symposium
- (2) Progress in Electromagnetics Resea... WOS
- (1) Archives of Acoustics WOS
- (1) IEEE Communications Letters WOS
- (1) IEEE Transactions on Computer-Aid... WOS
- (1) MIKON - International Microwave and Rada...
- (3) IEEE Transactions on Industrial Elec... WOS
- (2) Sensors WOS
- (1) Computational Intelligence WOS
- (1) IEEE Signal Processing Letters WOS
- (1) Journal of Intelligent & Fuzzy Syste... WOS

Showing 11
Plus 4 more reviews awaiting verification.

Rysunek 27. Zestawienie wykonanych recenzji - na podstawie bazy Publons <https://publons.com/researcher/3300508/boguslaw-szlachetko/peer-review/>



DP/HFO/CD/SA
2012-126

Monsieur Boguslaw SZLACHETKO

1 boulevard de Romainvilliers
Chambre B0109
77700 BAILLY-ROMAINVILLIERS

Noisy-le-Grand, le 30 août 2012

Monsieur,

J'ai le plaisir de vous confirmer que la Chambre de Commerce et d'Industrie de Paris vous engage dans le cadre d'un contrat à durée déterminée à temps plein régi par la Loi française, à l'emploi d'Ingénieur de Laboratoire d'Enseignement et de Recherche, niveau 6, échelon B, au sein d'ESIEE Paris, dans le cadre de l'article 49.1.7 du Statut du personnel des Compagnies Consulaires au titre d'une « Mission ponctuelle avec subvention ». Vous participez à la réalisation du contrat « Par4CR » dont le responsable scientifique est Monsieur Olivier VENARD, Enseignant-Chercheur. Ce contrat est financé par le REA (Research Executive Agency) - Grant Agreement n°230688.

Cet engagement est conclu pour la période du 1^{er} septembre 2012 au 30 septembre 2013. Il comporte une période d'essai expirant le 7 décembre 2012 et il est conclu sous réserve du résultat favorable de l'examen médical auquel vous devez vous soumettre dans le délai maximum d'un mois à compter du jour où vous a été adressé le présent contrat.

Votre rémunération mensuelle brute indiciaire est de 3 300,10 € (valeur actuelle du point), ventilée comme suite :

- Salaire de base : 2 700 € bruts
- Prime de mobilité : 550 € bruts
- Prime de transport : 50 € bruts

Pour un service à temps plein, somme dont seront déduites vos cotisations au Régime Spécial d'Assurance Maladie de la Chambre de Commerce et d'Industrie de Paris et à l'AGIRC-ARRCO. Elle sera complétée d'un double mois calculé au prorata de votre temps de présence et payé en fin d'année ou au terme de votre contrat.

Cette rémunération correspond à :

- l'indice de qualification de l'emploi : 450
- l'indice de résultat : 57,17 %

Vous bénéficiez du régime de congés payés annuels et des modalités d'aménagement du temps de travail relevant du personnel administratif des établissements d'enseignement et du régime du « forfait jours », compte tenu de votre emploi.

CITÉ DESCARTES
2, BOULEVARD BLAISE PASCAL - BP 99
93162 NOISY LE GRAND CEDEX
TÉL. : 33 (0) 1 45 92 65 00
FAX : 33 (0) 1 45 92 66 99
infos@esiee.fr • www.esiee.fr

des écoles de la  Chambre de commerce
et d'industrie de Paris

- 2 -

Vous voudrez bien retourner au Service Ressources Humaines d'ESIEE Paris un exemplaire de la présente, daté et revêtu de votre signature précédée de la mention "lu et approuvé".

Veuillez agréer, Monsieur, l'expression de mes salutations distinguées.

Dominique PERRIN
Directeur Général

lu et approuvé
05/09/2012
Szlachetko



Politechnika Wroclawska

Katedra Akustyki, Multimediów i Przetwarzania Sygnałów

K76W12ND02/.....¹⁵⁸...../2022

Potwierdzam, że

Dr inż. Bogusław Szlachetko

w okresie 14.04.2016 do 30.06.2018 pełnił rolę kierownika zlecenia

*Inteligentny Modułowy Neuronowy System Modelowania i Monitoringu
Infrastrukturalnych Układów Przestrzennych*

realizowanego na Politechnice Wroclawskiej, Wydział Elektroniki, Katedra Systemów Przetwarzania Sygnałów, w ramach podwykonawstwa dla firmy NEUROSOFT Spółka z Ograniczoną Odpowiedzialnością w ramach projektu „Inteligentny Modułowy Neuronowy System Modelowania i Monitoringu Infrastrukturalnych Układów Przestrzennych – NEUROSPACE”, realizowanego w ramach Programu Operacyjnego Inteligentny Rozwój, Działanie 1.1. Projekty B+R przedsiębiorstw, wartość projektu: 2 944 161,57 zł, dofinansowanie 2 084 609,86 zł

Kwota zlecenia: 595 000,00 zł netto

Umowa nr S/186/16



HR EXCELLENCE IN RESEARCH

Evaluated by
IEP INSTITUTIONAL
EVALUATION
PROGRAMME
www.iep-qas.org

Politechnika Wroclawska
Wybrzeże Wyspiańskiego 27
50-370 Wrocław
Wydział Elektroniki, Fotoniki
i Mikrosystemów
Katedra Akustyki, Multimediów
i Przetwarzania Sygnałów
ul. Janiszewskiego 9
50-372 Wrocław
budynek C-5, pok. 504
pwr.edu.pl
akustyka.pwr.edu.pl
krzysztof.opielinski@pwr.edu.pl
anna.jagodzinika@pwr.edu.pl
T: +48 71 320 25 71
+48 71 320 30 28
REGON: 000001614
NIP: 896-000-58-51
Numer konta:
37 1090 2402 0000 0006 1000 0434

Z poważaniem
Katedra Akustyki, Multimediów
i Przetwarzania Sygnałów
prof. dr hab. inż. Krzysztof J. Opiełiński
(2)

Rysunek 29. Potwierdzenia roli w kierownika w grantie badawczo-rozwojowym prowadzonym na PWr wspólnie z firmą Neurosoft sp z o.o.



Wrocław, Polska, dn. 04/09/2014 r.
miejsowość

**OKREŚLENIE RAM WSPÓŁPRACY MIĘDZY PARTNERAMI
W ZAKRESIE REALIZACJI PROJEKTU BADAWCZEGO**

nawiązanej między

Politechnika Wroclawska, Wydział Elektroniki,
ul. Wyb. Wyspiańskiego 23, 50-370 Wrocław, Polska
<http://www.pwr.edu.pl/>
nazwa instytucji polskiej

a

Aeronautics Institute of Technology, Department of Mechatronics,
Praca Marechal Eduardo Gomes, 50 Vila das Acacias,
12228-900 Sao Jose dos Campos/SP - Brasil
<http://www.ita.br/>
nazwa instytucji zagranicznej

1. Określenie partnerów z każdej ze stron (*imię i nazwisko, stopień/tytuł naukowy, nazwa jednostki lub instytucji, państwo, telefon, e-mail*) wymieni również współpracowników partnerów w poszczególnych grupach (*imię i nazwisko, stopień/tytuł naukowy, charakter udziału w projekcie*).

Kierownik projektu: Bogusław Szlachetko, dr inż.,
Politechnika Wroclawska, Wydział Elektroniki, Polska,
tel. +48 501 299 946, e-mail: boguslaw.szlachetko@pwr.edu.pl

Kierownik zespołu zagranicznego: prof. Luiz Carlos Sandoval Goes,
Aeronautics Institute of Technology, Department of Mechatronics, Brazylia
tel.: +55 12 3947 5868, e-mail: goes@ita.br

Wykonawcy:
Michał Lower, dr inż.,
Politechnika Wroclawska, Wydział Elektroniki, Polska,
tel. +48 503 648 272, e-mail: michal.lower@pwr.edu.pl

Agnieszka Rudek, dr inż.,
Politechnika Wroclawska, Wydział Elektroniki, Polska,
tel. +48 693 090 138, e-mail: agnieszka.rudek@pwr.edu.pl

Wojciech Tarnawski, mgr inż.,
Politechnika Wroclawska, Wydział Elektroniki, Polska,
tel. +48 508 208463, e-mail: w.tarnawski@pwr.edu.pl

Rysunek 30. Kopia umowy - str 1/3 - o współpracy z Aeronautical Institute of Technology z Brazylii.



prof. Osamu Saotome, PhD,
Aeronautics Institute of Technology, Department of Mechatronics, Brazylia
tel. +55 12 3947 5818, e'mail: osaotome@ita.br

prof. Davi Antonio dos Santos, PhD,
Aeronautics Institute of Technology, Department of Mechatronics, Brazylia
tel. +55 12 3947 5867, e'mail: davists@ita.br

2. Cele nawiązywanej/kontynuowanej współpracy międzynarodowej.
 - Wymiana doświadczeń i transfer wiedzy pomiędzy uczestnikami projektu.
 - Pogłębienie współpracy między Politechniką Wrocławską a Instytutem Lotnictwa w Brazylii, i przygotowanie kolejnych wspólnych projektów.
 - Rozwój algorytmów wstępnej filtracji i inteligentnej fuzji danych.
 - Rozwój inteligentnych metod identyfikacji i modelowania układów nieliniowych.
 - Rozwój dziedziny robotyki lotniczej w zakresie modelowania, nawigacji i kontroli wielowimikowców.
3. Podział zadań między partnerów projektu (*harmonogram*), charakter wsparcia i zaangażowania instytucji partnerskich oraz informacje dotyczące udostępnianej infrastruktury.

Zad 1 - Modelowanie i identyfikacja nieliniowych obiektów latających

1.1 - Opracowanie i specyfikacja istotnych parametrów modelu matematycznego nieliniowych obiektów latających

Politechnika Wroclawska and Aeronautics Institute of Technology, konsultacje i wspomaganie badań

1.2 - Opracowanie metod modelowania i identyfikacji obiektu podczas lotu
Politechnika Wroclawska, badania

Zad 2 - Estymacja położenia i pochyłeń obiektów latających

2.1 - Opracowanie metod wstępnej filtracji sygnałów z czujników

Politechnika Wroclawska, badania i wymiana wiedzy

2.2 - Opracowanie algorytmów fuzji danych

Politechnika Wroclawska, badania i wymiana wiedzy

Zad 3 - Precyzyjne sterowanie położeniem i pochyleniami obiektów latających

3.1 - Opracowanie dynamicznego modelu ruchu

Aeronautics Institute of Technology, badania i wymiana wiedzy

3.2 - Opracowanie metod sterowania pochyleniami i położeniem obiektu w przestrzeni

Politechnika Wroclawska, badania i wymiana wiedzy

3.3 - Opracowanie algorytmów wyznaczania położenia z użyciem zewnętrznego

systemu referencyjnego do pomiarów położenia i pochyłeń

Aeronautics Institute of Technology, badania i wymiana wiedzy

Zad 4 - Badania eksperymentalne

Politechnika Wroclawska, badania eksperymentalne, przygotowanie obiektów do badań eksperymentalnych

Rysunek 31. Kopia umowy - str 2/3 - o współpracy z Aeronautical Institute of Technology z Brazylii.



Aeronautics Institute of Technology, badania eksperymentalne, przygotowanie infrastruktury laboratoryjnej do eksperymentów
Aeronautic Institute of Technology udostępni specjalizowane laboratoria własne wyposażone w urządzenia do pomiaru położenia i pochyleń obiektów w przestrzeni celem przeprowadzenia eksperymentów z obiektami latającymi oraz umożliwi badania aerodynamicznych własności opracowanych algorytmów sterowania i kontroli lotu.

4. Aeronautic Institute of Technology sfinansuje przypisane zadania ze środków własnych lub ze środków pochodzących z grantu badawczego finansowanego przez instytucje Brazylijskie przeznaczonego na współpracę z Politechniką Wrocławską.

Kierownik projektu

Bogusław Szlachetko

podpis

Partner zagraniczny

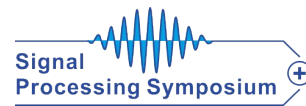
prof. Luiz Carlos Sandoval Góes

Prof. Luiz Carlos S. Góes
Engenharia Mecânica
Instituto Tecnológico de Aeronáutica

Rysunek 32. Kopia umowy - str 3/3 - o współpracy z Aeronautical Institute of Technology z Brazylii.



Rysunek 33. Nagroda "The Best Paper" dla wspólnej publikacji.



The Signal Processing
Symposium
SPSympo 2021
21-23 Sep. 2021, Łódź, Poland
<https://spsympo.p.lodz.pl/>

Certificate of appreciation

This certificate is proudly presented to:

Bogusław Szlachetko

from

Wrocław University of Science and Technology

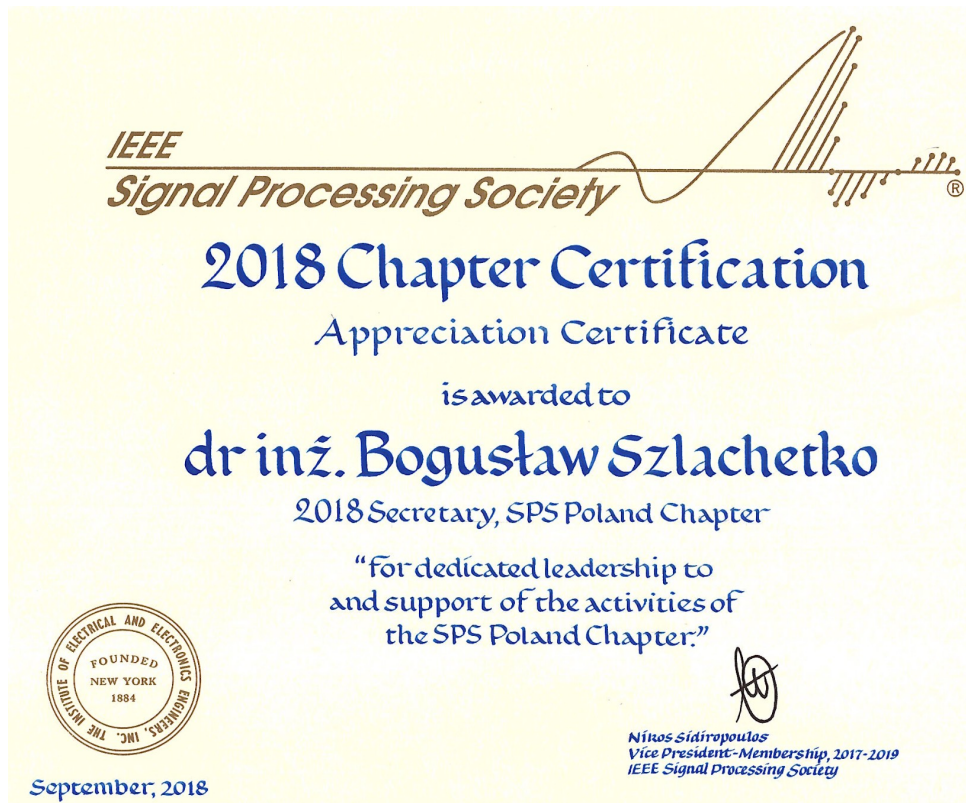
for outstanding contribution in SPSympo 2021
as a member of Technical Program Committee

Date: 23 September 2021


SPSympo 2021 Chair

Rysunek 34. Podziękowania za pracę w Komitecie organizacyjnym konferencji SPSympo 2021.

7.3. Dokumenty potwierdzające osiągnięcia dydaktyczne i popularyzujące naukę



Rysunek 35. Certyfikat nagrody "Chapter of the Year" dla Polskiej Sekcji IEEE SPS, której jestem sekretarzem



PODZIĘKOWANIE

dla

**IEEE Poland Section Chapter SP-001
of
Signal Processing Society**

*za wsparcie ogólnopolskiego wydarzenia
„3rd IEEE Students & Young Professionals Meeting”,
które odbyło się w Państwowej Wyższej Szkole Zawodowej
w Elblągu, w dniach 25 – 27 października 2018.*

dr Katarzyna Wasielewska
IEEE Elblag Student Branch Counselor

mgr inż. Piotr Graca
IEEE Young Professionals AG Subcommittee Chair
IEEE Poland Section



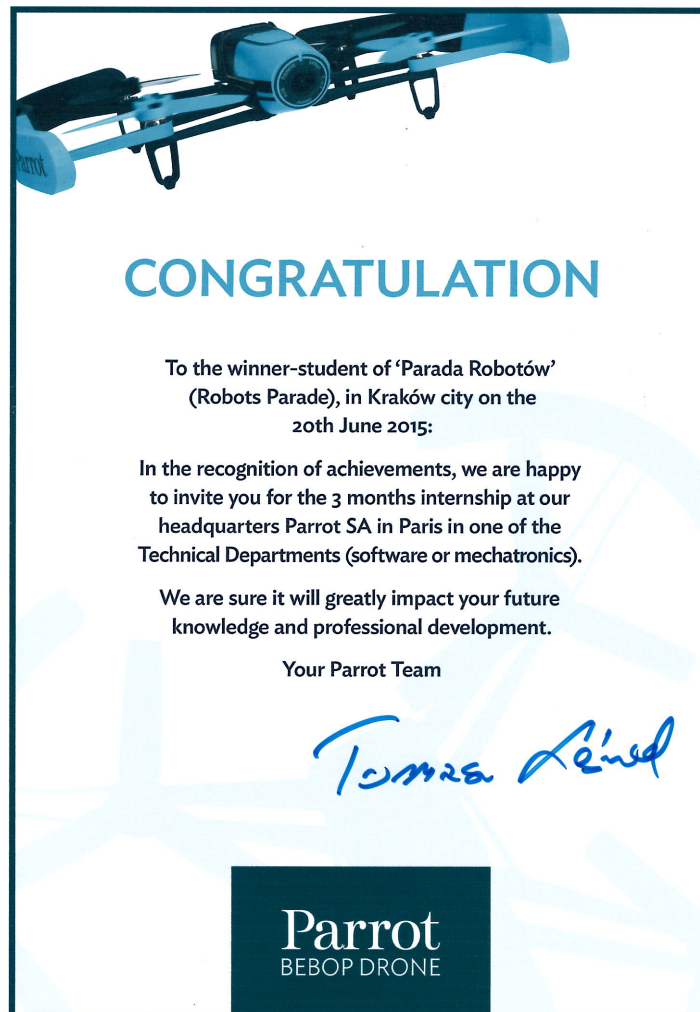
Rysunek 36. Podziękowanie za wsparcie Young Professionals IEEE



Rysunek 37. Podziękowania prezesa Koła Naukowego KN JEDI za opiekę nad kołem.



Rysunek 38. Nagroda główna dla koła naukowego KN JEDI uzyskana podczas Droniady 2014



Rysunek 39. Nagroda firmy Parrot dla KN JEDI uzyskana podczas Droniady 2015



Politechnika Wrocławska

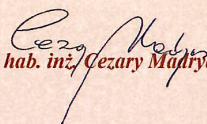
NAGRODA REKTORA

dla Pana

dr. inż. Bogusława Szlachetko

**W UZNANIU WYRÓZNIAJĄCEGO WKŁADU
W DZIAŁALNOŚĆ UCZELNI**

WROCŁAW
2020


Prof. dr hab. inż. Cezary Mądryas

Rysunek 40. Nagroda Rektora PWr.



**Kreatywnych
Wrocławia** 2017

nauka

**BOGUSŁAW SZLACHETKO
I MICHAŁ LOWER**

Gratuluję

Rafał Dutkiewicz

Prezydent Wrocławia

 www.wroclaw.pl

Rysunek 41. Dyplom uznania w ramach rankingu 30 kreatywnych Wrocławia.

Dyplom

za zajęcie 12 miejsca
w rankingu

50 najbardziej kreatywnych w biznesie!



dr inż. Bogusław Szlachetko
Sky Tronic

BRIEF

www.kreatywni.brief.pl



Rysunek 42. 12 miejsce w rankingu najbardziej kreatywnych w biznesie.

Politechnika Wroclawska

Katedra Systemów Przetwarzania Sygnałów W4/K6
 oraz
Signal Processing Chapter Polskiej Sekcji IEEE
 zapraszają na wykład, który wygłosi

Prof. John S. Baras

Tytuł wykładu:

Networked Cyber-Physical Systems

25-10-2017, godzina 9:30-11:00
Miejsce sala 38/39 budynek C4

Abstract:
We describe recent results on foundational aspects of modeling, architecture and performance of networked cyber-physical systems. These include: multi-layer multigraph models, constrained coalitional games, analysis of trust and mistrust in collaboration, dynamics of signed graphs, distributed consensus with adversaries, new concepts of value of information and event-driven inference and decision making, non-commutative probability models. We conclude with directions for future research.

Prelegent
prof. John S. Baras,
 Lockheed Martin Chair
 in Systems Engineering

diploma in Electrical and Mechanical Engineering from the National Technical University of Athens, Greece, 1978, MS, Ph.D. in Applied Mathematics from Harvard University 1981, 1985. Since 1985, faculty member in the Electrical and Computer Engineering Department, and in the Applied Mathematics, Statistics and Scientific Computation Program, at the University of Maryland College Park. Since 2009, faculty member in the Physics Department of Pennsylvania State University. Since 2014, faculty member in the Mechanical Engineering Department, Ford-Diagrama of the Institute for Systems Research (ISR), 1989 to 1991. Since 1991, founding Director of the Maryland Center for Hybrid Networks (MHN). Since 2013, Guest Professor at the Royal Institute of Technology (KTH), Sweden. IEEE Life Fellow, SAMM Fellow, AASU Fellow, ISI Fellow, and a Foreign Member of the Royal Swedish Academy of Engineering Sciences (IVA). Received the 1989 Guggenheim Award from the IEEE Control Systems Society, the 2006 Leonard Abraham Prize from the IEEE Communications Society, the 2012 Topolander Guest Professorship from the Swedish Research Council, and a three-year (2016-2017) Senior Visiting Professorship from the Institute for Advanced Study of the Technical University of Munich, Germany. He was inducted in the A. J. Clark School of Engineering inductational hall of fame (2015) of the University of Maryland and he was selected to receive the 2017 IEEE Signal Processing Society, and the 2017 IEEE Richard S. Blumstein Control Heritage Award.

Professor Baras' research interests include systems and control, optimization, communication networks, signal processing and understanding, robotics, computing systems and networks, network security and trust, systems biology, healthcare management systems, model-based systems engineering.

Web page: <http://jeb-baras.pamphlets.org/>



Rysunek 43. Plakat seminarium współorganizowanego przez IEEE SPS Sekcja Polska, której jestem sekretarzem.





IEEE IEEE Signal Processing Society

Signal Processing Chapter Polskiej Sekcji IEEE oraz
Katedra Systemów Przetwarzania Sygnałów W4/K6
zapraszają na wykład, który wygłosi

Prof. Janusz L. Konrad

Tytuł wykładu:
Towards Autonomous Video Surveillance

21-05-2019, godzina 11:15-13:00
budynek C-16, sala D 2.3

It is estimated that in 2014 there were over 100 million surveillance cameras in the world. Fueled by security concerns, this number continues to steadily grow. As monitoring of video feeds by human operators is not scalable, automatic surveillance tools are needed. In this talk, I will cover a complete video surveillance processing chain, developed over years at Boston University, from low-level video analysis to summarization of dynamic events. I will focus on three fundamental questions posed in video surveillance: "How to detect anomalous events in a visual scene? How to classify those events? How to represent them succinctly?" First, I will present "behavior subtraction", an extension of "background subtraction" to scenes with dynamic backgrounds (e.g., water surface that is notoriously difficult to handle), which can detect complex anomalies in surveillance video. Then, in order to classify activities within the detected anomalies, I will discuss activity recognition on covariance manifolds. Finally, I will describe "video condensation", a computational method to succinctly summarize activities of interest for efficient evaluation by human operators.

WWW.BU.EDU/ENG/PROFILE/JANUSZ-KONRAD/

Prelegent prof. Janusz L. Konrad, Distinguished Lecturer IEEE Signal Processing Society

Janusz Konrad received Master's degree from Technical University of Szczecin, Poland in 1980 and PhD degree from McGill University, Montréal, Canada in 1984. He joined INRS-Télécommunications, Montréal as a post-doctoral fellow and, since 1992, as a faculty member. Since 2000, he has been on faculty at Boston University. He is an IEEE Fellow and a recipient of several IEEE and EURASIP Best Paper awards. He has been actively engaged in the IEEE Signal Processing Society as a member of various boards and technical committees, as well as an organizer of conferences. He has also been on editorial boards of various EURASIP journals. His research interests include video processing and computer vision, stereoscopic and 3-D imaging and displays, visual sensor networks, human-computer interfaces, and cybersecurity.

Rysunek 45. Plakat seminarium współorganizowanego przez IEEE SPS Sekcja Polska, której jestem sekretarzem.

110010010
001000101010
00010111010

MOV AX,0F79
MOV DS,AX
MOV AH,09

1 1 11 B 3D 1E
2 2 12 C 4D 28
3 3 13 D 5D 32
4 4 14 E 6D 3C
5 5 15 F 7D 46
6 6 16 10 8D 50
7 7 17 11 9D 5A
8 8 18 12 10D 64
9 9 19 13 1DD 6E
10 A 20 14 100D 7E

Wrocław University of Science and Technology

eka

Prelegent
prof. Bogdan J. Matuszewski,
Head of Computer Vision
and Machine Learning
Research Group,
University of Central
Lancashire, UK

Signal Processing Chapter Polskiej Sekcji IEEE oraz
Katedra Systemów Przetwarzania Sygnałów W4/K6
zapraszają na wykład, który wygłosi

Prof. Bogdan J. Matuszewski
Tytuł wykładu:
Visual Information Processing
17-12-2019, godzina 13:15
budynek C-5, sala 409

As humans we perform remarkably well in utilising our sense of vision in such tasks as navigating in complex environments, categorising objects - even objects we have not seen before, interacting with dynamically evolving surroundings or indeed predicting complex behaviours. We can do all of this, apparently with ease, in an instant. Of course, as humans we take these faculties for granted, but it has proved extremely challenging to reproduce these on machines.

With continued advances in mathematical modelling, ever increasing computational power and the recent unprecedented proliferation of shared information (e.g. with reported hundreds of hours of video uploaded to the YouTube servers every minute) or creation of large databases, most notably in biomedicine, machine learning has had in the recent years a profound impact on visual information processing with many of the difficult vision problems successfully solved using the machine learning approaches.

The talk will introduce the field of computer vision, including a small number of practical implementation examples to succinctly illustrate the key computer vision and machine learning concepts.

Professor Matuszewski has been with the University of Central Lancashire since 1997. He heads the Computer Vision and Machine Learning (CVML) Research Group. He is also the deputy director of the UCLan Research Centre in Engineering. He is a member of the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), the British Machine Vision Association (BMVA) and the Medical Image Computing and Computer Assisted Intervention (MICCAI) Society. He has published over 140 research papers in different areas of computer vision and medical image processing and successfully supervised to completion 15 PhDs. He has active collaborative links with industry, number of hospitals and universities across Europe. He has participated in 21 research projects, leading 11 of them. Professor Matuszewski main research interest is in analysis of visual information working in the areas of medical and industrial computer vision and machine learning. He is particularly interested in use of Bayesian methodology for data modelling, pattern recognition and tracking, statistical shape analysis, deformation modelling for model-based recognition, segmentation and registration and applications of deep learning.

Rysunek 46. Plakat seminarium współorganizowanego przez IEEE SPS Sekcja Polska, której jestem sekretarzem.