

PRACA DOKTORSKA

*Aktywna eliminacja składowych tonalnych  
sygnałów akustycznych*

*Active elimination of tonal components  
of acoustic signals*

Promotor pracy:  
Prof. dr hab. inż. Andrzej Dobrucki

Promotor pomocniczy pracy:  
dr inż. Stefan Brachmański

autor:  
MICHAŁ ŁUCZYŃSKI

*Pragnę serdecznie podziękować Promotorowi – prof. dr hab. inż. Andrzejowi Dobruckiemu oraz Promotorowi pomocniczemu – dr inż. Stefanowi Brachmańskiemu za stworzenie warunków do pracy naukowej, wsparcie merytoryczne i organizacyjne oraz opiekę nad tą pracą.*

*Chciałbym również wyrazić szczególne podziękowania mojej Żonie Jadwidze za nieustające wsparcie i cierpliwość.*

*Wrocław, luty 2022*

## Spis treści

1	Wprowadzenie .....	7
2	Teza i cel pracy .....	8
3	Aktywna redukcja hałasu.....	10
3.1	Skutki ekspozycji na hałas .....	10
3.2	Metody redukcji hałasu.....	12
3.3	Rys historyczny aktywnych metod redukcji hałasu .....	13
3.4	Fizyczne podstawy aktywnej redukcji hałasu.....	17
3.4.1	Ograniczenia geometryczne .....	18
3.4.2	Kierunkowość źródeł .....	20
3.4.3	Czas przetwarzania .....	21
3.4.4	Błędy przetworników i układów przetwarzania oraz kalibracja.....	22
3.4.5	Wpływ środowiska akustycznego, zakłócenia, sprzężenia akustyczne .....	22
3.4.6	Czas konwergencji .....	24
3.4.7	Wnioski.....	24
3.5	Systemy aktywnej redukcji hałasu .....	24
3.5.1	Aktywna redukcja sygnałów szerokopasmowych .....	25
3.5.1.1	Systemy ze sprzężeniem zwrotnym w tył (Feedback ANC) .....	25
3.5.1.2	Systemy ze sprzężeniem zwrotnym w przód (Feedforward ANC).....	26
3.5.2	Aktywna redukcja sygnałów wąskopasmowych.....	32
4	Klasy tonalności sygnałów .....	38
4.1	Wprowadzenie .....	38
4.1.1	Przykłady sygnałów i źródeł o charakterze tonalnym .....	38
4.1.2	Percepcja tonalności.....	39
4.1.3	Normy dotyczące hałasu tonalnego .....	39

4.2	Klasy tonalności .....	43
4.2.1	Sygnały stacjonarne okresowe .....	44
4.2.2	Sygnały kwazistacjonarne.....	46
4.2.2.1	Sygnały okresowe modulowane funkcją losową.....	46
4.2.2.2	Sygnały okresowe o zwiększanej/zmniejszanej amplitudzie i/lub częstotliwości ....	50
4.2.2.3	Sygnały sinusoidalne o zmiennych parametrach modulowane funkcją losową .....	51
4.2.3	Szum wąskopasmowy.....	52
5	Estymacja wartości parametrów składowych tonalnych .....	54
5.1	Parametry składowych tonalnych .....	54
5.2	Dyskretna transformata Fouriera o zmiennej długości .....	55
5.2.1	Funkcje okien czasowych.....	60
5.2.2	Interpolacja parametrów.....	61
5.2.3	Wpływ fazy początkowej sygnału.....	62
5.2.4	Wpływ częstotliwości .....	67
5.2.5	Błędy estymacji wartości parametrów .....	68
5.2.5.1	Błędy estymacji wartości częstotliwości.....	69
5.2.5.2	Błędy estymacji wartości amplitudy.....	70
5.2.5.3	Błędy estymacji wartości fazy początkowej .....	71
5.2.6	Składowa tonalna w obecności szumu .....	71
5.2.7	Składowa tonalna w obecności drugiej składowej .....	73
5.2.7.1	Estymacja wartości parametrów składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej.....	73
5.2.7.2	Estymacja wartości parametrów drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej .....	75
5.2.8	Rozdzielczość częstotliwościowa.....	77

5.3	Szybka transformata Fouriera (FFT) .....	80
5.3.1	Funkcje okien czasowych.....	83
5.3.2	Interpolacja parametrów.....	83
5.3.3	Wypełnienie zerami (zero-padding) .....	84
5.3.4	Błędy estymacji wartości parametrów .....	85
5.3.4.1	Błędy estymacji wartości częstotliwości.....	86
5.3.4.2	Błędy estymacji wartości amplitudy.....	90
5.3.4.3	Błędy estymacji wartości fazy początkowej .....	93
5.3.5	Składowa tonalna w obecności szumu .....	96
5.3.6	Składowa tonalna w obecności drugiej składowej tonalnej.....	98
5.3.6.1	Estymacja wartości parametrów składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej.....	98
5.3.6.2	Estymacja wartości parametrów drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej .....	100
5.3.7	Rozdzielczość częstotliwościowa i wpływ wypełnienia zerami na rozdzielczość częstotliwościową.....	102
5.4	Przejścia przez zero filtrowanego sygnału.....	103
5.4.1	Składowa tonalna w obecności szumu .....	106
5.4.2	Błędy estymacji w obecności szumu .....	108
5.4.3	Filtracja sygnału z szumem .....	109
5.4.4	Składowa tonalna w obecności drugiej składowej tonalnej.....	111
5.4.4.1	Estymacja wartości parametrów składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej.....	113
5.4.4.2	Estymacja wartości parametrów drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej .....	115
5.5	Podsumowanie .....	117

6	Synteza sygnału kompensującego i eliminacja składowych tonalnych.....	120
6.1	Eliminacja w bieżącej ramce.....	121
6.1.1	Wpływ fazy początkowej.....	123
6.1.2	Skuteczność redukcji poziomu tonu prostego.....	126
6.1.3	Skuteczność redukcji poziomu tonu prostego w obecności szumu .....	129
6.2	Eliminacja w kolejnej ramce .....	131
6.3	Filtracja adaptacyjna .....	133
7	Przykłady zastosowania.....	137
7.1	Usuwanie przydźwięku sieciowego z nagrania.....	137
7.2	Zamiana mowy normalnej na mowę szeptaną .....	140
7.3	Eliminacja akustycznego sprzężenia zwrotnego.....	141
7.4	Redukcja poziomu składowej tonalnej hałasu wentylatora .....	143
7.5	Analiza hałasu silnika spalinowego.....	145
8	Podsumowanie .....	149
	Bibliografia.....	150
	Streszczenie .....	162

## 1 Wprowadzenie

Niniejsza praca doktorska dotyczy zastosowania algorytmów opartych o metody aktywnej redukcji hałasu o charakterze wąskopasmowym w celu eliminacji wybranych składowych częstotliwościowych sygnałów akustycznych o charakterze tonalnym. Aktywna eliminacja pojedynczej składowej tonalnej polega na dodaniu do niej syntezy składowej o przeciwnej fazie. Aby dokonać tego efektywnie wymagane jest spełnienie kryteriów dotyczących dopasowania wartości parametrów obu składowych. W przeciwnym razie redukcja poziomu może być niedostateczna lub nawet poziom tej składowej może się zwiększyć. Istotne jest, aby zdefiniować dopuszczalne błędy estymacji wartości parametrów, dla których spełnione są kryteria redukcji. Tak zdefiniowane zagadnienie pozwala na wskazanie ograniczeń metody oraz stworzenie modelu matematycznego pozwalającego przewidzieć skuteczność dla dowolnego przypadku z zakresu analizowanych zdarzeń. Proponowany sposób przetwarzania sygnałów opiera się na estymacji wartości składowych tonalnych, wyznaczeniu ich parametrów a następnie generacji (syntezy) odpowiednich sygnałów pozwalających na obniżenie poziomu wybranych składowych. Będzie to wymagało doboru odpowiednich algorytmów na wielu etapach przetwarzania. Przedstawiona metoda może być wykorzystywana zarówno jako rozwinięcie aktywnych metod redukcji hałasu o charakterze wąskopasmowym jak i metodę przetwarzania sygnałów, których charakter można określić jako tonalny. Ponadto przedstawione podejście może być stosowane jak miara skuteczności estymacji wartości parametrów składowych tonalnych.

W rozdziale 2 przedstawiono tezę i omówiony został cel pracy. Problematykę hałasu ze szczególnym uwzględnieniem hałasu o charakterze tonalnym oraz metody pozwalające na redukcję jego poziomu omówiono w rozdziale 3. W nim dokonano również przeglądu rozwiązań systemów aktywnej redukcji hałasu, zarówno szerokopasmowego, jak i wąskopasmowego. W rozdziale 4 opisano rodzaje sygnałów, których charakter można opisać jako tonalny. Rozdział 5 stanowi opis opracowanych algorytmów estymacji wartości parametrów składowych tonalnych. Synteza sygnałów kompensujących i eliminacja składowych tonalnych z wykorzystaniem parametrów uzyskanych opisanymi metodami są przedstawione w rozdziale 6. W rozdziale 7 zostały przedstawione przykłady zastosowania omawianych algorytmów. Rozdział 8 stanowi podsumowanie. Na koniec została przedstawiona literatura.

## 2 Teza i cel pracy

W oparciu o studia literaturowe, rozważania teoretyczne oraz wstępne badania postawiono następującą tezę rozprawy doktorskiej:

*„Możliwe jest opracowanie efektywnych algorytmów aktywnej redukcji hałasów tonalnych wykorzystujących parametry tonalności”*

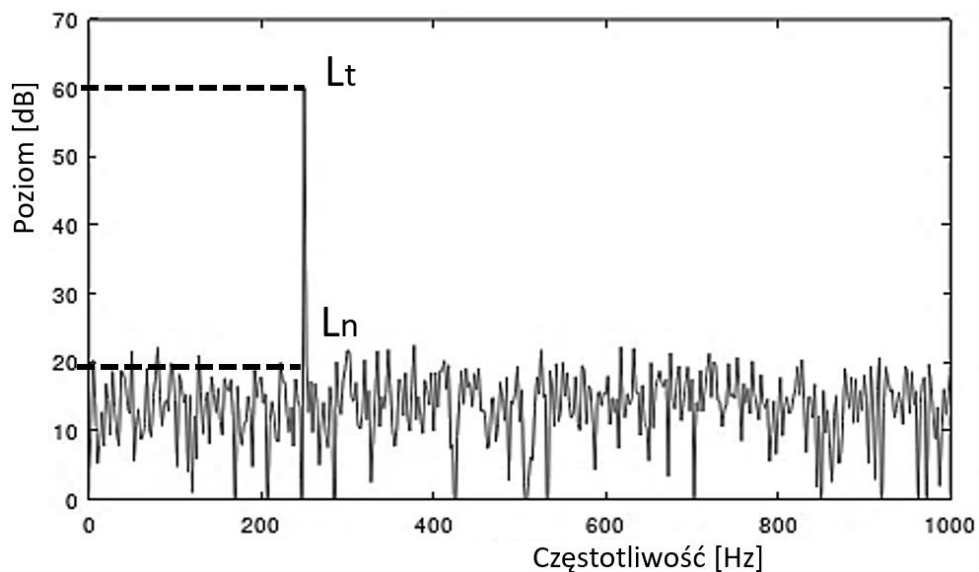
Celem pracy było opracowanie algorytmów służących do eliminacji składowych tonalnych w sygnałach akustycznych. Skuteczna eliminacja tych składowych polega na takim przetworzeniu sygnału, aby w sygnale wyjściowym nie wystąpiły składowe tonalne obecne w sygnale wejściowym. Wiąże się to z kryterium wymaganego poziomu redukcji, które przedstawiono we wzorze (1) i schematycznie na Rys. 1.

$$\Delta L = L_t - L_n \quad (1)$$

gdzie

$L_t$  – poziom składowej tonalnej

$L_n$  – poziom szumu w bezpośrednim otoczeniu analizowanej składowej



Rys. 1 Schematyczne przedstawienie kryterium wymaganego poziomu redukcji

Jeżeli poziom uzyskanej redukcji jest mniejszy niż  $\Delta L$  oznacza to eliminację niecałkowitą.

Algorytmy, które pozwalają na skuteczną eliminację składowych tonalnych w sygnałach akustycznych mogą być wykorzystywane do przetwarzania sygnałów fonicznych (np. w nagraniach lub cyfrowych



urządzeniach końcowych) oraz do redukcji hałasu tonalnego. Dzięki zrealizowaniu odpowiedniej eliminacji składowej tonalnej w sygnale można również zweryfikować czy została dokonana poprawna estymacja wartości parametrów tej składowej. Może to być przydatne w wielu algorytmach i metodach, które bazują na estymacji wartości parametrów składowych tonalnych, takich jak na przykład ultrasonografia dopplerowska.

Celami pracy wynikającymi z postawionej tezy są:

- opracowanie algorytmów estymacji wartości parametrów składowych tonalnych,
- opracowanie algorytmów eliminacji składowych tonalnych i redukcji hałasu tonalnego,
- weryfikacja działania algorytmów.

### 3 Aktywna redukcja hałasu

#### 3.1 Skutki ekspozycji na hałas

Hałas jest definiowany jako wszystkie niepożądane lub szkodliwe dźwięki. W większości przypadków ich uciążliwość jest związana z nadmiernym poziomem ciśnienia akustycznego. Zgodnie z polskim prawodawstwem przez hałas należy rozumieć dźwięki o częstotliwościach w zakresie od 16 Hz do 16 000 Hz [130]. Taki charakter hałasu bezpośrednio wpływa na pogorszenie słuchu. Na podstawie badań wpływu hałasu na ubytki słuchu określono wartości ekspozycji na hałas, powyżej których następuje wysokie prawdopodobieństwo ubytków. Jeśli ekspozycja na hałas jest długotrwała, może prowadzić nawet do znaczącej głuchoty. W Polsce istnieje szereg przepisów prawnych [111], które określają dopuszczalne poziomy hałasu m.in. na stanowiskach pracy, na terenie zabudowy mieszkalnej, czy w pomieszczeniach przeznaczonych do przebywania osób [114].

Poziom ekspozycji na hałas odniesiony do 8-godzinnego dnia pracy nie może przekraczać wartości poziomu dźwięku A równej 85 dB. Maksymalny poziom dźwięku A nie może przekraczać wartości 115 dB. Szczytowy poziom dźwięku C nie może przekraczać wartości 135 dB [105][112]. W pomieszczeniach biurowych obowiązują niższe wartości i są to maksymalnie 55 dB(A) dla pomieszczeń administracyjnych, biurowych i do prac koncepcyjnych oraz 65 dB(A) w sekretariatach i biurach obsługi klienta. Jest to związane nie tyle ze szkodliwością dla słuchu, lecz z uciążliwością hałasu przeszkadzającą w wykonywaniu pracy. Pomiar hałasu powinny być dokonywane przez pracodawcę [115], który powinien ocenić ryzyko zawodowe związane z narażeniem pracowników na hałas. Obowiązkiem pracodawców jest wyeliminowanie u źródła ryzyka zawodowego, które wiąże się z narażeniem na hałas lub ograniczenie go do jak najniższego poziomu. Wśród osób narażonych na hałas istotną grupą są pracownicy na stanowiskach, gdzie powstały hałas jest skutkiem ubocznym eksploatacji maszyn [109][63]. Istnieje szereg stanowisk pracy, w których wytwarzany wysoki poziom dźwięku nie jest niepożądanym efektem pracy. Wśród takich przypadków można wskazać zarówno pracowników pojazdów uprzywilejowanych [46][47] jak i muzyków [98] czy barmanów [32][31]. Należy również mieć na uwadze, że człowiek jest narażony na hałas nie tylko w swoim środowisku pracy. Określenie pozazawodowej ekspozycji [31] na hałas stanowi poważny problem [102] w zagadnieniach związanych z oddziaływaniem hałasu na człowieka.

Poziomy hałasu, które przekraczają wartości przyjęte jako dopuszczalne poziomy są głównie związane z poważnym niebezpieczeństwem pogorszenia słuchu. Należy wspomnieć, że poza ubytkami słuchu istnieje wiele innych szkodliwych skutków ekspozycji na hałas [11][140][119]. Światowa Organizacja Zdrowia (WHO) w wytycznych dla regionu europejskiego zaznacza, że nadmierny hałas może wpływać na irytację, problemy ze snem, choroby metaboliczne i układu krążenia, zdrowie psychiczne, zaburzenia poznawcze czy nawet może niekorzystnie wpływać na przebieg ciąży [139]. W świetle tych

informacji można przyjąć, że hałas, nawet ten niekoniecznie bardzo głośny, może wpływać na funkcjonowanie całego organizmu. Dodatkowo WHO określa, że hałas drogowy jest szkodliwy dla około 30 % Europejczyków [136], a co piąty mieszkaniec Europy jest narażony na hałas w nocy, który może istotnie szkodzić zdrowiu. Zgodnie z definicją wprowadzoną przez ISO/TS 15666 [58] określa się, że uciążliwość hałasu jest niekorzystną i indywidualną reakcją, która wpływa na niezadowolenie, zirytowanie oraz zakłócenie spokoju. WHO dodatkowo wiąże reakcję na hałas z reakcjami emocjonalnymi, takimi jak gniew, niezadowolenie, wycofanie, rozproszenie uwagi, zmęczenie a nawet lęki i depresja [138].

Centralny Instytut Ochrony Pracy przygotował kwestionariusz do subiektywnych badań warunków pracy. Kwestionariusz był skierowany do pracowników i służył do zbierania opinii w kwestii narażenia na szkodliwe czynniki w miejscu pracy i związane z uciążliwością pracy. Najczęściej wskazanym zagrożeniem jest wdychanie oparów gazów, chemikaliów i pyłów (58% badanych), a na drugim miejscu pojawił się głośny hałas (52% badanych) [3]. Dane Głównego Urzędu Statystycznego wskazują, że w 2010 roku w Polsce aż 41% pracujących w warunkach zagrożenia jest narażonych na hałas przekraczający wartości dopuszczalne [118]. Jak widzimy, zbyt głośne środowisko jest powszechnym problemem w środowisku pracy oraz życiu codziennym [4].

Mimo że hałas przeważnie jest kojarzony z głośnymi dźwiękami, można wymienić wiele nawet bardzo cichych źródeł dźwięku, które jako niepożądane mogą doprowadzić do określonych, nie zawsze znanych skutków narażenia na hałas. Takie źródła nawet przy stosunkowo niskich poziomach wpływają na naszą koncentrację i mogą nawet powodować podniesienie poziomu stresu. W ramach eksperymentu przeprowadzonego na Politechnice Wrocławskiej zebrano grupę, której zadaniem było wykonanie prostych zadań wymagających koncentracji [86]. Osoby biorące udział w badaniach wykonywały zadania przy różnym tle akustycznym m.in. przy symulowanym hałasie komunikacyjnym, muzyce oraz w ciszy. Zaskakujące wyniki uzyskano w przypadku ciszy [28]. Badani wskazali, że gdy nie było odtworzone żadne dodatkowe tło akustyczne to każde, nawet ciche zdarzenie akustyczne, takie jak klikanie długopisu lub szuranie krzesłem, rozpraszało ich. Można więc uznać, że mimo niskiego poziomu dźwięku generowanego w trakcie tych zdarzeń akustycznych, stanowiło to dla nich hałas, który wpływał na zdolność koncentracji.

Innym aspektem uciążliwości hałasu jest jego charakter częstotliwościowy. Mowa tutaj zarówno o tonalności, której przeciwieństwem jest charakter szumowy oraz o zakresie częstotliwości w jakim znajduje się znacząca część energii. Warto zwrócić uwagę, że zarówno hałas o charakterze tonalnym jak i ten o energii skupionej w zakresie małych częstotliwości jest szczególnie uciążliwy. W przypadku hałasu tonalnego, którego uciążliwość jest potwierdzona w wielu badaniach [116][79][50] stosuje się

poprawkę podczas pomiarów, która wynosi od 0 dB do 6 dB [104]. Tę poprawkę dodaje się do zmierzonego poziomu dźwięku w zależności od słyszalności danego tonu [107]. Dzięki temu ostateczny skorygowany wynik zbliża się do odczuwalnego poziomu dźwięku. W licznych pracach, które szerzej zostały omówione w rozdziale 4 (*Klasy tonalności sygnałów*) została udokumentowana i dowiedziona zwiększona uciążliwość hałasu o charakterze tonalnym

Warto również zwrócić uwagę na rozkład energii hałasu w widmie. Temat uciążliwości hałasu w zakresie małych częstotliwości i jego wpływ na zdrowie jest szczególnie poruszany w pracach [62][101][29]. Ponadto zwracana jest uwaga, że obecnie stosowane metody oceny są niewystarczające i nie rozwiązują problemu oceny takiego hałasu [83][100][126]. Wynika to z obecnie stosowanej krzywej korekcyjnej A oraz krzywych NR i NC opisujących poziomy hałasu. Uznano, że hałas w zakresie od 10 Hz do 200 Hz jest szczególnym problemem. Analizując krzywe izofoniczne [57], można zwrócić uwagę, że zgodnie z badaniami odsłuchowymi wymagane jest dużo większe ciśnienie akustyczne w zakresie małych częstotliwości, żeby wywołać to samo wrażenie głośności co dla większych częstotliwości (np. 1000 Hz). Oznacza to, że przy odsłuchiwaniu małych częstotliwości możemy być narażeni znacznie bardziej nawet, gdy odczuwamy mniejszą głośność. Badacze wskazują [60][99][25], że jest to realny problem szczególnie, że ocena hałasu w większości przypadków odbywa się na podstawie analizy poziomu ciśnienia akustycznego korygowanego krzywą korekcyjną A [103].

Bezpośredni wniosek z dotychczasowych rozważań to konieczność ograniczania ekspozycji na hałas jak również wpływ na jego charakter częstotliwościowy.

### 3.2 Metody redukcji hałasu

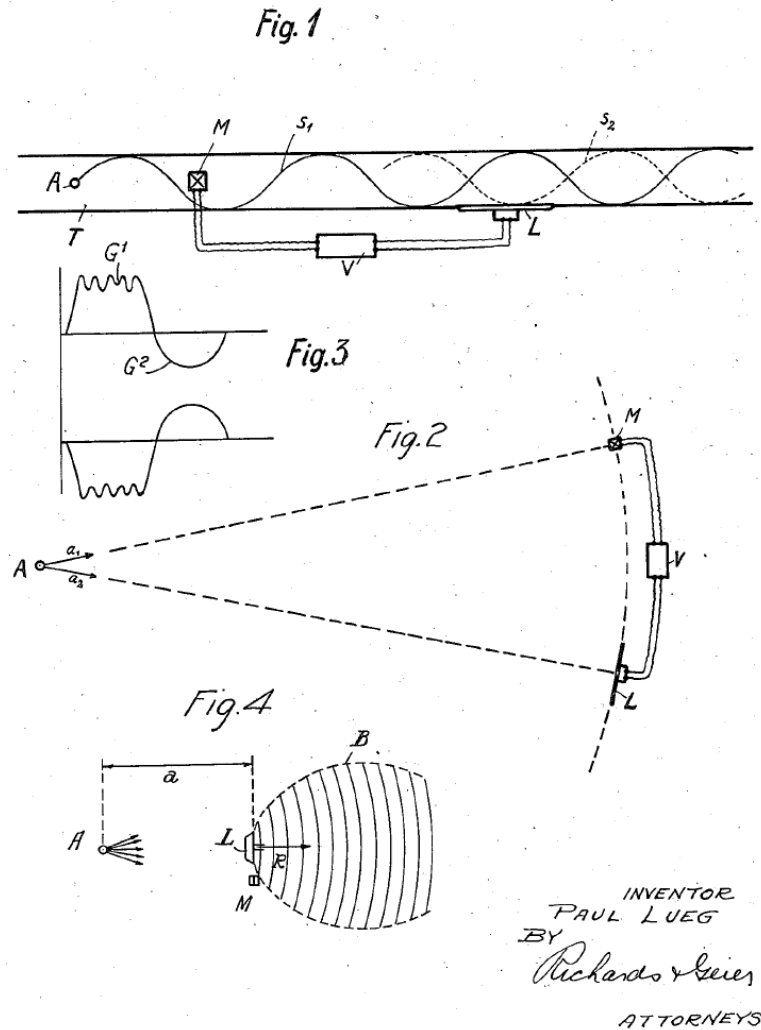
Ze względu na charakter podejmowanych działań metody redukcji hałasu dzieli się na dwie kategorie: metody i sposoby administracyjno-prawne oraz metody i sposoby techniczne. Do pierwszej kategorii można zaliczyć normy techniczne oraz akty prawne [82][33] mające na celu wprowadzanie ograniczeń i zaleceń dotyczących m.in. dopuszczalnych poziomów hałasu. Do tej kategorii można również zaliczyć takie działania organizacyjne jak odpowiednie planowanie przerw i minimalizowanie czasu pracy na stanowiskach głośnych, czy wykonywanie najgłośniejszych prac na tych zmianach, na których w otoczeniu przebywa możliwie najmniej osób.

Do metod technicznych ograniczania hałasu zaliczają się wszystkie działania dążące do ograniczenia poziomu ciśnienia akustycznego działając bezpośrednio u źródła hałasu lub na drodze propagacji hałasu. Są to metody takie jak ograniczenie emisji hałasu przez źródła, ograniczenie transmisji na drogach jego przenoszenia oraz ograniczenie emisji na wybranym obszarze [38][38]. Czwartą metodą techniczną ograniczenia hałasu jest aktywna redukcja hałasu, która zostanie szczegółowo scharakteryzowana w dalszej części.

Redukcja może być zrealizowana poprzez zmianę konstrukcji maszyny [43] (np. zmiany technologiczne i konstrukcyjne, zmniejszenie oporów tarcia), zmianę parametrów pracy lub nawet wymianę maszyn na cichsze. Stosowane są również różnego rodzaju obudowy dźwiękoizolacyjne, adaptacje akustyczne pomieszczeń, w których znajduje się maszyna lub tłumiki akustyczne w kanałach wentylacyjnych [44]. Doświadczenie pokazuje, że skuteczność rozwiązań pasywnych takich jak tłumiki, obudowy i adaptacja akustyczna silnie zależy od pasma częstotliwości [61]. W zakresie najniższych częstotliwości ich skuteczność jest zwykle dużo mniejsza. Dobrym uzupełnieniem metod pasywnych wydają się aktywne metody redukcji hałasu, których największa skuteczność najczęściej jest określana do około 500 Hz. Intensywny ich rozwój w ostatnich latach zawdzięczamy głównie rozwojowi elektroniki i wprowadzeniu do powszechnego użytku wydajnych procesorów sygnałowych. W ramach tej rozprawy zostaną przedstawione wybrane rozwiązania algorytmów dedykowanych aktywnym metodom oraz zostaną zaprezentowane wyniki badań, których celem jest wskazanie możliwości zastosowania tych algorytmów w rozwiązaniach również innych niż redukcja hałasu. Główny nacisk jest postawiony na niezależne przetwarzanie składowych tonalnych sygnałów. Na takie przetwarzanie pozwalają algorytmy aktywnej redukcji hałasu wąskopasmowego (Narrowband ANC). Zostaną również zaprezentowane proponowane modyfikacje tych algorytmów mających na celu poprawę ich działania, tj. zwiększenie skuteczności redukcji poziomu składowych oraz skrócenie czasu przetwarzania.

### 3.3 Rys historyczny aktywnych metod redukcji hałasu

Mimo że podstawą metod aktywnej redukcji hałasu jest interferencja fal, pierwsze propozycje i koncepcje takich rozwiązań pojawiły się dopiero w latach trzydziestych XX-wieku. Pierwszy patent w tym zakresie złożył Francuz Henry Coanda. Był nim patent francuski *Procédé et dispositif de protection contre les bruits (Metoda i urządzenie do ochrony przed hałasem)* o numerze 762121, złożony 31 grudnia 1932 a opublikowany 18 stycznia 1934 roku [20]. W podobnym czasie Paul Lueg przedstawił swój patent. Najpierw w 1933 złożył go w Niemczech pod nazwą *Verfahren zur Dämpfung von Schallschwingungen [89] (Metoda tłumienia drgań dźwiękowych)*. Patent niemiecki został udzielony w 1937 roku. Następnie w 1934 roku opatentował w USA projekt o nazwie *Process of Silencing Sound Oscillations [88] (Proces wyciszania oscylacji dźwiękowych)*. Patent amerykański został udzielony w 1936 roku. Właśnie tę datę najczęściej przyjmuje się jako początek aktywnych metod redukcji hałasu. Rys. 2 przedstawia ryciny, które Paul Lueg zamieścił w patencie amerykańskim.



Rys. 2 Pierwsza strona patentu Paula Luega

Paul Lueg w przedstawionym patencie prezentuje cztery rysunki. Pierwszy z nich (Fig.1) schematycznie ilustruje wyciszenie pojedynczej składowej częstotliwościowej fali dźwiękowej. Druga część szkicu na Rys. 2 przedstawia schematycznie wiele fal dźwiękowych i środki pozwalające na ich wyciszenie. Trzecia część szkicu na Rys. 2 przedstawia dźwięk składający się z wielu tonów i sygnał potrzebny do jego wyciszenia zaś czwarty szkic (Fig.4) schematycznie przedstawia metodę wyciszenia dźwięku w przestrzeni.

Przedstawione na pierwszym rysunku (Fig.1) proste urządzenie za pomocą którego można wyciszyć dźwięk składający się z pojedynczej częstotliwości w falowodzie opiera swoje działania na prostym dostosowaniu odległości między mikrofonem (M) a źródłem wtórnym (L). W opinii autora tego patentu w niektórych przypadkach nie ma potrzeby, aby wszystkie hałasy zostały wyciszone. W podanym przykładzie w urządzeniach należałoby wyciszyć jedynie nieprzyjemny dźwięk maszyn do pisania. Zgodnie

z patentem może to być osiągnięte w bardzo prosty sposób poprzez wyciszenie ściśle określonych częstotliwości.

Mimo śmiałych założeń koncepcja przedstawiona przez Paula Luega była bardzo ogólna i jednocześnie trudna lub nawet niemożliwa do praktycznej realizacji za pomocą technologii dostępnej w tamtych czasach. Rozwojowi metod aktywnych bardzo przysłużył się jednoczesny rozwój elektroniki, przetworników elektroakustycznych czy w dalszej kolejności informatyki.

W dalszych latach pojawiały się kolejne badania i patenty. Przykładowo w latach '50 XX-wieku Lawrence J. Fogel zgłosił trzy patenty U.S. Patent 2,866,848 [77] , U.S. Patent 2,920,138 [78], U.S. Patent 2,966,549 [76], których głównym zadaniem miało być zbudowanie systemu do redukcji hałasu w helikopterach i kokpitach samolotów m.in. aby zwiększyć zrozumiałość mowy. W 1957 roku Willard Meeker przedstawił pracę, w ramach której omówił projekt i działający model aktywnych naszników. Ten zestaw słuchawkowy miał aktywne pasmo tłumienia w zakresie od 50 do 500 Hz, z maksymalnym tłumieniem około 20 dB [15].

W latach '80 XX wieku w efekcie wprowadzenia procesorów sygnałowych (DSP – Digital Signal Processors) nastąpił dynamiczny rozwój dziedziny i działań zmierzających w stronę komercyjnych rozwiązań. W 1986 roku nastąpiło pierwsze praktyczne użycie systemu aktywnej redukcji. Dick Rutan i Jeana Yeager w ramach przeprowadzonego lotu dookoła świata użyli słuchawek z aktywnym tłumieniem, które były prototypem wspieranym przez firmę Bose [65][12]. W 1992 roku wprowadzono do sprzedaży w Japonii pierwszy samochód z zainstalowanym systemem ANC. Był to Nissan Bluebird. Mimo że skuteczność redukcji była mocno ograniczona, konstruktorzy firmy Nissan wyprzedzili konkurencję o około 20 lat [51]. Ze względu na szybko rozwijającą się dziedzinę pojawiło się dużo różnych określeń związanych z aktywną redukcją, co oczywiście utrudnia wyszukiwanie i przegląd literatury. Na podstawie ponad 200 wybranych publikacji poruszających ten temat zestawiono określenia jakimi opisywany jest proces redukcji poziomu hałasu na podstawie dodania sygnału o odwrotnej polaryzacji. W literaturze anglojęzycznej wskazano 40 różnych pojęć. Część z tych określeń jest bardzo podobna, np. Active Noise Control [2][22][41] i Active Sound Control [34][14] czy Active Control of Sound [37] i Adaptive control of sound [10]. Jednak takie niewielkie zmiany i brak ujednolicenia utrudniają wyszukiwanie i klasyfikację literatury. Część ze znalezionych określeń różni się znacząco, np. Active noise equalization [45] i Feedback Control of Sound [108]. Analizowane pozycje literatury podzielono według czasownika opisującego omawiany proces. Uzyskano 7 grup publikacji i są to:

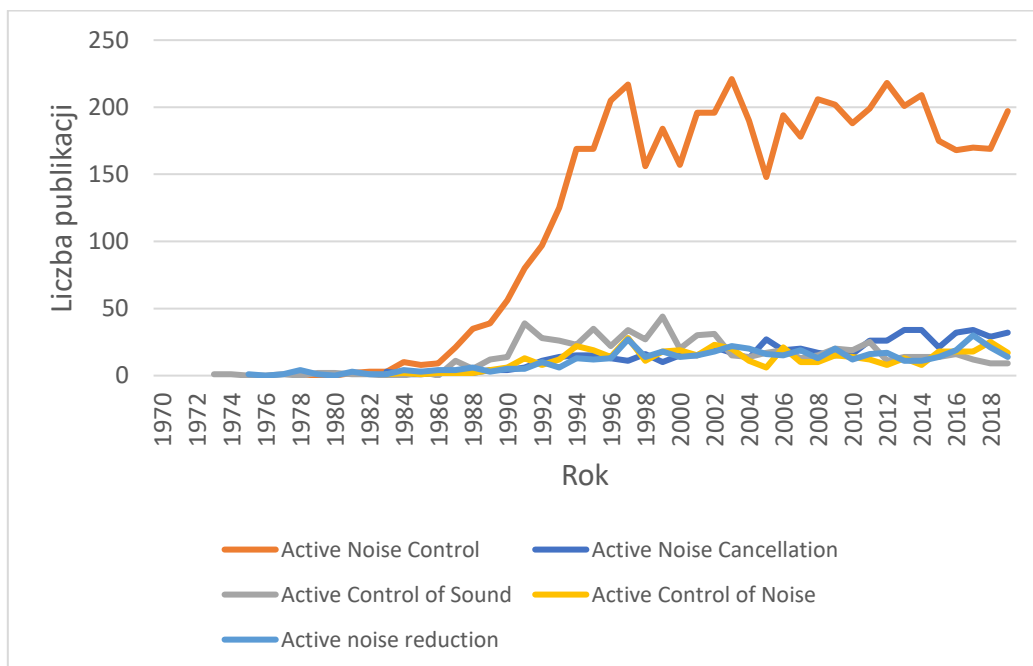
- Control, np. Active sound control [36]

- Cancel, np. Active noise cancellation [120]
- Attenuation, np. Active acoustic attenuation [53]
- Reduction, np. Active noise reduction [134]
- Equalization, np Active noise equalization [143]
- Absorption, np Active sound absorption [59]
- Silencing, np Computer-aided silencing [40]

W ramach każdej z grup występują różne formy użycia danego określenia.

W kolejnym kroku wykonano analizę za pomocą bazy Google Scholar polegającą na wpisaniu każdej ze znalezionych fraz do wyszukiwarki tak, aby uzyskać informację jak dużo publikacji ma w tytule dane określenie. Najczęściej używane frazy to (w nawiasie wpisany rok pierwszego odnotowanego wystąpienie danego określenia) Active Noise Control (1978) [110], Active Noise Cancellation (1983) [9][129], Active Control of Sound (1973) [127], Active Control of Noise (1983) [133] oraz Active Noise Reduction (1975) [30] z czego zdecydowanie najczęściej występuje określenie Active Noise Control.

W dalszym etapie określono w jaki sposób na przestrzeni lat zmieniała się liczba publikowanych prac zawierających w tytule wcześniej wymienione najbardziej popularne określenia. Na podstawie danych z Google Scholar przygotowano zestawienie częstości występowania danej frazy w publikacjach z danego roku. Zestawienie przedstawiono na Rys. 3.



Rys. 3 Częstość występowania danej frazy w publikacjach w kolejnych latach

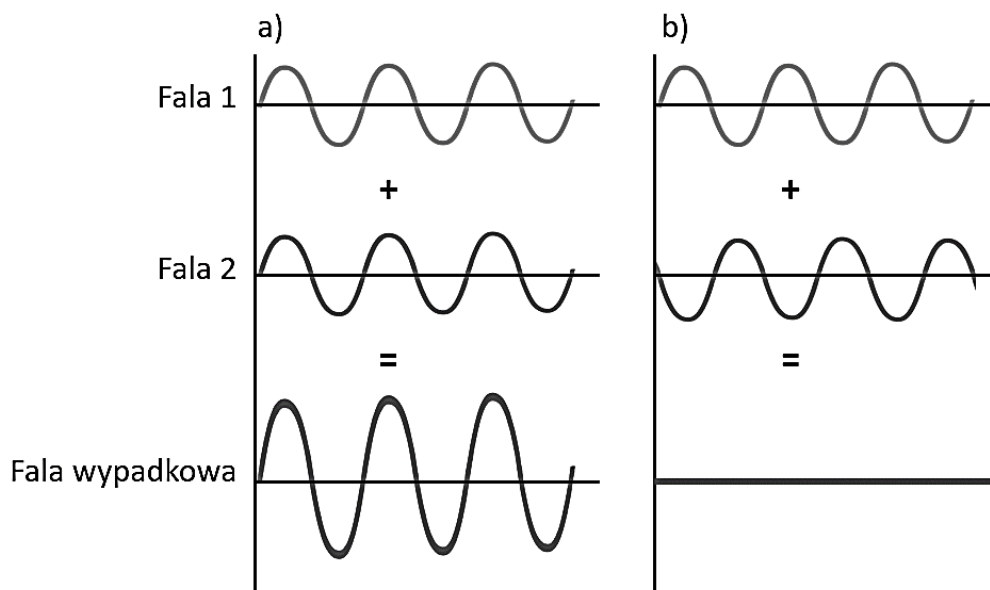


Można zaobserwować, że pod koniec lat '80 XX wieku i w latach '90 XX wieku nastąpił gwałtowny wzrost liczby publikacji, które zawierają w swojej nazwie frazę Active Noise Control i właśnie od tego momentu jest to najczęściej używane określenie opisujące omawiany proces.

Wśród publikacji wydawanych w języku polskich również nie ma jednego określenia na proces redukcji poziomu hałasu z wykorzystaniem metod aktywnych. Mimo że najczęściej pojawiającym się określeniem jest Aktywna Redukcja Hałasu [91][125] lub Aktywne Metody Redukcji Hałasu [39] to pojawiają się różne wariacje najczęściej oparte na synonimach takie jak Tłumienie Metodą Aktywną [27], Aktywna Redukcja Dźwięku [90] czy nawiązujące do konkretnych urządzeń: Aktywny Tłumik Hałasu [92].

### 3.4 Fizyczne podstawy aktywnej redukcji hałasu

W najprostszym ujęciu redukcja hałasu z użyciem metod aktywnych polega na wykorzystaniu zjawisk interferencyjnych w celu obniżenia poziomu sygnału akustycznego. Warunkiem zrealizowania skutecznej redukcji są odpowiednie przesunięcia fazowe między interferującymi ze sobą falami. Koncepcja redukcji aktywnej polega więc na dodaniu do sygnału pierwotnego sygnału o przeciwnej polaryzacji. W idealnym przypadku następuje interferencja destruktywna, gdy sygnał jest maksymalnie osłabiony. Ze względu na cel redukcji hałasu najmniej korzystnym przypadkiem jest interferencja konstruktywna, gdy sygnał wyjściowy zostanie wzmocniony dwukrotnie. Oba przypadki schematycznie przedstawiono na Rys. 4.

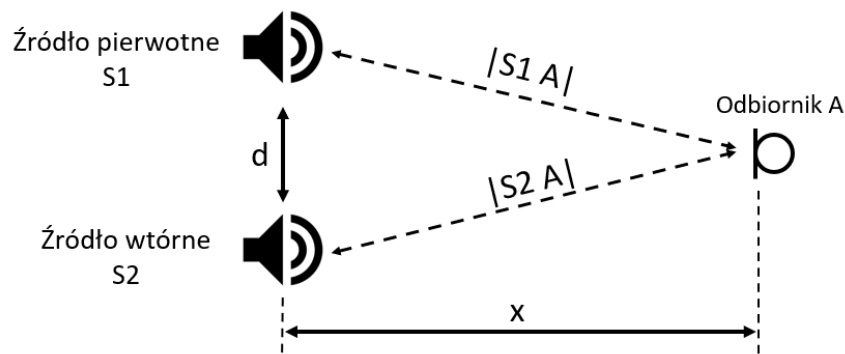


Rys. 4 Efekt interferencji dwóch fal, a) interferencja konstruktywna, b) interferencja destruktywna

Wszystkie systemy aktywnej redukcji hałasu bazują na zasadzie interferencji fali pochodzącej od źródła hałasu (źródła pierwotnego) i dodatkowego źródła dźwięku (źródła wtórnego). Takie układy mają jednak wiele ograniczeń, począwszy od tych które wynikają z układów geometrycznych, poprzez różne kierunkowości źródeł, problematykę przetwarzania sygnału pochodzącego od źródła a kończąc na czasie przetwarzania i niedoskonałości elementów toru elektroakustycznego (zniekształcenia przetworników itp.).

### 3.4.1 Ograniczenia geometryczne

Rys. 5 przedstawiono uproszczony model propagacji dźwięku od źródła pierwotnego i źródła wtórnego. Źródłem pierwotnym jest źródło hałasu, którego poziom należy zredukować. Źródłem wtórnym jest dodatkowy głośnik dodany do układu w celu wygenerowania sygnału, który interferując z sygnałem ze źródła pierwotnego doprowadzi do redukcji poziomu hałasu. Przyjęto, że oba źródła dźwięku są źródłami punktowymi (nieskończenie małe wymiary, dookólna charakterystyka promieniowania), a odległość między nimi wynosi  $d$ .



Rys. 5 Model propagacji dźwięku od źródła pierwotnego i źródła wtórnego do odbiornika oddalonego w równych odległościach od źródeł

Rozważono przypadek, gdy źródło S1 emituje ton prosty opisany wzorem (2), a źródło S2 ton prosty opisany wzorem (3).

$$f_1(t) = A_1 \sin(2\pi f_1 t - \varphi_1) \quad (2)$$

$$f_2(t) = A_1 \sin(2\pi f_1 t - \varphi_1 + \pi) \quad (3)$$

$f_i(t)$  – sygnał emitowany przez i-te źródło

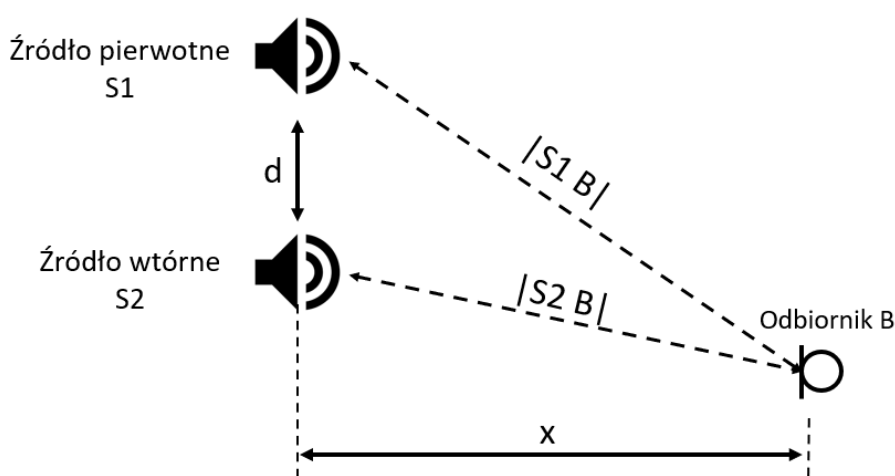
$A_1$  – amplituda sygnału sinusoidalnego

$f_1$  – częstotliwość sygnału sinusoidalnego

$\varphi_1$  – faza początkowa sygnału sinusoidalnego emitowanego przez źródło S1

Sygnaly generowane przez oba źródła różnią się jedynie fazą. Przesunięcie fazowe wynosi  $\pi$  radianów. Punkt obserwacji oznaczony na Rys. 5 literą *A* znajduje się w na osi odcinka wyznaczonego przez punkty *S1* i *S2* w odległości *x* od środka tego odcinka. Droga dźwięku od źródła *S1* do odbiornika *A*  $|S1 A|$  jest taka sama jak od źródła *S2*  $|S2 A|$ . W takiej sytuacji przesunięcie fazowe fali docierającej od źródła *S1* do punktu *A* wynikające z opóźnienia dojścia fali jest takie samo jako przesunięcie fazowe fali docierającej od źródła *S1*. Skutkiem tego nastąpi interferencja destruktywna.

Odbiornik *B* znajduje się poza osią odcinka *S1-S2*. Odległości punktu *B* od źródła *S1* i źródła *S2* oznaczono na Rys. 6.



Rys. 6 Model propagacji dźwięku od źródła pierwotnego i źródła wtórnego do odbiornika oddalonego w różnych odległościach od źródeł

Różnica dróg  $|S1 B|$  i  $|S2 B|$  powoduje, że dźwięk generowany przez źródło *S1* dotrze do punktu odbioru z większym opóźnieniem niż dźwięk generowany przez źródło *S2*. Konsekwencją opóźnienia jest przesunięcie fazowe, które zależy od długości fali (czyli od prędkości dźwięku i częstotliwości/okresu). Wpływ odległości między źródłem pierwotnym i wtórnym maleje wraz ze wzrostem długości fali, czyli wraz ze spadkiem częstotliwości. Jednak stanowi to wyraźne ograniczenie jeżeli chcemy zwiększyć zakres częstotliwości efektywnej redukcji poziomu hałasu.

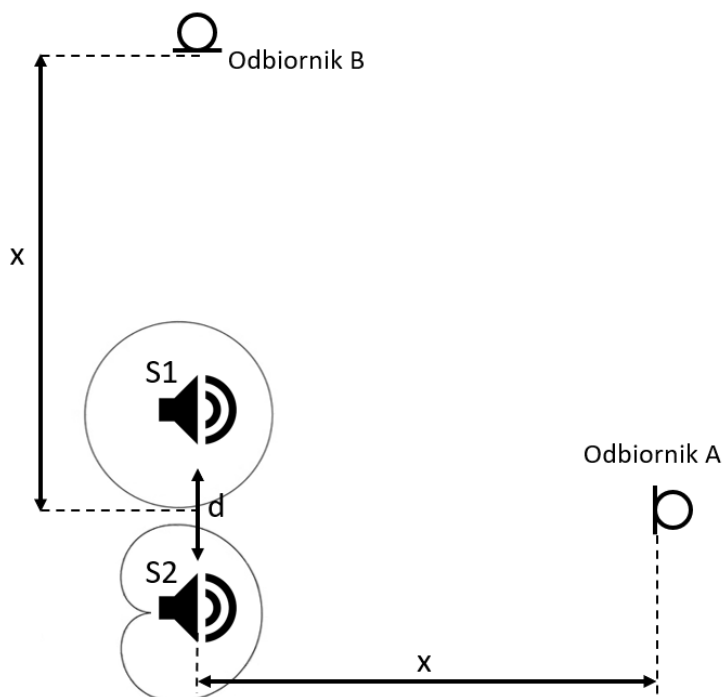
Pomijalna różnica opóźnień fal docierających od obu źródeł do odbiornika (oraz przesunięć fazowych) jest możliwa do uzyskania w przypadku, gdy różnica dróg  $|S1 B|$  i  $|S2 B|$  będzie mniejsza. Można to uzyskać zarówno poprzez zwiększenie odległości odbiornika od źródeł (odległość *x*) oraz zmniejszenie odległości między źródłem pierwotnym i wtórnym (odległość *d*). W przypadku, gdy odległość *d* między źródłami dźwięku (*S1* i *S2*) dąży do zera, różnica opóźnień dotarcia fali do punktu odbioru również dąży do zera. Wtedy przesunięcie fazowe wynikające z różnicy czasów dojścia również dąży do zera. Efektem

tego skuteczność redukcji będzie dążyła do nieskończoności, czyli może nastąpić interferencja destruktywna. Ponadto na skuteczność pracy aktywnego systemu redukcji hałasu wpływa dobranej odpowiedniej lokalizacji źródła referencyjnego [21].

### 3.4.2 Kierunkowość źródeł

Nawet jeżeli odległość  $d$  między źródłami dźwięku jest pomijalnie mała, czyli zminimalizowany jest wpływ odległości między źródłami na przesunięcie fazowe wynikające z różnicy czasów dojścia fali akustycznej, pozostaje problem związany z kierunkowością źródeł. W celu zobrazowania tego problemu przedstawiono na Rys. 7 przypadek, gdy pierwotne źródło dźwięku jest źródłem punktowym o wszechkierunkowej charakterystyce promieniowania. Wtórne źródło dźwięku jest źródłem o charakterystyce kardiodalnej promieniujące z kątem zasięgu 90 stopni. Oznacza to, że dla kąta promieniowania równego 90 stopni poziom ciśnienia akustycznego jest mniejszy o 6 dB względem poziomu ciśnienia na osi źródła. Rozważono dwa przypadki:

1. punkt A znajduje się na osi obu źródeł (założono, że odległość między źródłami dźwięku wynosi  $d$ , która dąży do zera),
2. punkt B znajduje się w punkcie odchylonym o 90 stopni względem osi źródeł dźwięku.



Rys. 7 Model propagacji dźwięku od źródła punkowego i kierunkowego o kącie zasięgu 90 stopni

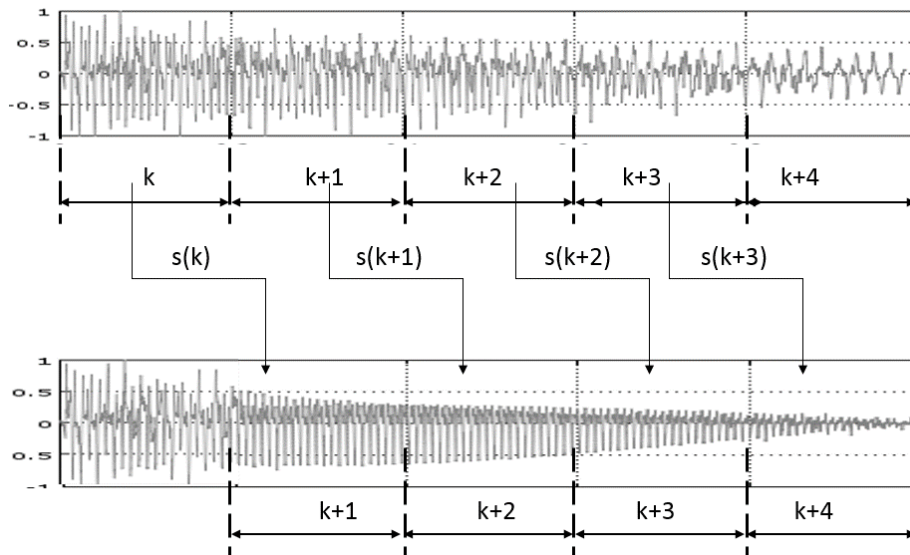
Ze względu na inną kierunkowość źródła S1 względem kierunkowości źródła S2 do odbiornika B dociera dźwięk o poziomie 6 dB mniejszym co oczywiście wynika z mniejszej emisji energii akustycznej od źródła S2 w tym kierunku. W takiej sytuacji uzyskuje się interferencję destruktywną w punkcie A przy jednoczesnym niezyskaniu takiej interferencji w punkcie B.

### 3.4.3 Czas przetwarzania

Istotną część prac dotyczących rozwijania aktywnych metod redukcji hałasu dotyczy skrócenia czasu przetwarzania [128]. Niestety każda operacja mająca na celu zmianę charakteru sygnału niesie za sobą jakąś formę opóźnienia. Zaczynając od najprostszych filtracji częstotliwościowych realizowanych za pomocą analogowych filtrów, które wprowadzają przesunięcia fazowe zależne od częstotliwości a kończąc na rozbudowanych algorytmach przetwarzania sygnałów, które wymagają określonej liczby próbek (czasem bardzo dużej), aby możliwe było dokonanie odpowiednich obliczeń. W przypadku systemów aktywnej redukcji hałasu niezbędne jest wykonanie szeregu obliczeń, które takie opóźnienia będą wprowadzać.

W niektórych przypadkach można kompensować opóźnienie poprzez niezależne korygowanie przesunięć fazowych dla poszczególnych pasm częstotliwościowych lub za pomocą precyzyjnie zaprojektowanych filtrów [5]. W większości przypadków, a w szczególności w przypadku redukcji hałasu w kanałach wentylacyjnych, kompensację czasu opóźnienia realizuje się poprzez zwiększenie dystansu pomiędzy źródłem wtórnym dźwięku a źródłem pierwotnym.

Obiecującym rozwiązaniem tego problemu wydaje się być predykcja wartości sygnału kompensowanego. Takie rozwiązanie może być jednak zrealizowane w przypadku, gdy sygnał kompensujący (sygnał generowany przez źródło wtórne) jest syntezowany co jest jednym z rozwiązań w przypadku systemów aktywnej redukcji hałasu wąskopasmowego oraz jest tonem prostym lub sumą tonów prostych. W takim przypadku sygnał kompensujący jest syntezowany na podstawie estymacji wartości parametrów składowych tonalnych sygnału pochodzącego od źródła. Odczytując parametry w bieżącym oknie czasowych (ramce) można przewidywać jak ten sygnał będzie się zmieniał w kolejnym oknie (w kolejnej ramce). Ideę takiego przetwarzania przedstawiono na Rys. 8.



Rys. 8 Dodanie syntezywanego sygnału kompensującego do kolejnej ramki sygnału

W przedstawionym przypadku można umiejscowić źródło wtórne bliżej źródła pierwotnego minimalizując wpływ błędów wynikających z geometrii. Jednak spadek skuteczności redukcji hałasu będzie spowodowany błędami predykcji parametrów sygnałów. Takie rozwiązania zostaną przedstawione i omówione w dalszej części tej pracy.

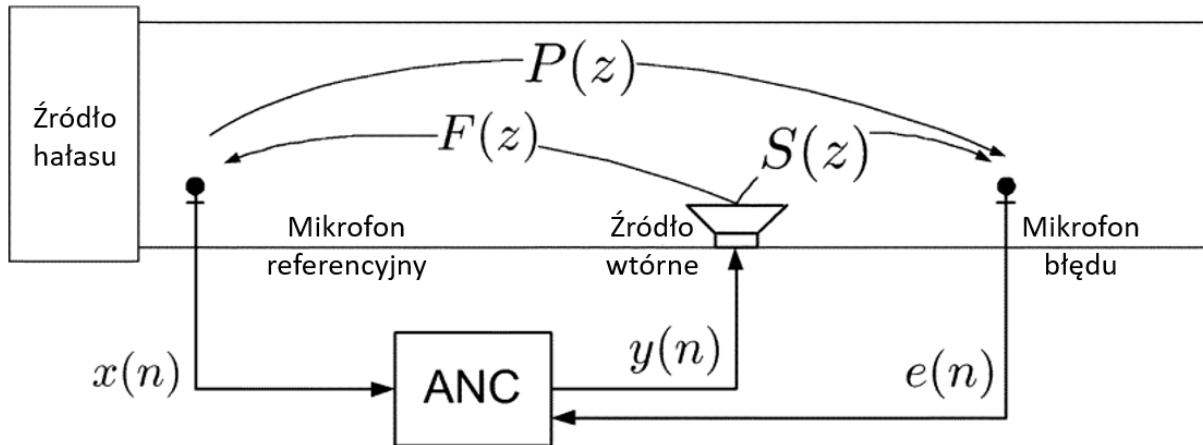
#### 3.4.4 Błędy przetworników i układów przetwarzania oraz kalibracja

Kolejnym aspektem, który wpływa na skuteczność działania systemów aktywnej redukcji jest jakość wykorzystanych przetworników [74]. Należy mieć na uwadze, aby używane elementy toru elektroakustycznego dobierać zgodnie z przeznaczeniem. Mowa tu między innymi o użytecznym zakresie częstotliwości przetworników i elementów wzmacniających. Jednocześnie zniekształcenia nieliniowe urządzeń głośnikowych mogą w istotnym stopniu wpłynąć na skuteczność tłumienia hałasu [121].

W przypadku korzystania z algorytmów nieadaptacyjnych poważnym problemem może być kalibracja układów. Każdy element toru, a w szczególności mikrofony i głośniki, mogą zmieniać swoje parametry w czasie. Przyczyną może być między innymi zmiana temperatury. W takiej sytuacji może nastąpić niedopasowanie amplitudy sygnału kompensującego do amplitudy sygnału pierwotnego.

#### 3.4.5 Wpływ środowiska akustycznego, zakłócenia, sprzężenia akustyczne

W przypadku zastosowania algorytmów aktywnej redukcji hałasu dla układów akustycznych należy uwzględnić wpływ środowiska akustycznego. Dla typowych systemów ze sprzężeniem w przód rozważa się tory akustyczne schematycznie przedstawione na Rys. 9.



Rys. 9 Schemat systemu aktywnej redukcji hałasu ze sprzężeniem w przód

Oznaczenia sygnałów elektroakustycznych:

$x(n)$  – sygnał referencyjny zarejestrowany przez mikrofon, który reprezentuje hałas pochodzący od źródła kompensowanego (źródła pierwotnego)

$y(n)$  – sygnał kompensujący generowany przez źródło wtórne

$e(n)$  – sygnał błędu rejestrowany przez mikrofon błędu

Tory sygnału akustycznego, które należy uwzględnić to:

$P(z)$  – droga sygnału akustycznego od źródła dźwięku do mikrofonu błędu (ang. Primary path)

$S(z)$  – droga sygnału akustycznego od źródła wtórnego do mikrofonu błędu.

Problemy wynikające ze zmian warunków toru akustycznego są zwykle rozwiązywane za pomocą modelowania tych torów, co przykładowo dla systemów redukcji hałasu wąskopasmowego może być realizowane z użyciem banku filtrów [23] lub za pomocą odpowiednio dobranych opóźnień [94].

Ponadto w przypadku, gdy sygnał pochodzący od źródła wtórnego jest rejestrowany przez mikrofon referencyjny (ten tor oznaczono na rysunku jako  $F(z)$ ) może wystąpić zjawisko sprzężenia akustycznego i system stanie się niestabilny. Efektu sprzężenia akustycznego można unikać chociażby poprzez zastosowanie kierunkowych przetworników (mikrofonów i głośników) [142]. Jednak w przypadku zastosowania syntezy referencyjnego określa się, że problem sprzężenia akustycznego zwrotnego nie występuje. Dodatkowo do każdego mikrofonów będącego elementem systemu mogą docierać niepożądane dźwięki, które będą zakłócały pracę systemu i obniżały jego skuteczność [1].

### 3.4.6 Czas konwergencji

Jednym z najbardziej istotnych kryteriów oceny systemu aktywnej redukcji opartym o adaptacyjne mechanizmy filtracji jest czas, w jakim następuje dostrojenie współczynników filtrów a co za tym idzie minimalizacja wartości sygnału błędu. Ten czas nazywany jest czasem konwergencji [128].

Przy działaniu systemu w długim czasie, gdy parametry sygnału są niezmiennie lub ich zmiana jest wystarczająco wolna, aby filtry adaptacyjne nadążyły się dostrajać to problem bywa pomijany. Szczególnie, gdy analizowane są energetyczne wartości równoważne. Oznacza to, że system dostraja się na początku pracy a następnie wartość sygnału błędu pozostaje niska. W takiej sytuacji, gdy stosunek czasu dostrajania jest mały względem całego czasu analizy to wpływ chwilowych wysokich wartości poziomu hałasu na początku jest niewielki. Jednak, gdy sygnał jest szybkozmienny lub nawet chwilowe wysokie poziomy wpływają na niewielką efektywność pracy systemu, to czas konwergencji powinien być jak najkrótszy. Są to przypadki, gdy celem jest niekoniecznie uzyskanie niskiego poziomu średniej energetycznej ekspozycji na hałas generowany od źródła, lecz gdy dążymy do uzyskania ciszy w każdym momencie. To kryterium sprowadza się do możliwości uzyskania systemu, w ramach którego nie będą pojawiać się głośne zdarzenia akustyczne. W przypadku niezerowych czasów konwergencji, takie głośne zdarzenia akustyczne są skutkiem chwilowego niedostrojenia systemu, czyli gdy system adaptacyjny nie zdąży zareagować na zmianę sygnału.

### 3.4.7 Wnioski

Na podstawie rozważań, przedstawionych w punktach 3.4.1 - 3.4.6, można sformułować następujące wnioski dotyczące wymagań, jakie powinien spełniać system aktywnej redukcji hałasu:

- Źródło dźwięku wtórny powinno być umieszczone możliwie blisko źródła pierwotnego
- Charakterystyka kierunkowa źródła wtórny powinna być zbliżona do charakterystyki kierunkowej źródła pierwotnego
- W przypadku pracy algorytmów aktywnej redukcji w środowisku akustycznym należy poznać odpowiedzi impulsowe torów akustycznych lub zastosować algorytmy pozwalające na modelowanie tych torów w czasie działania systemu.
- W przypadku systemów adaptacyjnych czas konwergencji może istotnie wpływać na skuteczność działania systemu

## 3.5 Systemy aktywnej redukcji hałasu

W literaturze można znaleźć wiele różnych rozwiązań systemów aktywnej redukcji hałasu. Jedną z ważniejszych i najczęściej cytowanych prac zbiorczych została przedstawiona przez Sen M. Kuo [70]. Podział przedstawiony w dalszej części bazuje na tym opisanym w cytowanej pozycji literaturowej.



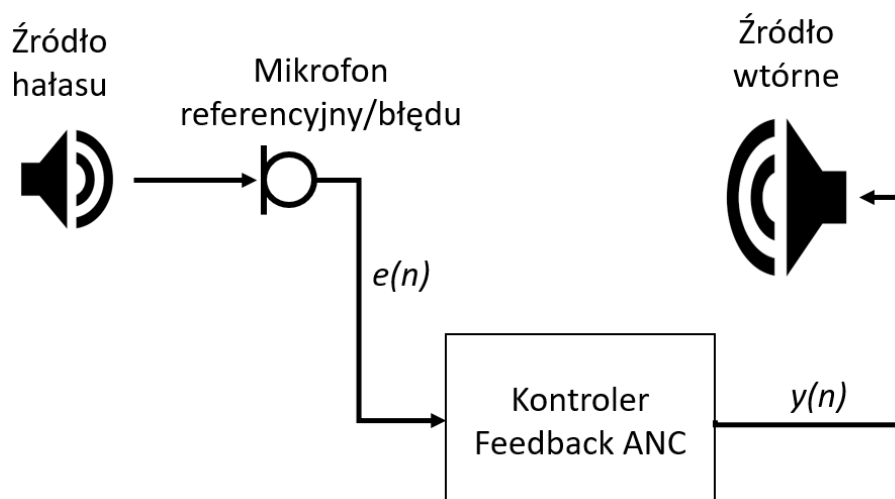
Systemy aktywnej redukcji hałasu (ang. *Active Noise Control ANC*) różnią się między innymi liczbą użytych detektorów (mikrofonów, czujników drgań, czujników nieakustycznych) i źródeł wtórnych generujących sygnał kompensujący. Można więc wyróżnić systemy jednokanałowe i wielokanałowe. Systemy różnią się również rodzajem przetwarzanego sygnału. Są to systemy analogowe i systemy cyfrowe. Mogą się również różnić rodzajem układu służącego do sterowania. Są to systemy ze sprzężeniem zwrotnym w tył (feedback ANC), systemy ze sprzężeniem zwrotnym w przód (feedforward ANC). Oba te systemy mogą być systemami adaptacyjnymi i nieadaptacyjnymi. Istotnym podziałem ze względu na zakres rozwiązywanych problemów jak i sposób przetwarzania sygnału to podział na systemy redukcji hałasu szerokopasmowego (broadband ANC) oraz te przeznaczone do redukcji hałasu wąskopasmowego (narrowband ANC).

W dalszej części tego rozdziału zostaną skrótkowo opisane wybrane, najważniejsze typy systemów aktywnej redukcji hałasu. Zaprezentowane typy systemów różnią się sposobem przetwarzania sygnału.

### 3.5.1 Aktywna redukcja sygnałów szerokopasmowych

#### 3.5.1.1 Systemy ze sprzężeniem zwrotnym w tył (*Feedback ANC*)

W podstawowej wersji systemu ze sprzężeniem zwrotnym mamy do czynienia z pojedynczym kanałem. Schemat blokowy takiego systemu przedstawiono na Rys. 10. Sygnał kompensowany (sygnał pierwotny) jest mierzony przy użyciu mikrofonu. Następnie sygnał  $e(n)$  podawany jest na wejście kontrolera. Jego zadaniem jest generowanie sygnału  $y(n)$  zasilającego źródło kompensujące (źródło wtórne). Powinien on być wygenerowany w taki sposób, aby zminimalizować sygnał kompensowany w punkcie, w którym znajduje się mikrofon.



Rys. 10 Schemat blokowy systemu aktywnej redukcji ze sprzężeniem zwrotnym w tył

W systemach tego typu mikrofon pełni podwójną rolę. Z jednej strony jest detektorem sygnału pierwotnego (sygnału kompensowanego), a z drugiej detektorem sygnału błędu.

Najważniejszym elementem systemów opartych o pętle sprzężenia zwrotnego jest kontroler, który może być zrealizowany na różne sposoby. Mogą to być proste rozwiązania analogowe zawierające wzmacniacz w konfiguracji odwracającej. Takim rozwiązaniem może być prosta modyfikacja słuchawek dostępnych komercyjnie [8][97]. Bardziej rozbudowane rozwiązania mogą uwzględniać różne przesunięcia fazowe dla różnych częstotliwości. Może to być również realizowane za pomocą filtrów adaptacyjnych. Podstawową ideą adaptacyjnego systemu aktywnej redukcji ze sprzężeniem zwrotnym jest oszacowanie hałasu pierwotnego i następnie wykorzystanie go jako sygnału odniesienia do algorytmu adaptacyjnego. Układy adaptacyjne sprawiają, że system reaguje na zmiany: warunków i sygnału. Dzięki temu hałas po redukcji jest minimalizowany. W systemach jednokanałowych najczęściej używany jest algorytm Least Mean Square (LMS), opisany szczegółowo w dalszej części.

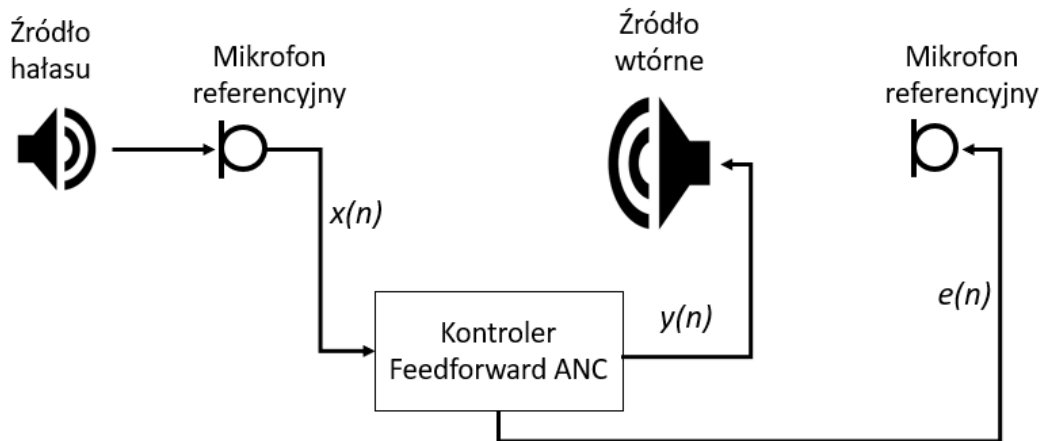
Przykładem systemów feedback ANC są przede wszystkim rozwiązania stosowane w słuchawkach oraz kanałach wentylacyjnych [144], ale powstały również rozwiązania zagłówek z aktywnym tłumieniem [52], aktywnych ekranów akustycznych [132] oraz tworzenia stref ciszy w warunkach przemysłowych [69].

Mimo istotnej zalety tego typu systemów jaką jest prostsza budowa kontrolera w porównaniu z systemami ze sprzężeniem w przód, to niestety takie systemy nie pozostają bez wad. Są nimi przede wszystkim ograniczony przestrzennie i lokalny charakter systemu. Jednocześnie warunkiem uzyskania dużej redukcji hałasu jest uzyskanie dużego wzmocnienia w pętli sprzężenia zwrotnego. Może to skutkować utratą stabilnością i sprzężeniami akustycznymi na drodze źródło wtórne – mikrofon. Tego typu systemy są coraz rzadziej stosowane na rzecz systemów ze sprzężeniem w przód. Istnieją jednak systemy hybrydowe, które łączą systemy ze sprzężeniem zwrotnym w przód i ze sprzężeniem zwrotnym w tył.

### **3.5.1.2 Systemy ze sprzężeniem zwrotnym w przód (Feedforward ANC)**

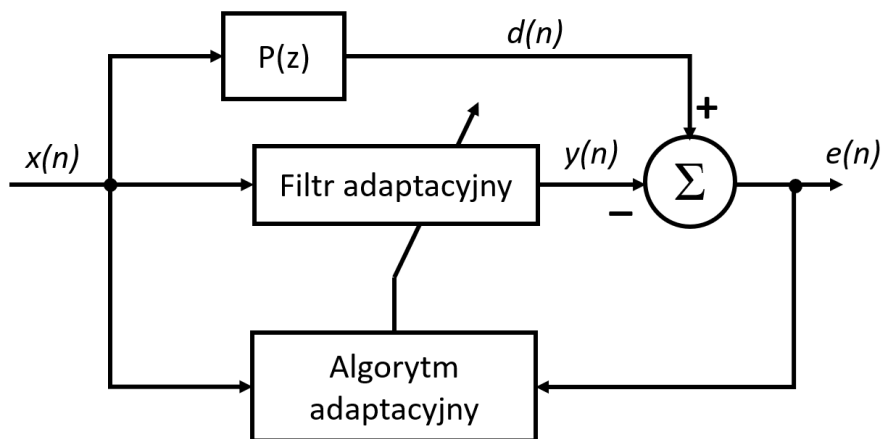
W ogólnym ujęciu systemy sterowania ze sprzężeniem w przód są to systemy, które przenoszą sygnał sterujący od źródła znajdującego się w środowisku zewnętrznym układu do źródła znajdującego się w innym miejscu wejścia zewnętrznego obciążenia układu. Przykładem takiego systemu jest sterowanie ogrzewaniem w budynku, gdy grzejnik zostanie włączony na podstawie informacji z czujnika, który wykrywa otwarte drzwi a nie dopiero na podstawie czujnika temperatury, który wykryje jej spadek poniżej zadanego progu.

Systemy ze sprzężeniem w przód stosowane w aktywnej redukcji hałasu (feedforward ANC) w swojej najprostszej formie posiadają jeden czujnik odniesienia, jedno źródło wtórne i pojedynczy czujnik błędu. Uproszczony schemat takiego systemu przedstawiono na Rys. 11.



Rys. 11 Schemat blokowy systemu aktywnej redukcji ze sprzężeniem zwrotnym w przód

Zadanie systemu jest realizowane dzięki uzyskaniu sygnału kompensującego, który odpowiada sygnału kompensowanemu, lecz o odwrotnej polaryzacji tak, aby mogły zajść destruktywne zjawiska interferencyjne. W przypadku większości obecnie projektowanych systemów uzyskanie przeciwnej polaryzacji jest wspomagane za pomocą systemów adaptacyjnych, w których współczynniki filtrów są obliczane za pomocą algorytmu. Skutkiem tego uzyskuje się pożądany efekt filtracji. Podstawowy schemat blokowy filtracji adaptacyjnej przedstawiono na Rys. 12.



Rys. 12 Schemat blokowy filtracji adaptacyjnej

Kolejne etapy pracy systemu z filtracją adaptacyjną przedstawiają się następująco:

1) Sygnał wejściowy oznaczono jako  $x(n)$  przetwarzany jest przez filtr cyfrowy o współczynnikach  $w_i$ , którego długość wynosi  $L$ . Wagi filtru w pierwszej iteracji mogą być ciągiem zer lub mogą zostać dobrane losowe. Skutkiem tego powstaje sygnał oznaczony  $y(n)$  opisany wzorem (4).

$$y(n) = x(n) * w(n) \quad (4)$$

2) Kolejnym etapem jest uzyskanie, opisanego wzorem (5), tak zwanego sygnału błędu  $e(n)$ . Powstaje on na skutek odjęcia od sygnału referencyjnego  $d(n)$  wyniku filtracji, czyli  $y(n)$ . Sygnał referencyjny  $d(n)$  jest wynikiem filtracji sygnału wejściowego  $x(n)$  przez nieznaną transmitancję toru elektroakustycznego  $P(z)$  (tzw. *Primary Path*).

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (5)$$

3) W tym etapie wykonywana jest modyfikacja współczynników filtrów, czyli adaptacja zgodnie ze wzorem (6). Odbywa się to z wykorzystaniem wcześniej uzyskanego sygnału błędu  $e(n)$ .

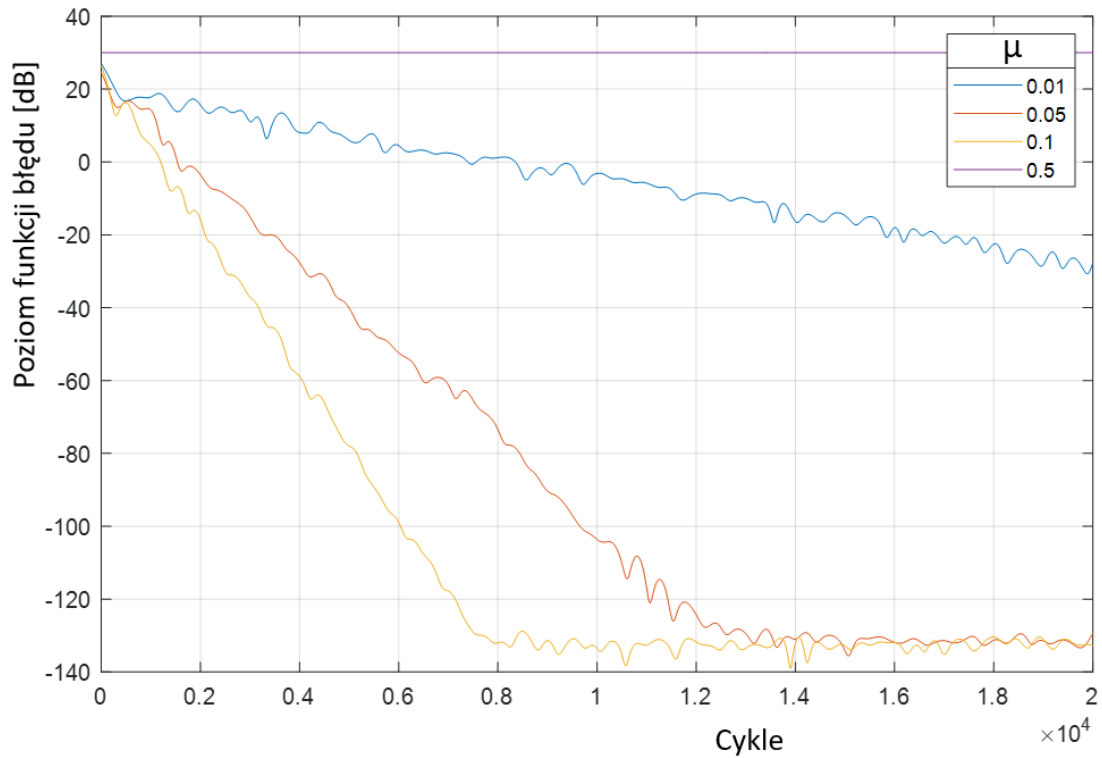
$$w_i(n + 1) = w_i(n) + f[e(n)] \quad (6)$$

Funkcja  $f$  reprezentuje typ algorytmu adaptacyjnego. Następnie wszystkie etapy są powtarzane dla każdej kolejnej próbki sygnału wejściowego  $x(n)$  oraz referencyjnego  $d(n)$ . Algorytmy adaptacyjne działają iteracyjnie co oznacza, że każdy kolejny krok powinien przybliżyć układ do zamierzonego celu. Najczęściej tym celem jest minimalizacja sygnału błędu  $e(n)$ . Sygnał błędu będzie zerowy, gdy sygnał na wyjściu filtru będzie identyczny z sygnałem referencyjnym co nastąpi w przypadku, gdy transmitancja filtru adaptacyjnego będzie taka sama jak transmitancja toru  $P(z)$ . Osiągnięcie takiego celu nazywane jest zbieżnością filtru adaptacyjnego (konwergencją).

Najczęściej używanym algorytmem służącym do obliczania współczynników filtru jest algorytm najmniejszej średniej kwadratów LMS (Least Mean Squares) i wygląda zgodnie ze wzorem (7).

$$w(n + 1) = w(n) + \mu x(n)e(n) \quad (7)$$

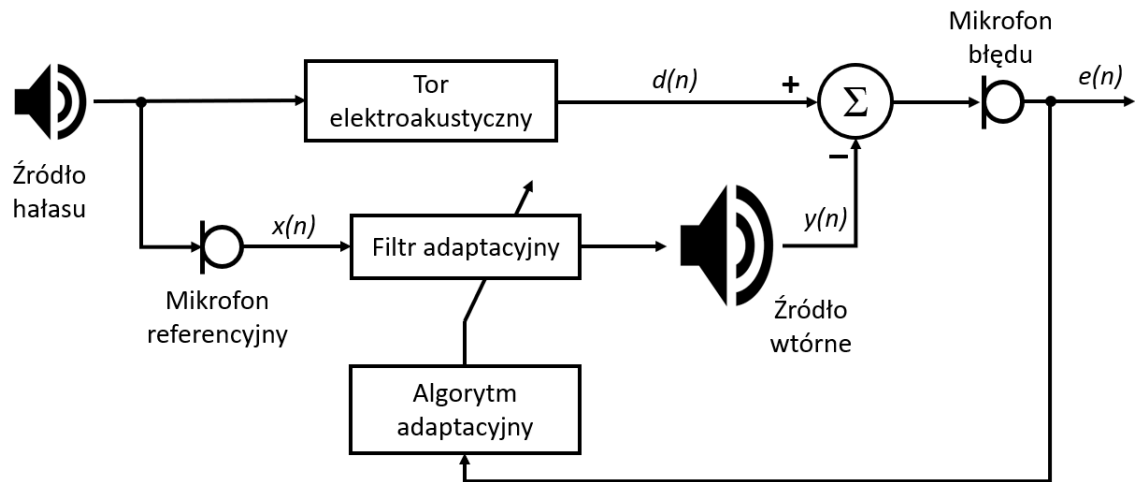
Współczynnik  $\mu$  jest tak zwanym krokiem (lub współczynnikiem) adaptacji. W zależności od jego wartości można uzyskać różne efekty adaptacji systemu. Przy dużych wartościach algorytm szybciej dochodzi do stanu ustalonego, ale uzyskuje się gorsze działanie po osiągnięciu stanu ustalonego. System jest wrażliwy na wahania wartości funkcji błędu. W przypadku małych wartości współczynnika adaptacji uzyskanie zbieżności zajmuje więcej czasu, jednak w stanie ustalonym układ jest bardziej stabilny. Dodatkowo w niektórych przypadkach możemy w ogóle nie uzyskać zbieżności algorytmu. Wykonano obliczenia z wykorzystaniem algorytmu LMS. Sygnałem wejściowym był szum biały. Symulacje zrealizowano dla różnych wartości współczynnika adaptacji a następnie obliczono poziom (wyrażony w decybelach) sygnału błędu w kolejnych cyklach pracy algorytmu. Wyniki przedstawiono na Rys. 13.



Rys. 13 Porównanie czasu konwergencji w zależności od długości kroku adaptacji

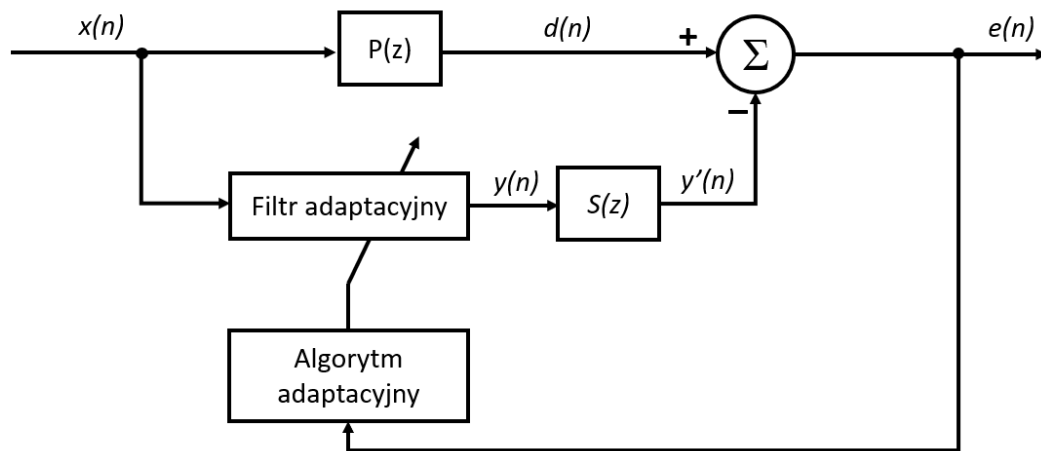
Najmniejszy czas konwergencji uzyskano dla współczynnika równego 0,1, następnie dla współczynnika równego 0,05 a największy dla współczynnika 0,01. Dla współczynnika o wartości 0,5 nie uzyskano zbieżności, co oznacza, że krok adaptacji był w tym przypadku za duży. Porównując wykres czasu konwergencji dla współczynnika 0,05 i 0,1 można zauważyć, że w przypadku tego o mniejszej wartości uzyskano bardziej stabilny poziom funkcji błędu.

W celu identyfikacji poszczególnych sygnałów w układach akustycznych na Rys. 14 przedstawiono schemat systemu ze sprzężeniem w przód oraz systemem adaptacyjnym.



Rys. 14 Schemat blokowy systemu adaptacyjnego ze sprzężeniem w przód

Mikrofon referencyjny rejestruje sygnał  $x(n)$  pochodzący od źródła hałasu. Sygnał kompensujący  $y(n)$  jest rejestrowany przez źródło wtórne, a mikrofon błędny rejestruje sygnały pochodzące od źródła hałasu (kompensowanego) i źródła wtórnego. Jednak systemy aktywnej redukcji hałasu są zwykle dodatkowo obciążone wpływem toru elektroakustycznego między źródłem wtórnym a mikrofonem błędny. Schemat blokowy na Rys. 15 uwzględnia transmitancję tego toru.



Rys. 15 Schemat blokowy systemu adaptacyjnego ze sprzężeniem w przód z uwzględnieniem transmitancji toru od źródła wtórnego do mikrofonu błędny

Blok oznaczony jako  $S(z)$  (ang. *Secondary Path*) reprezentuje filtrację sygnału  $y(n)$  przez transmitancję toru źródła wtórnego. W tej sytuacji funkcja błędny  $e(n)$  wyraża się wzorem (8).

$$e(n) = d(n) - y'(n) \quad (8)$$

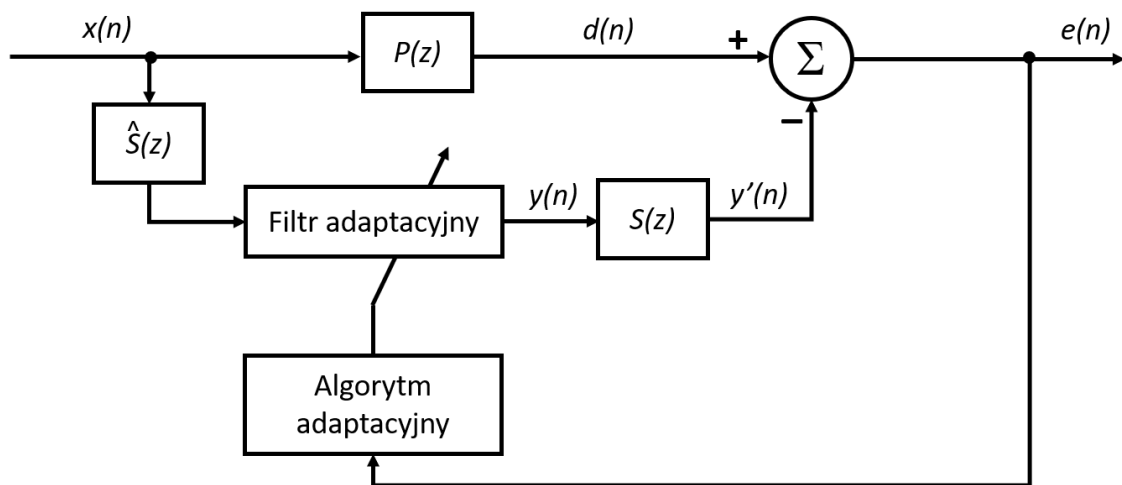
gdzie:

$$y'(n) = y(n) * s(n) \quad (9)$$

Skompensowanie funkcji przenoszenia toru wtórnego oznaczonego jako  $S(z)$  obejmuje przetwornik cyfrowo-analogowy, filtr rekonstrukcyjny, wzmacniacz mocy, głośnik, ścieżkę akustyczną od głośnika do mikrofonu błędu, mikrofon błędu, przedwzmacniacz, filtr antyaliasingowy i przetwornik analogowo-cyfrowy. Ze względu na fakt, że każdy z elementów składających się na tor ścieżki wtórnej wprowadza pewne opóźnienie następuje poważny problem związany z dopasowaniem odpowiednich współczynników filtru adaptacyjnego. Gdy ścieżka wtórna zawiera opóźnienia o długości równej co najmniej długości ścieżki pierwotnej, niemożliwe jest jego skompensowanie.

W celu kompensacji transmitancji filtru reprezentującego ścieżkę toru sygnału wtórnego stosuje się rozwiązanie polegające na umieszczeniu identycznego filtru w ścieżce sygnału referencyjnego w celu aktualizacji współczynników algorytmu LMS [13]. To rozwiązanie nazywane jest algorytmem LMS z filtrowanym wejściem FxLMS (ang. filtered-X LMS). W takim przypadku funkcja błędu  $e(n)$  przyjmuje postać zgodnie ze wzorem (10), a algorytm przedstawiono na Rys. 16.

$$e(n) = d(n) - s(n) * [w^T(n)x(n)] \quad (10)$$



Rys. 16 Schemat blokowy systemu adaptacyjnego ze sprzężeniem w przód z filtrowanym wejściem (FxLMS)

Przykładowe praktyczne rozwiązania z zastosowaniem pętli ze sprzężeniem w przód to: redukcja hałasu pochodzącego od chrapania za pomocą zagłówek łóżka z systemem aktywnego tłumienia [16], redukcja hałasu urządzeń technicznych [7], redukcji hałasu w kanałach wentylacyjnych [6], zmniejszenia poziomu hałasu komunikacyjnego, w tym lotniczego [124] czy w słuchawkach z tłumieniem aktywnym [18]. Analogiczne algorytmy można stosować do redukcji drgań, co zastosowano do ograniczenia hałasu pralki poprzez kontrolowanie drgań obudowy [93].

### 3.5.2 Aktywna redukcja sygnałów wąskopasmowych

Celem większości systemów bazujących na algorytmach aktywnej redukcji hałasu jest uzyskanie jak najniższego poziomu sygnału na wyjściu systemu. Jednak dla wybranych grup sygnałów celem może być redukcja jedynie wybranych składowych częstotliwościowych lub zmniejszenie poziomu tych składowych częstotliwościowych lub danego pasma częstotliwości o zadaną wartość. Sygnałów od tego typu źródeł dotyczą systemy redukcji hałasu wąskopasmowego (Narrowband ANC).

Wiele źródeł hałasu charakteryzuje się okresowością. Są nimi między innymi silniki, wentylatory, kompresory czy wiele instrumentów muzycznych, np. instrumenty strunowe, śpiew lub instrumenty dęte. W większości przypadków dźwięki generowane przez te źródła można opisać jako sumę tonów prostych wraz z dodatkową składową szumową o wyraźnie niższym poziomie. Bezpośrednia obserwacja ruchu mechanicznego tego typu źródeł pozwala na zastosowanie jakiegoś typu nieakustycznego czujnika, którego wyjście elektryczne niesie informacje o dźwięku jaki generuje. Takimi czujnikami mogą być tachometr, czujnik drgań lub inne mierniki liczby obrotów. Informację o charakterze widmowym dźwięku można również uzyskać na podstawie pomiaru sygnału elektrycznego, który zasila źródło dźwięku, jak chociażby w przypadku hałasu transformatorów.

Na podstawie uzyskanych parametrów sygnału można przeprowadzić proces tłumienia w wąskich pasmach częstotliwości lub konkretnych częstotliwości hałasu. Ta redukcja można się odbywać korzystając z wąskopasmowych filtrów, których częstotliwości środkowe odpowiadają częstotliwościom składowym tonalnych sygnału pierwotnego lub poprzez dodanie do sygnału wygenerowanego sygnału będącego sumą tonów prostych, które odpowiadają składowym tonalnym składającym się na sygnał pierwotny. W obu przypadkach uzyskujemy redukcję poziomu hałasu jedynie w wybranych pasmach. Tego typu systemy nazywane są systemami aktywnej redukcji sygnałów wąskopasmowych (Narrowband ANC). Ta metoda jednak sprawdza się tylko w przypadku redukcji poziomu dźwięku o charakterze okresowym lub szerzej ujmując - niektórych typów hałasu o charakterze wąskopasmowym.

W zależności od zastosowanej metody przetwarzania algorytmy redukcji hałasu wąskopasmowego mają następujące zalety:

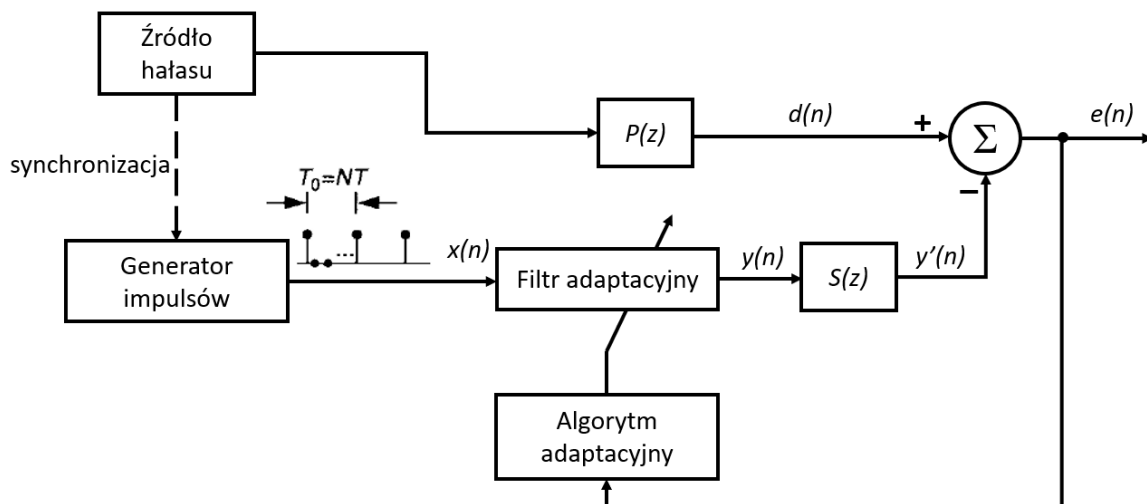
- w przypadku użycia czujników nieakustycznych unika się problemów związanych ze starzeniem się i rozkalibrowaniem mikrofonu. Czujniki liczby obrotów zwykle są bardziej odporne na szkodliwe warunki atmosferyczne niż mikrofony.
- możliwe jest uniknięcie akustycznego sprzężenia zwrotnego między źródłem wtórnym a mikrofonem odniesienia



- zastosowanie wewnętrznie generowanego (syntezowanego) sygnału odniesienia pozwala na niezależne sterowanie redukcją poziomu każdej składowej tonalnej
- W przypadkach konieczności modelowania transmitancji torów akustycznych należy je modelować jedynie dla zakresu częstotliwości w pobliżu tłumionych składowych tonalnych [19].

Ze względu na typy sygnałów referencyjnych można wyróżnić dwa typy systemów aktywnej redukcji hałasów wąskopasmowych. Pierwszy z nich nazywany jest metodą z syntezą kształtu fali (ang. Waveform Synthesis Method) [17] i został zaproponowany w 1980 roku. Druga metoda nazywana jest metodą adaptacyjnych filtrów wąskopasmowych (ang. Adaptive Notch Filter) i po raz pierwszy jej praktyczne użycie zostało zaprezentowane w 1989 roku [147]. Chociaż już w 1975 roku przedstawiono podwaliny teoretyczne pozwalające na opracowanie metody, jednocześnie podkreślając potencjalne zastosowanie do eliminacji interferencji tonalnej nie tylko dla sygnałów akustycznych, ale również w przypadku elektrokardiografii czy w zastosowaniu do techniki antenowej [137]. Takie dwie metody zostały rozróżnione przez Sen Kuo i w algorytmach w większości dalszych prac można zaobserwować nawiązanie do jednej z tych dwóch metod generowania i przetwarzania sygnału referencyjnego.

W przypadku systemów z syntezą kształtu fali (ang. waveform synthesis method), którego schemat przedstawiono na Rys. 17, sygnałem referencyjnym  $x(n)$  jest ciąg impulsów Kroneckera. Liczba impulsów  $N$  mieszcząca się w okresie sygnału referencyjnego  $T_0$  powinna być tej samej długości co rząd zastosowanego filtra FIR. Okres sygnału referencyjnego jest powiązany z częstotliwości podstawową  $f_0$  redukowanego hałasu (wzór (11)). Sygnał referencyjny przyjmuje postać zgodnie ze wzorem (12).



Rys. 17 System aktywnej redukcji hałasu wąskopasmowego z syntezą kształtu fali

$$T_0 = \frac{2\pi}{f_0} \quad (11)$$

$$x(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(n - kN) \quad (12)$$

$\delta$  oznacza funkcję delty Kroneckera.

Dzięki zastosowaniu tej postaci sygnału referencyjnego transmitancja układu  $H(z)$ , czyli stosunek transformaty sygnału błędu  $E(z)$  oraz transformaty sygnału wejściowego  $D(z)$ , nie uwzględniając transmitancji ścieżki sygnału wtórnego, jest zgodna ze wzorem (13) [35]. Powstaje filtr, którego zera mają stałą amplitudę i są równomiernie rozłożone na okręgu jednostkowym, więc tworzy się wielokrotny filtr typu notch o takiej charakterystyce częstotliwościowej, że wycinane częstotliwości są wielokrotnościami częstotliwości podstawowej.

$$H(z) = \frac{E(z)}{D(z)} = \frac{1-z^{-L}}{1-(1-\mu)z^{-L}} \quad (13)$$

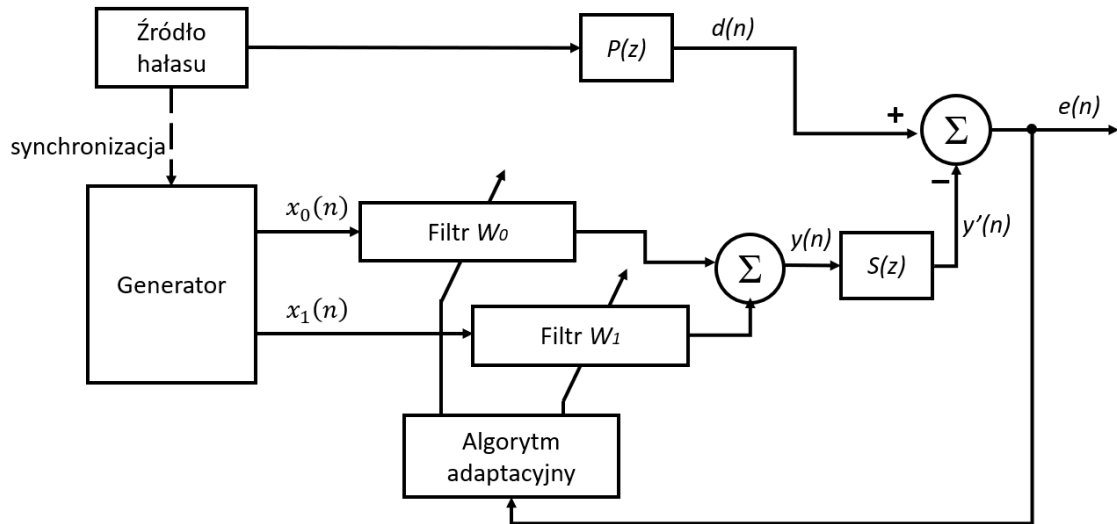
Zastosowanie tego rozwiązania do redukcji hałasu tonalnego jest więc możliwe jeżeli składowe tonalne hałasu są harmonicznymi. Ponadto musi być znana częstotliwość podstawowa  $f_0$  tego hałasu. Ten typ algorytmu nie pozwala na niezależne sterowanie poziomem poszczególnych składowych tonalnych.

Takie rozwiązanie zostało użyte m.in. do redukcji hałasu transformatorów [49], redukcji poziomu podstawowej składowej tonalnej pochodzącej od wentylatora [141], czy redukcji hałasu w kabinie samochodów pasażerskich [81].

Druga metoda aktywnej redukcji hałasu wąskopasmowego pozwala na niezależne tłumienie poszczególnych składowych tonalnych. Podobnie jak we wcześniejszej metodzie potrzebna jest informacja o częstotliwości danej składowej. Jeżeli sygnał pierwotny ma postać tonu prostego o częstotliwości  $f_0$  to sygnał referencyjny powstaje poprzez wygenerowanie dwóch jego składowych  $x_0$  i  $x_1$  (wzory (14a) i (14b)). Schemat tego systemu pokazano na Rys. 18.

$$x_0(n) = A \cos(2\pi f_0 n) \quad (14a)$$

$$x_1(n) = A \sin(2\pi f_0 n) \quad (14b)$$



Rys. 18 System aktywnej redukcji hałasu wąskopasmowego z adaptacyjnymi filtrami wąskopasmowymi

W tej sytuacji sygnał kompensujący  $y(n)$  jest uzyskiwany jak we wzorze (15) .

$$y(n) = w_0(n)x_0(n) + w_1(n)x_1(n) \quad (15)$$

W przypadku zastosowaniu algorytmu LMS, współczynniki filtrów  $W_0$  i  $W_1$  są aktualizowane zgodnie ze wzorami (16a) i (16b).

$$w_0(n+1) = w_0(n) + \mu x_0(n)e(n) \quad (16a)$$

$$w_1(n+1) = w_1(n) + \mu x_1(n)e(n) \quad (16b)$$

Algorytm LMS z filtrowanym wejściem FxLMS jest realizowany poprzez przefiltrowanie sygnałów wejściowych  $x_0$  i  $x_1$  przez odwrotną transmitancję toru ścieżki wtórnej – analogicznie jak dla algorytmów aktywnej redukcji hałasu szerokopasmowego.

W przedstawiony sposób otrzymuje się układ z pojedynczym filtrem wycinającym pozwalającym na redukcję pojedynczej składowej tonalnej. Przedstawioną strukturę można zwielokrotnić, dzięki czemu uzyskuje się algorytm z wieloma filtrami wycinającymi, który pozwala na redukcję wielu składowych tonalnych, które nie muszą być częstotliwościami harmonicznymi. Jednakże podobnie jak w algorytmie z syntezą kształtu fali potrzebna jest informacja dotycząca wartości częstotliwości poszczególnych kompensowanych składowych tonalnych.

Przykładowe rozwiązania bazujące na tej metodzie to tłumik aktywny [71], redukcja hałasu transformatora [146], w słuchawkach z tłumieniem aktywnym [48], czy tłumienie wybranych częstotliwości tonalnych w trójwymiarowej obudowie [96] co może mieć zastosowanie w kabinach samochodów.

Algorytmy opracowywane z myślą o redukcji hałasu wąskopasmowego mimo swojego ograniczonego charakteru, czyli redukcji poziomu hałasu jedynie w wąskim paśmie częstotliwości zawartym wokół dyskretnej wartości częstotliwości, mają wiele zalet. Jedną z nich jest wcześniej wspomniana możliwość unikania akustycznego sprzężenia zwrotnego. Osiąga się to dzięki zastosowaniu nieakustycznych czujników, za pomocą których uzyskana jest informacja o parametrach składowych tonalnych sygnału pierwotnego. Inną zaletą jest możliwość niezależnego sterowania poziomami poszczególnych składowych tonalnych. Mimo że zwykle w ramach projektów systemów aktywnej redukcji dąży się do uzyskania maksymalnego tłumienia hałasu, w niektórych przypadkach pożądane jest, aby zachować pewien poziom sygnału wyjściowego. Przyjęte kryterium może być związane z uzyskaniem określonej redukcji lub uzyskaniem określonego kształtu widma wyjściowego. Takim przypadkiem może być wnętrze kabiny pojazdów, gdy kierowca potrzebuje słyszalnych informacji o prędkości obrotowej silnika. Pozwala to na bezpieczne sterowanie pojazdem. Systemy, które zapewniają takie możliwości, nazywane są aktywnymi korektorami hałasu (ang. Active Noise Equalizer). Takie rozwiązanie zostało zaproponowane zarówno do korekcji hałasu wąskopasmowego [68][72] jak i w zastosowaniu do korekcji widmowej hałasu szerokopasmowego [73].

Podsumowując można zauważyć, że systemy aktywnej redukcji przeznaczone do ograniczania poziomu hałasu wąskopasmowego działają według ogólnego schematu, który polega na określeniu częstotliwości składowych tonalnych sygnału wejściowego, następnie wygenerowaniu sygnału o okresie zgodnym z częstotliwością sygnału pierwotnego. W dalszej kolejności wygenerowany sygnał dodawany jest do sygnału wejściowego. Warunkiem koniecznym do uzyskania redukcji poziomu tych składowych tonalnych jest dostrojenie częstotliwości, amplitudy oraz fazy składowej pochodzącej z sygnału pierwotnego i syntezy składowej sygnału kompensującego. W przypadku znanej transmitancji toru akustycznego lub gdy ten tor akustyczny nie występuje (dla sygnałów fonicznych) to dostrojenie może odbywać się na etapie generowania sygnału kompensującego, co możliwe jest dzięki poprawnej estymacji wartości parametrów składowych tonalnych. W przypadku systemów adaptacyjnych amplituda oraz faza są automatycznie dostrajane za pomocą filtracji adaptacyjnej.

Takie dostrojenie amplitudy i fazy trwa pewien określony czas ze względu na charakter pracy filtracji adaptacyjnej. Na podstawie sygnału wejściowego i uzyskanego sygnału błędu w kolejnych krokach obliczane są odpowiednie wagi filtrów. Czas związany z dostrojeniem parametrów sygnałów nazywany jest czasem konwergencji, który został omówiony w podrozdziale *Czas konwergencji*. W najlepszym przypadku, gdy w czasie  $t = 0$  uzyskuje się przesunięcie fazowe między składową tonalną kompensowaną i kompensującą równe 180 stopni oraz jednakowe amplitudy, osiąga się dostrojenie od razu oraz maksymalną redukcję. Jednak w najgorszym przypadku można na początku uzyskać zwiększenie poziomu składowej tonalnej, a dopiero wskutek dostrojenia osiągnie się żądaną redukcję.

Dodatkowym problemem może być taka zmienność parametrów sygnału pierwotnego, dla której system adaptacyjny nie nadąża z dostrajaniem współczynników filtrów.

W ramach tej pracy skupiono się na wykorzystaniu algorytmów aktywnej redukcji hałasu wąskopasmowego do eliminacji składowych tonalnych sygnałów akustycznych. Celem badań było określenie jak skuteczne mogą być takie algorytmy. Wykorzystaną miarą była skuteczność redukcji. Najważniejszym aspektem uzyskania efektywnej redukcji jest poprawna estymacja wartości częstotliwości. Autor pracy jednocześnie chce uzyskać jak najdokładniejszą informację o amplitudzie i fazie początkowej składowych tonalnych sygnału wejściowego. Wykorzystując te algorytmy do przetwarzania sygnałów fonicznych (w torze elektrycznym) nie ma konieczności stosowania filtracji adaptacyjnej, jeżeli nastąpi dokładne dostrojenie amplitudy i fazy początkowej między generowaną składową kompensującą a składową kompensowaną. Taka sytuacja również jest realizowalna, gdy znana jest transmitancja torów akustycznych.

Jednocześnie należy wziąć pod uwagę, że możliwe jest uzyskanie krótszego czasu konwergencji, jeżeli generowany sygnał kompensujący dodatkowo będzie zawierał informację o amplitudzie i fazie początkowej mających wielkości mieszczące się w zakresach akceptowanych błędów. Jest to sytuacja, kiedy przy pewnych warunkach można stwierdzić, że w przypadku zastosowania systemu adaptacyjnego nie będzie potrzeby korygowania współczynników filtrów, ponieważ już przy pierwszej iteracji algorytmu uzyskuje się maksymalne tłumienie. Żeby to było możliwe, należy określić metody pozwalające na uzyskanie jak najdokładniejszej informacji dotyczącej wartości zarówno częstotliwości jak i amplitudy i fazy kompensowanej składowej tonalnej z wykorzystaniem jak najmniejszej liczby próbek, czyli jak najkrótszego sygnału. Następnie potencjalne zastosowanie systemu adaptacyjnego albo nie jest niezbędne, albo jego rola sprowadza się do śledzenia zmian transmitancji toru akustycznego.

Zastosowanie syntezywanego sygnału kompensującego w systemach aktywnej redukcji hałasu wąskopasmowego stwarza możliwość kompensacji czasu akwizycji próbek i przetwarzania sygnału. Jest to możliwe dzięki predykcji wartości sygnału. Na podstawie parametrów składowej tonalnej określa się jak może się zmienić sygnał w czasie, który odpowiada czasowi akwizycji i przetwarzania i następnie dodaje się syntezywaną składową tonalną o parametrach odpowiednio skorygowanym. Oznacza to, że na podstawie parametrów określonych w poprzednim oknie czasowym następuje synteza sygnału kompensującego, który jest dodany do kolejnego okna czasowego. Metoda została skrótowo opisana w podrozdziale *3.4.3 Czas przetwarzania*.

## 4 Klasy tonalności sygnałów

### 4.1 Wprowadzenie

W ramach pracy skupiono się na sygnałach, których charakter można określić jako tonalny. Najprostszym przykładem takiego sygnału jest ton prosty, opisany za pomocą funkcji sinusoidalnej. Jego widmo składa się z tylko jednej częstotliwości. Taki sygnał w praktyce jest rzadko spotykany, ponieważ większość sygnałów rzeczywistych charakteryzuje się pewną zmiennością w czasie. Określa się, że dźwięki wielu instrumentów muzycznych składają się z tonu podstawowego i tonów harmonicznnych. Przykładowo w instrumentach strunowych, w których wibratorem jest drgająca struna przyjęto pewien model matematyczny drgań oparty na funkcjach sinusoidalnych. Zostały wykonane dokładne analizy za pomocą bardzo szybkich kamer wideo [135]. Analizując zarejestrowane obrazy można zaobserwować, że poza zjawiskami opisanymi przez model następuje pewna zmienność. W praktyce te sygnały w pewnym zakresie odbiegają od ich modelu teoretycznego. Innym przykładem są dźwięki powstające w wyniku przepływu powietrza. Za pomocą analizy numerycznej potwierdzono modele, w których w odpowiednich warunkach powstają dźwięki składające się z tonów wraz z ich harmonicznymi [24]. Jednak zwrócono uwagę, że nie zaobserwowano tam dyskretnej wartości częstotliwości. Na tej podstawie można zauważyć, że o ile model sygnału sinusoidalnego jest bardzo obrazowy, wygodny w zastosowaniu i stanowi dobry punkt wyjścia do wielu analiz, to w praktyce jest raczej niespotykany. Odnosząc się do przykładu, gdy częstotliwość drgań struny - nieznacznie, ale jednak - będzie się zmieniała w czasie wtedy nie możemy mówić o tym, że nasz sygnał składa się z pojedynczej częstotliwości (wraz z harmonicznymi). Adekwatnym określeniem będzie stwierdzenie, że częstotliwość składowej tonalnej zawarta jest w pewnym przedziale wokół dyskretnej wartości częstotliwości. W przypadku tonów powstałych w wyniku przepływu powietrza można stwierdzić, że są one wąskopasmowym szumem. Podsumowując, hałas tonalny jest to hałas, którego energia jest skoncentrowana wokół dyskretnej wartości częstotliwości lub zawarta jest w wąskich pasmach częstotliwości.

#### 4.1.1 Przykłady sygnałów i źródeł o charakterze tonalnym

Wśród sygnałów, które wykazują charakter tonalny można wyróżnić przede wszystkim wspomniane już wcześniej instrumenty muzyczne oraz mowę i śpiew. Dużą grupą źródeł hałasu o charakterze tonalnym są urządzenia, w których źródłem dźwięku są obracające się elementy. Do tej grupy należą m.in. silniki, sprężarki, pralki czy wentylatory. Wśród sygnałów tonalnych można również wyróżnić niektóre rodzaje zakłóceń, np. przydźwięk sieciowy lub wzbudzenie akustyczne. Do grupy sygnałów tonalnych można ponadto zaliczyć sygnały inne niż zakłócenia, hałasy i dźwięki muzyczne i są to m.in. sygnał EKG lub sygnały dopplerowskie wykorzystywane w technice ultradźwiękowej.

#### 4.1.2 Percepcja tonalności

Należy również wspomnieć, że hałas, który wykazuje charakter tonalny oceniany jest przez słuchaczy jako bardziej uciążliwy [95][145][117]. W badaniach wykazywano, że nawet przy niższych poziomach hałasu jeżeli w widmie znajdują się składowe tonalne to badani uzyskują gorsze rezultaty w zadaniach wymagających skupienia [80][106]. Wykazano również związek między zwiększeniem liczby składowych tonalnych w widmie sygnału a odczuwaną uciążliwością hałasu [75].

#### 4.1.3 Normy dotyczące hałasu tonalnego

Najprostsza zaproponowana metoda, która pozwala na określenie czy dany hałas jest tonalny, opiera się na pomiarze poziomu ciśnienia akustycznego w pasmach 1/3 oktaowych (zgodnie z normą ISO 1996-2:2017 [56]). Następnie obecność tonów jest określana poprzez porównanie zmierzonych poziomów ciśnienia akustycznego w sąsiadujących pasmach 1/3 oktaowych. Zgodnie z tą metodą stosuje się kryterium, które jest zależne od zakresu częstotliwości. Dla pasm o częstotliwościach środkowych od 25 Hz do 125 Hz różnica powinna wynosić 15 dB, dla pasm w zakresie od 160 Hz do 400 Hz różnica wynosi przynajmniej 8 dB a dla pasm od 500 Hz do 10 kHz wymagana różnica to 5 dB. Wadą tej metody jest problem w określeniu tonalności dla przypadku, gdy składowa tonalna znajduje się na granicy pasm. Problem następuje również w przypadku, gdy w widmie hałasu znajduje się więcej niż jedna składowa. W skrajnym sytuacji można sobie wyobrazić równomierne rozłożenia składowych tonalnych po jednej w każdym paśmie 1/3 oktaowym. W tym przypadku mimo słyszalnej tonalności metoda jej nie wykazuje.

Problematyka hałasu tonalnego jest również powołana w normie PN-ISO 9612:2004 [104]. W tej normie została wprowadzona poprawka tonalna  $K_T$ , która jest dodawana do zmierzonego równoważnego poziomu dźwięku A. Poprawka przyjmuje wartości od 5 dB do 6 dB jeżeli tony są wyraźnie słyszalne a ich obecność jest możliwa do wykrycia za pomocą analizy z zastosowaniem pasm 1/3 oktaowych. Wartość poprawki wynosi od 2 dB do 3 dB, gdy tony są wyczuwalne dla słuchacza i/lub są możliwe do wykrycia dzięki analizie wąskopasmowej.

Istnieje wiele innych parametrów i metod służących do określenia tonalności. Trzy najbardziej popularne to: stosunek tonu do szumu (Tonal to Noise Ratio TNR), wskaźnik wydatności (Prominence Ratio PR), słyszalność (audibility). W celu obliczenia każdej z nich stosuje się analizę widmową FFT.

Stosunek tonu do szumu TNR jest obliczany jako różnica poziomów hałasu tonalnego i hałasu maskującego w paśmie krytycznym. Częstotliwość środkowa tego pasma krytycznego musi się pokrywać z częstotliwością tonu. TNR wyznacza się zgodnie ze wzorem (17) .

$$\Delta L_T = 10 \log \frac{p_t}{p_n} \quad (17)$$

gdzie:

$\Delta L_T$ - stosunek tonu do szumu

$p_t$ - wartość skuteczna ciśnienia akustycznego tonu

$p_n$  – wartość skuteczna ciśnienia akustycznego szumu maskującego

Dla częstotliwości powyżej 1 kHz składowe tonalne są uznawane za znaczące, jeżeli wartość parametru TNR jest większa niż 8 dB. Dla mniejszych częstotliwości kryterium jest opisane zgodnie ze wzorem (18).

$$\Delta L_T \geq 8,0 + 8,33 \log \left( \frac{1000}{f_t} \right) dB \quad (18)$$

gdzie:

$f_t$  – częstotliwość rozpatrywanego tonu,  $f_t < 1000 \text{ Hz}$

Wskaźnik wydatności (Prominence Ratio PR) jest to różnica poziomu ciśnienia akustycznego w paśmie krytycznym o częstotliwości środkowej analizowanego tonu oraz uśrednionego poziomu ciśnienia akustycznego dwóch sąsiadujących pasm krytycznych. Wskaźnik PR jest bardzo podobny do parametru obliczanego na podstawie porównania pasm 1/3 oktawowych, lecz w tym przypadku są one zastąpione przez pasma krytyczne. Wskaźnik wydatności obliczany jest zgodnie ze wzorami (19a) i (19b).

$$\Delta L_p \geq 10 \log \left( \frac{p_M}{(p_L + p_U) \times 0,5} \right) \text{ dla } f_t > 171,4 \text{ Hz} \quad (19a)$$

$$\Delta L_p \geq 10 \log \left( \frac{p_M}{(p_L \times \left( \frac{100}{\Delta f_L} \right) + p_U) \times 0,5} \right) \text{ dla } f_t > 171,4 \text{ Hz} \quad (19b)$$

gdzie:

$p_M$  – wartość skuteczna ciśnienia akustycznego dla pasma krytycznego, którego częstotliwość środkowa jest równa częstotliwości rozpatrywanego tonu

$p_L, p_U$  – wartość skuteczna ciśnienia akustycznego sąsiadujących pasm krytycznych

$f_t$  – częstotliwość rozpatrywanego tonu

$\Delta f_L$  – szerokość dolnego pasma częstotliwości



Podobnie jak w przypadku TNR, kryterium uznania tonów za znaczące zależy od częstotliwości. Dla częstotliwości powyżej 1 kHz uznaje się tony za znaczące jeżeli wartość parametru PR wynosi więcej niż 9 dB. W przypadku tonów o częstotliwości poniżej 1 kHz kryterium jest opisane zgodnie ze wzorem (20).

$$\Delta L_{pr} \geq 9,0 + 10 \log \left( \frac{1000}{f_t} \right) dB \quad (20)$$

gdzie:

$f_t$  – częstotliwość rozpatrywanego tonu,  $f_t < 1000 \text{ Hz}$

Parametry TNR i PR najlepiej się sprawdzają, gdy sygnał zawiera pojedynczą składową tonalną. Mimo to określa się, że w przypadkach, gdy sygnał zawiera więcej tonów i znajdują się one w sąsiednich pasmach krytycznych, bardziej odpowiedni będzie parametr TNR. Gdy sygnał zawiera wiele tonów, jednak zawierają się one w zakresie jednego pasma krytycznego, to należy wybrać parametr PR.

Trzecim najczęściej używanym parametrem oceny tonalności jest słyszalność (audibility). Jest ona parametrem do oceny tonalności hałasu zgodnie z metodą techniczną opisaną w normie ISO 1996-2 [56]. Słyszalność jest różnicą między poziomem tonu a progiem maskującym. Procedura wyznaczenia tej różnicy jest ściśle określona. Należy dokonać analizy częstotliwościowej FFT z zastosowaniem charakterystyki częstotliwościowej A. Rozdzielczość FFT powinna mieścić się w zakresie od 1,9 Hz do 4 Hz. Ponadto należy zastosować okno Hanna. Słyszalność wyznacza się zgodnie ze wzorem (21).

$$\Delta L = L_T - L_G + a_V \quad (21)$$

gdzie:

$L_T$  – poziom ciśnienia akustycznego składowej tonalnej wyrażony w decybelach

$L_G$  – poziom ciśnienia akustycznego szumu maskującego w paśmie krytycznym wyrażony w decybelach

$a_V$  – wskaźnik maskowania wyznaczany zgodnie ze wzorem (22)

$$a_V = 2,0 + \log \left[ 1 + \left( \frac{f_c}{502} \right)^{2,5} \right] \quad (22)$$

gdzie:

$f_c$  – częstotliwość środkowa pasma krytycznego

Następnie na podstawie obliczonej wartości słyszalności stosuje się poprawkę  $K_T$ , która przyjmuje wartości z zakresu od 0 dB do 6 dB. Poprawkę się uwzględnia w zmierzonym równoważnym poziomie dźwięku A, a dla każdego tonu identyfikowalnego w widmie hałasu stosuje się oddzielną analizę.

W ocenie tonalności używa się również mniej popularnych parametrów takich jak stosunek szumu do harmonicznym (Noise to Harmonic Ratio) czy kontrast widmowy (Spectral Contrast). Ponadto zaproponowano inne metryki uwzględniające m.in. szerokość pasma, częstotliwość, efekt maskowania. Metryka wykorzystująca te parametry została użyta jako miara hałasu drukarki laserowej [66]. Inna metoda opracowana na potrzeby analizy hałasu silnika wykorzystywała współczynnik wydajności, funkcję wrażenia tonalności i obniżony względem innych metryk poziom progowy [67].

Wymienione metody i parametry określają miary, które pozwalają na określenie czy dany hałas zawiera składowe tonalne o wystarczająco wysokich poziomach lub wystarczająco słyszalne, żeby można określić cały sygnał jako hałas o charakterze tonalnym. Nie definiują wystarczająco dokładnie czym są składowe tonalne oraz kiedy można nazywać daną składową jako składową tonalną. Przedstawione definicje tonalność hałasu pozostawiają pewne nieścisłości, które są szczególnie istotne w kontekście rozpatrywania możliwości eliminacji składowych tonalnych za pomocą algorytmów aktywnej redukcji. Przede wszystkim w ramach definicji mieszczą się zarówno tony proste jak i wąskopasmowy szum. Problemy mogą również wystąpić w momencie, gdy częstotliwość analizowanej składowej tonalnej jest zbliżona do częstotliwości granicznej pasma. Identyfikowanie tonalności hałasu również może być utrudnione w przypadku, gdy sygnał składa się z więcej niż jednej składowej tonalnej. Szczególny przypadek stanowi sytuacja, gdy w każdym analizowanym paśmie znajduje się przynajmniej jedna składowa tonalna. Dodatkowo definicja nie uwzględnia przypadku, gdy częstotliwość składowej tonalnej jest zmienna w czasie. Przykładem takiego sygnału może być tzw. przemieszczanie częstotliwości (sygnał typu „sweep”). Sweep dla liniowej zmiany częstotliwości wyraża się wzorem (23).

$$x(t) = \sin \left[ \phi_0 + 2\pi \left( \frac{c}{2} t^2 + f_0 t \right) \right] \quad (23)$$

gdzie:

$$c = \frac{f_1 - f_0}{T}$$

$f_1$  – częstotliwość końcowa

$f_0$  – częstotliwość początkowa

T – czas trwania sygnału

$\phi_0$  – faza początkowa

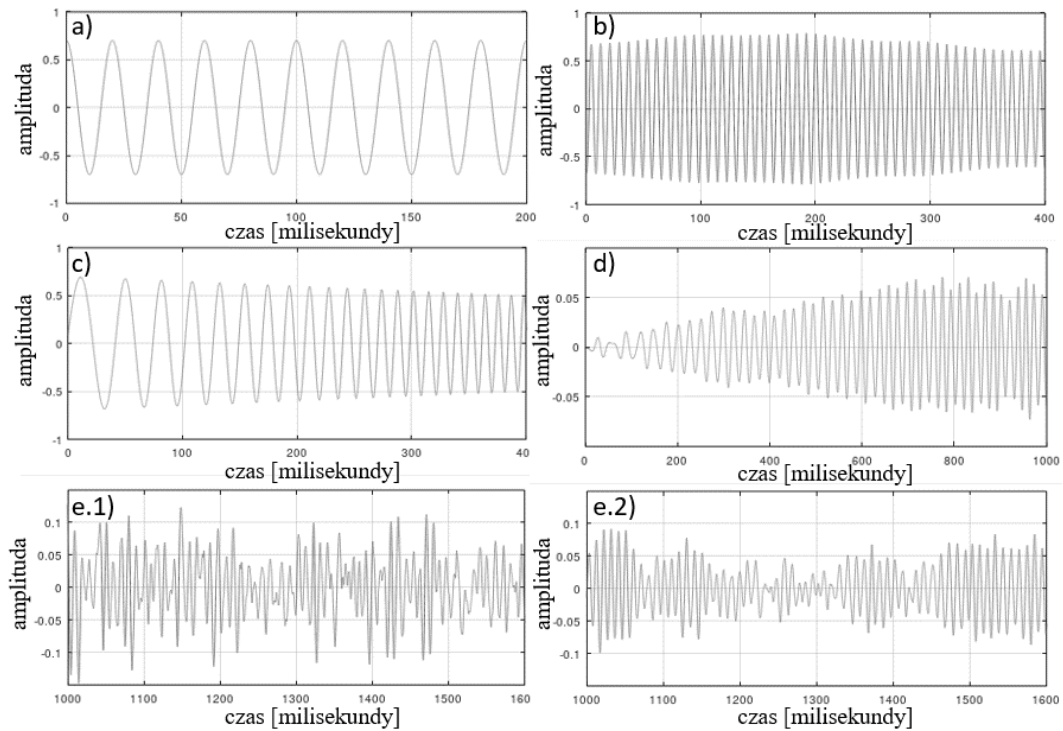
Ze wzoru wynika, że jest to sygnał sinusoidalny, którego częstotliwość zmienia się w określonym zakresie. Takie sygnały analizowane w odpowiednio krótkich oknach spełniają kryteria tonalności zgodnie z normą ISO 1996-2:2017, jednak w długich oknach analizy wykazują charakter sygnałów szerokopasmowych.

W takim razie można stwierdzić, że definicja zgodna z powyższą normą jest niewystarczająca, ponieważ nie precyzuje charakteru analizowanego sygnału tonalnego i jego składowych. W związku z tym prezentowane są różne inne propozycje klasyfikacji sygnałów tonalnych. W jednej z nich wskazano na konieczność osobnego uwzględniania sygnałów sinusoidalnych kwazistacjonarnych, czyli sygnałów zbliżonych do tonów prostych, ale wykazujących pewną zmienność parametrów [148].

W ramach niniejszej pracy zaproponowano własną metodę klasyfikacji składowych tonalnych, która jest szczegółowo opisana w dalszej części tego rozdziału. Podstawowym założeniem przedstawionego podziału jest uwzględnienie możliwości zastosowania algorytmów aktywnej redukcji w celu eliminacji składowych tonalnych.

#### 4.2 Klasy tonalności

Przystępując do opracowania algorytmów redukcji poziomu składowych tonalnych napotkano trudność, polegającą na tym, że definicję tonalności spełniają sygnały o różnym charakterze. W związku z tym konieczne było usystematyzowanie sygnałów ze względu na różny charakter tonalności, co w efekcie ma doprowadzić do dostosowania algorytmu eliminacji składowych tonalnych ze względu na przynależność sygnału do określonej klasy [84]. Przedstawiona klasyfikacja nie wyklucza, że sygnał może się składać z wielu składowych tonalnych. W takiej sytuacji każda z nich jest analizowana indywidualnie a nawet w ramach jednego sygnału różne składowe tonalne mogą być przypisywane do różnych klas tonalności. Nie jest również intencją na tym etapie uwzględnianie stosunku poziomu składowej względem szumu oraz wzajemnego wpływania na siebie różnych składowych. Dodatkowo w zależności od charakteru zmienności parametrów tych składowych taka eliminacja może być w różnym stopniu efektywna. W dalszej części przedstawiono wyróżnione typy składowych tonalnych. Fragmenty analizowanych sygnałów przedstawiono na Rys. 19.



Rys. 19 Wybrane fragmenty analizowanych sygnałów: a) stacjonarne sygnały okresowe, b) sygnały okresowe modulowane amplitudowo i częstotliwościowo funkcją losową, c) sygnał okresowy ze wzrostem / spadkiem amplitudy i / lub częstotliwości, d) kombinacja b i c, e.1) wąskopasmowy szum  $Q = 10$ , e.2) wąskopasmowy szum  $Q = 50$

W przedstawionych przykładach  $Q$  oznacza dobroć filtru, za pomocą którego uzyskano wąskopasmowy szum z szumu białego.

#### 4.2.1 Sygnały stacjonarne okresowe

Jest to najprostsza grupa sygnałów, które można opisać za pomocą funkcji sinusoidalnej zgodnie ze wzorem (24).

$$p(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi) \quad (24)$$

gdzie:

$A$  - amplituda

$f$  - częstotliwość

$t$  – czas

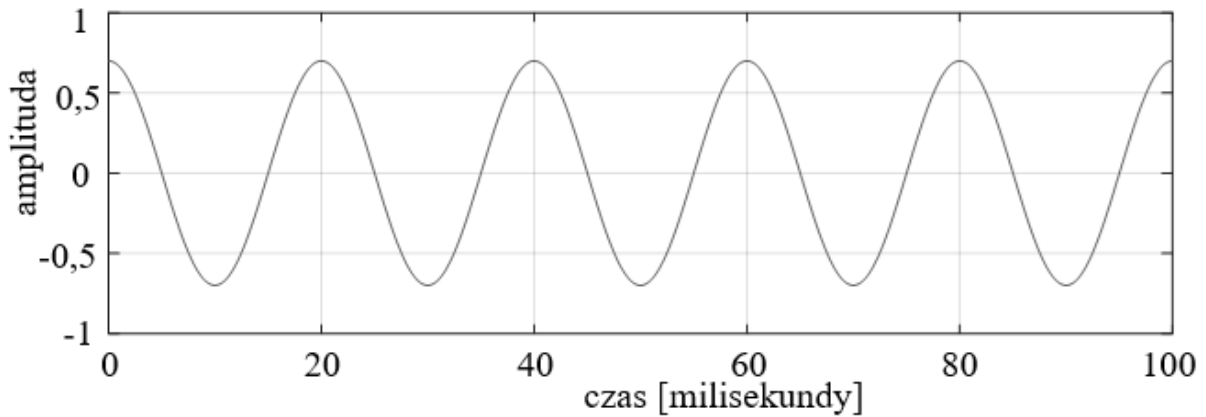
$\varphi$  - faza początkowa

Istotne parametry składowej tonalnej opisanej funkcją sinusoidalną w celu jej wygenerowania to amplituda, częstotliwość i faza początkowa. Na Rys. 20 przedstawiono przebieg czasowy kilku pierwszych okresów sygnału sinusoidalnego o amplitudzie 0,7, częstotliwości 50 Hz i fazie początkowej

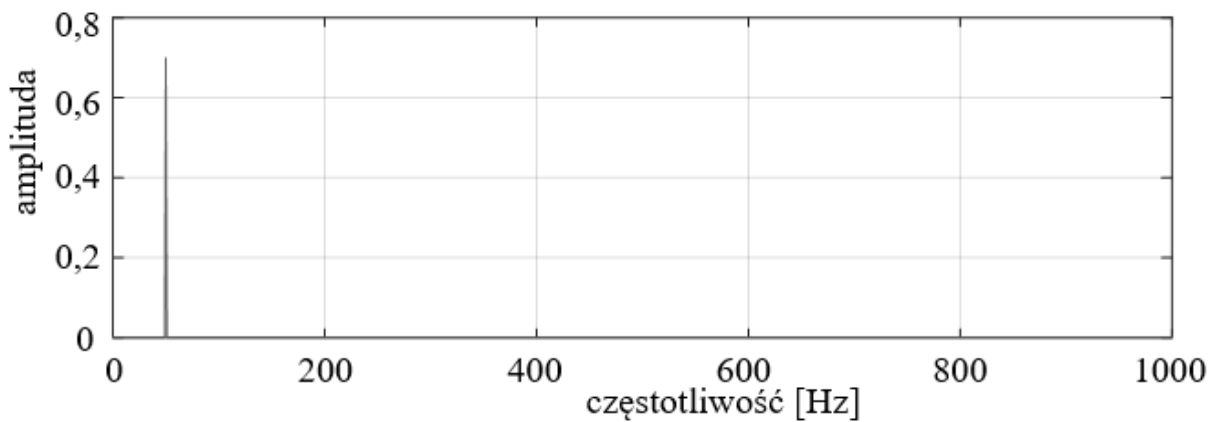
90 stopni ( $\pi/2$ ). Na Rys. 21 przedstawiono charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową tego sygnału.

Widmo sygnału sinusoidalnego można opisać zgodnie ze wzorem (25).

$$P\{p(t)\} = A\delta(f - f_0) \text{ dla } f_0 = 50 \text{ Hz} \quad (25)$$



Rys. 20 Przebieg czasowy sygnału sinusoidalnego



Rys. 21 Widmo sygnału sinusoidalnego

Zagadnienie eliminacji składowych tonalnych dla tej klasy sygnałów sprowadza się do poprawnej estymacji wartości parametrów składowej tonalnej (amplituda, częstotliwość, faza początkowa), syntezy sygnału o odpowiednio skorygowanych parametrach i dodaniu do sygnału pierwotnego.

Aby umożliwić syntezę sygnału kompensującego na podstawie estymacji należy określić parametry składowych tonalnych w kolejnych oknach analizy. Podstawowym ograniczeniem jest dokonanie estymacji z minimalnymi opóźnieniami, co dla wielu algorytmów wiąże się ze zmniejszeniem

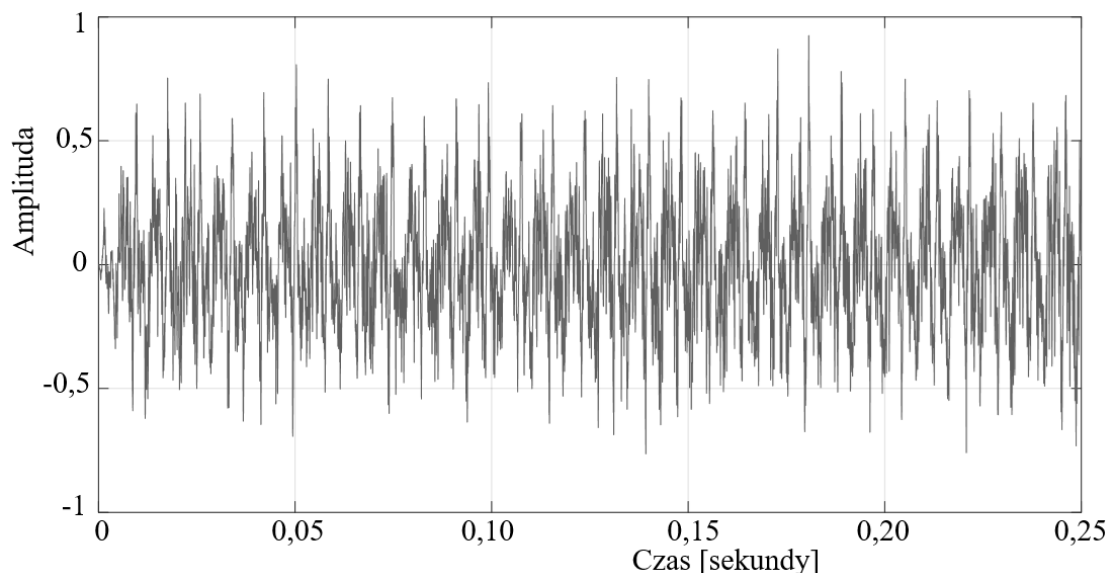
dokładności estymacji. Im więcej próbek sygnału zostanie pobranych do analizy tym większe będzie opóźnienie. Jednak im mniej próbek tym mniejsza będzie rozdzielczość częstotliwościowa metod opartych o transformatę Fouriera. W przypadku idealnej estymacji wartości parametrów składowych tonalnych można uzyskać redukcję poziomu danej składowej równą nieskończoność.

#### 4.2.2 Sygnały kwazistacjonarne

Sygnały opisane w poprzednim punkcie, które można opisać funkcją sinusoidalną są modelem sygnału idealnego. Sygnały rzeczywiste charakteryzują się pewną zmiennością parametrów w czasie. W następnych punktach opisano rozważane możliwości w jaki sposób sygnał tonalny może być zmienny w czasie. Zarówno niewielkie, losowe oscylacje wokół parametrów składowych jak i zmiany parametrów składowych w czasie takie jak zwiększanie (lub zmniejszanie) ich poziomu albo częstotliwości (np. jak w przypadku zmiany liczby obrotów silnika), które następują z pewną tendencją.

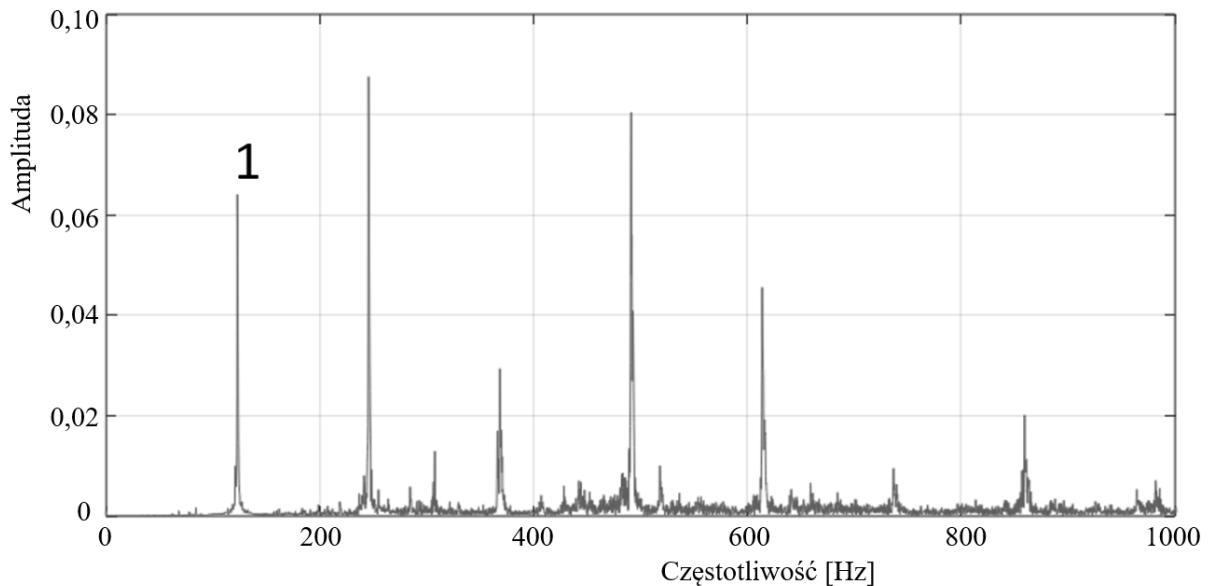
##### 4.2.2.1 Sygnały okresowe modulowane funkcją losową

W celu zaprezentowania tej klasy sygnałów wykonano analizę sygnału akustycznego silnika spalinowego dwusuwowego w skuterze przy stałych obrotach wynoszących około 7200 obrotów na minutę. Nagrania dokonano w kontrolowanych warunkach [85][87] w komorze akustycznej Katedry Akustyki i Multimediów Politechniki Wrocławskiej. Komora akustyczna ma jedną powierzchnię odbijającą dźwięk (podłogę). Pozostałe powierzchnie pochłaniają dźwięk. Na Rys. 22 przedstawiono fragment przebiegu czasowego nagrania.



Rys. 22 Fragment przebiegu czasowego sygnału dźwięku silnika spalinowego dwusuwowego (około 7200 obrotów/minutę)

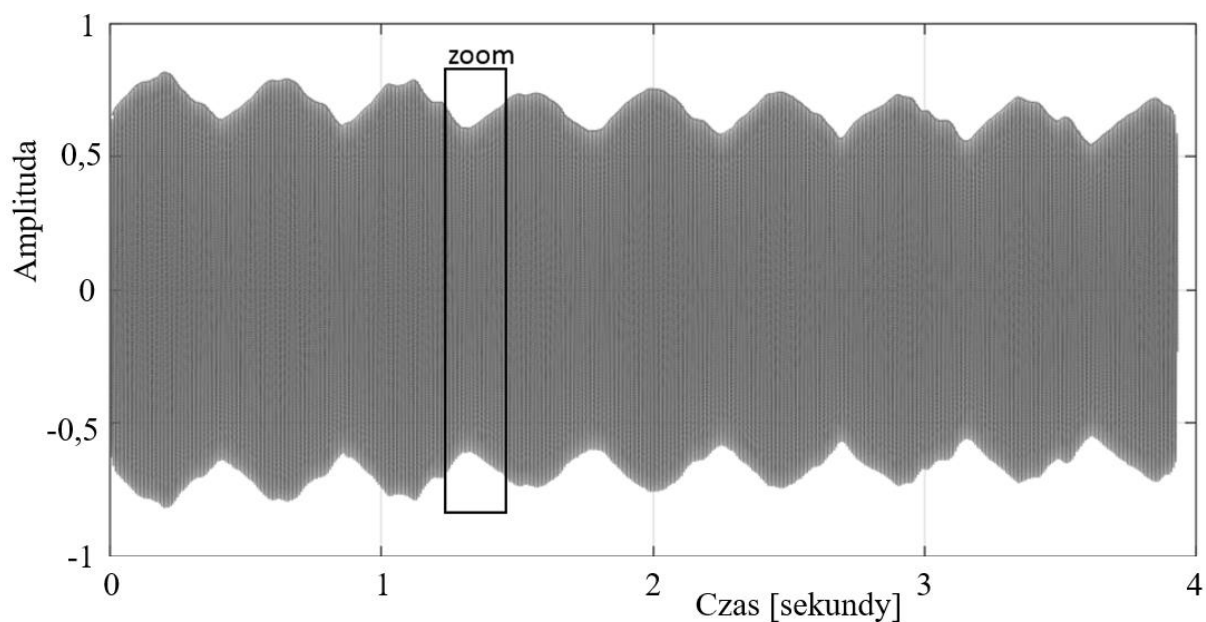
Rys. 23 przedstawia charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową tego sygnału. Uzyskanie charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej jest potrzebne, aby sprawdzić, czy widmo badanego nagrania ma charakter sygnału tonalnego.



*Rys. 23 Widmo sygnału silnika spalinowego dwusuwowego (około 7200 obrotów/minutę), 1 - pierwsza składowa tonalna*

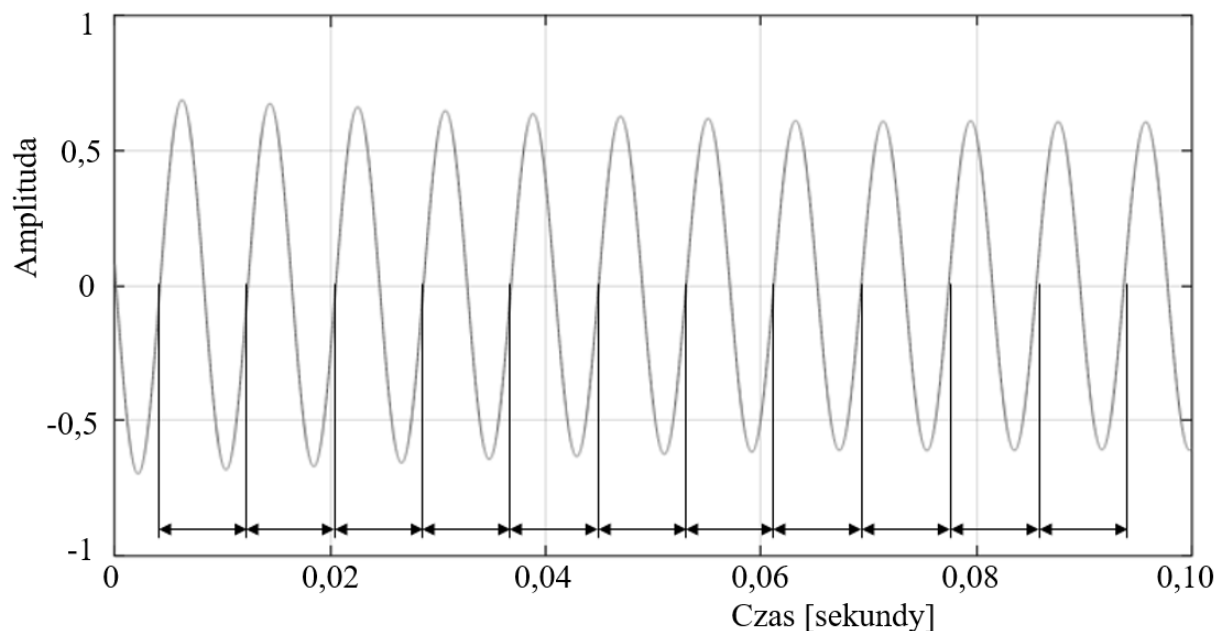
Jak można zaobserwować na Rys. 23 przedstawiony sygnał ma charakter tonalny, to znaczy energia jest skoncentrowana wokół kilku dyskretnych wartości częstotliwości.

Na potrzeby dalszej analizy, korzystając z filtracji częstotliwościowej, uzyskany został sygnał, który zawiera tylko pierwszą składową częstotliwościową oznaczoną na Rys. 23 numerem 1. Przebieg tego sygnału przedstawiono na Rys. 24.



Rys. 24 Przebieg czasowy pierwszej składowej tonalnej sygnału silnika spalinowego przy obrotach około 7200 obrotów/minutę

W celu zaprezentowania charakteru kwaziokresowego sygnału, na Rys. 25 zaprezentowano przybliżenie fragmentu sygnału, który został oznaczony na Rys. 24 jako zoom.



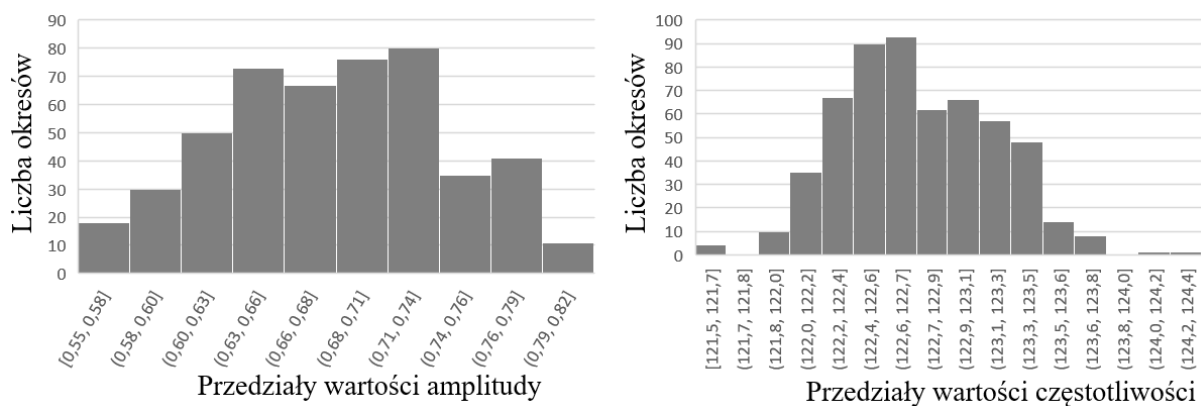
Rys. 25 Fragment przebiegu czasowego pojedynczej składowej sygnału tonalnego z zaznaczonymi kolejnymi pełnymi okresami sygnału

Sygnał nie jest idealnym tonem prostym o stałych parametrach (amplituda, częstotliwość), które można wyrazić jako wartości jednoczłowe w dłuższym zakresie czasu. Wartości tych parametrów



wykazują zmienność w czasie, dlatego należy wykonać szczegółową analizę zmienności tych parametrów.

W ramach analizowanego przebiegu sygnału zawartych jest 485 okresów sygnału. Wykonano analizę statystyczną wartości amplitudy i częstotliwości w kolejnych okresach. Rys. 26 przedstawia histogramy częstości występowania wartości amplitudy i częstotliwości z określonych przedziałów. W analizowanym zakresie wartość średnia amplitudy wynosi 0,68, wartość maksymalna 0,82, a wartość minimalna 0,55. Odchylenie standardowe wartości amplitudy wynosi 0,06. Wartość średnia częstotliwości wynosi 122,7 Hz, wartość maksymalna 124,3 Hz, a wartość minimalna 121,5 Hz. Odchylenie standardowe wartości częstotliwości wynosi 0,4 Hz.

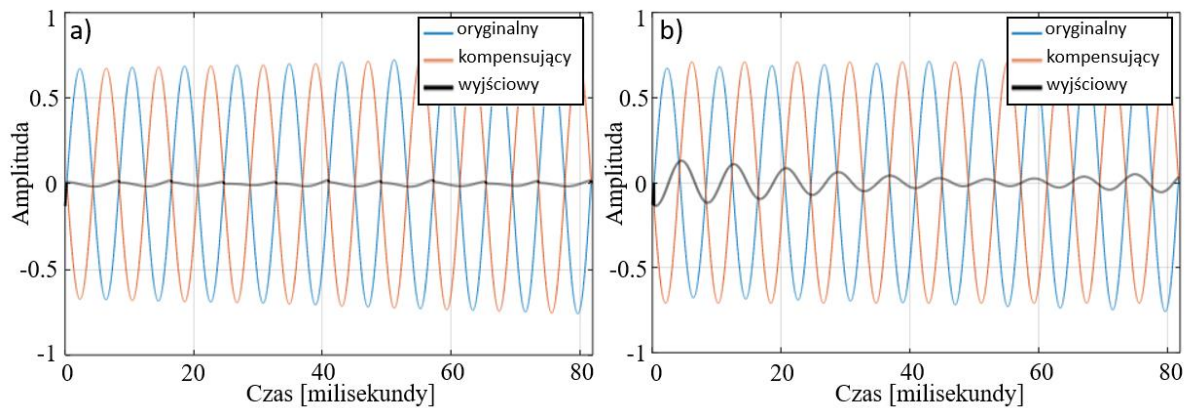


Rys. 26 Częstość występowania wartości amplitudy (z lewej) i częstotliwości (z prawej) w kolejnych okresach sygnału w danych przedziałach

Można zaobserwować, że wartości amplitudy/częstotliwości odczytane w kolejnych okresach sygnału w przybliżeniu są zgodne z pewnym rozkładem statystycznym. Przyjęto, że jest to rodzaj sygnału o stałej średniej wartości amplitudy/częstotliwości, lecz modulowanej amplitudowo/częstotliwościowo funkcją niedeterministyczną. W przypadku tej klasy sygnałów amplitudę/częstotliwość określono nie jako wartość jednoczłową, ale zmienną losową o określonej wartości średniej i odchyleniu standardowym.

Błąd eliminacji składowej modulowanej funkcją niedeterministyczną z użyciem syntezywanego sygnału kompensującego należy rozważyć w kilku wariantach. Zależy to głównie od długości okna analizy. Dla zobrazowania wykonano eliminację, których wyniki przedstawiono na Rys. 27. Rys. 27a przedstawia wyniki eliminacji dla długości okna (ramki) równej 1 okresowi. Dla każdego okresu generowany był sygnał kompensujący, który ton prosty o częstotliwości i amplitudzie odczytanej na podstawie analizy sygnału pierwotnego. Rys. 27b przedstawia wynik eliminacji dla długości okna

10 okresów. Parametry sygnału kompensującego (tonu prostego) były średnimi wartościami amplitudy i częstotliwości w zakresie 10 okresów.



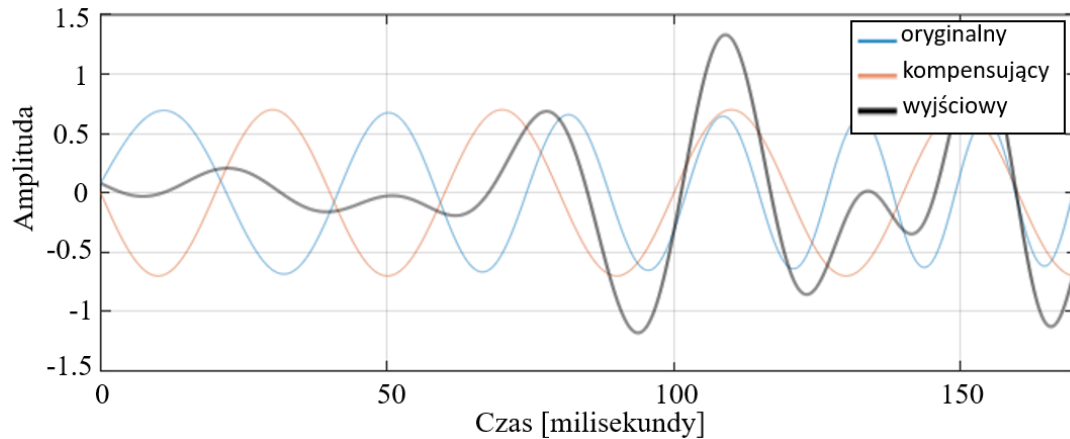
Rys. 27 Wyniki eksperymentalnej eliminacji dla sygnału okresowego modulowanego funkcją losową: a) długość ramki 1 okres, b) długość ramki 10 okresów

Nie nastąpiła całkowita eliminacja składowej w obu przypadkach. Jest to spowodowane niedopasowaniem sygnału kompensującego do pierwotnego. Można również zauważyć, że dla krótszej ramki amplituda sygnału wyjściowego jest mniejsza (błędy eliminacji są mniejsze). Jednak w większości przypadków mniejsza liczba próbek sygnału powoduje większe błędy estymacji wartości parametrów, szczególnie przy użyciu dyskretnych algorytmów wykrywania opartych na transformacji Fouriera. Dla tej klasy sygnałów skuteczność eliminacji składników tonalnych jest ograniczona nie tylko przez błędy estymacji, jak w przypadku idealnych sygnałów okresowych, ale także przez losową zmienność modulacji.

#### 4.2.2.2 Sygnały okresowe o zwiększanej/zmniejszanej amplitudzie i/lub częstotliwości

Ta klasa sygnałów charakteryzuje się zmianą parametrów w inny sposób niż przypadkowe zmiany. Zwiększenie lub zmniejszenie parametrów (zarówno amplitudy, jak i częstotliwości) odbywa się z pewną tendencją i może być spowodowane np. przez zmianę liczby obrotów silnika lub wentylatora. Aby przedstawić tę klasę sygnału, przeanalizowano przemiatanie częstotliwości (sygnał typu „sweep”). Analiza sygnału typu sweep w krótkim czasie wskazuje, że jest to sygnał wąskopasmowy, jednak przy użyciu analizy długookresowej wykazuje cechy sygnału szerokopasmowego. Autor sugeruje, że przemiatanie częstotliwości powinno być traktowane jako sygnał tonalny.

W celu zobrazowania tej klasy sygnałów została wykonana analiza sygnału o malejącej amplitudzie oraz częstotliwości rosnącej w zakresie od 20 Hz do 200 Hz w czasie 1 sekundy. Rys. 28 przedstawia sześć okresów sygnału wejściowego z sygnałem kompensującym i wynikiem eliminacji (sygnał wyjściowy). Parametry sygnału kompensującego (tonu prostego) to amplituda i częstotliwość wykrywana w pierwszym okresie sygnału pierwotnego.



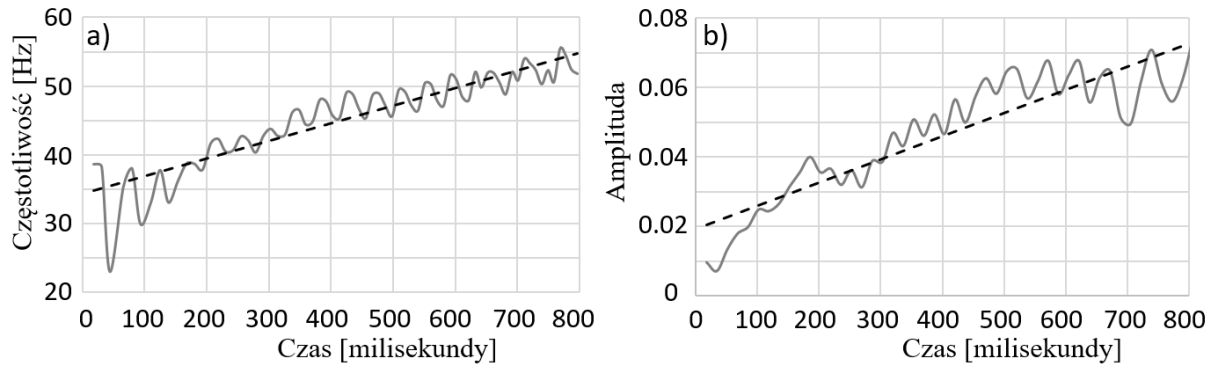
Rys. 28 Wyniki eksperymentalnej eliminacji dla sygnału okresowego o malejącej amplitudzie i rosnącej częstotliwości (pierwsze sześć okresów sygnału pierwotnego)

Niedopasowanie sygnału kompensującego do sygnału pierwotnego wzrasta w kolejnych okresach, więc składowa tonalna nie jest skutecznie eliminowana. W pierwszym okresie poziom składowej tonalnej jest obniżany, ale w kolejnych okresach poziom sygnału wyjściowego jest nawet wyższy niż sygnał wejściowy. Efektywna redukcja poziomu składowej tonalnej może być możliwa jeżeli długość ramki (okna analiza) odpowiada zmianom parametrów.

#### 4.2.2.3 Sygnały sinusoidalne o zmiennych parametrach modulowane funkcją losową

Ta grupa sygnałów to kombinacja dwóch poprzednich, czyli sygnały kwaziokresowe ze zwiększaną lub zmniejszaną amplitudą i/lub częstotliwością dodatkowo modulowane funkcją losową. Przykładem takiego sygnału mogą być składowe tonalne sygnałów rzeczywistych, takich jak dźwięk silnika ze zmianą liczby obrotów. W celu zobrazowania tej klasy sygnałów posłużono się jedną wybraną składową dźwięku silnika spalinowego.

Obserwowana jest zarówno zmiana amplitudy i częstotliwości wynikająca ze zwiększenia liczby obrotów silnika, jak i modulację wartości tych parametrów funkcją niedeterministyczną. Do oddzielenia wybranej składowej zastosowano filtrację częstotliwościową za pomocą filtru pasmowo-przepustowego o zmiennej częstotliwości środkowej. Dla wybranego fragmentu, w którym liczba obrotów rośnie, wykonano estymację wartości amplitudy i częstotliwości w kolejnych okresach. Wyniki przedstawiono na Rys. 29.



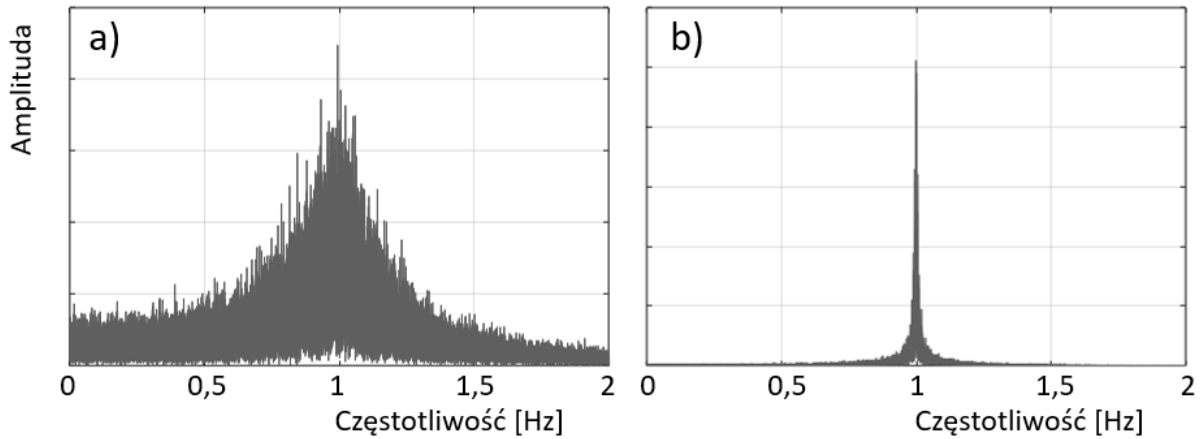
Rys. 29 a) częstotliwość i b) amplituda odczytywana w kolejnych okresach sygnału silnika przy jednoczesnym wzroście liczby obrotów (z zaznaczoną linią trendu – czarna przerywana linia)

Można zauważyć dwa rodzaje zmian wartości opisane w poprzednich punktach. Wpływa to na efektywność eliminacji komponentu tonowego. Eliminacja będzie nieskuteczna w przypadku dłuższych ramek (okien czasowych), podobnie jak w przypadku sygnału o przestrajanej częstotliwości (sweep). Nawet dla krótkich ramek nie ma pewności skutecznej eliminacji, ponieważ zmiany mogą zachodzić nawet w obrębie pojedynczego okresu sygnału.

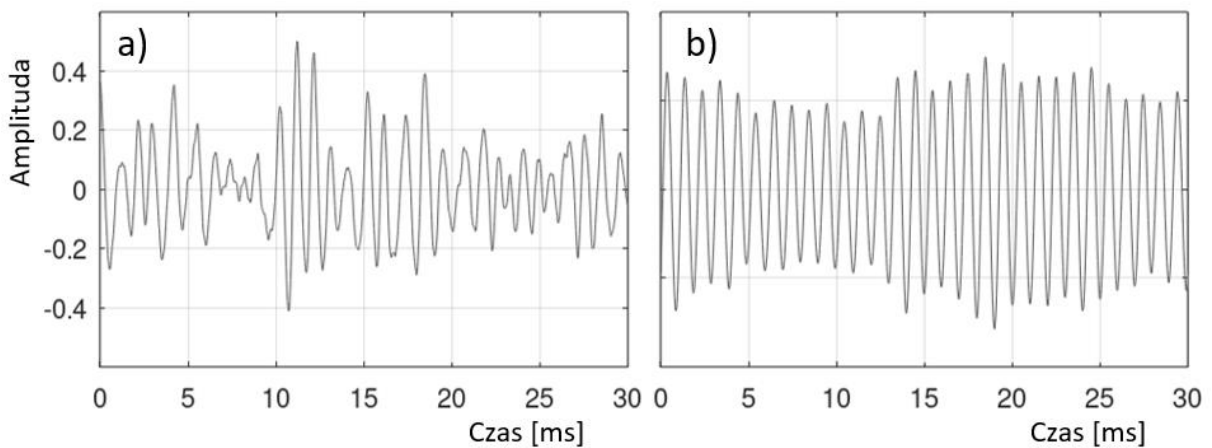
#### 4.2.3 Szum wąskopasmowy

Ostatnim rodzajem sygnału zawartym w definicji sygnałów tonalnych (energia skupiona jest wokół dyskretnych wartości częstotliwości) jest sygnał uzyskany przez filtrację częstotliwościową szumu za pomocą wąskopasmowego filtra pasmowo-przepustowego. Parametrem, którego wpływ jest bardzo ważny, jest szerokość pasma.

Na Rys. 30 przedstawiono porównanie widma dla skrajnych testowanych wartości dobroci filtru ( $Q=10$  i  $Q=500$ ). W przypadku szumu filtrowanego filtrem o większej dobroci gęstość prawdopodobieństwa wystąpienia wartości zbliżonych do częstotliwości środkowej pasma jest większa. W związku z tym występuje większa szansa na skuteczną redukcję poziomu danej składowej. Ponadto na Rys. 31 przedstawiono fragmenty przebiegów czasowych obu sygnałów.



Rys. 30 Widmo szumu wąskopasmowego a)  $Q=10$  i b)  $Q=500$



Rys. 31 Przebieg czasowy sygnału szumu wąskopasmowego: a)  $Q=10$ , b)  $Q = 500$

Można zauważyć, że dla szumu o węższym paśmie częstotliwości widmo jest zbliżone do widma tonu prostego, a przebieg czasowy przypomina ten wyznaczony dla drugiej klasy sygnału tonalnego, czyli sygnału okresowego modulowanego funkcją niedeterministyczną. W tych przypadkach charakter tych sygnałów zbliża się do siebie. Nie wyznaczono jednak wyraźnej granicy między tymi dwoma sygnałami, jednakże rozróżnia się te sygnały ze względu na sposób w jaki powstają.

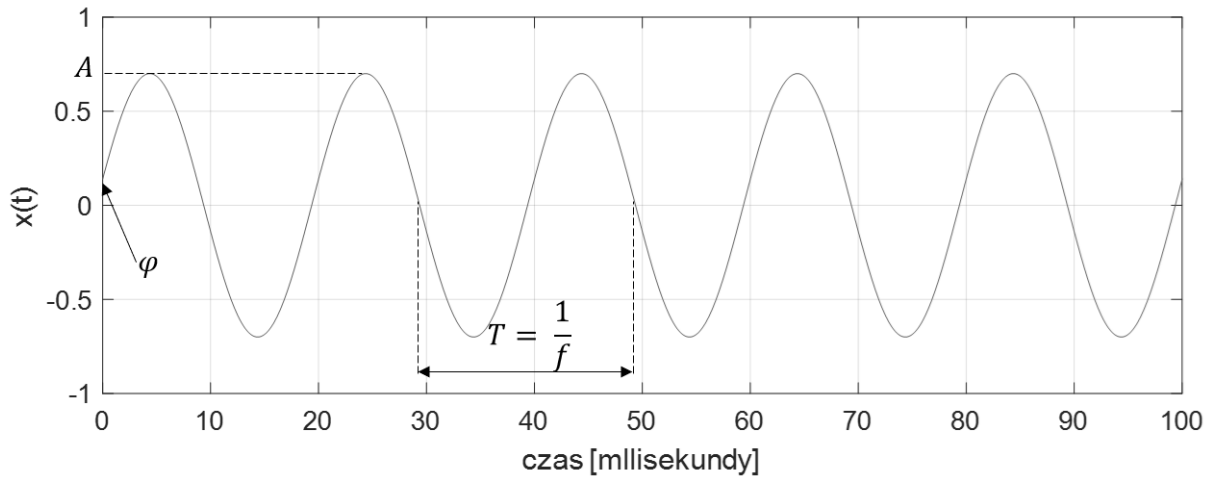
## 5 Estymacja wartości parametrów składowych tonalnych

W celu skutecznej redukcji poziomu składowych tonalnych za pomocą syntezywanego sygnału będącego tonem prostym konieczne jest odpowiednie dopasowanie sygnału kompensującego do sygnału kompensowanego (pierwotnego). W tym celu należy wykonać dokładną estymację wartości parametrów składowych tonalnych, które następnie są podstawą do syntezy. Ze względu na możliwą zmienność parametrów w czasie w przypadku niektórych klas tonalności należy dążyć do uzyskania określonego błędu estymacji dla możliwie najmniejszej liczby próbek sygnału.

W ramach tego rozdziału przedstawiono trzy algorytmy estymacji wartości parametrów oraz ich modyfikacje. Pierwszy z algorytmów wykorzystuje Dyskretną Transformatę Fouriera, której długość jest dopasowywana do częstotliwości składowej tonalnej sygnału wejściowego. Następny z algorytmów opiera swoje działanie na Szybkiej Transformacie Fouriera, której długość jest potęgą liczby 2. Skuteczność estymacji jest zwiększana dzięki zastosowaniu interpolacji parametrów oraz dodaniu zer (zero-padding). Trzeci algorytm bazuje na detekcji przejść przez zero. Dla sygnałów złożonych składających się z więcej niż jednej składowej częstotliwościowej (inne składowe tonalne oraz szum) zastosowano filtrację częstotliwościową za pomocą filtrów pasmowo-przepustowych. Dla każdego z badanych algorytmów przedstawiono błędy estymacji wartości parametrów oraz ich ograniczenia.

### 5.1 Parametry składowych tonalnych

Zgodnie z założeniem pracy w ramach każdego z przedstawionych algorytmów dąży się do uzyskania informacji o wartościach parametrów składowych tonalnych, dlatego należy zacząć od ich zdefiniowania. Parametrami, które jednoznacznie definiują składową tonalną jest jej częstotliwość, amplituda i faza. Jeżeli sygnał jest przetwarzany w oknach czasowych o określonej długości należy mówić o fazie początkowej, czyli wartości fazy sygnału sinusoidalnego występującej na początku danego okna czasowego. Te parametry służą do wygenerowania sygnału kompensującego, który jest dodany do sygnału wejściowego. W efekcie tego uzyskuje się zmniejszenie poziomu wybranej składowej. Jak już wspomniano, w ramach pracy każdego z algorytmów sygnał dzielony jest na okna (ramki) o wybranej długości wyrażonej za pomocą liczby próbek. Przykład ramki takiego sygnału składającego się z pojedynczej składowej tonalnej przedstawiono na Rys. 32. Długość ramki wynosi 100 ms co przy szybkości próbkowania 44 100 próbek na sekundę daje liczbę próbek równą 4410. Sygnał przedstawiony na Rys. 32 opisywany jest wzorem (26).



Rys. 32 Przebieg czasowy funkcji sinusoidalnej opisanej wzorem (26)

$$x(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi) = 0,7 \sin(2\pi 50 t + 0,2) \quad (26)$$

Na rysunku zaznaczono okres sygnału  $T$ , który jest związany z częstotliwością  $f$ , amplitudą  $A$  oraz fazą początkową sygnału  $\varphi$ . W przedstawionym przykładzie wartość fazy początkowej wynosi 0,2 radiana. W każdej kolejnej ramce sygnału faza początkowa może być różna nawet jeżeli częstotliwość sygnału pozostaje niezmienna.

Gdy sygnał nie zawiera dodatkowych składowych częstotliwościowych (tonalnych bądź szumowych) bezpośrednie odczytanie parametrów z wykresu czasowego nie stanowi problemu i może się odbyć tak, jak przedstawiono powyżej. Jednak jest to sytuacja, która w praktyce raczej nie występuje. W przypadku sygnałów zakłóconych szumem lub składających się z więcej niż jednej częstotliwości bezpośrednie odczytanie parametrów danej składowej z przebiegu czasowego jest znacznie trudniejsze lub nawet niemożliwe. W dalszej części tego rozdziału przedstawiono analizowane algorytmy estymacji wartości parametrów składowych tonalnych. Używając określenie „parametry składowej tonalnej” rozumie się je tak, jak przedstawiono: amplitudę, częstotliwość i fazę początkową.

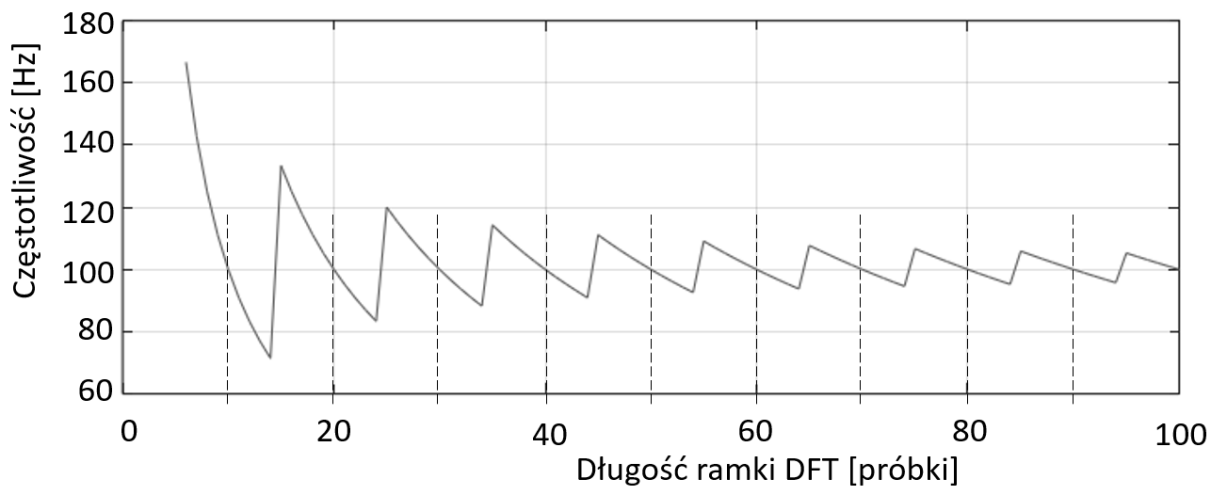
## 5.2 Dyskretna transformata Fouriera o zmiennej długości

Podstawą działania algorytmu jest odczytanie wartości maksymalnej modułu widma zespolonego uzyskanego dzięki operacji dyskretnego transformaty Fouriera. W przypadku, gdy dysponujemy sygnałem sinusoidalnym składającym się z całkowitej liczby okresów występuje dopasowanie częstotliwości sygnału do rozdzielczości DFT. Wtedy estymacja wartości parametrów składowych tonalnych odbywa się z największą skutecznością, a błędy estymacji wartości parametrów są najmniejsze. Jednakże nie znając częstotliwości sygnału należy znaleźć metodę, która pozwoli na

określenie długości DFT dla której nastąpi możliwie największe dopasowanie rozdzielczości DFT do częstotliwości sygnału.

Prezentowany algorytm wykorzystuje jedną z cech transformaty DFT. Gdy nie następuje dopasowanie rozdzielczości DFT do częstotliwości sygnału obserwowane jest niedoszacowanie wartości amplitudy, zaś największe wartości amplitudy odczytane z widma odpowiadają wartości szukanej. Odbywa się to z pewnym przybliżeniem i błędami opisanymi dalej.

Efekt ten został zobrazowany na Rys. 33 przedstawiającym jak zmienia się wartość częstotliwości odczytywanej z maksimum widma częstotliwościowego w zależności od długości DFT. Obliczenia wykonano w pętli dla długości DFT od 1 do 100 próbek. W każdym przypadku parametry sygnału były takie same: amplituda równa 0,7, częstotliwość równa 100 Hz i faza początkowa równa 0,2. Szybkość próbkowania wynosiła 1000 próbek na sekundę.

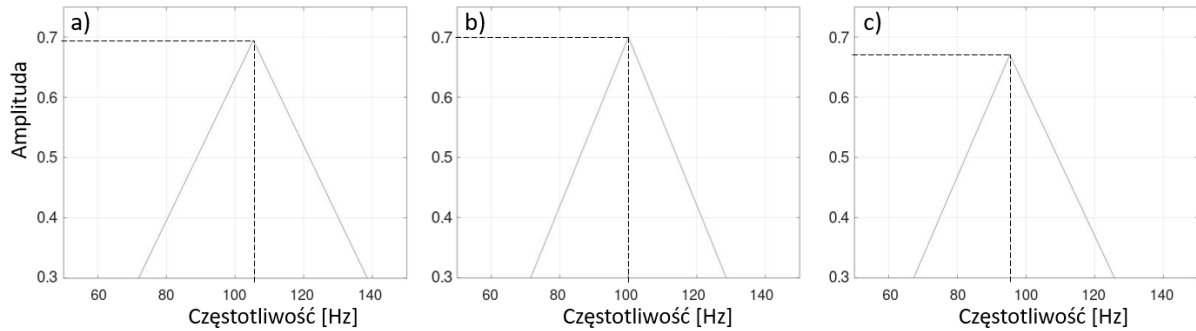


Rys. 33 Wartość wyznaczonej częstotliwości w funkcji długości okna

Wartość wyznaczonej częstotliwości oscyluje wokół wartości 100 Hz. Amplituda tych oscylacji maleje wraz ze wzrostem długości DFT. Na Rys. 33 zaznaczono pionowymi przerywanymi liniami te długości DFT, dla których odczytana z widma wartość częstotliwości wynosi 100 Hz, czyli tyle ile wynosiła częstotliwość analizowanej składowej tonalnej. Można zaobserwować, że odbywa się to cyklicznie dla długości DFT będących wielokrotnością 10 próbek.

W dokładnej obserwacji zjawisk zachodzących dla różnych długości DFT pomaga szczegółowa analiza widmowa. Na Rys. 34 przedstawiono fragmenty widma dla trzech różnych długości: 19 próbek, 20 próbek i 21 próbek. Linia przerywaną zaznaczono wartość szczytową i odpowiadającą jej częstotliwość.





Rys. 34 Widma sygnału sinusoidalnego dla różnej długości sygnału  $N$  wyrażonej w próbkach, a) 19 próbek, b) 20 próbek, c) 21 próbek.

Jedynie w przypadku  $b$  maksimum widma zgodnie z wartością zadaną osiąga wartość 0,7 dla częstotliwości 100 Hz. W pozostałych przypadkach wartość amplitudy jest niedoszacowana. W przypadku  $a$  odczytana wartość częstotliwości jest większa niż wartość rzeczywista. W przypadku  $c$  wartość odczytana częstotliwości jest mniejsza od wartości rzeczywistej.

Dla liczby próbek  $N = 20$  spełniony jest warunek ze wzoru (27) .

$$f = k \cdot \frac{f_s}{N} \quad (27)$$

gdzie:

$f$  – częstotliwość składowej tonalnej [Hz]

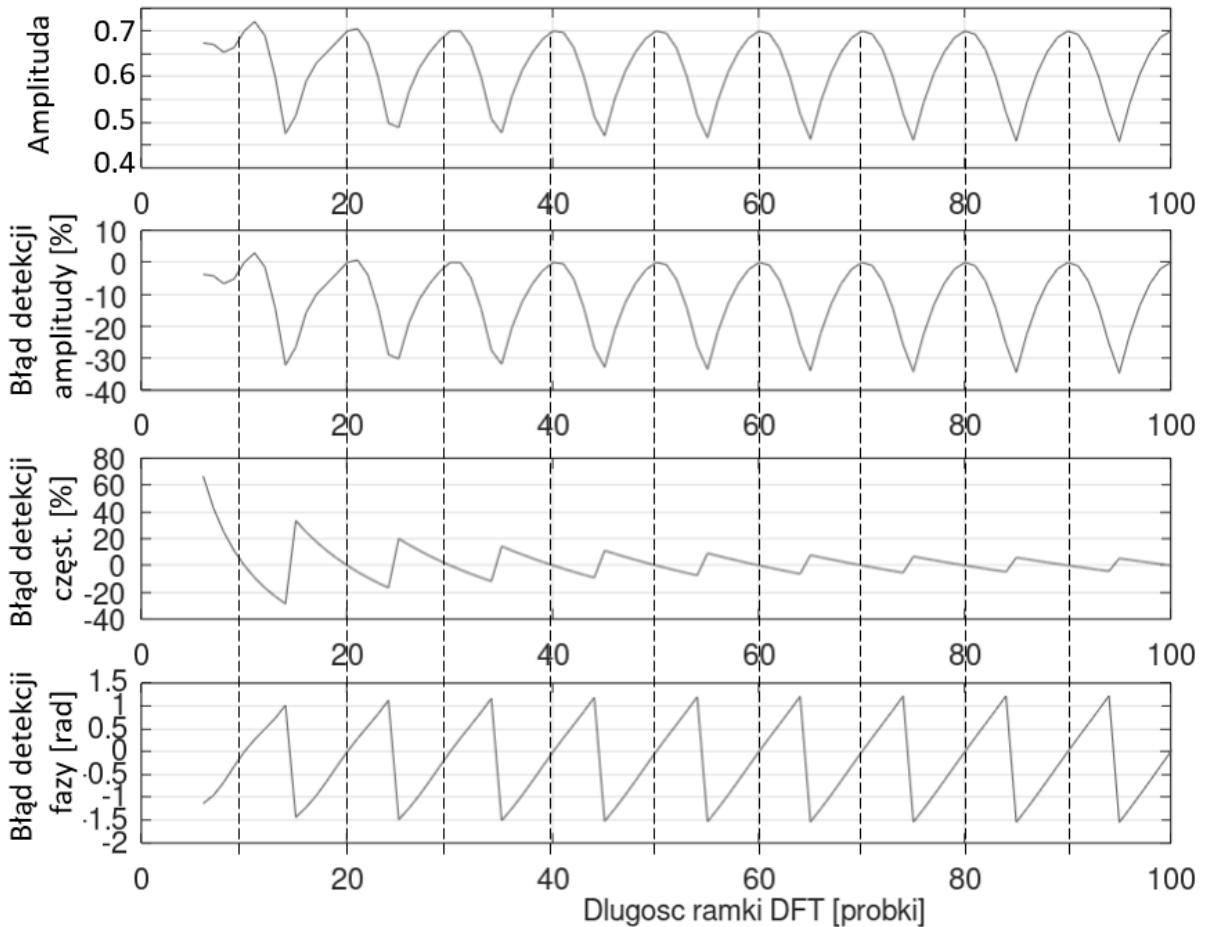
$f_s$  – szybkość próbkowania [próbki/sekundę]

$N$  – długość DFT [próbki]

$k \in \{0,1,2 \dots\}$

Częstotliwości obliczone ze wzoru (27) odpowiadają takim długościom DFT, dla których częstotliwość sygnału jest całkowitą wielokrotnością rozdzielczości DFT. Dzieje się to, gdy w jednej ramce/oknie sygnału są pełne okresy sygnału.

Przedstawione dotychczas obliczenia rozszerzono o odczytanie wartości amplitudy i błędów estymacji wartości parametrów składowej tonalnej w funkcji długości DFT. Wyniki przedstawiono na Rys. 35.

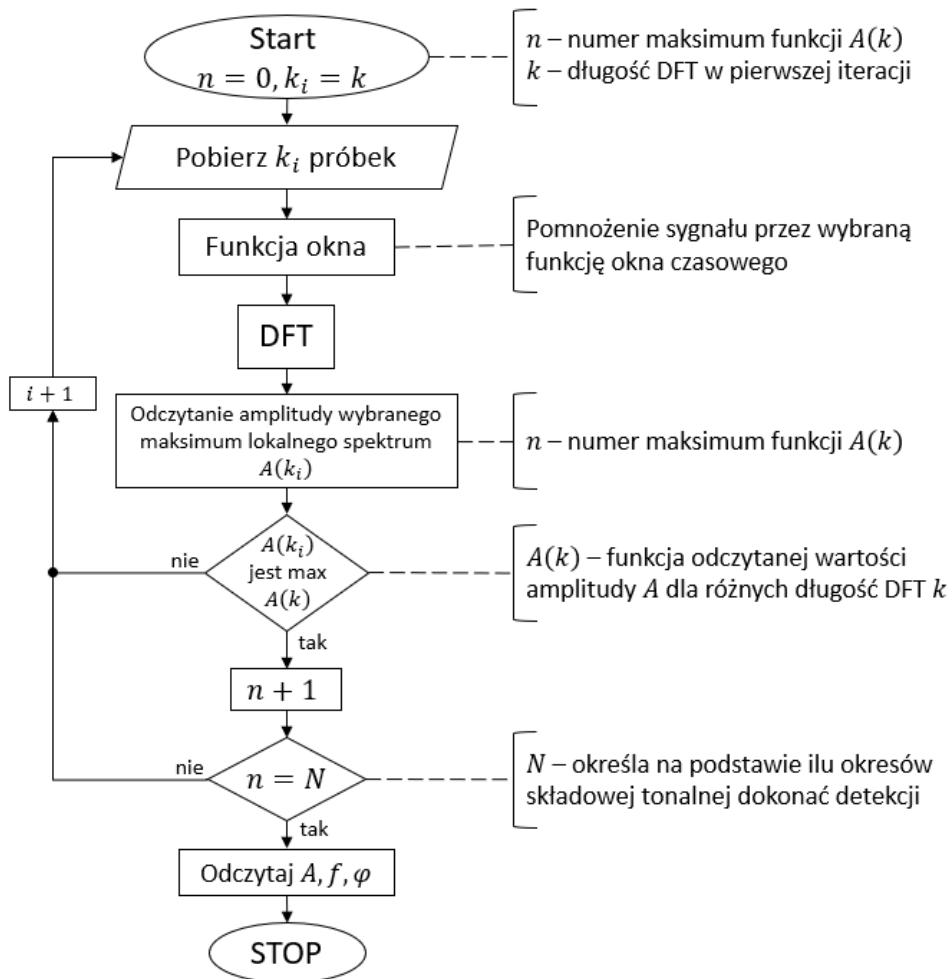


Rys. 35 Od góry: wartość odczytanej amplitudy, błąd względny estymacji wartości amplitudy, błąd względny estymacji wartości częstotliwości, błąd bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej w funkcji długości DFT

Gdy następuje dokładne dopasowanie rozdzielczości DFT do częstotliwości sygnału to zarówno błędy estymacji wartości amplitudy, częstotliwości jak i fazy początkowej są minimalne. Można również zauważyć, że najmniejsze błędy estymacji występują dla tych długości DFT, dla których odczytana wartość amplitudy jest największa. To oznacza, że wykonując DFT wielokrotnie dla różnej liczby próbek można określić kiedy następuje dopasowanie rozdzielczości DFT do częstotliwości sygnału poprzez obserwację zmian odczytywanej wartości amplitudy. Przy takim dopasowaniu błędy estymacji wartości parametrów są najmniejsze. Jedynie dla najmniejszych długości okien mogą występować błędy w zależności od wartości fazy początkowej. Zostanie to omówione później.

Zaobserwowana zależność jest podstawą algorytmu estymacji wartości parametrów składowych tonalnych. Działanie polega na wielokrotnym wykonaniu transformaty DFT dla różnych długości okna czasowego i każdorazowym zapisaniu odczytanej z widma wartości amplitudy wybranej składowej tonalnej. Najmniejsze długości DFT, dla których rozdzielczość widma na pewno nie będzie obejmować częstotliwości sygnału, można pominąć. Następnie należy odnaleźć maksima lokalne funkcji wartości

odczytanej amplitudy w zależności od długości DFT. Każde kolejne maksimum odpowiada takiej długości okna, w której mieści się całkowita liczba okresów sygnału składowej tonalnej. Następnie dla tych wartości należy odczytać pozostałe parametry (częstotliwość i fazę początkową). Na Rys. 36 przedstawiono schemat blokowy algorytmu.



Rys. 36 Schemat blokowy algorytmu estymacji wartości parametrów bazującego na DFT o zmiennej długości

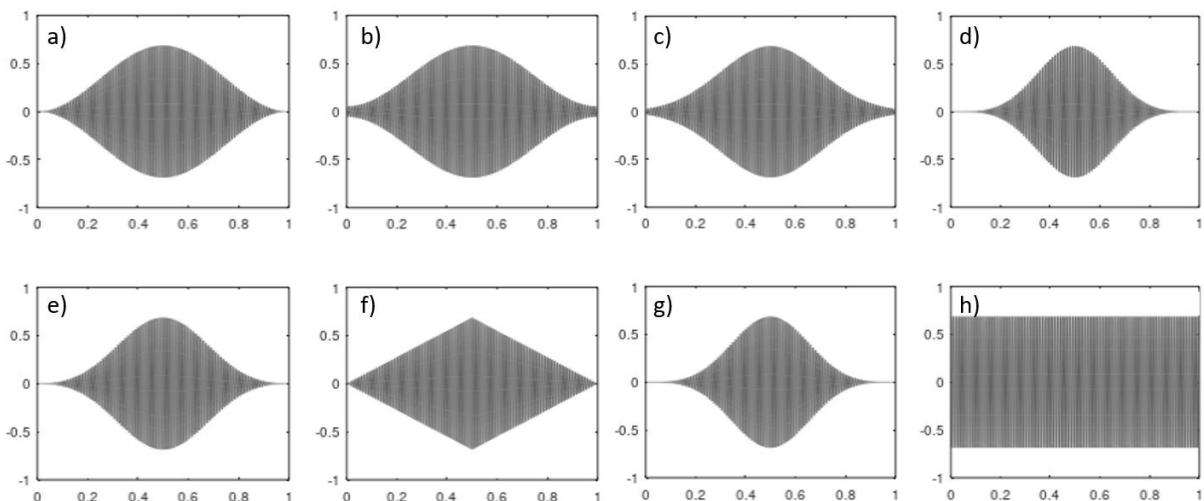
W przedstawionym na początku przypadku możliwe było dobranie takiej długości DFT dla której długość sygnału obejmowała równą liczbę okresów sygnału. Przykładowo dla DFT o długości 20 próbek, częstotliwości sygnału 100 Hz i szybkości próbkowania 1000 próbek na sekundę uzyskuje się dokładnie 2 pełne okresy sygnału. Spełniony jest więc warunek postawiony we wzorze (27) opisującym dopasowanie długości okna do częstotliwości sygnału. Jednakże w większości przypadków dokładne dopasowanie liczby próbek, spełniających opisany warunek jest utrudnione lub nawet niemożliwe. Nawet jeżeli dobierzemy optymalną długość DFT nie mamy pewności, że dopasowanie częstotliwości i rozdzielczości będzie idealne. Taki problem możemy zaobserwować w następującym przykładzie.

Częstotliwość sygnału wynosi 127 Hz, a szybkość próbkowania wynosi 44100 próbek na sekundę. W celu uzyskania jednego pełnego okresu długość sygnału poddana transformacji DFT musiałaby wynosić około 347,2 lub jej wielokrotność co oczywiście jest niemożliwe, ponieważ liczba próbek musi być liczbą całkowitą.

Estymacja wartości parametrów będzie obarczona błędem a przy pewnych warunkach może się zdarzyć, że wartość amplitudy odczytanej z widma zespolonego przewyższy wartość rzeczywistą amplitudy. W takiej sytuacji opracowywany algorytm uzna daną liczbę próbek sygnału jako odpowiednią do odczytania pozostałych parametrów, mimo że nie jest to optymalna długość DFT. Ma na to wpływ faza początkowa sygnału, która w niektórych przypadkach, szczególnie dla krótkich okien czasowych, powoduje zwiększenie wartości skutecznej krótkiego fragmentu sygnału.

### 5.2.1 Funkcje okien czasowych

Obliczenia i symulacje wykonano dla różnych funkcji okien czasowych, które są stosowane przed wykonaniem transformaty. Funkcje użytych okien czasowych przedstawiono na Rys. 37.



Rys. 37 Zastosowane okna czasowe, okna: a) Hann, b) Hamminga, c) Blackmana, d) Bartletta, e) Gaussa, f) Blackmana-Harrisa, g) Czebyszewa, h) prostokątne

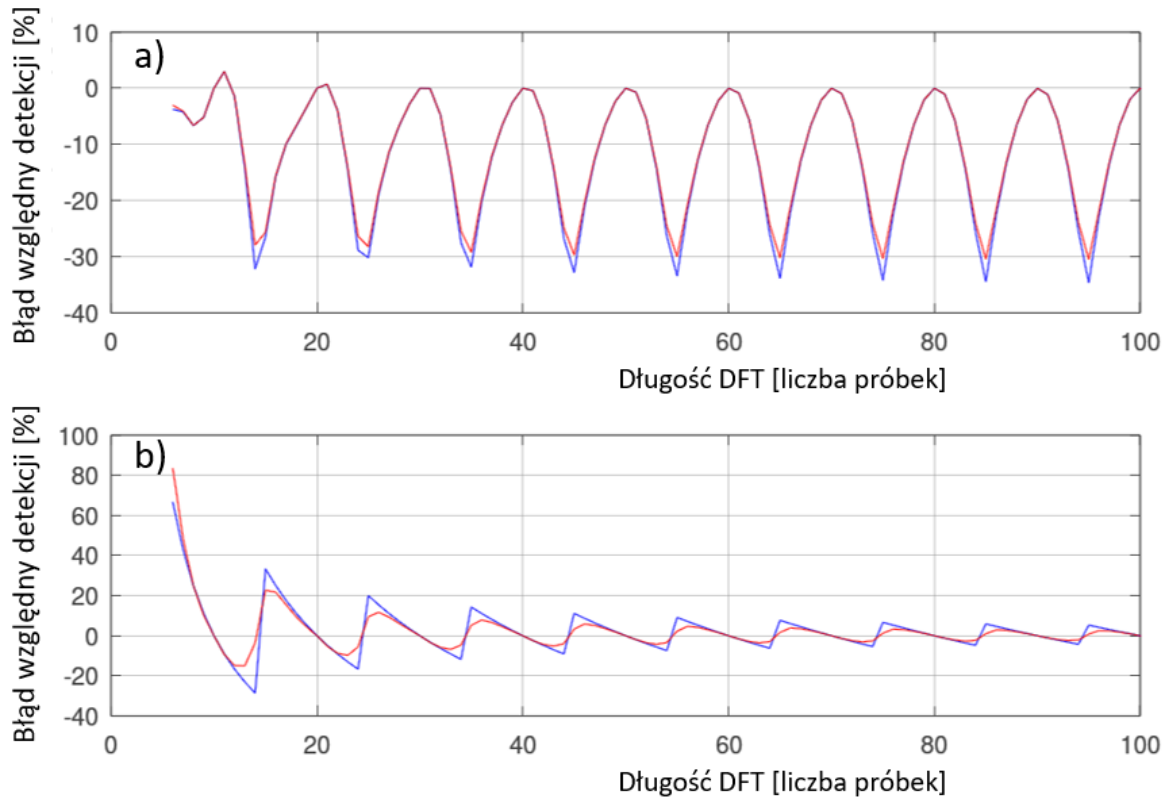
Efektorem zastosowania okien czasowych jest zmniejszenie odczytanej wartości maksimum widma. Z tego powodu należy pomnożyć odczytaną wartość amplitudy przez odpowiedni współczynnik spośród przedstawionych w Tab. 1. Podane wartości współczynników uzyskano poprzez obliczenie transformaty DFT sygnału o częstotliwości spełniającej kryteria dopasowania częstotliwości do długości okna a następnie porównano z wartością zadaną amplitudy (0,7).

*Tab. 1 Współczynniki korekcji dla poszczególnych okien czasowych*

<b>Funkcja okna</b>	<b>Wartość odczytanej amplitudy</b>	<b>Współczynnik korekcji</b>
Hann	0,35	2,00
Hamming	0,38	1,85
Blackman	0,29	2,38
Bartlett	0,35	2,00
Gauss	0,35	2,02
Blackman-Harris	0,25	2,79
Czebyszew	0,26	2,70
Prostokątne	0,70	1,00

### 5.2.2 Interpolacja parametrów

Rozważono zastosowanie interpolacji kwadratowej w celu poprawienia skuteczności estymacji wartości amplitudy i częstotliwości. W celu sprawdzenia możliwości jej zastosowania wykonano obliczenia błędów estymacji wartości amplitudy i częstotliwości w funkcji długości okna DFT. Wyniki przedstawiono na Rys. 38.



Rys. 38 Wartości błędów względnych estymacji wartości a) amplitudy i b) częstotliwości w zależności od długości okna DFT. Linia niebieska – bez zastosowania interpolacji, linia czerwona – z zastosowaniem interpolacji parametrów

Interpolacja kwadratowa widma częstotliwościowego w niektórych przypadkach powoduje zmniejszenie błędu estymacji wartości amplitudy i częstotliwości. Jednakże ma to miejsce, dla takich długości DFT dla których nie występuje dostrojenie rozdzielczości DFT do częstotliwości sygnału. Dla długości DFT, które zostałyby wskazane przez algorytm jako optymalne, poprawa dokładności estymacji jest bardzo mała lub nawet nie występuje. W związku z tym interpolacja parametrów nie będzie używana.

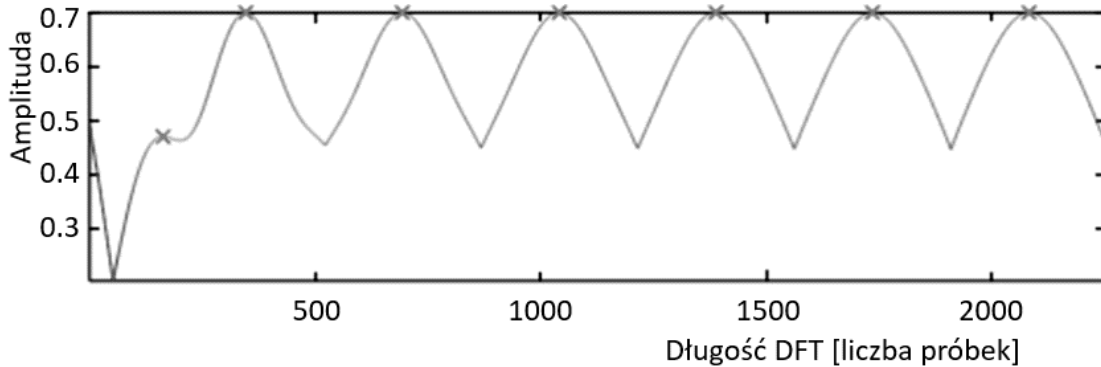
### 5.2.3 Wpływ fazy początkowej sygnału

Wykonano obliczenia zgodnie z algorytmem, w których niezmienna była częstotliwość i amplituda sygnału oraz szybkość próbkowania. Obliczenia wykonano dla dwóch różnych faz początkowych. Dla każdej długości okien z zakresu od 1 próbki do 2250 próbek obliczono DFT i odczytano maksimum widma. Dla odpowiadającej temu liczby próbek odczytano z widma zespolonego amplitudę, częstotliwość i fazę początkową składowej tonalnej.

Obliczeń dokonano dla szybkości próbkowania 44100 próbek/sekundę. Sygnał wejściowy definiowany był wzorem (28) .

$$x(t) = A\cos(2\pi ft + \varphi) = 0,7\cos(2\pi \cdot 127 t + \pi/4) \quad (28)$$

Wyniki obliczeń wartości maksimum widma w funkcji długości DFT przedstawiono na Rys. 39.



Rys. 39 Wpływ długości DFT na odczytaną maksymalną amplitudę dla sygnału z fazą początkową  $\pi/4$  rad

Kolejne ekstrema lokalne funkcji oznaczone na rysunku krzyżykami odpowiadają liczbom próbek 164, 347, 694, 1042, 1389, 1736 i 2083. Jeden okres sygnału odpowiada około 347 próbkom. Dokładne dopasowanie wystąpiłoby dla niecałkowitych długości DFT: 173,62; 347,24; 694,49; 1041,73; 1388,98; 1736,22 i 2083,46. Liczby te po zaokrągleniu do najbliższej wartości całkowitej odpowiadają liczbom próbek odczytanym w przykładzie (z wyjątkiem pierwszego maksimum).

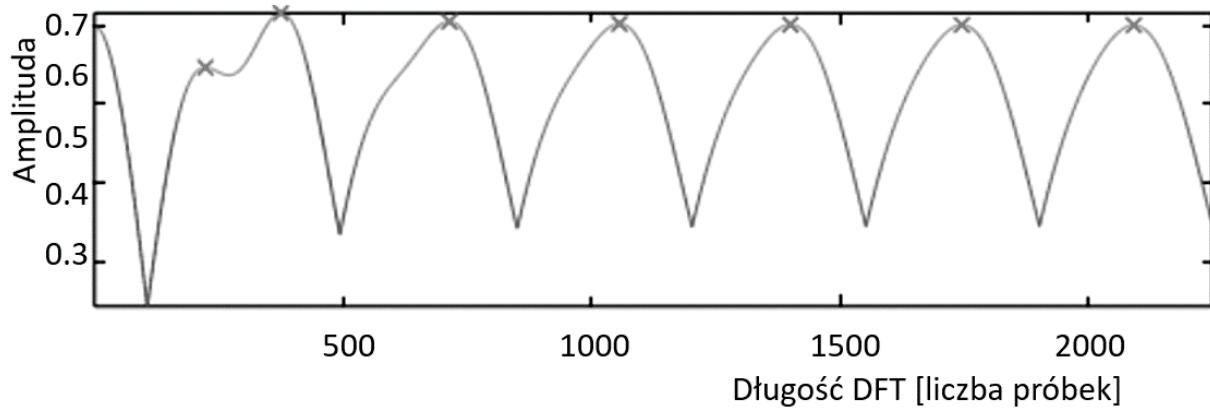
Można przyjąć, że kolejne ekstrema lokalne funkcji odpowiadają całkowitym wielokrotnościom pełnych okresów sygnału z wyjątkiem pierwszego ekstremum, które odpowiada połowie okresu sygnału. W tym przypadku jednak wartość amplitudy jest niedoszacowana.

Długość DFT równa 347 próbek odpowiada rozdzielczości widma 127,09 Hz. Jak widać nie nastąpiło idealne dopasowanie rozdzielczość DFT do częstotliwości sygnału. Liczba próbek 347 jest jednak najbliższą liczbą całkowitą, która z najmniejszym błędem przybliży szukaną wartość. Dla porównania: długość DFT 346 próbek odpowiada rozdzielczości 127,46 Hz a długość 348 próbek odpowiada rozdzielczości 126,72 Hz.

Obliczenia powtórzono dla tego samego tonu prostego, lecz o innej fazie początkowej sygnału. Tym razem sygnał wejściowy definiowany był wzorem (29) .

$$x(t) = A\cos(2\pi ft + \varphi) = 0,7\cos(2\pi \cdot 127 t + 0) \quad (29)$$

Wyniki obliczeń wartości maksimum widma z funkcji długości DFT przedstawiono na Rys. 40.



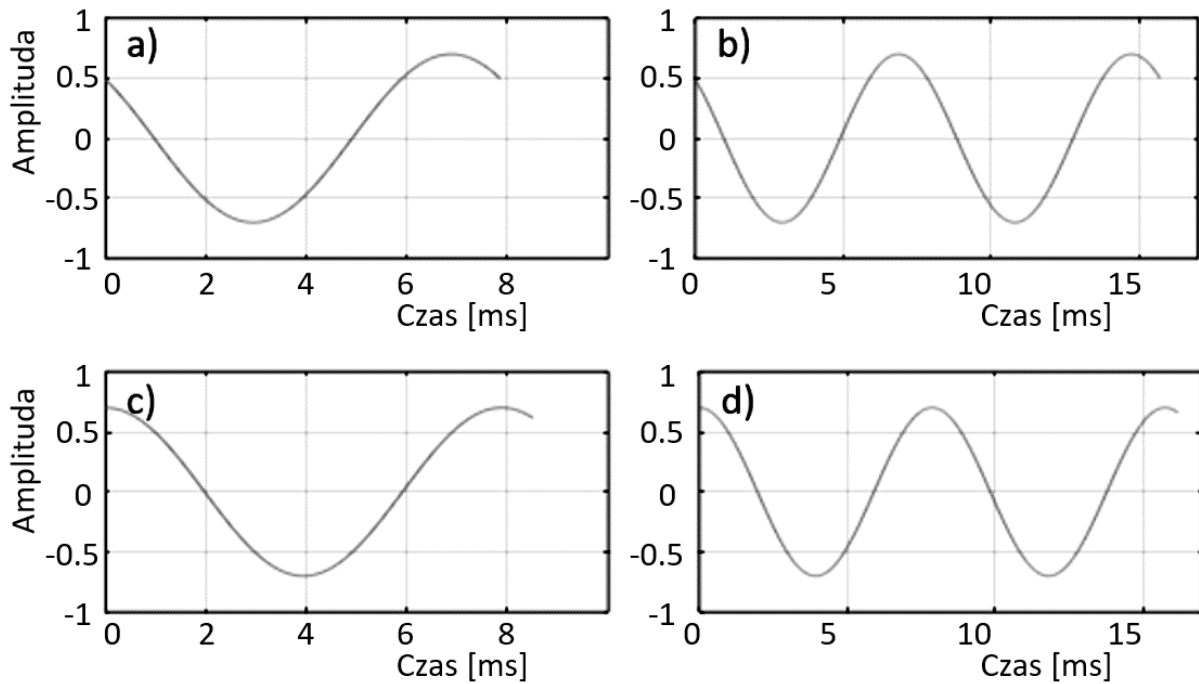
Rys. 40 Wpływ długości DFT na odczytaną maksymalną amplitudę dla sygnału z fazą początkową 0 rad

Kolejne ekstrema lokalne funkcji odpowiadają liczbom próbek 224, 376, 715, 1057, 1401 1746 i 2092. Jeden okres sygnału odpowiada około 347 próbkom. Odczytana wartość amplitudy dla tych długości próbek to kolejno: 0,6469; 0,7164; 0,7055; 0,7027; 0,7016; 0,7010 i 0,7007.

Przyjmując, że długość DFT powinna być liczbą naturalną najmniejsze błędy estymacji będą zaobserwowane dla liczby próbek takich jak w poprzednim przykładzie. Można zaobserwować, że w tym przypadku nastąpiło przesunięcie liczby próbek dla których odczytano największą wartość amplitudy (względem przykładu dla fazy początkowej równej  $\pi/4$  radiana). W dodatku te wartości przekraczają wartość zadaną, czyli 0,7. Im dłuższy jest sygnał tym to przesunięcie jest mniejsze, a wartość amplitudy dla wyznaczonych ekstremów zbliża się do 0,7. Przesunięcie dla kolejnych maksimumów wynosi kolejno: 60, 29, 21, 15, 12, 10 i 9 próbek.

W przedstawionych przypadkach odczytano inną liczbę próbek dla których odnaleziono maksymalne wartości amplitud. Jediną różnicą w sygnałach prezentowanych w obu przykładach jest wartość fazy początkowej. Na Rys. 41 przedstawiono przebiegi czasowe sygnałów, które odpowiadają zidentyfikowanemu jednemu okresowi i dwóm okresom sygnału. Zidentyfikowanie jako wielokrotności pełnych okresów oznacza, że te długości sygnałów zostały wskazane przez algorytm jako optymalne do odczytania parametrów składowych tonalnych. Są to takie długości DFT dla których amplituda prążka DFT odpowiadającemu wybranej częstotliwości przyjęła największą wartość.





Rys. 41 Przebiegi czasowe sygnałów o długościach wskazanych przez algorytm równych 1 okresowi (a i c) oraz dwóm okresom (b i d) dla fazy początkowej sygnału równej 0 (a i b) i fazy początkowej równej  $\pi/4$  (c i d). a) 347 próbek, b) 694 próbek, c) 376 próbek, d) 715 próbek

Dla pierwszego przypadku (a) długość sygnału to 347 próbek co jest najbliższą liczbą naturalną przybliżającą długość DFT odpowiadającą dopasowaniu rozdzielczości DFT do częstotliwości sygnału. W drugim przypadku fazy początkowej (c) liczba próbek dla której odnotowano największą amplitudę wynosi 376 próbek, co jest wartością za dużą.

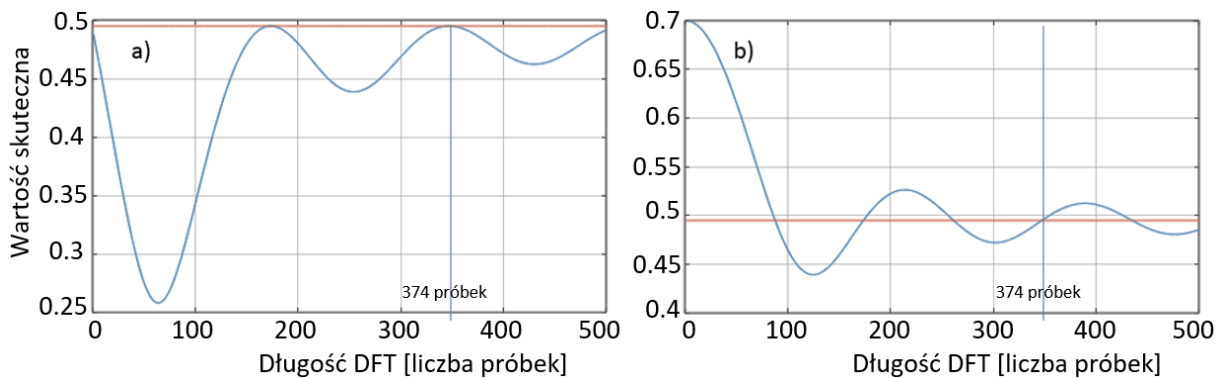
W Tab. 2 porównano błędy względne estymacji wartości parametrów składowej tonalnej ( $\delta A$  błąd względny estymacji wartości amplitudy,  $\delta f$  błąd względny estymacji wartości częstotliwości,  $\Delta\varphi$  błąd bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej) oraz obliczono wartość skuteczną obu sygnałów. Teoretyczna wartość skuteczna sygnału wynosi  $0,7/\sqrt{2} = \sim 0,495$ .

Tab. 2 Analiza parametrów sygnałów przedstawionych na Rys. 41

	Długość sygnału [próbki]	Wartość skuteczna	Błąd estymacji amplitudy ( $\delta A$ ) [%]	Błąd estymacji częstotliwości ( $\delta f$ ) [%]	Błąd estymacji fazy ( $\Delta\varphi$ ) [rad]
a)	347	0,495	0,00016	0,070	0,0019
b)	694	0,495	0,00024	0,070	0,0041
c)	376	0,511	-2,34	7,65	0,56
d)	715	0,501	-0,79	2,87	0,62

Wartość skuteczna drugiego sygnału jest większa niż wartość teoretyczna. Jest to efektem dużych wartości próbek o indeksach powyżej 347. Z tego powodu algorytm wskazał tę długość DFT jako optymalną, czyli taką dla której odczytana wartość amplitudy jest największa.

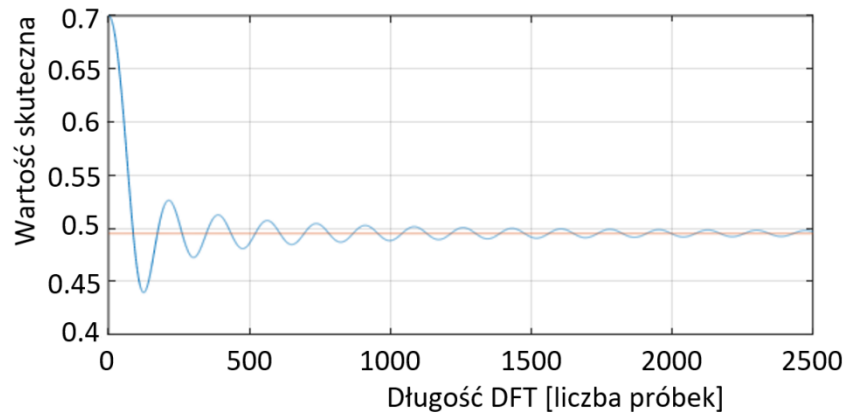
Wartość amplitudy odczytana z widma jest związana z wartością skuteczną sygnału. Na Rys. 42 przedstawiono jak wartość skuteczna sygnału (rms) zależy od długości sygnału dla dwóch przypadków różniących się fazą początkową. W pierwszym przypadku, gdy sygnał zaczyna się z fazą początkową  $\pi/4$  radiana, wartość skuteczna fragmentu sygnału cosinusoidalnego w żadnym przypadku nie przekracza teoretycznej wartości czyli  $A/\sqrt{2}$ . Jednocześnie przyjmuje wartości największe dla liczby próbek odpowiadającej pełnym okresom (oraz połowy okresu). W drugim przypadku, gdy faza początkowa była równa 0, więc sygnał zaczynał się od dużych wartości. Następnie zdarza się, że wartość skuteczna sygnału jest większa od teoretycznej, dlatego dla tych długości DFT odnaleziono największe wartości amplitudy odczytane z widma sygnału.



Rys. 42 Zależność wartości skutecznej sygnału w zależności od długości sygnału wyrażonej w próbkach, a) faza początkowa równa  $\pi/4$ ; b) faza początkowa równa 0. Czerwoną linią zaznaczona teoretyczna wartość skuteczna sygnału sinusoidalnego

Dla drugiego przypadku (b) można zaobserwować, że dla najkrótszych fragmentów funkcji cosinus o długości zaledwie kilka próbek wartość skuteczna jest bliska wartości amplitudy, czyli 0,7.

Zjawisko to jest coraz mniej zauważalne wraz ze wzrostem długości sygnału. Na Rys. 43 ponownie przedstawiono zależność wartości skutecznej sygnału od jego długości dla sygnału z przykładu drugiego (faza początkowa równa 0) dla większej liczby iteracji algorytmu.



Rys. 43 Zależność obliczonej wartości skutecznej sygnału opisanego funkcją cosinus w zależności od długości sygnału wyrażonej w próbkach

Określenie skuteczności danej metody do estymacji wartości parametrów a następnie eliminacji składowych tonalnych wymaga wskazania najmniej sprzyjających warunków. Są to takie warunki dla których estymacja wartości parametrów będzie obciążona największym błędem a skuteczność redukcji będzie najmniejsza. Warunki najmniej sprzyjające głównie zależą od wartości fazy początkowej w ramce sygnału. Szczegółowa analiza wpływu fazy początkowej na skuteczność redukcji zostanie przedstawiona w rozdziale 6.

#### 5.2.4 Wpływ częstotliwości

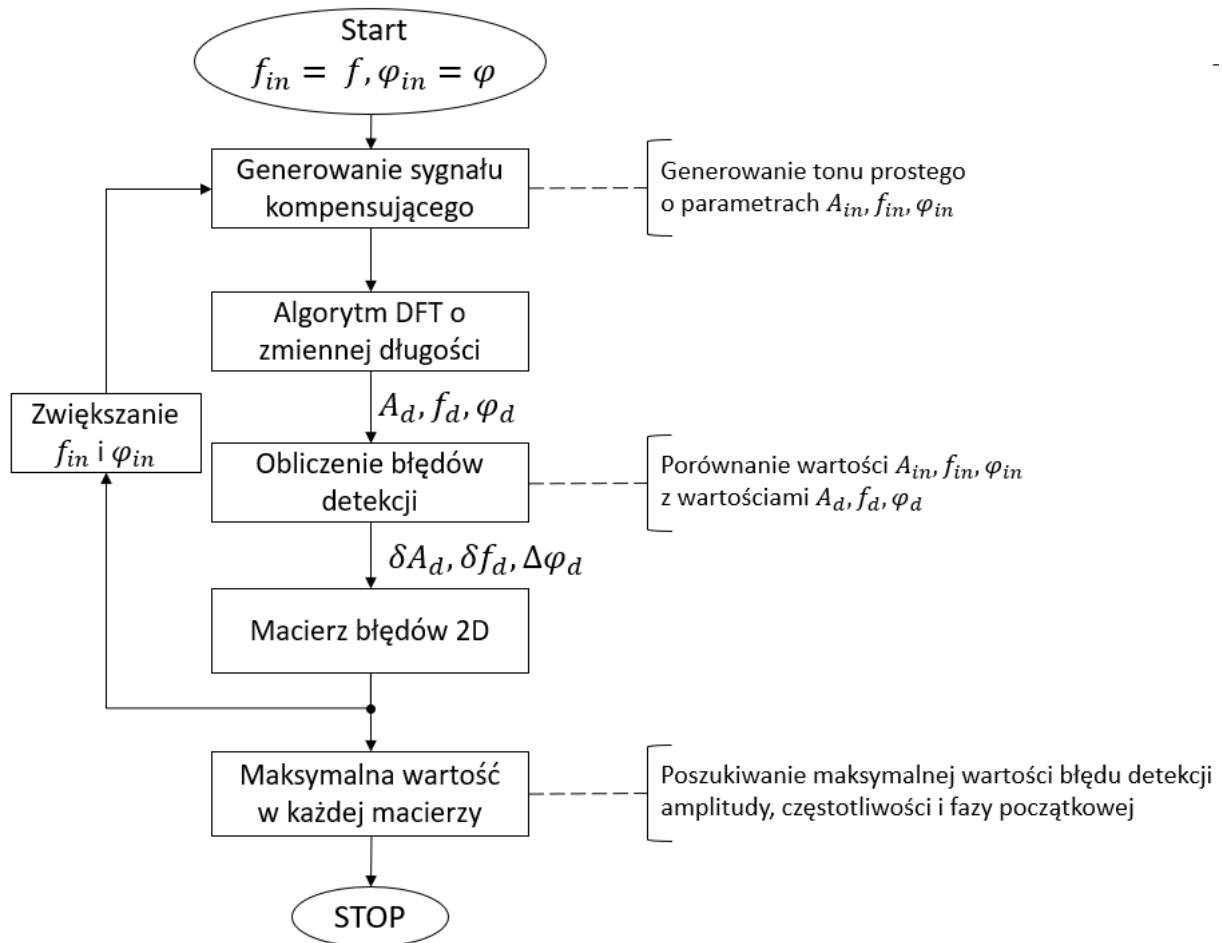
Na efekty pracy badanego algorytmu wpływa również częstotliwość analizowanej składowej tonalnej. Jest on jednak dużo prostszy do przedstawienia niż w przypadku wpływu fazy początkowej. Ten wpływ można wyjaśnić na podstawie dwóch przypadków. Wygenerowano dwa tony o częstotliwościach 100 Hz i 101 Hz z szybkością próbkowania równą 1000 próbek na sekundę. W pierwszym przypadku składowa tonalna ma częstotliwość, której całkowita wielokrotność jest równa szybkości próbkowania. W takiej sytuacji możliwe jest dobranie takiej długości DFT dla której uzyskamy dokładnie jeden okres sygnału. Ta długość wynosi 10 próbek. Jednakże w drugim przypadku takie dokładne dopasowanie, aby długość DFT była liczbą całkowitą nie jest możliwe. W tej sytuacji algorytm wskaże najbliższą wartość będącą liczbą całkowitą, czyli 10 próbek.

Mimo że różnice błędów estymacji dla różnych częstotliwości są niewielkie, to w dalszej kolejności określając najmniej korzystne warunki pracy algorytmu wszystkie obliczenia wykonywane są nie tylko dla różnych wartości fazy początkowej, lecz również dla różnych częstotliwości.

### 5.2.5 Błędy estymacji wartości parametrów

W dalszej części zostaną przedstawione błędy estymacji wartości parametrów składowych tonalnych z użyciem algorytmu opartego na dyskretnej transformacji Fouriera o długości dopasowywanej do częstotliwości składowej tonalnej. Wartości błędów zostały uzyskane na podstawie symulacji pracy algorytmu dla tonu prostego o zadanej amplitudzie, fazie początkowej i częstotliwości. Dla częstotliwości i amplitudy podany błąd jest błędem względnym. W przypadku estymacji wartości fazy początkowej przedstawiono błędy bezwzględne.

Obliczenia błędów estymacji odbywały się zgodnie z etapami przedstawionymi na schemacie na Rys. 44. Obliczenia wykonano zmieniając wartość fazy początkowej i częstotliwości ustaloną liczbę razy. Amplitudy były w każdym przypadku takie same, ponieważ nie odnotowano wpływu amplitudy składowej tonalnej na uzyskiwane wartości błędów estymacji. Dla każdej wartości zapisywano wartość błędów estymacji wartości parametrów zapisując je do macierzy. Następnie zidentyfikowano w tych macierzach największe wartości. Te wartości reprezentują skuteczność działania algorytmu estymacji w najmniej korzystnych warunkach.



Rys. 44 Schemat blokowy algorytmu wyznaczania błędów estymacji wartości parametrów składowej tonalnej

Wyniki przedstawiono dla różnych długości DFT odpowiadającym różnym długościom sygnału zawartym w jednym oknie czasowym (ramce sygnału). Te długości odpowiadają długościom sygnału w przybliżeniu równym pełnym okresom składowej tonalnej. W związku z tym w dalszej części te przypadki nazywane są jako sygnały o długości równej danej liczbie okresów sygnału.

#### 5.2.5.1 Błędy estymacji wartości częstotliwości

W Tab. 3 przedstawiono błędy względne (wyrażone w procentach) estymacji wartości częstotliwości.

Tab. 3 Błędy względne estymacji wartości częstotliwości

Kształt okna	Liczba okresów sygnału					
	1 okres	2 okresy	3 okresy	4 okresy	5 okresów	6 okresów
Hann	26,7%	0,75%	0,18%	0,07%	0,04%	0,03%
Hamming	7,9%	0,80%	0,48%	0,30%	0,21%	0,15%
Blackman	43,9%	0,29%	0,11%	0,06%	0,04%	0,03%
Bartlett	0,62%	0,12%	0,06%	0,04%	0,03%	0,03%
Gauss	59,9%	1,0%	0,44%	0,24%	0,16%	0,11%
Blackman-Harris	66,4%	0,14%	0,06%	0,04%	0,03%	0,03%
Czebyszew	57,7%	0,34%	0,14%	0,07%	0,05%	0,03%
Prostokątne	16,6%	4,7%	1,9%	1,02%	0,66%	0,45%

W przypadku każdej funkcji okna najgorsze wyniki uzyskano dla najkrótszych sygnałów, czyli takich, których długość wynosi jeden okres analizowanej składowej tonalnej. Im więcej okresów sygnału znajdowało się w jednym oknie DFT tym błędy estymacji są mniejsze. Zdecydowanie najlepsze wyniki uzyskano dla okna Bartletta. Największe błędy estymacji uzyskano dla okna Blackmana-Harrisa.

#### 5.2.5.2 Błędy estymacji wartości amplitudy

W Tab. 4 przedstawiono uzyskane wyniki błędów estymacji wartości amplitudy. Przedstawione wyniki stanowią błędy względne wyrażone w procentach.

Tab. 4 Błędy względne estymacji wartości amplitudy

Kształt okna	Liczba okresów sygnału					
	1 okres	2 okresy	3 okresy	4 okresy	5 okresów	6 okresów
Hann	2,4%	0,28%	0,21%	0,18%	0,16%	0,15%
Hamming	0,2%	<0,1%	<0,1%	<0,1%	<0,1%	<0,1%
Blackman	15,4%	<0,1%	<0,1%	<0,1%	<0,1%	<0,1%
Bartlett	0,2%	<0,1%	<0,1%	<0,1%	<0,1%	<0,1%
Gauss	4,2%	0,34%	0,16%	0,12%	<0,1%	<0,1%
Blackman-Harris	30,2%	<0,1%	<0,1%	<0,1%	<0,1%	<0,1%
Czebyszew	26,8%	<0,1%	<0,1%	<0,1%	<0,1%	<0,1%
Prostokątne	3,9%	0,97%	0,42%	0,24%	0,15%	0,11%

Analogicznie jak w przypadku błędów estymacji wartości częstotliwości, największe błędy estymacji uzyskano dla najkrótszych sygnałów. Wraz ze wzrostem długości sygnału zawartego w jednym oknie DFT błędy maleją. Część wyników oznaczono jako mniejsze niż 0,1% ze względu na rozdzielczość obliczeniową.

Najlepsze wyniki uzyskano dla okna Hamminga oraz dla okna Bartletta. Najgorsze wyniki uzyskano dla okna Blackmana-Harrisa.

Następnie wykonano obliczenia z wykorzystaniem interpolacji kwadratowej. Analogicznie jak w przypadku błędów estymacji wartości częstotliwości nie uzyskano poprawy wyników.

### 5.2.5.3 Błędy estymacji wartości fazy początkowej

W Tab. 5 przedstawiono wyniki błędów bezwzględnych estymacji wartości fazy początkowej.

Tab. 5 Błędy bezwzględne estymacji wartości fazy początkowej

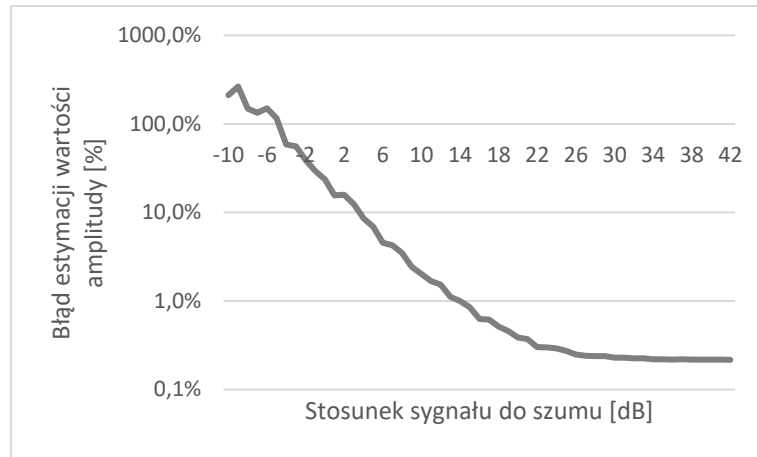
Kształt okna	Liczba okresów sygnału					
	1 okres	2 okresy	3 okresy	4 okresy	5 okresów	6 okresów
Hann	0,35	0,04	0,01	0,01	0,01	0,01
Hamming	0,12	0,05	0,04	0,04	0,03	0,03
Blackman	0,94	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01
Bartlett	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
Gauss	0,41	0,06	0,04	0,03	0,03	0,02
Blackman-Harris	1,42	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
Czebyszew	1,42	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01
Prostokątne	0,70	0,27	0,17	0,13	0,10	0,08

Najmniejsze błędy estymacji wartości fazy początkowej uzyskano dla okna Bartletta. Najgorsze wyniki uzyskano dla okna Czebyszewa oraz okna Blackmana-Harrisa. Należy jednak dodać, że duże błędy estymacji dla tych okien uzyskano jedynie w przypadku sygnałów o długości jednego okresu. Dla dłuższych sygnałów najgorsze wyniki uzyskano dla okna prostokątnego.

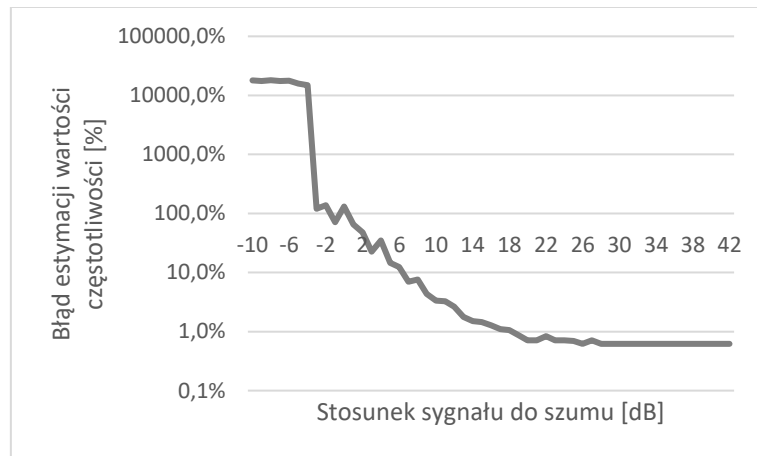
Podobnie jak w przypadku estymacji wartości amplitudy i częstotliwości zastosowanie interpolacji fazy nie zmieniło wyników.

### 5.2.6 Składowa tonalna w obecności szumu

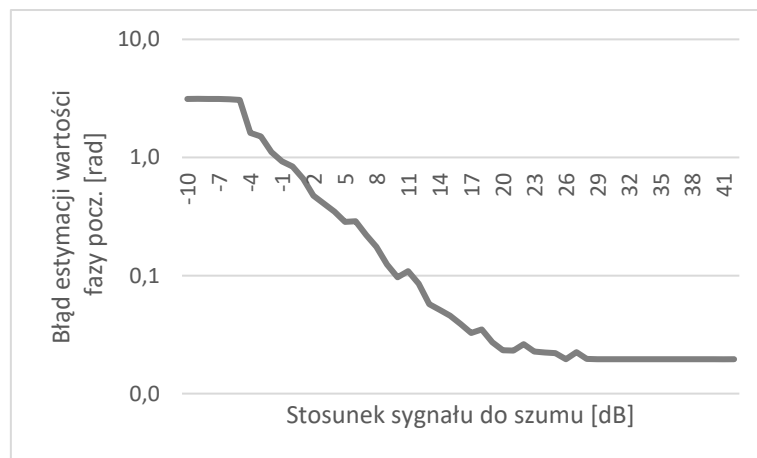
Wyniki błędów estymacji wartości parametrów w funkcji stosunku sygnału do szumu przedstawiono na Rys. 45-Rys. 47. W obliczeniach zastosowano okno Bartletta oraz wskazaną przez algorytm długość DFT odpowiadającą jednemu okresowi sygnału.



Rys. 45 Błąd względny estymacji wartości amplitudy w funkcji stosunku sygnału do szumu



Rys. 46 Błąd względny estymacji wartości częstotliwości w funkcji stosunku sygnału do szumu



Rys. 47 Błąd bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej w funkcji stosunku sygnału do szumu



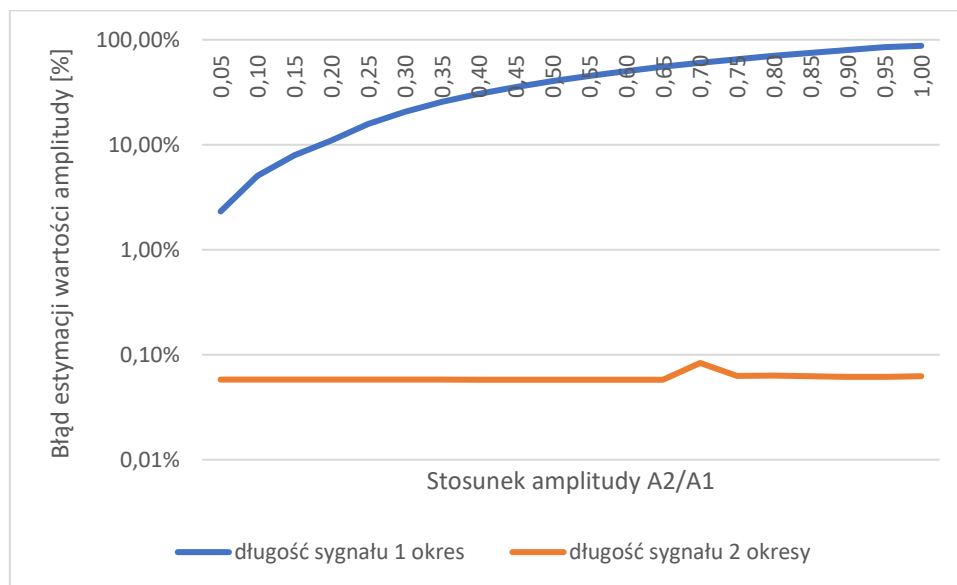
Wraz ze wzrostem stosunku sygnału do szumu wartość każdego z analizowanych błędów maleje. Bardzo wysokie wartości błędów dla najmniejszych wartości stosunku są efektem ograniczonych możliwości identyfikacji szukanej składowej tonalnej w widmie sygnału.

Błąd estymacji wartości amplitudy mniejszy niż 10% uzyskano dla stosunku sygnału do szumu większego niż 4 dB, a mniejszy niż 1% dla stosunku większego niż 14 dB. Błąd estymacji wartości częstotliwości mniejszy niż 10% uzyskano dla stosunku sygnału do szumu większego niż 7 dB, a mniejszy niż 1% dla stosunku większego niż 19 dB. Błąd estymacji wartości fazy początkowej mniejszy niż 1 radian uzyskano dla stosunku sygnału do szumu większego niż -1 dB, a mniejszy niż 0,1 radiana dla stosunku większego niż 12 dB.

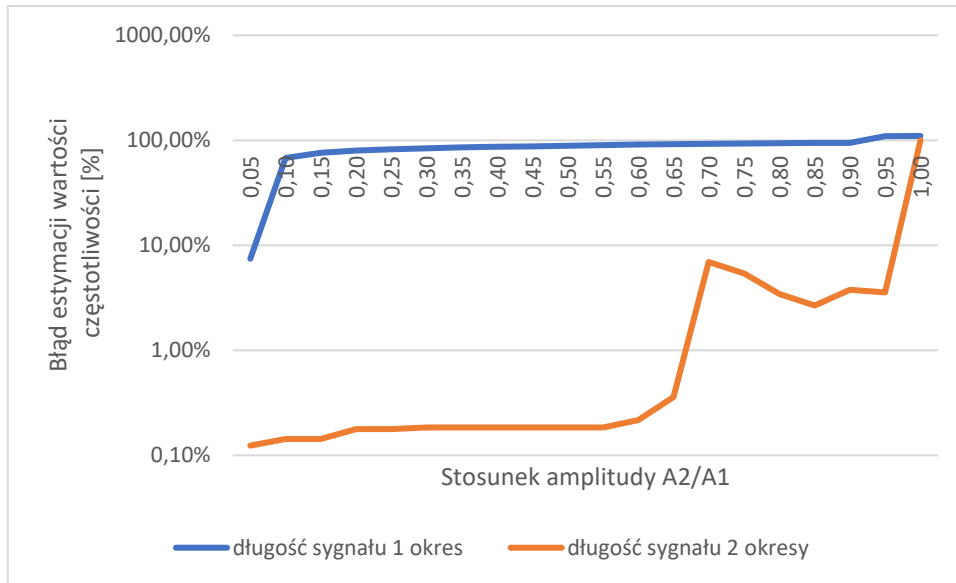
## 5.2.7 Składowa tonalna w obecności drugiej składowej

### 5.2.7.1 Estymacja wartości parametrów składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej

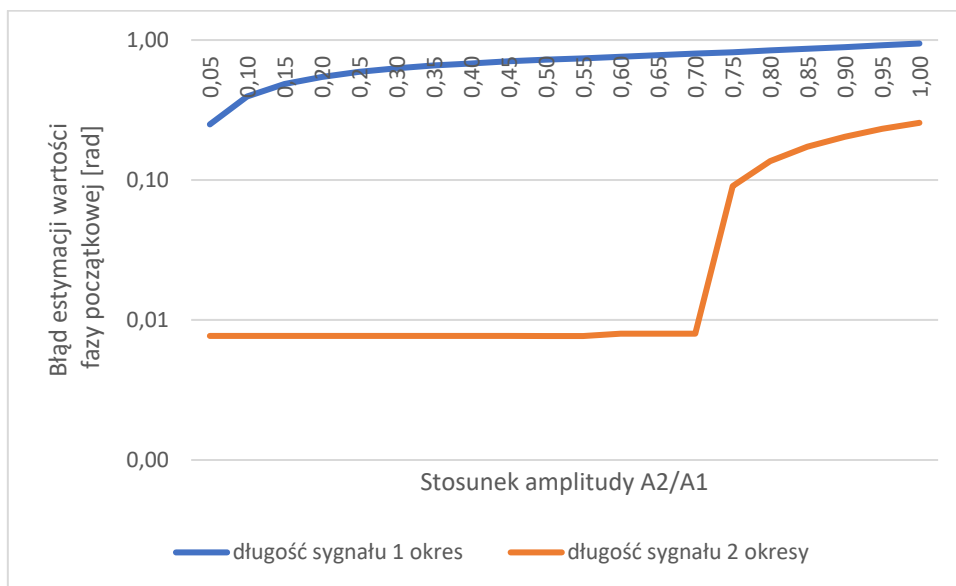
Na Rys. 48-Rys. 50 przedstawiono jak na błędy estymacji wartości parametrów składowej podstawowej wpływa obecność drugiej harmonicznej w zależności od stosunku amplitud obu składowych. Wyniki przedstawiono w przypadku pracy algorytmu o długości sygnałów równych 1 okres i 2 okresy analizowanej składowej.



Rys. 48 Błąd względny estymacji wartości amplitudy składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)



Rys. 49 Błąd względny estymacji wartości częstotliwości składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)

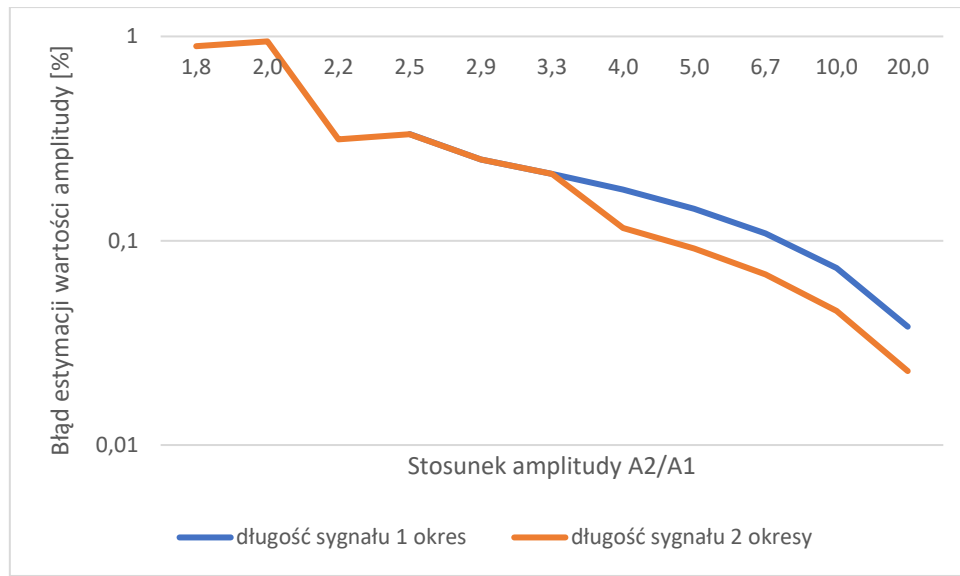


Rys. 50 Błąd bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)

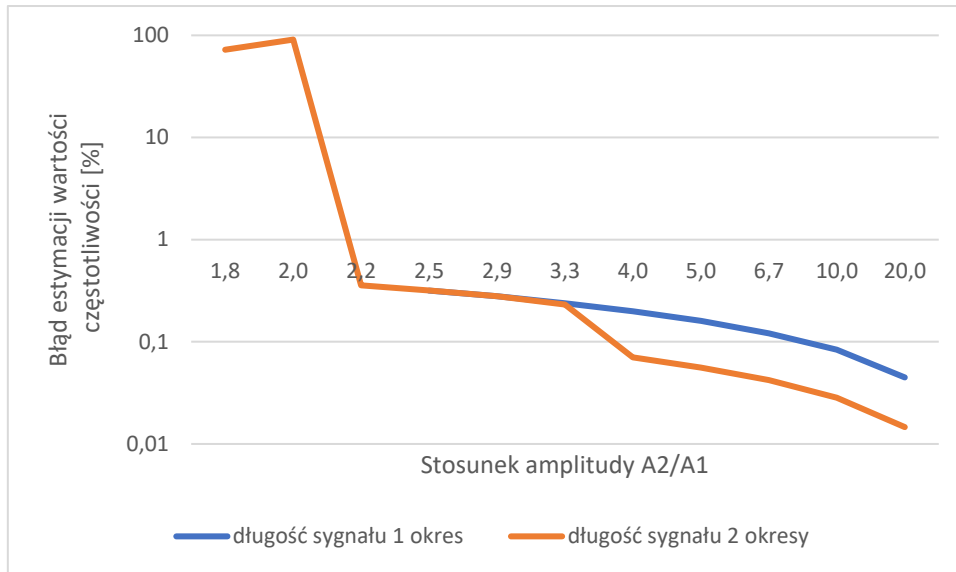
Im większy jest poziom drugiej harmonicznej tym większe są błędy estymacji wartości parametrów składowej podstawowej. Dla sygnałów o długości 2 okresy wartości błędów estymacji są dużo mniejsze niż dla sygnałów o długości 1 okresu.

5.2.7.2 Estymacja wartości parametrów drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej

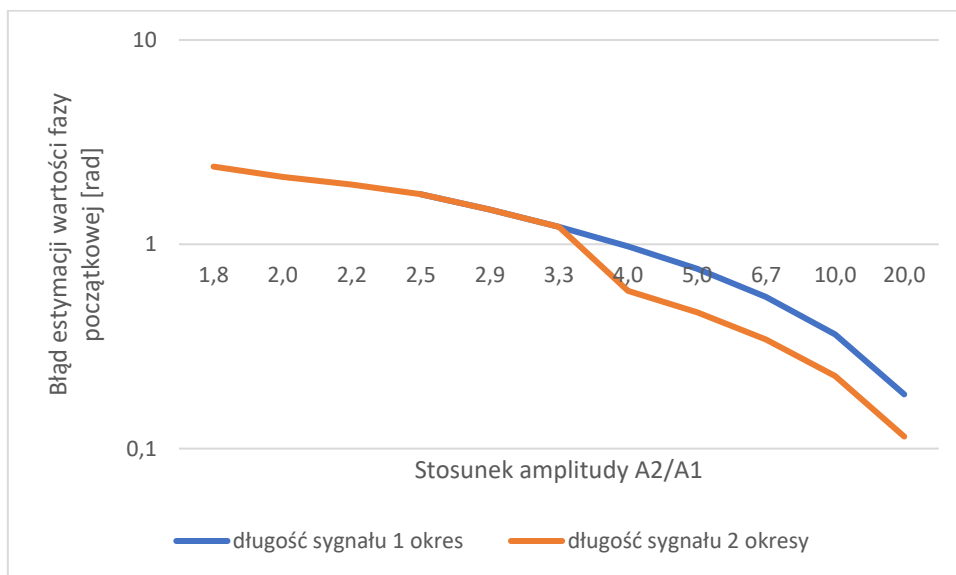
Na Rys. 51-Rys. 53 przedstawiono jak na błędy estymacji wartości częstotliwości harmonicznej wpływa obecność składowej podstawowej w zależności od stosunku amplitud obu składowych. Wyniki przedstawiono w przypadku pracy algorytmu o długości sygnałów równych 1 okres i 2 okresy analizowanej składowej.



Rys. 51 Błąd względny estymacji wartości amplitudy drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)



Rys. 52 Błąd względny estymacji wartości częstotliwości drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)



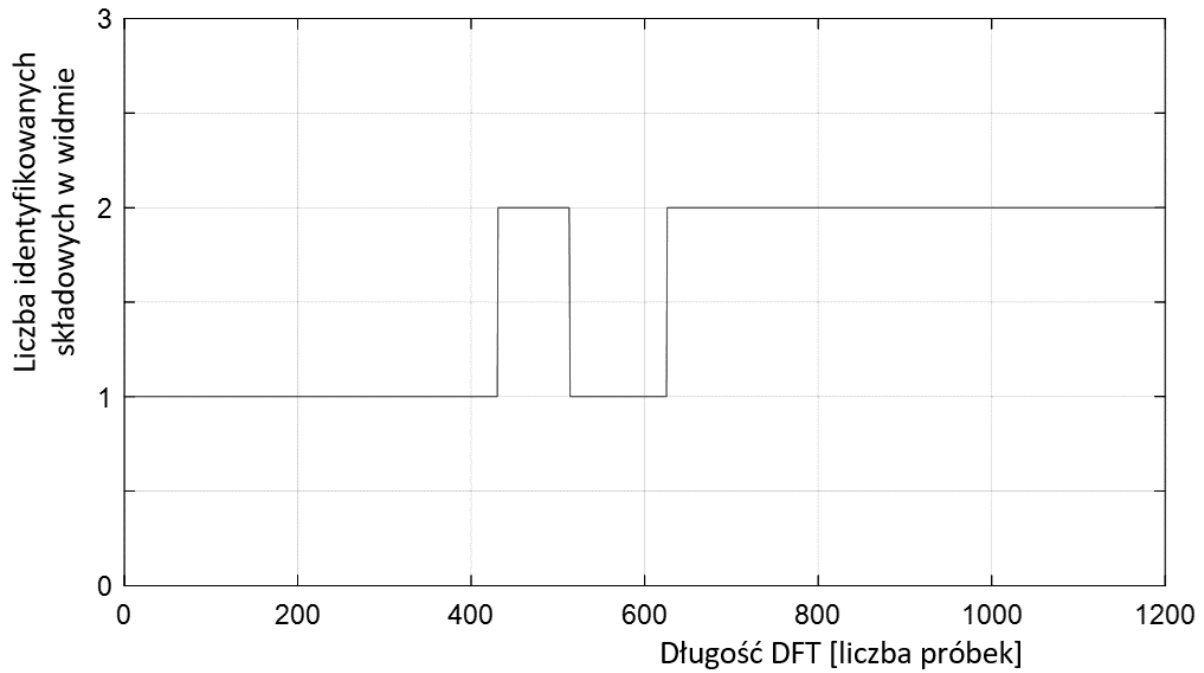
Rys. 53 Błąd bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)

Im większy jest poziom składowej podstawowej tym większe są błędy estymacji wartości parametrów drugiej harmonicznej. Dla sygnałów o długości 2 okresy wartości błędów estymacji w wielu przypadkach są mniejsze niż dla sygnałów o długości 1 okresu. Dla największych poziomów składowej podstawowej nie udało się wyznaczyć parametrów drugiej harmonicznej, gdy jej długość wynosił 1 okres.

### 5.2.8 Rozdzielczość częstotliwościowa

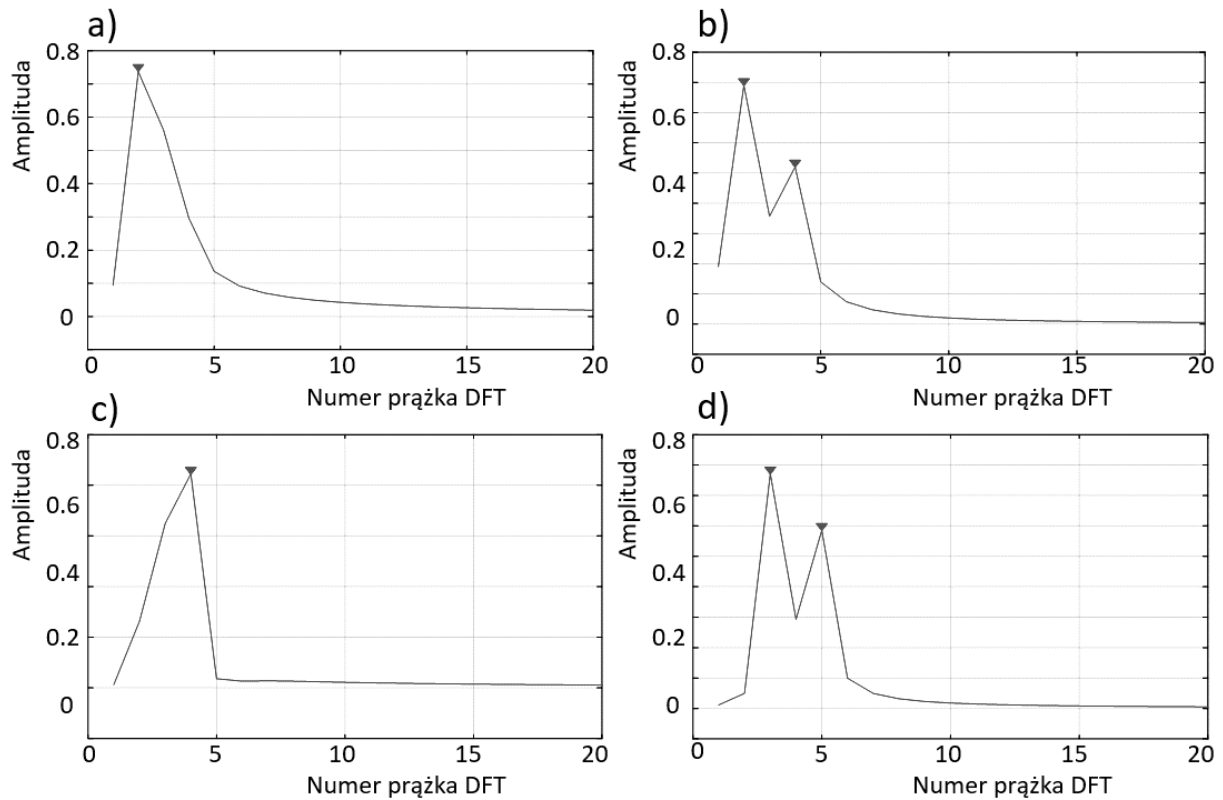
Istotnym aspektem poprawnego działania algorytmu estymacji jest jego reakcja na obecność dodatkowych składowych tonalnych w sygnale wejściowym. W ramach metody nie tylko dąży się do dopasowania długości DFT do częstotliwości sygnału, ale również podejmowana jest próba zrealizowania skutecznej estymacji z wykorzystaniem możliwie najmniejszej liczby próbek jednocześnie zachowując możliwie najmniejsze wartości błędów estymacji. Obecność dodatkowych składowych tonalnych w sygnale może powodować zaburzenie możliwości detekcji składowej tonalnej z wykorzystaniem krótkiego okna czasowego (małej liczby próbek). W wielu przypadkach sygnały będące wielotonami zawierają składowe tonalne, których częstotliwości są całkowitymi wielokrotnościami częstotliwości podstawowej (częstotliwości harmoniczne). W związku z tym wykonano obliczenia i symulacje mające na celu nakreślić jak obecność dodatkowej składowej tonalnej harmonicznej może wpłynąć na możliwość identyfikacji analizowanej składowej.

Wykonano obliczenia polegające na wielokrotnym wyznaczeniu transformaty DFT dla różnej liczby próbek sygnału składającego się z dwóch składowych tonalnych o częstotliwościach różniących się o oktawę (127 Hz i 254 Hz), jednakowych amplitudach i fazach początkowych dobranych tak, aby uzyskać najmniej korzystne warunki dla danej funkcji okna czasowego. Szybkość próbkowania wynosiła 44 100 próbek na sekundę. Najgorsze warunki oznaczają, że należy pobrać najwięcej próbek sygnału, aby skutecznie identyfikować obie składowe tonalne w widmie sygnału. W zależności od faz początkowych obu składowych tonalnych niezależna identyfikacja obu składowych może być możliwa lub nie. Na Rys. 54 przedstawiono przykładowe wyniki obliczeń, których wynikiem jest wskazanie liczby identyfikowanych składowych w widmie częstotliwościowym dla różnych długości DFT. W tym przypadku fazy początkowe obu składowych tonalnych wynoszą odpowiednio 0,7 radiana i 2,7 radiana.



Rys. 54 Liczba odczytanych maksimum widma w funkcji długości DFT (dwie składowe tonalne sygnału wejściowego, okno prostokątne)

Na Rys. 54 można zauważyć, że do długości DFT równej 430 próbek odczytywane jest jedynie jedno maksimum widma. Następnie dla długości DFT od 431 próbek do 513 próbek odczytywane są dwa maksima. Dla długości DFT od 514 próbek do 625 próbek ponownie widać tylko jedno maksimum a dla długości DFT większych od 626 próbek znów widać dwa osobne maksima widma. W takim razie można stwierdzić, że w tym przypadku w obecności drugiej częstotliwości algorytm nie powinien pracować dla długości DFT mniejszych niż 626 próbek, ponieważ nie ma pewności, że niezależnie od faz początkowych obu składowych tonalnych sygnału wejściowego możliwa jest identyfikacja obu tych składowych. Fragmenty widma częstotliwościowego dla długości DFT równych 400 próbek, 450 próbek, 550 próbek i 650 próbek przedstawiono na Rys. 55.



Rys. 55 Widma sygnału składającego się z dwóch składowych tonalnych o częstotliwościach 127 Hz i 254 Hz dla długości DFT równych a) 400 próbek, b) 450 próbek, c) 550 próbek, d) 650 próbek

W przypadkach b) i d) identyfikowane są obie składowe. W przypadku a) dominuje składowa tonalna o niższej częstotliwości. W przypadku c) dominuje składowa tonalna o wyższej częstotliwości.

Możliwość identyfikacji zależy od różnicy częstotliwości, rozdzielczości DFT (stosunku szybkości próbkowania i długości DFT) oraz różnicy amplitud obu składowych tonalnych. Dla najmniej korzystnych warunków fazy początkowej obu składowych wykonano obliczenia, w ramach których poszukiwano z wykorzystaniem, której funkcji okna czasowego możliwe jest uzyskanie najlepszej rozdzielczości. W Tab. 6 przedstawiono dla jakiej minimalnej długości DFT jest pewność identyfikacja obu składowych tonalnych niezależnie od wartości faz początkowych. Wartości w tabeli w każdym przypadku są większe niż liczba próbek, która reprezentuje jeden pełny okres niższej składowej tonalnej. Dodatkowo w tabeli umieszczone informacje jaka część okresów składowych 127 Hz i 254 Hz mieszczą się w oknach o długościach odpowiadających poszczególnej liczbie próbek.

Tab. 6 Długości DFT dla których następuje identyfikacja obu składowych o częstotliwościach 127 Hz i 254 Hz

Funkcja okna	min dł. DFT [próbki]	liczba okresów 127 Hz	liczba okresów 254 Hz
Hann	694	2,0	3,9
Hamming	657	1,9	3,7
Blackmann	828	2,4	4,6
Bartlett	650	1,9	3,6
Gauss	669	1,9	3,7
Blackmann-Harris	881	2,5	4,9
Czebyszew	866	2,5	4,9
Prostokątne	626	1,8	3,5

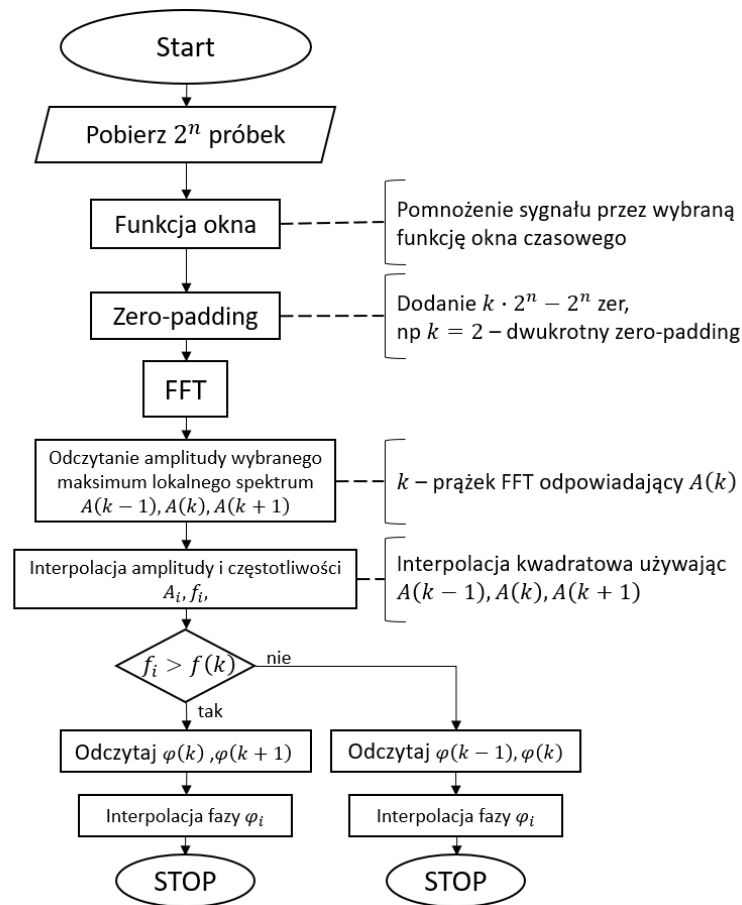
Niespodziewanie najlepsze wyniki uzyskano dla okna prostokątnego. Oznacza to, że z wykorzystaniem tego okna wystarczy najmniejsza liczba próbek, żeby poprawnie zidentyfikować obecność obu składowych w widmie. Następnie dobre wyniki uzyskano dla okna Hann, Hamminga, Bartletta i Gaussa. Dla tych okien algorytm może pracować dla długości DFT odpowiadających dwóm pełnym okresom sygnału. Najgorsze wyniki uzyskano dla okna Blackmanna-Harrisa i Czebyszewa.

### 5.3 Szybka transformata Fouriera (FFT)

Kolejny algorytm estymacji wartości parametrów składowych tonalnych oparty jest na wykorzystaniu szybkiej transformaty Fouriera (FFT), której długość wyrażona w próbkach jest równa potęgze liczby 2. Pozwala to na znaczącą redukcję czasu obliczeniowego względem poprzedniego algorytmu, którego działania opiera się na wielokrotnym wykonywaniu dyskretnej transformaty Fouriera. W ogólnym ujęciu istnieje kompromis między rozdzielczością częstotliwości a długością sygnału analizowaną przez FFT. Aby uzyskać wysoką rozdzielczość sygnału należy wybrać długie okno analizy. Jednak w przypadku sygnałów zmieniających się w czasie konieczne jest wykonanie analizy dla jak najmniejszej liczby próbek sygnału. Konsekwencją takiego działania jest uzyskanie mniejszej rozdzielczości częstotliwościowej FFT oraz większych błędów estymacji. W ramach tej sekcji wykonano obliczenia i symulacje z wykorzystaniem takich metod poprawy estymacji jak interpolacja parametrów składowych tonalnych oraz wypełnienie zerami (zero-padding) [122][123].



Obliczenia błędów estymacji wartości parametrów składowych tonalnych z wykorzystaniem analizowanego algorytmu zostały zrealizowane zgodnie ze schematem blokowym przedstawionym na Rys. 56.



Rys. 56 Schemat blokowy algorytmu estymacji wartości parametrów z wykorzystaniem FFT i wypełnieniem zerami

Do estymacji wartości parametrów składowych tonalnych wykorzystano szybką transformatę Fouriera (FFT) o długości równej potęgze liczby 2. W tej sytuacji, szczególnie dla małej liczby próbek sygnału może wystąpić duży błąd estymacji wartości parametrów składowych tonalnych. Największe błędy wystąpią dla częstotliwości, które znajdują się między prążkami FFT, a najmniejsze błędy wystąpią, gdy częstotliwość sygnału odpowiada rozdzielczości FFT. Rozdzielczość FFT jest związana z częstotliwością próbkowania i długością FFT (wzór (30)). W takich sytuacjach pojedyncza ramka (okno) zawiera pełną liczbę okresów sygnału.

$$f = k \cdot \frac{F_s}{N} \quad (30)$$

gdzie:

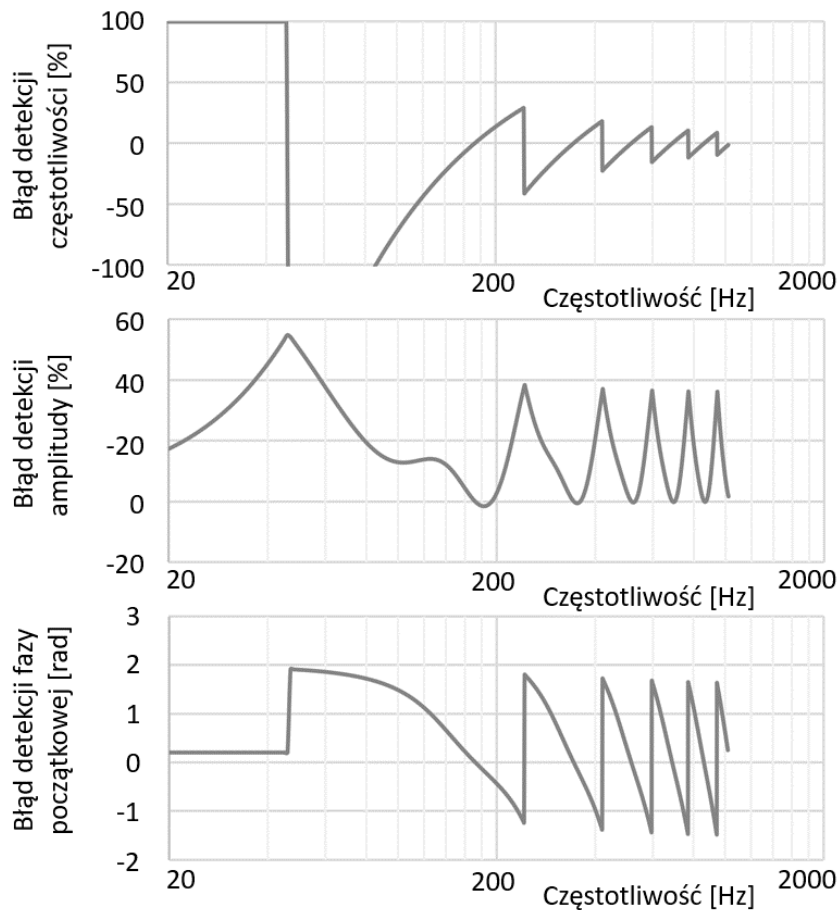
$f$  - częstotliwość sygnału [Hz]

$F_s$  - szybkość próbkowania [S / s]

$N$  - długość FFT

$k \in \{0,1,2 \dots\}$

W celu zaobserwowania zmiany błędu estymacji w zależności od częstotliwości wykonano obliczenia dla stałej długości FFT 256 próbek z szybkością próbkowania 44 100 próbek na sekundę. Transformatę FFT obliczono dla kolejnych częstotliwości w zakresie od 20 Hz do 1020 Hz ze znaną amplitudą i częstotliwością, ustalono maksimum widma i odczytano parametry amplitudy, częstotliwości i fazy początkowej. Następnie obliczono błędy estymacji. Wyniki przedstawiono na Rys. 57.



Rys. 57 Błędy estymacji wartości częstotliwości, amplitudy i fazy początkowej w funkcji częstotliwości dla długości FFT 256 próbek

Rozdzielczość FFT wynosi 172,3 Hz. Dla tej częstotliwości i jej wielokrotności błędy estymacji są najmniejsze. Oznacza to, że błędy są najmniejsze, gdy długość sygnału w pojedynczej ramce odpowiada całemu okresowi sygnału. Do dalszej analizy przyjęto, że nie będą oceniane błędy estymacji dla częstotliwości odpowiadających sygnałom krótszym niż jeden pełny okres.

O przydatności danej metody estymacji świadczą maksymalne błędy estymacji wartości parametrów, które występują dla najmniej korzystnych warunków. W ramach przedstawionego przypadku można stwierdzić, że dla sygnałów dłuższych niż jeden okres maksymalny błąd estymacji wartości częstotliwości wynosi 41%, maksymalny błąd amplitudy 38%, a maksymalny początkowy błąd estymacji fazy 1,8 rad. Ta forma interpretacji wyników zostanie zachowana do dalszej analizy.

### 5.3.1 Funkcje okien czasowych

Obliczenia i symulacje wykonano dla 8 typów funkcji okna: Hanna, Hamminga, Blackmana, Bartletta, Gaussa, Blackmanna-Harrisa, Czebyszewa i prostokątne. Są to te same funkcje okien, które zostały wykorzystane w ramach analizy algorytmu DFT o zmiennej długości (patrz podrozdział 5.2.1). Zastosowanie funkcji okien następuje na etapie poprzedzającym dodanie zer do sygnału.

### 5.3.2 Interpolacja parametrów

Jedną z przetestowanych metod poprawy skuteczności estymacji jest interpolacja parametrów składowych tonalnych. Częstotliwość i amplituda są interpolowane w oparciu o interpolację kwadratową widma. Interpolowaną wartość fazy otrzymano z widma fazowego metodą interpolacji liniowej.

Interpolacja odbywa się na podstawie 3 punktów widma (wzory (31a), (31b) i (31c)), gdzie  $k$  odpowiada pasmu FFT, dla którego odczytano maksymalne widmo.

$$A_{k-1} = f(f_{k-1}) \quad (31a)$$

$$A_k = f(f_k) \quad (31b)$$

$$A_{k+1} = f(f_{k+1}) \quad (31c)$$

używając wzoru opisującego funkcję kwadratową (wzór (32))

$$A = af^2 + bf + c \quad (32)$$

Można stworzyć układ 3 równań, który można rozpisać w postaci macierzy (wzór (33)).

$$\begin{bmatrix} A_{k-1} \\ A_k \\ A_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{k-1}^2 & f_{k-1} & 1 \\ f_k^2 & f_k & 1 \\ f_{k+1}^2 & f_{k+1} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (33)$$

Wtedy maksymalna amplituda i odpowiadająca jej częstotliwość są takie jak we wzorach (34a) i (34b).

$$A_{max} = -\frac{b^2 - 4ac}{4a} \quad (34a)$$

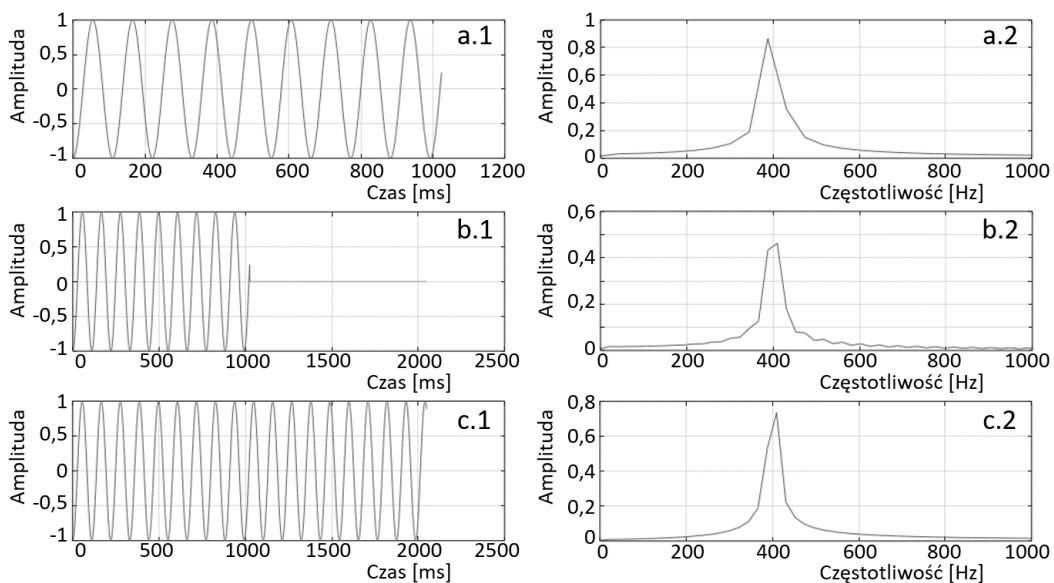
$$f_{max} = -\frac{b}{2a} \quad (34b)$$

Jeśli interpolowana wartość częstotliwości jest większa niż częstotliwość odpowiadająca maksymalnej amplitudzie, faza jest interpolowana za pomocą funkcji liniowej na podstawie wartości fazy o indeksie  $k$  i  $k + 1$ . W przeciwnym przypadku faza jest interpolowana na podstawie fazy o indeksie  $k$  i  $k - 1$ .

### 5.3.3 Wypełnienie zerami (zero-padding)

Kolejną przetestowaną metodą poprawy skuteczności estymacji wartości parametrów składowych tonalnych jest wypełnienie zerami (zero-padding). Ten proces polega na dodaniu zer do sygnału. Wypełnianie zerami jest zwykle stosowane w celu dodania liczby zer do sygnału tak, aby długość sygnału była równa potędze liczby 2. Na przykład, gdy długość sygnału wynosi 1000 próbek, dodanie 24 zer do tego sygnału spowoduje, że sygnał zostanie poddany transformacji FFT o długości  $2^{10} = 1024$  próbek.

W tej pracy stosuje się wypełnianie zerami w celu zwiększenia rozdzielczości FFT przy użyciu jak najmniejszej liczby próbek sygnału wejściowego. Na Rys. 58 przedstawiono przykłady trzech sygnałów (przebiegi czasowe oraz widmo częstotliwościowe) oznaczonych literami a, b i c, aby zobrazować jak dodanie zer wpływa na widmo otrzymane za pomocą FFT.



Rys. 58 Przykład zastosowania wypełnienia zerami: 1- sygnały w dziedzinie czasu, 2 - sygnały w dziedzinie częstotliwości a) 1024 próbek sygnału, b) 1024 próbek sygnału i 1024 zer, c) 2048 próbek sygnału.

Parametry składowych tonalnych odczytane z widm przedstawiono w Tab. 7.

Tab. 7 Parametry odczytane z widm pokazanych na Rys. 58

	Dane wejściowe	sygnał a	sygnał b	sygnał c
amplituda	1	0.9	0.5	0.7
częstotliwość [Hz]	400	387.6	409.1	409.1
Faza początkowa	3.2	-2.2	2.5	1.9

W przypadku sygnału b estymacja wartości parametrów składowych tonalnych jest dokładniejsza niż w przypadku sygnału a (z wyjątkiem amplitudy, która jest znacznie zaniżona), ale nie tak dokładna jak w przypadku c. Czas obliczeń FFT dla 2048 próbek jest taki sam jak FFT dla 1024 próbek oraz wypełnienie 1024 zerami, jednakże czas akwizycji próbek jest dwukrotnie większy. W przypadku zastosowania wypełnienia zerami poziom FFT w paśmie, w którym występuje maksymalna amplituda zmniejsza się. Z tego względu należy zastosować korekcję amplitudy.

Obliczenia współczynnika korekcji amplitudy wykonano dla takiej częstotliwości sygnałów i szybkości próbkowania, aby rozdzielczość FFT była dzielnikiem częstotliwości sygnału. Następnie wyznaczono widmo, z którego odczytano amplitudę. Analogiczne obliczenia wykonano z wypełnieniem zerowym.

We wzorze (35) przedstawiono metodę korekcji amplitudy w oparciu o odczytaną wartość amplitudy i długość sygnałów bez wypełnienia zerami oraz z wypełnieniem zerami.

$$A = A_z \frac{L_z}{L} \quad (35)$$

gdzie:

$A$  – oczekiwana wartość amplitudy po korekcji

$A_z$  - amplituda składowej widma sygnału z wypełnienia zerowego

$L_z$  - długość sygnału z wypełnieniem zerowym

$L$  - długość sygnału bez wypełnienia zerami

#### 5.3.4 Błędy estymacji wartości parametrów

Uzyskanie wartości maksymalnych błędów estymacji odbyło się poprzez zastosowanie algorytmu estymacji dla stacjonarnego sygnału tonalnego o znanych wartościach parametrów. Następnie

porównywano wartości odczytane z wartościami zadanymi parametrów. Błędy estymacji wartości amplitudy i częstotliwości określono jako błąd względny i wyrażono w procentach. Błąd estymacji wartości fazy początkowej wyrażono jako błąd bezwzględny i wyrażono go w radianach. Ze względu na okresowość sygnału początkowy błąd fazy powinien zawierać się w przedziale od  $-\pi$  do  $\pi$ . Jeśli ustalony błąd był poza zakresem, korygowano go o odpowiednią liczbę okresów, tj. dodawano lub odejmowano  $2\pi$ .

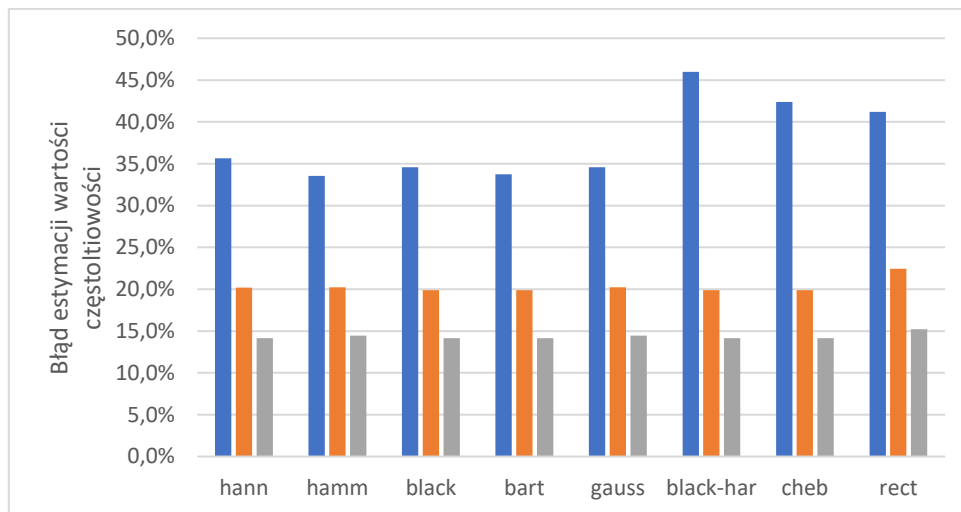
Symulacje przeprowadzono dla FFT o długości 512 próbek. Dla tej długości FFT najmniejsza analizowana częstotliwość wynosi 86,1 Hz. Jest to najniższa częstotliwość, przy której można zaobserwować co najmniej jeden pełny okres sygnału. Wykonane symulacje zostały przeprowadzone dla różnych faz początkowych i częstotliwości analizowanej składowej tonalnej. Przedstawione błędy estymacji i skuteczność redukcji poziomu są wartościami uzyskanymi w najmniej sprzyjających warunkach. W związku z tym można uznać, że przedstawione wartości błędów są największymi jakich można się spodziewać korzystając z przedstawionej metody. Wyniki przedstawiono dla trzech różnych wariantów długości sygnału. Pierwszy wariant obejmuje takie przypadki, gdy w ramach pojedynczej ramki sygnału, która była poddana transformacji FFT, mieścił się sygnał, którego długość wynosiła przynajmniej jeden pełny okres sygnału. Wariant drugi obejmuje przypadki, gdy w ramce mieścił się sygnał o długości przynajmniej dwóch pełnych okresów sygnału a w przypadku trzecim długość to przynajmniej trzy pełne okresy sygnału.

Ponadto symulacje przeprowadzono z wykorzystaniem różnych metod pozwalających na zwiększenie dokładności estymacji. Najpierw przedstawione są wyniki bez żadnej dodatkowej metody poza zastosowaniem funkcji okna czasowego przed wykonaniem transformaty FFT, następnie przedstawiono wyniki z zastosowywaniem interpolacji parametrów. Na koniec przedstawiono wyniki z zastosowaniem wypełniania zerami (zero-padding) oraz z jednoczesnym zastosowaniem wypełnienia zerami i interpolacji parametrów. Wypełnienie zerami wydłużało sygnał dwukrotnie. Ta metoda jest w dalszej części nazywana dwukrotnym wypełnieniem zerami.

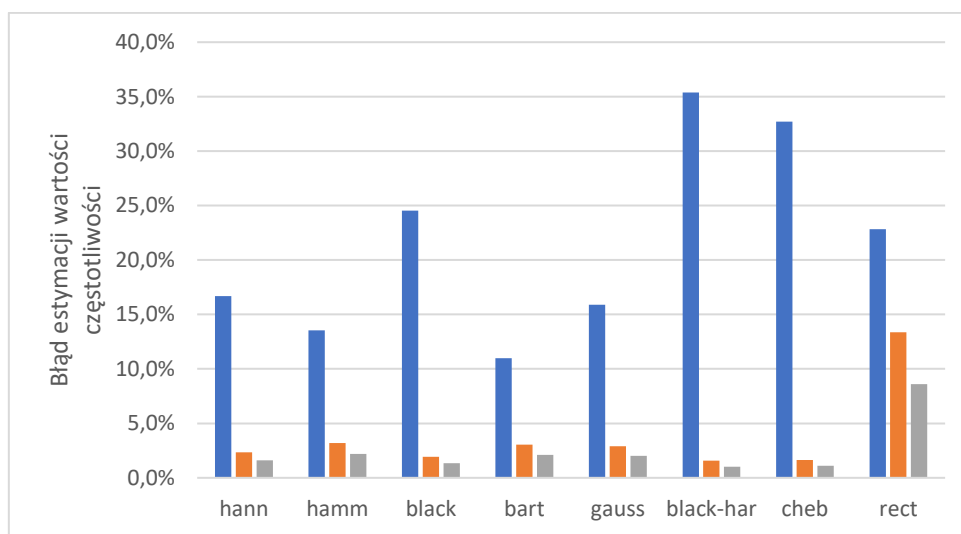
#### *5.3.4.1 Błędy estymacji wartości częstotliwości*

Błędy estymacji wartości częstotliwości z użyciem FFT i zastosowanymi różnymi oknami czasowymi przedstawiono na Rys. 59. Następnie na Rys. 60 przedstawiono wyniki błędów estymacji z zastosowaniem interpolacji parametrów. Błędy estymacji z zastosowaniem wypełnienia zerami (dwukrotny zero-padding) przedstawiono na Rys. 61. Na koniec na Rys. 62 przedstawiono wartości błędów estymacji z jednoczesnym zastosowaniem wypełniania zerami oraz interpolacji parametrów. Niebieskie kolumny odpowiadają sygnałom, których długość wynosi przynajmniej jeden pełny okres

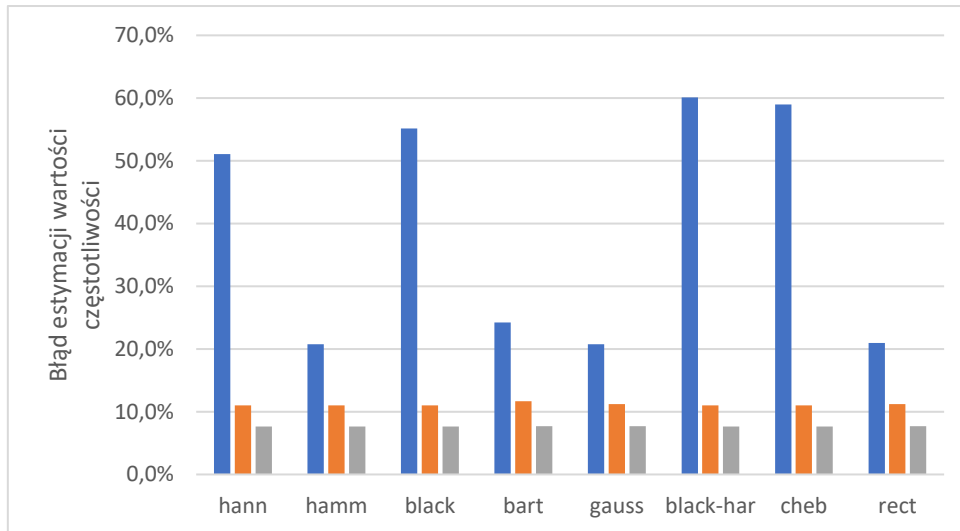
sygnału, pomarańczowe kolumny odpowiadają sygnałom o długości co najmniej dwóch okresów, a szare kolumny odpowiadają sygnałom o długości co najmniej trzech okresów.



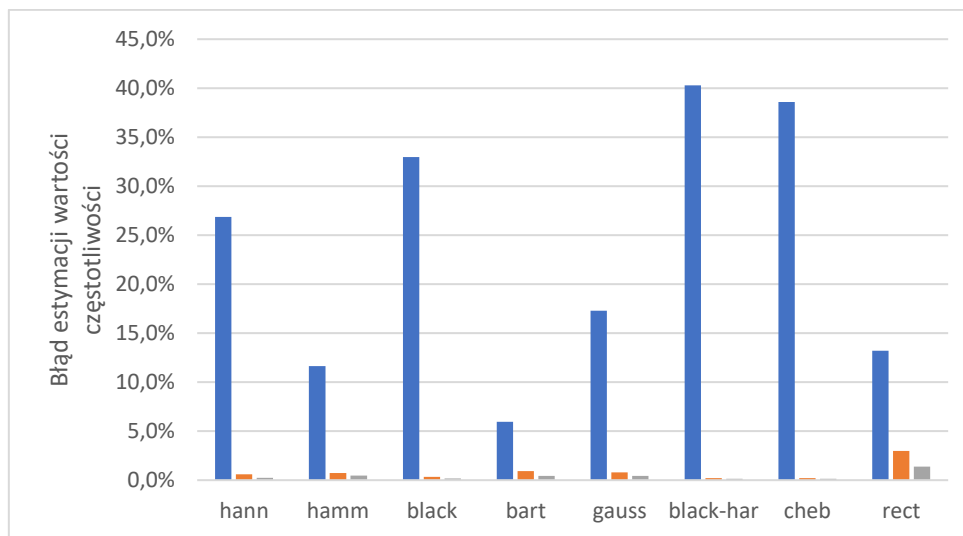
Rys. 59 Błędy względne estymacji wartości częstotliwości przy użyciu FFT dla różnych funkcji okna



Rys. 60 Błędy względne estymacji wartości częstotliwości przy użyciu FFT z interpolacją parametrów dla różnych funkcji okna



Rys. 61 Błędy względne estymacji wartości częstotliwości przy użyciu FFT z zastosowaniem wypełnienia zerami



Rys. 62 Błędy względne estymacji wartości częstotliwości przy użyciu FFT z zastosowaniem wypełnienia zerami z interpolacją parametrów

Największe błędy estymacji wartości częstotliwości występują dla krótkich sygnałów (o długości przynajmniej jednego okresu) i maleją wraz ze wzrostem długości sygnału. W każdej przedstawionej konfiguracji algorytmu jedno z najlepszych wyników uzyskano dla okna Bartletta i Hamminga.

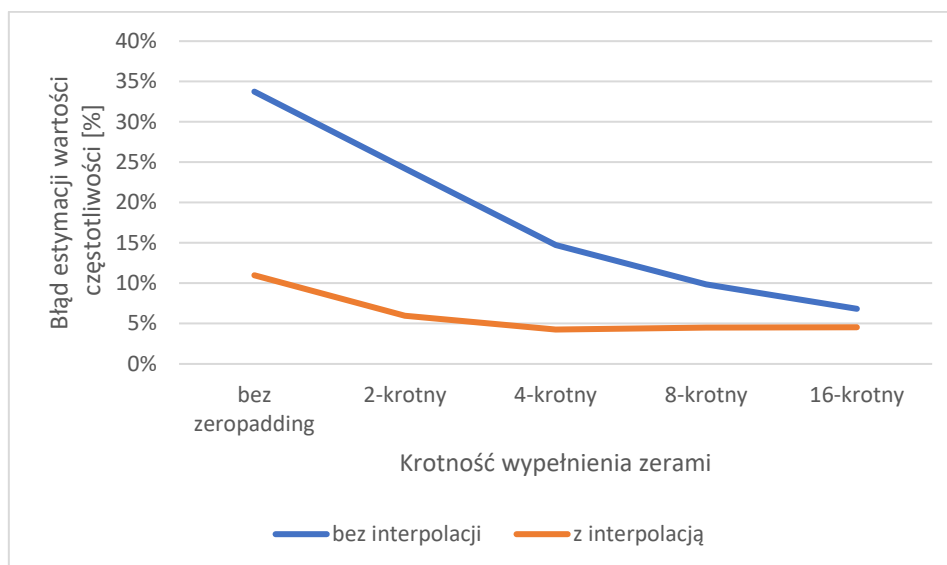
W przypadku zastosowania interpolacji parametrów można zauważyć, że błędy estymacji są duże dla najkrótszych sygnałów i znacząco maleją wraz ze wzrostem długości sygnału. W przypadku wszystkich funkcji okien z wyjątkiem okna prostokątnego, błędy dla sygnałów dłuższych niż 2 okresy są bardzo



małe. Dotyczy to zarówno przypadku, gdy jednocześnie jest stosowane wypełnienie zerami jak i przypadku, gdy nie jest stosowany.

Najlepszy efekt dla minimalizacji błędu estymacji wartości częstotliwości daje jednocześnie zastosowanie interpolacji parametrów oraz wypełnienia zerami. Dzieje się tak, dla wszystkich typów okien czasowych. Jednak najlepsze wyniki dla najkrótszych sygnałów (o długości porównywalnej z jednym pełnym okresem sygnału) uzyskano dla okna Bartletta.

Zastosowanie samego wypełniania zerami w większości przypadków skutkowało redukcją błędów estymacji nawet w przedstawionym przypadku zastosowania dwukrotnego wypełnienia zerami. Na Rys. 63 przedstawiono jak błąd estymacji wartości częstotliwości zmienia się wraz ze zwiększeniem krotności wypełnienia zerami dla najkrótszych analizowanych sygnałów, czyli takich których długość wynosi przynajmniej jeden pełny okres sygnału. Wyniki przedstawiono dla okna Bartletta, bez interpolacji oraz z interpolacją parametrów.

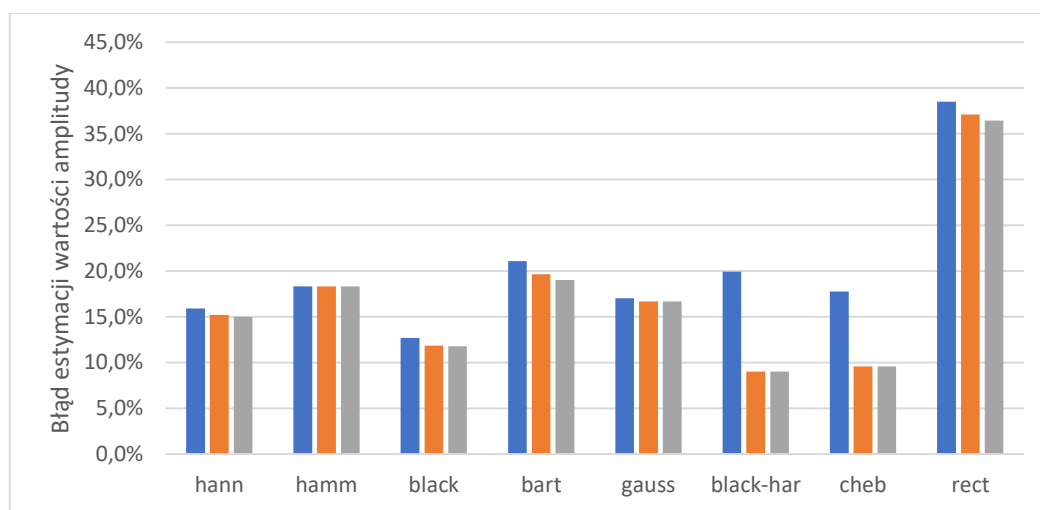


Rys. 63 Błąd estymacji wartości częstotliwości dla różnych krotności wypełnienia zerami

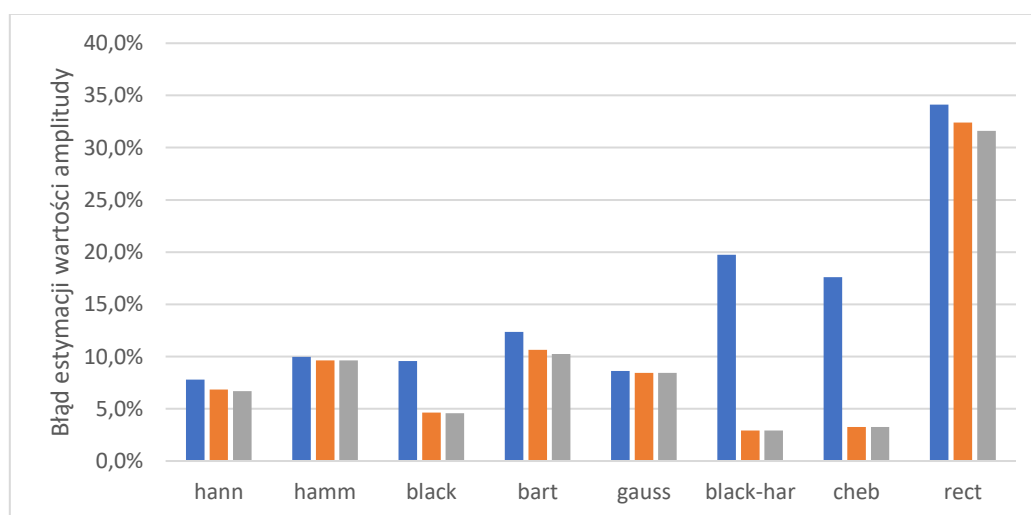
Wraz z zwiększeniem liczby zer dodanych do sygnału błąd estymacji wartości częstotliwości zmniejsza się. Można przyjąć, że w przypadku zastosowania interpolacji parametrów wartość błędu stabilizuje się przy krotności wypełnienia zerami równemu cztery. Oznacza to, że dopisanie zer powoduje wydłużenie sygnału czterokrotnie. W ten sposób uzyskano błąd estymacji wartości częstotliwości równy 5% dla sygnałów, których długość wynosi przynajmniej jeden pełny okres sygnału. Nie ma potrzeby dopasowywania rozdzielczości FFT do częstotliwości składowej a podany wynik, który jest nieprzekraczalną wartością błędu – nawet w najgorszych warunkach fazy początkowej czy niedopasowania częstotliwości sygnału do rozdzielczości FFT.

### 5.3.4.2 Błędy estymacji wartości amplitudy

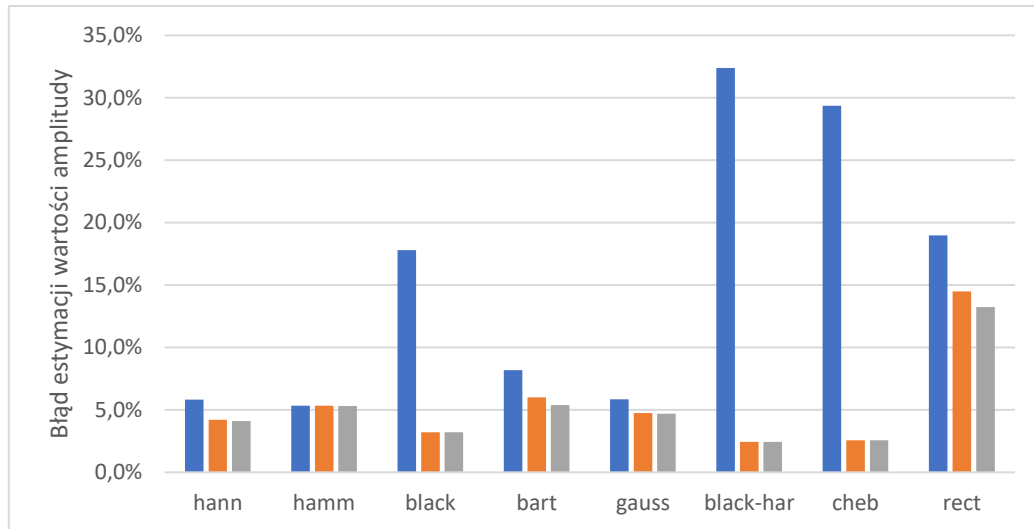
Błędy estymacji wartości amplitudy z użyciem FFT i zastosowanymi różnymi oknami czasowymi przedstawiono na Rys. 64. Następnie na Rys. 65 przedstawiono wyniki błędów estymacji z zastosowaniem interpolacji parametrów. Błędy estymacji z zastosowaniem wypełnienia zerami (dwukrotny zero-padding) przedstawiono na Rys. 66. Na koniec na Rys. 67 przedstawiono wartości błędów estymacji z jednoczesnym zastosowaniem wypełniania zerami oraz interpolacji parametrów. Niebieskie kolumny odpowiadają sygnałom, których długość wynosi przynajmniej jeden pełny okres sygnału, pomarańczowe kolumny odpowiadają sygnałom o długości co najmniej dwóch okresów, a szare kolumny odpowiadają sygnałom o długości co najmniej trzech okresów.



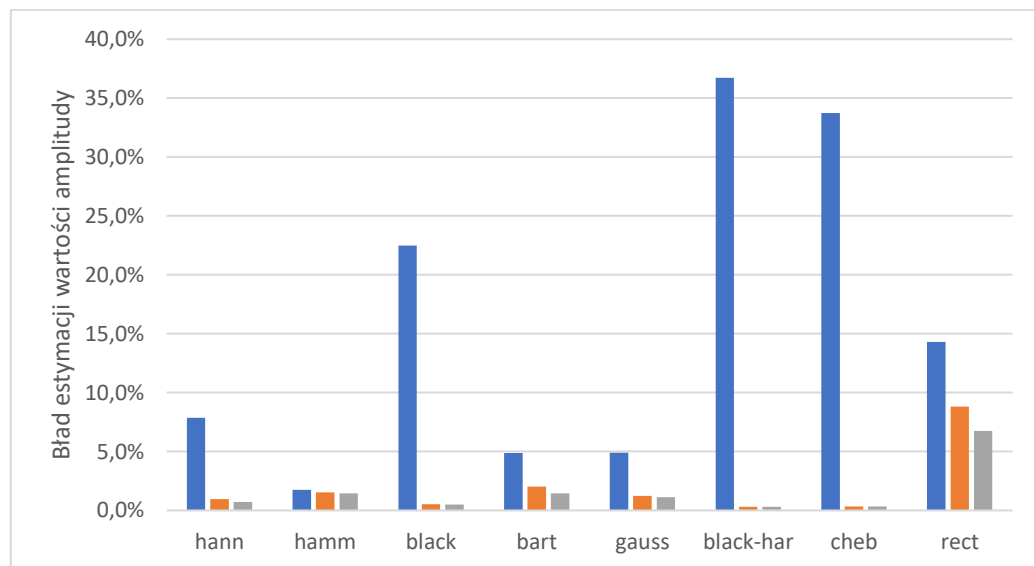
Rys. 64 Błędy względne estymacji wartości amplitudy przy użyciu FFT dla różnych funkcji okna



Rys. 65 Błędy względne estymacji wartości amplitudy przy użyciu FFT z interpolacją parametrów dla różnych funkcji okna



Rys. 66 Błędy względne estymacji wartości amplitudy przy użyciu FFT z zastosowaniem wypełnienia zerami



Rys. 67 Błędy względne estymacji wartości amplitudy przy użyciu FFT z zastosowaniem wypełnienia zerami z interpolacją parametrów

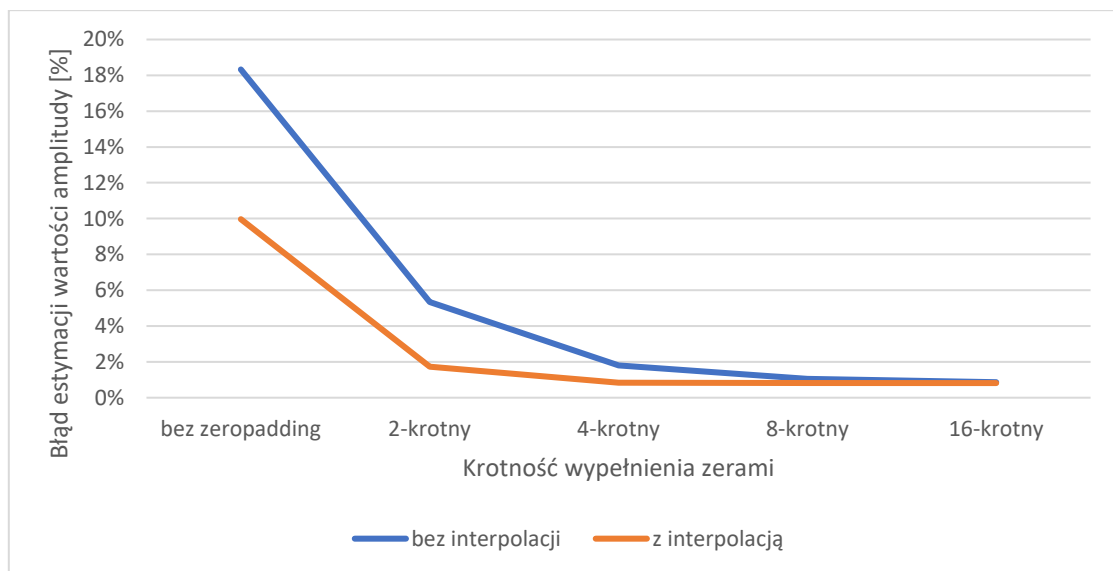
Podobnie jak w przypadku estymacji wartości częstotliwości największe błędy estymacji występują dla krótkich sygnałów (o długości przynajmniej jednego okresu) i maleją wraz ze wzrostem długości sygnału. Jest to powtarzalne dla każdej konfiguracji algorytmu. W większości przypadków najlepsze wyniki uzyskano dla okna Blackmanna i Blackmanna-Harrisa z wyjątkiem zastosowania wypełnienia zerami, gdzie najlepsze wyniki uzyskano dla okna Hamminga – nawet dla krótkich okien czasowych. Dla niektórych okien czasowych zauważalna jest bardzo duża różnica między wynikami dla najkrótszych sygnałów i tych, których długość jest większa niż 2 okresy sygnału. W większości analizowanych przypadków najgorsze wyniki uzyskano dla okna prostokątnego.

Poza nielicznymi wyjątkami interpolacja kwadratowa poprawia wyniki estymacji wartości amplitudy zarówno przy zastosowaniu wypełniania zerami jak i bez wypełniania. Przykładem takiego wyjątku jest wynik estymacji dla najkrótszych sygnałów z zastosowaniem okna Blackmanna i wypełnienia zerami.

Najlepszy efekt dla minimalizacji błędu estymacji wartości amplitudy daje jednocześnie zastosowanie interpolacji parametrów oraz wypełnienia zerami podobnie jak w przypadku estymacji wartości częstotliwości.

Najlepsze wyniki dla najkrótszych sygnałów (o długości porównywalnej z jednym pełnym okresem sygnału) uzyskano przy jednoczesnym zastosowaniu wypełniania zerami i interpolacji kwadratowej z wykorzystaniem okna Hamminga. Dobre wyniki uzyskano również dla okna Hann, Bartletta i Gaussa.

Na Rys. 68 przedstawiono jak błąd estymacji wartości amplitudy zmienia się wraz ze zwiększeniem krotności wypełnienia zerami. Dane przedstawiono dla okna Hamminga bez interpolacji i z interpolacją parametrów.

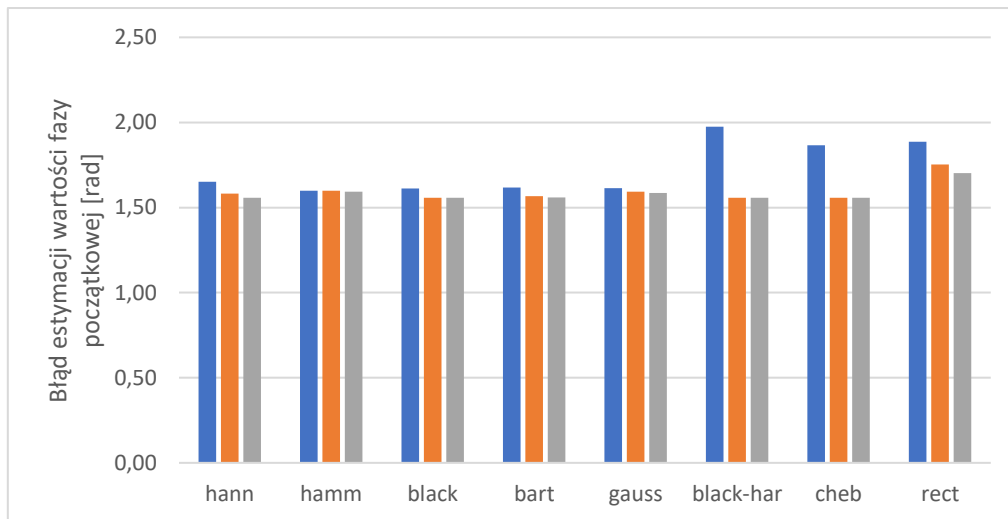


Rys. 68 Błąd estymacji wartości amplitudy dla różnych krotności wypełnienia zerami

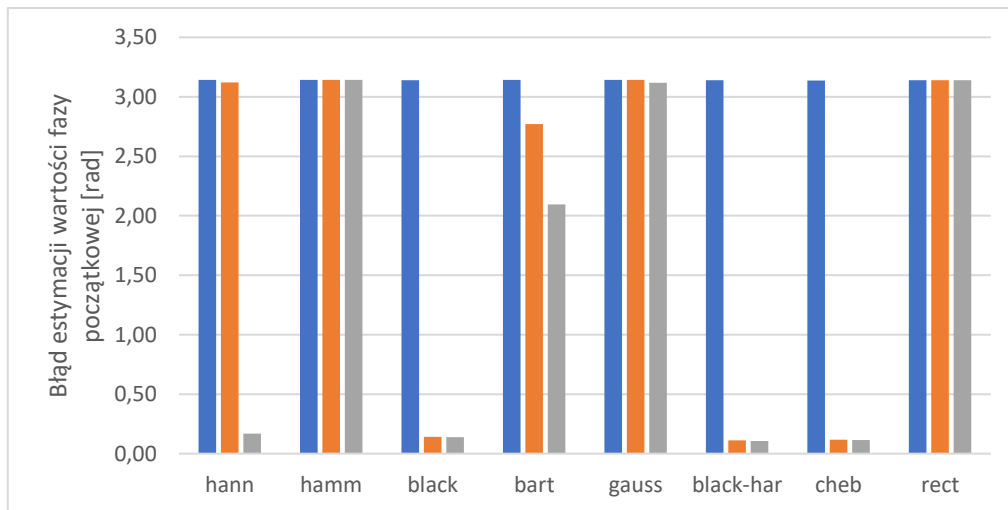
Wraz z zwiększeniem liczby zer dodanych do sygnału błąd estymacji wartości amplitudy zmniejsza się. Można przyjąć, że w przypadku zastosowania interpolacji kwadratowej widma wartość błędu stabilizuje się przy krotności wypełnienia zerami równej czterem chociaż już przy krotności równej 2 wyniki wartości błędów są niskiej. Dla wypełnienia zerami 4-krotnego i wyższego uzyskano błąd poniżej 2% zarówno z interpolacją parametrów jak i bez interpolacji.

### 5.3.4.3 Błędy estymacji wartości fazy początkowej

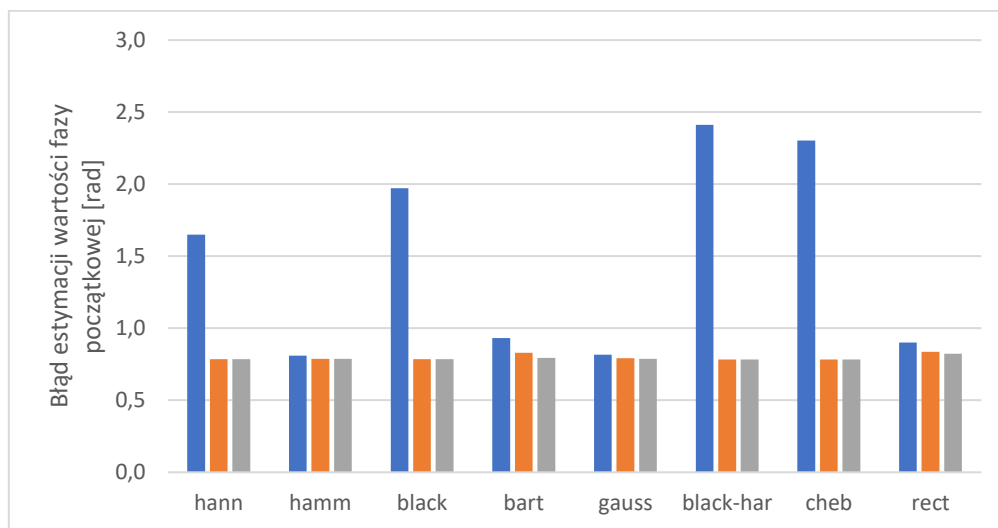
Błędy estymacji wartości fazy początkowej z użyciem FFT i zastosowanymi różnymi oknami czasowymi przedstawiono na Rys. 69. Następnie na Rys. 70 przedstawiono wyniki błędów estymacji z zastosowaniem interpolacji parametrów. Błędy estymacji z zastosowaniem wypełnienia zerami (dwukrotny zero-padding) przedstawiono na Rys. 71. Na koniec na Rys. 72 przedstawiono wartości błędów estymacji z jednoczesnym zastosowaniem wypełniania zerami oraz interpolacji parametrów. Niebieskie kolumny odpowiadają sygnałom, których długość wynosi przynajmniej jeden pełny okres sygnału, pomarańczowe kolumny odpowiadają sygnałom o długości co najmniej dwóch okresów, a szare kolumny odpowiadają sygnałom o długości co najmniej trzech okresów.



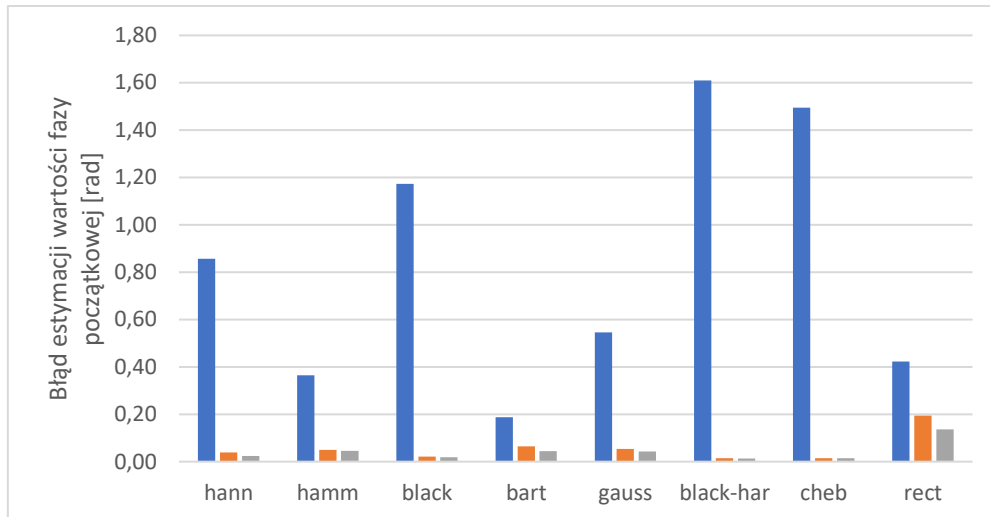
Rys. 69 Błędy bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej przy użyciu FFT dla różnych funkcji okna



Rys. 70 Błędy bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej przy użyciu FFT z interpolacją parametrów



Rys. 71 Błędy bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej przy użyciu FFT z zastosowaniem wypełnienia zerami

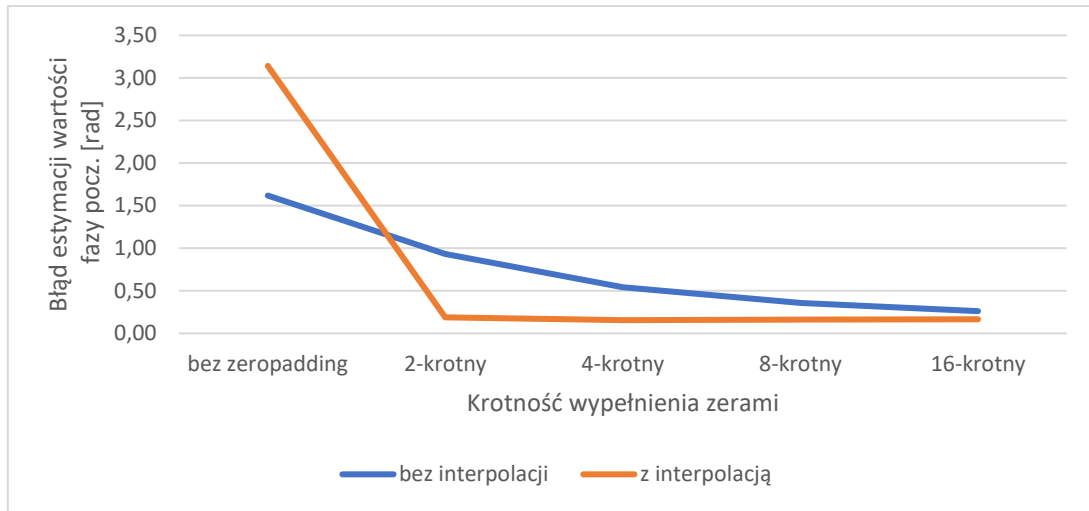


Rys. 72 Błędy bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej przy użyciu FFT z zastosowaniem wypełnienia zerami z interpolacją parametrów

Bez zastosowania żadnych dodatkowych metod poprawy skuteczności estymacji wartości fazy początkowej wyznaczenie jej wartości może być obarczone bardzo dużym błędem. Dzieje się tak w przypadkach, gdy częstotliwość sygnału znajduje się pomiędzy kolejnymi prążkami FFT (brak dopasowania do rozdzielczości FFT).

Na podstawie przedstawionych wyników można wywnioskować, że interpolacja liniowa pogarsza wyniki, ponieważ jedynie w niektórych konfiguracjach uzyskano dobrą skuteczność estymacji. Jednak, gdy prześledzi się szczegółowo przypadki, można zauważyć, że poprawa następuje w znaczącej większości przypadków. Z drugiej strony są takie wartości, gdy interpolacja liniowa jest nieskuteczna. W tych przypadkach błąd maksymalny przewyższa wartością ten uzyskany dla konfiguracji bez interpolacji fazy. W zestawieniach przedstawiono błędy maksymalne, które uzyskuje się w najmniej korzystnych warunkach. To pozwala na dyskusję o ograniczeniach metody.

Znaczącą poprawę skuteczności estymacji wartości fazy uzyskuje się już przy zastosowaniu dwukrotnego wypełnienia zerami. Również połączenie wypełnienia zerami i interpolacji liniowej fazy pozwala na uzyskanie obiecujących wyników. Dla większości funkcji okien czasowych uzyskano bardzo niskie wartości błędów estymacji dla sygnałów, których długość wynosi przynajmniej dwa pełne okresy. Najlepsze wyniki dla krótkich sygnałów uzyskano dla okna Bartletta. Dla tej funkcji okna przedstawiono na Rys. 73 jak błąd estymacji wartości fazy początkowej zmienia się wraz ze zwiększeniem krotności wypełnienia zerami. Dane przedstawiono z zastosowaniem interpolacji oraz bez interpolacji.

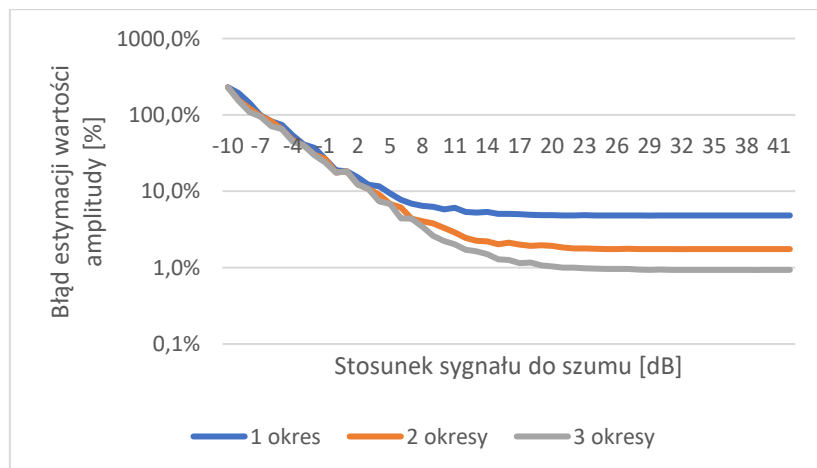


Rys. 73 Błąd bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej dla różnych krotności wypełnienia zerami

Wraz z zwiększeniem liczby zer dodanych do sygnału błąd estymacji wartości fazy początkowej zmniejsza się. Można przyjąć, że w przypadku zastosowania interpolacji wartość błędu stabilizuje się przy krotności wypełnienia zerami równej dwa. W przypadku niestosowania interpolacji wyraźnie widać, że błąd estymacji wartości fazy początkowej maleje.

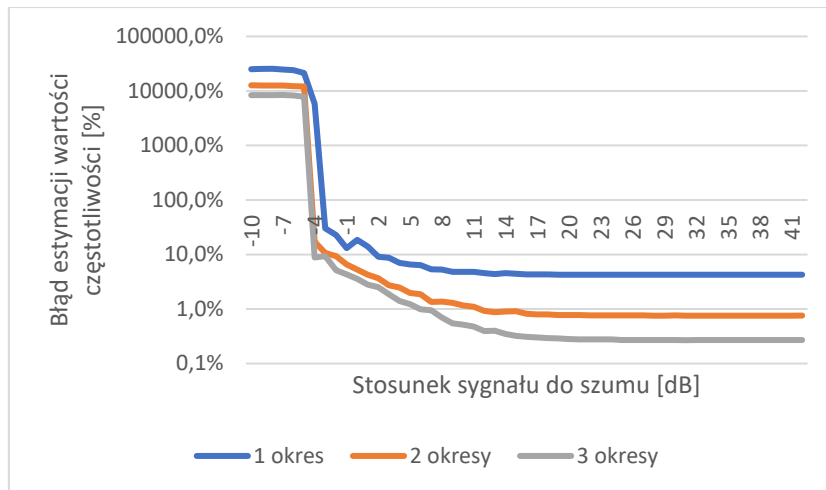
### 5.3.5 Składowa tonalna w obecności szumu

Dla najlepszej konfiguracji algorytmu wykonano obliczenia jak obecność szumu wpływa na błędy estymacji wartości parametrów. Tą konfiguracją jest okno Bartletta, z zastosowaniem interpolacji parametrów oraz czterokrotnym wypełnieniem zerami. Wyniki błędów estymacji wartości parametrów w funkcji stosunku sygnału do szumu przedstawiono na Rys. 74-Rys. 76.

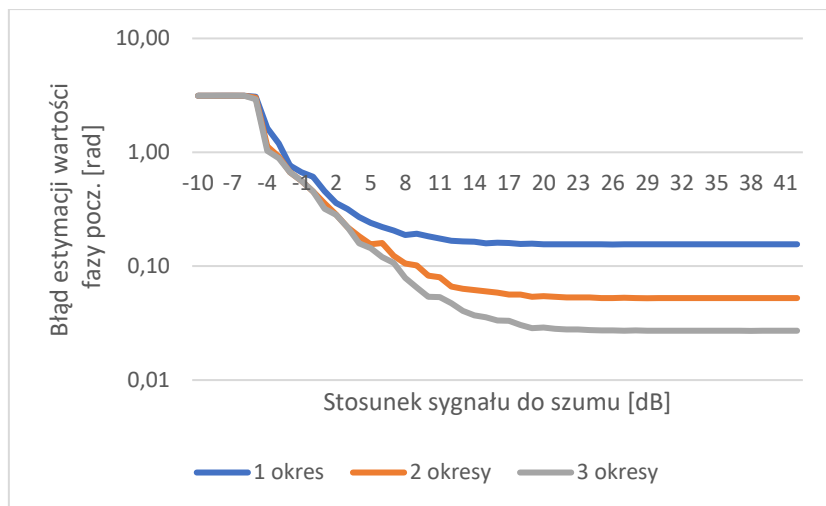


Rys. 74 Błąd względny estymacji wartości amplitudy w funkcji stosunku sygnału do szumu





Rys. 75 Błąd względny estymacji wartości częstotliwości w funkcji stosunku sygnału do szumu



Rys. 76 Błąd bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej w funkcji stosunku sygnału do szumu

Wraz ze wzrostem stosunku sygnału do szumu wartość każdego z analizowanych błędów maleje. Bardzo wysokie wartości błędów dla najmniejszych wartości stosunku są efektem ograniczonych możliwości identyfikacji szukanej składowej tonalnej w widmie sygnału. Wraz ze wzrostem liczby okresów w oknie analizy możliwości estymacji wartości parametrów składowej zwiększają się.

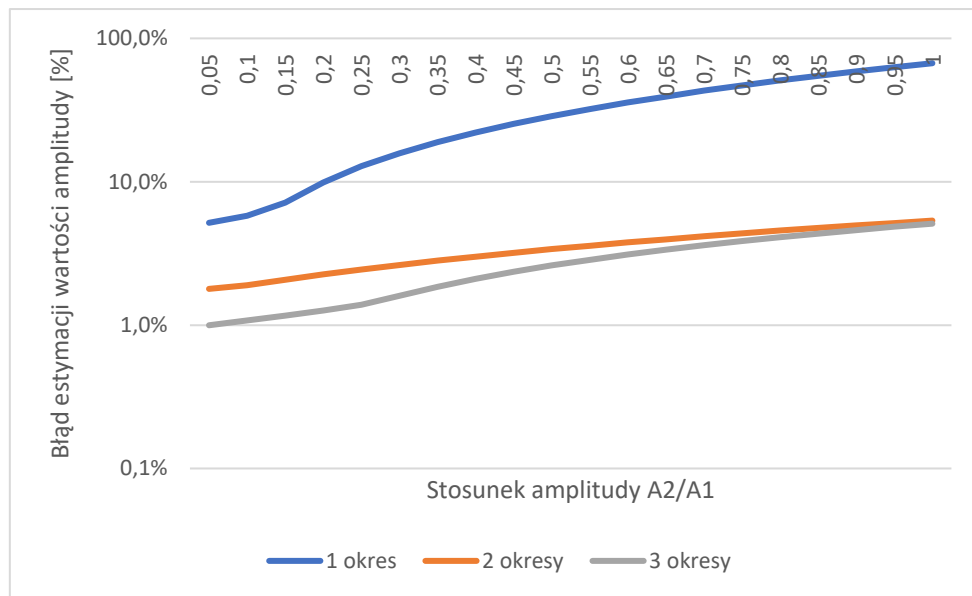
Dla długości FFT, w ramach której mieści się jeden pełny okres sygnału błąd estymacji wartości amplitudy mniejszy niż 10% uzyskano dla stosunku sygnału do szumu większego niż 5 dB, a mniejszego niż 1% nie udało się uzyskać. Błąd estymacji wartości częstotliwości mniejszy niż 10% uzyskano dla stosunku sygnału do szumu większego niż 2 dB, a mniejszego niż 1% nie udało się uzyskać. Błąd

estymacji wartości fazy początkowej mniejszy niż 1 radian uzyskano dla stosunku sygnału do szumu większego niż – 2 dB, a mniejszego niż 0,1 radiana nie udało się uzyskać.

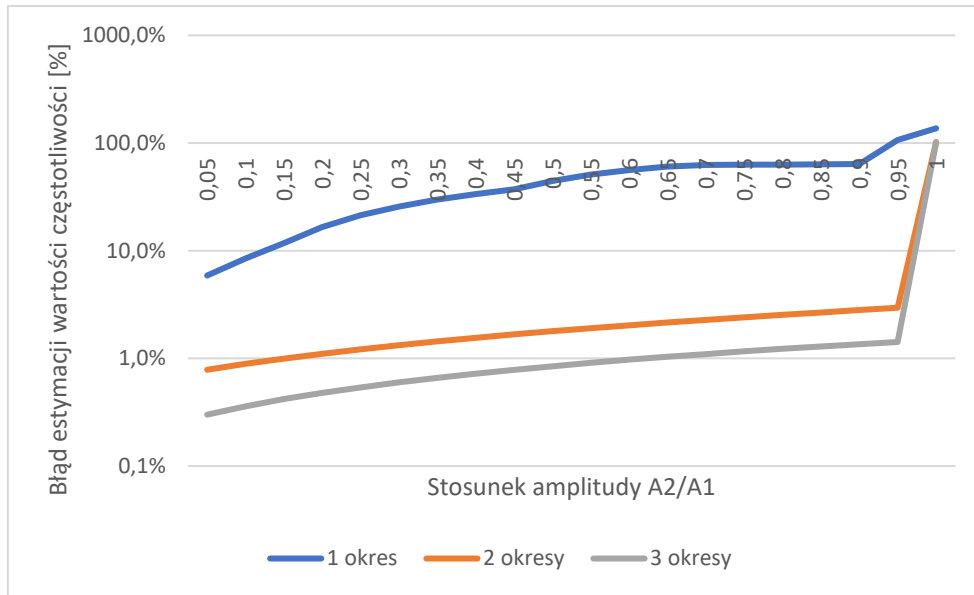
### 5.3.6 Składowa tonalna w obecności drugiej składowej tonalnej

#### 5.3.6.1 Estymacja wartości parametrów składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej

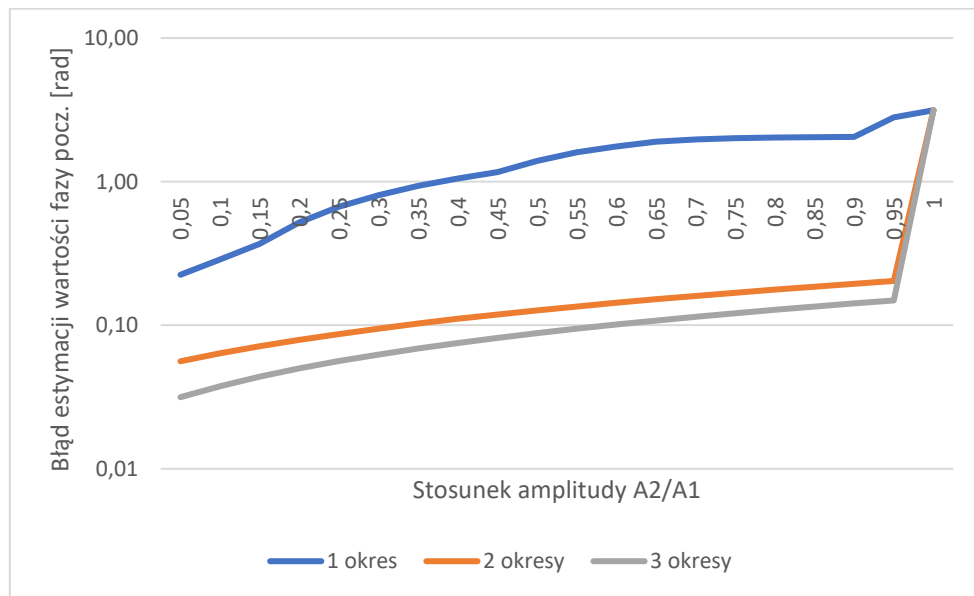
Na Rys. 77-Rys. 79 przedstawiono jak na błędy estymacji wartości parametrów składowej podstawowej wpływa obecność drugiej harmonicznej w zależności od stosunku amplitud obu składowych. Wyniki przedstawiono dla sygnałów, których długość wynosiła przynajmniej 1 okres, 2 okresy oraz 3 okresy składowej o częstotliwości mniejszej.



Rys. 77 Błąd względny estymacji wartości amplitudy składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)



Rys. 78 Błąd względny estymacji wartości częstotliwości składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)

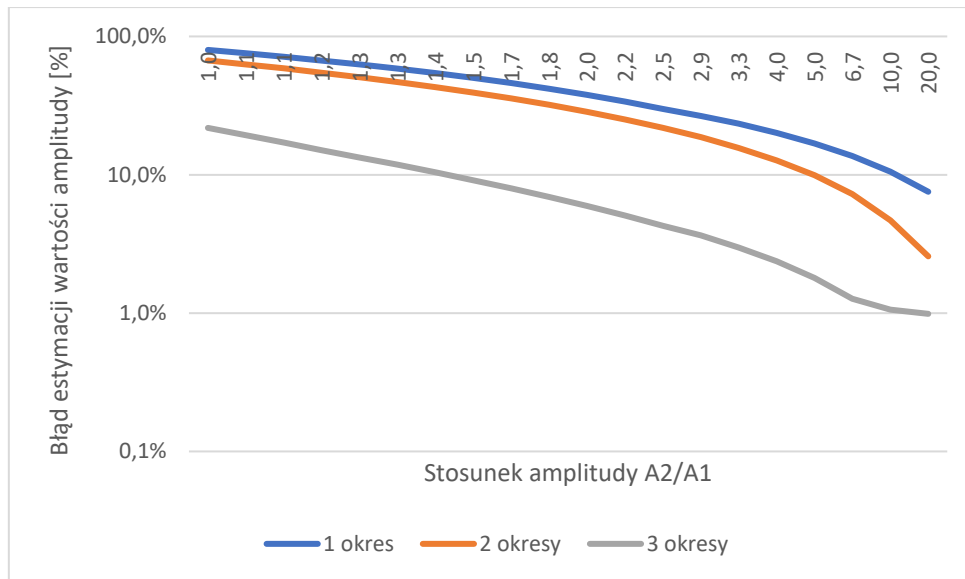


Rys. 79 Błąd bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)

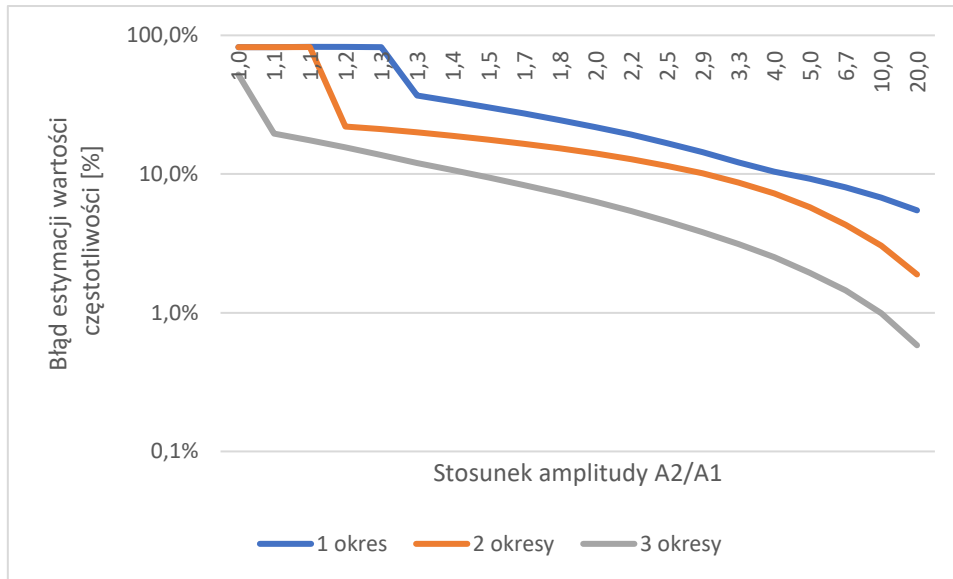
Im większy jest poziom drugiej harmonicznej tym większe są błędy estymacji wartości parametrów składowej podstawowej. Dla sygnałów o długości 2 i 3 okresy wartości błędów estymacji są dużo mniejsze niż dla sygnałów o długości 1 okresu.

5.3.6.2 Estymacja wartości parametrów drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej

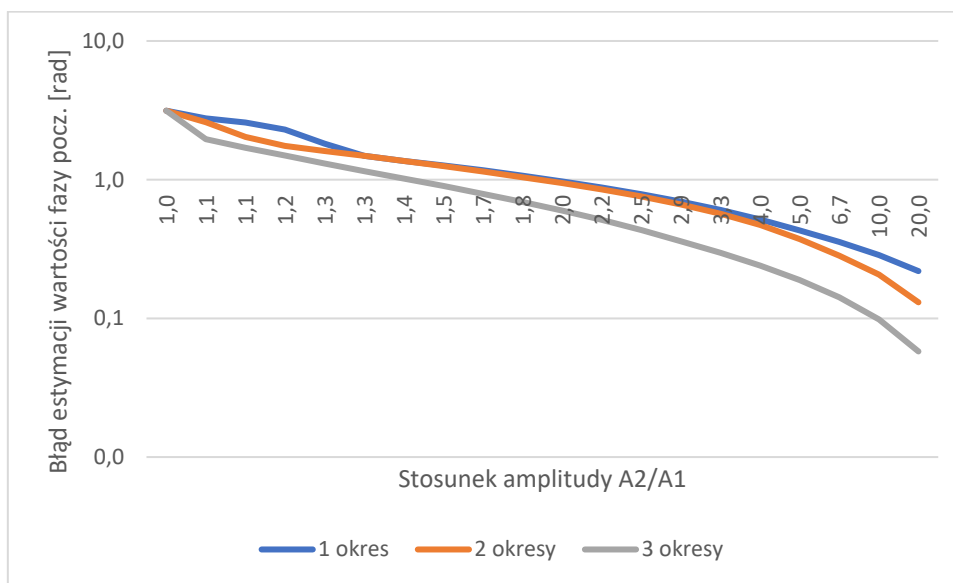
Na Rys. 80-Rys. 82 przedstawiono jak na błędy estymacji wartości częstotliwości harmonicznej wpływa obecność składowej podstawowej w zależności od stosunku amplitud obu składowych. Wyniki przedstawiono dla sygnałów, których długość wynosiła przynajmniej 1 okres, 2 okresy oraz 3 okresy składowej o częstotliwości większej.



Rys. 80 Błąd względny estymacji wartości amplitudy drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)



Rys. 81 Błąd względny estymacji wartości częstotliwości drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)



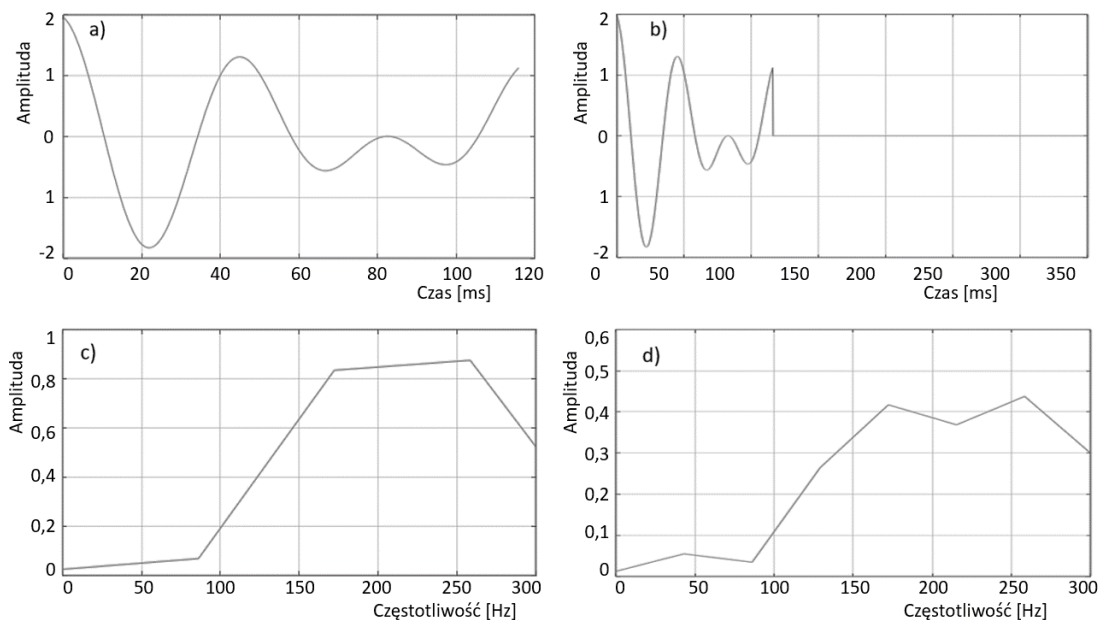
Rys. 82 Błąd bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)

Im większy jest poziom składowej podstawowej tym większe są błędy estymacji wartości parametrów drugiej harmonicznej. Dla sygnałów o długości 2 i 3 okresy wartości błędów estymacji w wielu przypadkach są mniejsze niż dla sygnałów o długości 1 okresu.

### 5.3.7 Rozdzielczość częstotliwościowa i wpływ wypełnienia zerami na rozdzielczość częstotliwościową

Rozdzielczość częstotliwościowa definiuje jaki jest dopuszczalny minimalny stosunek dwóch częstotliwości, aby było możliwe ich indywidualne identyfikowanie w widmie częstotliwościowym. Zależy to nie tylko od różnicy tych częstotliwości, ale również różnicy między ich amplitudami. Wcześniej opisano, że skuteczna estymacja wartości parametrów składowych tonalnych, szczególnie z wykorzystaniem małej liczby próbek sygnału, jest również wrażliwa na wartość fazy początkowej. To samo dotyczy sygnałów składających się z więcej niż jednej składowej tonalnej.

Minimalna różnica między częstotliwościami wymagana do identyfikacji obu składowych zależy również od szybkości próbkowania oraz długości FFT. Ponadto ma na nią wpływ zastosowanie wypełnienia zerami. Za pomocą przedstawionego poniżej przykładu zaprezentowano w jaki sposób dopisanie zer do pobranego fragmentu sygnału może wpływać na poprawę rozdzielczości częstotliwościowej. Analizowany sygnał składa się z dwóch składowych tonalnych o jednakowych amplitudach i częstotliwościach odpowiednio 180 Hz i 240 Hz. Szybkość próbkowania wynosiła 44 100 próbek na sekundę. Najpierw pobrano 512 próbek sygnału i wykonano transformację FFT. Następnie powtórzono tę operację, lecz do sygnału, do którego dopisano 1024 zera (trzykrotne wypełnienie zerami). Przebiegi czasowe oraz widma obu sygnałów przedstawiono na Rys. 83.



Rys. 83 a) przebieg czasowy dwutonu (512 próbek), b) przebieg czasowy dwutonu (512 próbek + 1024 zera), c) widma częstotliwościowe sygnału a), d) widma częstotliwościowe sygnału b)

Skutkiem zastosowania wypełnienia zerami w widmie sygnału identyfikowalne są dwa maksima a w widmie wyznaczonym dla sygnału bez dopisanych zer widać tylko jedno maksimum. W obu przypadkach zastosowano taką samą liczbę próbek. Czas obliczeniowy związany z wyznaczeniem FFT sygnału b) jest oczywiście większy niż sygnału a). Jednak w innym przypadku należałoby pobrać większą liczbę próbek sygnału co wiąże się ze znaczącym wzrostem czasu akwizycji.

W celu określenia jak bardzo dopisanie zer do sygnału poprawia rozdzielczość wykonano obliczenia polegające na określeniu liczby maksimów widma sygnału składającego się z dwóch składowych tonalnych. Obliczenia zostały zrealizowane dla długości FFT równej 512 próbek i szybkości próbkowania 44 100 próbek na sekundę. Częstotliwość pierwszej składowej wynosiła 86,1 Hz, czyli najniższa częstotliwość dla której obserwowany jest jeden pełny okres sygnału. Częstotliwość drugiej składowej zmieniano do momentu, aż dla każdej możliwej konfiguracji faz początkowych obu składowych wykryto dwa maksima w widmie sygnału sumy składowych. Amplitudy obu składowych były jednakowe. Wyniki obliczeń powtórzonych dla różnych krotności wypełnienia zerami przedstawiono w Tab. 8.

Tab. 8 Wartości najniższej częstotliwości drugiej składowej tonalnej dla której obserwowane są dwie składowe widma

	Hann	Hamming	Blackmann	Bartlett	Gauss	Blackmann-Harris	Czebyszew	prostokątne
bez zeropadding	258,6	245,3	318,3	246,9	250,2	289,1	285	219,6
2 krotny	256,1	238,3	279,6	241,9	243,7	282,4	280,1	216,1
4 krotny	256	237,2	273,2	241,3	243,6	280,6	277,1	215,5
8 krotny	255,9	237	273,2	241,1	242,7	279,9	276,7	215,3
16 krotny	255,9	236,9	271,8	241,1	242,5	279,8	276,7	215,3

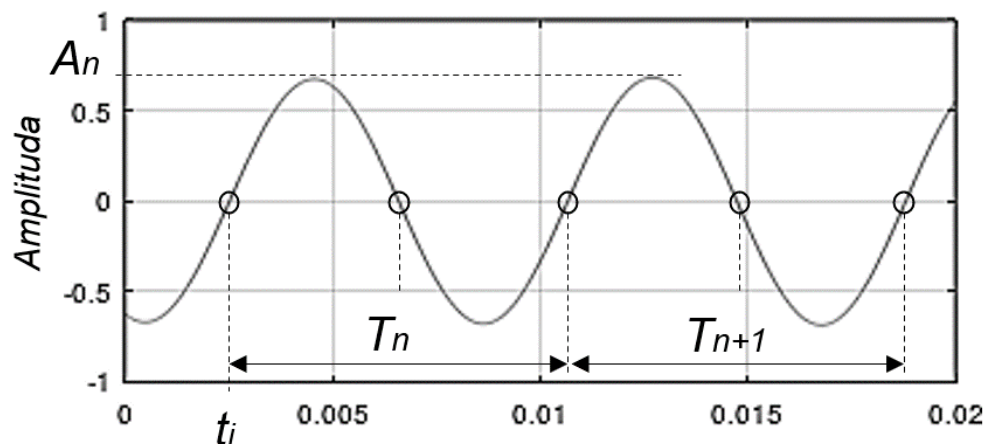
Najmniejsze wartości częstotliwości drugiej składowej tonalnej, dla której obserwowane są oba maksima widma niezależnie od wartości faz początkowych składowych osiągnięto dla okna prostokątnego. Dobre wyniki uzyskano również dla okna Hamminga, Bartletta i Gaussa. W każdym przypadku uzyskano poprawę rozdzielczości częstotliwościowej dzięki wykorzystaniu wypełnienia zerami. W większości przypadków te różnice są niewielkie. Wyjątek stanowią wyniki dla okna Blackmanna, gdzie dopisanie zer do sygnału zwiększając jego długość dwukrotnie znacząco poprawia rozdzielczość.

#### 5.4 Przejścia przez zero filtrowanego sygnału

Trzecia metoda estymacji wartości parametrów składowych tonalnych bazuje na określeniu miejsc, w których sygnał zmienia swój znak, czyli na detekcji przejść przez zero. Metodę tę stosuje się do estymacji wartości częstotliwości [64]. Wykorzystano ją również do aktywnej redukcji hałasu z sinusoidalnym sygnałem referencyjnym, gdzie sygnał ten przechodzi przez detektor przejść przez zero a następnie produkowany jest sygnał prostokątny mający częstotliwości harmoniczne, które są

wykorzystywane do redukcji hałasu tonalnego [54][55]. Metody rozwijano poprzez stosowanie odpowiednich filtrów dolnoprzepustowych [42] oraz kaskadowych [131]. Mimo dalszych rozwinięć metody, które wykazując dużą dokładność pomiaru w szerokim zakresie częstotliwości trzeba na początku wstępnie określić częstotliwość, której się poszukuje [26]. Ponadto prace nad tym algorytmem koncentrują się głównie na estymacji wartości częstotliwości, a w zastosowaniu w tej pracy należy również określić amplitudę oraz fazę początkową co dla sygnałów złożonych (składających się nie tylko z pojedynczego tonu prostego) może stanowić pewną trudność.

Na Rys. 84 schematycznie przedstawiono fragment sygnału sinusoidalnego, aby wskazać w jaki sposób można odczytać jego parametry na podstawie detekcji przejść przez zero.



Rys. 84 Fragment sygnału sinusoidalnego z zaznaczoną amplitudą, dwoma okresami i przejściami sygnału przez zero (o)

W podanym przykładzie częstotliwość sygnału obliczana jest na podstawie okresu. Okres jest różnicą czasu, w którym następuje przejście przez zero  $t_{n+2}$  i  $t_n$ , gdzie  $n$  oznacza numer przejścia przez zero. Można ją odczytać na podstawie połowy okresu, czyli tylko dwóch przejść, co znacząco zmniejsza błędy estymacji wartości częstotliwości, gdy zmienia się ona w czasie. Wtedy częstotliwość obliczana jest zgodnie ze wzorem (36).

$$f = \frac{1}{2 \cdot (t_{n+1} - t_n)} \text{ [Hz]} \quad (36)$$

gdzie:

$f$  - częstotliwość składowej tonalnej

$t_n$  - moment  $n$ -tego przejścia sygnału przez zero

$t_{n+1}$  - moment  $n+1$  przejścia sygnału przez zero



Amplituda będzie określana dwoma sposobami: bezpośrednio poprzez odczytanie maksymalnej wartości w przedziale pojedynczego okresu oraz pośrednio, poprzez wyznaczenie wartości skutecznej i na jej podstawie obliczeniu amplitudy.

Wyznaczenie przejść przez zero pomaga również określić fazę sygnału w konkretnych momentach łącznie z wartością fazy na początku analizowanego okna czasowego (ramki sygnału). W punktach przejścia przez zero faza wynosi 0 lub  $\pi$ . W dokładnym określeniu pomaga dalsze śledzenie zmian wartości próbek sygnału. Można to również zrealizować poprzez obserwację wartości skutecznej sygnału. Jeżeli jest dodatnia w zakresie od przejścia  $n$  do  $n+1$  należy założyć, że w przejściu przez zero  $n$  faza jest równa 0 dla sygnału sinusoidalnego. W celu wyznaczenia fazy początkowej w danej ramce sygnału należy znać wartość częstotliwości lub okresu. Wtedy fazą początkową można wyznaczyć zgodnie ze wzorem (37).

$$\varphi = 2\pi - \frac{t_i - t_0}{T} \cdot 2\pi = 2\pi - 2\pi \cdot (t_i - t_0) \cdot f \quad (37)$$

gdzie:

$\varphi$  – faza początkowa składowej tonalnej (na początku analizowanej ramki)

$t_i$  – moment pierwszego przejścia przez zero (oznaczonego na Rys. 84)

$t_0$  – moment początku ramki

$T$  – okres składowej tonalnej

$f$  – częstotliwość składowej tonalnej

Powyższy wzór ma zastosowanie, gdy faza sygnału w pierwszym przejściu przez zero wynosi 0 dla sygnału sinusoidalnego. W przypadku, gdy po pierwszym przejściu przez zero wartości próbek sygnału maleją, czyli faza wynosi  $\pi$ , wzór przyjmuje postać (38).

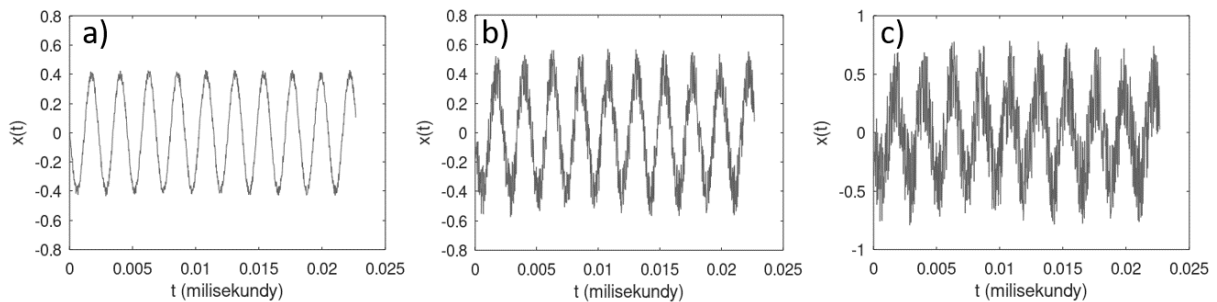
$$\varphi = \pi - \frac{t_i - t_0}{T} \cdot 2\pi = \pi - 2\pi \cdot (t_i - t_0) \cdot f \quad (38)$$

Można rozpoczynać syntezę również w miejscu wykrytego przejścia przez zero. W takiej sytuacji błąd może być nawet mniejszy, ponieważ nie jest on zależny od błędu estymacji wartości częstotliwości, jednakże nie zostanie wykonana wtedy żadna redukcja poziomu sygnału do momentu pierwszego przejścia przez zero.

Analiza przejść przez zero sygnału składającego się wyłącznie z pojedynczej składowej tonalnej nie odzwierciedla problemów jakie występują w sygnałach rzeczywistych. W dalszej części przedstawiono jak obecność szumu i innych składowych tonalnych może wpływać na zastosowanie tej metody.

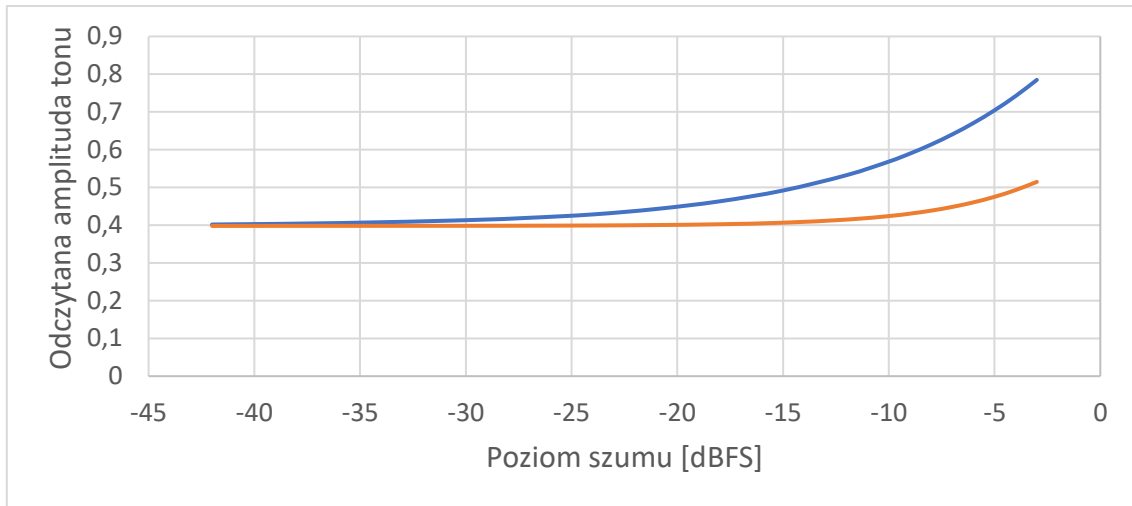
#### 5.4.1 Składowa tonalna w obecności szumu

Na Rys. 85 przedstawiono fragmenty trzech przebiegów czasowych sygnałów sinusoidalnych wraz z szumem. Sygnały różnią się jedynie poziomem szumu.



Rys. 85 Przebiegi czasowe tonu prostego z nałożonym szumem. Sygnał sinusoidalny o poziomie  $-3$  dBFS, szum o poziomie: a) 21 dBFS, b)  $-10$  dBFS, c)  $-3$  dBFS

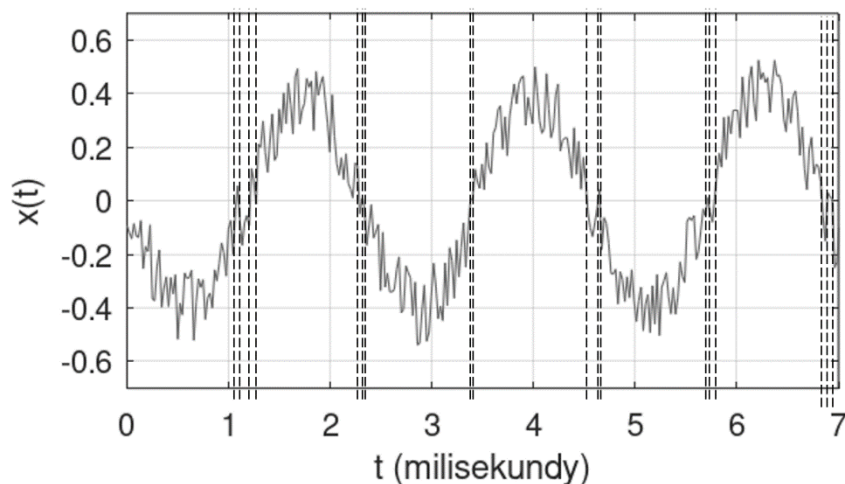
Zakłócenia w sygnale a) są na tyle niewielkie, że nie wpłyną negatywnie na estymację wartości częstotliwości i fazy początkowej, ponieważ sygnał jest zniekształcony głównie przy szczytach. Spowoduje to błędy estymacji wartości amplitudy. Zmiana wartości amplitudy występuje w każdym przypadku tonu prostego z nałożonym szumem. Na Rys. 86 przedstawiono jak poziom szumu wpływa na wartość odczytywanej amplitudy. Odczytywano ją na dwa sposoby: jako wartość maksymalną w danym okresie oraz na podstawie odczytu wartości skutecznej sygnału.



Rys. 86 Wpływ poziomu szumu obecnego w przebiegu sinusoidalnym na odczytaną wartość amplitudy, linia niebieska: amplituda odczytana jako wartość maksymalna, linia pomarańczowa: amplituda odczytana na podstawie wartości skutecznej

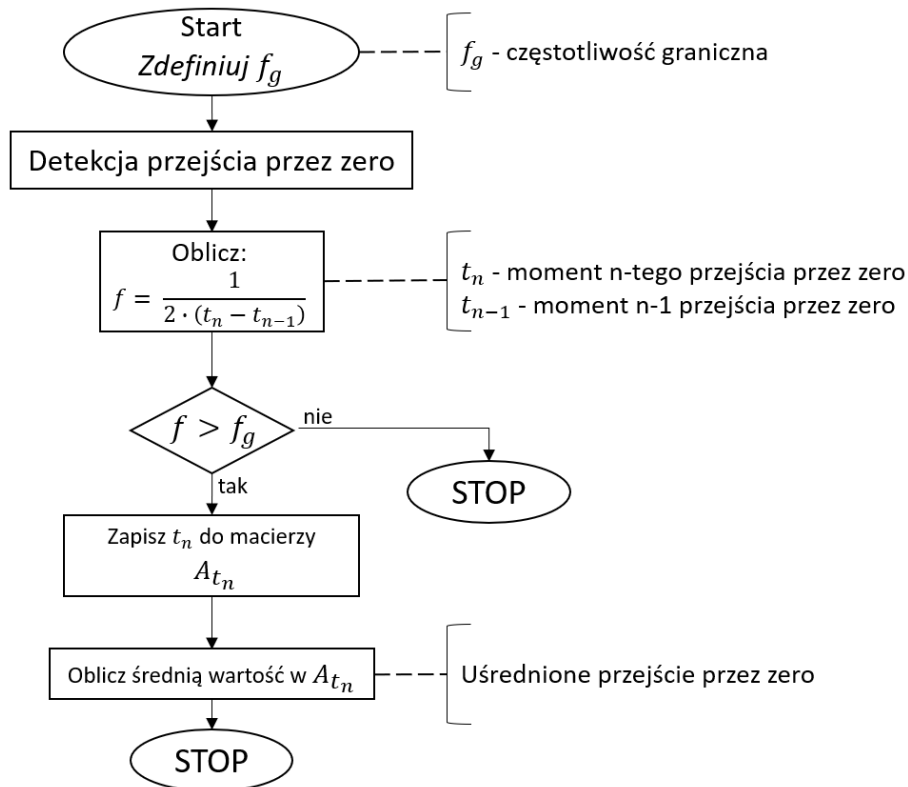
Amplituda tonu prostego wynosi w tym przykładzie 0,4. Wraz ze wzrostem poziomu szumu rośnie wartość amplitudy odczytywanej obiema metodami. Mniejsze błędy występują jednak, gdy amplituda jest określona na podstawie wartości skutecznej sygnału.

Sygnały b) i c) są na tyle zniekształcone, że występuje więcej przejść przez zero niż tylko te, które wynikają z przebiegu tonu prostego. W takiej sytuacji wyznaczanie częstotliwości w sposób podany wcześniej jest niewłaściwym podejściem. Na Rys. 87 pionowymi przerywanymi liniami przedstawiono miejsca przejść przez zero fragmentu sygnału tonu prostego wraz z szumem.



Rys. 87 fragmenty sygnału tonu prostego (-3dBFS) i szumu (-10 dBFS) z zaznaczonymi miejscami przejścia sygnału przez zero (pionowe, przerywane linie)

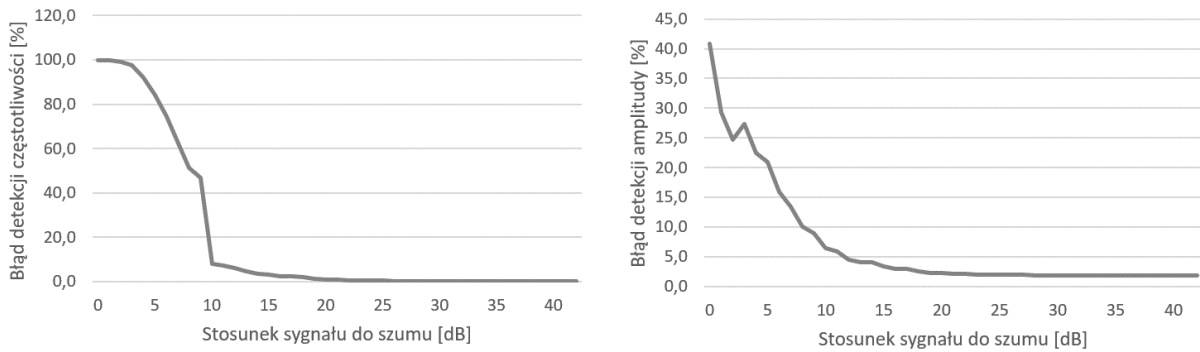
Gdyby zastosować metodę wyznaczania częstotliwości na podstawie różnicy czasu, w którym sygnał przechodzi przez zero można uzyskać wartości częstotliwości dużo wyższe niż wartość szukana, co jest spowodowane wielokrotnym przejściem przez zero w czasie znacznie krótszym niż wynika to z akceptowanej częstotliwości granicznej. Po uśrednieniu czasu takich przejść uzyskuje się właściwe miejsce przejścia przez zero. Schemat blokowy wyznaczenia przejścia przez zero z uśrednieniem przedstawiono na Rys. 88.



Rys. 88 Schemat blokowy algorytmu wyznaczenia przejścia przez zero sygnału z zastosowaniem uśredniania momentów przejść przez zero

#### 5.4.2 Błędy estymacji w obecności szumu

Mimo zastosowania przedstawionej metody estymacja wartości parametrów składowej tonalnej obarczona jest błędem. W celu określenia tych błędów wykonano obliczenia dla sygnału tonalnego o częstotliwości 440 Hz, amplitudzie 0,7 i fazie początkowej  $\pi/4$  z różnym poziomem zakłócającego szumu szerokopasmowego (szum biały). Ze względu na pseudolosowy charakter szumu proces estymacji przeprowadzono dla wielu okresów a następnie wyznaczono maksymalną wartość błędu. Można przyjąć, że są to najmniej korzystne przypadki. Wartości błędów estymacji wartości częstotliwości i amplitudy w funkcji stosunku sygnału do szumu przedstawiono na Rys. 89.

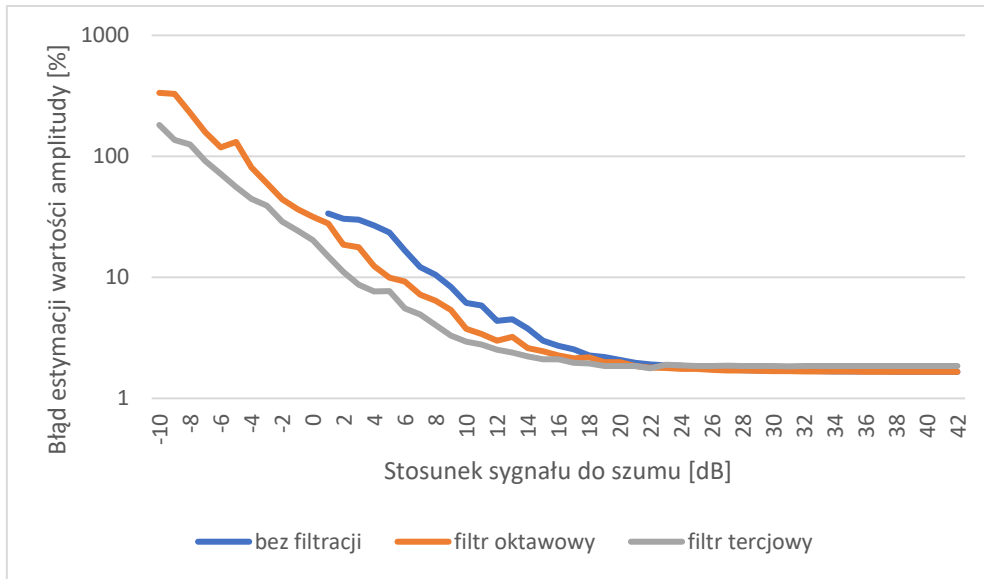


Rys. 89 Błąd względny estymacji wartości częstotliwości (z lewej) i amplitudy (z prawej) w funkcji stosunku sygnału do szumu

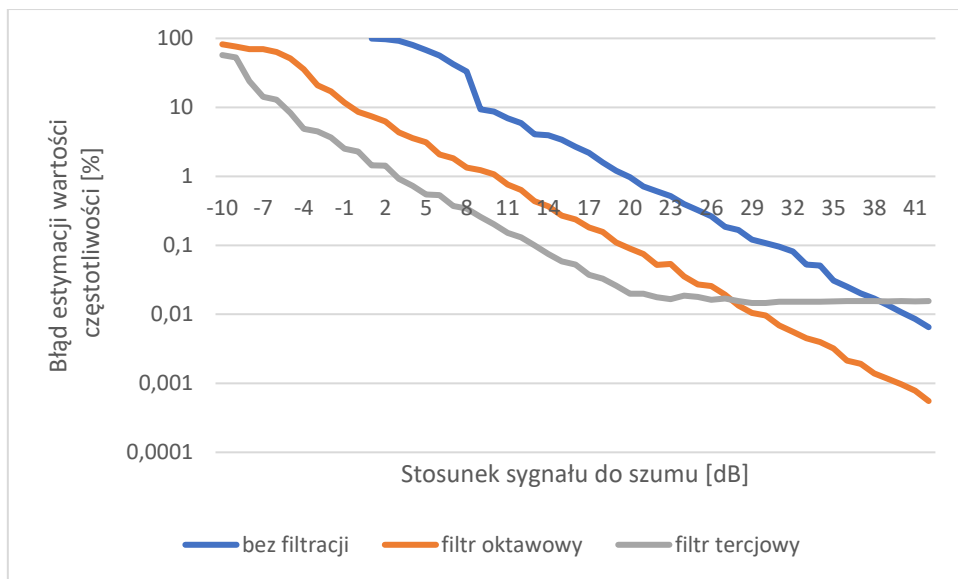
Można zauważyć, że dla wartości stosunku sygnału do szumu poniżej 10 dB błędy estymacji wartości amplitudy i częstotliwości gwałtownie rosną. Jest to skutkiem dużej liczby przejść przez zero, co powoduje trudności w ich poprawnym zgrupowaniu i rozróżnieniu. Nie przedstawiono błędów estymacji wartości fazy początkowej, ponieważ zależą one bezpośrednio od błędu estymacji wartości częstotliwości i wyznaczenia uśrednionych przejść przez zero.

#### 5.4.3 Filtracja sygnału z szumem

W kolejnym kroku sprawdzono jak filtracja częstotliwościowa wpływa na skuteczność estymacji wartości częstotliwości i amplitudy. W tym celu zastosowano filtr 1/3 oktawowy i filtr oktawowy o częstotliwości środkowej takiej jak częstotliwość składowej tonalnej. Symulacje wykonano dla różnych stosunków sygnału do szumu. Stosunek ten określono dla sygnału przed filtracją częstotliwościową. Wyniki przedstawiono na Rys. 90-Rys. 92. Dla sygnału niefiltrowanego niemożliwe było określenie parametrów tą metodą dla stosunków sygnału do szumu poniżej 0 dB.

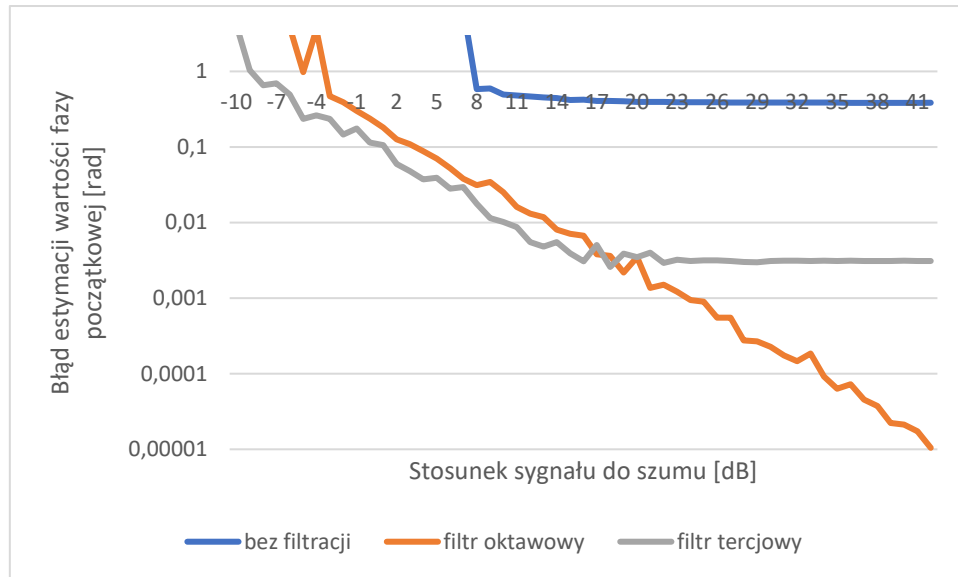


Rys. 90 Błąd względny estymacji wartości amplitudy w funkcji stosunku sygnału do szumu



Rys. 91 Błąd względny estymacji wartości częstotliwości w funkcji stosunku sygnału do szumu

Błąd estymacji wartości fazy początkowej obliczono na podstawie błędu wyznaczenia punktu przejścia przez zero oraz odniesiono się do wartości częstotliwości składowej tonalnej.



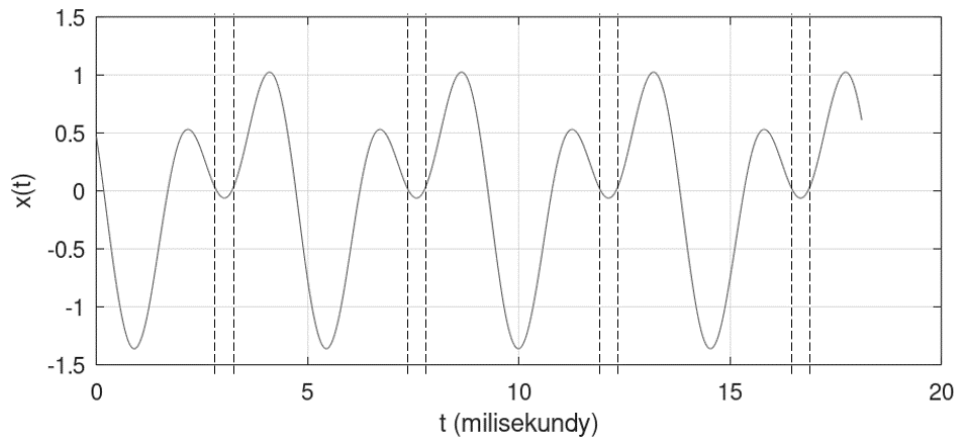
Rys. 92 Błąd bezwzględny estymacji wartości fazy w funkcji stosunku sygnału do szumu

Filtracja częstotliwościowa znacząco poprawia skuteczność estymacji. Błąd estymacji wartości częstotliwości poniżej 10% dla sygnału niefiltrowanego uzyskano dla stosunku sygnału do szumu powyżej 10 dB, dla filtru oktawaowego powyżej 1 dB a dla filtru 1/3 oktawaowego powyżej -5 dB. Błąd mniejszy niż 1% dla sygnału niefiltrowanego uzyskano dla SNR większego niż 20 dB, dla filtru oktawaowego 10 dB a dla filtru 1/3 oktawaowego dla SNR większego niż 3 dB. Błąd estymacji wartości amplitudy mniejszy niż 10% uzyskano dla sygnału niefiltrowanego dla stosunku sygnału do szumu większego niż 8 dB, dla filtru oktawaowego powyżej 6 dB a dla filtru 1/3 oktawaowego dla SNR większego niż 3 dB.

#### 5.4.4 Składowa tonalna w obecności drugiej składowej tonalnej

Trudniejszym problemem do analizy jest przypadek, gdy poza składową tonalną w sygnale znajdują się inne składowe tonalne. W wielu przypadkach innymi składowymi są częstotliwości harmoniczne. W dalszej części analizowano wpływ sąsiadujących składowych. Możliwość wyznaczenia parametrów na podstawie detekcji przejść przez zero w dużej mierze zależy od różnicy amplitud, jak również różnicy faz początkowych.

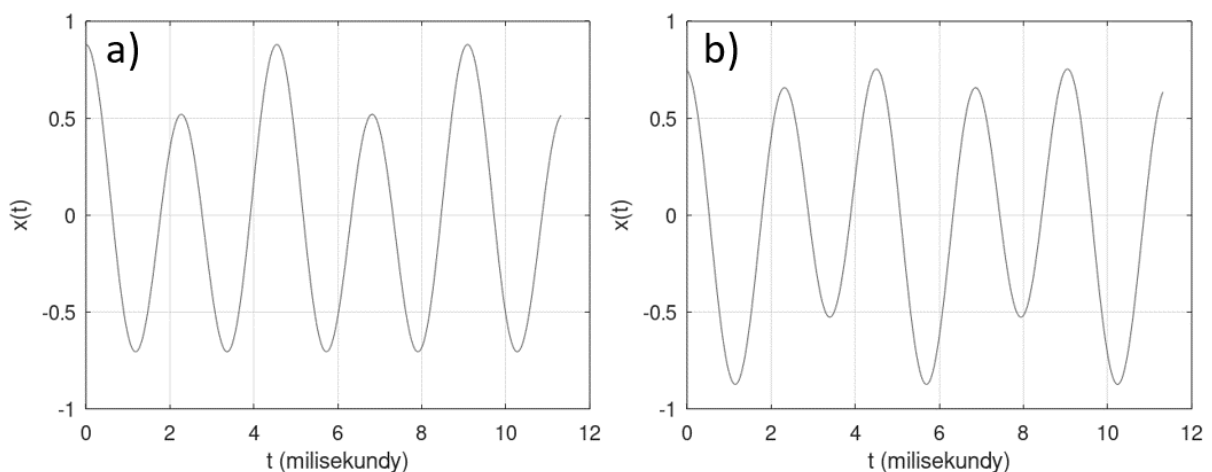
W pierwszej kolejności wykonano obliczenia dla sygnału składającego się z dwóch składowych tonalnych o częstotliwościach 440 Hz i 880 Hz. Algorytm estymacji wartości częstotliwości grupował przejścia przez zero, które występowały zbyt blisko siebie. Za akceptowalną częstotliwość graniczną uznano 500 Hz. Przykład takiego sygnału przedstawiono na Rys. 93.



Rys. 93 Przykład sygnału czasowego z zaznaczonymi przejściami przez zero w zbyt bliskiej odległości

Na Rys. 93 pionowymi, przerywanymi liniami zaznaczono przejścia przez zero, które przez algorytm zostały uznane za znajdujące się zbyt blisko siebie. W tej sytuacji moment przejścia przez zero jest uśredniony. Są to sytuacje, w których nie można skutecznie wyznaczyć częstotliwości poszukiwanej składowej tonalnej i uznaje się, że wpływ drugiej składowej jest zbyt duży.

W przypadku, gdy druga częstotliwość jest całkowitą wielokrotnością pierwszej częstotliwości przebieg czasowy jest mocno zależny od wartości faz początkowych. Oznacza to, że przy tym samym stosunku amplitud tych składowych można uzyskać różną skuteczność działania algorytmu. Dla przykładu na Rys. 94 przedstawiono fragmenty przebiegów czasowych, gdzie w obu przypadkach amplitudy były jednakowe (0,7 i 0,18) a faza początkowa pierwszej składowej wynosiła 0 radianów. W pierwszym przypadku faza początkowa drugiej składowej wynosiła 0 radianów a w drugim 1,3 radiana.



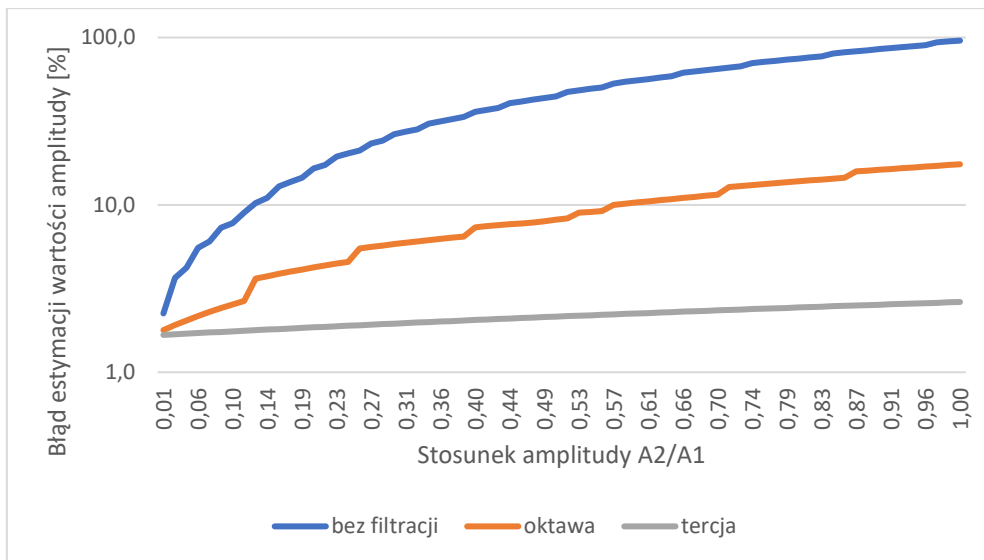
Rys. 94 Fragmenty przebiegu czasowego sygnału zawierającego dwie składowej tonalne: o częstotliwości 440 Hz, amplitudzie 0,7 i fazy początkowej 0 radianów oraz o częstotliwości 880 Hz, amplitudzie 0,18 i fazy początkowej a) 0 radianów, b) 1,3 radiana



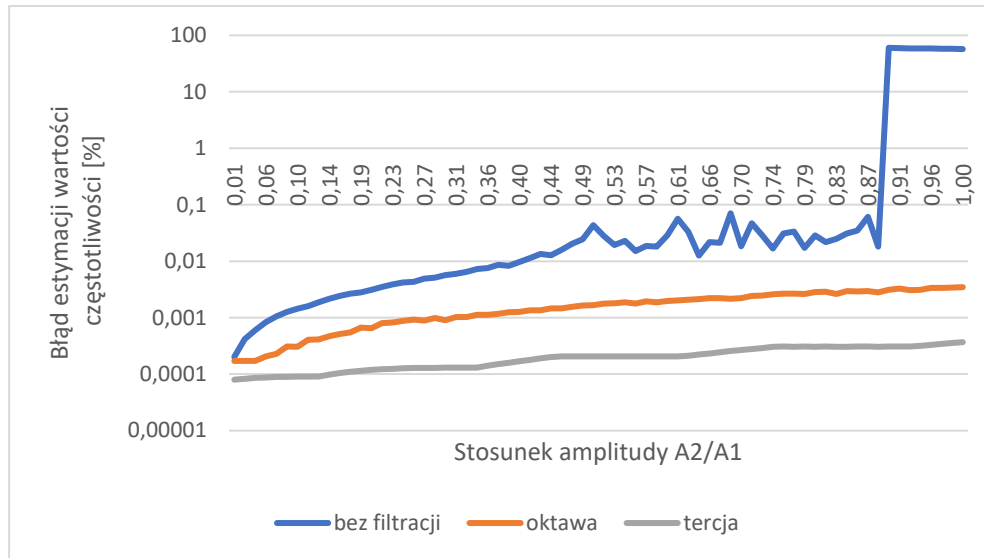
Mimo że oba przedstawione przebiegi czasowe wyglądają podobnie, to w przypadku a) odczytana częstotliwość wynosi 304,1 Hz a w przypadku b) 449,8 Hz, czyli błąd jest dużo mniejszy. Z tego powodu wykonano obliczenia jak błąd estymacji wartości częstotliwości zależy od stosunku obu amplitud dla różnych faz początkowych drugiej składowej tonalnej. Najmniej korzystne warunki uzyskano dla fazy początkowej równej 0 radianów. Oznacza to, że faza początkowa sygnałów znacząco wpływa na błędy estymacji, więc ich określenie należy sprawdzić dla różnych wartości faz początkowych

#### 5.4.4.1 Estymacja wartości parametrów składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej

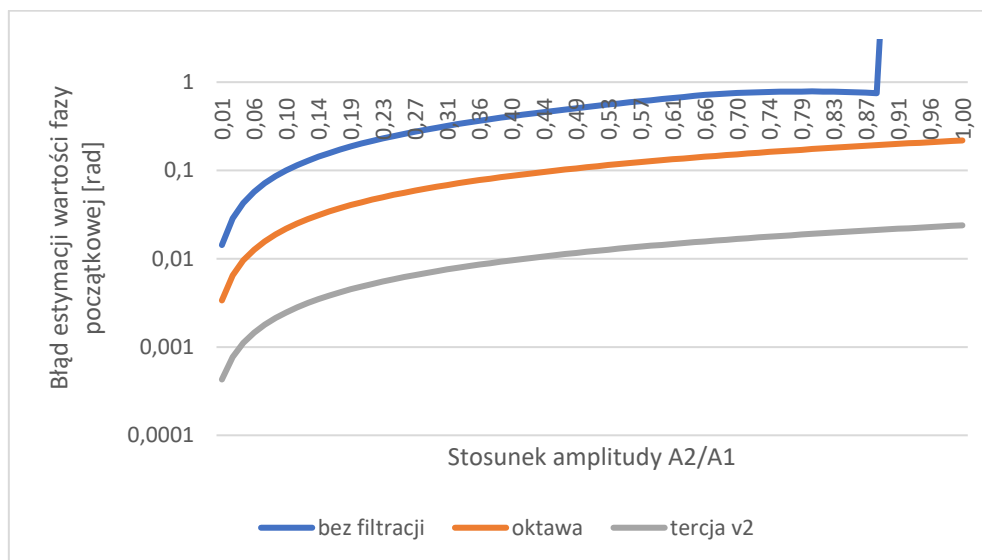
Na Rys. 95-Rys. 97 przedstawiono wartości błędów estymacji parametrów składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej w zależności od stosunku amplitud obu składowych. Wyniki przedstawiono dla sygnału filtrowanego filtrem 1/3 oktawowym, oktawowym oraz bez filtracji.



Rys. 95 Błąd względny estymacji wartości amplitudy składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)



Rys. 96 Błąd względny estymacji wartości częstotliwości składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)

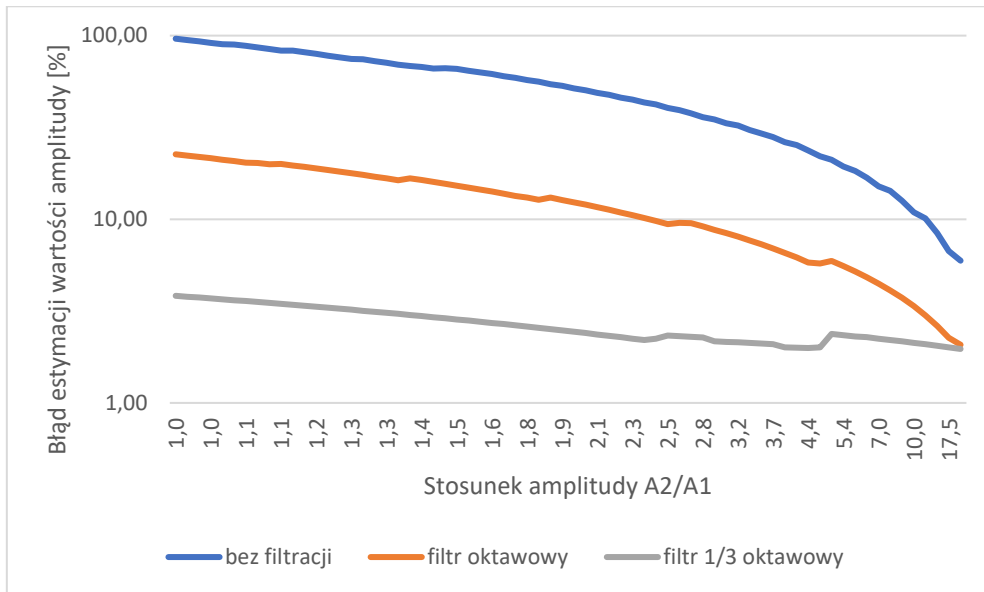


Rys. 97 Błąd bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej składowej podstawowej w obecności drugiej harmonicznej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)

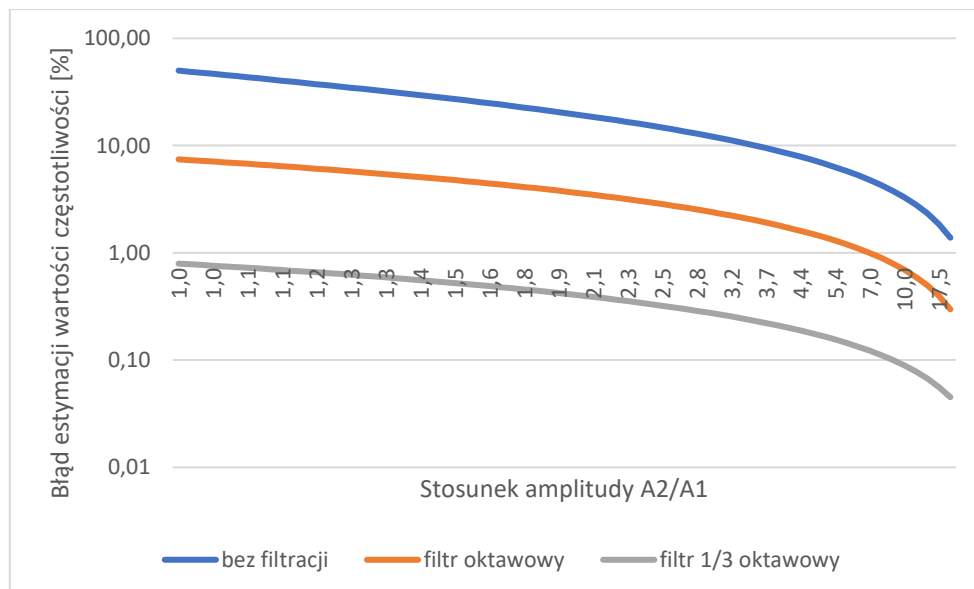
Im większy jest poziom drugiej harmonicznej tym większe są błędy estymacji wartości parametrów składowej podstawowej. Dla sygnałów o długości 2 okresy wartości błędów estymacji są dużo mniejsze niż dla sygnałów o długości 1 okresu.

5.4.4.2 Estymacja wartości parametrów drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej

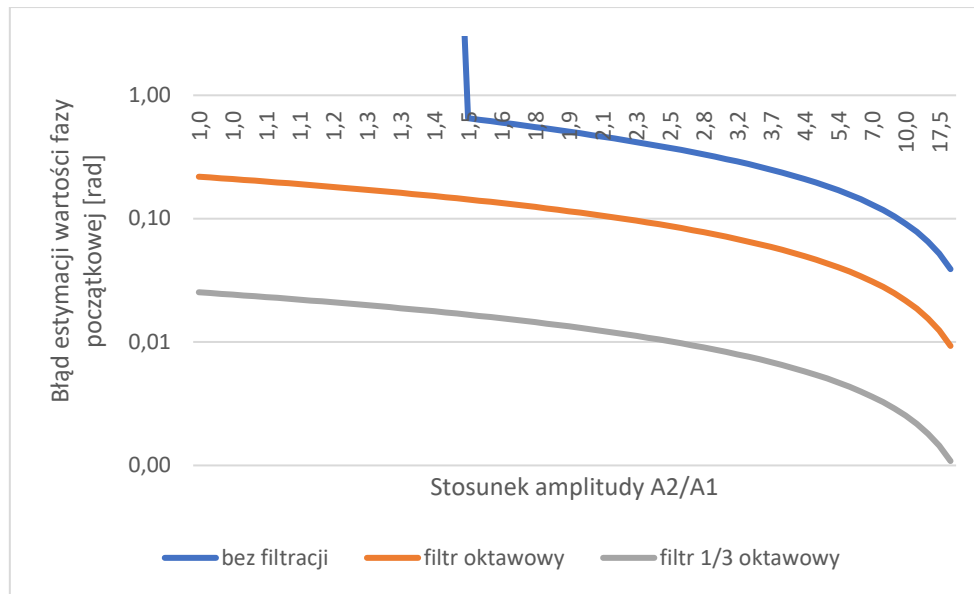
Na Rys. 98-Rys. 100 przedstawiono błędy estymacji wartości parametrów składowej harmonicznej w obecności składowej podstawowej w zależności od stosunku amplitud obu składowych. Wyniki przedstawiono dla sygnału filtrowanego filtrem 1/3 oktawowym, oktawowym oraz bez filtracji.



Rys. 98 Błąd względny estymacji wartości amplitudy drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)



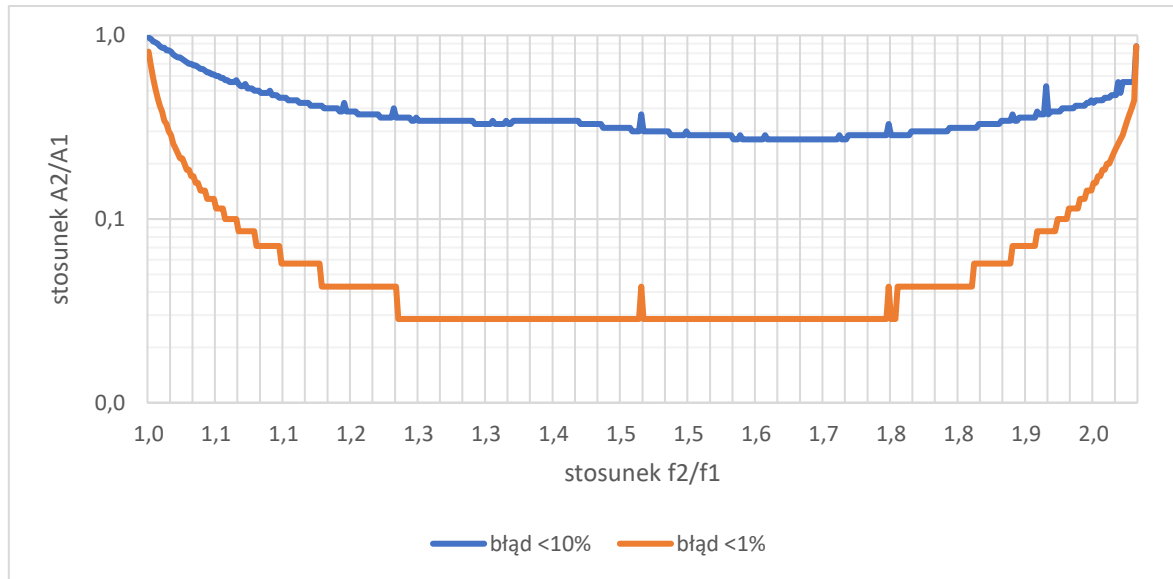
Rys. 99 Błąd względny estymacji wartości częstotliwości drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)



Rys. 100 Błąd bezwzględny estymacji wartości fazy początkowej drugiej harmonicznej w obecności składowej podstawowej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej (A2) do amplitudy składowej podstawowej (A1)

Im większy jest poziom składowej podstawowej tym większe są błędy estymacji wartości parametrów drugiej harmonicznej. Dla sygnałów o długości 2 okresy wartości błędów estymacji w wielu przypadkach są mniejsze niż dla sygnałów o długości 1 okresu.

Następnie sprawdzono jakie błędy estymacji uzyskuje się, gdy druga częstotliwość nie jest częstotliwością harmoniczną oraz jaka jest graniczna wartość amplitudy drugiej składowej, aby można było uzyskać skuteczną estymację wartości częstotliwości. W tym celu wykonano obliczenia w ramach, których na podstawie detekcji przejść przez zero odczytywano częstotliwość dla różnych częstotliwości i amplitud drugiej składowej tonalnej. Częstotliwość odczytywano na podstawie przejść przez zero odpowiadającym jednemu pełnemu okresowi sygnału. Na Rys. 101 przedstawiono zależność stosunku amplitud obu składowych w funkcji stosunku ich częstotliwości dla błędu estymacji wartości częstotliwości nie większego niż 10% i 1%.



Rys. 101 Stosunek amplitud obu składowych w funkcji stosunku ich częstotliwości dla błędów estymacji wartości częstotliwości poniżej 10% i 1%.

W przypadku obecności drugiej składowej tonalnej w sygnale odczytanie częstotliwości pierwszej składowej tonalnej z błędem nie większym niż 10% wymaga zmniejszenia poziomu drugiej składowej do wartości amplitudy takiej, aby uzyskać stosunek 1:0,27. Zmniejszenie poziomu drugiej składowej 0,03 amplitudy pierwszej składowej gwarantuje uzyskanie błędu estymacji wartości częstotliwości mniejszego niż 1%. Wymaga to jednak wcześniejszego wstępnego określenia szukanej częstotliwości, aby wykluczyć lub uśrednić przejścia przez zero, na podstawie których uzyska się znacząco za małą lub za dużą wartość częstotliwości.

## 5.5 Podsumowanie

W poniższych tabelach przedstawiono podsumowanie skuteczności działania algorytmów i zestawienie wartości błędów estymacji wartości parametrów tonu prostego opisanych. Przedstawione wyniki dotyczą samego tonu jak i w obecności szumu i innych składowych tonalnych.

W Tab. 9 przedstawiono wyniki błędów estymacji wartości parametrów składowej tonalnej uzyskane dla najlepszej konfiguracji algorytmów. Algorytm DFT pracował z oknem Bartletta, algorytm FFT z oknem Bartletta, z 4-krotnym wypełnieniem zerami i interpolacją parametrów. Danych nie przedstawiono dla algorytmu z detekcją przejść przez zero, ponieważ dla tonu prostego w przypadku braku zakłóceń błędy estymacji wynikają jedynie z rozdzielczości obliczeniowej.

Tab. 9 Wyniki estymacji wartości parametrów tonu prostego uzyskane dla najlepszej konfiguracji algorytmów

algorytm estymacji	DFT o zmiennej długości			FFT		
	1 okres	2 okresy	3 okresy	1 okres	2 okresy	3 okresy
błąd detekcji fazy [rad]	0,02	0,01	0,01	0,16	0,05	0,03
błąd detekcji amplitudy [%]	0,20%	<0,1%	<0,1%	4,8%	1,7%	0,9%
błąd detekcji częstotliwości [%]	0,62%	0,12%	0,06%	4,3%	0,8%	0,3%

W Tab. 10 przedstawiono wartość stosunku sygnału do szumu wyrażoną w decybelach, dla której uzyskano wskazane progi wartości błędów. Tymi progami jest błąd mniejszy niż 1 radian i 0,1 radiana dla błędu bezwzględnego estymacji wartości fazy, błąd mniejszy niż 10 % i 1 % dla błędu względnego estymacji wartości amplitudy i częstotliwości. Znak „-” oznacza, że dla żadnej z testowanych wartości nie uzyskano błędu poniżej zdefiniowanego progu. Niższa wartość oznacza lepsze działanie algorytmu w przypadku estymacji wartości parametrów składowej tonalnej w obecności szumu.

Tab. 10 Wartość stosunku sygnału do szumu wyrażoną w decybelach, dla której uzyskano wskazane progi wartości błędów estymacji wartości parametrów składowej tonalnej w obecności szumu

algorytm estymacji	DFT o zmiennej długości		FFT			Przejścia przez zero		
	1 okres	2 okresy	1 okres	2 okresy	3 okresy	bez filtracji	oktawowy	1/3 oktawowy
błąd fazy < 1 rad	-1	-2	-2	-3	-3	8	-3	-8
błąd fazy < 0,1 rad	12	7	-	10	8	-	4	2
błąd amplitudy <10%	4	2	5	4	4	9	5	3
błąd amplitudy <1%	14	11	-	-	20	-	-	-
błąd częst. <10%	7	0	2	-2	-4	9	0	-5
błąd częst. <1%	19	8	-	12	6	20	11	3

W Tab. 11 przedstawiono wartości błędu estymacji wartości parametrów składowej podstawowej w funkcji stosunku amplitudy składowej harmonicznej do amplitudy składowej podstawowej, dla których uzyskano błędy estymacji mniejsze niż wskazane progi wartości błędów. Znak „-” oznacza, że dla żadnej z testowanych wartości nie uzyskano błędu poniżej zdefiniowanego progu. Znak „+” oznacza, że taką wartość błędu uzyskano w każdym analizowanym przypadku. Wyższa wartość stosunku amplitud oznacza, że estymacja z założonym błędem jest możliwa do przeprowadzenia, gdy amplituda tonu zakłócającego jest większa.

Tab. 11 Wartości błędu estymacji wartości parametrów składowej podstawowej w funkcji stosunku amplitudy drugiej harmonicznej do amplitudy składowej podstawowej, dla których uzyskano błędy estymacji mniejsze niż wskazane progi wartości błędów

algorytm estymacji	DFT o zmiennej długości		FFT			Przejścia przez zero		
	1 okres	2 okresy	1 okres	2 okresy	3 okresy	bez filtracji	oktawowy	1/3 oktawowy
błąd fazy < 1 rad	1,0	+	0,35	0,95	0,95	0,97	+	+
błąd fazy < 0,1 rad	-	0,75	-	0,35	0,60	0,10	0,46	+
błąd amplitudy <10%	0,15	+	0,20	+	+	0,13	0,56	+
błąd amplitudy <1%	-	+	-	-	0,05	-	-	-
błąd częst. <10%	0,05	0,95	0,10	0,95	0,95	0,80	+	+
błąd częst. <1%	-	0,65	-	0,15	0,60	0,71	+	+

W Tab. 12 przedstawiono wartości błędu estymacji wartości parametrów drugiej harmonicznej w funkcji stosunku amplitudy składowej harmonicznej do amplitudy składowej podstawowej, dla których uzyskano błędy estymacji mniejsze niż wskazane progi wartości błędów. Znak „-” oznacza, że dla żadnej z testowanych wartości nie uzyskano błędu poniżej zdefiniowanego progu. Znak „+” oznacza, że taką wartość błędu uzyskano w każdym analizowanym przypadku. Mniejsza wartość oznacza, że wystarczy mniejsza amplituda składowej harmonicznej, żeby można było przeprowadzić estymację uzyskując założone wartości progowe błędów.

Tab. 12 Wartości błędu estymacji wartości parametrów drugiej harmonicznej w funkcji stosunku amplitudy składowej harmonicznej do amplitudy składowej podstawowej, dla których uzyskano błędy estymacji mniejsze niż wskazane progi wartości błędów

algorytm estymacji	DFT o zmiennej długości		FFT			Przejścia przez zero		
	1 okres	2 okresy	1 okres	2 okresy	3 okresy	bez filtracji	oktawowy	1/3 oktawowy
błąd fazy < 1 rad	3,9	3,5	2,0	1,9	1,4	1,5	+	+
błąd fazy < 0,1 rad	-	-	-	-	9,9	10	2,3	+
błąd amplitudy <10%	7,5	4,7	11,7	5,0	1,4	14	2,4	+
błąd amplitudy <1%	-	-	-	-	18,3	-	-	-
błąd częst. <10%	8,5	3,9	4,4	2,9	1,5	3,7	+	+
błąd częst. <1%	-	-	-	-	9,9	-	7	+

## 6 Synteza sygnału kompensującego i eliminacja składowych tonalnych

Eliminacja składowych tonalnych opisywana w tej pracy wykorzystuje algorytmy aktywnej redukcji hałasu wąskopasmowego z wykorzystaniem synteżowanego sygnału kompensującego. Aktywna eliminacja pojedynczej składowej tonalnej polega na dodaniu do niej synteżowanej składowej o przeciwnej fazie. Aby dokonać tego efektywnie wymagane jest spełnienie kryteriów dotyczących dopasowania wartości parametrów obu składowych. Na skuteczność redukcji poziomu danej składowej wpływa nie tylko dokładność estymacji wartości parametrów składowej tonalnej sygnału oryginalnego, ale również sposób w jaki synteżowany sygnał kompensujący zostanie dodany do sygnału oryginalnego. Synteżowanym sygnałem kompensującym jest ton prosty o parametrach uzyskanych na etapie procesu estymacji (opisany w poprzednim rozdziale). Proces eliminacji każdej ze składowych tonalnych odbywa się niezależnie. Jak wspomniano w rozdziale 2 (Teza i cel pracy) o eliminacji składowej można mówić, gdy w widmie sygnału wyjściowego nie są identyfikowalne składowe tonalne, które są identyfikowane w widmie sygnału wejściowego. Oznacza to, że wymagana redukcja poziomu tych składowych zależy zarówno od ich poziomu w sygnale oryginalnym jak i poziomu widma w ich otoczeniu.

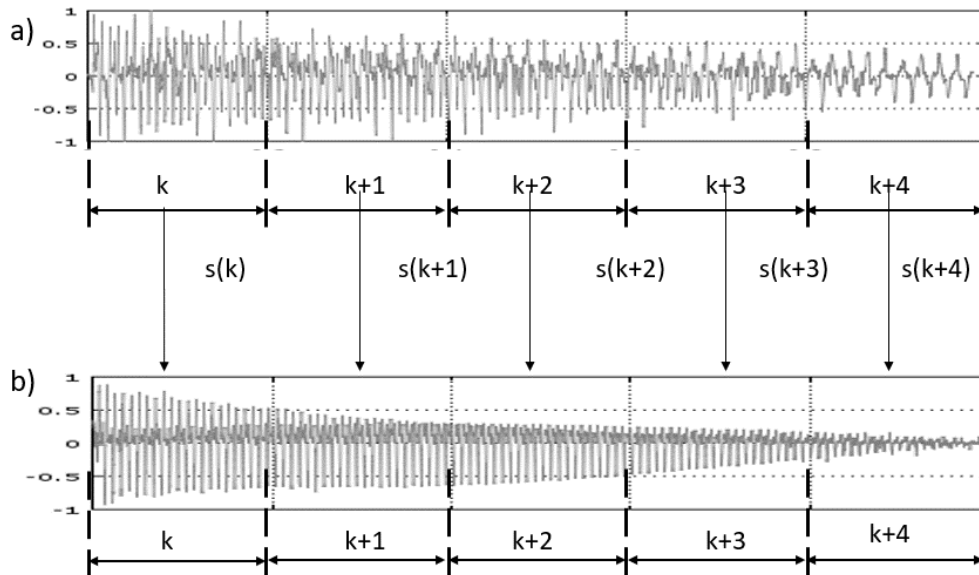
W ramach tego rozdziału zostaną omówione dwie metody syntezy sygnału kompensującego i dodania go do sygnału oryginalnego. Pierwsza z nich polega na dodaniu tego sygnału do tej samej ramki na podstawie której została wykonana estymacja wartości parametrów. Metoda ta może być używana dla cyfrowych sygnałów fonicznych w przypadku, gdy akceptowalne jest opóźnienie wynikające z czasu przetwarzania. Przykładem tego może być przetwarzanie nagrań fonicznych lub ocena dokładności estymacji wartości parametrów składowych w systemach pomiarowych. Można ją również zastosować w systemach przetwarzania sygnału fonicznego, w których uwzględniany jest określony bufor, np. cyfrowe odbiorniki radiowe. Druga metoda pozwala na kompensowanie czasu wynikającego z akwizycji poprzez dodawanie synteżowanego sygnału kompensującego do ramki  $k+1$  na podstawie parametrów uzyskanych z sygnału z ramki  $k$ . Ta metoda może być rozszerzona o kompensację czasu przetwarzania. Metoda może być wykorzystywana do redukcji poziomu hałasu wąskopasmowego lub w urządzeniach elektroakustycznych, takie jak procesory sygnałowe lub wzmacniacze. Obie metody syntezy i eliminacji składowych tonalnych mogą być rozszerzone o filtrację adaptacyjną, która dodatkowo dostraja parametry synteżowanej składowej tonalnej w celu uzyskania lepszego dopasowania oraz większej skuteczności redukcji jej poziomu.

W tym rozdziale zostaną opisane wymienione powyżej metody syntezy i eliminacji oraz podane skuteczności redukcji poziomu tonu prostego dla różnych algorytmów estymacji.



## 6.1 Eliminacja w bieżącej ramce

Ta metoda polega na dodaniu syntezywanego sygnału kompensującego w postaci tonu prostego do tej samej ramki sygnału oryginalnego na podstawie której uzyskano parametry składowej tonalnej przeznaczone do syntezy. Ten proces schematycznie przedstawiono na Rys. 102.



Rys. 102 Dodawanie syntezywanego sygnału kompensującego do bieżącej ramki sygnału ( $k+i$  – kolejne ramki sygnału,  $s$  – sygnał kompensujący). a) sygnał oryginalny, b) sygnał skompensowany z usuniętą wybraną składową tonalną.

Sygnał jest przetwarzany w ramkach o numerach  $k, k+1, k+2, \dots$ . W każdej ramce przeprowadzany jest proces estymacji wartości parametrów wybranej składowej tonalnej sygnału oryginalnego. Następnie na podstawie uzyskanych wartości parametrów syntezywany jest sygnał kompensujący o parametrach zgodnie ze wzorami (39a), (39b), (39c).

$$A_s = A_d \quad (39a)$$

$$f_s = f_d \quad (39b)$$

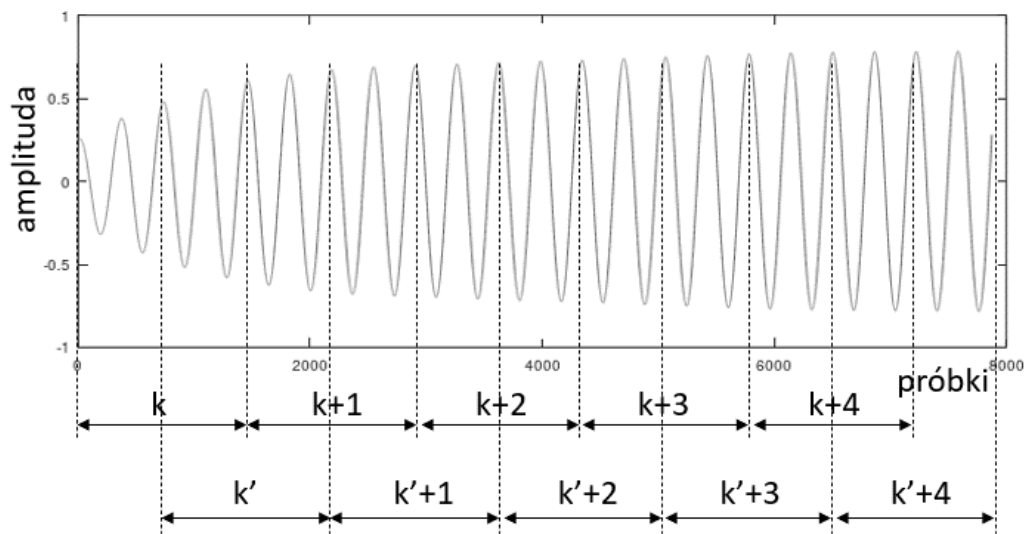
$$\varphi_s = \varphi_d + \pi \quad (39c)$$

gdzie:

$A_s, f_s, \varphi_s$  – amplituda, częstotliwość i faza początkowa syntezywanego sygnału kompensującego

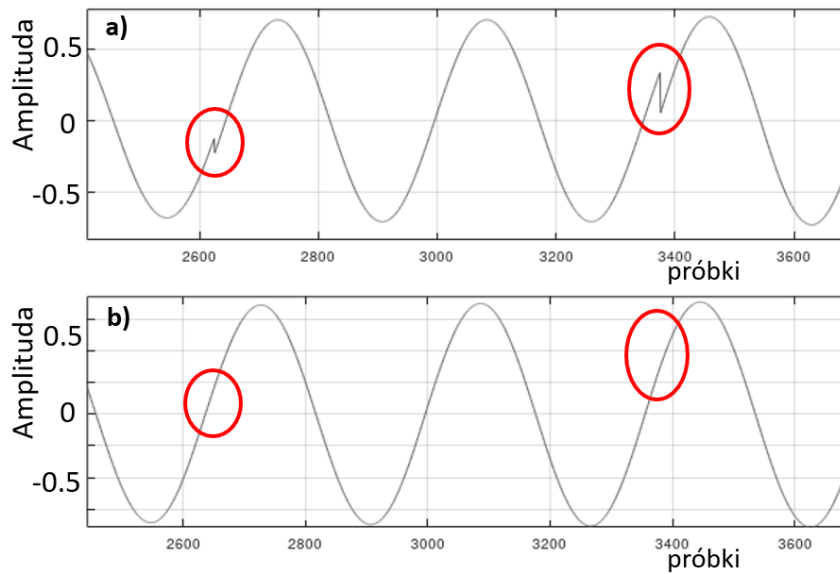
$A_d, f_d, \varphi_d$  – amplituda, częstotliwość i faza początkowa składowej tonalnej sygnału oryginalnego uzyskane w wyniku procesu estymacji

W każdym przypadku estymacja wartości parametrów parametrów jest obarczona pewnym błędem. Błędy estymacji z wykorzystaniem omawianych algorytmów zostały opisane w poprzednim rozdziale. W takiej sytuacji nawet w przypadku, gdy sygnał oryginalny jest tonem prostym to w każdej kolejnej ramce sygnał kompensujący może być syntezyzowany na podstawie parametrów o innych wartościach. Skutkiem tego będą obserwowane nieciągłości sygnału. Te nieciągłości sygnału przeważnie są wyraźnie słyszalne jako trzaski. Sposobem na uniknięcie tego typu zjawisk jest zastosowanie nakładania się okien o odpowiednim kształcie. Ideę takiego nakładania się okien przedstawiono na Rys. 103. Zastosowanie nakładania okien dodatkowo skutkuje zwiększeniem skuteczności redukcji poziomu składowej tonalnej.



Rys. 103 Schematyczne przedstawienie pobierania ramek sygnału z zastosowaniem nakładania okien ( $k+i$  – kolejne ramki sygnału,  $k'+i$  – kolejne przesunięcie ramki sygnału).

Sygnał kompensujący uzyskany dla okien nieprzesuniętych i przesuniętych są mnożone przez funkcję okna o odpowiednim kształcie, a następnie te sygnały są sumowane. Na Rys. 104 przedstawiono fragment sygnału kompensującego bez zastosowania nakładania się okien i z zastosowaniem. W prezentowanym przykładzie zastosowano okno Hanna i nakładanie (overlapping) 50%. Te parametry nakładania okien będą stosowane w późniejszych analizach.



Rys. 104 a) sygnał kompensujący bez nakładkowania b) sygnał kompensujący z nakładkowaniem

Można zaobserwować, że w sygnale z nakładkowaniem nieciągłości sygnału zostały wyeliminowane (miejsca zaznaczone na czerwono).

### 6.1.1 Wpływ fazy początkowej

W określeniu jak skuteczne są opracowane metody do estymacji wartości parametrów składowych tonalnych i ich eliminacji niezbędne jest określenie najmniej sprzyjających warunków, czyli takich dla których estymacja wartości parametrów składowej tonalnej będzie obarczona największym błędem. Warunki najmniej sprzyjające zależą głównie od wartości fazy początkowej w ramce sygnału. Należy założyć, że faza początkowa sygnału w ramce może przyjąć dowolną wartość w zakresie od 0 do  $2\pi$ . W celu znalezienia najmniej sprzyjających warunków sprawdzono, jak skuteczność redukcji dla tonu prostego zależy od fazy początkowej. Redukcję składowej tonalnej zrealizowano za pomocą dodania do sygnału syntezowanej składowej tonalnej o parametrach zgodnych z tymi, które uzyskano z wykorzystaniem analizowanego algorytmu. Analizę wykonano dla algorytmu DFT o zmiennej długości.

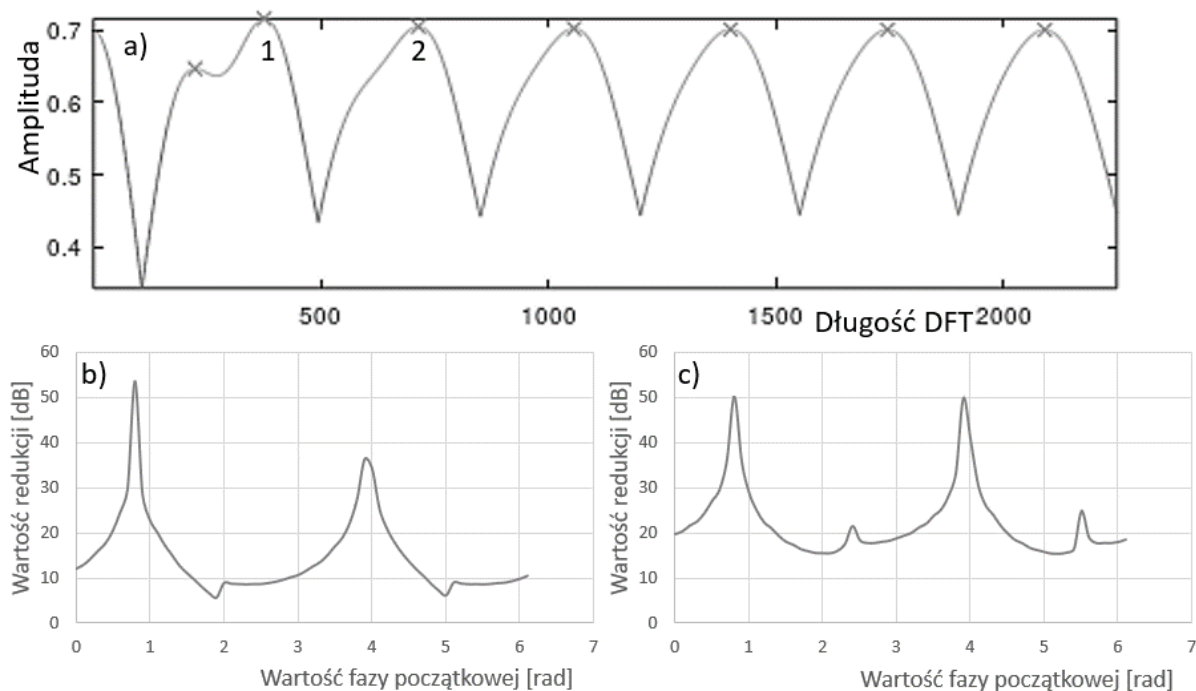
W tym celu zrealizowano następujące obliczenia:

- Dla poszczególnych wartości fazy początkowej w zakresie od 0 do  $2\pi$  radiana z krokiem co 0,1 radiana sprawdzono działanie algorytmu
- Efektem pracy algorytmu uzyskano kolejne długości DFT dla których była określana maksymalna amplituda
- Zgodnie z założeniem pracy algorytmu te długości DFT są interpretowane jako optymalne długości DFT dla których zostanie odczytana amplituda, częstotliwość i faza składowej tonalnej (dopasowanie rozdzielczości DFT do częstotliwości składowej tonalnej)

- Na podstawie odczytanych parametrów wykonano syntezę sygnału kompensującego o takiej długości jak wskazana optymalna długość DFT
- Przeprowadzono eliminację składowej tonalnej w bieżącej ramce i obliczono skuteczność redukcji

Obliczenia wykonano dla sygnału o częstotliwości 127 Hz i amplitudzie 0,7.

Dla pierwszych sześciu maksimum wykresu zależności odczytywanej amplitudy od długości DFT odpowiadających pełnym okresom sygnału określono zależność skuteczność redukcji składowej tonalnej od fazy początkowej sygnału. Zależność skuteczności redukcji od fazy początkowej dla pierwszego i drugiego maksimum (wskazanych na Rys. 105 numerami odpowiednio 1 i 2) pokazano na rysunkach.



Rys. 105 a) zależność odczytanej amplitudy z widma w funkcji długości DFT wraz z zaznaczonymi maksimumami funkcji, b) wpływ fazy początkowej sygnału na wartość redukcji poziomu składowej tonalnej dla długości DFT odpowiadającej jednemu okresowi (maksimum oznaczone numerem 1), c) wpływ fazy na wartość redukcji dla długości odpowiadającej dwóm okresom sygnału (maksimum oznaczone numerem 2)

Dane dotyczące analizy działania algorytmu dla długości DFT odpowiadającym pierwszym sześciu okresom przedstawiono w Tab. 13.

Warunki, gdy redukcja była **najmniejsza** wskazano jako najmniej korzystne i dla nich jest określona skuteczność metody.

Tab. 13 Wyniki pracy algorytmu dla sygnałów o różnej fazie początkowej. Kształt okna czasowego: prostokątne

	Liczba okresów sygnału					
	1 okres	2 okresy	3 okresy	4 okresy	5 okresów	6 okresów
najmniejsza długość DFT	301	664	1023	1375	1725	2075
największa długość DFT	416	722	1060	1402	1747	2092
różnica	115	58	37	27	22	17
największa redukcja [dB]	58,2	52,0	57,1	78,2	58,8	52,3
faza początkowa przy największej redukcji	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8
najmniejsza redukcja [dB]	10,3	16,3	20,3	22,8	24,7	27,1
faza początkowa przy najmniejszej redukcji	2	2,1	2	1,8	1,8	1,8
średni poziom redukcji*	19,7	23,1	26,5	29,9	31,3	32,7

\*dla fazy początkowej w zakresie od 0 do  $2\pi$

We wszystkich analizowanych przypadkach największa redukcja wystąpiła dla fazy początkowej równej 0,8 radiana, a najmniejsza dla fazy początkowej od 1,8 do 2,1 (w zależności od liczby okresów sygnału). Wartość fazy początkowej, dla której następuje najmniejsza redukcja uznaje się za warunki najmniej korzystne. Dla każdej funkcji okna czasowego wartość fazy początkowej, dla której uzyskuje się najmniej korzystne warunki może się różnić. Z tego powodu określając skuteczność metody oraz błędy estymacji wartości parametrów każdorazowo wykonane będą obliczenia dla różnych faz początkowych.

Dodatkowo na podstawie Tab. 13 można wyciągnąć następujące wnioski:

> Żeby mieć pewność, że uchwyci się maksimum odpowiadające jednemu okresowi analizowanego sygnału niezależnie od wartości fazy początkowej trzeba pobrać przynajmniej 416 próbek co jest wartością o około 20% większą niż wartość teoretyczna dla której powinno nastąpić dopasowanie częstotliwości do rozdzielczości DFT.

> Wraz ze wzrostem długości sygnału i wraz z kolejnymi okresami różnica między największą i najmniejszą długością DFT, którą algorytm wybrał jaką optymalną zmniejsza się. To potwierdza, że im dłuższy sygnał tym trudniej pojedynczymi próbkami (nawet o dużej wartości) zmienić wartość skuteczną sygnału.

> Im dłuższy sygnał i więcej okresów sygnału tym większa jest wartość minimalnej i średnia wartość redukcji poziomu składowej tonalnej. Nie odnotowano wyraźnej tendencji zmiany największej wartości redukcji.

> Im dłuższy sygnał i więcej okresów sygnału tym jest mniejszy wpływ fazy początkowej sygnału.

Obliczenia powtórzone dla różnych częstotliwości, a obserwacje były analogiczne. W związku z tym wskazane w obliczeniach wartości fazy początkowej uznaje się za te wartości, dla których można określić skuteczność metody dla okna prostokątnego w najmniej korzystnych warunkach redukcji sygnału tonalnego stacjonarnego.

Ponadto podawane będą wyniki dla sygnałów o takich długościach, które zostały wskazane przez algorytm jako optymalne. Są to długości sygnałów odpowiadające w przybliżeniu pełnych okresom składowej tonalnej. W dalszej części te warianty będą nazywane odpowiednio 1 okres, 2 okresy itd.

### 6.1.2 Skuteczność redukcji poziomu tonu prostego

W Tab. 14 przedstawiono skuteczność redukcji poziomu dla tonu prostego (wyrażoną w decybelach) dla różnych parametrów pracy algorytmu wykorzystującego DFT o zmiennej długości. Wyniki przedstawiono dla różnej długości sygnałów wyrażone jako liczba okresów sygnału oryginalnego, ponieważ algorytm w ramach swojej pracy wskazuje taką długość DFT, dla której następuje dopasowanie rozdzielczości do częstotliwości sygnału.

Tab. 14 Skuteczność redukcji poziomu tonu prostego wyrażona w decybelach dla algorytmu DFT o zmiennej długości

Kształt okna	Liczba okresów sygnału					
	1 okres	2 okresy	3 okresy	4 okresy	5 okresów	6 okresów
Hann	6,6	31,3	40,0	44,9	47,4	48,3
Hamming	17,4	30,9	31,7	33,2	34,6	35,9
Blackman	2,0	39,3	44,7	47,5	48,2	50,4
Bartlett	39,1	47,0	50,1	50,4	50,4	50,6
Gauss	1,2	28,8	32,5	35,1	36,9	38,7
Blackman-Harris	-1,0	46,0	50,1	49,8	50,4	50,6
Czebyszew	-0,2	38,0	42,5	45,4	47,3	49,1
Prostokątne	10,2	16,1	20,1	22,8	24,6	26,2

Najlepsze wyniki uzyskano dla okna Bartletta a najgorsze dla okna prostokątnego. Im dłuższy sygnał tym skuteczność redukcji jest większa. W niektórych przypadkach skuteczność redukcji jest wartością ujemną co oznacza, że poziom sygnału zwiększył się.

W Tab. 15 i Tab. 16 przedstawiono wyniki redukcji poziomu tonu prostego dla algorytmu FFT o długości równej potęgze liczby 2. Wyniki przedstawiono odpowiednio bez zastosowania interpolacji parametrów i z zastosowaniem interpolacji. Wyniki przedstawiono dla różnych krotności wypełnienia zerami (opisane jako zp, np. zp2 oznacza dwukrotne wydłużenie sygnału za pomocą dopisania zer) dla takiej długości FFT, w ramach której mieści się nie więcej niż jeden pełny okres sygnału. Wnioski z wydłużania sygnału są analogiczne do tych przedstawionych dla algorytmu z DFT o zmiennej długości, dlatego nie zostały przedstawione w zestawieniu. Wraz ze wzrostem długości sygnału skuteczność redukcji była większa.

Tab. 15 Skuteczność redukcji poziomu tonu prostego wyrażona w decybelach dla algorytmu FFT bez interpolacji parametrów

	hanning	hamming	blackman	bartlett	gauss	blackman-harris	chebyshev	prostokątne
bez zp	0,4	0,9	0,9	1,0	1,0	1,0	1,1	2,2
zp2	-0,8	5,2	-1,6	4,3	5,7	-2,4	-2,2	6,1
zp4	5,2	11,4	-4,8	8,6	6,1	-5,6	-5,5	6,8
zp8	2,1	12,9	-5,6	12,5	11,8	-6,5	-6,3	8,4
zp16	3,9	17,8	-5,8	14,6	12,4	-6,7	-6,5	9,4

Tab. 16 Skuteczność redukcji poziomu tonu prostego wyrażona w decybelach dla algorytmu FFT z interpolacją parametrów

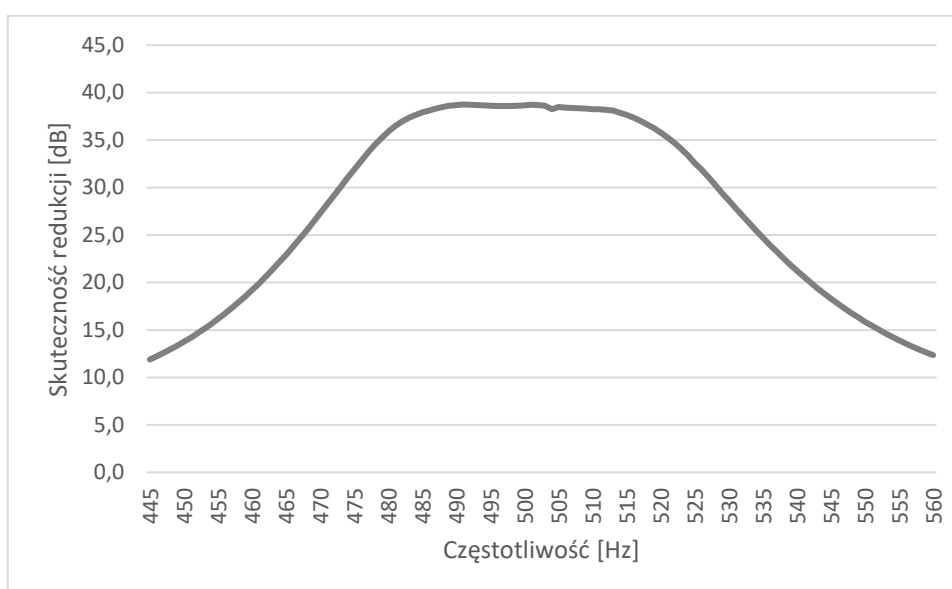
	hanning	hamming	blackman	bartlett	gauss	blackman-harris	chebyshev	prostokątne
bez zp	-5,8	-5,6	-5,9	-5,7	-5,7	-6,1	-6,1	-4,7
zp2	5,2	13,5	3,1	19,4	9,8	1,7	2,0	11,9
zp4	2,7	17,5	-3,9	19,0	12,3	-4,8	-4,6	10,3
zp8	3,1	18,6	-5,7	18,5	12,5	-6,6	-6,4	10,3
zp16	3,3	18,7	-6,1	18,5	12,8	-7,0	-6,8	10,3

Najlepsze wyniki uzyskano dla okna Hamminga i Bartletta. Im większa krotność zeropadding tym skuteczność redukcji jest większa. W niektórych przypadkach skuteczność redukcji jest wartością ujemną co oznacza, że poziom sygnału zwiększył się.

Dla algorytmu wykorzystującego detekcję przejść przez zero sygnału filtrowanego przedstawiono jak skuteczność redukcji zależy od częstotliwości. Wyniki przedstawiono na Rys. 106 dla filtru oktawowego i na Rys. 107 dla filtru 1/3 oktawowego o częstotliwości środkowej 500 Hz dla zakresów częstotliwości definiujących te pasma.



Rys. 106 Skuteczność redukcji poziomu tonu prostego w funkcji częstotliwości dla algorytmu bazującego na detekcji przejść przez zero sygnału filtrowanego filtrem oktawowym 500 Hz



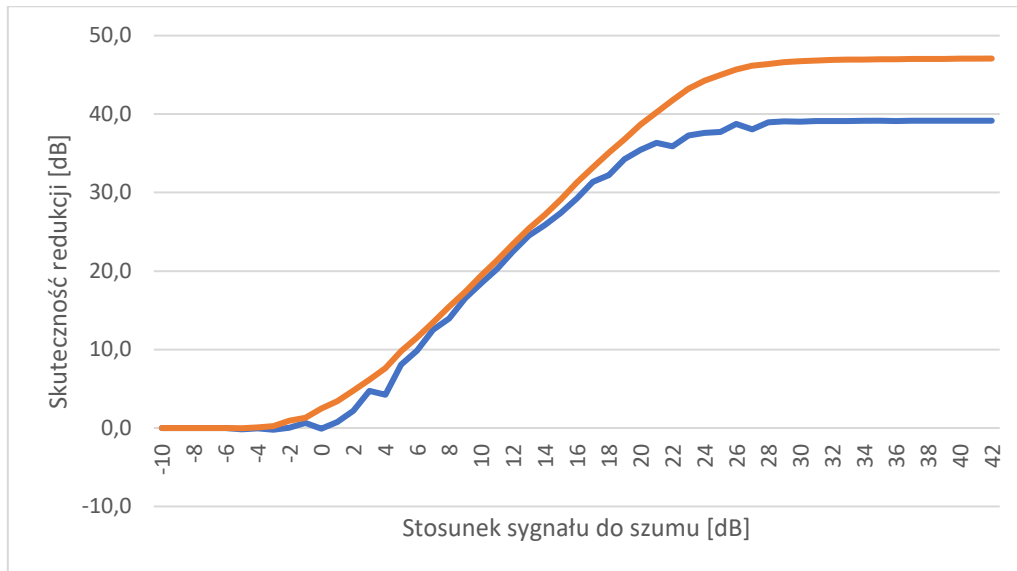
Rys. 107 Skuteczność redukcji poziomu tonu prostego w funkcji częstotliwości dla algorytmu bazującego na detekcji przejść przez zero sygnału filtrowanego filtrem 1/3 oktawowym 500 Hz

Jak widać, skuteczność redukcji niewiele zależy od tego czy filtr jest oktawowy, czy 1/3-oktawowy, przy czym dla filtra oktawowego jest lepsza w szerszym paśmie. Gdyby zastosować inną częstotliwość środkową, to skuteczność byłaby największa wokół tej częstotliwości.



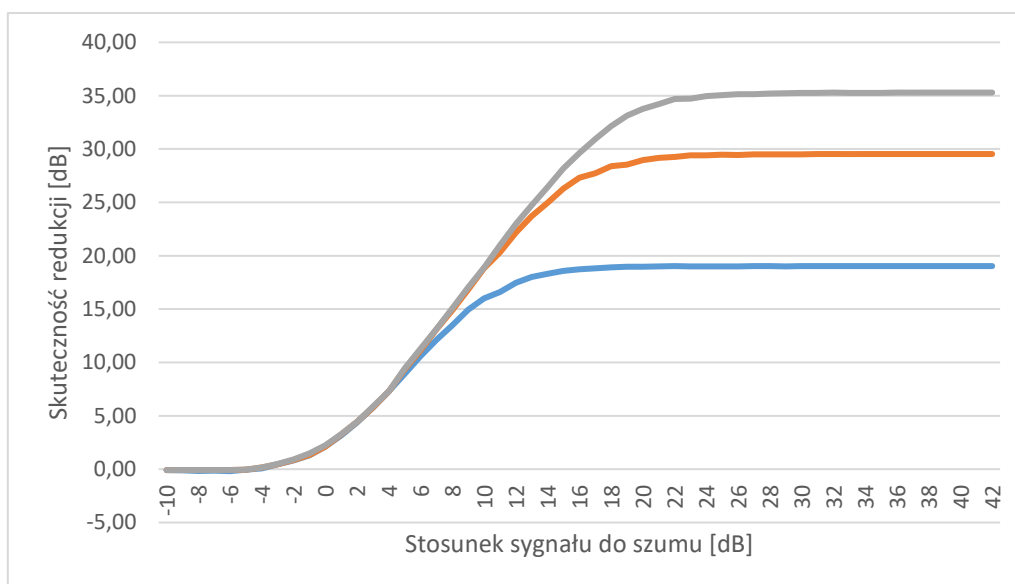
### 6.1.3 Skuteczność redukcji poziomu tonu prostego w obecności szumu

Na Rys. 108 przedstawiono wyniki skuteczność redukcji tonu prostego w obecności szumu dla algorytmu DFT o zmiennej długości. Wyniki przedstawiono dla sygnałów o długości 1 okresu i 2 okresów.



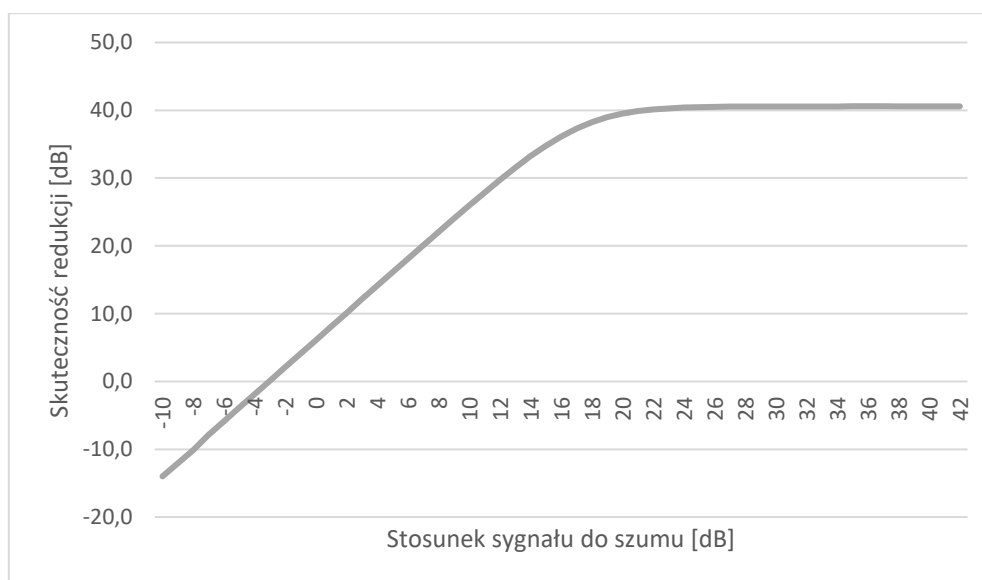
Rys. 108 Skuteczność redukcji poziomu tonu prostego w funkcji stosunku sygnału do szumu dla algorytmu DFT o zmiennej długości (niebieski – długość sygnału 1 okres, pomarańczowy – 2 okresy)

Na Rys. 109 przedstawiono wyniki skuteczności redukcji tonu prostego w obecności szumu dla algorytmu FFT o długości równej potęgze liczby 2. Wyniki przedstawiono dla sygnałów o długości 1 okres, 2 okresy oraz 3 okresy.



Rys. 109 Skuteczność redukcji poziomu tonu prostego w funkcji stosunku sygnału do szumu dla algorytmu FFT (niebieski – długość sygnału 1 okres, pomarańczowy – 2 okresy, szary – 3 okresy)

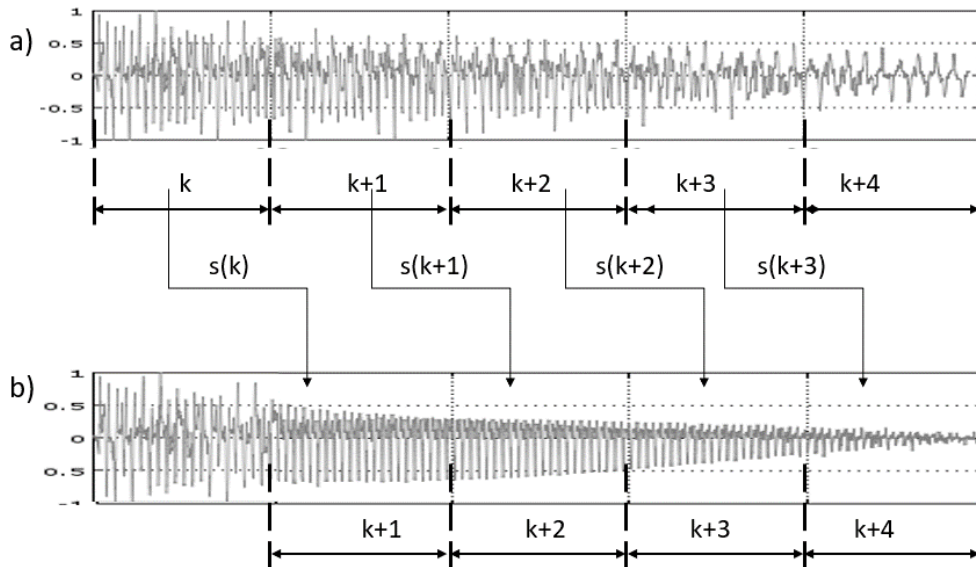
Na Rys. 110 przedstawiono wyniki skuteczności redukcji tonu prostego w obecności szumu dla algorytmu opartego na detekcji przejść przez zero sygnału filtrowanego. Uzyskano te same wyniki skuteczności redukcji bez filtracji, z filtrem oktawowym i filtrem 1/3 oktawowym. Wyjątkiem są wyniki bez filtracji, gdzie dla SNR mniejszego niż 0 dB algorytm nie wyznaczył parametrów składowej tonalnej.



Rys. 110 Skuteczność redukcji poziomu tonu prostego w funkcji stosunku sygnału do szumu dla algorytmu bazującego na detekcji przejść przez zero sygnału filtrowanego

## 6.2 Eliminacja w kolejnej ramce

Druga metoda polega na dodaniu syntezerowanego sygnału kompensującego do ramki sygnału oryginalnego następującej po ramce, na podstawie której uzyskano parametry do syntezy. Proces ten schematycznie przedstawiono na Rys. 111.



Rys. 111 Dodawanie syntezerowanego sygnału kompensującego do kolejnej ramki sygnału ( $k+i$  – kolejne ramki sygnału,  $s$  – sygnał kompensujący). a) sygnał oryginalny, b) sygnał skompensowany z usuniętą wybraną składową tonalną.

Sygnał jest przetwarzany w ramkach o numerach  $k, k+1, k+2, \dots$ . W każdej ramce przeprowadzany jest proces estymacji wartości parametrów wybranej składowej tonalnej sygnału oryginalnego. Następnie na podstawie uzyskanych wartości parametrów syntezerowany jest sygnał kompensujący o parametrach zgodnie ze wzorami (40a), (40b) i (40c).

$$A_s = A_d \quad (40a)$$

$$f_s = f_d \quad (40b)$$

$$\varphi_s = \varphi_d + \pi + \varphi_s \quad (40c)$$

gdzie:

$A_s, f_s, \varphi_s$  – amplituda, częstotliwość i faza początkowa syntezerowanego sygnału kompensującego

$A_d, f_d, \varphi_d$  – amplituda, częstotliwość i faza początkowa składowej tonalnej sygnału oryginalnego uzyskane w wyniku procesu estymacji wartości parametrów

$\varphi_s = \frac{2\pi N f_d}{F_s}$  – przesunięcie fazy kompensujące czas akwizycji próbek, gdzie:

$N$  – długość ramki,

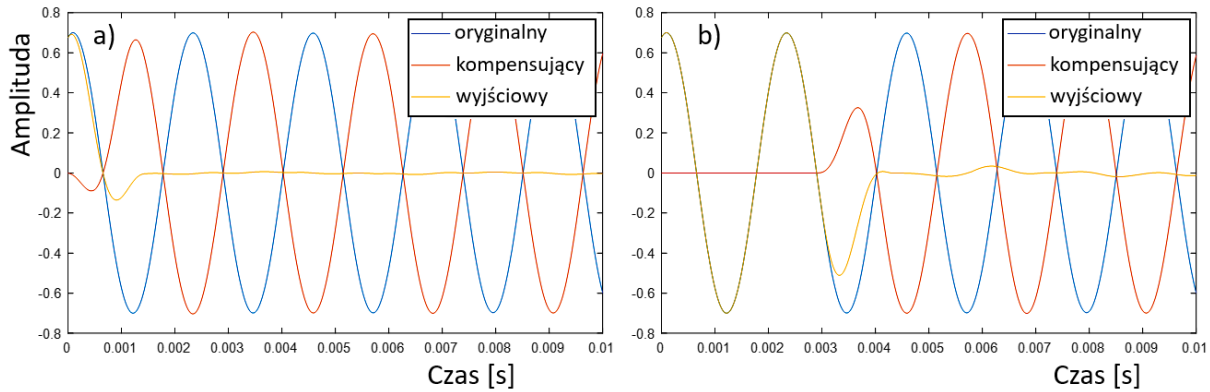
$F_s$  – szybkość próbkowania

W ramach analizy działania eliminacji w kolejnej ramce z kompensacją fazy przeprowadzono symulację dla algorytmu z FFT o długości  $2^n$ . Taka eliminacja może mieć negatywne skutki związane ze zmniejszeniem skuteczności redukcji w przypadku, gdy parametry sygnału zmieniają się w czasie. W związku z tym eliminację zrealizowano dla sygnału o przestrajanej częstotliwości ze zmniejszającą amplitudą (od 0,7 do 0,3), zwiększającą częstotliwością (od 445 Hz do 561 Hz) i czasie trwania 1 sekunda. Minimalna długość FFT, dla której możliwe było przeprowadzenie estymacji wartości parametrów wynosi  $N=128$  próbek. W ramach algorytmu estymacji zastosowano interpolację parametrów, 4-krotne wypełnianie zerami oraz overlapping 50%. Uzyskane wyniki dla trzech różnych długości FFT porównano w Tab. 17 z eliminacją w bieżącej ramce dla analogicznych parametrów pracy algorytmu. Ponadto przedstawiono wyniki skuteczności redukcji dla całego sygnału, jak i dla skróconego fragmentu sygnału pomijając pierwsze  $2N$  próbek.

Tab. 17 Wyniki redukcji poziomu sygnału o przestrajanej częstotliwości dla redukcji bez kompensacji i z kompensacją czasu akwizycji

Długość FFT (N)	bez kompensacji (cały sygnał)	bez kompensacji (bez próbek od 1 do N)	z kompensacją (cały sygnał)	z kompensacją (bez próbek od 1 do 2N)
[próbki]	[dB]	[dB]	[dB]	[dB]
128	28,8	44,7	21,6	34,0
256	26,5	44,2	18,4	28,1
512	23,7	47,2	15,4	25,1
1024	20,8	45,8	10,5	14,1
2048	17,6	34,8	2,0	2,3
4096	13,7	22,7	-3,9	-4,2
8192	6,8	9,3	-2,1	-2,6

Na Rys. 112 przedstawiono początkowe fragmenty sygnału dla eliminacji w bieżącej ramce i kolejnej ramce dla długości FFT  $N = 128$  próbek.



Rys. 112 Początkowe fragmenty sygnału dla a) eliminacji w bieżącej ramce (bez kompensacji) i b) eliminacji w kolejnej ramce (z kompensacją)

Dla pracy algorytmu z wykorzystaniem większej liczby próbek skuteczność redukcji maleje. Wynika to ze zmienności sygnału w ramach pojedynczego okna. Im dłuższe jest okno tym zmienność jest większa. Skutkuje to większym niedopasowaniem sygnału kompensującego do sygnału oryginalnego i mniejszą skutecznością redukcji poziomu tonu dla eliminacji w kolejnej ramce. Jednakże przy odpowiednio krótkim oknie oraz niezbyt dużej zmienności parametrów kompensowanej składowej tonalnej możliwe jest uzyskanie skutecznej redukcji poziomu składowej tą metodą. Pozwala to nie tylko na kompensację czasu wynikającego z akwizycji sygnału (jak w przedstawionym przykładzie), ale również na kompensację czasu przetwarzania. Kompensacja czasu akwizycji oznacza, że system nie wprowadza opóźnienia związanego z pobieraniem próbek, ponieważ parametry do syntezy w bieżącej ramce sygnału są uzyskiwane na podstawie próbek z poprzedniej ramki.

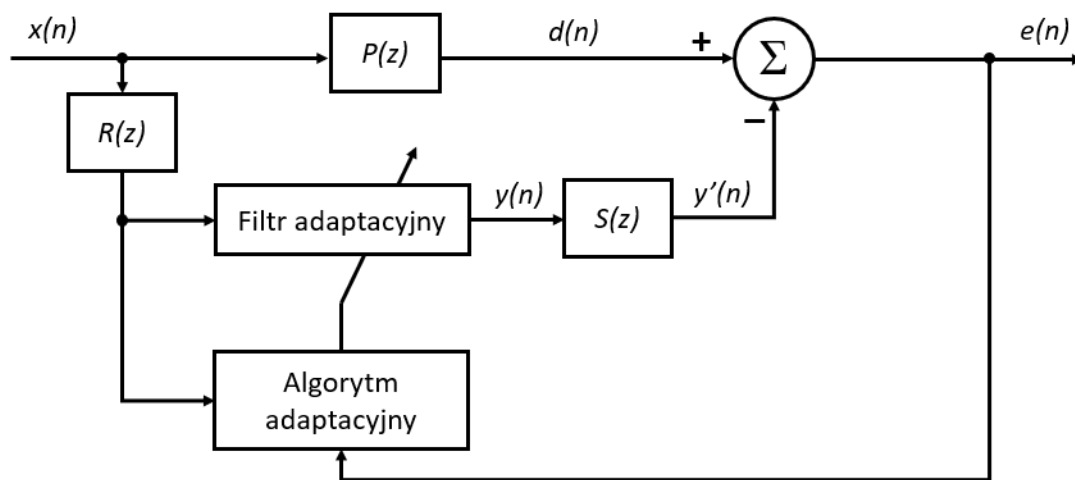
### 6.3 Filtracja adaptacyjna

W przypadku eliminacji składowych tonalnych sygnałów akustycznych następuje filtracja sygnału przez często nieznaną transmitancję torów elektroakustycznych. Skutkuje to zmianą wartości amplitudy i fazy przez co nie następuje skuteczna eliminacja za pomocą syntezy składowej kompensującej. W takich sytuacjach można zastosować filtrację adaptacyjną w celu dostrojenia wartości amplitudy i fazy. W dalszym ciągu stosowana jest estymacja wartości parametrów składowej tonalnej sygnału oryginalnego, dzięki czemu możliwe jest śledzenie zmian sygnału w czasie i eliminacja jedynie wybranej składowej.

W dalszej części przedstawiono wyniki symulacji eksperymentu polegającego na zastosowaniu filtracji adaptacyjnej w celu eliminacji tonu. Eksperyment składał się z trzech etapów. W pierwszym etapie wykonano symulację algorytmu LMS dla tonu prostego. W drugim etapie wykonana została

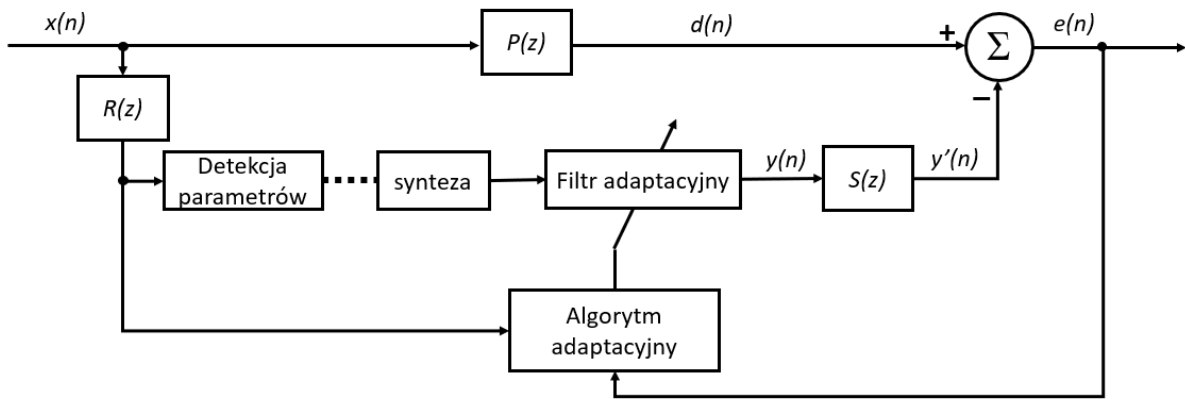
symulacja zmodyfikowanego algorytmu LMS z syntezą sygnału kompensującego. W trzecim etapie porównano pracę obu algorytmów dla sygnału składającego z dwóch składowych tonalnych.

Na Rys. 113 i Rys. 114 przedstawiono schematy blokowe stosowanych algorytmów. Eksperyment został przeprowadzony wykorzystując zmierzoną transmitancję w układzie akustycznym. Zastosowano algorytm adaptacyjny LMS, a długość filtru adaptacyjnego wynosiła 512 próbek. Wyniki przedstawiono dla trzech różnych kroków adaptacji (zgodnie z opisami rysunków). Wykorzystano algorytm bazujący na FFT o długości 512 próbek. Stosowano 4-krotne wypełnienie zerami, interpolację parametrów oraz okno Hamminga.



Rys. 113 Schemat blokowy algorytmu aktywnej redukcji z filtracją adaptacyjną i sygnałem kompensującym jako przefiltrowany sygnał pochodzący od źródła

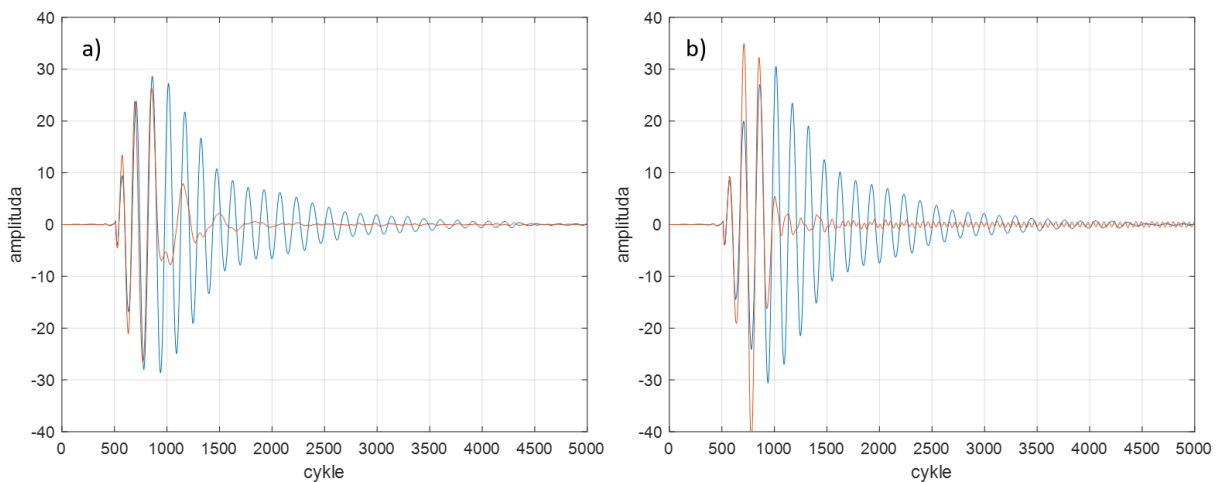
Sygnał oryginalny (pochodzący od źródła) jest oznaczony jako  $x(n)$ . Sygnał  $d(n)$  jest sygnałem pochodzącym od źródła docierającym do mikrofonu błędu i jest filtrowany transmitancją  $P(z)$  (tor elektroakustyczny od źródła do mikrofonu błędu). Transmitancja  $R(z)$  jest torem elektroakustycznym od źródła dźwięku do mikrofonu referencyjnego. Sygnał generowany przez źródło wtórne  $y(n)$  jest filtrowany przez transmitancję  $S(z)$  toru akustycznego od źródła wtórnego do mikrofonu błędu. Sygnał zarejestrowany przez mikrofon błędu jest oznaczony jako  $e(n)$ .



Rys. 114 Schemat blokowy algorytmu aktywnej redukcji z filtracją adaptacyjną i sygnałem kompensującym na podstawie sygnału pochodzącego od źródła

W przypadku syntezy sygnału kompensującego estymacja wartości parametrów składowej tonalnej jest realizowana z wykorzystaniem sygnału oryginalnego filtrowanego transmitancją toru elektroakustycznego od źródła sygnału do mikrofonu referencyjnego.

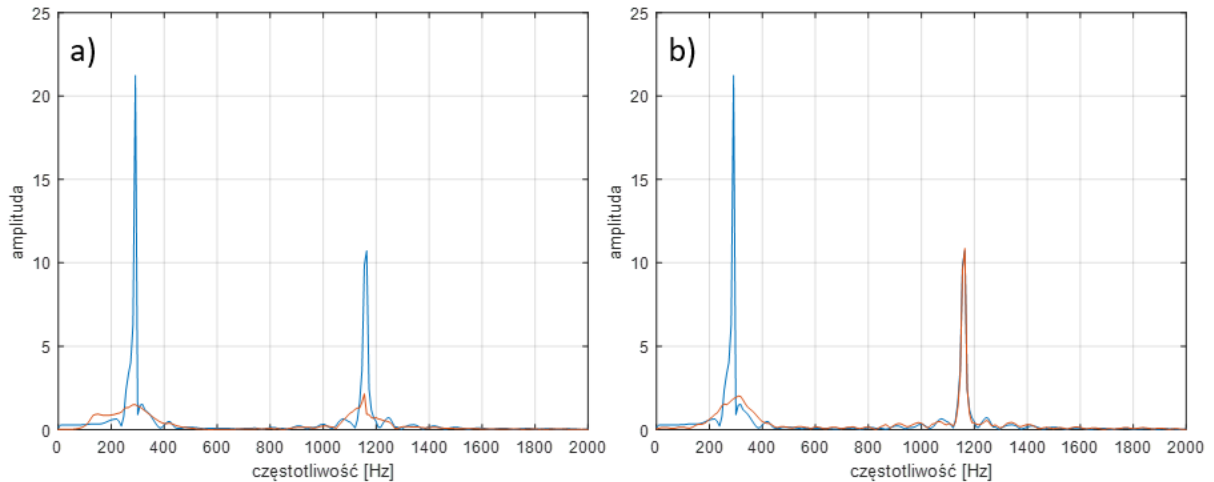
Porównanie symulacji sygnału błędu  $e(n)$  w kolejnych cyklach pracy obu systemów zostało zaprezentowane na Rys. 115.



Rys. 115 Wartość sygnału błędu w kolejnych cyklach pracy systemów a) z sygnałem kompensującym jako przefiltrowany sygnał pochodzący od źródła, b) z syntezywanym sygnałem kompensującym (niebieski – krok adaptacji 10, pomarańczowy – krok adaptacji 100)

Proponowany algorytm efektywnie minimalizuje wartość sygnału błędu, jednak gorzej się sprawdza dla mniejszego kroku adaptacji – wyższa wartość sygnału błędu dla początkowych cykli oraz synteza wprowadziła dodatkową składową tonalną na niskim poziomie. Wynika to z błędów estymacji co

spowodowało, że etapie syntezy został wprowadzony pewien błąd. Zaletą algorytmu z syntezą składowej kompensującej jest możliwość niezależnego tłumienia wybranych składowych. W celu zobrazowania przeprowadzono symulację dla sygnału składającego się z dwóch składowych tonalnych. Widma sygnału błędu obu systemów zostały przedstawione na Rys. 116.



*Rys. 116 Widmo sygnału oryginalnego (linia niebieska) i sygnału błędu (linia pomarańczowa) dla systemu a) z sygnałem kompensującym będącym przefiltrowanym sygnałem pochodzącym od źródła, b) z syntezywanym sygnałem kompensującym*

Można zaobserwować, że algorytm z syntezywanym sygnałem kompensującym pozwala na niezależne tłumienie wybranych składowych (na rysunku składowa o niższej częstotliwości). Wykres widma sygnału błędu w zakresie wyższej składowej tonalnej pokrywa się z wykresem widma sygnału oryginalnego. Ponadto algorytm pozwala na śledzenie zmian parametrów składowej tonalnej, co zostanie szerzej zaprezentowane w kolejnym rozdziale w ramach przedstawionych przykładów zastosowania algorytmów.



## 7 Przykłady zastosowania

W tym rozdziale zostały przedstawione przykłady zastosowania analizowanych algorytmów aktywnej redukcji składowych tonalnych. Pierwsze dwa przykłady dotyczą sygnałów nagranych, dla których nie wymaga się krótkich czasów przetwarzania. W związku z tym zastosowany algorytm estymacji wartości parametrów składowych tonalnych to algorytm wykorzystujący transformatę DFT o zmiennej długości. Te przykłady dotyczą usuwania przydźwięku sieciowego z nagrania oraz usuwania składowych tonalnych z sygnału mowy normalnej, co skutkuje uzyskaniem dźwięku zbliżonego do mowy szeptanej.

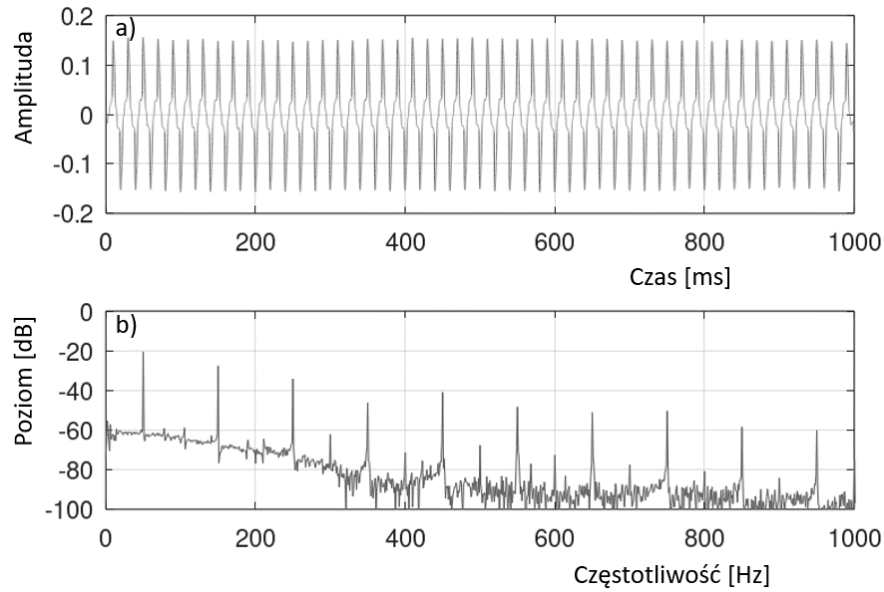
Następny przykład dotyczy usuwania sprzężenia akustycznego. Ta metoda może być zastosowana w procesorach głośnikowych. Przykład został przedstawiony dla algorytmu estymacji opierającego się na transformacie FFT o długości  $2^n$ . Zostały przedstawione symulacje dla sygnału sprzężenia akustycznego z eliminacją w bieżącej ramce oraz w kolejnej ramce. Drugi przypadek pozwala na kompensację czasu akwizycji co zwiększa możliwości zastosowania, na przykład w systemach nagłaśniania koncertów. W kolejnym przykładzie również zastosowano algorytm oparty na transformacie FFT do estymacji wartości parametrów składowych tonalnych, jednak ze wspomaganie filtracją adaptacyjną. Ten przykład dotyczy symulacji redukcji niskoczęstotliwościowej składowej tonalnej hałasu wentylatora.

Ostatni przykład dotyczy zastosowania aktywnej redukcji jako kwantyfikatora pozwalającego ocenić skuteczność estymacji wartości parametrów składowych tonalnych. Przedstawiono analizę dźwięku silnika spalinowego. Do estymacji wartości parametrów wykorzystano algorytm bazujący na detekcji przejść przez zero sygnału filtrowanego.

### 7.1 Usuwanie przydźwięku sieciowego z nagrania

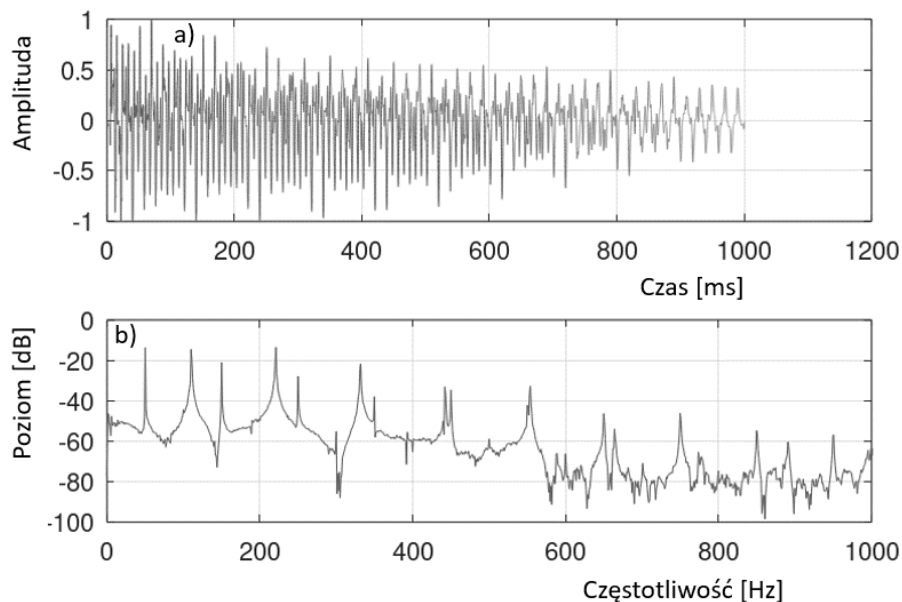
W ramach badań wykonano testy mające na celu wskazanie możliwości wykorzystania algorytmu aktywnej redukcji tonów do usuwania przydźwięku sieciowego z nagrania. Testowane próbki to nagranie przydźwięku sieciowego o częstotliwości podstawowej 50 Hz oraz nagranie dźwięku gitary wraz z zakłóceniem w postaci przydźwięku sieciowego. Przeprowadzono estymację wartości parametrów składowych częstotliwościowych sygnału zakłócającego za pomocą algorytmu DFT o zmiennej długości. Następnie została zrealizowana eliminacja wybranych składowych tonalnych.

W pierwszej kolejności została wykonana analiza sygnału samego przydźwięku sieciowego. Fragment przebiegu czasowego i widmo częstotliwościowe zostało przedstawione na Rys. 117.



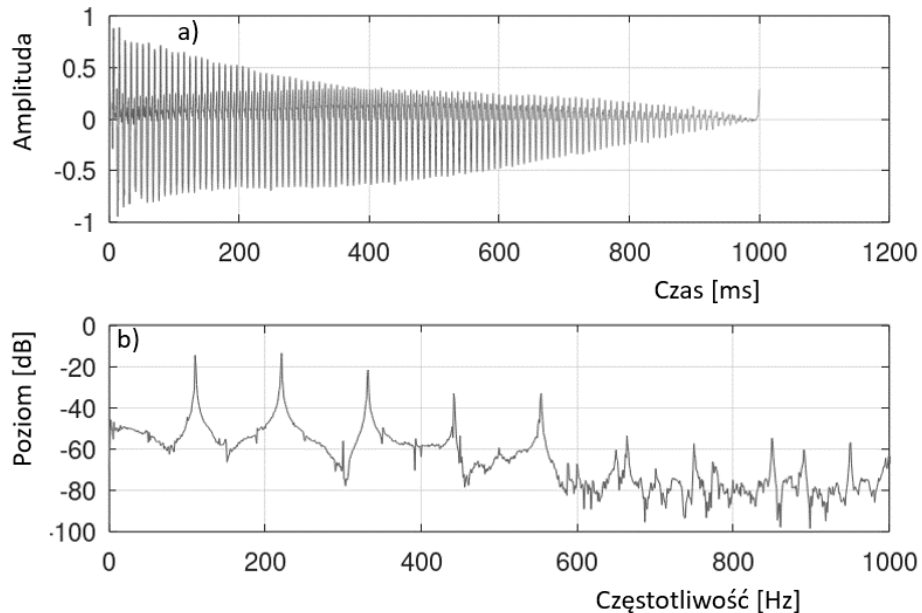
Rys. 117 a) Fragment przebiegu czasowego i b) widmo częstotliwościowe przydźwięku sieciowego

Założeniem jest uzyskanie danego błędu estymacji i wartości redukcji przy jak najmniejszej liczbie próbek. W związku z tym każda składowa tonalna jest przetwarzana niezależnie, a estymacja wartości jej parametrów odbywa się dla innej wskazanej przez algorytm długości DFT. Na Rys. 118 przedstawiono przebieg czasowy oraz widmo sygnału dźwięku gitary wraz z przydźwiękiem sieciowym.



Rys. 118 a) Przebiegu czasowy i b) widmo częstotliwościowe dźwięku gitary o częstotliwości podstawowej 110 Hz z przydźwiękiem sieciowym

W ramach pracy algorytmu dokonano redukcji poziomu 10 pierwszych składowych częstotliwościowych przydźwięku sieciowego. Poziomy pierwszych trzech składowych sygnału zakłócającego wynoszą odpowiednio -13,8 dB, -21,0 dB i 27,9 dB. Są to składowe o najwyższym poziomie względem poziomu widma w ich otoczeniu. Na Rys. 119 przedstawiono sygnał skompensowany (po eliminacji składowych).



Rys. 119 a) Przebiegu czasowy i b) widmo częstotliwościowe dźwięku gitary z wyeliminowanymi pierwszymi dziesięcioma składowymi tonalnymi przydźwięku sieciowego

Pierwsze trzy składowe, których poziom był najwyższy w sygnale oryginalnym nie są identyfikowalne w widmie sygnału wyjściowego (skompensowanego). W związku z tym poziom redukcji jest wyznaczony względem poziomu otaczającego ich widma. Redukcja poziomu tych składowych wynosi odpowiednio 39,2 dB, 39 dB oraz 26,1 dB.

Za pomocą algorytm DFT o zmiennej długości możliwe jest do przeprowadzenia efektywne usuwanie wybranych składowych tonalnych z sygnałów fonicznych. Ze względu na wielokrotne wykonywanie operacji cyfrowej transformaty Fouriera w ramach stosowanego algorytmu estymacji czas obliczeniowy ogranicza zastosowanie w systemach z małym opóźnieniem. Jednak, jak pokazano w tym rozdziale, pozwala na precyzyjne przetwarzanie zarejestrowanych nagrań fonicznych.

Zaletą zastosowanego rozwiązania jest brak filtracji sygnału, która ma miejsce przy zastosowaniu filtracji górnoprzepustowej lub pasmowej. Taka filtracja częstotliwościowa powoduje utratę części sygnału co skutkuje negatywnym wpływem na jakość dźwięku. Parametry potrzebne do eliminacji są

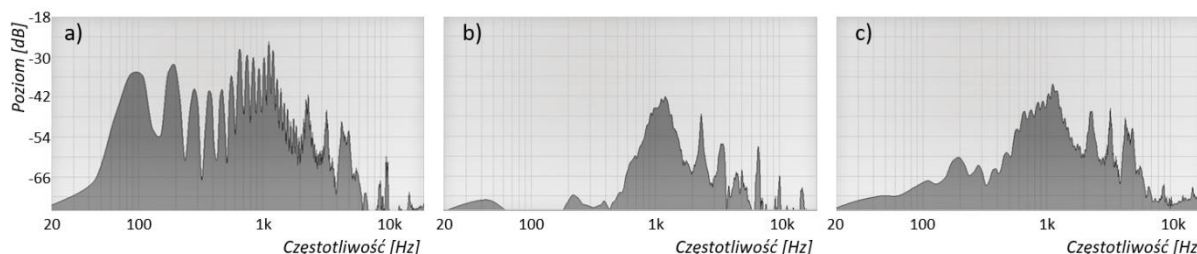
pobierane z sygnału, co jest zaletą w porównaniu z algorytmami, które wymagają referencyjnej próbki przydźwięku sieciowego.

## 7.2 Zamiana mowy normalnej na mowę szeptaną

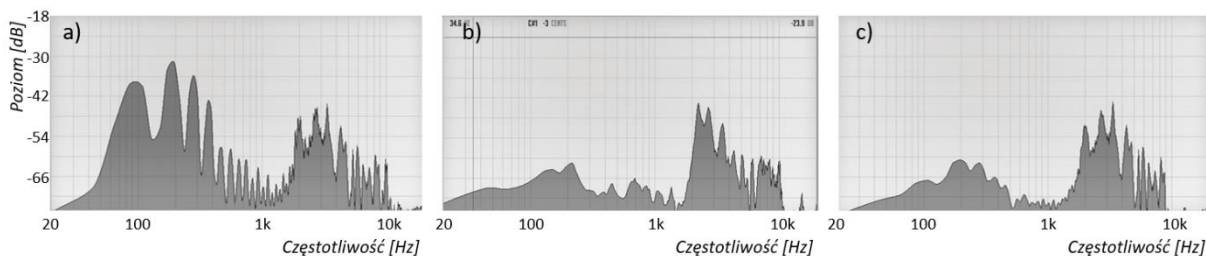
Podstawową różnicą między sygnałem mowy normalnej a mową szeptaną jest występowanie składowych tonalnych w mowie normalnej. Ma to wpływ na możliwość rozpoznania mówcy co jest utrudnione w przypadku szeptu. W dalszym ciągu możliwe jest jednak rozpoznanie mowy. W ramach tych badań zrealizowano eliminację 32 składowych tonalnych z sygnału mowy normalnej. Następnie porównano widma częstotliwościowe sygnałów skompensowanych do widma sygnału mowy szeptanej.

Pomiary zostały wykonane dla wszystkich samogłosek języka polskiego wypowiedzianych głosem normalnym i szeptanym przez mówcę płci męskiej w wieku 25 lat. Długość próbek wynosi od 3 do 5 sekund. Samogłoski nagrane głosem normalnym zostały użyte do eksperymentu. Szeptane samogłoski potrzebne były do porównania wyników. Do nagrań użyto mikrofonu pomiarowego Superlux ECM-999. Próbki nagrano z szybkością próbkowania 44 100 próbek na sekundę i rozdzielczości 16 bitów.

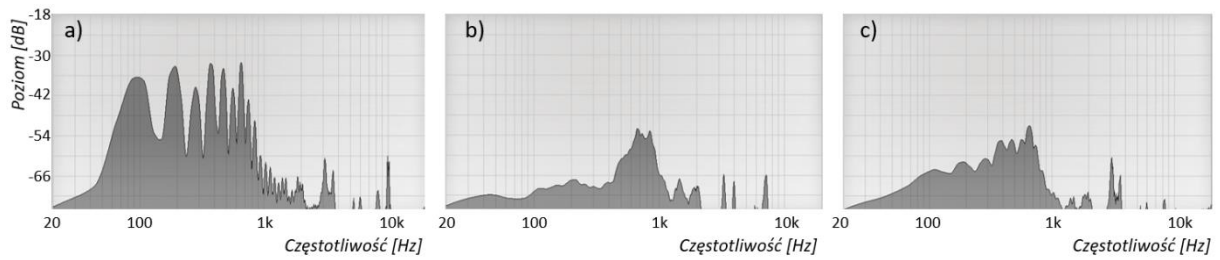
Na rysunkach Rys. 120, Rys. 121 i Rys. 122 przedstawiono wyniki dla samogłosek /a/, /i/ oraz /u/.



Rys. 120 Widmo samogłoski /a/ a) mowa normalna, b) mowa szeptana, c) mowa szeptana przetworzona z mowy normalnej)



Rys. 121 Widmo samogłoski /i/ a) mowa normalna, b) mowa szeptana, c) mowa szeptana przetworzona z mowy normalnej)



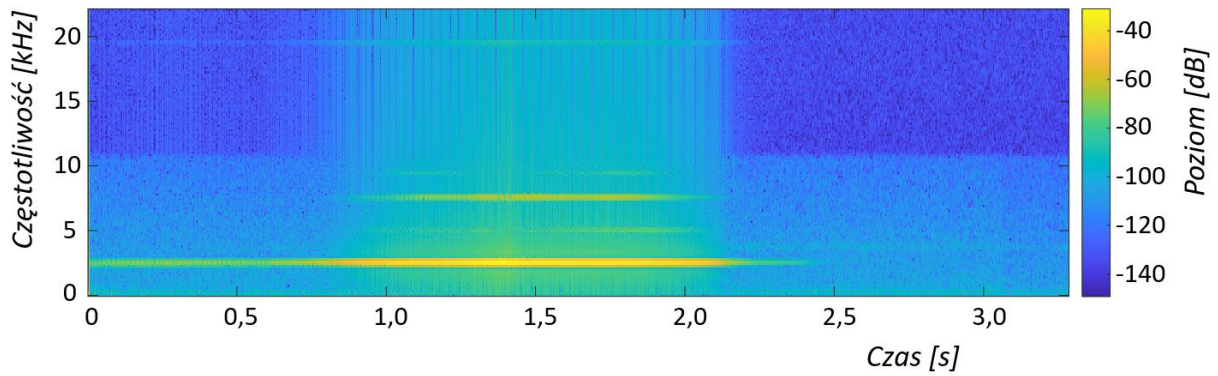
Rys. 122 Widmo samogłoski /u/ a) mowa normalna, b) mowa szeptana, c) mowa szeptana przetworzona z mowy normalnej)

Składowe tonalne sygnału mowy normalnej zostały wyeliminowane, a kształt widma sygnału wyjściowego przypomina kształt widma mowy szeptanej. Przepuszczalnie, pozostałe różnice wynikają ze sposobu mówienia w trakcie nagrania (m.in. inna intonacja). Brzmienie sygnału po dokonaniu redukcji składowych tonalnych jest podobne do mowy szeptanej. Taki rodzaj przetwarzania sygnału mowy można wykorzystać do utrudnienia rozpoznawania mówcy przy zachowaniu możliwości rozpoznania treści.

### 7.3 Eliminacja akustycznego sprzężenia zwrotnego

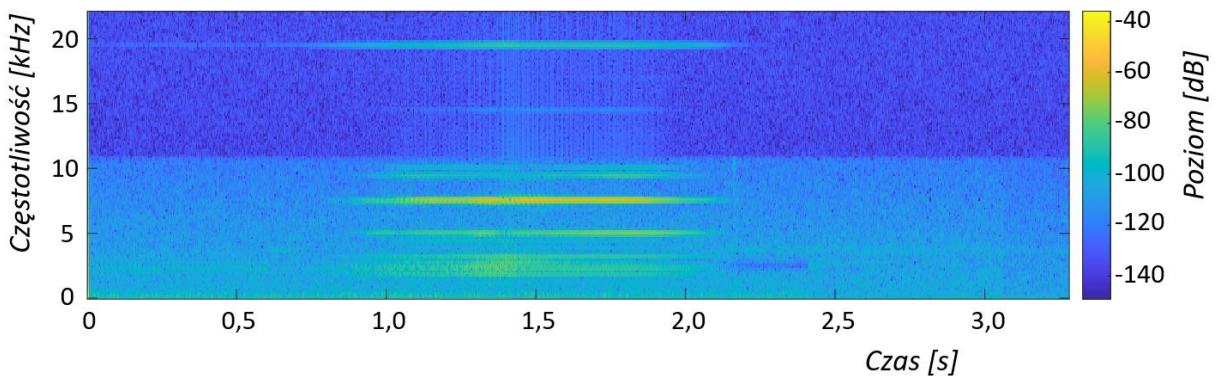
Akustyczne sprzężenie zwrotne jest zjawiskiem objawiającym się w postaci narastającego poziomu ograniczającego się najczęściej do pojedynczych częstotliwości. Sygnał jest sygnałem tonalnym o rosnącej amplitudzie. Najbardziej popularną metodą usuwania akustycznego sprzężenia zwrotnego jest wykorzystanie filtrów wycinających (notch). Ta metoda powoduje jednak ograniczenie jakości sygnału ze względu na usuwanie części informacji. W związku z tym wykonano testy wykorzystania algorytmów aktywnej eliminacji składowych tonalnych do usuwania sprzężeń akustycznych.

Testowaną próbką było nagranie akustycznego sprzężenia zwrotnego. Na Rys. 123 przedstawiono spektrogram badanego sygnału. Eliminacja została przeprowadzona dla jednej, dominującej częstotliwości (2520 Hz). Działanie metody sprawdzono dla eliminacji w bieżącej ramce i w kolejnej ramce.



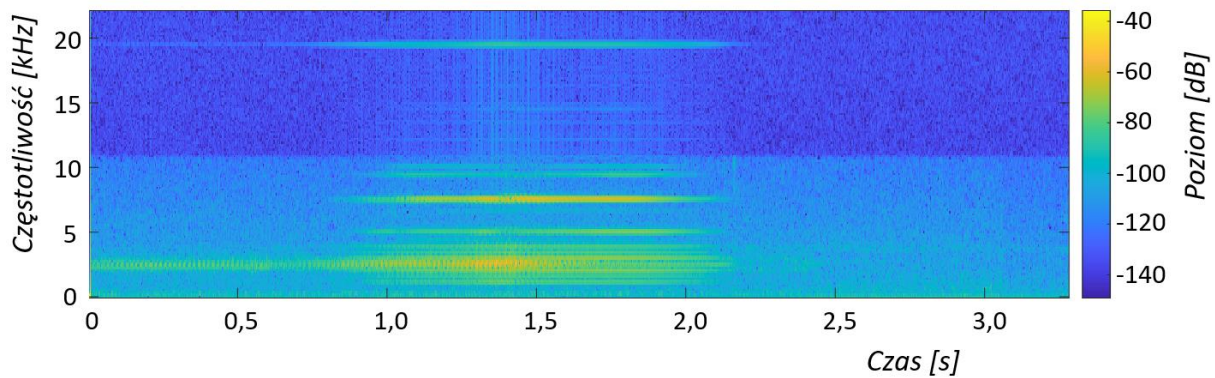
Rys. 123 Spektrogram testowanego sygnału akustycznego sprzężenia zwrotnego

Na Rys. 124 przedstawiono wyniki pracy algorytmu z eliminacją w bieżącej ramce. Do estymacji wartości parametrów składowych tonalnych zastosowano algorytm FFT o długości  $2^n$ , gdzie  $n = 7$ . Zastosowano 4-krotne wypełnienie zerami.



Rys. 124 Spektrogram sygnału skompensowanego z eliminacją w bieżącej ramce

Na Rys. 125 przedstawiono wyniki pracy algorytmu z eliminacją w kolejnej ramce (z kompensacją czasu akwizycji). Do estymacji wartości parametrów składowych tonalnych zastosowano algorytm FFT o długości  $2^n$ , gdzie  $n = 6$ . Zastosowano 4-krotne wypełnienie zerami.



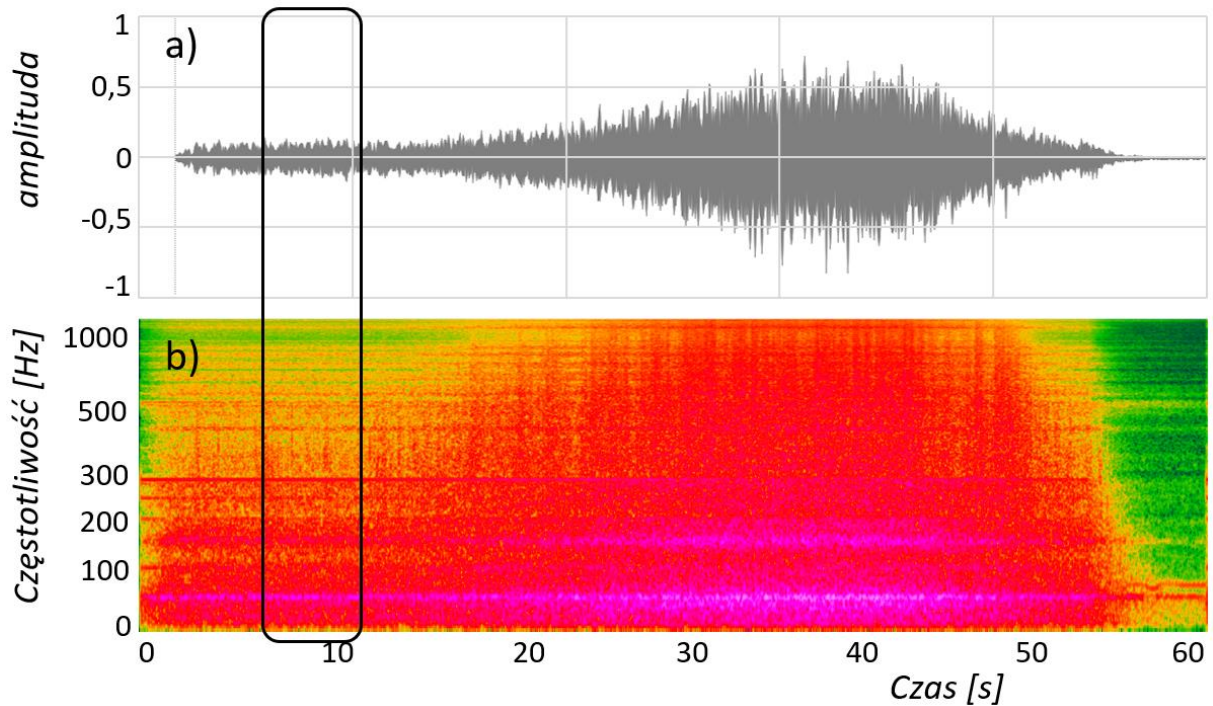
Rys. 125 Spektrogram sygnału skompensowanego z eliminacją w kolejnej ramce

W wyniku pracy algorytmu z eliminacją w bieżącej ramce poziom sygnału został zredukowany o 29,3 dB, a w przypadku eliminacji w kolejnej ramce redukcja poziomu sygnału wyniosła 24,7 dB.

Algorytm może być używany zarówno w ramach przetwarzania nagrań fonicznych jak również w torze elektroakustycznym, np. w cyfrowych procesorach głośnikowych. Stosując algorytm dla przetwarzania sygnału nagranych można stosować eliminację w bieżącej ramce. Algorytm w tej formie wprowadza opóźnienie wynikające z akwizycji próbek sygnału jednak pozwala na skuteczniejszą redukcję poziomu zniekształcenia. W przypadku zastosowania w procesorach głośnikowych lub konsolach fonicznych (tj. jako element toru elektroakustycznego) lepiej jest zastosować eliminację w kolejnej ramce wraz z kompensacją fazy. Dzięki temu algorytm nie będzie wprowadzał opóźnień. Wadą takiego rozwiązania jest jednak pogorszenie skuteczności redukcji.

#### 7.4 Redukcja poziomu składowej tonalnej hałasu wentylatora

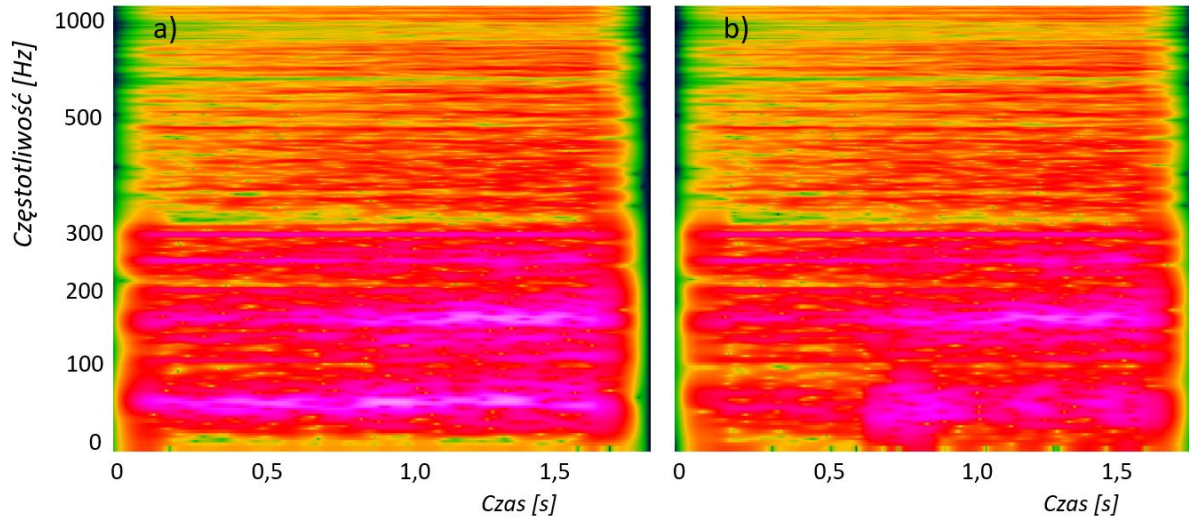
Kolejny przykład dotyczy zastosowania badanych algorytmów do aktywnej redukcji hałasu wąskopasmowego. Symulacje pracy systemu zostały przeprowadzone na podstawie nagranych hałasu wentylatora w kanale wentylacyjnym oraz syntetycznie uzyskanych transmitancji toru elektroakustycznego od źródła dźwięku do mikrofonu referencyjnego, toru od źródła wtórnego do mikrofonu błędu oraz toru od źródła dźwięku do mikrofonu błędu. Przebieg czasowy i spektrogram zarejestrowanego sygnału przedstawiono na Rys. 126. Za pomocą czarnej ramki zaznaczono fragment sygnału dla którego w dalszej części zostaną zaprezentowane wyniki.



Rys. 126 a) Przebieg czasowy i b) spektrogram hałasu wentylatora, czarna ramka – analizowany fragment

Dominująca składowa ma wartość częstotliwości w zakresie 50-60 Hz. Tę składową tonalną można opisać jako składową o charakterze szumu wąskopasmowego, ponieważ amplituda i częstotliwość jest modulowana funkcją losową. Następnie przeprowadzono symulację pracy algorytmu aktywnej redukcji poziomu składowej. Na Rys. 127 przedstawiono spektrogram fragmentu sygnału skompensowanego w porównaniu do spektrogramu odpowiadającemu mu fragmentu sygnału oryginalnego.





Rys. 127 Spektrogram fragmentu sygnału a) oryginalnego i b) odpowiadającemu mu sygnału skompensowanemu (sygnał błędu)

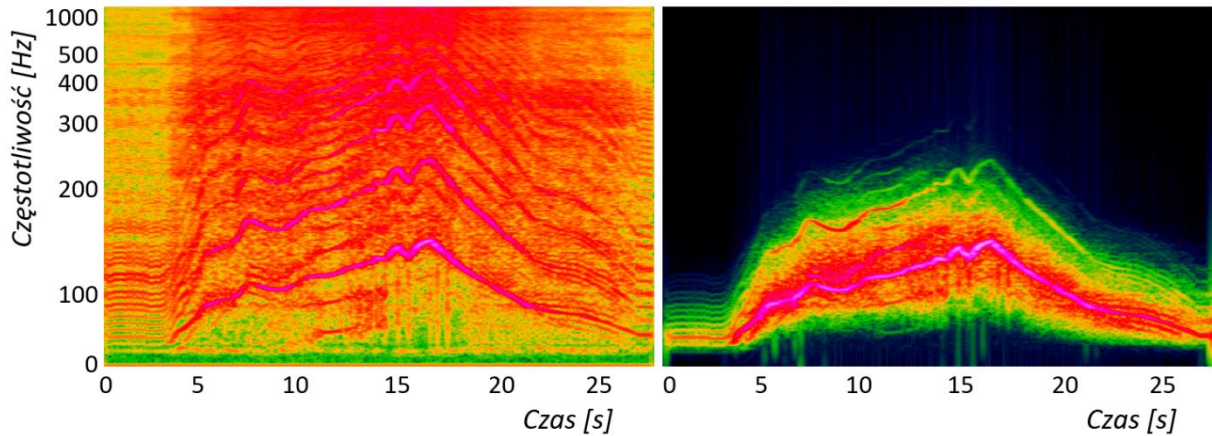
Mimo że częstotliwość składowej tonalnej zmienia się w czasie to eliminacja tej składowej została dokonana skutecznie. Jednocześnie proces nie wpłynął na poziom pozostałych składowych częstotliwościowych (tonalnych i szumowych) Poziom fragmentu skompensowanego sygnału jest mniejszy o 4,5 dB, a redukcja poziomu w paśmie 1/3 oktawowym o częstotliwości środkowej 50 Hz wynosi 14,4 dB. Metoda ta ma potencjał do zastosowania w systemach aktywnej redukcji hałasu wąskopasmowego.

## 7.5 Analiza hałasu silnika spalinowego

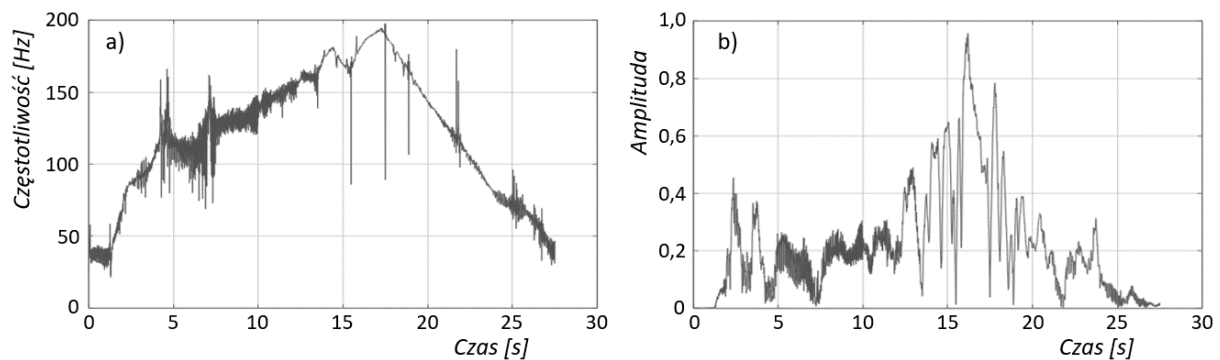
Ostatnim przykładem jest zastosowanie algorytmu estymacji bazującego na detekcji przejść przez zero sygnału filtrowanego i eliminacją w bieżącej ramce do analizy sygnału. Eliminacja składowej tonalnej jest wykorzystana jako kwantyfikator oceny dokładności estymacji wartości parametrów. Większość tego typu algorytmów nie zapewnia informacji dotyczącej błędu estymacji jeżeli nie jest znana wartość rzeczywista. Zastosowanie eliminacji składowej tonalnej pozwala na częściowe uzyskanie takiej informacji zwrotnej. Przy określeniu kryterium minimalnej redukcji można tę metodę stosować do celów diagnostycznych, żeby weryfikować, czy została przeprowadzona wystarczająco dokładna estymacja.

W ramach przedstawionego przykładu wykonano analizę sygnału dźwięku silnika spalinowego przy zwiększanej liczbie obrotów [85]. Na Rys. 128 przedstawiono spektrogram analizowanego sygnału. Dokładną analizę wykonano dla składowej tonalnej, której częstotliwość w analizowanym fragmencie

sygnału zmienia się od wartości około 35 Hz do 200 Hz. Estymację wartości parametrów przeprowadzono dla sygnału odfiltrowanego filtrem o zmiennej częstotliwości środkowej. Na Rys. 128 przedstawiono również spektrogram odfiltrowanej składowej tonalnej. Wartości odczytanej częstotliwości i amplitudy przedstawiono na Rys. 129.



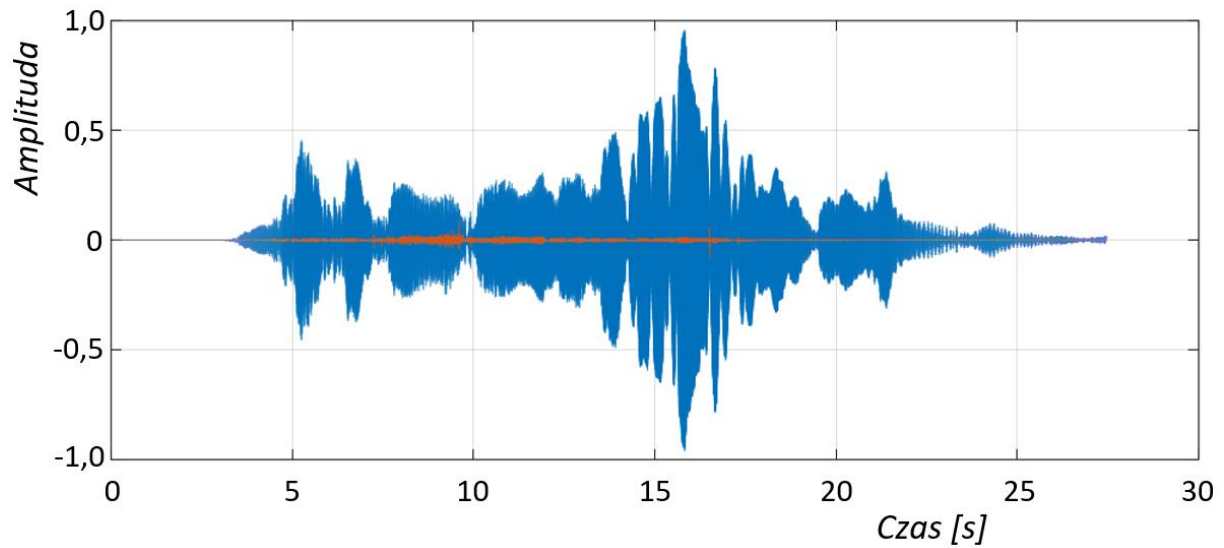
Rys. 128 Spektrogram analizowanego sygnału (z lewej) oraz odfiltrowanej składowej tonalnej (z prawej)



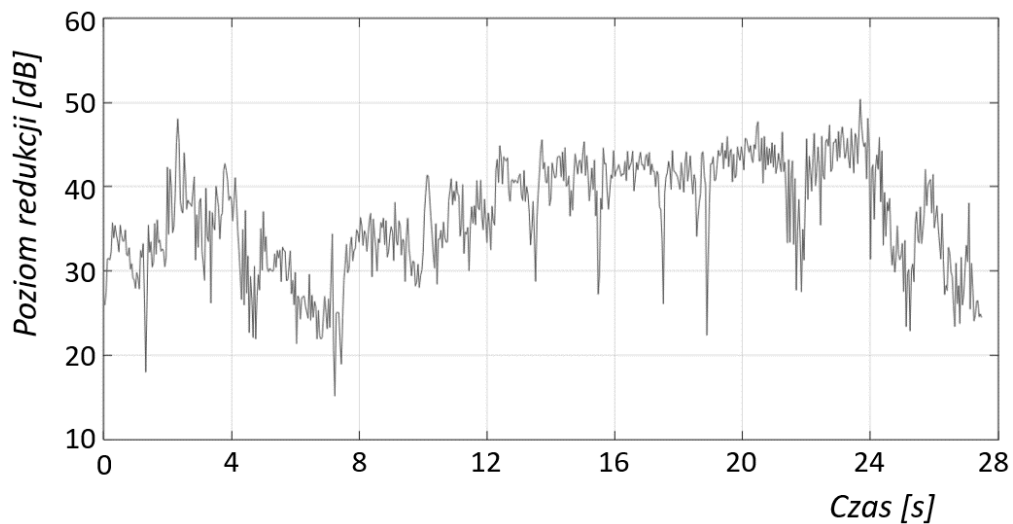
Rys. 129 a) częstotliwość i b) amplituda wykrywana w kolejnych okresach sygnału pierwotnego silnika przy rosnącej liczbie obrotów z zaznaczoną linią trendu

Można zaobserwować dwa rodzaje zmian wartości, które są opisane w rozdziale o składowych tonalnych. Jest to zarówno modulacja wartością losową jak i zmiany amplitudy i częstotliwości z pewną tendencją. Wpływa to na skuteczność eliminacji składowych tonu. Eliminacja będzie nieskuteczna w przypadku dłuższych ramek (okien). Również jeśli ramka jest krótka, nie ma całkowitej eliminacji, ponieważ zmiany zachodzą nawet w ramach pojedynczego okresu. W związku z tym należy zrealizować eliminację w możliwie jak najkrótszym oknie przetwarzania. Na Rys. 130 przedstawiono przebieg

czasowy odfiltrowanej składowej sygnału oryginalnego i sygnał wyjściowy (skompensowany). Na Rys. 131 przedstawiono wartość redukcji poziomu składowej, która stanowi miarę skuteczności estymacji dla okna o długości połowie okresu. W celu zwiększenia czytelności wykres uśredniono za pomocą okna o długości 4 okresy sygnału.



Rys. 130 Przebieg czasowy analizowanej składowej tonalnej sygnału oryginalnego (kolor niebieski) i przebieg czasowy skompensowanej składowej (kolor pomarańczowy)



Rys. 131 Skuteczność estymacji analizowanego sygnału dźwięku silnika spalinowego

Mimo że analizowany sygnał jest zmienny nawet w obrębie pojedynczego okresu to udało się uzyskać redukcję poziomu składowej w zakresie od 20 do 50 dB. Oznacza to, że estymacja wartości parametrów w tym eksperymencie została wykonana skutecznie. Potwierdza to potencjał wykorzystania tej metody do celów diagnostycznych lub analizy sygnałów pomiarowych, takich jak sygnały dopplerowskie w technice ultradźwiękowej lub sygnał fonokardiograficzny.

## 8 Podsumowanie

W pracy przedstawiono algorytmy redukcji poziomu składowych tonalnych występujących w sygnałach akustycznych. Z praktycznego punktu widzenia jest to istotne, ponieważ hałas tonalny jest bardziej uciążliwy niż hałas o charakterze szumowym.

Opracowano kilka algorytmów, za pomocą których określano wartości parametrów składowych tonalnych, takie jak amplituda, częstotliwość i faza początkowa, które w realnych sytuacjach mogą być zmienne w czasie. W kolejnym kroku dokonywana była synteza sygnału kompensującego jako sygnału o przeciwnej biegunowości w stosunku do sygnału z określonymi parametrami. Eliminacja składowych tonalnych była realizowana poprzez dodanie sygnału syntezy (kompensującego) do sygnału pierwotnego w danej ramce. W podejściu tym kluczową rolę pełni estymacja wartości zmiennych w czasie parametrów składowych tonalnych. Opracowano kilka algorytmów, które przedstawiono w kolejnych rozdziałach. Pierwszy algorytm oparty był na DFT o zmiennej długości dostosowanej do częstotliwości redukowanej składowej. Drugim był oparty na FFT z wykorzystaniem interpolacji parametrów i wypełnieniem zerami, co pozwala na zwiększenie dokładności i rozdzielczości. Kolejny algorytm był oparty na filtracji i detekcji przejść przez zero. Opracowano również dwa algorytmy eliminacji i syntezy polegające na dodaniu składowej kompensującej w bieżącej ramce sygnału oraz w kolejnej ramce co pozwala na kompensację czasu akwizycji próbek. Wszystkie te algorytmy wykorzystują tonalność sygnału.

Przeanalizowano skuteczność estymacji w zależności od sposobu estymacji wartości parametrów i algorytmu eliminacji. Algorytmy te zostały przetestowane na sygnałach sztucznych stworzonych na potrzeby testowania poszczególnych algorytmów oraz na sygnałach realnych występujących w praktyce aktywnej redukcji hałasu. Uzyskano redukcję składowych tonalnych od kilku do kilkudziesięciu decybeli. W związku z tym teza pracy: *Możliwe jest opracowanie efektywnych algorytmów aktywnej redukcji hałasów tonalnych wykorzystujących parametry tonalności* została udowodniona.

**Bibliografia**

- [1] Akhtar M.T., Abe M., Kawamata M., On Active Noise Control Systems With Online Acoustic Feedback Path Modeling, *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, vol. 15, no. 2, pp. 593-600, Feb. 2007, , DOI: 10.1109/TASL.2006.876749.
- [2] Albu F., Bouchard M., Zakharov Y., Pseudo-Affine Projection Algorithms for Multichannel Active Noise Control , *IEEE Trans. On Audio, Speech, and Language Processing*15(3) pp. 1044.10522007, DOI: 10.1109/TASL.2006.881677
- [3] Augustyńska D., Ochrona przed hałasem i drganiami mechanicznymi w środowisku pracy-stan zagadnienia w roku wstąpienia Polski do Unii Europejskiej, *Bezpieczeństwo Pracy: nauka i praktyka* (2004): 20-26.
- [4] Augustyńska D., Pleban D., Radosz J. , Zagrożenia hałasem na stanowiskach pracy w Polsce i innych państwach Unii Europejskiej, *Medycyna Pracy* 2012;63(6):689–700
- [5] Bai M. R., Lin Y., Lai J., Reduction of electronic delay in active noise control systems— A multirate signal processing approach, *The Journal of the Acoustical Society of America* 111, 916 (2002); , DOI: 10.1121/1.1432980
- [6] Bai M. R., Zeung P., Implementation of a broadband duct ANC system using adaptive spatially feedforward structure, *Journal of sound and vibration*, 251(5), 891-903. 2002, DOI: 10.1006/jsvi.2001.4019
- [7] Batool M., Chen Y., Shah M. A., Zhang Y., Wang S., Zhang M., Design and simulation using MATLAB/Simulink on active noise control system for power transformer, 2016 International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis (CMD) (pp. 465-468). IEEE. September 2016, DOI: 10.1109/CMD.2016.7757861
- [8] Benoit M., Camastra C., Kenny M., Li K., Romanowski R., Kevin S. , *Engineering Silence: Active Noise Cancellation*, North Carolina State University (2012)
- [9] Berge T.S., A Feasibility Study of Active Noise Cancellation of Low-Frequency Sound Inside Vehicle Cabs, *The Journal of the Acoustical Society of America* 73, 699 (1983); DOI: 10.1121/1.388931
- [10]Beyene S., Burdisso R., Adaptive control of sound reflection, *The Journal of the Acoustical Society of America* 97, 3268 (1995); , DOI: 10.1121/1.411592
- [11]Bortkiewicz A., Czaja N., Pozasłuchowe skutki działania hałasu ze szczególnym uwzględnieniem chorób układu krążenia, *Forum Medycyny Rodzinnej* 2018;12(2):41-49
- [12]Bose T. , Further Topics in Aerodynamic Noise. In: *Aerodynamic Noise*, Springer Aerospace Technology, vol 7. Springer, New York, NY. , DOI: 10.1007/978-1-4614-5019-1\_7

- [13]Burgess J. C., Active adaptive sound control in a duct: A computer simulation, *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 70, pp. 715–726, wrzesień 1981, , DOI: 10.1121/1.386908
- [14]Burgess J.C., Adaptive active sound control, *The Journal of the Acoustical Society of America* 72, S29 (1982); , DOI: 10.1121/1.2019808
- [15]Casali J., Robinson G., Urquhart R. , Evaluation of an Improved Active Noise Reduction Microphone using Speech Intelligibility and Performance-Based Testing, Virginia Polytechnic Institute and State Univ., Grado Department of Industrial and Systems Engineering (2010)
- [16]Cecchi S., Terenzi A., Peretti P., Bettarelli F., Real Time Implementation of an Active Noise Control for Snoring Reduction, *Audio Engineering Society Convention 144. Audio Engineering Society*, 2018, May
- [17]Chaplin B., The cancellation of repetitive noise and vibration, *Proc. Inter-noise*, 1980, pp. 699-702.
- [18]Cheer J., Patel V., Fontana S., The application of a multi-reference control strategy to noise cancelling headphones, *The Journal of the Acoustical Society of America*, 145(5), 3095-3103., 2019, , DOI: 10.1121/1.5109394
- [19]Cheng-Yuan Chang, Sen M. Kuo, Chiung-Wei Huang, Secondary path modeling for narrowband active noise control systems, *Applied Acoustics*, Volume 131, 2018, Pages 154-164, ISSN 0003-682X, , DOI: 10.1016/j.apacoust.2017.10.026.
- [20]Coanda H., Procédé et dispositif de protection contre les bruits, *French Patent No. 762 121*, 1933
- [21]Dąbrowski Z., Stankiewicz B., Methodology of Selecting the Reference Source for an Active Noise Control System in a Car, *International journal of occupational safety and ergonomics* 19.1 (2013): 117-125., DOI: 10.1080/10803548.2013.11076971
- [22]Das D. P., Moreau D.J., Cazzolato B.S., Nonlinear active noise control for headrest using virtual microphone control, *Control Engineering Practice* 21(4)pp. 544-555 2013, DOI: 10.1016/j.conengprac.2012.11.007
- [23]Dayong ZhouDeBrunner V., ANC algorithms that do not require identifying the secondary path, *Proceedings. (ICASSP '05). IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2005., Philadelphia, PA, 2005, pp. iii/125-iii/128 Vol. 3, DOI: 10.1109/ICASSP.2005.1415662.
- [24]Desquesnes G., Terracol M., Sagaut P., Numerical investigation of the tone noise mechanism over laminar airfoils, *Journal of Fluid Mechanics*, 591, 155, 2007, DOI:10.1017/S0022112007007896

- [25]Dittrich K., Oberfeld D., A comparison of the temporal weighting of annoyance and loudness, Journal of the Acoustical Society of America. 2009; 126(6): 3168-3178, DOI: 10.1121/1.3238233
- [26]Djurić M.B., Željko R.D., Frequency measurement of distorted signals using Fourier and zero crossing techniques, Electric Power Systems Research 78.8 (2008): 1407-1415., DOI: 10.1016/j.epsr.2008.01.008
- [27]Dobrucki A., Plaskota P., Pomiar głośności hałasu od urządzeń tłumionego metodą aktywną (Measurement of noise loudness), Raport no. I28/PRE/005/10, Institute of Telecommunication and Acoustics, Wrocław University of Technology, 2010
- [28]Dobrucki A., Szum jako paradygmat ciszy, w: Przestrzenie wizualne i akustyczne człowieka: antropologia audiowizualna jako przedmiot i metoda badań 2. Red Justyna Horbanowicz i Agnieszka Janiak, Wyd. Naukowe Dolnośląskiej Szkoły Wyższej, Wrocław 2010, str 283-295
- [29]Doolan, C., , A review of wind turbine noise perception, annoyance and low frequency emission, Wind Engineering. 2013; 37(1): 97-104, DOI: 10.1260/0309-524X.37.1.97
- [30]Dorey, A.P., Pelc, S.F., Watson, P.R. , An Active Noise Reduction System for use with Ear Defenders, International Aerospace Instrumentation Symposium, 8 th, Cranfield, Beds, England. 1975.
- [31]Dudarewicz, A., Pawlaczyk-Luszczynska, M., & Sliwinska-Kowalska, M., Opracowanie metody oceny pozazawodowej ekspozycji na hałas, Medycyna Pracy, 58(3), 231-242.
- [32]Dudarewicz A., Zaborowski K., Wolniakowska A., Pawlaczyk-Łuszczynska M., Śliwińska-Kowalska M., Evaluation of on-the-job noise exposure in the case of bartenders, Medycyna Pracy 2018;69(6):633–641, , DOI: 10.13075/mp.5893.00735
- [33]Dyrektywa 2002/49/WE Parlamentu Europejskiego i Rady z dnia 25 czerwca 2002 odnosząca się do oceny i zarządzania poziomem hałasu w środowisku.
- [34]Elliott S.J., Cheer J., Modeling local active sound control with remote sensors in spatially random pressure fields, The Journal of the Acoustical Society of America 137, 1936 (2015); DOI: 10.1121/1.4916274
- [35]Elliott S. J., Darlington P., Adaptive cancellation of periodic, synchronously sampled interference, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-33, pp. 715–717, czerwiec 1985., DOI: 10.1109/TASSP.1985.1164596
- [36]Elliot S.J., David A., A virtual microphone arrangement for local active sound control, Proc. 1st Int. Conference on Motion and Vibration Control, Yokohama, Japanpp. 1027-10311992
- [37]Elliott S.J., Nelson P.A., The active control of sound, Electronics & Communication Engineering Journal, Volume 2, Issue 4, August 1990, p. 127 – 136, , DOI: 10.1049/ecej:19900032



- [38]Engel Z., Ochrona środowiska przed drganiami i hałasem, Wydawnictwo Naukowe PWN, wydanie drugie poprawione i uaktualnione, Warszawa, 2001, ISBN 83-01-13537-9
- [39]Engel Z., Makarewicz G., Zawieska W.M. and Morzyński L., Metody Aktywne Redukcji Hałasu, Central Institute for Labour Protection Press, Warszawa, 2001
- [40]Eriksson L. J., Computer-aided silencing—An emerging technology, *Sound Vib.*, vol. 24, pp. 42-45, July 1990.
- [41]Ferrer M., Gonzalez A., de Diego M., Pinero G., Transient analysis of the conventional Filtered-X Affine Projection algorithm for active noise control, *IEEE Trans on Audio, Speech and Language Proc.* 19(3)pp. 652-657 2011, DOI: 10.1109/TASL.2010.2050516
- [42]Friedman V., A zero crossing algorithm for the estimation of the frequency of a single sinusoid in white noise, *IEEE Transactions on Signal Processing* 42.6 (1994): 1565-1569., DOI: 10.1109/78.286978
- [43]Gabbert U., Duvigneau F., Ringwelski S. , Noise Control Of Vehicle Drive Systems, *Facta Universitatis Series: Mechanical Engineering* Vol. 15, No 2, 2017, pp. 183 – 200, DOI: 10.22190/FUME170615009G
- [44]Gągorowski, A., Badania wybranych struktur tłumików układów wydechowych w środowisku, *Prace Naukowe Politechniki Warszawskiej. Transport*, 2016, z. 112, 101—110, ISSN :1230-9265
- [45]Gonzalez A., de Diego M., Ferrer M., Pinero G., Multichannel active noise equalization of interior noise, *IEEE Trans. On Audio, Speech and Language Proc.*, 1491pp. 110-122 2006, DOI: 10.1109/TSA.2005.853204
- [46]Górski P., Hałas a słyszalność sygnalizatora pojazdów uprzywilejowanych w ruchu drogowym, *Bezpieczeństwo Pracy: nauka i praktyka* (2015): 8-11
- [47]Górski P., Problem zawodowego narażenia na hałas pochodzący od dźwiękowych sygnalizatorów uprzywilejowania, *Przegląd komunikacyjny* 4/2013.
- [48]Górski P., Morzyński L., Active noise reduction algorithm based on notch filter and genetic algorithm, *Archives of Acoustics*, 185-190., , DOI: 10.2478/aoa-2013-0021
- [49]Górski P., Zawieska W.M., System aktywnej redukcji hałasu o przebiegu okresowym, *Bezpieczeństwo Pracy* 9/2002, str. 5-6
- [50]Guo-Qing Di, Xing-Wang Chen, Kai Song, Bing Zhou, Chun-Ming Pei, Improvement of Zwicker's psychoacoustic annoyance model aiming at tonal noises, *Applied Acoustics*, Volume 105, 2016, Pages 164-170, ISSN 0003-682X, DOI: 10.1016/j.apacoust.2015.12.006.
- [51]Hansen C., Snyder S., Qiu X., Brooks L., Moreau D. , *Active Control of Noise and Vibration*, Second Edition, CRC Press, p. 3, ISBN 9781482234008
- [52]Hasegawa, R., Kajikawa, Y., Chang, C. Y., Kuo, S. M., Headrest application of multi-channel feedback active noise control with virtual sensing technique, *INTER-NOISE and NOISE-CON*

- Congress and Conference Proceedings (Vol. 255, No. 4, pp. 3513-3524). Institute of Noise Control Engineering.
- [53] Hill P.D., Active acoustic attenuation system for reducing tonal noise in rotating equipment, US Patent, US5010576A, 1990
- [54] Hill P.D., Active acoustic attenuation system for reducing tonal noise in rotating equipment, The Journal of the Acoustical Society of America 90.5 (1991): 2879-2879, DOI: 10.1121/1.401823
- [55] Hill P.D., Active acoustic attenuation system for reducing tonal noise in rotating equipment, U.S. Patent No. 5,010,576. 23 Apr. 1991.
- [56] ISO 1996-2:2017 Acoustics -- Description, measurement and assessment of environmental noise -- Part 2: Determination of sound pressure levels
- [57] ISO 226:2003 Acoustics — Normal equal-loudness-level contours
- [58] ISO/TS 15666:2003 Acoustics - Assessment of Noise Annoyance by Means of Social and Socio-Acoustic Surveys, 2003
- [59] Jessel, M. J., Some evidences for a general theory of active sound absorption, INTER-NOISE and NOISE-CON Congress and Conference Proceedings (Vol. 1979, No. 2, pp. 169-174). Institute of Noise Control Engineering.
- [60] Jurado C., Pedersen C.S., Moore B.C.J., Psychophysical tuning curves for frequencies below 100 Hz, Journal of the Acoustical Society of America. 2011; 129(5): 3166-3180, DOI: 10.1121/1.3560535
- [61] Kaczmarska A., Augustyńska D., Mikulski W., Hałas w pomieszczeniach biurowych - metody ograniczania, BEZPIECZEŃSTWO PRACY 10/2004
- [62] Kaczmarska, A., Łuczak, A., Sobolewski, A., Uciążliwość hałasu niskoczęstotliwościowego podczas wykonywania prac wymagających koncentracji uwagi - badania w warunkach laboratoryjnych, Bezpieczeństwo Pracy : nauka i praktyka 2006 | nr 6 | 11-15
- [63] Kazimierska-Grębosz M., Problem hałasu w czasie eksploatacji maszyn do prac ziemnych, Biuletyn Wojskowej Akademii Technicznej 56.sp. 1 (2007): 255-262.
- [64] Kedem B., On frequency detection by zero-crossings, Signal processing 10.3 (1986): 303-306.
- [65] Kenneth C., Active Noise Control, 147th ASA Meeting, New York, NY, strona internetowa <https://web.archive.org/web/20070509115208/http://www.acoustics.org/press/147th/active-noise.htm> (dostęp 21.09.2021)
- [66] Kim E.Y., Lee Y.J., Lee S.K., Sound metric design for evaluation of tonal sound in laser printer, International Journal of Precision Engineering and Manufacturing, 13(8), 1349-1358, 2012, DOI: 10.1007/s12541-012-0178-0

- [67]Kim E.Y., Shin T.J., Lee S.K., New tonality design for non-stationary signal and its application to sound quality for gear whine sound, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, 227(3), 311-322, 2013, DOI: 10.1177/0954407012455774
- [68]Kuo S.M., Ji M.J., Development and analysis of an adaptive noise equalizer, IEEE Trans. Speech Audio Processing, vol. 3, pp. 217–222, May 1995, DOI: 10.1109/89.388150
- [69]Kuo, S. M., Kong, X., Gan, W. S., Applications of adaptive feedback active noise control system, IEEE transactions on control systems technology, 11(2), 216-220., DOI: 10.1109/TCST.2003.809252
- [70]Kuo, S. M., Morgan, D. R., Active noise control: a tutorial review, Proceedings of the IEEE 87.6 (1999): 943-973., DOI: 10.1109/5.763310
- [71]Kuo S.M., Nallabolu S.P., Analysis and Correction of Frequency Error in Electronic Mufflers using Narrowband Active Noise Control, 2007 IEEE International Conference on Control Applications, Singapore, 2007, pp. 1353-1358, , DOI: 10.1109/CCA.2007.4389424.
- [72]Kuo S.M., Tahernezehadi M., Ji L., Frequency-domain periodic active noise control and equalization, IEEE Trans. Speech Audio Processing, vol. 5, pp. 348–358, July 1997, DOI: 10.1109/89.593309
- [73]Kuo S.M., Yang Y., Broadband adaptive noise equalizer, IEEE Signal Processing Lett., vol. 3, pp. 234–235, Aug. 1996., DOI: 10.1109/97.511804
- [74]Laak T., Allie M., Loudspeaker characteristics for active sound control, The Journal of the Acoustical Society of America 100, 2830 (1996); , DOI: 10.1121/1.416671
- [75]Landström U., Åkerlund E., Kjellberg A., Tesarz M., Exposure levels, tonal components, and noise annoyance in working environments, Environment International, 21(3), 265-275, 1995, DOI: 10.1016/0160-4120(95)00017-F
- [76]Lawrence J Fogel, , Apparatus for improving intelligence under high ambient noise levels, US Patent, US2966549A, 1954
- [77]Lawrence J Fogel, Method of improving intelligence under random noise interference, US Patent, US2866848A, 1954
- [78]Lawrence J Fogel, System for improving intelligibility, US Patent, US2920138A, 1957
- [79]Lee J., Francis J. M., Wang L. M. , How tonality and loudness of noise relate to annoyance and task performance, Noise Control Engineering Journal, 65(2), 71-82., DOI: 10.3397/1/376427
- [80]Lee J., Francis J.M., Wang L.M., How tonality and loudness of noise relate to annoyance and task performance, Noise Control Engineering Journal, 65(2), 71-82, 2017, DOI: <https://doi.org/10.3397/1/376427>

- [81]Lee S.K., Lee S., Back J., Shin T., A new method for active cancellation of engine order noise in a passenger car, *Applied Sciences*, 8(8), 1394, 2018, , DOI: 10.3390/app8081394
- [82]Leśniak T., Kustra A. , Metody redukcji hałasu w świetle wymagań środowiskowych oraz uregulowań prawnych, *Inżynieria Mineralna*, 1(1)., str. 273-279, 2020, DOI: 10.29227/IM-2020-01-85
- [83]Leventhall H G. , Low frequency noise and annoyance, *Noise and Health* 6.23 (2004): 59-72
- [84]Łuczyński M. , Classes of tonality of signals in the aspect of active elimination of tonal components, *Vibrations in Physical Systems* 30.1 (2019)
- [85]Łuczyński M., Model matematyczny sygnału akustycznego generowanego przez silnik spalinowy, Praca magisterska, Politechnika Wrocławska, 2016
- [86]Łuczyński M. , Pozasłuchowe skutki działania hałasu, wpływ środowiska akustycznego na problemy ze skupieniem uwagi, W: Konferencja Inżynierii Akustycznej [Dokument elektroniczny, Wrocław], 18-19 maja 2013. [Oleśnica : INFOART. Usługi Anna Mulowska-Plaskota, 2013]. s. 21-24
- [87]Luczynski M., Brachmanski S., Mathematical Model of the Acoustic Signal Generated by the Combustion Engine, *AES Convention: 142 (May 2017) Paper Number: 9717*
- [88]Lueg P., Process of silencing sound oscillations, *US Patent 2,043,416*, 1936
- [89]Lueg P., Verfahren zur Dämpfung von Schallschwingungen, *German patent*, 1933
- [90]Makarewicz G., Problemy stabilności w układach aktywnej redukcji dźwięku, *Rozprawa doktorska*. Kraków, AGH, 1993
- [91]Makarewicz G., Matuszewski G., Morzyński L., Zawieska W., Stanowisko do badań nad aktywną redukcją hałasu w systemach wentylacyjnych, *Materiały XLVI Otwartego Seminarium z Akustyki OSA'99 Kraków-Zakopane*, pp. 503-508, 1999
- [92]Makarewicz G., Zawieska W., Aktywny tłumik hałasu układu wentylacyjnego, *II Szkoła: Metody aktywne redukcji drgań i hałasu*. Kraków-Zakopane, pp. 81-86, 1995
- [93]Mazur K., Wrona S., Pawelczyk M., Performance evaluation of active noise control for a real device casing, *Applied Sciences* 10.1 (2020): 377, DOI: 10.3390/app10010377
- [94]Miljkovic D., Simple secondary path modeling for active noise control using waveform synthesis, *41st International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)*, Opatija, 2018, pp. 0920-0925, DOI: 10.23919/MIPRO.2018.8400170.
- [95]More S., Davies P., Human Responses to the Tonalness of Aircraft Noise, *Noise Control Engineering Journal* 58.4 (2010): 420–440, , DOI: 10.3397/1.3475528

- [96] Parkins J.W., Sommerfeldt S.D., Tichy J., Narrowband and broadband active control in an enclosure using the acoustic energy density, *The Journal of the Acoustical Society of America*, 108(1), 192-203., 2000, , DOI: 10.1121/1.429456
- [97] Pawełczyk M., Analogue active noise control, *Applied Acoustics* 63 (2002) 1193–1213, DOI: 10.1016/S0003-682X(02)00027-0
- [98] Pawlaczyk-Łuszczynska M., Dudarewicz A., Zamojska M., Śliwińska-Kowalska M., Ocena ryzyka uszkodzenia słuchu u muzyków orkiestrowych, *Medycyna Pracy* 2010;61(5):493–511
- [99] Pawlaczyk-Luszczynska, M., Dudarewicz, A., Szymczak, W., Sliwinska-Kowalska, M., Evaluation of annoyance from low frequency noise under laboratory conditions, *Noise and Health*. 2010; 12(48): 166-181, DOI: 10.4103/1463-1741.64974
- [100] Pawlaczyk-Łuszczynska, M., Szymczak, W., Dudarewicz, A., Śliwińska-Kowalska, M., , Proposed criteria for assessing low frequency noise annoyance in occupational settings, *International Journal of Occupational Medicine and Environmental Health*. 2006; 19(3): 185-197, DOI 10.2478/v10001-006-0022-9
- [101] Pawlas K., , Wpływ infradźwięków i hałasu o niskich częstotliwościach na człowieka – przegląd piśmiennictwa, *Podstawy i Metody Oceny Środowiska Pracy*, 2009, Nr 2 (60), 27—64, journal ISSN: 1231-868X
- [102] Pietrzak A. P., Ocena ekspozycji muzyków na dźwięk z wykorzystaniem dwukanałowej dozymetrii hałasowej, *Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Warszawa 2020*
- [103] PN-EN 61672-1:2014-03 Elektroakustyka -- Mierniki poziomu dźwięku -- Część 1: Wymagania
- [104] PN-ISO 9612:2004 Akustyka -- Wytyczne do pomiarów i oceny ekspozycji na hałas w środowisku pracy
- [105] PN-N-01307:1994. Hałas. Dopuszczalne wartości hałasu w środowisku pracy. Wymagania dotyczące przeprowadzania pomiarów.
- [106] Radosz J., Pilot study on the influence of tonal noise annoyance on work performance, *Proceedings of 25th International Congress on Sound and Vibration, 8-12 July, Hiroshima, Japan*
- [107] Radosz J., Materiały informacyjne dot. Uciążliwości hałasu tonalnego ze względu na możliwość realizacji przez pracownika jego podstawowych zadań (strona 9-10), *Centralny Instytut Ochrony Pracy – Państwowy Instytut Badawczy, dokument elektroniczny*
- [108] Rafaely B., Garcia-Bonito J., Elliot S.J., Feedback control of sound in headrest, *Proc. Active'97, Budapest* pp. 445-456 1997
- [109] Rajca P., Analiza zagrożeń w przemyśle metalurgicznym na przykładzie wybranych stanowisk pracy huty stali, *PRACE NAUKOWE Akademii im. Jana Długosza w Częstochowie*,

- Technika, Informatyka, Inżynieria Bezpieczeństwa 2017, t. V, s. 53–65,  
DOI: 10.16926/tiib.2017.05.04
- [110] Ross C.F., Experiments on the active control of transformer noise, *Journal of Sound and Vibration*, Volume 61, Issue 4, 1978, Pages 473-480, ISSN 0022-460X,  
DOI: 10.1016/0022-460X(78)90449-2.
- [111] Rozporządzenia Ministra Gospodarki i Pracy z 5 sierpnia 2005 roku w sprawie bezpieczeństwa i higieny pracy przy pracach związanych z narażeniem na hałas lub drgania mechaniczne (DzU nr 157, poz. 1318).
- [112] Rozporządzenie Ministra Pracy i Polityki Społecznej z 29 listopada 2002 roku w sprawie najwyższych dopuszczalnych stężeń i natężeń czynników szkodliwych dla zdrowia w środowisku pracy (DzU 2002 nr 217, poz. 1833)
- [113] Rozporządzenie ministra środowiska z dnia 1 października 2012 r. zmieniające rozporządzenie w sprawie dopuszczalnych poziomów hałasu w środowisku, Poz. 1109
- [114] Rozporządzenie Ministra Środowiska z dnia 14 czerwca 2007 r. w sprawie dopuszczalnych poziomów hałasu w środowisku
- [115] Rozporządzenie ministra zdrowia z dnia 2 lutego 2011 r. w sprawie badań i pomiarów czynników szkodliwych dla zdrowia w środowisku pracy Dz.U.2011.33.166
- [116] Ryherd E. E., Wang L. M., Implications of human performance and perception under tonal noise conditions on indoor noise criteria, *The Journal of the Acoustical Society of America*, 124(1), 218-226., DOI: 10.1121/1.2932075
- [117] Ryherd E.E., Wang L.M., Implications of Human Performance and Perception under Tonal Noise Conditions on Indoor Noise Criteria, *The Journal of the Acoustical Society of America* 124.1, 2008, 218–26,, DOI: 10.1121/1.2932075
- [118] Sadowski J. , Ocena hałasu na stanowiskach pracy i jego minimalizacja, *Inż. Ap. Chem.* 2013, 52, 2, 110-112
- [119] Saremi, M., Rezapour, T., Non-auditory effects caused by environmental noise pollution, *Journal of Kerman University of Medical Sciences.* 2013; 20(3): 312-325
- [120] Saxena G., Ganesan S., and Das M., Real time implementation of adaptive noise cancellation, 2008 IEEE International Conference on Electro/Information Technology (pp. 431-436). IEEE., DOI: 10.1109/EIT.2008.4554341
- [121] Shi D., Shi C. Gan W., Effect of the audio amplifier's distortion on feedforward active noise control, 2017 Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA ASC), Kuala Lumpur, 2017, pp. 469-473, DOI: 10.1109/APSIPA.2017.8282077.

- [122] Smith J. O. III, Mathematics of the Discrete Fourier Transform (DFT), with Audio Applications --- Second Edition, W3K Publishing, 2007, ISBN 978-0-9745607-4-8
- [123] Smith J. O. III, Spectral Audio Signal Processing, W3K Publishing, 2011, ISBN 978-0-9745607-3-1
- [124] Sookpuwong C., Chompoo-Inwai C., Performance comparisons between a singlechannel feedforward ANC system and a singlechannel feedback ANC system in a noisy-environment classroom, 2017 International Symposium on Electrical Insulating Materials (ISEIM) (Vol. 1, pp. 203-206). IEEE, September 2017, DOI: 10.23919/ISEIM.2017.8088722
- [125] Staniek J., Pawełczyk M., Zastosowanie elementów MFC do aktywnej redukcji hałasu, Proc. XXXVI Winter Workshop on Active Noise and Vibration Control. Wisła, Poland, pp. 131-139, 2008
- [126] Subedi, J. K., Yamaguchi, H., Matsumoto, Y., Ishihara, M., Annoyance of low frequency tones and objective evaluation methods, Journal of low frequency noise, vibration and active control 24.2 (2005): 81-95., DOI: 10.1260/0263092054531000
- [127] Swinbanks M.A., The active control of sound propagation in long ducts, Journal of Sound and Vibration, Volume 27, Issue 3, 8 April 1973, Pages 411-436, DOI: 10.1016/S0022-460X(73)80355-4
- [128] Tabatabaei Ardekani I., Abdulla W.H., On the convergence of real-time active noise control systems, Signal Processing, Volume 91, Issue 5, 2011, Pages 1262-1274, ISSN 0165-1684, DOI: 10.1016/j.sigpro.2010.12.012.
- [129] Tichy J., Active noise cancellation in ducts, The Journal of the Acoustical Society of America 74, S25 (1983); DOI: 10.1121/1.2020873
- [130] Ustawa z dnia 27 kwietnia 2001 r. Prawo ochrony środowiska. Art. 3, ust. 5, Dz.U. 2001 Nr 62 poz. 627
- [131] Vainio O., Seppo J.O., Digital filtering for robust 50/60 Hz zero-crossing detectors, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 45.2 (1996): 426-430., DOI: 10.1109/19.492760
- [132] Wang, X., Kijimoto, S., Koba, Y., Matsuda, K., Noise barrier using feedback active noise control, 40th International Congress and Exposition on Noise Control Engineering 2011, INTER-NOISE 2011 (pp. 2555-2560).
- [133] Warnaka G.E., Zalas J.M., Active control of noise in enclosed spaces, The Journal of the Acoustical Society of America 74, S25 (1983); DOI: 10.1121/1.2020874
- [134] Wheeler P.D., Voice communications in the cockpit noise environment: The role of active noise reduction., Ph.D. Thesis, University of Southampton, UK1986

- [135] Whitfield S.B., Flesch K.B., An experimental analysis of a vibrating guitar string using high-speed photography, *American Journal of Physics*, 82(2), 102-109., 2014, DOI: 10.1119/1.4832195
- [136] WHO/Europe | Noise , strona internetowa (dostęp 21.09.2021): <https://www.euro.who.int/en/health-topics/environment-and-health/noise/noise>
- [137] Widrow B., Glover J.R., McCool J.M., Kaunitz J., Williams C.S., Hern R.H., Zeidler J.R., Dong E., Goodlin R.C., Adaptive noise canceling: Principles and applications, *Proc. IEEE*, vol. 63, pp. 1692–1716, Dec. 1975., DOI: 10.1109/PROC.1975.10036
- [138] World Health Organization, Burden of disease from environmental noise. Quantification of healthy life years lost in Europe, 2011
- [139] World Health Organization, Environmental noise guidelines for the European Region, 2018 ISBN 978 92 890 5356 3 (Strona 103)
- [140] Woźny A., Dobosz M., Pacana A., Wpływ hałasu na jakość pracy, *Humanities and Social Sciences* vol. XIX, 21 (2/2014), pp. 251-258,, DOI: 10.7862/rz.2014.hss.31
- [141] Wu C., Wan L., Zhao W., Zhou Q., Research on active control of axial flow fan noise using a novel and simplified duct system, 2015 International Conference on Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS) (pp. 153-158). IEEE., October 2015, DOI: 10.1109/ICCAIS.2015.7338652
- [142] Wu, J. D., & Bai, M. R., Effects of Directional Microphone and Transducer in Spatially Feedforward Active Noise Control System, *Japanese Journal of Applied Physics* 40.10R (2001): 6133.
- [143] Xu, H., Jin, C., Zhou, H., Zhou, Y., Active Noise Equalization of Vehicle Low Frequency Interior Distraction Level and its Optimization, *SAE Int. J. Passeng. Cars - Mech. Syst.* 9(1):199-209, 2016, , DOI: doi.org/10.4271/2016-01-1303.
- [144] Ya-Li Zhou, Qi-Zhi Zhang, Xiao-Dong Li, Woon-Seng Gan, On the use of an SPSA-based model-free feedback controller in active noise control for periodic disturbances in a duct, *Journal of Sound and Vibration*, Volume 317, Issues 3–5, 2008, Pages 456-472, ISSN 0022-460X, , DOI: 10.1016/j.jsv.2008.05.027.
- [145] Yanagisawa H., Yokoo S., Murakami T., Ohtomi K., Hosaka R., Effect of Tonal Harmonic Feature in Product Noise on Emotional Quality, *Improving Complex Systems Today*. Springer, London, 2011. 469-476., DOI: 10.1007/978-0-85729-799-0\_55
- [146] Zhang L., Tao J., Qiu X., Active control of transformer noise with an internally synthesized reference signal, *Journal of Sound and Vibration*, 331(15), 3466-3475, 2012, DOI: 10.1016/j.jsv.2012.03.032



- [147] Ziegler E. Jr., Selective active cancellation system for repetitive phenomena, U.S. Patent 4 878 188, Oct. 31, 1989.
- [148] Zivanovic M., Roebel A., Rodet X., A new approach to spectral peak classification, 12th European Signal Processing Conference (pp. 1277-1280), IEEE, 2004

## Streszczenie

Hałas wąskopasmowy, zwany też hałasem tonalnym, jest bardziej uciążliwy dla ludzi niż hałas szerokopasmowy, szczególnie w zakresie małych częstotliwości. Z tego względu redukcja poziomu składowych tonalnych w hałasie ma duże znaczenie praktyczne. Praca doktorska dotyczy zastosowania algorytmów aktywnej redukcji hałasu do eliminacji wybranych składowych częstotliwościowych sygnałów akustycznych o charakterze tonalnym. Opracowano kilka algorytmów, które wykorzystują tonalność hałasu do zwiększenia skuteczności redukcji poziomu hałasu wąskopasmowego. Do stosowania tych algorytmów konieczne jest określenie parametrów sygnału tonalnego na podstawie analizy sygnału akustycznego. Eliminacja składowych tonalnych ma ponadto zastosowanie przy przetwarzaniu sygnału cyfrowego lub jako miara skuteczności estymacji wartości ich parametrów. Przeanalizowano skuteczność opracowanych algorytmów w zależności od metody estymacji wartości parametrów oraz algorytmu eliminacji. Algorytmy te zostały przetestowane na sygnałach sztucznych stworzonych na potrzeby testowania oraz na sygnałach realnych występujących w praktyce aktywnej redukcji hałasu. Uzyskano redukcję poziomu składowych tonalnych od kilku do kilkudziesięciu decybeli.

*Słowa kluczowe: Aktywne Metody Redukcji Hałasu, tonalność, przetwarzanie sygnału*

## Abstract

Narrowband noise, also called tonal noise, is more disturbing to humans than broadband noise, especially in the low frequency range. Therefore, reducing the level of tonal components in noise is of great practical importance. This dissertation concerns the application of active noise reduction algorithms for the elimination of selected frequency components of tonal acoustic signals. Several algorithms have been developed that exploit the tonality of noise to increase the effectiveness of narrowband noise reduction. To apply these algorithms, it is necessary to determine the parameters of the tonal signal on the basis of acoustic signal analysis. Furthermore, the elimination of tonal components is applicable in digital signal processing or as a measure of the detection efficiency of their parameters. The effectiveness of the developed algorithms was analysed depending on the parameter detection method and the elimination algorithm. The algorithms were tested on artificial signals created for testing purposes and on actual signals occurring in active noise reduction practice. A reduction in the level of tonal components from several to several dozens of decibels was obtained.

*Keywords: Active Noise Control, tonality, signal processing*