

Autoreferat

1 Dane osobowe

Imię i nazwisko Michał Stanisław Meller
Adres miejsca pracy Katedra Systemów Automatyki
 Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki
 Politechnika Gdańska
 ul. Narutowicza 11/12
 80-233 Gdańsk
e-mail michal.meller@eti.pg.gda.pl

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

- Doktor nauk technicznych w zakresie automatyki i robotyki (z wyróżnieniem), Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki, Politechnika Gdańska, 21.12.2010 za rozprawę "Samooptymalizujące adaptacyjne tłumienie zakłóceń wąskopasmowych"
- Magister inżynier automatyki i robotyki (z wyróżnieniem), specjalność: komputerowe systemy sterowania, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki, Politechnika Gdańska, 23.05.2007

3 Informacja o dotychczasowym zatrudnieniu

2011-dziś Adiunkt w Katedrze Systemów Automatyki,
 Politechnika Gdańska, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki

2010-2011 Asystent w Katedrze Systemów Automatyki,
 Politechnika Gdańska, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki

2007-dziś Architekt systemów cyfrowych w PIT-RADWAR S.A. (dawniej Bumar Elektronika
 S.A., Przemysłowy Instytut Telekomunikacji S.A.)
 Badania i rozwój algorytmów przetwarzania sygnałów dla systemów radiolokacyjnych

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

Cykl publikacji powiązanych tematycznie "Poprawa dokładności algorytmów estymacji niestacjonarnych sygnałów wąskopasmowych i systemów o współczynnikach zmieniających się w sposób pseudookresowy", obejmujący 6 artykułów opublikowanych w czasopismach z listy JCR oraz 7 referatów opublikowanych na konferencjach międzynarodowych indeksowanych w bazie Web of Science¹.

Referaty konferencyjne [KM1, KM5-7] prezentują wstępne wyniki prac zamieszczonych w artykułach [JCR1-5]. W szczególności: referat [KM1] odpowiada artykułowi [JCR1]; referat [KM5] odpowiada artykułowi [JCR2]; referat [KM6] odpowiada artykułowi [JCR4]; referat [KM7] odpowiada artykułowi [JCR5].

¹Zastosowana w odniesieniu do prac wnioskodawcy numeracja publikacji jest zgodna z przyjętą w Załączniku 3 do wniosku (np. [JCR1], [KM1]). W przypadku odwołań do literatury pokrewnej zastosowano numerację klasyczną (np. [1], [10]).

Artykuły w czasopismach z listy JCR

- JCR1 M. Niedźwiecki, **M. Meller**. New algorithms for adaptive notch smoothing, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 5, pp. 2024–2037, 2011
Udział własny: 40% IF 2011: 2.628 Punkty MNiSW: 40
- JCR2 **M. Meller**, M. Niedźwiecki, Parallel frequency tracking with built-in performance evaluation, *Digital Signal Processing*, vol. 23, no. 3, pp. 845–851, 2013
Udział własny: 80% IF 2013: 1.495 Punkty MNiSW: 30
- JCR3 M. Niedźwiecki, **M. Meller**, Generalized adaptive comb filters/smoothers and their application to identification of quasi-periodically varying systems and signals, *Automatica*, vol. 49, no. 6, pp. 1601–1613, 2013
Udział własny: 40% IF 2013: 3.132 Punkty MNiSW: 45
- JCR4 **M. Meller**, Self-tuning adaptive frequency tracker, *Digital Signal Processing*, vol.33 pp. 71–82, 2014
Udział własny: 100% IF 2014: 1.256 Punkty MNiSW: 30
- JCR5 **M. Meller**, Frequency guided generalized adaptive notch filtering - tracking analysis and optimization, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 63, no. 22, pp. 6003–6012, 2015
Udział własny: 100% IF 2014: 2.787 Punkty MNiSW: 40
- JCR6 **M. Meller**, A self-optimization mechanism for generalized adaptive notch smoother, *Signal Processing*, vol. 129, pp. 38–47, 2016
Udział własny: 100% IF 2014: 2.209 Punkty MNiSW: 35

Artykuły konferencyjne

- KM1 M. Niedźwiecki, **M. Meller**. On the instantaneous frequency smoothing for signals with quasi-linear frequency changes, *Proc. 2011 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 2011)*, pp. 4288–4291, Praga, Czechy, 2011
Udział własny: 40% Punkty MNiSW: 10
- KM2 M. Niedźwiecki, **M. Meller**. Identification of quasi-periodically varying systems with quasi-linear frequency changes, *Proceedings of the 18th IFAC World Congress*, Milano, Włochy, 2011
Udział własny: 40% Punkty MNiSW: 10
- KM3 M. Niedźwiecki, **M. Meller**, Fundamental frequency smoothing for nonstationary multi-harmonic signals, *Proc. 2012 11th International Conference on Information Science, Signal Processing and their Applications (ISSPA 2012)*, pp. 728–733, Montreal, Kanada, 2012
Udział własny: 40% Punkty MNiSW: 10
- KM4 M. Niedźwiecki, **M. Meller**, Generalized adaptive comb filter with improved accuracy and robustness properties, *Proc. 2012 European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2012)*, pp. 91–97, Bukareszt, Rumunia, 2012
Udział własny: 40% Punkty MNiSW: 10
- KM5 **M. Meller**, M. Niedźwiecki, Built in performance evaluation for an adaptive notch filter, *Proc. 2013 European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2013)*, Marrakesz, Maroko, 2013
Udział własny: 80% Punkty MNiSW: 10
- KM6 **M. Meller**, Automatic optimization of adaptive notch filter's frequency tracking, *Proc. 2014 European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2014)*, Lizbona, Portugalia, 2014
Udział własny: 100% Punkty MNiSW: 10
- KM7 **M. Meller**, Multistage generalized adaptive notch filter with improved accuracy, *Proc. 2015 European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2015)*, Nicea, Francja, 2015
Udział własny: 100% Punkty MNiSW: 10

5 Omówienie celu naukowego prac i osiągniętych wyników

Celem naukowym prac było opracowanie adaptacyjnych filtrów wycinających oraz uogólnionych adaptacyjnych filtrów wycinających, które cechowałyby się lepszą dokładnością estymacji w niektórych zastosowaniach praktycznych niż obecna generacja tych algorytmów.

Realizacja tego celu wiązała się ze zidentyfikowaniem czynników, które mają negatywny wpływ na dokładność estymacji istniejących rozwiązań. Stwierdzono, że czynnikami tymi są: nierealistyczne modele procesu, trudności związane z oceną dokładności estymacji i procesem strojenia wzmacnień adaptacji oraz nieefektywne wykorzystanie dostępnych danych.

Zaproponowano szereg nowych algorytmów, opartych na bardziej realistycznych modelach i wykorzystujących koncepcję estymacji wieloetapowej (w tym nieprzyczynowej). Zaproponowano również mechanizmy automatycznego strojenia tych algorytmów.

Przegląd osiągnięcia rozpoczniemy od wprowadzenia, w którym zostaną sformułowane problemy estymacji niestacjonarnych sygnałów wąskopasmowych oraz systemów o współczynnikach zmieniających się w sposób pseudookresowy. Następnie przejdziemy do szczegółowego omówienia uzyskanych wyników.

5.1 Wprowadzenie

5.1.1 Niestacjonarne sygnały wąskopasmowe i adaptacyjna filtracja wycinająca

W wielu zastosowaniach można spotkać się z zagadnieniem przetwarzania niestacjonarnych sygnałów wąskopasmowych. Sygnały takie wygodnie jest opisywać jako sinusoidy o zmieniających się w czasie amplitudzie i częstotliwości. Przebiegi tego typu wykorzystuje się powszechnie np. w systemach radiowych, ponieważ są łatwe w generacji, a ich podstawowe charakterystyki – pasmo, czas trwania, moc, czy też energia – mogą być łatwo sterowane z dużą dokładnością.

Wśród metod pozwalających na śledzenie niestacjonarnych sygnałów wąskopasmowych (obszerny przegląd tego zagadnienia można znaleźć w klasycznej, dwuczęściowej pracy [1,2]) ważne miejsce zajmują adaptacyjne filtry wycinające (adaptive notch filter, ANF) [3–11]. Są to algorytmy służące do eliminacji (tłumienia) tonów wąskopasmowych zanurzonych w szumie szerokopasmowym. Po niewielkiej modyfikacji można je również wykorzystywać do wydobywania przebiegów wąskopasmowych z szumu – wówczas bywają one określane mianem adaptacyjnych wzmacniaczy linii (adaptive line enhancer, ALE) [12–14].

Wśród zastosowań adaptacyjnych filtrów wycinających można wskazać m.in. usuwanie tonu sieciowego z elektrokardiogramów [15], śledzenie prądów harmonicznym w systemach energetycznych [16–19], detekcję i estymację częstotliwości śpiewu wielorybów [20], detekcję uszkodzeń [21] czy też aktywne tłumienie hałasu [22,23].

W większości przypadków wektor zmiennych stanu adaptacyjnych filtrów wycinających zawiera oszacowanie częstotliwości chwilowej śledzonego sygnału, bądź też pewne wielkości, pozwalające takie oszacowanie wyznaczyć. Fakt ten pozwala traktować filtry wycinające nie tylko jako układy śledzenia *sygnałów* wąskopasmowych, ale również jako układy śledzenia ich *częstotliwości chwilowej*. Przykładami filtrów tego typu są np. algorytmy z prac [3,4,6,8–10].

Zagadnienie estymacji częstotliwości chwilowej można sformułować w następujący sposób: Niech dane będą zaszumione pomiary niestacjonarnej sinusoidy zespolonej

$$y(t) = s(t) + v(t) , \quad (1)$$

gdzie $t = 0, 1, \dots$ oznacza bezwymiarowy czas dyskretny, $v(t)$ jest szerokopasmowym szumem pomiarowym,

$$s(t) = a(t)e^{j\sum_{\tau=0}^t \omega(\tau)} \quad (2)$$

jest niestacjonarną sinusoidą zespoloną o częstotliwości chwilowej $\omega(t)$,

$$a(t) = m(t)e^{j\phi_0} , \quad (3)$$

gdzie $m(t)$ jest (rzeczywistą) wolnozmienną amplitudą chwilową, a ϕ_0 jest fazą początkową sygnału $s(t)$.

Poszukujemy, optymalnego w sensie średniokwadratowym, estymatora częstotliwości chwilowej

$$\lim_{t \rightarrow \infty} E[|\hat{\omega}(t) - \omega(t)|^2] \rightarrow \min , \quad (4)$$



gdzie $E[\cdot]$ oznacza operator średniej, a $\widehat{\omega}(t)$ jest oszacowaniem częstotliwości chwilowej w chwili t .

W punkcie 5.5 będziemy również rozważać zagadnienie optymalnego śledzenia sygnału

$$\lim_{t \rightarrow \infty} E[|\widehat{s}(t) - s(t)|^2] \rightarrow \min, \quad (5)$$

gdzie $\widehat{s}(t)$ jest oszacowaniem wartości sygnału $s(t)$ w chwili t .

Rozwiązanie problemów (4) i (5) wymaga wprowadzenia szeregu założeń, np. odnośnie rozkładu prawdopodobieństwa szumu pomiarowego, czy też charakteru zmian częstotliwości chwilowej. Zagadnienie to odłożymy do punktu 5.2.

5.1.2 Systemy o współczynnikach zmieniających się w sposób pseudookresowy i uogólniona adaptacyjna filtracja wycinająca

Rozważmy problem estymacji współczynników systemu opisanego równaniem

$$y(t) = \phi^T(t)\theta(t) + v(t), \quad (6)$$

gdzie t , jak poprzednio, oznacza czas dyskretny, $y(t)$ jest wyjściem systemu, $\phi(t) = [\phi_1(t) \phi_2(t) \dots \phi_n(t)]^T$ jest wektorem regresji, $\theta(t) = [\theta_1(t) \theta_2(t) \dots \theta_n(t)]^T$ oznacza wektor zmiennych w czasie współczynników systemu, natomiast $v(t)$ – szerokopasmowy szum pomiarowy.

W zależności od stopnia niestacjonarności systemu, zagadnienie estymacji współczynników równania (6) można zgrubnie przyporządkować do jednego z dwóch przypadków, określanych jako przypadki wolnych bądź szybkich zmian współczynników. Zdecydowanie najwięcej uwagi w literaturze dotyczącej estymacji [24, 25] poświęcono pierwszemu z nich. Efektywnymi narzędziami do rozwiązywania tego typu problemów są klasyczne algorytmy, takie jak: algorytm najmniejszych kwadratów (least squares), rekursywny algorytm najmniejszych kwadratów (recursive least squares), czy też algorytm LMS (least mean squares). Jeżeli estymatory te nie zapewniają wystarczającej dokładności estymacji, to uzasadnione staje się stwierdzenie, że ma się do czynienia z przypadkiem szybkich zmian współczynników.

Wśród ogółu problemów należących do tej klasy ważne miejsce należy przypisać zagadnieniu estymacji systemów o współczynnikach zmieniających się w sposób pseudookresowy. Wektor współczynników $\theta(t)$ takich systemów jest opisywany równaniem

$$\theta(t) = \beta(t)e^{j \sum_{\tau=0}^t \omega(\tau)}, \quad (7)$$

gdzie $\beta(t) = [\beta_1(t) \beta_2(t) \dots \beta_n(t)]^T$ jest wektorem (wolno zmiennych w czasie) zespolonych “amplitud”, natomiast $\omega(t)$ – częstotliwością chwilową zmian współczynników. Zwróćmy uwagę, że określenie “pseudookresowe” jest jak najbardziej adekwatne – ponieważ zarówno wektor $\beta(t)$, jak i częstotliwość $\omega(t)$ zmieniają się w czasie, zachowanie wektora $\theta(t)$ może być przybliżane za pomocą zespolonej sinusoidy tylko w krótkim odcinku czasu.

Waga systemów o współczynnikach opisywanych równaniem (7) wynika stąd, że pojawiają się one w zastosowaniach radiowych, takich jak komunikacja [26, 27] czy radiolokacja [28, 29], [JCR12] o ile tylko występuje efekt Dopplera. W pracach dotyczących tego typu problemów $y(t)$ z reguły jest dolnopasmową zespoloną reprezentacją sygnału odebranego (którą można otrzymać stosując demodulator kwadraturowy), $\phi(t)$ zawiera przeszłe próbki sygnału nadanego (a dokładniej – ich zespoloną reprezentację), natomiast $\beta(t)$ i $\omega(t)$ są odpowiednio – “odpowiedzią impulsową” ruchomego obiektu oraz częstotliwością jego przesunięcia dopplerowskiego.

Zwróćmy uwagę, że wzajemny ruch nadajnika, centrów rozpraszania oraz odbiornika sprawiają, że $\beta(t)$ i $\omega(t)$ są wielkościami zmieniającymi się w czasie. Z drugiej strony, zmiany te – w stosunku do częstotliwości próbkowania – są wolne, wobec czego model (6)-(7) dobrze opisuje zachowanie tego typu układów.

Problem estymacji współczynników systemów opisanych równaniami (6)-(7) jest uogólnieniem problemu adaptacyjnej filtracji wycinającej (1)-(2). Aby pokazać, że tego typu relacja ma miejsce, wystarczy rozważyć następujący przypadek:

$$\phi(t) = \phi(t) \equiv 1. \quad (8)$$

Wówczas para równań (6)-(7) upraszcza się do równań (1)-(2). Z tego względu systemową wersję zagadnienia estymacji będziemy nazywać uogólnioną filtracją wycinającą, a algorytmy estymacji tego typu systemów – uogólnionymi filtrami wycinającymi (generalized adaptive notch filter, GANF).

5.1.3 Estymacja nieprzyczynowa

Jak do tej pory zakładaliśmy, że posługujemy się *przyczynowymi* algorytmami estymacji, tzn. takimi, które do wypracowania oszacowań parametrów w chwili t wykorzystują tylko dane z chwil czasu t , $t - 1$, $t - 2$, ... W literaturze dotyczącej estymacji tego typu algorytmy nazywa się filtrami.

Jeżeli jednak do wypracowania oszacowania parametrów w chwili t wykorzystuje się nie tylko dane z przeszłości, ale również z przyszłości, tj. z chwil czasu $t + 1$, $t + 2$, ..., to mówi się o *wyglądaniu* (smoothing).

Sytuacje, w których można zastosować estymatory wyglądzające, występują stosunkowo często. Przykładowo, jeżeli dane nie są pozyskiwane on-line, lecz pobierane z nośnika informacji, na którym zostały wcześniej utrwalone, to implementacja takich estymatorów nie stanowi większego problemu. Niejednokrotnie wyglądzanie można stosować nawet w przypadku pracy w czasie rzeczywistym, o ile tylko dopuszczalne jest pewne dodatkowe opóźnienie, które jest konieczne do akwizycji danych z "przyszłości".

Zagadnienia (1)-(2) oraz (6)-(7) są nieliniowymi problemami estymacji. W takiej sytuacji estymatory nieprzyczynowe mogą pozwolić na bardzo istotną poprawę dokładności. Warto wobec tego poświęcić im więcej uwagi, co też uczynimy w dalszej części opisu, gdzie nieprzyczynowe odpowiedniki filtrów ANF i GANF będziemy nazywać odpowiednio: adaptacyjnymi filtrami wyglądzającymi (adaptive notch smoother, ANS), oraz uogólnionymi adaptacyjnymi filtrami wyglądzającymi (generalized adaptive notch smoother, GANS).

5.1.4 Krytyka istniejących rozwiązań i przegląd osiągnięcia

Przegląd prac dotyczących adaptacyjnej filtracji wycinającej i uogólnionej adaptacyjnej filtracji adaptacyjnej pozwala wskazać następujące słabości istniejących rozwiązań:

- Prawa adaptacji filtrów wycinających zazwyczaj tworzone są przy założeniu, że częstotliwość chwilowa jest stała [7–10]. Założenie to upraszcza wprawdzie znacząco analizę [która najczęściej sprowadza się do oceny szybkości zbieżności w fazie początkowej oraz średniokwadratowego błędu nadmiarowego (mean squared excess error)], ale trudno uznać je za realistyczne. W rzeczywistych zastosowaniach częstotliwość chwilowa ulega bowiem, niejednokrotnie szybkim, zmianom. W związku z tym filtry te mogą w praktyce zapewniać dokładność śledzenia niższą od oczekiwaną.

Do nielicznych wyjątków od tej reguły można zaliczyć filtry z prac Tichavský'ego i Händl-a [6] oraz Niedźwieckiego i współpracowników [30]. W pracach tych założono, że częstotliwość jest opisywana modelem błędzenia przypadkowego,

$$\omega(t+1) = \omega(t) + w(t+1), \quad (9)$$

gdzie $w(t)$ jest szumem białym o rozkładzie gaussowskim, zerowej średniej i wariancji σ_w^2 . Model ten można uznać za stochastyczne rozszerzenie przypadku stałej częstotliwości [dla $w(t) \equiv 0$, $\omega(t) = \omega(0)$, $\forall t$]. W dalszym ciągu ma on jednak pewne ograniczenia – nie nadaje się do opisu szybkich zmian częstotliwości. Wynika to stąd, że

$$E[\omega(t+1)|\omega(t), \omega(t-1), \dots] = \omega(t). \quad (10)$$

Realistyczne trajektorie częstotliwości cechują się tymczasem występowaniem pewnego, zmiennego w czasie, trendu. Model błędzenia przypadkowego (9) nie jest w stanie prawidłowo odwzorować tej cechy. Problem ten częściowo rozwiązano w pracy [3], w której posłużono się modelem błędzenia przypadkowego drugiego rzędu. Estymator zaproponowany w tej pracy nie jest jednak statystycznie efektywny.

- W większości prac nie podejmuje się problemu wyglądzania. Wyjątkiem są prace Niedźwieckiego i współpracowników (np. [31]), w których skonstruowano statystycznie efektywne estymatory częstotliwości chwilowej (ponownie, przy założeniu adekwatności modelu błędzenia przypadkowego). Podana w pracy [31] metoda wyglądzania stała się punktem wyjścia dla filtru wyglądzającego opracowanego w ramach osiągnięcia.
- Podobnie mało uwagi poświęcono systemowemu wariantowi zagadnienia filtracji wycinającej. Ponownie, wyjątkiem są prace Niedźwieckiego i współpracowników [31].

- Estymator z pracy [30], jest statystycznie efektywny, ale jedynie w aspekcie estymacji częstotliwości chwilowej, opisanej modelem błędzenia przypadkowego. Nie zapewnia on efektywnego śledzenia sygnału/współczynników systemu, co może być uznane za pewną jego słabość.
- Prawa adaptacji filtrów wycinających zawierają z reguły tzw. wzmocnienia adaptacji – współczynniki, pozwalające wpływać na szybkość zbieżności filtru i jego dokładność w stanie ustalonym². Strojenie wzmocnień adaptacji stanowi istotny problem praktyczny, ponieważ ich optymalne wartości zależą od wielkości charakteryzujących stopień niestacjonarności procesu/systemu. Wielkości te z reguły nie są znane, a ponadto mogą zmieniać się w czasie.

Mając powyższe na uwadze, w osiągnięciu podjęto się opracowania algorytmów, pozwalających osiągnąć większą dokładność estymacji i pozbawionych wyżej wymienionych wad:

- Opracowano udoskonalone filtry: wycinający i wygładzający, które są statystycznie efektywnymi estymatorami częstotliwości chwilowej opisanej modelem błędzenia przypadkowego drugiego rzędu [JCR1]. Model ten jest stochastycznym rozszerzeniem przypadku liniowych zmian częstotliwości i pozwala na znacznie lepsze odwzorowanie rzeczywistych trajektorii częstotliwości, niż model (9).
- Opracowano uogólnione warianty powyższych algorytmów [KM2]. Podobnie jak ich sygnałowe odpowiedniki, algorytmy te dają możliwość statystycznie efektywnej estymacji częstotliwości chwilowej opisanej modelem błędzenia przypadkowego drugiego rzędu.
- Opracowano grzebieniowe warianty powyższych algorytmów [JCR3, KM3, KM4].
- Opracowano mechanizm pozwalający na ocenę dokładności oszacowań częstotliwości generowanych przez algorytm ANF z pracy [JCR1] on-line, tzn. bez znajomości rzeczywistej trajektorii częstotliwości [JCR2, KM5].
- Opracowano, wykorzystując wyżej opisany mechanizm oceny dokładności estymacji, dwa algorytmy automatycznego doboru wzmocnień adaptacji filtru wycinającego [JCR2, JCR4, KM6].
- Opracowano wieloetapowy adaptacyjny filtr wycinający (oraz jego uogólniony wariant), który pozwala na niemal efektywne śledzenie sygnału lub współczynników systemu [JCR5, KM7].
- Zaproponowano metodę automatycznej oceny dokładności estymat częstotliwości wypracowanych przez filtry wygładzające z pracy [KM2] oraz algorytm automatycznego strojenia wzmocnień adaptacji tych filtrów [JCR6]

5.2 Udoskonalone adaptacyjne filtry wycinające, wygładzające i ich uogólnienia

W pracy [JCR1] zaproponowano szereg udoskonaleń istniejących adaptacyjnych filtrów wycinających i wygładzających [31]. Omówienie zawartości tej pracy rozpoczniemy od przedstawienia zaproponowanego w niej filtru wycinającego.

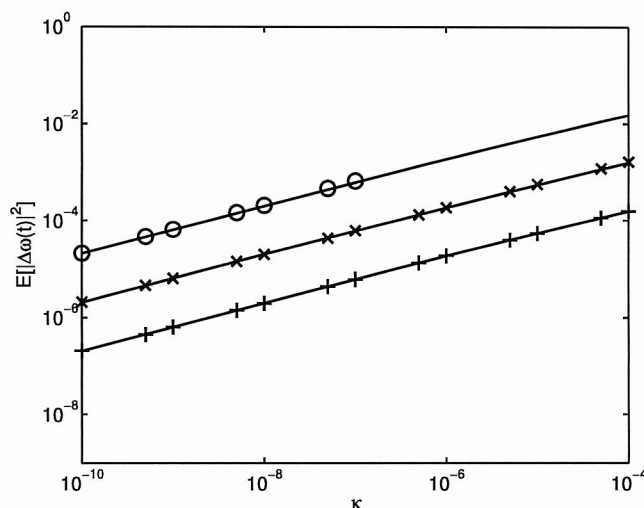
Algorytm ten, w porównaniu do większości istniejących rozwiązań, cechuje się dużo większą dokładnością estymacji. Wynika to stąd, że został zbudowany w oparciu o założenie, że częstotliwość chwilowa jest opisana modelem błędzenia przypadkowego drugiego rzędu

$$\begin{aligned}\omega(t+1) &= \omega(t) + \alpha(t) \\ \alpha(t+1) &= \alpha(t) + w(t),\end{aligned}\tag{11}$$

gdzie $\alpha(t)$ jest chwilową szybkością zmian częstotliwości, a $w(t)$ jest szumem białym o rozkładzie gaussowskim, zerowej średniej i wariancji σ_w^2 . Ponieważ dla $w(t) \equiv 0$ otrzymuje się $\omega(t) = \omega(0) + t\alpha(0)$, można stwierdzić, że model (11) jest stochastycznym rozszerzeniem modelu liniowej zmiany częstotliwości, co czyni go bardziej realistycznym od powszechnie stosowanego modelu błędzenia przypadkowego pierwszego rzędu.

Wysoką dokładność oszacowań częstotliwości osiągnięto wprowadzając do zaproponowanego adaptacyjnego filtru wycinającego dodatkowy mechanizm śledzenia szybkości zmian częstotliwości, co pozwala

²Filtry z prac [30] oraz [31] nie są tu wyjątkiem.



Rysunek 1: Porównanie średniokwadratowych błędów oszacowań częstotliwości generowanych przez udoskonalony filtr wycinający z Bayesowskim ograniczeniem dolnym Craméra-Rao. Wyniki otrzymano dla trzech wartości stosunku sygnału do szumu: SNR=0 dB (○), SNR=10 dB (×), SNR=20 dB (+) i 13 wartości stopy niestacjonarności procesu κ .

na sprawne nadążanie za ich prawdziwymi wartościami. Analizę właściwości filtru przeprowadzono stosując metodę aproksymującego filtru liniowego [6]. Otrzymano w ten sposób wyrażenia pozwalające na szacowanie średniokwadratowych błędów śledzenia częstotliwości i szybkości jej zmian w funkcji wzmocnień adaptacji filtru. Z uwagi na wysoki stopień wielomianów pojawiających się w tych wyrażeniach, optymalizacja nastaw filtru prowadzona była metodami numerycznymi. W rezultacie okazało się, że poprawnie nastrojony algorytm jest statystycznie efektywnym estymatorem częstotliwości i szybkości zmian częstotliwości opisanym modelem (11). Fakt ten wykazano porównując średniokwadratowe błędy estymacji optymalnie nastrojonego filtru z Bayesowską wersją ograniczenia dolnego Craméra-Rao³ (rys. 1).

Kolejnym elementem pracy [JCR1] było rozszerzenie opracowanego filtru wycinającego o mechanizm wygładzania zapożyczony z pracy [31]. Zaproponowane rozwiązanie opiera się o wieloetapowe przetwarzanie sygnału, przy czym w każdym etapie uzyskuje się oszacowania o coraz większej dokładności.

W pierwszej kolejności, korzystając z nowego filtru ANF, wyznacza się przyczynowe oszacowania częstotliwości chwilowej sygnału $\hat{\omega}(t)$. Oszacowania te mają charakter wstępny i podlegają dalszemu przetwarzaniu, które zwiększa ich dokładność. Z tego względu etap ten nazywa się etapem filtracji pilotującej, a zastosowany w nim filtr ANF – filtrem-pilotem.

Następnie oblicza się wygładzone oszacowania częstotliwości chwilowej $\tilde{\omega}(t)$. W tym celu filtruje się oszacowania wstępne za pomocą *nieprzyczynowego* filtru liniowego

$$\tilde{\omega}(t) = P(q^{-1})\hat{\omega}(t), \quad (12)$$

gdzie q^{-1} jest operatorem przesunięcia wstecz, $q^{-1}\hat{\omega}(t) = \hat{\omega}(t-1)$, natomiast

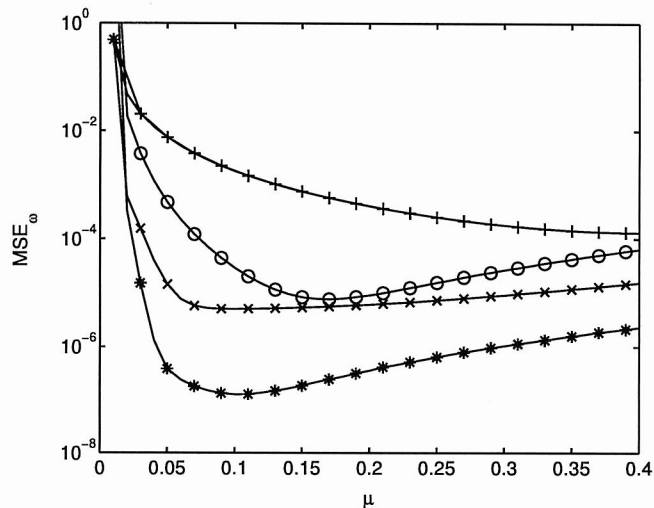
$$P(q^{-1}) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_i q^{-i} \quad (13)$$

jest transmitancją filtru wygładzającego. Transmitancja $P(q^{-1})$ jest zaprojektowana tak, aby wygładzone oszacowania częstotliwości miały możliwie najmniejszy błąd średniokwadratowy

$$E[|\tilde{\omega}(t) - \omega(t)|^2] \rightarrow \min. \quad (14)$$

Rozwiązanie zagadnienia wygładzania ma kilka interesujących właściwości:

³Klasyczne ograniczenie dolne Craméra-Rao nie ma tu zastosowania, ponieważ estymowana wielkość jest opisana modelem stochastycznym [32].

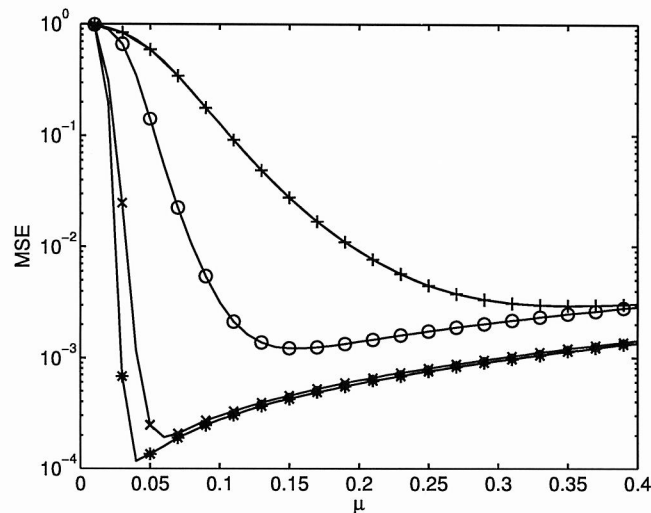


Rysunek 2: Porównanie średniokwadratowych błędów oszacowań częstotliwości otrzymanych dla czterech algorytmów i różnych wartości wzmocnień adaptacji μ : filtru wycinającego z pracy [31] (+), filtru wygładzającego z pracy [31] (x), udoskonalonego filtru wycinającego z pracy [JCR1] (o), udoskonalonego filtru wygładzającego z pracy [JCR1] (*).

- We wcześniejszej pracy [31], etap wygładzania sprowadzał się do wykonania antyprzyczynowej filtracji oszacowań uzyskanych z filtru pilota. W przypadku nowego algorytmu optymalizacja równań filtru wygładzającego pokazała, że taka sytuacja nie ma miejsca. Filtr wygładzający jest kaskadą dwóch filtrów, z których pierwszy jest filtrem przyczynowym, a drugi – antyprzyczynowym. Ponadto transmitancja aproksymującego filtru liniowego oraz transmitancja filtru wygładzającego wciąż charakteryzują się pewną symetrią, wyrażającą się w położeniu ich biegunów i zer względem siebie.
- Współczynniki transmitancji optymalnego filtru wygładzającego są ściśle powiązane z optymalnymi wzmocnieniami adaptacji filtru-pilota.
- Wygładzone oszacowania częstotliwości są statystycznie efektywne, co wykazano porównując ich błąd średniokwadratowy z Bayesowskim ograniczeniem dolnym Craméra-Rao, wyznaczonym dla problemu wygładzania.
- W przeciwieństwie do oszacowań wstępnych uzyskanych z filtru-pilota, wygładzone oszacowania częstotliwości nie wykazują opóźnień estymacji, co zmniejsza ich obciążenie.
- Wygładzone oszacowania są odporne na błędy strojenia – niezależnie od przyjętych nastaw filtru pilota cechują się mniejszym błędem średniokwadratowym niż oszacowania wstępne. Cecha ta jest ważnym przyczynkiem, decydującym o *praktycznej* atrakcyjności zaproponowanego rozwiązania.

Wyniki analityczne i symulacyjne przedstawione w pracy [JCR1] dobrze pokazują korzyści, wynikające z zastosowania udoskonalonego filtru wycinającego oraz mechanizmu wygładzania. Na rys. 2 przedstawiono porównanie średniokwadratowych błędów estymacji częstotliwości otrzymanych dla filtrów wycinających i wygładzających z pracy [31] oraz udoskonalonych filtrów wycinających i wygładzających z pracy [JCR1]. Rozszerzenie filtru wycinającego o mechanizm śledzenia szybkości zmian częstotliwości pozwoliło na osiągnięcie dokładności zbliżonej do wcześniejszego filtru wygładzającego. Z kolei wzbogacenie nowego filtru o mechanizm wygładzania poskutkowało dalszym, blisko 100-krotnym, zmniejszeniem średniokwadratowych błędów estymacji.

W pracy [JCR1] zaproponowano ponadto sposób, w jaki można wyznaczać wygładzone oszacowania amplitudy sygnału. Proces ten również obejmuje dwa etapy: wyznaczenie przyczynowych oszacowań amplitudy oraz ich wygładzenie.



Rysunek 3: Porównanie średniokwadratowych błędów oszacowań amplitudy otrzymanych dla czterech algorytmów i różnych wartości wzmocnień adaptacji μ : filtra wycinającego z pracy [31] (+), filtra wygładzającego z pracy [31] (x), udoskonalonego filtra wycinającego z pracy [JCR1] (o), udoskonalonego filtra wygładzającego z pracy [JCR1] (*).

Do wyznaczenia przyczynowych estymat amplitudy wykorzystuje się specjalnie zmodyfikowany filtr ANF, który pozbawiono części wykonującej estymację częstotliwości. Zamiast tego, filtr ten wystawia się wygładzonymi oszacowaniami częstotliwości.

Wygładzanie amplitudy jest zrealizowane podobnie, jak ma to miejsce w przypadku wygładzania częstotliwości: przyczynowe estymaty filtruje się specjalnie dobranym filtrem antyprzyczynowym, co zapewnia zwiększenie ich dokładności (rys. 3).

Pełnego uogólnienia wyników uzyskanych w pracy [JCR1] na przypadek systemowy (6)-(7) dokonano w pracy [KM2]. Przeprowadzona analiza pokazała, że równania aproksymującego filtra liniowego otrzymane dla algorytmów z [JCR1] i [KM2] mają identyczną postać. Oznacza to, że algorytmy uogólnione “dziedziczą” wszystkie istotne cechy swoich sygnałowych pierwowzorów, w tym statystyczną efektywność. Warto jednak zwrócić uwagę, że samo przeprowadzenie wspomnianej analizy było znacznie trudniejsze niż w przypadku algorytmów sygnałowych.

5.3 Uogólnione adaptacyjne filtry grzebieniowe i grzebieniowe filtry wygładzające

Często spotykaną odmianą problemu filtracji wycinającej (1)-(2) jest jego rozszerzenie, w którym rozważa się śledzenie sygnałów o wielu składowych sinusoidalnych

$$s(t) = \sum_{k=1}^K a_k(t) e^{j \sum_{\tau=0}^t \omega_k(\tau)}, \quad (15)$$

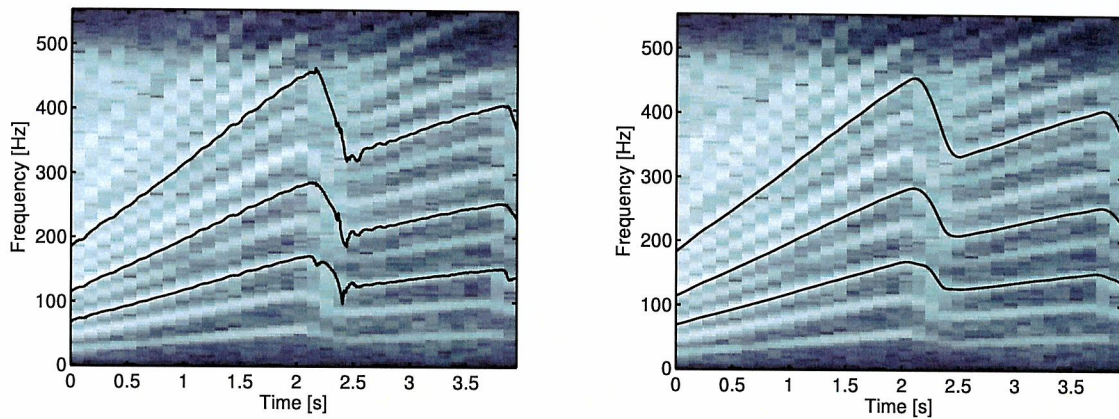
gdzie K jest liczbą składowych, $a_k(t)$, $k = 1, 2, \dots, K$ oznacza wolnozmienną zespoloną “amplitudę” chwilową k -tej składowej, a $\omega_k(t)$, $k = 1, 2, \dots, K$ – częstotliwość chwilową k -tej składowej.

Szczególnie istotny jest przypadek, kiedy poszczególne składowe sygnału są *harmonicznymi*, tzn. ich częstotliwości chwilowe są wielokrotnościami pewnej częstotliwości podstawowej $\omega_0(t)$

$$\omega_k(t) = m_k \omega_0(t), \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (16)$$

Problem śledzenia sygnałów o takiej strukturze bywa określany mianem filtracji grzebieniowej (comb filtering) [33,34].

Ponieważ struktura harmoniczna pojawia się w przypadku dekompozycji Fourierskiej sygnałów okresowych, zagadnienie śledzenia sygnałów opisanych równaniami (15)-(16) można uznać za jej rozszerzenie na przypadek sygnałów pseudookresowych.



Rysunek 4: Spektrogram sygnału hałasu przyspieszającego motocykla oraz oszacowania częstotliwości chwilowej trzeciej, piątej i ósmej harmonicznej w przypadku zastosowania estymatora przyczynowego (lewy wykres) oraz nieprzyczynowego (prawy wykres).

Możliwe jest również sformułowanie systemowej wersji zagadnienia filtracji grzebieniowej. W takim wypadku wektor współczynników systemu $\theta(t)$ jest sumą składowych sinusoidalnych

$$\theta(t) = \sum_{k=1}^K \beta_k(t) e^{j \sum_{\tau=0}^t \omega_k(\tau)} \quad (17)$$

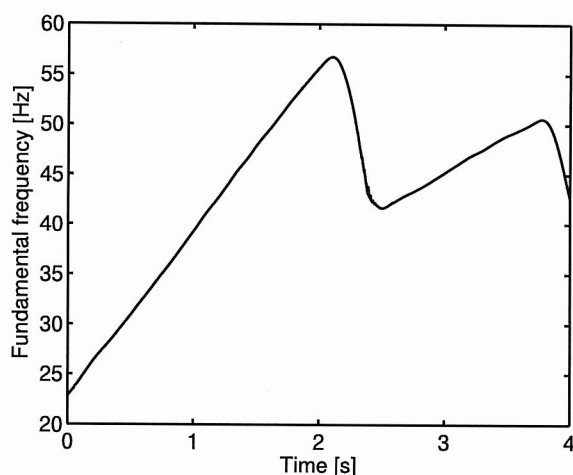
$$\omega_k(t) = m_k \omega_0(t), \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (18)$$

Do śledzenia sygnałów lub systemów o strukturze grzebieniowej można zastosować filtr wygładzający z pracy [JCR1]. Należy wówczas posłużyć się strukturą równoległą, złożoną z wielu filtrów (G)ANF/(G)ANS, z których każdy będzie śledził pojedynczą składową harmoniczną. Takie rozwiązanie nie jest jednak efektywne, ponieważ nie wykorzystuje się zależności pomiędzy częstotliwościami poszczególnych składowych. Może to spowodować “zgubienie” słabej harmonicznej przez któryś z filtrów, lub np. przełączenie na inną – z reguły silniejszą – składową.

W serii prac [KM3, KM4, JCR3] zaproponowano kilka rozwiązań tego problemu. W referatach konferencyjnych [KM3, KM4] zaproponowano wstępne rozwiązanie, obejmujące zastosowanie bardziej rozbudowanej struktury równoległej, połączonej z mechanizmem fuzji oszacowań częstotliwości wypracowywanych przez każdy z filtrów, w postaci ich średniej ważonej. W pracy [KM4] rozważono problem przyczynowej estymacji częstotliwości podstawowej i zastosowano wagi wyliczane w oparciu o analizę błędów predykcji. W pracy [KM3] zastosowano bank filtrów wygładzających, a wagi oszacowań cząstkowych wyliczono w oparciu o lokalne oszacowania stosunków sygnału do szumu.

Na rys. 4-5 przedstawiono wyniki zastosowania rozwiązania z pracy [KM3] do analizy sygnału hałasu przyspieszającego motocykla, który składa się z wielu składowych harmonicznnych, o szybkozmiennej częstotliwości podstawowej. Na rys. 4 przedstawiono porównanie oszacowań częstotliwości chwilowej trzeciej, piątej i ósmej harmonicznej otrzymanych w estymatorze przyczynowym oraz po przeprowadzeniu wygładzania. Z kolei na rys. 5 przedstawiono końcowe oszacowanie częstotliwości podstawowej, które powstało w wyniku fuzji oszacowań cząstkowych.

Estymatory zaproponowane w pracach [KM3, KM4] cechują się większą dokładnością i odpornością niż podstawowe rozszerzenie algorytmu z pracy [JCR1], ale wciąż nie wykorzystują w pełni związku między częstotliwościami składowych harmonicznnych. W związku z tym w pracy [JCR3] zaproponowano kolejny algorytm filtracji grzebieniowej. W jego konstrukcji ponownie zastosowano strukturę równoległą, a mechanizm niezależnej estymacji częstotliwości wszystkich składowych zastąpiono bezpośrednią estymacją częstotliwości podstawowej. Wykazano, że to rozwiązanie pozwala na statystycznie efektywną estymację częstotliwości podstawowej oraz – poprzez związek (16) – częstotliwości wszystkich składowych sygnału/systemu. Co ciekawe, dla przypadku pojedynczej składowej, rozwiązania z prac [JCR1] i [JCR3] mają identyczną postać, a zatem opracowany algorytm można uznać za rozszerzenie wcześniejszego algorytmu.



Rysunek 5: Oszacowanie częstotliwości podstawowej sygnału hałasu motocykla otrzymane za pomocą algorytmu z pracy [KM3].

Korzystne zachowanie filtru z pracy [JCR3] zilustrowano na rys. 6, gdzie przedstawiono porównanie periodogramów błędów predykcji sygnału hałasu MRI, otrzymanych za pomocą podstawowego i docelowego rozwiązania, tj. algorytmów z prac [JCR1] i [JCR3]. Hałas MRI jest sygnałem składającym się z bardzo wielu składowych harmonicznym, co sprawia wyraźny problem dla algorytmu podstawowego – widać, że znaczna część składowych nie jest prawidłowo śledzona. Periodogram błędów predykcji filtru grzebieniowego z pracy [JCR3] świadczy z kolei o poprawnej pracy tego algorytmu.

5.4 Automatyczna ocena dokładności i strojenie adaptacyjnych filtrów wycinających

W pracy [JCR2] rozważono problem automatycznej oceny dokładności estymacji filtru wycinającego opracowanego w pracy [JCR1]. Jego rozwiązanie pozwoliło w dalszej kolejności na opracowanie dwóch mechanizmów automatycznego strojenia tego filtru [JCR2, JCR4, KM5-6].

Zagadnienie automatycznego strojenia adaptacyjnych filtrów wycinających może występować w dwóch odmianach:

- Strojenia wzmocnień adaptacji tak, aby minimalizować średniokwadratowy błąd śledzenia sygnału

$$\lim_{t \rightarrow \infty} E[|\hat{s}(t) - s(t)|^2] \rightarrow \min, \quad (19)$$

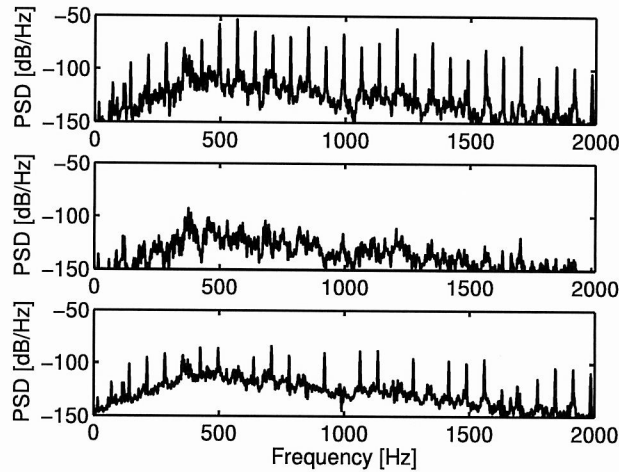
- Strojenia wzmocnień adaptacji tak, aby minimalizować średniokwadratowy błąd śledzenia częstotliwości

$$\lim_{t \rightarrow \infty} E[|\hat{\omega}(t) - \omega(t)|^2] \rightarrow \min. \quad (20)$$

Wbrew pozorom, zagadnienia te nie są tożsame. Przedstawiona w pracy [JCR1] analiza filtru ANF pokazuje, że wzmocnienia adaptacji, które minimalizują błędy śledzenia sygnału, różnią się od wzmocnień, minimalizujących błędy śledzenia częstotliwości. Warto również zwrócić uwagę na to, że właściwość ta wydaje się być ogólną cechą filtrów ANF, ponieważ można ją zaobserwować również dla wielu innych algorytmów tego typu [JCR2].

W pracy [JCR2] podjęto zagadnienie w wariacie dotyczącym śledzenia częstotliwości. W charakterze uzasadnienia tego wyboru można wskazać następujące fakty:

- Filtr ANF z pracy [JCR1] nie zapewnia statystycznie efektywnego śledzenia sygnału, nawet gdy jest optymalnie nastrojony. Wybiegając nieco naprzód, stwierdzimy jednak, że możliwe jest jego rozszerzenie w taki sposób, że cel ten da się osiągnąć (pkt 5.5). Warunkiem jest jednak uprzednie dysponowanie oszacowaniami częstotliwości o wysokiej dokładności.



Rysunek 6: Porównanie periodogramów: sygnału hałasu MRI (górny wykres), błędów predykcji filtru grzebieniowego zaproponowanego w pracy [JCR3] (środkowy wykres), błędów predykcji struktury równoległej składającej się z filtrów z pracy [JCR1] (dolny wykres).

- Rozwiązanie problemu (19) jest prostsze niż problemu (20). W celu oceny bieżącej jakości estymacji sygnału można bowiem posłużyć się błędami predykcji sygnału pomiarowego $y(t)$. Ponieważ sygnał $y(t)$ jest sumą sygnału wąskopasmowego $s(t)$ oraz szumu białego $v(t)$ [por. (1)], uzasadnione jest przypuszczenie, że małe wartości błędów predykcji świadczą o dobrym śledzeniu sygnału $s(t)$. Przykładem udanego zastosowania tego rozumowania do rozwiązania zagadnienia (19) jest praca [35].

W przypadku minimalizacji błędów śledzenia częstotliwości wskazanie wielkości, która mogłaby służyć do oceny dokładności estymacji, nie jest trywialne. Jej wartość średniokwadratowa powinna osiągać ekstremum dla wzmocnień adaptacji minimalizujących błąd śledzenia częstotliwości, a sposób jej wyznaczenia powinien być w czytelny sposób powiązany z wzmocnieniami adaptacji zastosowanymi w filtrze ANF. Ponadto pożądane jest, by rozszerzenie to cechowało się niską złożonością obliczeniową.

W pracy [JCR2] zaproponowano wielkość spełniającą te warunki. Przedstawimy teraz zasadnicze punkty zawarte w [JCR2] wyprowadzenia.

Po pierwsze pokazano, że oszacowania częstotliwości chwilowej wypracowane przez filtr ANF mogą być traktowane jako wynik filtracji liniowej pewnej abstrakcyjnej wielkości pomocniczej

$$\hat{\omega}(t) = Q(q^{-1})u(t), \quad (21)$$

gdzie $Q(q^{-1})$ jest minimalnofazową, stabilną transmitancją, której współczynniki zależą od wzmocnień adaptacji filtru ANF,

$$u(t) = \omega(t) + (1 - q^{-1})e(t), \quad (22)$$

natomiast $e(t)$ jest szumem białym o zerowej wartości średniej i rozkładzie normalnym.

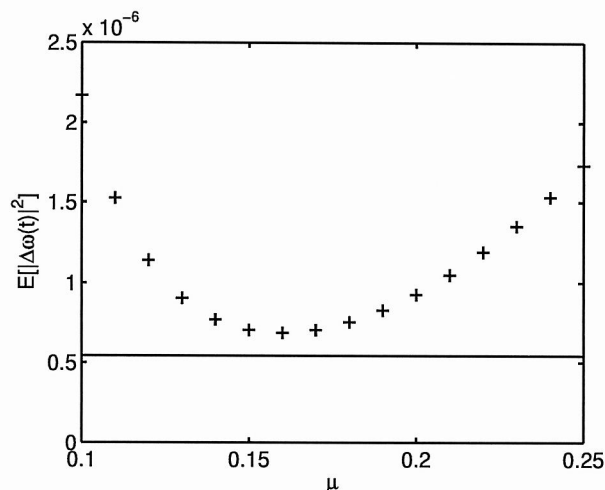
Sygnał $u(t)$, który można określić mianem sygnału pseudopomiarowego, da się w razie potrzeby łatwo "odtworzyć" z estymat częstotliwości stosując filtrację odwrotną

$$u(t) = \frac{1}{Q(q^{-1})}\hat{\omega}(t). \quad (23)$$

Po drugie, ponieważ optymalnie nastrojony filtr ANF jest statystycznie efektywny, to transmitancja $Q(q^{-1})$ musi być tożsama z transmitancją filtru Wienera, estymującego częstotliwość na podstawie dostępnej historii sygnału pseudopomiaru, tzn. $u(t)$, $u(t-1)$, $u(t-2)$, ...

Spostrzeżenia te dają podstawę do wskazania błędów predykcji pseudopomiarów jako wielkości, która może być użyta do oceny dokładności estymat częstotliwości. Odpowiedni predyktor ma postać

$$\hat{u}(t+1) = X(q^{-1})u(t), \quad (24)$$



Rysunek 7: Porównanie średniokwadratowych błędów estymacji częstotliwości indywidualnych filtrów w banku z dokładnością estymatora równoległego.

gdzie $X(q^{-1})$ jest transmitancją filtru Wienera, który oblicza optymalne oszacowania $u(t+1)$ na podstawie $u(t)$, $u(t-1)$, $u(t-2)$, ...

Konstrukcja ta ma tę zaletę, że filtry $X(q^{-1})$ i $Q(q^{-1})$ mają identyczny wielomian charakterystyczny, a ich współczynniki są powiązane ze wzmocnieniami adaptacji filtru ANF, co zapewnia postulowany wcześniej związek między filtrem ANF i mechanizmem oceny jego dokładności.

Bliższa analiza związków między transmitancjami $X(q^{-1})$ i $Q(q^{-1})$ pozwoliła ponadto podać jawnie formułę do obliczania błędów predykcji pseudopomiarów.

Narzucającym się natychmiast zastosowaniem mechanizmu automatycznej oceny dokładności filtru jest automatyczne strojenie wzmocnień adaptacji. Pierwsze tego typu rozwiązanie zaproponowano już w pracy [JCR2]. Zakłada ono wykorzystanie banku filtrów ANF. Poszczególne filtry w banku różnią się wzmocnieniami adaptacji, a zatem są dostrojone do różnych warunków estymacji. Za pomocą omówionego już mechanizmu automatycznej oceny możliwe jest wybranie najlepszego, w danej chwili, filtru z banku.

W celu zmniejszenia złożoności obliczeniowej związanej z równoległym prowadzeniem wielu filtrów, raz jeszcze skorzystano z równań (21)-(23). Zaproponowano zastosowanie tylko jednego filtru (pilota) ANF oraz syntezę banku "wirtualnych" filtrów ANF przez wtórne przetwarzanie odtworzonego sygnału pseudopomiaru $u(t)$. Oszacowania częstotliwości wirtualnych filtrów uzyskuje się filtrując sygnał $u(t)$ za pomocą filtru o transmitancji $Q(q^{-1})$ odpowiadającej wybranym nastawom "rzeczywistego" filtru ANF. W ten sposób uzyskano znaczne obniżenie złożoności obliczeniowej całego algorytmu, ponieważ uniknięto wielokrotnego obliczania funkcji trygonometrycznych.

Na rys. 7 przedstawiono porównanie średniokwadratowych błędów estymacji częstotliwości indywidualnych filtrów w banku z dokładnością estymatora równoległego. Scenariusz symulacji zakładał, że przez połowę jej czasu trwania częstotliwość jest stała (a zatem optymalne są małe wzmocnienia adaptacji), a następnie zmienia się sinusoidalnie (a zatem optymalne stają się duże wzmocnienia adaptacji). W takiej sytuacji zastosowanie mechanizmu wyboru filtru z banku pozwoliło na osiągnięcie większej dokładności niż którykolwiek z filtrów banku z osobna.

W pracach [JCR4, KM6] zaproponowano alternatywny mechanizm strojący. W tym przypadku używany jest tylko jeden filtr ANF, którego nastawy są na bieżąco dostrajane za pomocą algorytmu rekursywnego, minimalizującego omówioną wcześniej miarę jakości. Zaproponowano i porównano ze sobą trzy podwarianty tego mechanizmu: mechanizm gradientowy, mechanizm z automatyczną normalizacją, oparty o metodę rekursywnego błędu predykcji (recursive prediction error, RPE [24]) oraz uproszczony algorytm znormalizowany, w którym liczbę stopni swobody zmniejszono z trzech do jednego.

Dyskusja, przeprowadzona metodami analitycznymi, wykazała, że zaproponowany mechanizm zapewnia zbieżność w sensie średnim do dokładnie jednego punktu równowagi, który odpowiada nastawom estymatora optymalnego. Bogaty materiał symulacyjny ilustruje korzystne zachowanie algorytmu za-

Algorytm	$E[\Delta\hat{\omega}(t) ^2]$
Filtr z pracy [7]	$7.77 \cdot 10^{-7}$
Filtr z pracy [8]	$7.41 \cdot 10^{-7}$
Filtr z pracy [36]	$5.01 \cdot 10^{-7}$
Filtr z pracy [JCR1]	$2.69 \cdot 10^{-7}$
Filtr równoległy z pracy [JCR2]	$2.25 \cdot 10^{-7}$
Filtr sekwencyjny z pracy [JCR4]	$2.17 \cdot 10^{-7}$
Filtr z pracy [35]	$3.00 \cdot 10^{-6}$
Filtr EKF	$2.41 \cdot 10^{-6}$

Tablica 1: Porównanie średniokwadratowych błędów estymacji częstotliwości estymatorów z prac [JCR1], [JCR2], [JCR4] z wybranymi innymi rozwiązaniami.

równy w fazie przejściowej, jak i w stanie ustalonym.

W tab. 1 przedstawiono wyniki eksperymentu, w którym dokonano porównania rozwiązania równoległego i sekwencyjnego z sześcioma innymi estymatorami. Oba zaproponowane mechanizmy pozwoliły na osiągnięcie najlepszej dokładności estymacji, przy czym algorytm z sekwencyjną optymalizacją okazał się być nieznacznie lepszy od algorytmu z bankiem filtrów. Warto zwrócić uwagę na to, że “konkurencyjne” rozwiązania zostały nastrojone z wykorzystaniem wiedzy a’priori o prawdziwych wartościach częstotliwości chwilowej śledzonego sygnału. W rzeczywistości nie jest możliwe tak dobre ich nastrojenie. Przedstawione w pracy [JCR2] wyniki podobnego eksperymentu pokazują, że stosując heurystyczne metody strojenia tych algorytmów można liczyć się z nawet ponad 10-krotnym spadkiem dokładności estymacji.

Na zakończenie warto jeszcze poruszyć możliwość zastosowania wyników prac [JCR2], [JCR4] w odniesieniu do uogólnionego filtru wycinającego z pracy [KM2] oraz uogólnionego filtru grzebieniowego z pracy [JCR3]. Zaproponowana metoda oceny dokładności estymacji jest oparta o pewne wyrażenia używane metodą filtru aproksymującego dla filtru z pracy [JCR1]. Analogiczne wyrażenia dla algorytmów uogólnionych mają dokładnie taką samą postać, wobec czego możliwe jest bezpośrednie przeniesienie zaproponowanego podejścia również na te estymatory.

5.5 Wieloetapowy uogólniony adaptacyjny filtr wycinający

W pracach [JCR5, KM7] zaproponowano rozszerzenie uogólnionych adaptacyjnych filtrów wycinających wprowadzonych w pracach [35], [JCR1] o elementy przetwarzania wieloetapowego. Rozszerzenie to miało na celu poprawę dokładności algorytmu w aspekcie śledzenia współczynników systemu lub sygnału – w tym ostatnim przypadku po redukcji algorytmu GANF do klasycznego filtru ANF za pomocą podstawienia (8).

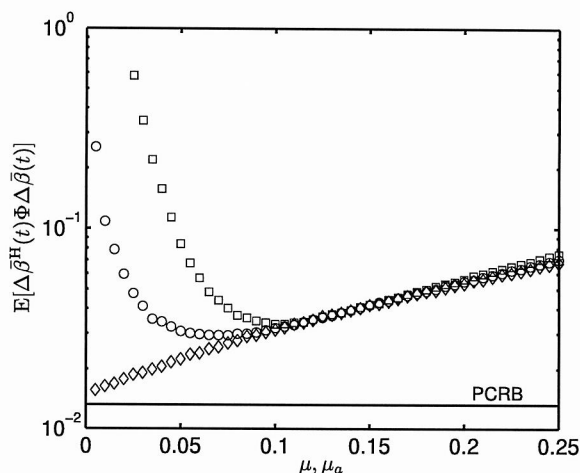
Rozwiązanie jest pod pewnymi względami zbliżone do filtru wygładzającego z pracy [JCR1]. Każdy etap przetwarzania jest jednak w pełni przyczynowy, dzięki czemu zaproponowane rozwiązanie jest pełnoprawnym filtrem ANF.

Algorytm jest zbudowany następująco: Pierwszym etapem jest estymacja częstotliwości chwilowej. Zadanie to wykonuje filtr-pilot. Wykorzystano w tym celu algorytm zaproponowany w pracy [35]. Wybór tego filtru wynikał z:

- Jego korzystnych właściwości w aspekcie śledzenia częstotliwości opisanej modelem błędzenia przypadkowego,
- Prostszej, niż w przypadku filtru z pracy [JCR1], analizy jego zachowania, co było istotne w aspekcie czytelności artykułu. Rozważania poprowadzono jednak w taki sposób, że możliwość wykorzystania jako pilota filtru z pracy [JCR1] staje się oczywista.

Kolejnym etapem przetwarzania jest postprocessing oszacowań częstotliwości. Oszacowania te są filtrowane filtrem liniowym o transmitancji zaprojektowanej tak, by minimalizować błędy estymacji współczynników systemu na końcu potoku przetwarzania

$$\bar{\omega}(t) = P(q^{-1})\hat{\omega}(t). \quad (25)$$



Rysunek 8: Porównanie średniokwadratowych błędów estymacji współczynników systemu dla trzech filtrów GANF w zależności od ich wzmocnień adaptacji dla przypadku, w którym częstotliwość chwilowa jest opisana modelem błędzenia przypadkowego: podstawowy filtr GANF z pracy [KM2] (□), dwuetapowy GANF bez postprocessingu oszacowań częstotliwości (o), trój etapowy GANF z pracy [JCR5] (◇).

Ostatnim krokiem jest estymacja współczynników systemu (lub amplitudy sygnału). Został tutaj zastosowany prosty filtr śledzący, który opiera się na oszacowaniach częstotliwości $\hat{\omega}(t)$ otrzymanych w poprzedniej fazie.

Analiza i optymalizacja właściwości zaproponowanej struktury wymagała opracowania aproksymującego modelu liniowego, który obejmował wszystkie trzy etapy przetwarzania. W dalszej kolejności otrzymano wyrażenie, pozwalające przewidywać końcowy błąd średniokwadratowy estymacji współczynników śledzonego systemu w funkcji parametrów występujących na wszystkich etapach przetwarzania.

Analiza tego wyrażenia doprowadziła do znalezienia postaci optymalnej transmitancji filtru $P(q^{-1})$. Istotną trudnością na tym etapie było postawienie problemu w taki sposób, aby otrzymana transmitancja $P(q^{-1})$ była przyczynowa. Uzyskany wynik może być nieco zaskakujący, ponieważ pokazuje, że etap postprocessingu jest *niezbędny* do uzyskania końcowych estymat współczynników systemu o wysokiej dokładności.

Wykazano ponadto, że jeśli filtr-pilot jest nastrojony optymalnie, to etap postprocessingu istotnemu uproszczeniu – ale nadal nie redukuje się do trywialnego podstawienia $\hat{\omega}(t) = \hat{\omega}(t)$.

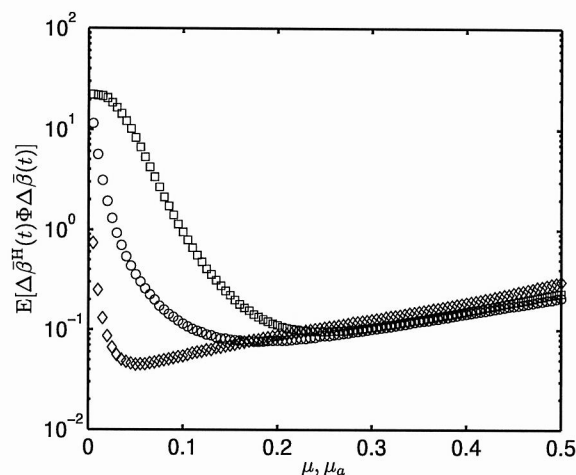
Materiał symulacyjny zamieszczony w artykule uwiarygodnia wyniki uzyskane metodami analitycznymi. Pokazano po pierwsze, że algorytm jednoetapowy nie jest statystycznie efektywnym estymatorem współczynników systemu, a zastosowanie prostego algorytmu dwuetapowego (pozbawionego etapu postprocessingu) nie przynosi istotnej poprawy dokładności. Dopiero zastosowanie pełnej struktury pozwala na otrzymanie istotnej poprawy dokładności, która jest bliska ograniczeniu dolnemu Craméra-Rao posteriori (rys. 8).

Znaczną część symulacji poświęcono ilustracji odporności zaproponowanego rozwiązania na odstępstwa od założeń przyjętych podczas analizy teoretycznej. W każdym przypadku zaproponowana struktura pozwalała na osiągnięcie najlepszej jakości estymacji. Ponadto, i należy to uznać za istotną zaletę, algorytm trój etapowy pozwalał na stosowanie dużo mniejszych wzmocnień adaptacji i cechował się najszerszym “oknem operacyjnym” – największym przedziałem wartości wzmocnień adaptacji, w którym nie następowało istotne pogorszenie jego osiągnięć – wyniki jednego z eksperymentów przedstawiono na rys. 9. Cechy te świadczą o dobrej odporności zaproponowanego rozwiązania.

5.6 Automatyczne strojenie uogólnionych filtrów wygładzających

Zastosowanie mechanizmów automatycznej oceny dokładności i strojenia z pracy [JCR2] do filtrów wygładzających z reguły nie prowadzi do dobrych rezultatów. Rozwiązania te zostały bowiem opracowane

K



Rysunek 9: Porównanie średniokwadratowych błędów estymacji współczynników systemu dla trzech filtrów GANF w zależności od ich wzmocnień adaptacji dla przypadku, w którym nie były spełnione założenia poczynione podczas analizy filtra wieloetapowego: podstawowy filtr GANF z pracy [KM2] (\square), dwuetapowy GANF bez postprocessingu oszacowań częstotliwości (\circ), trój etapowy GANF z pracy [JCR5] (\diamond).

dla przypadku estymacji przyczynowej, tymczasem wzmocnienia adaptacji optymalizujące pracę filtru są różne od wzmocnień, które optymalizują pracę estymatora wygładzającego (por. krzywe przedstawione na rys. 2-3).

W pracy [JCR6] zaproponowano nowe rozwiązania, dostosowane do specyfiki filtrów wygładzających GANS i ANS. Sposób oceny dokładności oszacowań częstotliwości oparto na zmodyfikowanych błędach dopasowania wygładzonych oszacowań częstotliwości do pseudopomiarów. Wspomniana modyfikacja polegała na eliminacji wpływu bieżącej próbki pseudopomiarów na błąd dopasowania i była niezbędna, ponieważ bez jej zastosowania możliwe jest uzyskanie dowolnie małych błędów dopasowania, co zawsze prowadzi do wyboru złych wzmocnień adaptacji.

Pomimo, że zaproponowane rozwiązanie zostało oparte na częściowo heurystycznych przesłankach, wykazano metodami analitycznymi, że zapewnia one prawidłowe wskazanie optymalnych wzmocnień filtru wygładzającego. Przeprowadzono również symulacyjną weryfikację tego wyniku (rys. 10), która potwierdziła poprawność zastosowanego rozumowania.

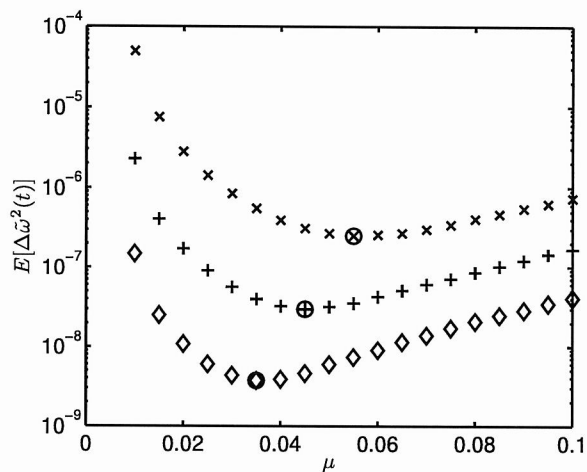
W oparciu o ten mechanizm, podobnie jak w pracy [JCR2], zaproponowano równoległy uogólniony filtr wygładzający, w którym prowadzi się bank filtrów GANS i dokonuje automatycznego wyboru najlepiej pracującego filtru. Przykładowe wyniki pracy tego algorytmu w scenariuszu zakładającym trzykrotne zmiany warunków estymacji przedstawiono na rys. 11.

Ostatnim algorytmem zaproponowanym w pracy [JCR6] był dwuetapowy algorytm równoległy. W pierwszym etapie przeprowadza się estymację częstotliwości za pomocą banku filtrów GANS i wybiera lokalnie najlepiej pracujący z nich. W drugim etapie, w oparciu o wygładzone oszacowania częstotliwości, przeprowadza się estymację współczynników śledzonego systemu. Ponownie, stosuje się tutaj bank estymatorów, rozszerzony o mechanizm automatycznego wyboru tego z nich, który zapewnia najlepszą dokładność. Mechanizm ten skonstruowano w sposób zbliżony do zastosowanego do oceny dokładności oszacowań częstotliwości.

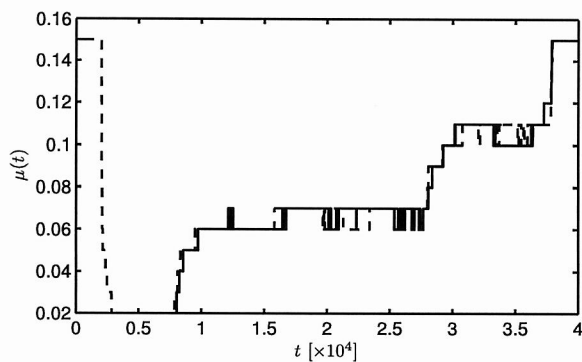
5.7 Zastosowania wyników osiągnięcia w automatyce i robotyce

Identyfikacja systemów, w tym systemów niestacjonarnych, stanowi ważną i uznaną gałąź automatyki. Jednak możliwość wykorzystania w automatyce wyników uzyskanych dla sygnałowych filtrów wycinających lub wygładzających może budzić pewne wątpliwości, które postaramy się rozwiązać.

W pracach [JCR13, KM19, KM20, KM24] przedstawiono wykorzystanie opracowanych w ramach osiągnięcia estymatorów w systemach aktywnego tłumienia hałasu wąskopasmowego.



Rysunek 10: Porównanie średniokwadratowych błędów estymacji częstotliwości w zależności od wzmocnienia adaptacji μ ze wskazaniami zaproponowanego mechanizmu oceny dokładności filtra wygładzającego (o) dla trzech wartości stosunku sygnału do szumu: SNR=9 dB (x), SNR=15 dB (+), SNR=21 dB (◇).



Rysunek 11: Porównanie prawdziwych optymalnych wartości wzmocnienia adaptacji μ (linia przerywana) z wybranymi przez zaproponowany mechanizm oceny dokładności (linia ciągła).

W artykule [JCR13] i referacie [KM19] przedstawiono koncepcję hybrydowego systemu aktywnego tłumienia hałasu, w której wykorzystuje się sygnał odniesienia do oceny częstotliwości chwilowej zakłócenia, a uzyskane w ten sposób oszacowanie – do adaptacji regulatora ze sprzężeniem zwrotnym. Ponieważ sygnał odniesienia z reguły niesie informację o zakłóceniu z pewnym wyprzedzeniem czasowym, w przypadku zaproponowanego rozwiązania możliwe jest posłużenie się estymatorem wygładzającym. W pracy [JCR13] wykorzystano uproszczony wariant filtra wygładzającego, w którym kompensowano jedynie opóźnienie estymacji. Pomimo prostoty tego podejścia, pozwoliło ono na uzyskanie zadowalających wyników, m.in. na istotną poprawę odporności układu sterowania na szybkie zmiany częstotliwości chwilowej zakłócenia.

W pracach [KM20, KM24] przedstawiono wykorzystanie filtrów grzebieniowych do tłumienia hałasu generowanego przez urządzenia MRI. Widmo tego hałasu składa się z bardzo wielu składowych harmonicznych, co może powodować trudności z oceną jego częstotliwości podstawowej. Zastosowanie zmodyfikowanych filtrów grzebieniowych pozwoliło jednak uzyskać układ zapewniający dobrą jakość sterowania.

6 Omówienie pozostałych osiągnięć naukowo-badawczych

Poniżej dokonano krótkiego podsumowania osiągnięć nie będących przedmiotem wniosku. Osiągnięcia te można podzielić na cztery grupy:

- Dotyczące aktywnego tłumienia hałasu,
- Dotyczące opracowania algorytmów przetwarzania sygnałów dla radarów szumowych,
- Dotyczące osiągnięć technicznych, wdrożonych w produktach PIT-RADWAR S.A.,
- Dotyczące pozostałej tematyki badań.

Osiągnięcia te zostaną podsumowane w kolejnych podsekcjach.

6.1 Aktywne tłumienie hałasu

Prace badawcze [JCR13, JCR14, KM19, KM20, KM22, KM24, KM25, KM28, KM29, KM31] należące do tej grupy są kontynuacją badań prowadzonych w ramach doktoratu [M2]. Badania były prowadzone we współpracy z prof. Maciejem Niedźwieckim oraz prof. Yoshinobu Kajikawą z Kansai University.

Klasyczne metody tłumienia hałasu z wykorzystaniem pasywnych absorberów cechują się niską skutecznością w zakresie niskich częstotliwości. Wynika to stąd, że do uzyskania zadowalających efektów niezbędne jest, aby wymiary absorbera pasywnego były porównywalne z długością fali. Przykładowo, w celu stłumienia hałasu o częstotliwości 100 Hz konieczne jest zastosowanie tłumików o wymiarach zbliżonych do 3 metrów [22].

Systemy aktywnego tłumienia hałasu, wykorzystujące zjawisko interferencji destruktywnej, są wolne od tego typu ograniczenia. Ujmując rzecz skrótowo, w systemach tych wytwarza się “przeciwdźwięk” – falę akustyczną o identycznym przebiegu jak tłumiony hałas, ale będącą z nim w przeciwfazie. Do najważniejszych zastosowań systemów aktywnego tłumienia hałasu należy zaliczyć tłumienie hałasu niskoczęstotliwościowego w kanałach wentylacyjnych [37], aktywne ochronniki słuchu i słuchawki [38], aktywne tłumiki samochodowe [39–41], systemy aktywnego tłumienia hałasu w pojazdach [42, 43] i samolotach [44]. Identyczną zasadę działania mają systemy aktywnych zawiesznień [45], stabilizacji dysków magnetycznych [46], czy tłumienia drgań w helikopterach [47].

W ramach ogółu prac dotyczących tłumienia hałasu można wyróżnić kilka tematów przewodnich:

- Sterowanie obiektami o wielu wejściach i wielu wyjściach: W pracy [JCR14] zaprezentowano rozszerzenie metody sterowania zaproponowanej w rozprawie doktorskiej na przypadek obiektów wielowymiarowych. Zaproponowane rozwiązanie jest nietrywialnym rozszerzeniem metody przedstawionej w pracach [JCR8-10]. Przeprowadzona w artykule [JCR14] analiza wykazała, że rozszerzenie ma właściwości zbliżone do oryginalnego algorytmu jednowymiarowego: pozwala na sterowanie nieznanym stabilnym obiektem liniowym o wielu wejściach i wielu wyjściach, a regulator jest zbieżny (w sensie średnim) do regulatora minimalnowariancyjnego. W pracy [KM25] przedstawiono wariant tego regulatora rozszerzony o algorytm estymacji częstotliwości chwilowej zakłócenia.

- Zastosowanie sygnału odniesienia do poprawy jakości sterowania: Metoda sterowania zaproponowana w pracach [JCR8-10] należy do grupy metod wykorzystujących sprzężenie zwrotne – sygnał sterujący jest generowany tylko w oparciu o pomiar sygnału wyjściowego układu sterowania. Osobną grupę rozwiązań spotykanych w aktywnym tłumieniu hałasu stanowią metody kompensacyjne. Metody te wykorzystują tzw. sygnał odniesienia, który niesie informację o zakłóceniu z wyprzedzeniem czasowym. Sygnał ten jest uzyskiwany z dodatkowego czujnika, z reguły zlokalizowanego obok źródła zakłóceń. Wadami rozwiązań kompensacyjnych są: wzrost kosztu związany ze stosowaniem czujnika odniesienia, konieczność zapewnienia bardzo wysokiej jakości tego sygnału oraz wysoka złożoność obliczeniowa [22]. Rozwiązania wykorzystujące sprzężenie zwrotne są pozbawione tych wad, ale – w związku z brakiem sygnału odniesienia – konieczne jest estymowanie parametrów zakłócenia (przede wszystkim częstotliwości) w oparciu o sygnał wyjściowy układu zamkniętego, w którym zakłócenie jest obecne w postaci szczytkowej. Ten “konflikt interesów” może prowadzić do występowania zjawiska wybuchów – epizodów krótkotrwałego wzbudzenia układu sterowania. W pracach [JCR13, KM19] zaproponowano zastosowanie podejścia hybrydowego, w którym częstotliwość zakłócenia jest estymowana na podstawie sygnału odniesienia. Zaproponowana modyfikacja pozwoliła istotnie poprawić jakość sterowania a także zwiększyć stopień niestacjonarności sygnałów, które układ sterowania jest w stanie efektywnie tłumić. Rozwiązanie to jest przedmiotem zgłoszenia patentowego [ZP1].
- Tłumienie hałasu generowanego przez urządzenia MRI: Hałas generowany przez urządzenia MRI stanowi zagrożenie zdrowotne dla pracowników medycznych, którzy są narażeni na jego długotrwałe działanie. W pracach [KM20, KM24], powstałych przy współpracy prof. Yoshinobu Kajikawą z Uniwersytetu w Kansai, zaproponowano zastosowanie rozszerzonej wersji regulatora z pracy [JCR8] do tłumienia tego typu hałasu.
- Uodpornienie regulatora na zakłócenia impulsowe: W pracach [KM29, KM31] rozważono środki, które pozwalają uodpornić regulator na problem zakłóceń impulsowych. Zakłócenia tego typu są najczęściej modelowane za pomocą rozkładów prawdopodobieństwa o “długich ogonach”. Doświadczenia praktyczne wykazały jednak, że zakłócenia tego typu nie stanowią poważnego problemu. Realistyczne i “trudne” zakłócenia impulsowe powstają np. w wyniku uderzeń w urządzenie. W pracach [KM29, KM31] skupiono się właśnie na rozwiązaniu problemu uodpornienia regulatora na tego typu zdarzenia.
- Zastosowanie metody poszukiwania ekstremum (extremum seeking [48]) do uodpornienia regulatora na długie opóźnienia transportowe i nieliniowości: Eksperymenty przeprowadzone w warunkach rzeczywistych pozwoliły stwierdzić, że reguła adaptacji regulatorów zaproponowanych w pracach [JCR8-10] oraz [JCR14] jest nieodporna występowanie dużego opóźnienia transportowego oraz nieliniowości w układzie sterowania. Ponadto wielowymiarowy algorytm z pracy [JCR14] nie daje się rozszerzyć na przypadek obiektów o większej liczbie wyjść niż wejść (tzw. przypadek nadokreślony), które są ważną klasą obiektów sterowania spotykanych w układach tłumienia hałasu [22, 49]. W związku z tym w pracach [KM22, KM28] zaproponowano nową regułę adaptacji, opartą na metodzie poszukiwania ekstremum – bezgradientowym algorytmie optymalizacji dynamicznej. W pracy [KM22] przedstawiono wyniki uzyskane dla jednowymiarowej wersji algorytmu, natomiast w pracy [KM28] – zaproponowano uogólnienie metody sterowania adaptacyjnego na przypadek nadokreślony.

6.2 Radary szumowe

Radary szumowe są to radary, w których do sondowania przestrzeni wykorzystuje się sygnał losowy. Może mieć on postać modulowanego losowo ciągu impulsów, bądź też modulowanej losowo fali ciągłej [50]. Stosowanie przebiegów losowych wiąże się z szeregiem pożądanych cech, takich jak niskie prawdopodobieństwo przechwycenia (low probability of intercept – LPI) [51], kompatybilność elektromagnetyczna (electromagnetic compatibility – EMC) [52], wysoka odporność na zakłócenia [53], czy też brak niejednoznaczności pomiaru odległości i prędkości obiektu [54], która jest typowym problemem występującym w radarach wykorzystujących sygnały deterministyczne [55].

Radary szumowe nie są jednak wolne od wad. Po pierwsze, w układach detekcyjnych w wykorzystuje się korelator zamiast klasycznego filtra dopasowanego – wiąże się to ze zwiększoną złożonością



obliczeniową detektora. Po drugie, radary szumowe wymagają rozwiązania problemu dużego zakresu dynamicznego sygnału echa. Jest to istotne zagadnienie zwłaszcza w radarach z falą ciągłą, ponieważ w tym wypadku jednocześnie odbiera się bardzo silne odbicia z bezpośredniego otoczenia radaru (ziemi, drzew, itp.) oraz bardzo słabe echa celów. Funkcja niejednoznaczności [55] sygnału losowego ma wprawdzie bliski idealowi "pinezkowy" charakter, ale niestety wykazuje też tzw. "podłogę szumową" (noise floor), tzn. charakteryzują ją losowe fluktuacje listków bocznych. Zjawisko to ogranicza zakres dynamiczny detektora do BT , gdzie B jest pasmem sygnału szumowego, a T - czasem całkowania. Oznacza to, że wykrycie słabych obiektów w sygnale zdominowanym przez silne echa może być niemożliwe [56].

Z pierwszą klasą problemów miałem styczność podczas realizacji projektu badawczego zamawianego PBZ-MNiSW-DBO-04/I/2007, w którym byłem kierownikiem zadania 10 "Opracowanie koncepcji i badanie wybranych elementów radaru szumowego (software)". W ramach realizacji tego zadania opracowałem, zaimplementowałem w układzie FPGA oraz zweryfikowałem w warunkach rzeczywistych cyfrowy korelator pozwalający na pracę z sygnałami o pasmie 100 MHz (prace [JCR7, KM13, KM15, CZ2, KK1, MR3, I1-I9]). Z problematyką tą zetknąłem się ponownie, kiedy miałem okazję opracować korelator dla systemu aktywnej ochrony pojazdu (projekt O R00 082 12 "System obrony aktywnej obiektów mobilnych przed pociskami z głowicami kumulacyjnymi", realizowany przez Wojskową Akademię Techniczną). W tym wypadku wykonałem projekt korelatora i zaimplementowałem go w układzie FPGA (prace [I43, I44, I45]). Wyniki działania sensora zreferowano m.in. w pracach [57, 58]. Należy zwrócić uwagę, że – z uwagi na to, że nie należałem do grona wykonawców projektu, który miał zresztą szerszy zakres (opracowano cały system, składający się z szeregu czujników i efektorów) – nie jestem współautorem tych publikacji.

W odniesieniu do drugiego problemu, na przestrzeni lat 2009-2015 zaproponowałem kilka jego rozwiązań. Pierwsza grupa rozwiązań zakłada rezygnację z korelatora na rzecz zastosowania *lekkich* algorytmów identyfikacji systemów dynamicznych, takich jak blokowy algorytm LMS. Specjalna analiza oszacowań parametrów modelu uzyskanego w ten sposób modelu kanału pozwala na wykrycie nawet bardzo słabych ech (prace [JCR11, KM11, KM12]).

Druga klasa algorytmów zakłada wykorzystanie cyfrowej eliminacji silnych ech stałych z sygnału odebranego, dzięki czemu możliwe jest wykrycie słabych ech ruchomych za pomocą korelatora. Podejście to, określane często jako odejmowanie clutteru (clutter subtraction), można określić jako rozwiązanie klasyczne. Typowo stosowane w tym celu metody (np. filtr drabinkowy [56], czy metoda ECA, będąca wariantem metody najmniejszych kwadratów [59]) cechują się dużą złożonością obliczeniową. Nowością było zaproponowanie zastosowania, stosunkowo tanich obliczeniowo, algorytmów gradientowych. Wykazano, że algorytmy te pozwalają, w stanie ustalonym, zapewnić porównywalną skuteczność tłumienia ech stałych oraz na eliminację silnych ech ruchomych (prace [JCR12, KM23, MR2]). W szczególności, w pracy [JCR12] zaproponowano zastosowanie algorytmu będącego hybrydą algorytmu LMS oraz niektórych wyników badawczych będących przedmiotem wniosku. Można zatem stwierdzić, że artykuł [JCR12] przedstawia przykład praktycznego zastosowania tych wyników.

Ostatnim zaproponowanym podejściem jest oryginalna koncepcja projektowania sygnału (waveform design) pseudolosowego w taki sposób, aby maksymalnie uprościć obliczenia wykonywane w przypadku algorytmów blokowych. W pracach [JCR16, KM26, KM30] zaproponowano tego typu rozwiązanie, które – w połączeniu z algorytmem Levinsona-Durbina – pozwala na uproszczenie algorytmu najmniejszych kwadratów do tego stopnia, że możliwa jest realizacja tego algorytmu w czasie rzeczywistym na standardowym komputerze PC. Metoda, w swojej rozszerzonej postaci, pozwala również na eliminację ech ruchomych [JCR16] oraz może być zastosowana w radarach MIMO, tzn. radarach o wielu wejściach i wielu wyjściach [KM30].

6.3 Osiągnięcia techniczne

Pracując w PIT-RADWAR S.A. przyczyniłem się do realizacji kilku istotnych osiągnięć technicznych:

- Opracowałem i zaimplementowałem algorytmy analizy sygnałów wyjściowych odbiornika akustooptycznego, stanowiącego część szerokopasmowego systemu rozpoznania sygnałów radiolokacyjnych stacji GUNICA-M (prace [I12, I18, I25, I29, KK2, CZ3]).
- Opracowałem i zaimplementowałem szereg algorytmów dla zdolnej do przerzutu stacji radiolokacyjnej krypt. BYSTRA, która jest pierwszym krajowym radarem AESA doprowadzonym do siódmego poziomu gotowości technologii (technical readiness level), tzn. do fazy prototypu – stacja przechodzi obecnie badania kwalifikacyjne (prace [I10, I13, I14, I15, I16, I17, I19, I20, I21, I22, I23, I34, I35,

I38, I39)). W szczególności, opracowałem: projekt wielokanałowego podsystemu cyfrowej kompresji impulsów, system cyfrowego formowania wiązek oraz nowe algorytmy estymacji współrzędnych kątowych celów, w tym autorską metodę estymacji elewacji w warunkach propagacji wielodrogowej oraz autorską metodę rozróżniania obiektów zlokalizowanych w niewielkiej odległości kątowej od siebie.

- Obecnie jestem prowadzącym prace rozwojowe dotyczące opracowania podsystemu przetwarzania sygnałów dla radaru wielofunkcyjnego kierowania ogniem dla zestawu raketowego krótkiego zasięgu, krypt. NAREW, który to projekt jest kluczową częścią najważniejszego programu realizowanego obecnie przez krajowy przemysł elektroniki wojskowej (prace [I11, I24, I26, I27, I28, I30, I31, I37, I41, I42]).

6.4 Pozostałe badania

Ważenie dynamiczne polega na wykonaniu pomiaru ciężaru obiektu podczas jego ruchu, w czasie krótszym niż czas ustalania przyrządu pomiarowego [60, 61]. Z uwagi na tak krótki czas pomiaru oraz sam ruch ważonego obiektu, surowe pomiary zbierane z przyrządu pomiarowego podlegają istotnym zniekształceniom, które muszą być odfiltrowane. Zagadnieniami przetwarzania sygnałów w tego typu systemach zajmowałem się w pracach [JCR15, JCR17, KM27]. W pracach [JCR15, KM27] zaprezentowano nową metodę filtracji wyników pomiaru, polegającą na zastosowaniu filtru niestacjonarnego (autorem metody jest P. Pietrzak). Rozwiązanie to porównano z klasycznym podejściem opartym na zastosowaniu liniowego filtru o stałych współczynnikach oraz z metodą opartą na identyfikacji modelu dynamicznego opisującego zachowanie sygnału pomiarowego. W przypadku metody opartej na identyfikacji, współczynniki modelu dynamicznego uzyskiwane są jedynie na podstawie analizy krótkiego fragmentu danych pomiarowych, który nie obejmuje stanu ustalonego, a ich odpowiednia interpretacja pozwala na obliczenie ciężaru mierzonego obiektu. W pracach [JCR15, KM27] metoda filtracji niestacjonarnej pozwoliła jednak na uzyskanie jednoznacznie lepszych wyników niż obie konkurencyjne metody analizy sygnału pomiarowego.

Głębsza analiza przyczyn niepowodzenia w stosowaniu metody opartej na identyfikacji pozwoliła na opracowanie jej uodpornionej wersji, którą przedstawiono w pracy [JCR17]. W tym przypadku do eliminacji zakłóceń pomiarowych zastosowano filtry wycinające, których współczynniki dobierane są adaptacyjnie, na podstawie analizy periodogramu sygnału pomiarowego. Rozszerzony algorytm cechuje się lepszą dokładnością niż metoda filtracji niestacjonarnej z pracy [JCR15].

Literatura

- [1] B. Boashash, "Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal – part 1: Fundamentals," *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 4, pp. 520–538, 1992.
- [2] B. Boashash, "Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal – part 2: Algorithms and applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 4, pp. 540–568, 1992.
- [3] P. Tichavský and P. Händel, "Recursive estimation of frequencies and frequency rates of multiple cisoids in noise," *Signal Processing*, vol. 58, pp. 117–129, April 1997.
- [4] A. Nehorai, "A minimal parameter adaptive notch filter with constrained poles and zeros," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 33, pp. 983–996, 1985.
- [5] P. Regalia, "An improved lattice-based adaptive IIR notch filter," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 39, no. 9, pp. 2124–2128, 1991.
- [6] P. Tichavský and P. Händel, "Two algorithms for adaptive retrieval of slowly time-varying multiple cisoids in noise," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 43, pp. 1116–1127, 1995.
- [7] P. Regalia, "A complex adaptive notch filter," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 17, pp. 937–940, 2010.
- [8] A. Nosan and R. Punalard, "A complex adaptive notch filter using modified gradient algorithm," *Signal Processing*, vol. 92, pp. 1508–1514, 2012.

- [9] W. Loetwassana, R. Punalard, J. Koseeyaporn, and P. Wardkein, "Unbiased plain gradient algorithm for a second-order adaptive IIR notch filter with constrained poles and zeros," *Signal Processing*, vol. 90, pp. 2513–2520, 2010.
- [10] R. Punalard, "Mean square error analysis of unbiased modified plain gradient algorithm for second-order adaptive iir notch filter," *Signal Processing*, vol. 92, pp. 2815–2820, 2012.
- [11] L. Hsu, R. Ortega, and G. Damm, "A globally convergent frequency estimator," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, pp. 698–713, 1999.
- [12] V. Reddy, B. Egardt, and T. Kailath, "Optimized lattice-form adaptive line enhancer for a sinusoidal signal in broad-band noise," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 28, no. 6, pp. 542–550, 1981.
- [13] S. N. Mahmoodi, M. J. Craft, S. C. Southward, and M. Ahmadian, "Improving the response of a wheel speed sensor using an adaptive line enhancer," *Measurement*, vol. 33, no. 3, pp. 229–240, 2003.
- [14] Y. Yoganandam, V. Reddy, and T. Kailath, "Performance analysis of the adaptive line enhancer for sinusoidal signals in broad-band noise," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 36, no. 11, pp. 1749–1757, 1988.
- [15] M. Ferdjallah, "Adaptive digital notch filter design on the unit circle for the removal of power-line noise from biomedical signals," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 41, no. 6, pp. 529–536, 1994.
- [16] M. Tarek, S. Mekhilef, and N. Rahim, "Application of adaptive notch filter for harmonics currents estimation," in *Proc. International Power Engineering Conference (IPEC 2007)*, 2007.
- [17] A. Yazdekhashti and M. Mojiri, "A method for harmonic extraction from power systems signals based on adaptive notch filter," *Adv. Comput. Math. Appl.*, vol. 1, pp. 40–46, 2012.
- [18] L. Wang, D. Zhang, C. Zhang, and Z. Lu, "A high performance pll for polluted utility grid based on cascade adaptive notch filters," in *Proc. 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, pp. 615–619, 2012.
- [19] S. Hasan, P. Dash, and S. Nanda, "A signal processing adaptive algorithm for nonstationary power signal parameter estimation," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 27, no. 3, pp. 166–181, 2013.
- [20] A. Johansson and P. White, "An adaptive filter-based method for robust, automatic detection and frequency estimation of whistles," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 130, pp. 893–903, 2011.
- [21] S. Yang and Q. Zhao, "Real-time frequency estimation for sinusoidal signals with application to robust fault detection," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 27, no. 5, pp. 386–399, 2013.
- [22] S. M. Kuo and D. Morgan, *Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations*. New York: Wiley, 1995.
- [23] M. Bodson, "Rejection of periodic disturbances of unknown and time-varying frequency," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 19, no. 2-3, pp. 67–88, 2005.
- [24] T. Södertström and P. Stoica, *System Identification*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1988.
- [25] M. Niedźwiecki, *Identification of Time-varying Processes*. New York: Wiley, 2000.
- [26] J. Bakkoury, D. Roviras, M. Ghogho, and F. Castanie, "Adaptive MLSE receiver over rapidly fading channels," *Signal Processing*, vol. 80, pp. 1347–1360, 2000.

- [27] G. Giannakis and C. Tepedelenlioğlu, "Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of time-varying channels," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, pp. 1969–1986, 1998.
- [28] F. Colone, D. O'Hagan, P. Lombardo, and C. Baker, "A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 45, no. 2, pp. 698–722, 2009.
- [29] X. Guan, D. hui Hu, L. hua Zhong, and C. biao Ding, "Strong echo cancellation based on adaptive block notch filter in passive radar," *Geoscience and Remote Sensing Letters, IEEE*, vol. 12, no. 2, pp. 339–343, 2015.
- [30] M. Niedźwiecki and P. Kaczmarek, "Tracking analysis of a generalized adaptive notch filter," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, pp. 304–314, 2006.
- [31] M. Niedźwiecki, "Generalized adaptive notch smoothing revisited," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 3, pp. 1565–1576, 2010.
- [32] H. V. Trees, K. Bell, and Z. Tian, *Detection, Estimation and Modulation Theory, Part I – Detection, Estimation and Filtering Theory*. Wiley, 2013.
- [33] V. C. S. Jr., "Separation of added speech signals by digital comb filtering," Master's thesis, Massachusetts Institute of Technology, 1970.
- [34] J. Lim, A. Oppenheim, and L. Braidà, "Evaluation of an adaptive comb filtering method for enhancing speech degraded by white noise addition," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 26, no. 4, pp. 354–358, 1978.
- [35] M. Niedźwiecki and P. Kaczmarek, "Generalized adaptive notch filter with a self-optimization capability," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, pp. 4185–4193, 2006.
- [36] R. Punchalard, "Arctangent based adaptive algorithm for a complex iir notch filter for frequency estimation and tracking," *Signal Processing*, vol. 92, pp. 535–544, 2014.
- [37] H. Pelton, S. Wise, and W. Sims, "Active hvac noise control systems provide acoustical comfort," *Sound Vib.*, vol. 28, pp. 14–18, 1994.
- [38] E. R. Geddes, "Active muffler with dynamic tuning," tech. rep., U.S. Patent 5,060,273, 1991.
- [39] E. Ziegler and J. Gardner, "Active sound attenuation system for engine exhaust systems and the like," tech. rep., U.S. Patent 5,097,923, 1992.
- [40] K. Egtesadi, W. Hong, and H. Leventhall, "Application of active attenuators in controlling low-frequency noise," in *Proc. Noise-Con.*, pp. 193–198, 1985.
- [41] G. Chaplin, R. Smith, and T. Smith, "Method and apparatus for reducing repetitive noise entering the ears," tech. rep., U.S. Patent 4,654,871, 1987.
- [42] T. Sutton, S. Elliot, A. McDonald, and T. Saunders, "Active control of road noise inside vehicles," *Noise Control Eng. J.*, vol. 42, pp. 137–147, 1994.
- [43] S. Kuo and D. Vijayan, "Adaptive algorithms and experimental verification of feedback active noise control systems," *Noise Control Eng. J.*, vol. 42, pp. 37–46, 1994.
- [44] C. Fuller and G. Gibbs, "Active control of interior noise in a business jet using piezoelectric actuators," in *Proc. Noise-Con.*, pp. 389–394, 1994.
- [45] C. Bohn, A. Cortabarria, V. Hartel, and K. Kowalczyk, "Active control of engine-induced vibrations in automotive vehicles using disturbance observer gain scheduling," *Control Eng. Practice*, vol. 12, pp. 1029–1039, 2004.



- [46] A. Sacks, M. Bodson, and P. Khosla, "Experimental results of adaptive periodic disturbance cancellation in a high performance magnetic disk drive," *ASME Journal of Dynamic System Management and Control*, vol. 118, pp. 416–424, 1996.
- [47] S. Bittanti and L. Moiraghi, "Active control of vibrations in helicopters via pole assignment techniques," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 2, pp. 343–350, 1994.
- [48] K. B. Ariyur and M. Krstić, *Real-Time Optimization by Extremum Seeking Feedback*. Wiley, 2003.
- [49] C. Fuller, S. Elliott, and P. Nelson, *Active control of vibration*. New York: Academic Press, 1995.
- [50] K. Lukin, "The principles of noise radar technology," in *Proc. of the First International Workshop on the Noise Radar Technology*, pp. 13–22, September 2002.
- [51] K. Lukin, "Radar Design Using Noise/Random Waveforms," in *Proc. of International Radar Symposium 2006.*, pp. 355–358, 2006.
- [52] T. Thayaparan, M. Dakovic, and L. Stankovic, "Mutual interference and low probability of interception capabilities of noise radar," *IET Radar, Sonar and Navig.*, vol. 2, no. 4, pp. 294–305, 2008.
- [53] D. S. Garmatyuk and R. M. Narayanan, "ECCM Capabilities of an Untrawideband Bandlimited Random Noise Imaging Radar," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 38, pp. 1243–1255, October 2002.
- [54] M. Dawood and R. M. Narayanan, "Generalised wideband ambiguity function of a coherent ultra-wideband random noise radar," *IEE Proc. Radar, Sonar and Navig.*, vol. 150, pp. 379–386, October 2003.
- [55] M. Skolnik, *Radar Handbook*. McGraw-Hill Education, 2008.
- [56] M. Malanowski and K. Kulpa, "Detection of moving targets with continuous-wave noise radar: theory and measurements," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 50, no. 9, pp. 3502–3509, 2012.
- [57] B. S. W. Susek, "Sensor radarowy z sygnałem szumowym dla systemu obrony aktywnej," *Przegląd elektrotechniczny*, vol. 3, pp. 88–91, 2015.
- [58] W. Susek, B. Stec, C. Rećko, M. Czyżewski, and A. Słowik, "Demonstrator radaru szumowego dla systemu obrony aktywnej," in *XX międzynarodowa konferencja naukowo-techniczna UZBROJENIE 2015*, (Jachranka, Poland), 2015.
- [59] F. Colone, D. O'Hagan, P. Lombardo, and C. Baker, "A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 45, no. 2, pp. 698–722, 2009.
- [60] T. Yamazaki and T. Ono, "Dynamic problems in measurement of mass-related quantities," in *Proc. 2007 SICE Annual Conference*, pp. 1183–1188, 2007.
- [61] R. Schwartz, "Automatic weighing-principles, applications and developments," in *Proc. XVI IMEKO*, pp. 259–267, 2000.