



Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie
Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki
Katedra Metrologii



Rozprawa doktorska

Miary wahania napięcia w sieci elektroenergetycznej wyznaczane z zastosowaniem transformacji Hilberta

mgr inż. Andrzej Wetula

Promotor: dr hab. inż. Andrzej Bień

Kraków, 13 października 2008

PODZIĘKOWANIA

Składam serdeczne podziękowania promotorowi, doktorowi hab. Andrzejowi Bieniowi, za trud opieki naukowej nad powstawaniem tej rozprawy, oraz wiele cennych uwag i porad.

Chciałbym też podziękować współpracownikom z Katedry Metrologii AGH, w szczególności profesorowi Michałowi Szyperowi za owocne dyskusje na temat rozprawy oraz doktorowi Dariuszowi Borkowskiemu, doktorowi Krzysztofowi Dudzie i magistrowi Arturowi Boroniowi za cenne uwagi i udzieloną pomoc.

Dziękuję również rodzinie i przyjaciołom, za mobilizowanie mnie i wsparcie w czasie powstawania rozprawy.

Doctoral thesis

Measures of power system voltage variation calculated using Hilbert transformation.

M. Sc. Andrzej Wetula

Summary

Electrical power systems are inherent element of today's world. Economy and security of developed countries depend on continuous power delivery. In case of developing countries, one of their development measures is an electrification level. Simultaneously, power quality continuously decreases. Cost of delivering low-quality power is higher with more technologically advanced consumers. In order to assess power quality, precise and credible measurement methods are needed.

One kind of power quality disturbances are low-frequency disturbances. They are defined as an amplitude modulation in a frequency range of 50 ± 35 Hz, and measured using a so-called light flicker severity meter, or flickermeter. Both disturbances definition and their measurement method feature certain drawbacks. First, power system signals modulation is not purely amplitude, but rather complex, eg. both amplitude and phase modulation. Second, flickermeter is developed as an analogue device for light severity, not power quality measurements. Its signal path includes load model, meant to represent a human reaction to a flicker of a tungsten bulb of certain parameters. For above reasons, both new measures of low-frequency disturbances, and demodulation method need to be developed. An author presents a set of measures of low-frequency voltage disturbances. Unlike flickermeter, these measures are developed as load-model independent. They should also be sensitive, effective in means of computational load, and defined in a fully digital manner, in order to be repetitive. They should allow to build a quantitative scale. Six such measures are developed and tested by an author. Presented measures are designed to operate on a complex envelope signal, thus requiring an envelope detection algorithm. Such algorithm was also presented by an author.

The presented algorithm is based on a Hilbert transformation. A Hilbert transformation is an integral transformation, of which one of the main uses is building of an analytical signal. An analytical signal is a complex signal. Its amplitude represents a momentary amplitude of a transformed signal, and its angle is a so-called general phase of an input signal. For power system signals, it is composed of low-frequency component introduced by a system frequency, and a high-frequency component introduced by phase changes, caused by load fluctuation. The latter component is a momentary phase, a component of a complex envelope. In order to obtain a complex envelope, a method of separating it from a general phase is needed. Such method was another method developed by an author. It includes derivation of a general phase, high-pass filtering and filtering with filter shaped to estimate integration. Also, a system frequency signal is provided by an algorithm, as a low-frequency component of general phase derivative. Developed demodulation algorithm was carefully tested, in order to obtain information on its frequency

characteristics, uncertainties of obtained signals, and influence of an input circuitry and numerical representation. Also, a required computational load was tested, and the algorithm was implemented in a digital signal processor and a PXI system. An implementation was carried in order to proof an algorithm's ability to work in a real time, and as a preparation for further development.

The proposed demodulation algorithm does not include load model; instead, it is based purely on a signal model. As such, it can be used as a complex envelope source for other purposes than developed measures calculation. As an example of another use of an algorithm (and thus, its versatility), its application for a Thevenin model identification was presented. A Thevenin model is a simple model of a loaded power system. It is impedance-based, and includes two impedances and a voltage source. Impedances represent load and power system parameters, and voltage source represents combined voltage of system generators. Identification of a Thevenin model requires estimation of both impedances and source voltage. It is relatively easy to estimate load impedance by direct realization of its definition, but source impedance and voltage require more complex approach. Proposed solution includes a passive experiment, in which a load voltage and current are sampled without interfering a normal system operation. Obtained signals are processed using proposed algorithm, giving complex envelopes. A least-square method is then used on complex envelope samples to obtain source impedance and voltage values. Also, one of proposed variation measures can be used to assess uncertainty, allowing to reject highly uncertain values.

Obtained results proof that Hilbert transformation can be used both to develop measures of voltage variation, and for power system model impedances estimation. Further research includes implementing proposed algorithms in a fixed-point hardware, development of a multi-phase system analysis method, and building a distributed measurement system using proposed algorithms and measures to analyze disturbances propagation.

Wybrane oznaczenia

Poniżej zestawiono najważniejsze spotykane w tekście oznaczenia i indeksy; pozostałe oznaczenia wyjaśnione są w tekście.

$x(t)$ sygnał o charakterze ciągłym

$x(n)$ sygnał spróbkowany

$x_a(n)$ sygnał analityczny

$x_m(n)$ amplituda chwilowa sygnału

$x_p(n)$ faza chwilowa sygnału

$x_\Psi(n)$ faza uogólniona sygnału analitycznego

$x_f(n)$ częstotliwość chwilowa (pochodna fazy uogólnionej)

$f_s(n)$ częstotliwość systemu

$\bar{x}$ wartość zespolona

$\hat{x}$ estymata x

$\overline{x_o}$ obwiednia zespolona

$\overline{x_{om}}$ obwiednia zespolona unormowana do amplitudy

X_m amplituda średnia

$\bar{Z}$ impedancja

M miara

$W(M, x)$ wrażliwość małosygnałowa miary M na zmienną x

$\sigma_r(x)$ odchylenie standardowe powtarzalności zmiennej x

$V(x)$ wariancja zmiennej x

Spis treści

Summary	v
Wykaz oznaczeń	vii
1 Wstęp	11
1.1 Cel i teza rozprawy	12
2 System elektroenergetyczny jako obiekt pomiarów	13
2.1 System elektroenergetyczny	13
2.1.1 Pomiary w systemie elektroenergetycznym	15
2.2 Zjawiska zachodzące w systemie i ich odzwierciedlenie w sygnałach	16
2.2.1 Dynamika zjawisk zachodzących w systemie elektroenergetycznym	16
2.2.2 Niestacjonarność sygnałów systemu elektroenergetycznego	17
2.3 Parametry sygnałów sieci elektroenergetycznej	18
2.3.1 Zakresy wartości napięć i prądów	18
2.3.2 Częstotliwość	18
2.3.3 Odształcenie napięć i prądów	19
2.3.4 Zaburzenia niskoczęstotliwościowe (dolnopasmowe)	19
2.4 Aktualne badania	22
2.4.1 Metody analizy zaburzeń niskoczęstotliwościowych	22
2.4.2 Inne zastosowania transformacji Hilberta w elektrotechnice	24
2.4.3 Metody estymacji składowych ortogonalnych	24
2.5 Podsumowanie	25
3 Miary zmienności sygnałów sieci elektroenergetycznej	27
3.1 Podstawy teoretyczne proponowanych miar	27
3.2 Proponowane miary zmienności sygnałów	28
3.2.1 Założenia	28
3.2.2 Miary oparte na funkcjonale wahania	29
3.2.3 Zaproponowane miary	30
3.2.4 Miary wektorowe	32
3.2.5 Wymiar fizyczny zaproponowanych miar	33
3.2.6 Okres wyznaczania miar a stacjonarność badanych sygnałów	34
3.3 Właściwości zaproponowanych miar	34
3.3.1 Badania modelowe zaproponowanych miar	36
3.4 Podsumowanie i wnioski z badania miar	49

4	Algorytm detekcji obwiedni zespolonej	53
4.1	Transformacja Hilberta, sygnał analityczny	53
4.1.1	Realizacje dyskretne transformaty Hilberta	54
4.2	Proponowany algorytm detekcji obwiedni	57
4.2.1	Opis algorytmu	57
4.2.2	Filtr wejściowy, decymacja	58
4.2.3	Wyznaczanie sygnału analitycznego	64
4.2.4	Estymacja fazy chwilowej i częstotliwości systemu	66
4.2.5	Badanie algorytmu	72
4.3	Implementacja algorytmu detekcji obwiedni zespolonej	85
4.3.1	Implementacja w procesorze sygnałowym	85
4.3.2	Implementacja w systemie PXI	88
4.3.3	Analiza sygnałów zarejestrowanych w rozdzielni wysokiego napięcia	95
4.4	Porównanie z innymi algorytmami	98
4.4.1	Algorytmy estymacji składowych ortogonalnych	98
4.4.2	Analiza zaburzeń niskoczęstotliwościowych	98
4.5	Podsumowanie	99
5	Estymacja impedancji zastępczych systemu	101
5.1	Modele oparte na impedancji	101
5.2	Model Thevenina	103
5.2.1	Identyfikacja modelu Thevenina	104
5.3	Wykorzystanie obwiedni zespolonej do identyfikacji modelu Thevenina	106
5.3.1	Algorytm estymacji impedancji źródła	106
5.3.2	Badania modelowe	107
5.3.3	Wyniki badań modelowych	108
5.3.4	Zastosowanie miar zmienności przy identyfikacji modelu Thevenina	110
5.4	Podsumowanie	112
6	Podsumowanie rozprawy	115
6.1	Wkład własny autora	115
6.2	Plan dalszych badań	116
	Bibliografia	119
	Skorowidz	123

Rozdział 1

Wstęp

Systemy elektroenergetyczne stanowią nieodłączny element współczesnego świata. Gospodarka i bezpieczeństwo krajów rozwiniętych zależą prawie całkowicie od nieprzerwanych dostaw energii elektrycznej. W przypadku krajów rozwijających się jedną z głównych miar stopnia rozwoju technologicznego jest poziom elektryfikacji. Jednocześnie coraz częstsze awarie systemowe sugerują, że rozwój systemów elektroenergetycznych nie nadąża za wzrostem zapotrzebowania na energię [24]. Skutkiem tego jest pogarszanie się jakości energii [11]. Koszty związane z dostarczeniem energii elektrycznej o złej jakości są tym większe, im większy jest stopień zaawansowania technologicznego odbiorców dotkniętych awarią [18].

Przez jakość energii elektrycznej rozumie się zbiór parametrów (miar) opisujących w sposób ilościowy rozbieżność pomiędzy aktualnymi a założonymi (idealnymi) parametrami dostarczanej energii. Jakość energii elektrycznej jest ściśle związana ze stanem systemu elektroenergetycznego. Oznacza to, że na podstawie wyznaczonych w punktach pomiarowych parametrów można wnioskować o stanie fragmentu systemu. Jednocześnie na podstawie wyznaczonych parametrów systemu (np. impedancji zastępczych) można oszacować ewentualne przyszłe pogorszenie jakości energii lub zdolność systemu do propagacji zaburzeń. Aby poprawnie oszacować jakość energii elektrycznej niezbędne są wiarygodne wyniki pomiarów o odpowiedniej, znanej niepewności. Szybki rozwój mikrokomputerów i systemów wbudowanych w latach 70 i 80 dwudziestego wieku spowodował rozwój techniki pomiarowej, w szczególności opartej o cyfrowe przetwarzanie sygnałów. W połączeniu z pogarszaniem się jakości energii i wzrostem znaczenia poprawnej pracy systemu elektroenergetycznego spowodowało to pojawienie się wielu nowych rozwiązań urządzeń pomiarowych. Obejmowały one nowe metody estymacji istniejących miar jakości energii [50, 31, 67], a także definiowanie nowych miar i tworzenie algorytmów pomiarowych możliwych do realizacji wyłącznie pod warunkiem zastosowania systemów cyfrowych [27, 53, 6]. Jednym z obszarów zaburzeń jakości energii są tzw. zaburzenia niskoczęstotliwościowe napięcia. Są to wszystkie zaburzenia napięcia, których pasmo pozostaje w otoczeniu podstawowej harmonicznej. Według normy [72] przyjmuje się pasmo 50 ± 35 Hz, tj. od 15 do 85 Hz, i interpretuje zaburzenia niskoczęstotliwościowe jako modulację amplitudy napięcia. Zaburzenia te w rzeczywistości obejmują również modulację fazy, co oznacza, że powinny być interpretowane jako modulacja zespolona [7]. Alternatywny model zaburzeń niskoczęstotliwościowych można zbudować dla dziedziny częstotliwości, przedstawiając je jako grupę inter i subharmonicznych skupionych wokół składowej podstawowej.

Do badania zaburzeń niskoczęstotliwościowych obecnie stosuje się, zgodnie z zaleceniami normy [72], miernik uciążliwości migotania światła, nazywany flickermetrem. Jego konstrukcja jest owocem prac prowadzonych w połowie lat 80, i odzwierciedla ówczesny stan zaawansowania technologicznego. Jednocześnie struktura miernika, modelująca reakcję człowieka na migotanie żarówki wolframowej zasilanej zaburzonym napięciem, jest bardzo mało elastyczna. Wyniki pomiaru miernikiem uciążliwości migotania nie są miarodajne gdy badanym napięciem zasilany jest odbiornik inny niż instalacja oświetleniowa. Wyznaczane z użyciem flickermetru współczynniki uciążliwości migotania światła P_{st} oraz P_{lt} mają złe właściwości metrologiczne, ponieważ pozwalają wyłącznie na budowę skali porządkowej. Równocześnie ciągły (rzeczywisty) charakter tych współczynników może sugerować niewprawnemu użytkownikowi możliwość zastosowania metod analizy niewłaściwych dla tego rodzaju skali.

Wymienione powyżej niekorzystne właściwości miernika uciążliwości migotania i wyznaczanych z jego użyciem współczynników spowodowały powstanie szeregu prac mających na celu udoskonalenie tego przyrządu. Prace te obejmowały: modyfikacje algorytmu w celu przystosowania przyrządu do innego rodzaju źródła światła [28], całkowitą wymianę algorytmu na inny, wyznaczający tę samą miarę P_{st} [59], modyfikację części algorytmu dla wyznaczania miary innego rodzaju [8] oraz propozycje całkowicie nowych miar zaburzeń niskoczęstotliwościowych wraz z algorytmami przetwarzania sygnału [6, 10].

1.1 Cel i teza rozprawy

Na podstawie wyników dotychczas prowadzonych z udziałem autora rozprawy badań możliwe jest sformułowanie następującej tezy: **Zastosowanie transformacji Hilberta umożliwia wyznaczanie efektywnych i wrażliwych miar zmienności napięcia oraz impedancji zastępczych w sieci elektroenergetycznej.**

W celu dowiedzenia powyższej tezy w rozprawie został przedstawiony szereg miar operujących na obwiedni zespolonej sygnału napięcia sieci elektroenergetycznej (rozdział 3). Dla każdej z przedstawionych miar została zbadana wrażliwość, właściwości dynamiczne oraz efektywność obliczeniowa. Następnie przedstawiono algorytm detekcji obwiedni zespolonej sygnałów sieci elektroenergetycznej oraz jego implementacja w procesorze sygnałowym DSP i komputerze PC (rozdział 4). W celu wykazania przydatności algorytmu do zastosowań innych niż wyznaczanie miar zaburzeń niskoczęstotliwościowych, został on zastosowany do estymacji impedancji zastępczych modelu Thevenina systemu elektroenergetycznego (rozdział 5). W części końcowej zaprezentowano plany dalszych badań, obejmujące rozbudowę algorytmów i miar dla sieci trójfazowej, poprawę efektywności implementacji, zastosowanie algorytmów do detekcji źródeł zaburzeń niskoczęstotliwościowych w rozległym systemie oraz analizy ich propagacji (rozdział 6).

Rozdział 2

System elektroenergetyczny jako obiekt pomiarów

Obiektem pomiarów w szerokim sensie jest w niniejszej rozprawie system elektroenergetyczny. Obiektami, którymi zajmuje się autor są sygnały rejestrowane w wybranych punktach tego systemu. Aby możliwe było zaprojektowanie miar i algorytmu detekcji obwiedni zespolonej sygnałów sieci elektroenergetycznej, konieczna jest znajomość zjawisk związanych z powstawaniem tych sygnałów. W tym rozdziale pokrótce, z metrologicznego punktu widzenia, przedstawiony jest system elektroenergetyczny i zachodzące w nim zjawiska oraz wynikające z nich własności rejestrowanych sygnałów. Zaprezentowano też przegląd literatury z zakresu tematyki niniejszej rozprawy.

2.1 System elektroenergetyczny

Jedną z najistotniejszych cech energii elektrycznej jest niemożność łatwego przechowywania jej w dużej ilości. Oznacza to, że ilość energii produkowanej musi odpowiadać bieżącemu zapotrzebowaniu [36]. Spowodowało to powstanie systemów elektroenergetycznych i ich ewolucję do formy spotykanej obecnie. Zadaniem systemu elektroenergetycznego jest wytwarzanie energii elektrycznej i dostarczanie jej do odbiorców przy jednoczesnym spełnieniu następujących wymagań [36]:

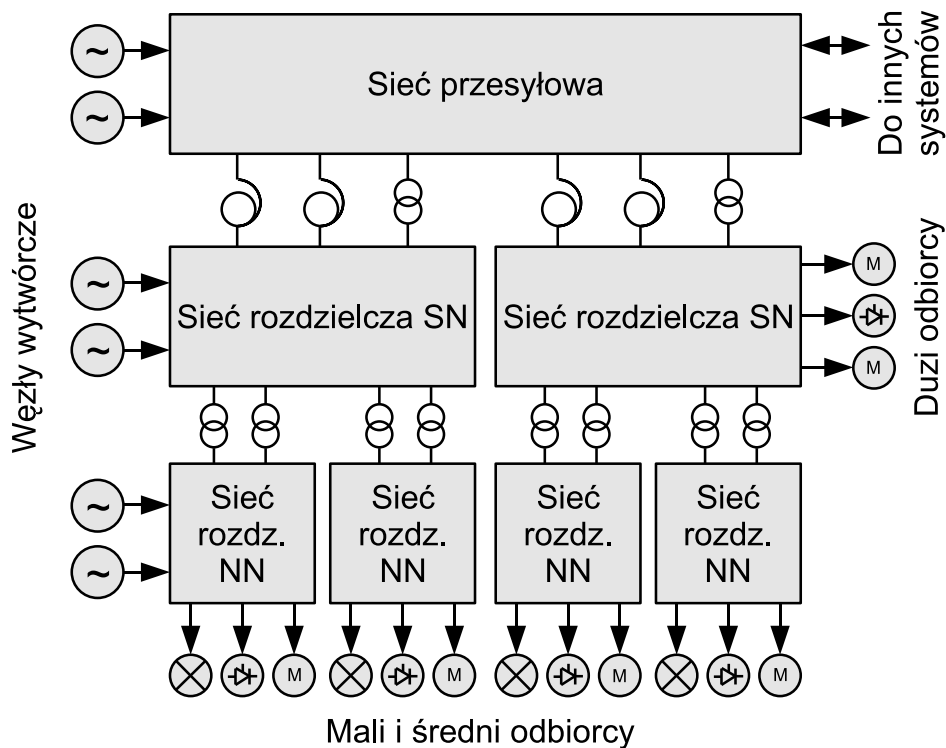
Niezawodność dostaw — przerwa w dostawach energii może doprowadzić do bardzo wysokich strat finansowych, wynikających z zaburzenia przebiegu procesów technologicznych [18], a nawet spowodować zagrożenie życia. Niezawodność zasilania zapewnia się przez utrzymywanie odpowiednio dużej rezerwy mocy wytwarzanej, zwielokrotnianie przyłączy, stosowanie zabezpieczeń oraz wykorzystywanie aparatury o odpowiednio wysokiej jakości.

Zadowalająca jakość dostarczanej energii — podobnie jak w przypadku niezawodności dostaw, zaburzenia jakości dostarczanej energii mogą spowodować niepoprawne działanie odbiorników, co może spowodować straty finansowe odbiorców. W celu poprawy jakości energii elektrycznej stosuje się układy regulacji automatycznej, zapewniające odpowiednie jej parametry. W miarę możliwości łączy się też małe systemy elektroenergetyczne w większe, mniej podatne na pogarszające jakość energii wahania obciążenia.

Utrzymanie niskich kosztów generacji i przesyłu energii — przy obserwowanym wzroście kosztów paliw konieczna jest minimalizacja kosztów zarówno wytwarzania, jak i przesyłu energii elektrycznej. Uzyskuje się ją przede wszystkim przez minimalizację odległości pomiędzy odbiorcami a wytwarzającą dla nich energię elektrownią. Warto zauważyć, że minimalizacja kosztów jest ograniczona dwoma poprzednimi punktami, tj. nie powinna odbywać się kosztem pogorszenia niezawodności dostaw oraz jakości energii.

Kwestie ekologiczne — w celu zmniejszenia zanieczyszczenia środowiska na elektrownie nakładane są limity emisji spalin. Jednocześnie promowane jest wytwarzanie energii ze źródeł odnawialnych. Występują też ograniczenia natury politycznej i społecznej dotyczące rozbudowy systemów elektroenergetycznych (np. rozwoju energetyki jądrowej). Wymusza to optymalne wykorzystanie istniejącej infrastruktury energetycznej.

Ogólny schemat blokowy systemu elektroenergetycznego przedstawia rysunek 2.1 [36, 51]. System umownie dzielony jest na część wytwórczą, przesyłową, rozdzielczą i odbiorczą. Za wytwarzanie większości energii elektrycznej odpowiadają generatory synchroniczne,



Rysunek 2.1: Schemat blokowy systemu elektroenergetycznego

napędzane przez turbiny parowe, wodne lub spalinowe, rzadziej wiatrowe. Nieliczna grupa źródeł to generatory asynchroniczne i falowniki, np. w małych siłowniach wiatrowych lub pomiędzy łączami DC a resztą systemu. Części przesyłowa i rozdzielcza systemu elektroenergetycznego różnią się wysokością stosowanych napięć oraz strukturą sieci. W części przesyłowej stosowane są napięcia wysokie i najwyższe, tj. 110 kV i większe. Linie części

przesyłowej tworzą strukturę umożliwiającą wielostronne (co najmniej dwustronne) zasilanie niemal wszystkich węzłów. Do części przesyłowej systemu energia trafia z dużych i średnich elektrowni i jest pobierana przez lokalne sieci rozdzielcze i dużych odbiorców. Na tym poziomie znajdują się też przyłącza do innych systemów elektroenergetycznych. Część rozdzielcza systemu elektroenergetycznego składa się ze znacznej ilości lokalnych sieci, pracujących głównie przy napięciach średnich i niskich, rzadziej wysokich. Sieci rozdzielcze mają w większości strukturę gwiazdową. Taka struktura sieci nie zapewnia zasilania zapasowego w razie awarii, ale jest tania w budowie i utrzymaniu. Odbiorcy wymagający nieprzerwanego zasilania są wyposażeni w lokalne generatory lub zasilanie wielostronne. Energia do sieci rozdzielczych jest dostarczana z części przesyłowej systemu oraz z lokalnych, małych lub średnich elektrowni, a odbierana przez odbiorców. Część odbiorcza stanowi najbardziej zróżnicowaną część systemu elektroenergetycznego. Odbiorców można podzielić ze względu na moc, ale również ze względu na charakter zastosowanych odbiorników oraz związane z tym wymagania pewności zasilania i oczekiwaną przez nich jakość dostarczanej energii. Pośród zastosowanych odbiorników największy odsetek (50-70%) stanowią silniki elektryczne, w tym około 90 % to silniki asynchroniczne. Pozostałe odbiorniki to urządzenia grzewcze, oświetleniowe oraz elektroniczne [36].

2.1.1 Pomiary w systemie elektroenergetycznym

W celu monitorowania stanu systemu elektroenergetycznego oraz dokonywania rozliczeń ilości sprzedawanej energii w węzłach wytwórczych, przesyłowych i odbiorczych systemu zainstalowana jest aparatura pomiarowa. W jej skład wchodzi: przekładniki prądowe i napięciowe, liczniki energii elektrycznej, rejestratory zdarzeń oraz mierniki (niekiedy z możliwością rejestracji). W skład aparatury wykorzystywanej do rozliczeń finansowych wchodzi dedykowane przekładniki oraz liczniki energii czynnej i biernej oraz czasami rejestratory jakości energii elektrycznej. Aparatura ta jest oddzielona od pozostałej aparatury pomiarowej i nie może być wykorzystywana do celów innych niż dostarczanie danych niezbędnych do rozliczeń za ilość i jakość dostarczonej energii. Równolegle z aparaturą używaną w rozliczeniach funkcjonuje aparatura pomiarowa wykorzystywana do monitorowania stanu systemu oraz dostarczania danych dla systemów automatyki zabezpieczającej. Cechuje się ona większą odpornością na stany awaryjne, uzyskaną kosztem większej niepewności pomiarów. W jej skład wchodzi przekładniki zabezpieczeniowe, rejestratory stanów przejściowych oraz mierniki przeznaczone dla obsługi podstacji. Aparaturę pomiarową uzupełniają systemy łączności, umożliwiające zdalne monitorowanie stanu systemu. Dzięki temu uproszczone jest gromadzenie danych, które mogą być wykorzystane przy optymalizacji działania systemu.

Do wyprowadzeń przekładników przeznaczonych do rozliczeń finansowych podłącza się tylko liczniki energii elektrycznej. W szczególności niedopuszczalne jest modyfikowanie obwodu przez dołączanie dodatkowych urządzeń, gdyż mogłoby to zmienić wskazania liczników, narażając na straty finansowe dostawców lub odbiorców energii elektrycznej. Z tego powodu w przypadku dołączania aparatury rejestrującej i analizującej sygnały sieci elektroenergetycznej, jak miało to miejsce do potrzeb niniejszej rozprawy, dostępne są wyłącznie wyprowadzenia przekładników zabezpieczeniowych. Ogranicza to swobodę przeprowadzania eksperymentu; przekładniki pomiarowe oferują mniejszą niepewność przetwarzania, ale przekładniki zabezpieczeniowe mają szersze gwarantowane pasmo. Ponieważ oba te parametry są istotne przy analizie zaburzeń niskoczęstotliwościowych, trud-

no jednoznacznie przesądzić który rodzaj przekładników jest lepszy.

2.2 Zjawiska zachodzące w systemie i ich odzwierciedlenie w sygnałach

Każde, odpowiednio duże, zdarzenie zachodzące w systemie elektroenergetycznym - czy to w węzłach wytwórczych, sieciach przesyłowych, czy po stronie obciążenia - wpływa na parametry pracy całego systemu. Teoretycznie oznacza to, że analizując sygnały systemu w pojedynczym punkcie można uzyskać informacje na temat stanu całego systemu. W rzeczywistości ze względu na rozległość systemu tylko zdarzenia o odpowiednio dużym natężeniu lub zachodzące blisko powodują obserwowalne zmiany parametrów systemu. Zwiększając dokładność pomiaru oraz wprowadzając nowe metody analizy sygnałów można wykrywać zjawiska o mniejszej skali i zachodzące „dalej”. Ponieważ propagujące w systemie elektroenergetycznym zaburzenia mogą się wzajemnie kompensować, prowadzenie pomiarów w pojedynczym punkcie wymaga poczynienia założenia co do braku jednoczesności zjawisk. Aby móc w pełni poprawnie rozróżniać zaburzenia pod względem ich źródeł, niezależnie od jednoczesności zachodzenia, należy prowadzić synchroniczne pomiary w wielu punktach. Niezależnie od tego czy prowadzi się pomiary w jednym czy wielu punktach, trzeba starannie dobierać miejsca akwizycji sygnałów. Ponieważ system elektroenergetyczny jest zbudowany tak aby tłumić zaburzenia powodowane przez zachodzące w nim zjawiska, odpowiedni wybór miejsca pomiaru pozwala wyeksponować zaburzenia pochodzące z konkretnego węzła systemu i jednocześnie zmniejszyć zaburzenia pochodzące z pozostałych punktów [16].

2.2.1 Dynamika zjawisk zachodzących w systemie elektroenergetycznym

Zdarzenia zachodzące w systemie elektroenergetycznym dzieli się ze względu na zajmowane przez nie pasmo częstotliwości (związane ze źródłem pochodzenia) na należące do jednej lub kilku z czterech grup: falowe, elektromagnetyczne, elektromechaniczne i termodynamiczne [36]. Ogólne zestawienie rodzajów zjawisk należących do poszczególnych grup i ich ram czasowych przedstawia się następująco:

- Zjawiska falowe ($10^{-7} \dots 10^{-3}$ s, czyli 10 MHz - 1 kHz): przepięcia w liniach WN związane z procesami łączeniowymi lub wyładowaniami atmosferycznymi,
- Zjawiska elektromagnetyczne ($10^{-3} \dots 10^0$ s, czyli 1 kHz - 1 Hz): działanie systemów zabezpieczeń, wahania obciążeń, interakcje między maszynami a siecią [9],
- Zjawiska elektromechaniczne ($10^{-2} \dots 10^2$ s, czyli 100 Hz - 0,01 Hz): oscylacja mas wirujących silników i generatorów, działanie zabezpieczeń, regulacja wzbudzenia,
- Zjawiska termodynamiczne ($10 \dots 10^4$ s, czyli 0,1 Hz - 0,1 mHz): regulacja pracy kotłów w elektrowniach parowych.

Znajomość pasm zjawisk zachodzących w systemie elektroenergetycznym jest istotna dla rozróżnienia pochodzenia jednocześnie zachodzących zjawisk. Wyraźnie rozróżnialne są

np. wahania powodowane przez zjawiska termodynamiczne od wahań powodowanych przez zjawiska elektromagnetyczne. Jest to o tyle istotne, że zjawiska termodynamiczne zachodzą w węzłach wytwórczych, podczas gdy zjawiska elektromagnetyczne w sieci przesyłowej i odbiornikach. W przypadku poszukiwania odbiorników zaburzających jakość energii elektrycznej można z góry wykluczyć zjawiska termodynamiczne przez zastosowanie filtracji górnoprzepustowej. Rozwiązanie takie zastosowano w niniejszej rozprawie przy rozdzielaniu powolnych wahań częstotliwości systemu od szybkich wahań fazy, powodowanych przez niespokojną pracę obciążeń; szczegółowy opis rozwiązania znajduje się w rozdziale 4.

Zaburzenia niskoczęstotliwościowe, będące przedmiotem rozprawy, są powodowane głównie przez pracę tzw. „niespokojnych” odbiorników oraz przez dołączanie i odłączanie odbiorników znacznej mocy. Sugerowałoby to, że należy je traktować jako pochodzące od zjawisk elektromechanicznych oraz elektromagnetycznych, co oznacza pasmo od 0,01 Hz do 1 kHz. W rzeczywistości analizowane pasmo jest mniejsze i obejmuje otoczenie podstawowej harmonicznej. Według normy [72] przyjmuje się zakres częstotliwości 15-85 Hz (50 ± 35 Hz), wynikający z konstrukcji miernika uciążliwości migotania, opartej na modelach lampy żarowej i układu oko-mózg człowieka. Pomimo odejścia od konstrukcji tego miernika, zakres taki jest przyjęty w niniejszej rozprawie; jednocześnie dopuszcza się możliwość jego modyfikacji.

2.2.2 Niestacjonarność sygnałów systemu elektroenergetycznego

Parametry systemu elektroenergetycznego ulegają ciągłym zmianom, odbijającym się w parametrach rejestrowanych w systemie sygnałów. W efekcie sygnałów systemu elektroenergetycznego nie można uznać za stacjonarne w dowolnie długim okresie czasu. Stacjonarność jest przy tym zdefiniowana według [5]: przez stacjonarność w sensie wąskim rozumiana jest stałość w czasie wartości średniej, a przez stacjonarność w sensie szerokim - dodatkowo stałość wszystkich momentów zmiennej losowej. Stacjonarność lokalna rozumiana jest przez stacjonarność w przyjętym okresie czasu [5].

Ze względu na wspomnianą zmienność parametrów systemu elektroenergetycznego, rejestrowane w nim sygnały można uznać co najwyżej za lokalnie stacjonarne w wąskim sensie. Wymaga to podania okresu czasu, w którym sygnały pozostają stacjonarne. Czas ten nie jest ściśle zdefiniowany w literaturze. Zależy on od dynamiki zjawisk zachodzących w systemie, ale również od badanego parametru sygnału. Na przykład częstotliwość można uznać za lokalnie stacjonarną w dłuższym okresie czasu niż wartość skuteczną napięcia, gdyż zmiany częstotliwości wynikają głównie ze zjawisk termodynamicznych, a zmiany wartości skutecznej - z wszystkich grup zjawisk. Przyjmowane w literaturze okresy stacjonarności lokalnej wynoszą od kilku okresów podstawowej harmonicznej (kilkadziesiąt ms) do nawet kilku sekund [3, 36, 16]. Zbyt mały okres założonej stacjonarności sygnału uniemożliwia zastosowanie metod analizy wymagających długiego okna czasowego lub wymusza zmniejszenie długości okna kosztem wzrostu niepewności. Przyjęcie zbyt długiego okresu może zaowocować niepoprawną identyfikacją parametrów systemu wskutek niestacjonarności w okresie obserwacji. Wartość zakładanego okresu stacjonarności należy zatem określić dla każdego algorytmu.

2.3 Parametry sygnałów sieci elektroenergetycznej

2.3.1 Zakresy wartości napięć i prądów

Wartość skuteczna oraz chwilowa napięcia są najprostszymi w interpretacji i najczęściej wykorzystywanymi przy ocenie stanu systemu parametrami sygnałów. W zależności od wartości i czasu trwania odchyłki wartości skutecznej od wartości znamionowej oraz jej przyczyn definiuje się różne rodzaje zaburzeń napięcia [19, 21]:

- zapady napięcia: obniżenie wartości napięcia o 10-99 % wartości znamionowej,
- zaniki napięcia: obniżenie wartości napięcia o ponad 99 % wartości znamionowej,
- przysiady: długotrwałe obniżenie napięcia, czasem pod kontrolą dostawcy energii.
- przebiecia: wzrost wartości napięcia do ponad 110 % wartości znamionowej,

Szczególnie niebezpiecznymi zjawiskami są zapady napięcia. Wynika to z faktu, że część stosowanych odbiorników ma stałą moc. Obniżenie napięcia takich odbiorników powoduje wzrost pobieranego przez nie prądu, co z kolei powoduje dalsze obniżenie napięcia i grozi wyłączeniem awaryjnym części systemu wskutek tzw. lawiny napięcia [52]. Obniżenie wartości napięcia o mniej niż 10% wartości znamionowej interpretowane jest jako zaburzenia niskoczęstotliwościowe, o ile zajmowane przez takie zdarzenie pasmo jest odpowiednie dla tego rodzaju zaburzeń. W przeciwnym wypadku zakłada się, że napięcie pozostaje w granicach normy.

Wartości prądów są znacznie bardziej zróżnicowane od wartości napięć i zależą głównie od działania odbiorników. Podczas normalnej pracy systemu wartość skuteczna prądu może wahać się od niemal zera do maksymalnej wartości dopuszczalnej, przy czym zmiany mogą zachodzić w krótkim czasie. Sygnał prądu sam w sobie nie niesie informacji o stanie systemu elektroenergetycznego, lecz o stanie pobierającego prąd odbiornika lub grupy odbiorników. W połączeniu z wartościami napięcia, znajomość wartości prądów umożliwia wyznaczenie mocy oraz impedancji zastępczych. Moc i impedancja zastępcza obciążenia niosą informacje wyłącznie o odbiorniku lub grupie odbiorników. Impedancja zastępcza źródła informuje o stanie układów zasilania. Może ona dostarczyć informacji o podatności systemu na wystąpienie wahań napięcia wskutek niespokojnej pracy odbiornika.

2.3.2 Częstotliwość

Określona przez normę [73] częstotliwość napięcia zasilającego wynosi $50 \text{ Hz} \pm 1\%$ (tj. 49,5... 50,5 Hz) przez 95% tygodnia oraz $50 \text{ Hz} +4\%/-6\%$ (tj. 47... 52 Hz) przez 100% tygodnia; dotyczy to sieci o częstotliwości znamionowej 50 Hz. Dla sieci bez synchronicznego połączenia z systemem elektroenergetycznym dopuszczalne są większe odchyłki częstotliwości od wartości znamionowej. Ze względu na niestacjonarny charakter systemu energetycznego częstotliwość ulega powolnym, lecz ciągłym zmianom w otoczeniu 50 Hz. Zmiany te wynikają ze zmian obciążenia i pracy regulatorów w węzłach wytwórczych. Wartość częstotliwości napięcia systemu elektroenergetycznego może być wykorzystana do analizy globalnego zaburzenia stanu systemu, powstałego np. wskutek rozległej awarii lub procesu łączeniowego w sieci przesyłowej [62]. W przypadku badania pracy odbiorników

lokalnych jako wahania częstotliwości napięcia mogą być błędnie interpretowane zmiany fazy wynikające ze zmienności obciążenia. Do odróżnienia wahań fazy i częstotliwości można wykorzystać podział pasma, uznając zmiany częstotliwości za dużo wolniejsze niż wahania fazy [64]. W normie [74] częstotliwość systemu jest zdefiniowana jako dziesiąta część całkowitej liczby okresów zliczonej w ciągu 10 s. Odpowiada to uśrednianiu za okres 10 s, a tym samym pasmu poniżej 0,1 Hz. Szybsze zmiany powinno się interpretować jako wahanie fazy. Szczegółowe rozważania na temat zakresów częstotliwości zajmowanych przez wahanie częstotliwości systemu i fazy chwilowej znajdują się w rozdziale 4, dotyczącym algorytmu demodulacji zaburzeń niskoczęstotliwościowych.

2.3.3 Odształcenie napięć i prądów

Omawiane w niniejszej rozprawie algorytmy przeznaczone są do analizy zaburzeń niskoczęstotliwościowych. Oznacza to konieczność ograniczenia pasma badanego sygnału przed dokonaniem jego analizy. Aby filtr ograniczający pasmo działał skutecznie, musi być zaprojektowany z uwzględnieniem zaburzeń wysokoczęstotliwościowych (harmonicznych i interharmonicznych powyżej 85 Hz) w badanych sygnałach.

Napięcie wytwarzane przez generatory synchroniczne ma kształt prawie sinusoidalny, jednakże w punktach przyłączenia odbiorców może ono być znacznie zniekształcone. Przyczyną są nieliniowe charakterystyki elementów systemu (nasycenie rdzeni transformatorów, praca falowników łącz HVDC), oraz spadki napięcia na liniach zasilających proporcjonalne do prądu pobieranego przez nieliniowe odbiorniki. Z tego powodu zawartość harmonicznych napięcia linii przesyłowych jest mniejsza niż sieci rozdzielczych. O ile zawartość harmonicznych w sygnale napięcia nie przekracza w stanie normalnej pracy systemu kilku procent, o tyle zawartość harmonicznych prądu może osiągać znaczne wartości. Przyczyną jest nieliniowość znacznej części odbiorników. Przykładem takiego odbiornika może być napęd sterowany przez falownik. Zawartość pojedynczej harmonicznej w prądzie może wynieść nawet kilkadziesiąt procent podstawowej harmonicznej. Nakłada to szczególne wymagania na filtr stosowany do ograniczania pasma zaburzeń. Jednocześnie projektowanie takiego filtra znacznie upraszcza fakt, że zarówno w napięciu, jak i w prądzie sieci elektroenergetycznej harmoniczne parzyste występują sporadycznie, a ich zawartość jest niewielka [3]. Pozwala to zaprojektować filtr o nachyleniu charakterystyki amplitudowej łagodniejszym niż dla sygnału zawierającego takie harmoniczne.

2.3.4 Zaburzenia niskoczęstotliwościowe (dolnopasmowe)

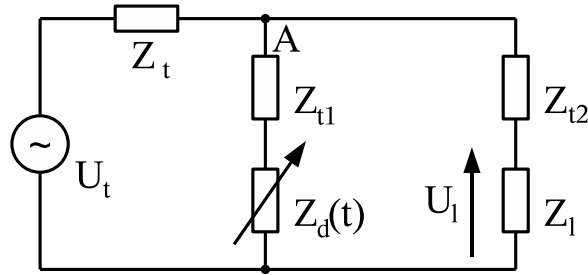
Definicja zaburzeń dolnopasmowych powstała jednocześnie z opracowaniem konstrukcji miernika uciążliwości migotania światła, i jest ściśle związana z jego konstrukcją. Jako zaburzenia niskoczęstotliwościowe (dolnopasmowe) napięcia określa się według [72] modulację amplitudy napięcia sygnałami o częstotliwości 0-35 Hz i głębokości do 10%; zmiany powyżej 10% amplitudy uważa się za zapady napięcia [22]. Przyjęcie pasma modulacji 0-35 Hz oznacza że zaburzenia występują w paśmie 15-85 Hz. Taki zakres częstotliwości wynika z użycia w mierniku uciążliwości migotania modelu wolframowej lampy żarowej 60 W/220 V w połączeniu z modelem dynamiki układu oko-mózg człowieka. Przy takim wyborze pasma teoretycznie zachodzi pokrywanie się pasm modulacji pierwszej i drugiej harmonicznej w zakresie 65-85 Hz. W praktyce zawartość drugiej harmonicznej w sygnałach sieci elektroenergetycznej jest na tyle niewielka, że wartość fragmentów wid-

ma pochodzących od jej modulacji jest pomijalnie mała. W odróżnieniu od zapadów i zaników, zaburzenia tego typu mają charakter długotrwały.

Zdaniem autora, powyższa definicja zaburzeń niskoczęstotliwościowych jest niewystarczająca z dwóch powodów. Po pierwsze, wahania obwiedni napięcia systemu elektroenergetycznego mają charakter zespolony, co wykazano w publikacjach [7, 14]. Zespolony charakter wahań oznacza, że zmienia się nie tylko amplituda, ale również faza chwilowa sygnału. Drugim ograniczeniem definicji zaburzeń niskoczęstotliwościowych jest brak określenia parametrów wahań dla prądu. O ile nie jest to istotne w przypadku analizy migotania źródeł światła, o tyle znajomość obwiedni prądu może mieć istotne znaczenie dla badania propagacji zaburzeń i detekcji ich źródeł, i jest niezbędna dla estymacji impedancji w systemie elektroenergetycznym. Aby przedstawić bardziej rozbudowaną definicję zaburzeń niskoczęstotliwościowych na potrzeby niniejszego opracowania, omówiono mechanizm ich powstawania.

Mechanizm powstawania zaburzeń niskoczęstotliwościowych

Do zilustrowania mechanizmu powstawania wahań napięcia w zakresie niskich częstotliwości posłużę uproszczony model sieci elektroenergetycznej [14, 6] o schemacie przedstawionym na rysunku 2.2. Źródło $\bar{u}_t$ oraz impedancja $\bar{Z}_t$ reprezentują system energetyczny



Rysunek 2.2: Uproszczony model systemu elektroenergetycznego do analizy propagacji zaburzeń niskoczęstotliwościowych [7]

widziany od strony szyny rozdzielczej w punkcie A. Do tej szyny przyłączone są dwie grupy odbiorników, reprezentowane przez elementy $\bar{Z}_l$ i $\bar{Z}_d(t)$. Zmienna w czasie impedancja $\bar{Z}_d(t)$ to impedancja zaburzająca, reprezentująca odbiorniki „niespokojne”. Impedancja $\bar{Z}_l$ reprezentuje odbiorniki, których napięcie ulega wahaniu wskutek zmian $\bar{Z}_d(t)$. Impedancje $\bar{Z}_{t1}$ oraz $\bar{Z}_{t2}$ reprezentują przyłącza badanych odbiorników. Możliwe jest dalsze uproszczenie modelu poprzez pominięcie $\bar{Z}_{t1}$ i $\bar{Z}_{t2}$. Zastosowanie impedancji do opisu modelu niestacjonarnego nie wprowadza znacznych błędów pod warunkiem zachowania odpowiednio niewielkich wahań obciążenia [14]. W przypadku konieczności zasymulowania większych zmian, impedancje modelu należy zastąpić elementami R, L, C, zapisać równania stanu i dokonać symulacji numerycznej. Napięcie $\bar{u}_l(t)$ odbiornika $\bar{Z}_l$ modelu z rysunku 2.2 można opisać następującym równaniem:

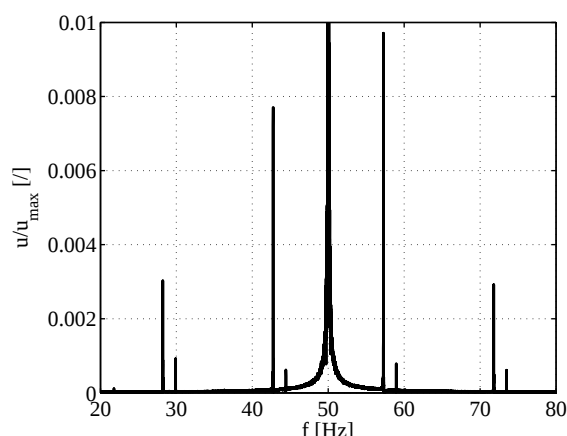
$$\bar{u}_l(t) = \bar{u}_t \frac{\bar{Z}_{dt1}(t)\bar{Z}_l}{\bar{Z}_{dt1}(t)\bar{Z}_{t2} + \bar{Z}_{dt1}(t)\bar{Z}_t + \bar{Z}_{t2}\bar{Z}_t} \quad (2.1)$$

gdzie $\bar{Z}_{dt1}(t) = \bar{Z}_d(t) + \bar{Z}_{t1}$, a $\bar{Z}_{lt2} = \bar{Z}_l + \bar{Z}_{t2}$. Wartość napięcia $\bar{u}_l(t)$ zależy zatem od wartości impedancji $\bar{Z}_d(t)$, i ulega wahaniu w przypadku zmian tej impedancji. Oczywiście

zmianom ulega również napięcie $\overline{u_d}(t)$. Można zauważyć, że zależność obwiedni napięcia $\overline{u_l}(t)$ od obwiedni impedancji zaburzającej $\overline{Z_d}(t)$ jest nieliniowa [7]. Nieliniowość ta ma charakter strukturalny, czyli wynika z właściwości obwodu, a nie nieliniowości elementów. Dodatkowo, tylko w szczególnych przypadkach nie wystąpi wahanie fazy napięcia $\overline{u_l}$ [13]. Jednocześnie wartość impedancji $\overline{Z_t}$ determinuje wpływ wahań $\overline{Z_d}(t)$ na wahania $\overline{u_l}(t)$. Zatem impedancja $\overline{Z_t}$, będąca impedancją źródła modelu Thevenina, jest miarą (niekorzystnej) zdolności systemu elektroenergetycznego do propagacji zaburzeń niskoczęstotliwościowych. Z tego względu poza umiejętnością oceny wartości i uciążliwości tych zaburzeń, istotna jest umiejętność estymacji wartości $\overline{Z_t}$. W przypadku wykorzystania tej wartości do analizy zdolności systemu do propagacji zaburzeń niskoczęstotliwościowych wystarczająca jest jej znajomość w paśmie tych zaburzeń, tj. w otoczeniu 50 Hz.

Definicja zaburzeń niskoczęstotliwościowych

Omówiony powyżej mechanizm powstawania zaburzeń niskoczęstotliwościowych pokazuje, że zaburzenia te należy modelować zarówno jako modulację amplitudy, jak i modulację fazy. Potwierdza to obserwacja przedstawionego na rysunku 2.3 widma napięcia zarejestrowanego w sieci rozdzielczej 230V. W widmie widoczne są asymetryczne prążki



Rysunek 2.3: Fragment unormowanego widma napięcia sieci 230 V obciążonej przełączanym obciążeniem rezystancyjnym o mocy 3,5 kW. Częstotliwość przełączania obciążenia 7,26 Hz. Widoczna asymetria prążków modulacji, wskazująca na modulację zespoloną.

pochodzące od modulacji amplitudy. Asymetria ta może być zinterpretowana jako efekt wystąpienia modulacji fazy. Należy zauważyć, że w systemie elektroenergetycznym nie występuje czysta modulacja fazy, choć może wystąpić modulacja amplitudy. Wynika to z dwóch faktów: po pierwsze, przyczyną modulacji amplitudy i fazy jest to samo zjawisko, opisane powyżej. Po drugie, głębokość modulacji fazy, szczególnie w sygnale napięcia, jest na tyle mała, że w praktyce nie da się odróżnić czystej modulacji fazy od modulacji amplitudy. Nakładanie się pasm modulacji pierwszej i drugiej harmonicznej nie jest istotne ze względu na znikomą zawartość drugiej harmonicznej w sygnale. Pozwala to przy tworzeniu nowej definicji zaburzeń niskoczęstotliwościowych pozostawić zakres częstotliwości określony w konstrukcji miernika uciążliwości migotania światła. Prowadzi to do następującej definicji stworzonej na potrzeby niniejszego opracowania: **Jako zaburzenia**

niskoczęstotliwościowe sygnału sieci elektroenergetycznej określa się modulację tego sygnału czynnikiem zespolonym o częstotliwości 0-35 Hz. Modulacja czynnikiem zespolonym oznacza jednoczesną modulację amplitudy i fazy. Powyższa definicja została sformułowana w dziedzinie czasu, gdyż zaproponowana metoda demodulacji operuje na sygnałach w tej dziedzinie. Równoważna definicja w dziedzinie częstotliwości przedstawia się następująco: *Jako zaburzenia niskoczęstotliwościowe sygnałów sieci elektroenergetycznej rozumie się wszystkie sub i interharmoniczne tego sygnału w przyjętym zakresie 15-85 Hz.* Może ona znaleźć zastosowanie w metodach analizy zaburzeń niskoczęstotliwościowych opartych o analizę widmową. Przyjęta definicja zaburzeń niskoczęstotliwościowych pozwala zbudować model sygnału sieci elektroenergetycznej z tego rodzaju zaburzeniami. Model taki przedstawia równanie:

$$x(t) = x_m(t) \sin(2\pi f_s(t)t + x_p(t)) \quad (2.2)$$

$$x_m(t) = X_m(1 + x_{mv}(t)) \quad (2.3)$$

gdzie X_m jest średnią amplitudą sygnału, a $x_{mv}(t)$ sygnałem zmienności amplitudy unormowanym do średniej. Opisane w dalszych rozdziałach miary i algorytm detekcji obwiedni zespolonych zostały zbudowane w oparciu o powyższy model zaburzeń niskoczęstotliwościowych.

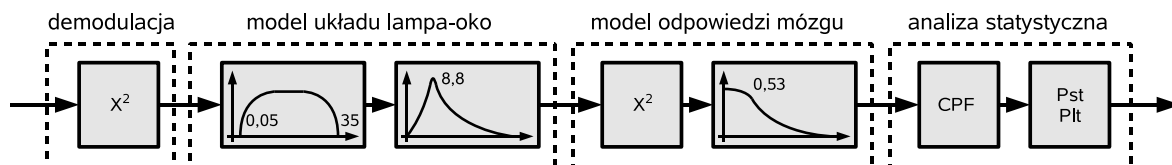
2.4 Aktualne badania

W podrozdziale przedstawiono aktualny stan wiedzy w zakresie metod analizy zaburzeń niskoczęstotliwościowych, zastosowania transformacji Hilberta w badaniu sygnałów sieci elektroenergetycznej oraz metod estymacji składowych ortogonalnych. Podrozdział został opracowany na podstawie literatury publikowanej w ostatnich latach w zakresie prezentowanych zagadnień, i ma na celu nadanie poprawnego kontekstu rozwiązaniom prezentowanym w niniejszym opracowaniu.

2.4.1 Metody analizy zaburzeń niskoczęstotliwościowych

Miernik uciążliwości migotania światła

Zainteresowanie zaburzeniami niskoczęstotliwościowymi pojawiło się na początku lat osiemdziesiątych dwudziestego wieku, i w tym okresie została opracowana pierwsza wersja miernika uciążliwości migotania światła, opisanego przez normę [72]. Schemat blokowy miernika przedstawia rysunek 2.4. Miernik został opracowany jako przyrząd z analogowym układem przetwarzania sygnałów modelującym odpowiedź toru lampy żarowej – oko



Rysunek 2.4: Uproszczony schemat blokowy miernika uciążliwości migotania światła wg normy [72]. Pominięto bloki kondycjonowania sygnału wejściowego oraz elementy służące kalibracji przyrządu. Wartości częstotliwości w Hz.

– mózg oraz cyfrowym układem klasyfikacji statystycznej. Jako demodulator amplitudy zastosowano układ podnoszący do kwadratu, prosty do realizacji w obwodach analogowych. Układ analizy statystycznej (ostatni blok) jest jedynym elementem miernika, który musi być zrealizowany w układzie cyfrowym. Wyznaczanymi przez przyrząd miarami są długo- i krótkookresowy współczynnik uciążliwości migotania światła, oznaczane odpowiednio P_{lt} i P_{st} . Współczynnik P_{st} jest wyznaczany na podstawie percentyli obwiedni za okres 10 minut, a współczynnik P_{lt} jest jego średnią za okres trzech godzin, z uwzględnieniem zapomnienia. Wartością unormowaną jest P_{lt} , ale P_{st} wykorzystuje się często przy określaniu czasu wystąpienia zaburzeń. Przyrząd nie ma zdefiniowanej odpowiedzi na wahanie fazy, ale w pracy [14] wykazano jego wrażliwość na skoki fazy o odpowiednio dużej wartości. Wraz z popularyzacją systemów cyfrowych pojawiły się cyfrowe implementacje toru przetwarzania sygnałów miernika uciążliwości migotania światła. Opisująca przyrząd norma [72] nie precyzuje czy tor przetwarzania sygnałów powinien być analogowy czy cyfrowy, ograniczając się do podania wymaganych charakterystyk amplitudowych lub transmitancji, i sposobu kalibracji. W przypadku stosowania rozwiązania cyfrowego ogranicza to producenta przyrządu do stosowania zaproponowanego w latach osiemdziesiątych demodulatora podnoszącego do kwadratu oraz filtrów o nieskończonej odpowiedzi impulsowej, jako bezpośrednich odpowiedników układów analogowych.

Modyfikacje miernika uciążliwości migotania

Ze względu na niedoskonałości cechujące miernik uciążliwości migotania światła pojawiły się propozycje modyfikacji sposobów demodulacji obwiedni i bloków filtracji. Proponowano na przykład implementację całego algorytmu w dziedzinie częstotliwości [28]. Poza modyfikacjami toru przetwarzania sygnału pod kątem udoskonalenia jego działania przedstawiane są propozycje częściowej lub całkowitej zmiany modelu źródła światła lub uniezależnienia się od tego modelu. Wynikają one z malejącej popularności lampy żarowej, której model użyto przy opracowaniu miernika, a tym samym utraty możliwości interpretacji uzyskanych wyników. W ramach tego rodzaju prac prowadzono analizy zestawiające migotanie źródeł światła innych niż żarowe ze wskazaniami miernika uciążliwości migotania [45], a także proponowano zamianę klasyfikatora statystycznego w ostatnim stopniu miernika na funkcjonal wahania [8]. Zaproponowano też szereg rozwiązań pozwalających na estymację współczynnika P_{st} w czasie krótszym niż 10 minut, jednakże wiele z tych rozwiązań pozostaje tajemnicą producentów przyrządów w których zostały zaimplementowane, a żadne nie doczekało się unormowania. Oddzielnie prowadzone są badania w zakresie analizy propagacji zaburzeń w systemie elektroenergetycznym. Obejmują one metody teoretycznego przewidywania wartości zaburzeń wprowadzanych przez nowo podłączane odbiorniki [22], a także techniki eksperymentalnego wyznaczania kierunku, w którym znajduje się źródło wprowadzające większe zaburzenia. Przykładem publikacji z drugiej grupy badań może być artykuł [4], wprowadzający pojęcie mocy wahań.

Zastosowanie transformacji Hilberta

Szczególnie interesujące z punktu widzenia niniejszej rozprawy są propozycje modyfikacji miernika uciążliwości migotania światła przedstawione w [59, 25, 1] oraz [37]. Autorzy artykułów proponują użycie transformacji Hilberta do demodulacji amplitudy badanego sygnału; jednocześnie jednak pomijają kwestię analizy zaburzeń fazy, a wyznaczaną mia-

rą nadal jest współczynnik uciążliwości migotania światła. Inne podejście zastosowano w opracowanej z udziałem autora propozycji nowej miary zaburzeń niskoczęstotliwościowych wykorzystującej transformację Hilberta i funkcjonal wahanía [6]. Niniejsza rozprawa zawiera rozwinięcie i uzupełnienie tamtej publikacji.

2.4.2 Inne zastosowania transformacji Hilberta w elektrotechnice

Inne niż analiza zaburzeń niskoczęstotliwościowych zastosowania transformacji Hilberta obejmują przede wszystkim wyznaczanie mocy czynnych i biernych według różnych definicji. Są to zarówno prace z zakresu elektrotechniki teoretycznej [47], jak i prace aplikacyjne, obejmujące metody pomiaru mocy [2] i sterowania kompensatorami [60]. Transformacja Hilberta jest też stosowana do analizy sygnału prądu i wyznaczania impedancji w celu detekcji uszkodzeń silników asynchronicznych [34, 30]. Niekiedy stosowana jest też transformacja Hilberta-Huanga, oparta na transformacji Hilberta, i przeznaczona do analiz czasowo-częstotliwościowych [29]. Jej zastosowania obejmują szerokopasmową analizę sygnałów niestacjonarnych, na przykład prądów rozruchu silników elektrycznych czy wyładowań niezupełnych [48, 61, 68].

2.4.3 Metody estymacji składowych ortogonalnych

Metody estymacji składowych ortogonalnych są prezentowane ze względu na możliwość zastosowania do estymacji takich składowych algorytmu przedstawionego w dalszej części opracowania. Składowe ortogonalne sygnałów sieci elektroenergetycznej są wykorzystywane głównie w automatyce zabezpieczeniowej systemu elektroenergetycznego. Temu zastosowaniu podporządkowana jest większość metod analizy. Głównym celem autorów tych metod było uzyskanie możliwie dużej szybkości działania w połączeniu z minimalizacją błędów w okolicy częstotliwości 50 Hz i tłumienia wyższych harmonicznych. Efektem jest duża ilość metod estymacji o podobnych właściwościach: bardzo małe opóźnienie grupowe (nawet do 0,5 okresu podstawowej harmonicznej), małe błędy podstawowej harmonicznej i bardzo duże w pozostałych obszarach pasma oraz usuwanie wyższych harmonicznych oparte na uśrednianiu lub filtracyjnych właściwościach algorytmu. Omówienie podstawowych algorytmów estymacji składowych ortogonalnych można znaleźć w literaturze z zakresu przetwarzania sygnałów elektroenergetycznych [46, 52]; algorytmy bardziej zaawansowane są prezentowane w artykułach [23, 69]. Ogólnie rzecz biorąc, algorytmy estymacji składowych ortogonalnych można podzielić za [46] na cztery grupy. Pierwsza obejmuje metody korelacyjne, oparte na transformacjach Fouriera lub Walsha. Drugim rodzajem algorytmów są algorytmy oparte o modelowanie parametryczne, głównie wykorzystujące metodę najmniejszych kwadratów. Trzecia grupa metod wykorzystuje obserwatory stanu, zarówno stacjonarne, jak i niestacjonarne. Do algorytmów tej grupy podobne są algorytmy czwartego rodzaju, oparte na różnych wariantach filtra Kalmana. Należy w tym miejscu zaznaczyć, że podany podział ma bardzo ogólny charakter. Istnieje spora grupa metod estymacji składowych ortogonalnych, które nie pasują jednoznacznie do żadnej z wymienionych grup; przykładem może być metoda estymacji fazora przedstawiona w [23]. Wszystkie wymienione metody mają jednak podobne pasmo, czyniące je nieprzydatnymi w analizie zaburzeń niskoczęstotliwościowych. Poza wykorzystaniem w automatyce zabezpieczeniowej, algorytmy estymacji składowych ortogonalnych stosuje się w tzw. wektoroskopach, czyli przyrządach przeznaczonych do wyświetlania wykresu wska-

zowego analizowanych prądów i napięć w czasie rzeczywistym. W wektoroskopach używa się algorytmów podobnych do stosowanych w automatyce zabezpieczeniowej, jednakże w tym przypadku nie jest tak istotne opóźnienie grupowe. Szczegółowe rozwiązania algorytmu zależą od producenta przyrządu i często nie jest ujawniane ze względów handlowych.

2.5 Podsumowanie

System elektroenergetyczny jest obiektem bardzo złożonym; zachodzące w nim zjawiska mają charakter niestacjonarny. Z tego powodu do wiarygodnego opisu stanu choćby jego fragmentu konieczny jest odpowiedni dobór parametrów i prawidłowe określenie ich definicji. Jednym z zachodzących w systemie elektroenergetycznym zjawisk są tzw. zaburzenia niskoczęstotliwościowe. Zaburzenia tego rodzaju mogą mieć negatywny wpływ na działanie odbiorników energii elektrycznej. Z tego powodu konieczne jest minimalizowanie występowania zaburzeń niskoczęstotliwościowych oraz analiza ich propagacji i detekcja źródeł. Aby było to możliwe, potrzebne są odpowiednie narzędzia analizy zaburzeń tego rodzaju. Narzędziami takimi mogą być odpowiednio zbudowane miary. Zastosowanie miary pozwala na sprowadzenie przebiegu analizowanego zjawiska w wybranym okresie czasu do pojedynczej liczby lub kilku liczb. Dzięki temu możliwe jest porównywanie zjawisk (w opisywanym przypadku zaburzeń niskoczęstotliwościowych) zachodzących w różnych miejscach i o różnych porach. Pozwala to na klasyfikowanie zaburzeń niskoczęstotliwościowych, co w efekcie może pozwolić na analizę ich propagacji w systemie, oraz detekcję ich źródeł. Miary przeznaczone do analizy zaburzeń niskoczęstotliwościowych powinny spełniać założenia dotyczące spełnienia aksjomatów miary, a także cechować się odpowiednią wrażliwością, zakresem i efektywnością obliczeniową. Szczegółowe wymagania dotyczące miar zmienności sygnałów sieci elektroenergetycznej oraz kilka takich miar zostanie zaprezentowane w następnym rozdziale.

Rozdział 3

Miary zmienności sygnałów sieci elektroenergetycznej

Zaburzenia niskoczęstotliwościowe, interpretowane jako modulacja (zmienność) sygnału napięcia sieci elektroenergetycznej, mogą wpływać na działanie odbiorników energii elektrycznej. Jednocześnie obecnie stosowane miary zaburzeń niskoczęstotliwościowych, współczynniki uciążliwości migotania światła, mają złe właściwości metrologiczne. Umożliwiają wyłącznie budowę skali porządkowej i są ściśle powiązane z opartą o model lampy żarowej strukturą miernika uciążliwości migotania światła. Z tego względu konieczne wydaje się zaproponowanie miar odchodzących od konkretnej struktury przyrządu i modelu odbiornika. Takie miary zostaną zaproponowane i przebadane w dalszej części rozdziału.

3.1 Podstawy teoretyczne proponowanych miar

Miara nazywana jest wartość liczbowa $M(X)$, przyporządkowywana obiektowi lub zjawisku X i spełniająca następujące warunki [43, 32] :

$$\exists X_0 : M(X_0) = 0 \quad (3.1)$$

$$X_1 \equiv X_2 \Rightarrow M(X_1) = M(X_2) \quad (3.2)$$

$$X_1 \succ X_2 \Rightarrow M(X_1) > M(X_2) \quad (3.3)$$

Znak $\equiv$ oznacza identyczność obiektów pod względem badanej cechy, a znak $\succ$ większe natężenie badanej cechy w obiekcie po lewej stronie. Powyższe równania nazywane są **aksjomatami miary**, kolejno: istnienia elementu zerowego X_0 - równanie 3.1, tożsamości - równanie 3.2 oraz porządku - równanie 3.3. Miara spełniająca tylko warunki 3.1 i 3.2 nie umożliwia pomiaru, a jedynie klasyfikację obiektów. W oparciu o taką miarę możliwe jest zbudowanie skali nazywanej skalą nominalną [39]. Miara spełniająca trzy powyższe aksjomaty umożliwia rozróżnianie badanych obiektów i porządkowanie ich pod względem mierzonej cechy. Pozwala ona na budowę skali porządkowej. Porównywanie obiektów według takiej skali możliwe jest jedynie w kategoriach jakościowych, nie ilościowych. Liczby przyporządkowane obiektom wg skali porządkowej mają charakter umowny. Aby możliwe było ilościowe porównywanie obiektów, potrzebny jest dodatkowy aksjomat, nazywany aksjomatem addytywności:

$$X_1 \oplus X_2 \equiv X_3 \Rightarrow M(X_1) + M(X_2) = M(X_3) \quad (3.4)$$

Znak $\oplus$ określa fizyczne łączenie ze sobą obiektów. Miara spełniająca aksjomaty 3.1 - 3.4 pozwala na budowę skali ilorazowej. Skala ilorazowa budowana jest przez określenie elementu zerowego oraz jednostki. Jest jedyną skalą nie nakładającą żadnych ograniczeń co do rodzaju operacji matematycznych wykonywanych na wynikach pomiarów. Z tego względu przy określaniu nowych miar dąży się do tego, aby umożliwiały one budowę skali ilorazowej. Często jest to jednak niemożliwe ze względu na trudności w określeniu operacji łączenia obiektów pod względem badanej cechy (operacja $\oplus$). Przyjęta definicja takiej operacji może zadecydować o określeniu zbudowanej skali jako porządkowej lub ilorazowej; ta sama skala może mieć charakter skali ilorazowej dla pewnej grupy zjawisk i porządkowej dla zjawisk pozostałych. Jeżeli zjawisko spełnia równanie 3.4, ale nie da się określić punktu zerowego X_0 (nie jest spełnione równanie 3.1), nie jest możliwe zbudowanie skali ilorazowej. W takim przypadku można zbudować skalę interwałową. Powstaje ona przez określenie dwóch punktów charakterystycznych i podzielenie interwału między nimi na wybraną ilość jednostek. Ze względu na brak naturalnego punktu zerowego X_0 w skali interwałowej punkt zerowy wybiera się dowolnie; zazwyczaj jest to jeden ze wspomnianych punktów charakterystycznych. Z tego powodu wyników pomiarów dokonanych według skali interwałowej nie da się porównywać bezpośrednio między sobą, jednakże interwały między wynikami mogą być porównywane według skali ilorazowej.

Powyżej opisane zostały miary w rozumieniu metrologicznym. Istnieje też pojęcie miary w rozumieniu ogólnej teorii miary, będącej częścią analizy funkcjonalnej. W takim ujęciu, miara jest funkcją przyporządkowującą dodatnie liczby zbiorom należącym do przeliczalnie addytywnego ciała zbiorów [71]. Spełnia ona z definicji warunek istnienia elementu zerowego (dla zbioru pustego) oraz tzw. przeliczalnej addytywności, odpowiadający aksjomatowi addytywności podanemu powyżej. Aksjomat porządku w teorii miary wynika z właściwości miary i przeliczalnie addytywnego ciała zbiorów, i jest zapisany z użyciem słabej nierówności, a operatorowi $\succ$ większego natężenia badanej cechy odpowiada zawieranie się jednego zbioru w drugim. Oznacza to, że w odróżnieniu od miary zdefiniowanej w sensie metrologicznym, miara zdefiniowana w sensie analizy funkcjonalnej zawsze spełnia te aksjomaty.

3.2 Proponowane miary zmienności sygnałów

3.2.1 Założenia

Obecnie stosowaną miarą zmienności napięcia sieci elektroenergetycznej w zakresie niskich częstotliwości jest współczynnik uciążliwości migotania, przedstawiony w rozdziale 2.4.1. Posiada on szereg wad ograniczających zakres jego stosowania, wynikających z tego, że został zaprojektowany jako miara wpływu niepoprawnie zasilanych źródeł światła na organizmy ludzi pracujących przy sztucznym oświetleniu. Z tego powodu nieuzasadnione jest wykorzystanie miar P_{st} i P_{lt} do oceny wahań napięcia, a w szczególności wnioskowanie na podstawie uzyskanych wyników o wpływie wahań na odbiorniki inne niż źródła światła. Proponowane miary powinny odchodzić od modelu odbiornika, oferując większą uniwersalność. Powinny one spełniać następujące założenia:

- działanie na sygnale obwiedni zespolonej (uwzględnienie wahania fazy i uniezależnienie od algorytmu demodulacji),

- obiektywizm, rozumiany jako brak nawiązań do konkretnego rodzaju obciążenia (w przeciwieństwie do P_{st}),
- wysoka wrażliwość, pozwalająca wykryć niewielkie zmiany zaburzenia,
- duży zakres, pozwalający na uzyskiwanie poprawnych wyników przy znacznych zaburzeniach (większość rozwiązań miernika uciążliwości migotania ma tendencje do nasycenia przy bardzo dużych wahaniach),
- efektywność obliczeniowa pozwalająca na pracę w czasie rzeczywistym,
- możliwość budowy skali interwałowej.

Spełnienie powyższych założeń zostanie zweryfikowane dla każdej z zaproponowanych miar w drodze badań modelowych, przez analizę sygnałów obwiedni o znanych parametrach.

3.2.2 Miary oparte na funkcjonalne wahania

W [8] dokonano analizy właściwości metrologicznych miary uciążliwości migotania światła i podano jej właściwości. Wynika z nich, że P_{st} jest miarą porządkową. Powstała przy udziale autora rozprawy publikacja [6] była próbą całkowitego odejścia zarówno od struktury miernika uciążliwości migotania, jak i związanej z nią miary. W publikacji tej zaproponowano miary zmienności M_{wa} oraz $M_{w\phi}$ napięcia oparte na funkcjonalne wahania sygnału, zdefiniowane oddzielnie dla fazy i amplitudy obwiedni zespolonej. Funkcjonał wahanía określony jest dla sygnałów o wartościach rzeczywistych w następujący sposób [33]: niech $x(t)$ będzie funkcją rzeczywistą przynajmniej lewostronnie ciągłą w przedziale $< 0, T >$. Przedział ten dzieli się na $M-1$ podprzedziałów w następujący sposób:

$$0 = t_0 < t_1 < t_2 < \dots < t_M = T \quad (3.5)$$

Gdzie chwile czasowe $t_1 \dots t_{M-1}$ są momentami wystąpienia ekstremów. Wtedy jako wahanie w przedziale $< 0, T >$ określa się funkcjonał:

$$Var_{[0,T]} x(t) = \sup_{m \in M} \sum_{i=0}^{m-1} |x(t_{i+1}) - x(t_i)| \quad (3.6)$$

Dla sygnałów rzeczywistych, równomiernie próbkowanych jako estymator wahanía można wykorzystać funkcjonał:

$$\widehat{Var}_{[0,N]} x(n) = \sum_{n=0}^{N-1} |x(n+1) - x(n)| \quad (3.7)$$

Stanowiący sumę wartości bezwzględnych przyrostów sygnału dla kolejnych chwil próbkowania. Estymator ten jest obciążony, gdyż zaniża wartość wahanía zawsze gdy sygnał nie jest próbkowany dokładnie we wszystkich ekstremach. Błąd obciążenia zmniejsza się wraz ze zmniejszaniem okresu próbkowania. Miary oparte na funkcjonalne wahania opisane są następującymi równaniami:

$$M_{wa} = \frac{1}{T_o} \sum_{n=0}^{N-1} |u_m(n+1) - u_m(n)| \quad (3.8)$$

$$M_{w\phi} = \frac{1}{T_o} \sum_{n=0}^{N-1} |u_p(n+1) - u_p(n)| \quad (3.9)$$

Dzielenie przez długość okna T_o jest dokonywane dla umożliwienia porównywania miar wyznaczanych z różnymi długościami okna; ze względu na niestacjonarność sygnałów możliwości takiego porównywania są jednak ograniczone. Alternatywą jest podzielenie przez ilość próbek. Do detekcji składowych obwiedni u_m i u_p zastosowano algorytm oparty na transformacji Hilberta, którego zmodyfikowana wersja zostanie przedstawiona w następnym rozdziale. Miary M_{wa} oraz $M_{w\phi}$ nie mają całkowicie charakteru miary ilorazowej, tzn nie spełniają równania 3.4, jednakże spełniają równanie

$$X_1 \equiv n \otimes X_2 \Rightarrow M(X_1) = nM(X_2) \quad (3.10)$$

W tym przypadku $n \otimes X_2$ oznacza skalowanie (mnożenie) amplitudy wahań sygnału przez współczynnik n . Oznacza to, że choć miara oparta na funkcjonale wahania nie pozwala wnioskować o wypadkowej wartości zmienności sumy sygnałów, umożliwia ona poprawną analizę zmienności w jednym punkcie pomiarowym. Miary M_{wa} oraz $M_{w\phi}$ wraz ze współczynnikiem uciążliwości migotania światła P_{st} zostaną w dalszej części rozprawy porównane z nowo zaproponowanymi miarami.

3.2.3 Zaproponowane miary

W pracy zaprezentowane są cztery miary skalarne (jednowartościowe) i dwie wektorowe. Wszystkie proponowane miary oznaczane są M_n , gdzie n oznacza tylko kolejność zdefiniowania. Miary operują na sygnale obwiedni wyskalowanym w jednostkach sygnału wejściowego (V,A) lub unormowanym względem amplitudy, tj. podzielonym przez wartość średnią amplitudy, przy założeniu niezerowej wartości sygnału:

$$\overline{U_{om}} = \frac{\overline{u(t)}}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_m(n)} \quad (3.11)$$

Unormowanie pozwala wykorzystać miary do porównywania ze sobą zmienności sygnałów o różnych wartościach znamionowych. Algorytm wyznaczania obwiedni zespolonej nie jest istotny z punktu widzenia definicji opisywanych miar, należy jednak pamiętać że zastosowany algorytm może mieć wpływ na dokładność ich wyznaczania. W niniejszym rozdziale zaprezentowana zostanie analiza przedstawionych miar bez uwzględnienia demodulacji obwiedni. W następnym rozdziale zostanie zaproponowany algorytm demodulacji obwiedni, który może być użyty jako źródło sygnału obwiedni zespolonej dla prezentowanych miar.

Miary skalarne

Miary skalarne są pojedynczymi liczbami rzeczywistymi, przypisywanymi obwiedni zespolonej badanego sygnału $u(n)$ za założony okres czasu. Są one niejednoznaczne ze względu na rodzaj zmian (wahanie amplitudy/fazy). Ich zaletą jest prostota - wynik pomiaru jest pojedynczą liczbą rzeczywistą. Dzięki temu bezpośrednie porównywanie uzyskanych wyników jest bardzo proste, co ułatwia np. automatyczną analizę uzyskanych przebiegów czasowych miar w celu poszukiwania kierunków propagacji zaburzeń. Pierwsza zdefiniowana miara, M_1 , wzorowana jest na miarach M_{wa} i $M_{w\psi}$, jednakże jest ona określona dla sygnału zespolonego:

$$M_1 = \frac{1}{T_o} \sum_{n=0}^{N-1} |\overline{u}(n+1) - \overline{u}(n)| \quad (3.12)$$

Podobnie jak w miarach M_{wa} i $M_{w\psi}$, dla miary M_1 zastosowano dzielenie przez długość okna, lub alternatywnie ilość próbek. Dla wartości zespolonych wartość bezwzględną zastąpiono modułem, liczącym jako pierwiastek sumy kwadratów składowej rzeczywistej i urojonej; pozostawiono przy tym oznaczenie takie samo jak dla wartości bezwzględnej. Zdaniem autora, ze względu na operację na liczbach zespolonych należy unikać nazywania powyższego funkcjonału funkcjonałem wahan.

Średnią sygnału zespolonego za wybrany okres (ilość próbek) przedstawia równanie:

$$\overline{U_M} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N \overline{u}(n) \quad (3.13)$$

Kolejne dwie miary oparte są na wartościach różnic pomiędzy sygnałem, a jego wartością średnią w danym okresie. Pierwsza z nich, M_2 , to wartość skuteczna modułu tej różnicy:

$$M_2 = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^N |\overline{u}(n) - \overline{U_M}|^2} \quad (3.14)$$

Równanie miary M_2 jest podobne do estymatora odchylenia standardowego jednowymiarowego rozkładu losowego, lecz jest zapisane dla liczb zespolonych. Druga miara, M_3 , to wartość maksymalna modułu różnicy:

$$M_3 = \sup_{n \in N} |\overline{u}(n) - \overline{U_M}| \quad (3.15)$$

Ostatnia miara skalarna, M_4 jest oparta na interpretacji geometrycznej sygnału zespolonego. Spróbkowany sygnał zespolony tworzy na płaszczyźnie reprezentującej przestrzeń liczb zespolonych zbiór punktów, którego właściwości można badać metodami geometrii analitycznej. Jeżeli przez obszar zmienności sygnału zespolonego przyjmie się najmniejsze koło do którego należą wszystkie punkty sygnału zespolonego, to współrzędna U_z jego środka minimalizuje wyrażenie:

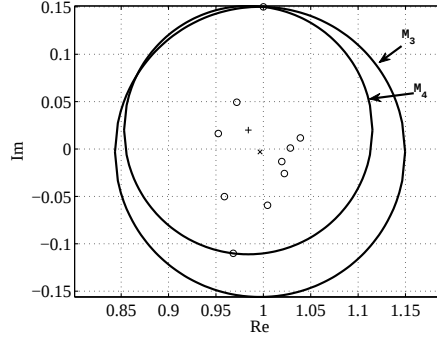
$$\sum_{i=1}^N |\overline{u}(n) - \overline{U_z}| \quad (3.16)$$

Jako miarę M_4 można przyjąć maksymalny element sumy z powyższego wyrażenia:

$$M_4 = \sup_{n \in N} |\overline{u}(n) - \overline{U_z}| \quad (3.17)$$

Aby wyznaczyć miarę M_4 konieczne jest przeprowadzenie optymalizacji w przestrzeni dwuwymiarowej. Należy znaleźć takie współrzędne środka okrągłego obszaru zmienności, aby zminimalizować jego promień. Ponieważ kolejne próbki obwiedni zespolonej są położone w sposób losowy, mogą wystąpić nieciągłości pochodnej optymalizowanego promienia. Z tego względu nie zdecydowano się na zastosowanie gradientowej metody optymalizacji, w jej miejsce wykorzystując metodę simplex w wersji zaimplementowanej w programie Matlab [38]. Zastosowanie optymalizacji numerycznej jest konieczne, ale powoduje bardzo znaczne zwiększenie złożoności obliczeniowej M_4 w porównaniu z pozostałymi miarami. Przeprowadzone eksperymenty wykazały, że bardzo istotny jest wybór punktu startowego optymalizacji. W opisywanym przypadku obszar zmienności sygnału nie ulega znaczącym zmianom między kolejnymi estymacjami M_4 . W związku z tym dla każdego kroku optymalizacji (wyznaczenia wartości M_4) jako punkt rozpoczęcia wybierany jest punkt, w którym zakończyła się optymalizacja w poprzednim kroku. Pozwoliło to na kilkukrotne skrócenie czasu wyznaczenia miary. Niestety, nadal jest on znacznie wyższy niż czas wyznaczania pozostałych miar.

Warto zwrócić uwagę na interpretacje geometryczne miar M_4 oraz M_3 . Jeżeli kolejne próbki sygnału $\bar{u}(n)$ zostaną przedstawione jako punkty na płaszczyźnie zespolonej, to zarówno M_3 , jak i M_4 są promieniami okrągłych obszarów zawierających wszystkie punkty. Przykładowe obszary odpowiadające miarom M_3 i M_4 dla dziesięciu punktów zestawiono na rysunku 3.1. Przy tym środek U_M obszaru reprezentującego M_3 jest wartością średnią



Rysunek 3.1: Zestawienie obszarów stanowiących interpretację geometryczną miar M_3 i M_4 wyznaczonych dla dziesięciu punktów obwiedni zespolonej (9 losowych i $[1+j0,1]$). Punkty obwiedni oznaczone 'o', środki obszarów '+' i 'x'.

sygnału według równania 3.13, a środek U_Z obszaru reprezentującego M_4 jest wyznaczany z wykorzystaniem metody optymalizacji. Oznacza to, że zawsze zachodzi nierówność $M_3 \geq M_4$. Należy też oczekiwać bardzo podobnych właściwości obu wymienionych miar.

3.2.4 Miary wektorowe

Na miarę wektorową składają się dwie liczby rzeczywiste, wyznaczone oddzielnie dla amplitudy i oddzielnie dla fazy. Liczby te nie są ze sobą związane w inny sposób niż poprzez badany sygnał; z tego względu nie zastosowano określenia „miara zespolona”, zastępując je bardziej ogólnym określeniem „miara wektorowa”. Miary wektorowe pozbawione są niejednoznaczności, jednakże mogą być trudniejsze w interpretacji od miar skalnych. Proponowane w pracy miary wektorowe stanowią w praktyce dwie miary wyznaczone oddzielnie dla amplitudy i fazy badanego sygnału, identycznie jak w przypadku M_{wa} i $M_{w\psi}$. Pierwszą zaproponowaną miarą wektorową jest, podobnie jak M_3 , oparta na wartościach maksymalnych odchyłek amplitudy i fazy od ich wartości średnich:

$$M_{5m} = \sup_{n \in N} |u_m(n) - U_{Mm}| \quad (3.18)$$

$$M_{5p} = \sup_{n \in N} |u_p(n) - U_{Mp}| \quad (3.19)$$

Jako miarę można też zastosować wartości skuteczne odchyłek fazy i amplitudy od średniej; taka miara jest wektorowym odpowiednikiem miary M_2 :

$$M_{6m} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (u_m(n) - U_{Mm})^2} \quad (3.20)$$

$$M_{6p} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (u_p(n) - U_{Mp})^2} \quad (3.21)$$

Składowe miary M_6 ze statystycznego punktu widzenia są estymatami odchyłeń standardowych amplitudy i fazy chwilowej. W przypadku zastosowania opisanej w następnym rozdziale metody demodulacji wykrywana jest tylko składowa górnopasmowa fazy uogólnionej. W takiej sytuacji średnia U_{Mp} przyjmie wartość zero. Ponieważ składowe wektorów M_5 i M_6 wyznaczane są całkowicie niezależnie, możliwe jest wykorzystywanie ich oddzielnie lub łączenie w dowolny sposób. Przykładowo, można zbudować miarę wektorową złożoną ze średniokwadratowej lub skutecznej odchyłki amplitudy i maksymalnej odchyłki fazy.

3.2.5 Wymiar fizyczny zaproponowanych miar

Wymiar fizyczny miar zależy od wymiaru sygnału wejściowego. Jeżeli wymiar sygnału wejściowego oznaczmy J_v , to miary będą miały wymiary zestawione w tabeli 3.1. Po-

Miara	Jednostka
M_1	$\frac{J_v}{s}$
M_2	J_v^2
M_3	J_v
M_4	J_v
M_{5m}	J_v
M_{5p}	rad
M_{6m}	J_v
M_{6p}	rad
M_{wm}	$\frac{J_v}{s}$
M_{wp}	$\frac{rad}{s}$
P_{st}	—
P_{lt}	—

Tabela 3.1: Zestawienie wymiarów fizycznych dotychczasowych i proponowanych miar zmienności sygnałów sieci elektroenergetycznej. J_v oznacza jednostkę sygnału wejściowego.

nieważ zaburzenia niskoczęstotliwościowe są zdefiniowane dla napięcia, wymiarem J_v jest zazwyczaj 1 volt (V). Pod względem interpretacyjnym najbardziej interesująca jest miara M_1 , która w takim przypadku będzie wyskalowana w $\frac{V}{s}$. Znacząco upraszcza to interpretację miary jako szybkości zmian obwiedni zespolonej sygnału. Podobnie interpretowane są składowe M_{wm} i M_{wp} miary M_w opartej na funkcjonale wahania. Jeżeli sygnał jest przed wyznaczeniem normowany, wymiarem fizycznym miary M_1 jest Hz, co z kolei utrudnia interpretację. W takim przypadku lepszym rozwiązaniem wydaje się zastosowanie jednej z miar $M_2 - M_4$, które dla unormowanego sygnału obwiedni są bezwymiarowe. Dla takiego sygnału bezwymiarowe są również składowe amplitudowe miar wektorowych; wymiarem fizycznym składowych fazowych pozostaje rad . W razie potrzeby składowe fazowe miar wektorowych można unormować do π , czyli maksymalnej teoretycznej rozpiętości fazy; podobny efekt da unormowanie w taki sam sposób fazy sygnału wejściowego.

3.2.6 Okres wyznaczania miar a stacjonarność badanych sygnałów

Zaproponowane miary, a także miary oparte na funkcjonale wahania zostały zbudowane tak, aby było możliwe wyznaczenie ich za dowolny okres czasu i z dowolnym sposobem przemieszczania okna obserwacji nad sygnałem. W szczególności miary mogą być obliczane dla kolejnych fragmentów sygnału lub z próbki na próbkę, przy czym drugi sposób wymaga większego nakładu obliczeń. Wybierając okres wyznaczania miar (długość okna obserwacji) można kierować się okresem wyznaczania współczynnika uciążliwości migotania światła, wyznaczanego dla dziesięciominutowych segmentów. Takie rozwiązanie jest wygodne jeżeli wartości miary mają być zestawione z wartościami P_{st} . Jeżeli nie ma takiej potrzeby, wygodniej jest zastosować przesuwanie okna obserwacji co próbkę, a długość okna skrócić do kilku-kilkunastu sekund. Taki sposób wyznaczania wymaga większego nakładu obliczeń, ale może być zdaniem autora bardzo przydatny przy analizie propagacji zaburzeń, gdzie istotne są niewielkie różnice pomiędzy wartościami wyznaczonymi w różnych punktach pomiarowych. Należy przy tym pamiętać, że sygnały sieci elektroenergetycznej można uznać za stacjonarne najwyżej za okres kilku sekund. Ponieważ zaprezentowane miary wykorzystują wartość średnią, niestacjonarność sygnału wpłynie na wyznaczone wartości. Należy spodziewać się, że dowolna z zaprezentowanych miar wyznaczona dla np. dziesięciosekundowego sygnału będzie miała inną wartość niż miara wyznaczona dla fragmentu tego samego sygnału. Pomimo to zdecydowano się na analizę z oknem 10-sekundowym, przesuwanym z próbki na próbkę; przyczyną były obawy o niepewność miar wyznaczanych ze zbyt małej ilości próbek. Nie należy porównywać wartości tej samej miary wyznaczonej dla fragmentów sygnału o różnych długościach.

3.3 Właściwości zaproponowanych miar

Przed zbadaniem właściwości zaproponowanych miar należy wykazać, że spełniają one aksjomaty miary. Następnie przedstawione zostanie badanie właściwości metrologicznych proponowanych miar, tj. wrażliwości, zakresów działania i ewentualnych nieliniowości.

Spełnienie aksjomatów miary

Spełnienie równań 3.2 i 3.3 wynika z właściwości użytych przy definiowaniu miar funkcjonalów i ma charakter umowny, tzn. zakłada się, że sygnały dające takie same wartości danej miary mają taką samą zmienność. Należy przy tym zauważyć, że miary mogą używać takie same wartości dla kompletnie różnych sygnałów. Spełnienie równania 3.1 zostało sprawdzone przez dokonanie analizy sygnału o stałej obwiedni (bez modulacji).

Wrażliwość

Wrażliwość małosygnałowa zdefiniowana jest jako pochodna kierunkowa wartości miary M po zmiennym parametrze wejściowym p [65, 55] :

$$W(M, p) = \frac{\partial M}{\partial p}; p_i \in p \quad (3.22)$$

przy czym parametrem wejściowym może być każdy parametr wpływający na wartość miary. Może to być zatem parametr zarówno sygnału wejściowego, jak i zakłócenia lub systemu pomiarowego. Cele badania wrażliwości to:

- określenie zdolności miary do detekcji małych zmian natężenia badanej cechy obiektu, oraz ewentualnej zależności zachowania miary od natężenia cechy (liniowości miary). Badanie tego rodzaju polega na estymacji wrażliwości małosygnałowej na wskazywane przez miarę natężenie cechy. W przypadku omawianych w niniejszym opracowaniu miar parametrami tymi są głębokości i częstotliwości modulacji amplitudy i fazy obwiedni zespolonej. Oczekuje się nie tyle wysokiej, co stałej wrażliwości badanej miary. Stała wrażliwość miary oznacza, że miara nie wykazuje nieliniowości. Jest to warunek konieczny, choć nie wystarczający dla budowy skali ilorazowej.
- Określenie wpływu zakłóceń przenikających z zewnątrz (z obiektu). Jako zakłócenia rozumiane są wszystkie właściwości obiektu mogące wpłynąć na wartość miary, ale występujące w obiekcie. Przykładowo, dla wskazującej zmienność amplitudy obwiedni zespolonej miary M_{6m} zakłóceniem jest zmienność fazy badanej obwiedni. Badanie wpływu zakłóceń z wykorzystaniem wrażliwości małosygnałowej jest przeprowadzane bardzo podobnie, jednakże wyznacza się wrażliwość na niepożądane parametry badanego obiektu oraz zakłócenia addytywne i multiplikatywne wnikaające do sygnałów przed ich akwizycją.
- Określenie wpływu parametrów wykorzystanego systemu pomiarowego. Miara zazwyczaj wyznaczana jest dla sygnału dostarczanego przez obwody wejściowe i algorytmy wstępnego przetwarzania. Przykładowo, miary $M_1 - M_6$ operują na sygnale obwiedni zespolonej; aby go uzyskać, należy dokonać akwizycji wartości chwilowych napięcia lub prądu i wyznaczyć na ich podstawie obwiednię. Odpowiada za to system, którego parametry mogą wpłynąć na uzyskiwane wartości miary. Aby zbadać ten wpływ, należy określić wrażliwość małosygnałową miary na parametry użytego systemu pomiarowego. Czyni się to zazwyczaj w drodze badań modelowych, ze względu na konieczną swobodę doboru parametrów sygnału wejściowego. Ponieważ opisywane miary zdefiniowane są bez wskazania źródła obwiedni zespolonej, tego rodzaju badanie nie zostanie dla nich przedstawione. Zamiast tego określenia wymaganych właściwości systemu pomiarowego można dokonać na podstawie wrażliwości miar na parametry sygnału. System pomiarowy nie powinien wprowadzać do sygnału zakłóceń mogących spowodować wyznaczenie miary z niepewnością większą niż założona. Znajomość wrażliwości miar na parametry sygnału pozwala też oszacować niepewność wyznaczenia miary na podstawie znanej niepewności detekcji obwiedni przez system pomiarowy. Określenie wymagań dotyczących systemu pomiarowego możliwe jest na podstawie wyznaczonych wrażliwości miar na pożądane i niepożądane parametry sygnału badanego.

W przypadku odpowiednio małej złożoności modelu miary możliwe jest analityczne wyznaczenie wrażliwości małosygnałowych. Jeżeli model jest zbyt złożony, estymaty wrażliwości małosygnałowej najczęściej wyznacza się numerycznie. Badanie takie polega na wyznaczeniu wartości miary dla kolejnych wartości badanego parametru i estymacji pochodnej kierunkowej z równania 3.22, w najprostszym przypadku za pomocą różnic skończonych.

3.3.1 Badania modelowe zaproponowanych miar

Sposób wyznaczania wrażliwości i właściwości dynamicznych

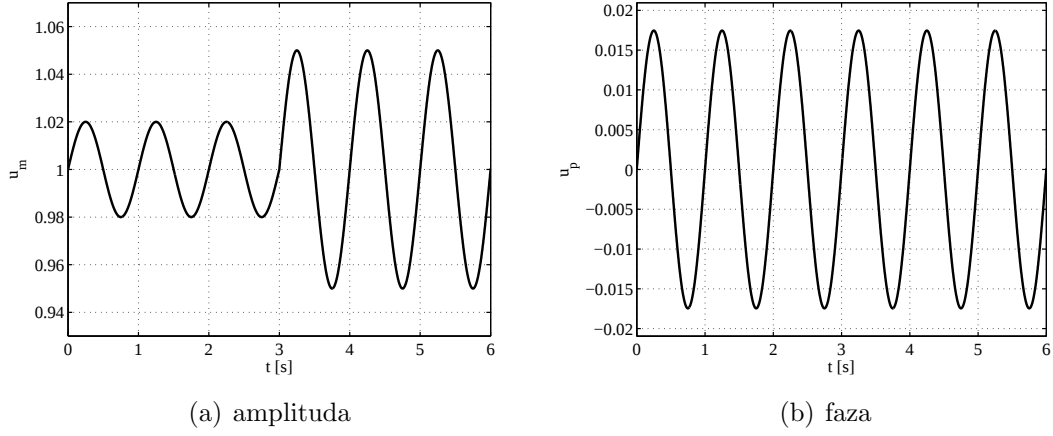
Charakterystyki statyczne i wrażliwości W przypadku badanych miar parametrami wejściowymi są częstotliwość oraz głębokość modulacji amplitudy i fazy. Z tego względu w celu wyznaczenia wrażliwości miar wyznaczone zostały ich charakterystyki statyczne. Przedstawiają one wartości miar w funkcji amplitudy i częstotliwości wahan obwiedni sygnału wejściowego, oddzielnie dla amplitudy i fazy. Zastosowano sygnał obwiedni o kształcie sinusoidalnym, opisany równaniem.

$$u_o(n) = \left(1 + U_m \sin \left(2\pi \frac{f_m}{f_p} n \right) \right) e^{jU_p \sin \left(2\pi \frac{f_m}{f_p} n \right)} \quad (3.23)$$

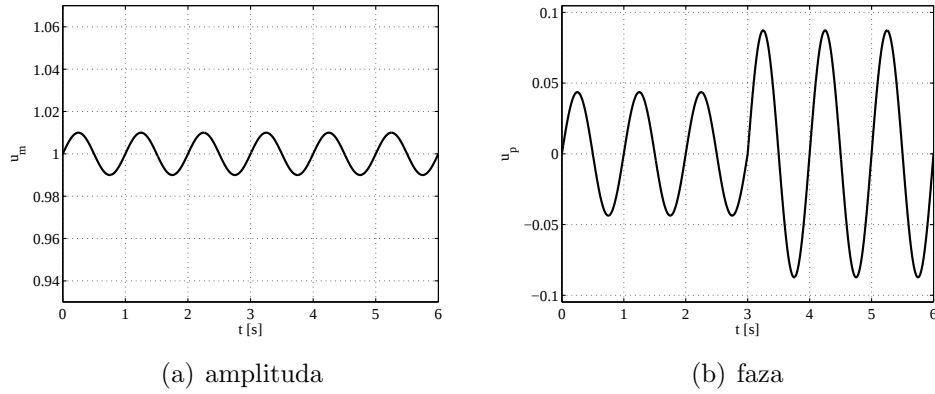
Częstotliwość próbkowania f_p wyniosła 400 Hz; badany fragment sygnału miał długość 10 s, czyli 4000 próbek. Charakterystyki statyczne wyznaczano punkt po punkcie, zmieniając: głębokość modulacji amplitudy U_m , głębokość modulacji fazy U_p oraz częstotliwość modulacji f_m . Dla każdej miary (lub składowej miary wektorowej) wyznaczono dwie charakterystyki statyczne: dla stałej głębokości modulacji amplitudy oraz dla stałej głębokości modulacji fazy. Charakterystyki wyznaczono dla modulacji amplitudy w zakresie 0-15% i modulacji fazy w zakresie 0 – 5°. Częstotliwość modulacji zmieniano w zakresie 0-35 Hz. Dla wyznaczonych charakterystyk obliczono różnice skończone w kierunkach obu parametrów, przyjmując założenie o ciągłości charakterystyk statycznych. Ilorazy wyznaczonych różnic do różnic parametru stanowiły estymaty wrażliwości małosygnałowej badanej miary.

Dla częstotliwości modulacji będących całkowitą podwielokrotnością częstotliwości próbkowania wystąpiły zafalowania charakterystyk statycznych. Wynikają one z przyjęcia deterministycznego sygnału testowego. Sygnały sieci elektroenergetycznej nie są zmodulowane sygnałami tego rodzaju, a wybór takiego sygnału był podyktowany względami praktycznymi: łatwą kontrolą nad parametrami modulacji, i szybkością obliczeń. Oznacza to, że wystąpienie wspomnianych zafalowań daje, zdaniem autora, zafałszowany obraz charakterystyk. W związku z tym zdecydowano się na modyfikację sposobu wyznaczania charakterystyki statycznej w celu usunięcia wspomnianych zafalowań. Modyfikacja polegała na zmianie częstotliwości próbkowania do 400.3 Hz w wybranych punktach. W ten sposób uniknięto sytuacji, w której częstotliwość modulacji jest całkowitą podwielokrotnością częstotliwości próbkowania, wprowadzając błąd częstotliwości próbkowania na poziomie 0,075%.

Odpowiedzi na skok parametrów modulacji W celu zbadania właściwości miar wyznaczanych przy przesuwaniu okna obserwacji z próbki na próbkę wyznaczono w ten sposób kolejne wartości miar przy analizie sygnału ze skokiem głębokości modulacji amplitudy i fazy obwiedni opisanej równaniem 3.23. Częstotliwość zmienności obwiedni f_m wynosiła 1 Hz. Obwiednie cechowały się skokiem głębokości modulacji amplitudy z 2% do 5% oraz skokiem głębokości modulacji fazy z 2,5° do 5°. Przebiegi amplitudy i fazy sygnałów testowych w otoczeniu skoku parametrów przedstawiają rysunki 3.2 oraz 3.2. W przypadku wrażliwej na częstotliwość modulacji miary M_1 wyznaczono też odpowiedź dla skoku częstotliwości modulacji z 1 do 2 Hz oddzielnie dla amplitudy i fazy, przy stałych głębokościach modulacji 1% i 1°.



Rysunek 3.2: Przebiegi amplitudy i fazy obwiedni testowej ze skokiem głębokości modulacji amplitudy (fragment)



Rysunek 3.3: Przebiegi amplitudy i fazy obwiedni testowej ze skokiem głębokości modulacji fazy (fragment)

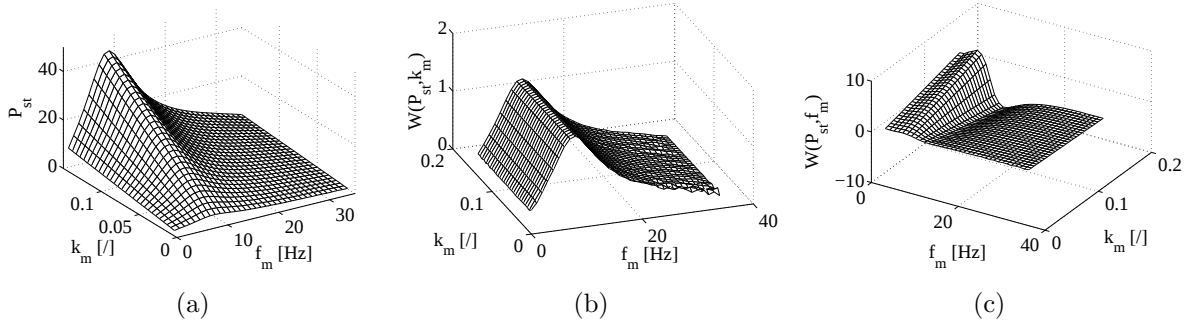
Dotychczas zaproponowane miary

Miary P_{st} , M_{wa} oraz $M_{w\psi}$ zostały zbadane w celu porównania właściwości nowo zaproponowanych miar z ich właściwościami. Z tego względu wyniki ich badania znajdują się na początku zestawienia. Współczynnik uciążliwości migotania potraktowano przy tym jako miarę skalarną, a miary oparte na funkcjonale wahania jako składowe miary wektorowej oznaczonej M_w .

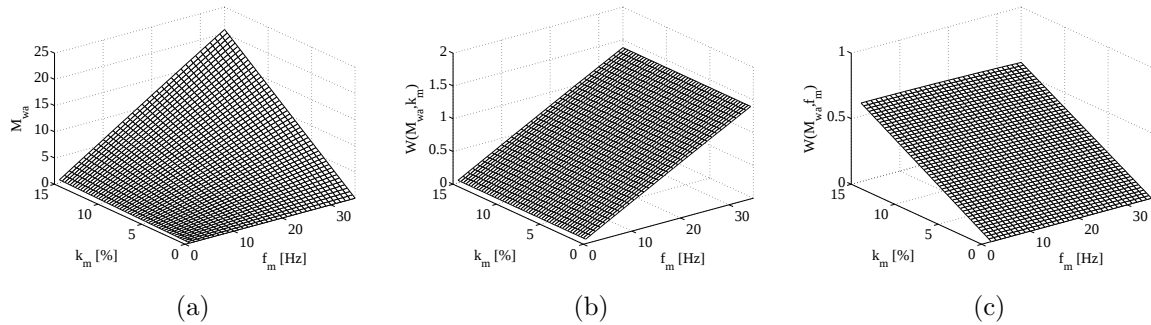
Współczynnik uciążliwości migotania Zbadano wyłącznie współczynnik P_{st} , pomijając P_{lt} będący jego średnią ważoną za okres dwóch godzin. Nie badano zachowania współczynnika uciążliwości migotania przy przesuwaniu okna obserwacji co próbkę, gdyż norma nie przewiduje jego wyznaczania w taki sposób, a algorytmy estymacji tego współczynnika „na bieżąco” nie są unormowane. Wyznaczono natomiast charakterystyki statyczne. W tym celu przeprowadzono badanie modelowe z użyciem modelu miernika uciążli-

wości migotania światła zaprezentowanego w [12]. Uzyskane charakterystyki i wyznaczone na ich podstawie wrażliwości przedstawione są na rysunku 3.4. Kształt charakterystyki statycznej współczynnika uciążliwości migotania światła jest związany z kształtem charakterystyki zastosowanego w mierniku modelu obciążenia, opartego o właściwości lampy żarowej i układu oko-mózg. Pokazuje on wyraźnie oryginalne przeznaczenie miernika uciążliwości migotania: jest on przyrządem do badania ergonomii stanowisk pracy, a nie jakości energii elektrycznej. Współczynnik P_{st} nie oferuje ani jednoznaczności, ani liniowości. Nie może on być wykorzystany do budowy skali ilorazowej.

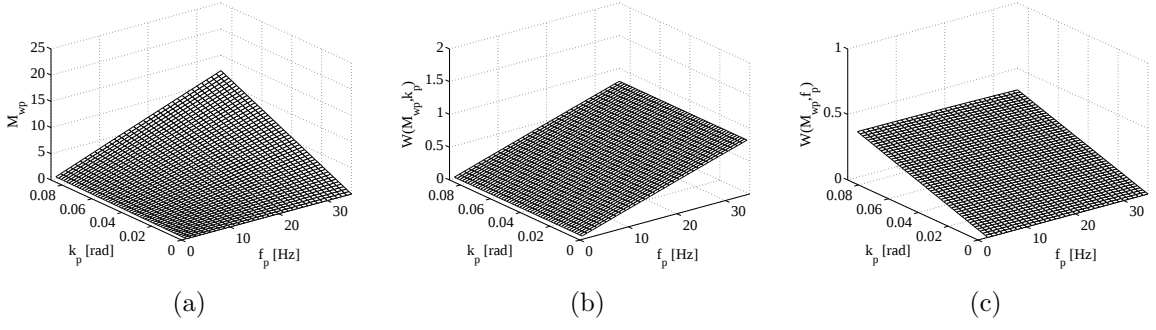
Miara oparta na funkcjale wahan Charakterystyki statyczne oraz wrażliwości składowych amplitudowej i fazowej miary M_w przedstawiają rysunki 3.5 i 3.6. Składowa amplitudowa jest niewrażliwa na zmienność fazy, a składowa fazowa jest niewrażliwa na zmienność amplitudy. Z tego względu pominięto odpowiednie charakterystyki statyczne. Charakterystyki statyczne pokazują, że miara M_w charakteryzuje się wrażliwością zarówno na wartość zmian, jak i na częstotliwość wahan. W obu przypadkach zależność jest liniowa, ale jej występowanie powoduje, że miara nie ma stałej wrażliwości w całym obszarze badanych parametrów. Szczególnie widoczne w okolicy 25 Hz zafalowanie charakterystyki zostanie szczegółowo omówione w dalszej części rozdziału. Wartości miary



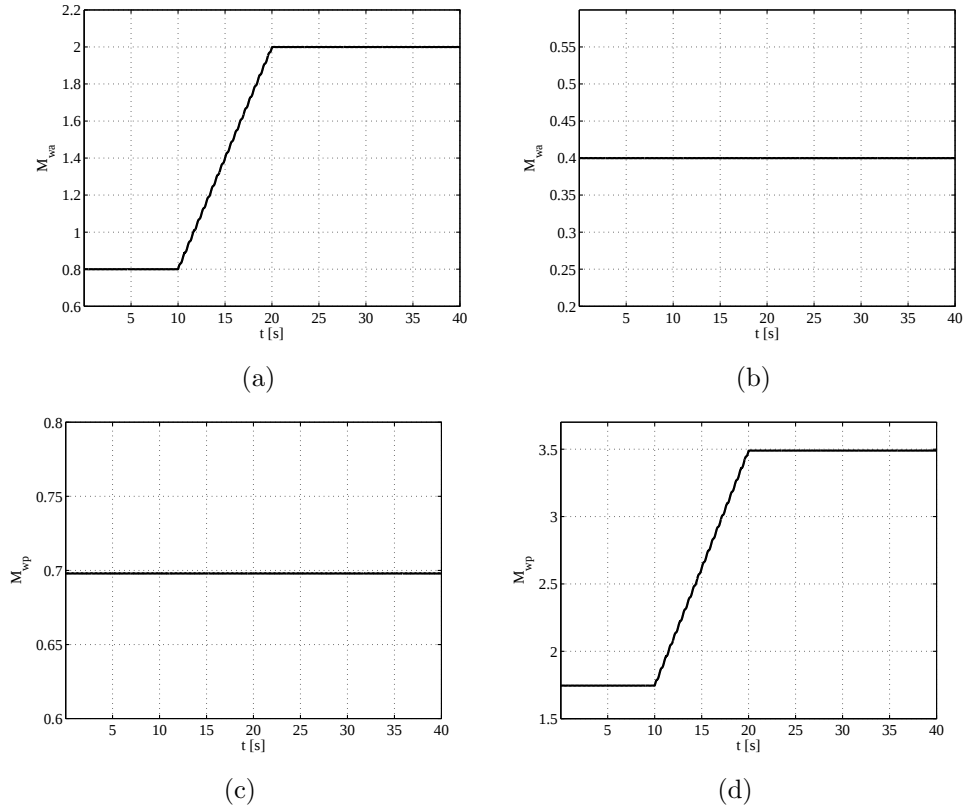
Rysunek 3.4: a) charakterystyka statyczna P_{st} dla modulacji amplitudy, b) wrażliwość P_{st} na głębokość modulacji amplitudy, c) wrażliwość P_{st} na częstotliwość modulacji amplitudy



Rysunek 3.5: a) charakterystyka statyczna składowej amplitudowej M_w dla modulacji amplitudy, b) wrażliwość składowej amplitudowej M_w na głębokość modulacji amplitudy, c) wrażliwość składowej amplitudowej M_w na częstotliwość modulacji amplitudy.



Rysunek 3.6: a) charakterystyka statyczna składowej fazowej M_w dla modulacji fazy, b) wrażliwość składowej fazowej M_w na wartość modulacji fazy, c) wrażliwość składowej fazowej M_w na częstotliwość modulacji fazy.



Rysunek 3.7: Zmiany w czasie wartości składowych miary M_w wyznaczanych z oknem obserwacji o długości 10 s, przesuwanych co próbkę, wyznaczone dla skoków głębokości modulacji. Kolejno: a) składowa amplitudowa, skok głębokości modulacji amplitudy; b) składowa amplitudowa, skok wartości modulacji fazy; c) składowa fazowa, skok głębokości modulacji amplitudy; d) składowa fazowa, skok wartości modulacji fazy. Modulacja sygnałem sinusoidalnym o częstotliwości 1 Hz.

wyznaczanej przy przesuwaniu okna obserwacji co próbkę przedstawia rysunek 3.7. Wskazują one na uśredniający charakter tak wyznaczanej miary. Wartość ustaloną osiąga ona

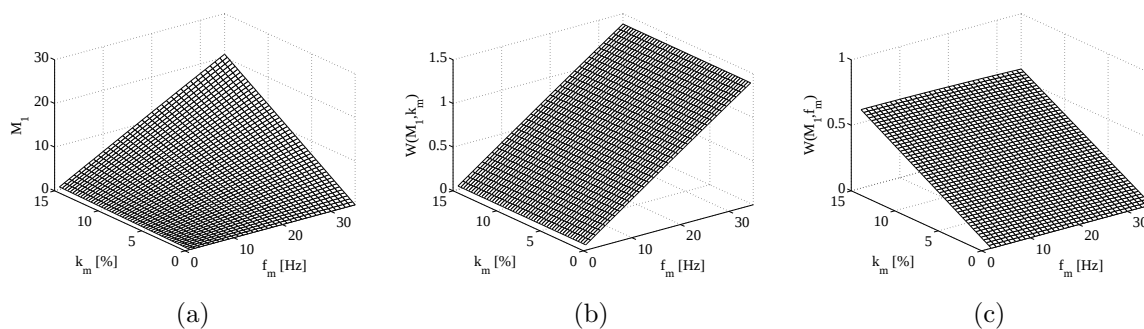
po okresie równym długości okna obserwacji. W stanie przejściowym odpowiedzi skokowej można zauważyć niewielkie wahanie. Jego częstotliwość (1 Hz) jest identyczna z częstotliwością modulacji obwiedni. Wskazuje to na przenikanie sygnału nośnej do wartości miary wyznaczanej z próbki na próbkę.

Należy zauważyć, że wrażliwość na wartość częstotliwości zmian sugeruje górnoprzepustowy charakter miary, odmiennie niż wartości z rysunku 3.7. W rzeczywistości rysunek 3.7 prezentuje reakcję na zmianę parametru modulacji (głębokości lub częstotliwości), podczas gdy charakterystyka statyczna prezentuje odpowiedź na wartość tego parametru.

Miary skalarne

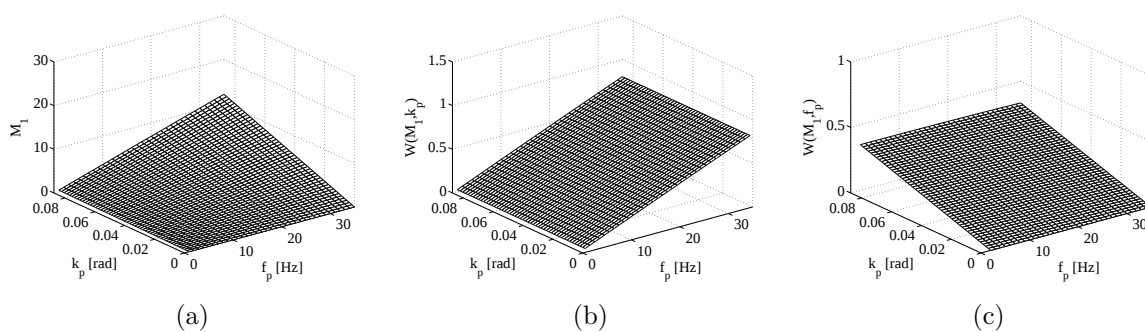
Jako pierwsze badanie wykonano analizę stałego sygnału rzeczywistego o jednostkowej amplitudzie i zerowej fazie, tj. sygnału $v_{n1} = 1$. Analiza ta służyła potwierdzeniu istnienia elementu zerowego. Wszystkie miary przyjęły wartość zerową, co potwierdza spełnienie aksjomatu istnienia elementu zerowego.

Miara M_1 Charakterystyki statyczne oraz powierzchnie wrażliwości miary M_1 przedstawiają rysunki 3.8 oraz 3.9. Zgodnie z oczekiwaniem, miara jest wrażliwa jednocześnie na zmienność amplitudy i fazy. Jest to przyczyną niejednoznaczności wyników. Zależność wrażliwości z rysunków 3.8(b) i 3.9(b) od częstotliwości oraz niezerowe wartości wrażliwości z rysunków 3.8(c) i 3.9(c) pokazują, że miara jest wrażliwa nie tylko na głębokość, ale i na częstotliwość modulacji amplitudy i fazy. Oznacza to, że poza bardzo szczególnymi przypadkami (stała częstotliwość zmienności, modulacja tylko amplitudy lub tylko fazy) miary nie można uznać za ilorazową. Rysunek 3.10 przedstawia odpowiedzi skokowe miary

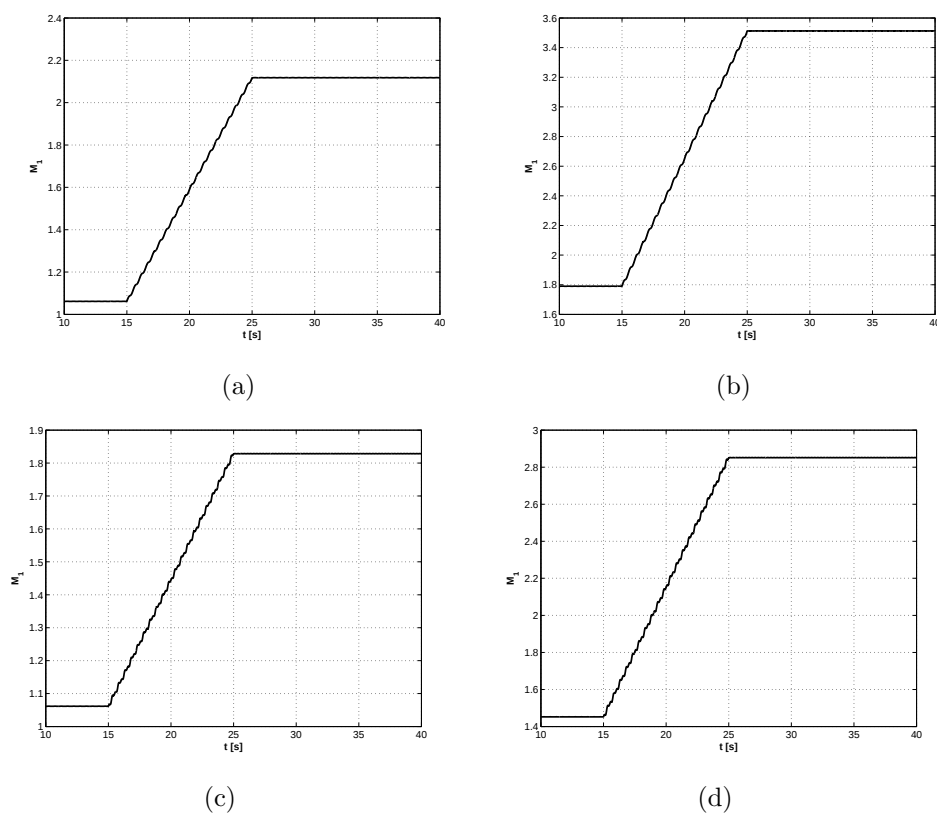


Rysunek 3.8: a) charakterystyka statyczna M_1 dla modulacji amplitudy, b) wrażliwość M_1 na głębokość modulacji amplitudy, c) wrażliwość M_1 na częstotliwość modulacji amplitudy.

M_1 . Rysunek 3.10(a) przedstawia zmiany w czasie wartości miary wyznaczanych z oknem obserwacji o długości 10 s przesuwanym z próbki na próbkę, dla sygnału ze skokiem głębokości modulacji amplitudy z 2,5 do 5 % przy stałej, niezerowej modulacji fazy wynoszącej 2° . Rysunek 3.10(b) przedstawia wartości wyznaczone dla sygnału ze skokiem głębokości modulacji fazy z 2 do 5° przy stałej modulacji amplitudy wynoszącej 1%. Rysunki 3.10(c) oraz 3.10(d) przedstawiają wartości miary dla sygnału ze skokiem częstotliwości modulacji amplitudy i fazy z 2 do 5 Hz. Przebiegi odpowiedzi skokowych pokazują, że miara



Rysunek 3.9: a) charakterystyka statyczna M_1 dla modulacji fazy, b) wrażliwość M_1 na wartość modulacji fazy, c) wrażliwość M_1 na częstotliwość modulacji fazy.

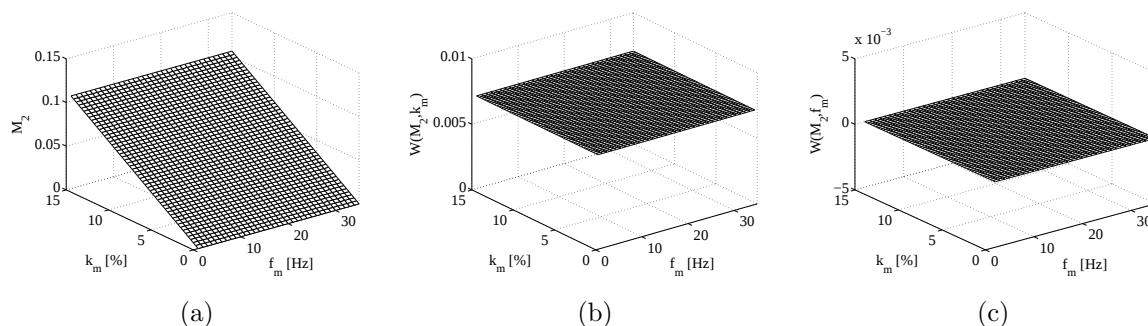


Rysunek 3.10: Wartości miary wyznaczone dla sygnału ze skokiem: a) głębokości modulacji amplitudy badanego sygnału, b) wartości wahań fazy badanego sygnału, c) częstotliwości modulacji amplitudy, d) częstotliwości modulacji fazy. Modulacja sygnałem sinusoidalnym.

wyznaczana z próbki na próbkę ma charakter uśredniający za okres równy przyjętej długości okna obserwacji. Widoczne jest też przenikanie sygnału nośnej do wyznaczonych wartości. Uśredniający charakter oznacza, że miara M_1 nadaje się do stosowania przy analizie długookresowej zmienności sygnału, ale nie sprawdzi się przy badaniu szybkich zmian (np. przy analizie propagacji zaburzenia pochodzącego od pojedynczego procesu

łączeniowego). Ponieważ czas narastania tego rodzaju przebiegu zależy od długości okna obserwacji, możliwe jest skrócenie go przez zmniejszenie długości okna. Należy przy tym unikać porównywania ze sobą wartości M_1 wyznaczonych z różnymi długościami okna.

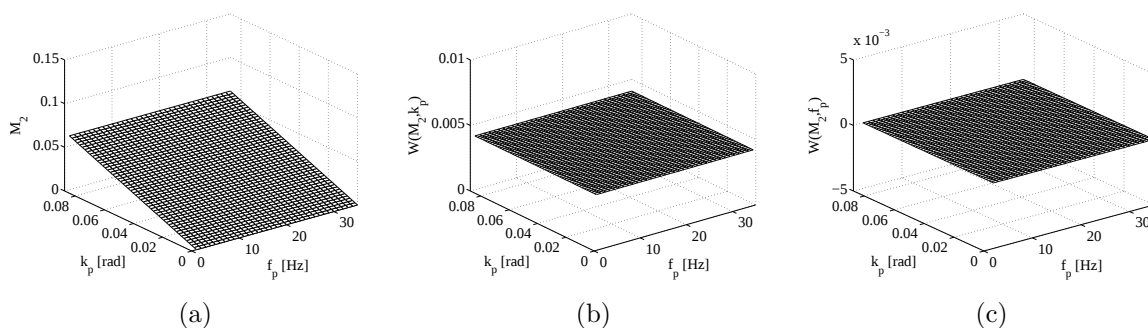
Miara M_2 Charakterystyki statyczne oraz powierzchnie wrażliwości miary M_2 przedstawiają rysunki 3.11 oraz 3.12. Jak wszystkie miary skalarne, miara M_2 jest wrażliwa jednocześnie na zmienność amplitudy i fazy. W przeciwieństwie do M_1 wartość wrażliwości na częstotliwość modulacji jest bliska zeru (z dokładnością do błędów zaokrągleń). Stała wrażliwość na zmienność amplitudy i fazy w badanym zakresie głębokości modulacji oznaczają, że miara może posłużyć do budowy skali ilorazowej po spełnieniu dodatkowych warunków. Warunkiem praktycznie gwarantującym możliwość budowy skali ilorazowej jest ograniczenie się do porównywania wartości M_2 dla pomiarów dokonywanych w tym samym punkcie. Miara może być wtedy wykorzystana do badania wpływu modyfikacji struktury sieci na wartość zmienności napięcia w punkcie pomiaru. W przypadku zachowania stałej struktury połączeń sieci możliwe jest wykorzystanie miary M_2 do badania wpływu podłączanych odbiorników na wahanie napięcia. Należy przy tym pamiętać, że istnieje możliwość zarówno wzmacniania się, jak i znoszenia zaburzeń niskoczęstotliwościowych pochodzących z różnych źródeł. Możliwość taką można na przykład uwzględnić wykonując pomiary synchronicznie w kilku punktach. Wartości miary przy analizie sygnału ze



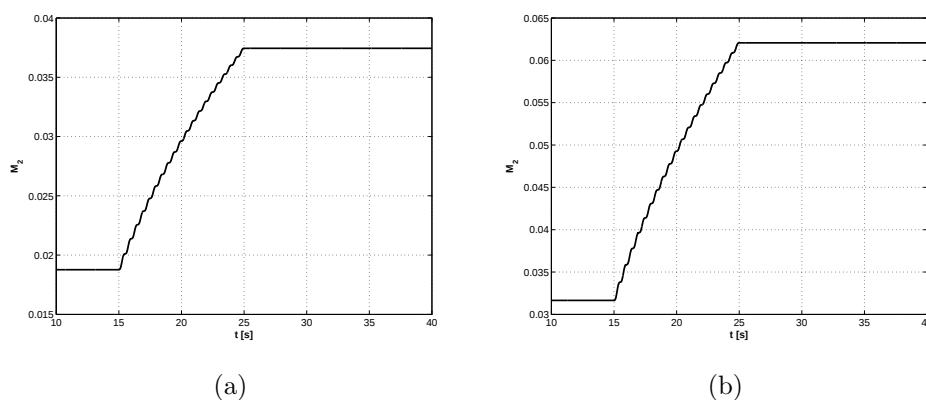
Rysunek 3.11: a) charakterystyka statyczna M_2 dla modulacji amplitudy, b) wrażliwość M_2 na głębokość modulacji amplitudy, c) wrażliwość M_2 na częstotliwość modulacji amplitudy.

skokiem modulacji z wykorzystaniem przesuwanego okna obserwacji M_2 przedstawia rysunek 3.13. Ze względu na zerową wrażliwość M_2 na częstotliwość wahań, nie wyznaczono jej wartości dla sygnału ze skokiem częstotliwości. Przebiegi dla sygnału ze skokiem głębokości modulacji wyglądają podobnie jak dla miary M_1 , i sugerują uśredniający charakter miary M_2 wyznaczonej z przesuwającym oknem obserwacji. Podobnie jak w przypadku miary M_w i M_1 występuje przenikanie sygnału nośnej do wyznaczonego przebiegu w stanie przejściowym. Warto zwrócić uwagę na wartości miary, które są o kilka rzędów wielkości mniejsze niż w przypadku M_1 dla tego samego sygnału. W przypadku jednoczesnego stosowania obu miar może to wymusić dodatkowe normowanie dla uniknięcia problemów z interpretacją wyników.

Miara M_3 Charakterystyki statyczne oraz wrażliwości miary M_3 przedstawiają rysunki 3.14 i 3.15. Podobnie jak M_2 , miara M_3 nie jest wrażliwa na częstotliwość modulacji.

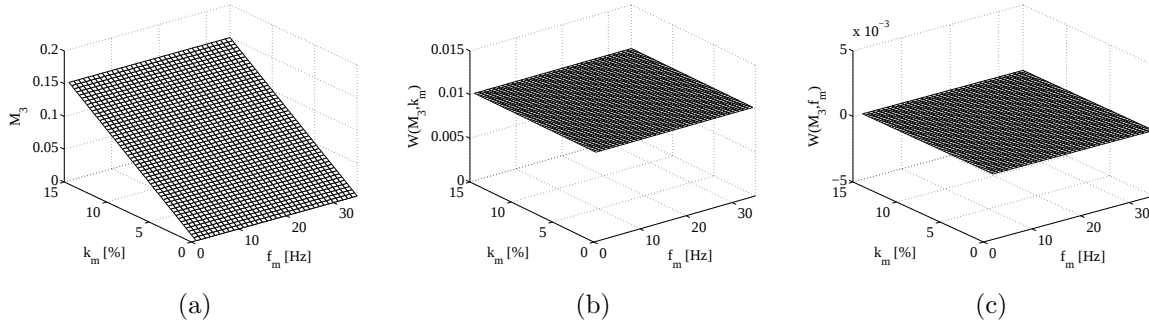


Rysunek 3.12: a) charakterystyka statyczna M_2 dla modulacji fazy, b) wrażliwość M_2 na wartość modulacji fazy, c) wrażliwość M_2 na częstotliwość modulacji fazy.

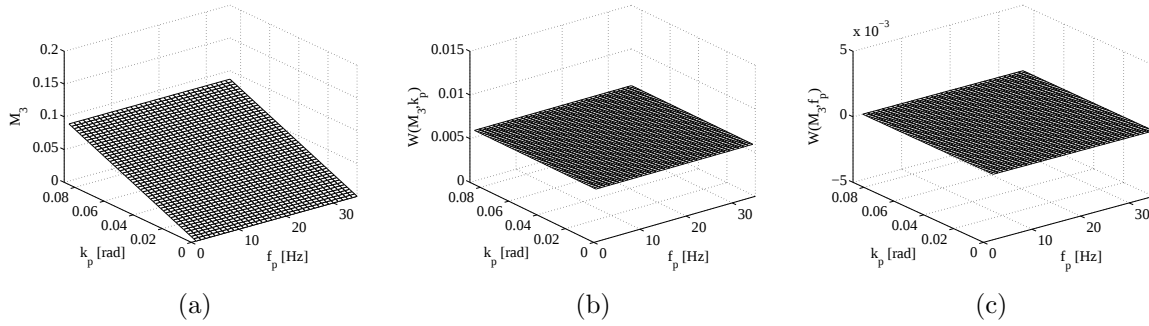


Rysunek 3.13: Wartości miary M_2 wyznaczone z przesuwającym oknem obserwacji dla sygnału ze skokiem: a) głębokości modulacji amplitudy badanego sygnału, b) wartości wahań fazy badanego sygnału. Modulacja sygnałem sinusoidalnym.

Jej wrażliwość na głębokość modulacji amplitudy jest stała, a wrażliwość na głębokość modulacji fazy zmienia się nieznacznie. Oznacza to, że miara może być traktowana jako ilorazowa przy spełnieniu warunków podobnych jak w przypadku miary M_2 . Wartości miary wyznaczonej z przesuwaniem okna obserwacji dla sygnału ze skokiem parametrów modulacji przedstawione są na rysunku 3.16. Są one zdecydowanie różne niż w przypadku miar M_1 i M_2 , i charakterystyczne dla miar opartych na wartości maksymalnej. Widoczna jest zmiana wartości miary natychmiast po pojawieniu się zmiany w oknie obserwacji. Szczególnie interesujące są wahania wartości z częstotliwością modulacji, występujące po skoku odpowiedzi. Są one spowodowane wahaniami wartości średniej wraz z pojawianiem się kolejnych próbek badanej obwiedni po skoku modulacji amplitudy. Miara wyznaczana z przesuwającym oknem reaguje bez opóźnienia na zaburzenie sygnału badanego, o ile jest ono większe niż zaburzenie występujące w okresie uśredniania. Jeżeli w okresie badania fragment o mniejszym zaburzeniu następuje bezpośrednio po większym, mniejsze zaburzenie nie zostanie wykryte. Ilustruje to rysunek 3.17. Miara M_3 wydaje się bardziej użyteczna w analizie zapadów napięcia, niż w badaniu zaburzeń niskoczęstotliwościowych. Ze względu na szybkość może też być użyteczna przy analizie propagacji zaburzeń.



Rysunek 3.14: a) charakterystyka statyczna M_3 dla modulacji amplitudy, b) wrażliwość M_3 na głębokość modulacji amplitudy, c) wrażliwość M_3 na częstotliwość modulacji amplitudy.

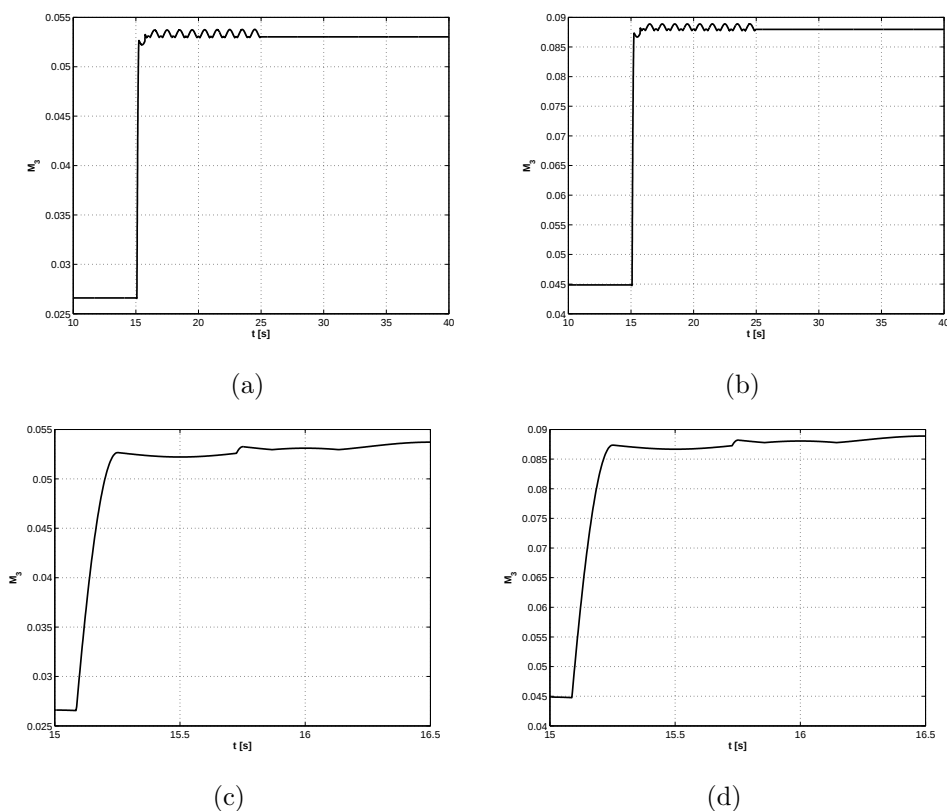


Rysunek 3.15: a) charakterystyka statyczna M_3 dla modulacji fazy, b) wrażliwość M_3 na wartość modulacji fazy, c) wrażliwość M_3 na częstotliwość modulacji fazy.

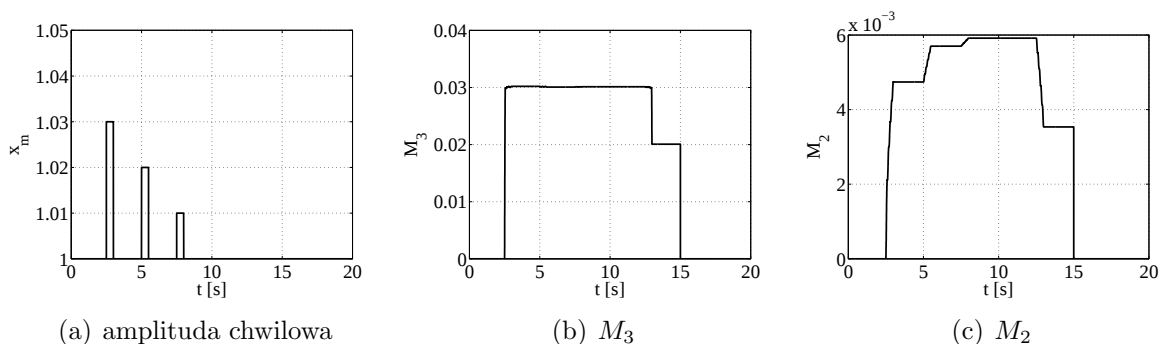
Miara M_4 Charakterystyki statyczne oraz wrażliwości miary M_4 przedstawiają rysunki 3.18 i 3.19. Charakterystyki te są podobne do odpowiednich charakterystyk miar M_2 i M_3 , i pozwalają one na wysnucie takich samych wniosków: miara M_4 może być użyta do budowy skali ilorazowej pod warunkiem odpowiedniego zdefiniowania addytywności zjawisk i ograniczenia porównań do jednego punktu pomiarowego. Wartości miary M_4 wyznaczone z przesuwającym oknem przedstawia rysunek 3.20. Są one podobne do odpowiedzi miary M_3 , i charakterystyczne dla miar opartych na wartości maksymalnej. Przebieg miary M_4 ma charakter „schodkowy”, z chwilowym ustaleniem wartości w połowie narastania. Zbocza odpowiedzi skokowej przedstawiają rysunki 3.20(c) oraz 3.20(d). Taki przebieg wynika z przemiennej charakteru wymuszenia w połączeniu z wrażliwością miary na wartość maksymalną. Miara zmienia wartość natychmiast po pojawieniu się w oknie obserwacji próbek obiwedni o większej głębokości modulacji, ale nie „zauważa” próbek zbocza opadającego, gdyż są one mniejsze od znajdującego się już w oknie maksimum.

Miary wektorowe

Badanie miar wektorowych przeprowadzono w podobny sposób jak w przypadku miar skalarnych, przy czym składowe miar wektorowych badano oddzielnie, traktując je jako niezależne miary. Wyznaczono wartości składowych miar w funkcji wahania amplitudy i

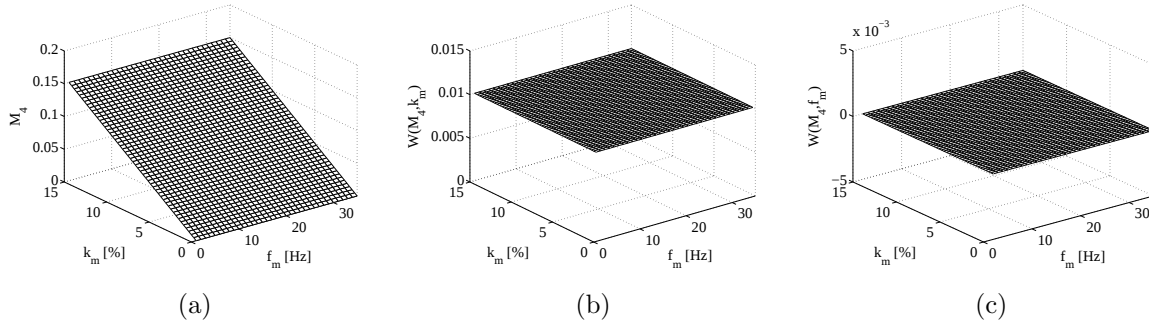


Rysunek 3.16: Wartości miary M_3 wyznaczonej z przesuwającym oknem obserwacji dla sygnału ze skokiem: a) głębokości modulacji amplitudy badanego sygnału, b) wartości wahań fazy badanego sygnału, c) głębokości modulacji amplitudy - fragment, d) wartości wahań fazy - fragment. Modulacja sygnałem sinusoidalnym.

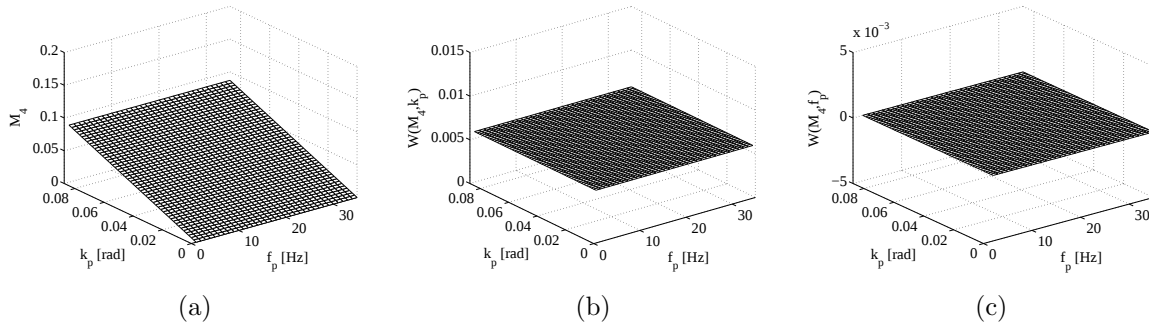


Rysunek 3.17: Wartości miar M_2 i M_3 wyznaczanych z przesuwającym oknem dla sygnału z sequecją impulsów amplitudy chwilowej. Widoczna czułość M_3 wyłącznie na największe zaburzenie w oknie obserwacji.

częstotliwości tego wahania oraz wahań fazy i jego częstotliwości. Na podstawie tych charakterystyk wyznaczono wrażliwości miar, korzystając z kierunkowych różnic skończonych. Charakterystyki i wrażliwości miar wyznaczono dla modulacji przebiegiem sinusoidalnym. Dodatkowo wyznaczono przebiegi miar wyznaczanych z przesuwającym co próbkę



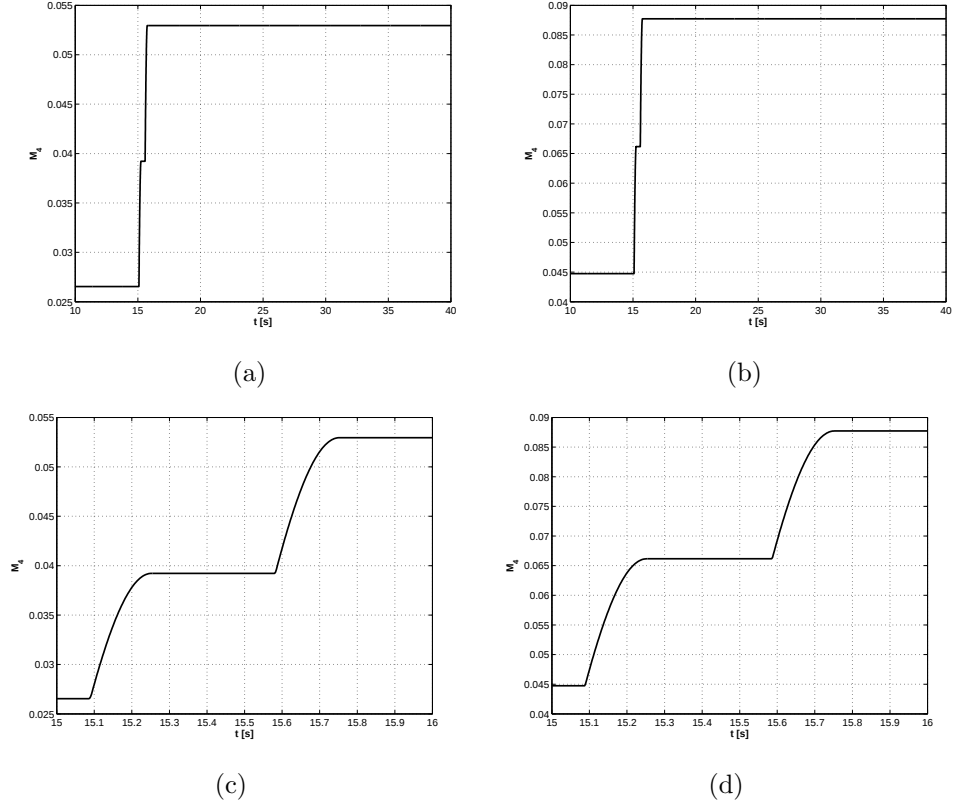
Rysunek 3.18: a) charakterystyka statyczna M_4 dla modulacji amplitudy, b) wrażliwość M_4 na głębokość modulacji amplitudy, c) wrażliwość M_4 na częstotliwość modulacji amplitudy.



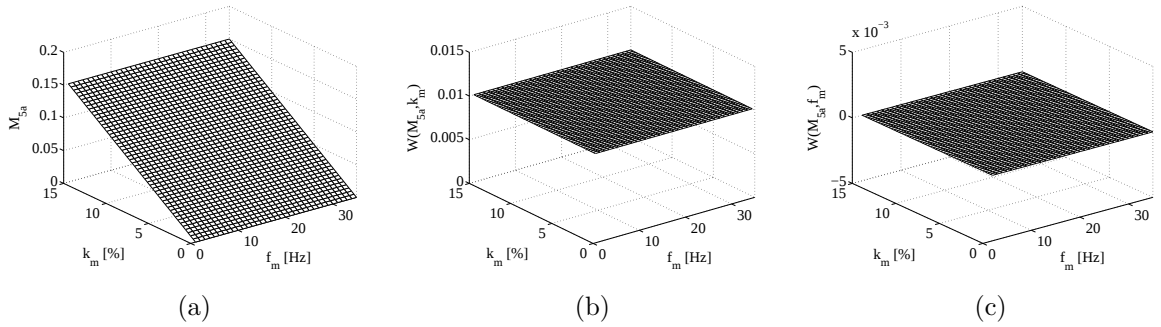
Rysunek 3.19: a) charakterystyka statyczna M_4 dla modulacji fazy, b) wrażliwość M_4 na wartość modulacji fazy, c) wrażliwość M_4 na częstotliwość modulacji fazy.

oknem o długości 10 s.

Miara M_5 Charakterystyki statyczne oraz wrażliwości składowych amplitudowej i fazowej miary M_5 przedstawiają rysunki 3.21 i 3.22. Zgodnie z oczekiwaniem, składowa amplitudowa jest niewrażliwa na zmienność fazy, a składowa fazowa jest niewrażliwa na zmienność amplitudy. Z tego względu pominięto odpowiednie charakterystyki statyczne. Stałe wrażliwości odpowiednich składowych miary na wahanie amplitudy i fazy pozwalają dojść do podobnego wniosku jak w przypadku miar skalarnych: składowe miary mogą być traktowane jako miary ilorazowe przy spełnieniu warunków wymienionych w omówieniu miary M_2 (paragraf 3.3.1 na stronie 42). Przebiegi wartości miary wyznaczonej z przesuwającym oknem przedstawia rysunek 3.23. Pokazują one uśredniający charakter miary, podobny do miar M_1 i M_2 . Potwierdzają też niewrażliwość składowej fazowej na zmiany amplitudy i niewrażliwość składowej amplitudowej na zmianę fazy. Wyznaczone przebiegi są podobne do przebiegów wartości miar M_3 i M_4 . Wynika to z faktu, że podobnie jak tamte miary, składowe M_5 są oparte na wartości maksymalnej. Efektem są podobne do nich właściwości, i co za tym idzie, zakres zastosowań: miarę M_5 można wykorzystać jako narzędzie do wykrywania krótkotrwałych zaburzeń, ale nie sprawdzi się w analizie długookresowej.

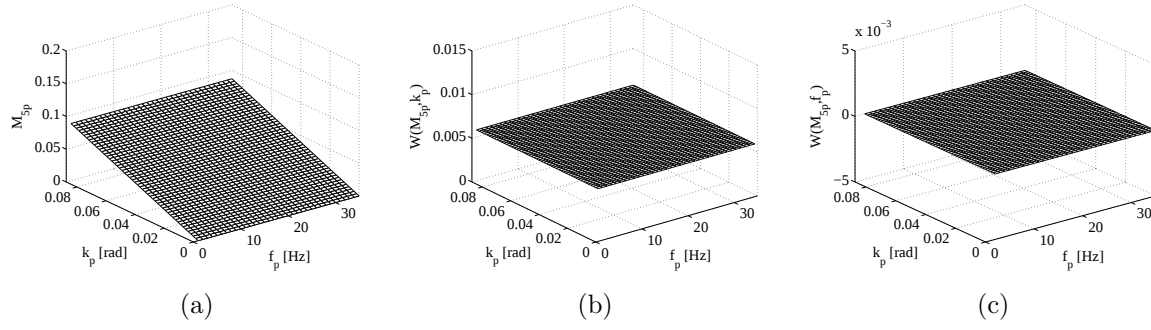


Rysunek 3.20: wartości miary M_4 wyznaczonej z przesuwającym oknem obserwacji dla sygnału ze skokiem: a) głębokości modulacji amplitudy badanego sygnału, b) wartości wahań fazy badanego sygnału, c) głębokości modulacji amplitudy - powiększenie, d) wartości wahań fazy - powiększenie. Modulacja sygnałem sinusoidalnym.

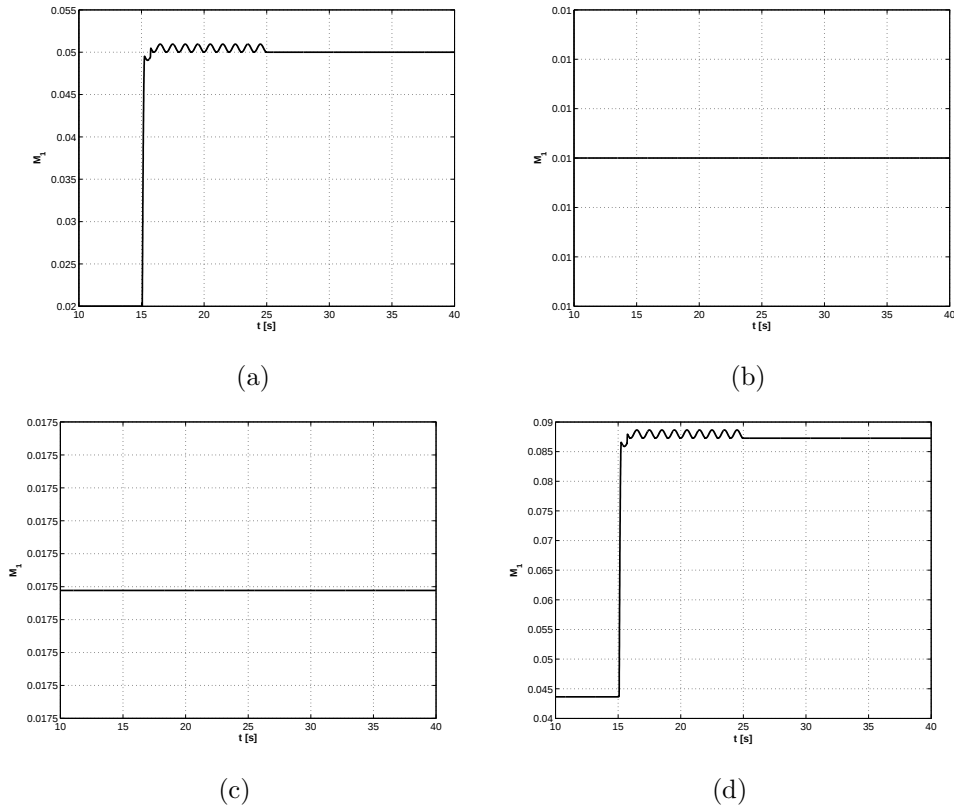


Rysunek 3.21: a) charakterystyka statyczna składowej amplitudowej M_5 dla modulacji amplitudy, b) wrażliwość składowej amplitudowej M_5 na głębokość modulacji amplitudy, c) wrażliwość składowej amplitudowej M_5 na częstotliwość modulacji amplitudy.

Miara M_6 Charakterystyki statyczne oraz wrażliwości składowych amplitudowej i fazowej miary M_6 przedstawiają rysunki 3.24 i 3.25 Podobnie jak w przypadku miary M_5 składowa amplitudowa jest niewrażliwa na zmienność fazy, a składowa fazowa jest niewrażliwa na zmienność amplitudy; również tutaj pominięto dwie zerowe charakterystyki

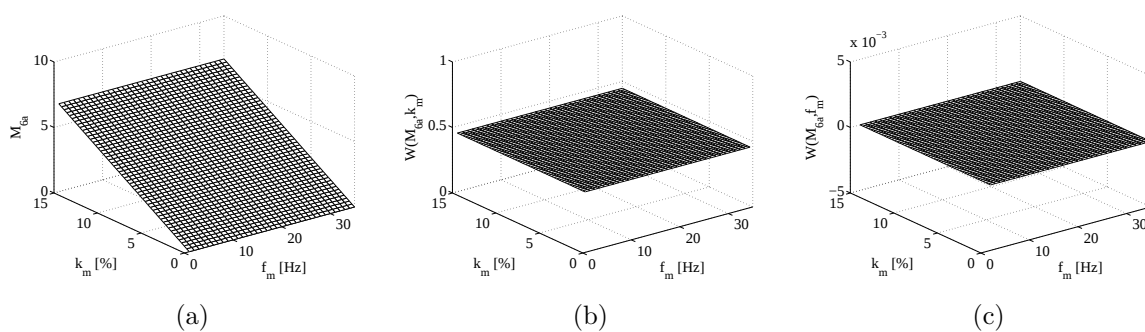


Rysunek 3.22: a) charakterystyka statyczna składowej fazowej M_5 dla modulacji fazy, b) wrażliwość składowej fazowej M_5 na wartość modulacji fazy, c) wrażliwość składowej fazowej M_5 na częstotliwość modulacji fazy.

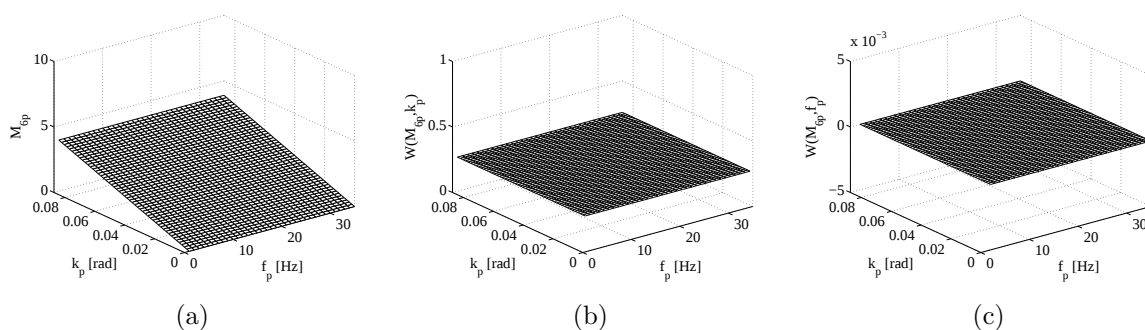


Rysunek 3.23: Przebiegi składowych miary M_5 dla sygnału ze skokiem głębokości modulacji amplitudy i fazy: a) składowa amplitudowa, skok modulacji amplitudy; b) składowa amplitudowa, skok modulacji fazy; c) składowa fazowa, skok modulacji amplitudy; d) składowa fazowa, skok modulacji fazy. Modulacja sygnałem sinusoidalnym.

statyczne. Stałe wrażliwości sugerują możliwość budowy skal ilorazowych w oparciu o składowe M_6 . Przebiegi składowych miary M_6 wyznaczanych z przesuwającym oknem obserwacji przedstawia rysunek 3.26. Przebiegi wyznaczone dla miary M_6 są podobne do wyznaczonych dla miar M_1 i M_2 . Składowe miary M_6 mają charakter uśredniający. Oznac-



Rysunek 3.24: a) charakterystyka statyczna składowej amplitudowej M_6 dla modulacji amplitudy, b) wrażliwość składowej amplitudowej M_6 na głębokość modulacji amplitudy, c) wrażliwość składowej amplitudowej M_6 na częstotliwość modulacji amplitudy.

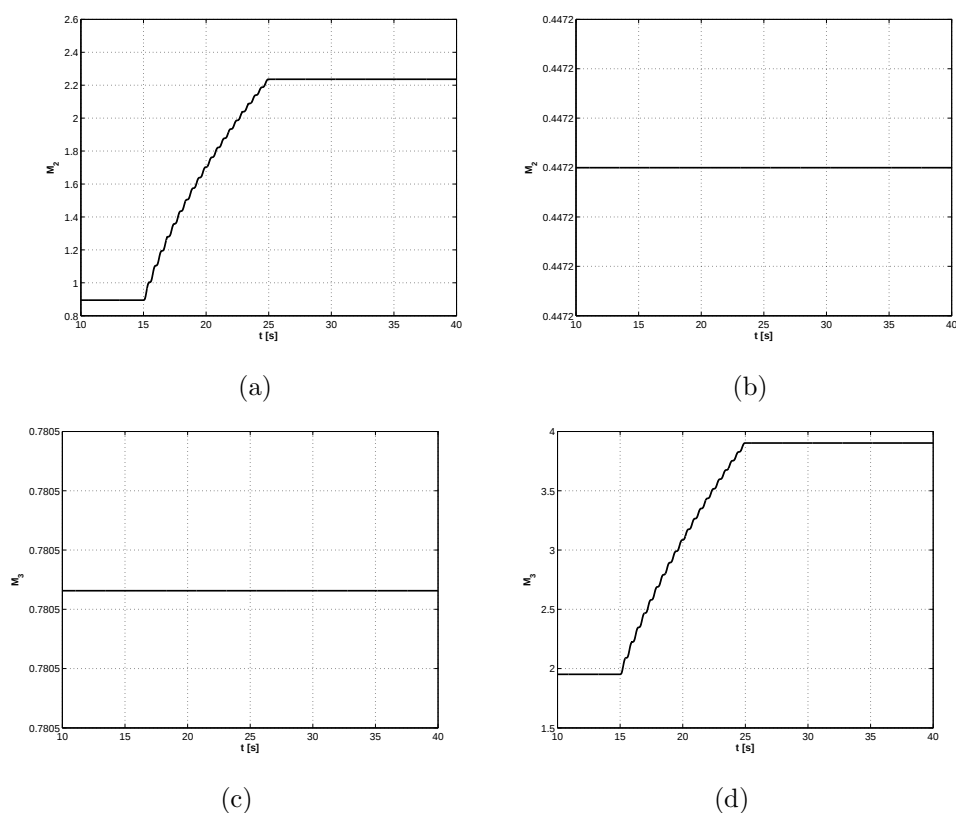


Rysunek 3.25: a) charakterystyka statyczna składowej fazowej M_6 dla modulacji fazy, b) wrażliwość składowej fazowej M_6 na wartość modulacji fazy, c) wrażliwość składowej fazowej M_6 na częstotliwość modulacji fazy.

cza to, że miara ta może zostać z powodzeniem wykorzystana w długookresowej analizie zaburzeń niskoczęstotliwościowych, jednakże pojedyncze krótkotrwałe zmiany obwiedni nie spowodują znaczących zmian jej wartości. Pod tym względem składowe miary są podobne do zaprezentowanych w [6] miar opartych na funkcjonale wahania, operujących oddzielnie na sygnale amplitudy i fazy.

3.4 Podsumowanie i wnioski z badania miar

W rozdziale zaprezentowanych zostało sześć zaproponowanych miar zaburzeń niskoczęstotliwościowych sygnałów sieci elektroenergetycznej. Wyniki ich badania zestawiono w tabeli 3.2, przy czym składowe miar wektorowych są potraktowane jako oddzielne miary skalarne. Miary zostały zaprojektowane w celu uniezależnienia ich od modelu obciążenia, jak ma to miejsce w przypadku współczynnika uciążliwości migotania. Badanie miar wykazało, że pięć z nich cechuje się stałą, a jedna liniową wrażliwością. Stała wrażliwość oznacza, że przy poczynieniu dodatkowych założeń dotyczących punktu pomiaru i konfiguracji systemu w trakcie pomiaru możliwe jest zbudowanie skal ilorazowych w oparciu o te miary. Poza jedną zaproponowane miary cechują się dużą efektywnością obliczeniową,



Rysunek 3.26: Przebiegi składowych miary M_6 dla sygnału ze skokiem głębokości modulacji amplitudy i fazy: a) składowa amplitudowa, skok modulacji amplitudy; b) składowa amplitudowa, skok modulacji fazy; c) składowa fazowa, skok modulacji amplitudy; d) składowa fazowa, skok modulacji fazy. Modulacja sygnałem sinusoidalnym.

miara	wrażliwość	addytywność	złożoność obl.	uśrednianie
M_{wa}	stała	tak	mała	tak
M_{wp}	stała	tak	mała	tak
P_{st}	zmienna	nie	duża	tak
M_1	zmienna	nie	mała	tak
M_2	stała	tak	mała	tak
M_3	stała	tak	mała	nie
M_4	stała	tak	b. duża	nie
M_{5a}	stała	tak	mała	nie
M_{5p}	stała	tak	mała	nie
M_{6a}	stała	tak	mała	tak
M_{6p}	stała	tak	mała	tak

Tabela 3.2: Zestawienie właściwości zbadanych miar.

w sensie małych wymagań dotyczących mocy obliczeniowej i zajętości pamięci. Zróżnicowane właściwości miar (charakter miar „uśredniających” lub „maksymalnych”) sugerują możliwość jednoczesnego zastosowania różnych miar podczas analizy sygnału sieci elektroenergetycznej. Do dalszych badań zdecydowano się wybrać wszystkie miary oprócz M_4 ,

która cechuje się dużą złożonością obliczeniową w porównaniu z pozostałymi miarami. Jednocześnie jej właściwości są bardzo zbliżone do właściwości miary M_3 .

Wszystkie przedstawione miary operują na sygnale obwiedni zespolonej. Zostały one zaprojektowane i przebadane bez uwzględnienia algorytmu wyznaczania obwiedni. Miało to na celu umożliwienie stosowania z miarami dowolnego algorytmu demodulacji zespolonej sygnału sieci elektroenergetycznej. Zaprezentowane w rozdziale wyniki badania opracowanych miar pozwalają potwierdzić część tezy pracy mówiącą o możliwości budowy efektywnych i wrażliwych miar zmienności napięcia sieci elektroenergetycznej. W następnym rozdziale zostanie przedstawiony algorytm demodulacji obwiedni zespolonej oparty na dyskretnej transformacji Hilberta. Został on zaprojektowany do współpracy z opisanymi miarami, choć nie jest to jego jedyne zastosowanie. Uruchomienie algorytmu detekcji obwiedni pozwoli potwierdzić fragment tezy o możliwości wykorzystania transformacji Hilberta do wyznaczania miar zmienności napięcia sieci elektroenergetycznej.

Rozdział 4

Algorytm detekcji obwiedni zespolonej

Opisane w poprzednim rozdziale miary operują na sygnale obwiedni zespolonej. Istnieje wiele sposobów wyznaczenia takiej obwiedni; jednym z nich jest wykorzystanie transformacji Hilberta. W rozdziale omówiono algorytm oparty o takie rozwiązanie. Opisany algorytm jest rozwinięciem algorytmu zaprojektowanego jako źródło obwiedni dla opartej na funkcjonale wahania miary M_w , przedstawionej w poprzednim rozdziale. Pierwotna wersja algorytmu została opracowana w ramach prac zespołowych, z udziałem autora, i została wykorzystana m.in. w [10, 6]. Nie umożliwiała ona analizy sygnałów na bieżąco, a w poszczególnych zastosowaniach różnie dobierano parametry algorytmu. Autor zmodyfikował algorytm zmieniając tor wyznaczania fazy chwilowej, co umożliwiło analizę w czasie rzeczywistym.

Rozdział przedstawia kolejno: podstawy teoretyczne dotyczące przekształcenia Hilberta, proponowany algorytm oraz jego poszczególne bloki funkcyjne. Następnie przedstawiono metodologię i wyniki badań modelowych, a także zastosowanie algorytmu do estymacji obwiedni zespolonej w celu wyznaczenia miar opisanych w poprzednim rozdziale. Algorytm został zaimplementowany w komputerze PC oraz procesorze sygnałowym DSP i wykorzystany do analizy sygnałów rzeczywistych. Rozdział jest uzupełniony o porównanie opisanego algorytmu z innymi algorytmami detekcji obwiedni zespolonej lub składowych ortogonalnych, spotykanymi w literaturze.

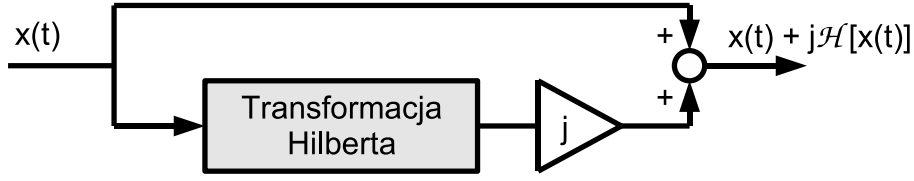
4.1 Transformacja Hilberta, sygnał analityczny

Ciągłe przekształcenie Hilberta i odwrotne ciągłe przekształcenie Hilberta są parą przekształceń całkowitych dla sygnałów z przestrzeni $L^2(\Omega)$ [70, 5, 17]. Dla dowolnego przebiegu czasowego można zapisać przekształcenie Hilberta jako:

$$X(s) = \mathcal{H}[x(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(t)}{s - t} dt \quad (4.1)$$

Przy czym całka powyższa rozumiana jest w sensie wartości głównej Cauchy'ego [17]. Odwrotne przekształcenie Hilberta przedstawia równanie:

$$x(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{X(s)}{t - s} ds \quad (4.2)$$



Rysunek 4.1: Schemat blokowy algorytmu wyznaczania sygnału analitycznego z wykorzystaniem transformacji Hilberta

Jądra przekształceń są postaci:

$$\psi_H(s, t) = \frac{1}{\pi(s - t)} \quad (4.3)$$

$$\phi_H(t, s) = \frac{1}{\pi(t - s)} \quad (4.4)$$

Zmienna s jest zmienną czasową, a transformata Hilberta $X(s)$ sygnału $x(t)$ jest funkcją czasu. Dzięki temu równania 4.1 i 4.2 można zapisać jako równania splotu [70]:

$$\mathcal{H}[x(t)] = \frac{1}{\pi t} \otimes x(t) \quad (4.5)$$

$$x(t) = \left(-\frac{1}{\pi t}\right) \otimes \mathcal{H}[x(t)] \quad (4.6)$$

Sygnałem analitycznym nazywany jest sygnał zespolony postaci:

$$\overline{x_a}(t) = x(t) + j\mathcal{H}[x(t)] = x_m(t)e^{jx_\Phi(t)} \quad (4.7)$$

gdzie $x_m(t)$ i $x_\Phi(t)$ są odpowiednio amplitudą i fazą uogólnioną sygnału:

$$x_m(t) = \sqrt{x^2(t) + \mathcal{H}[x(t)]^2} \quad (4.8)$$

$$x_\Phi(t) = \arctan\left(\frac{\mathcal{H}[x(t)]}{x(t)}\right) \quad (4.9)$$

Widmo sygnału analitycznego przyjmuje wartości niezerowe tylko dla dodatnich częstotliwości. Schemat blokowy przedstawiający sposób tworzenia sygnału analitycznego z sygnału o wartościach rzeczywistych przedstawia rysunek 4.1. Pochodna fazy uogólnionej to częstotliwość chwilowa:

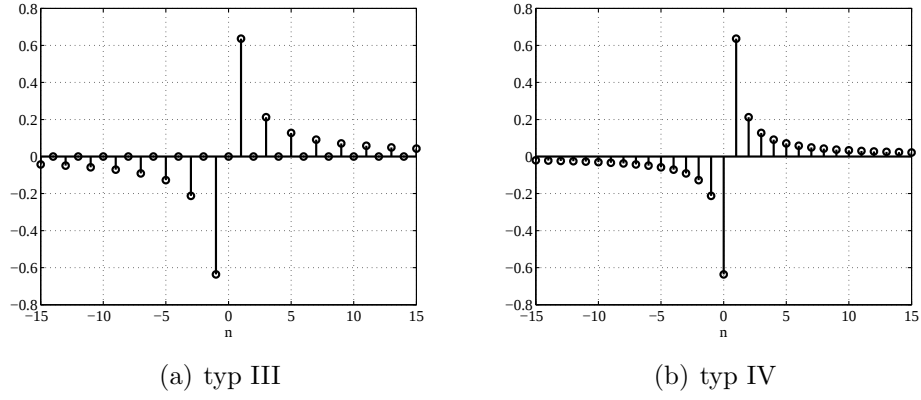
$$x_f(t) = \frac{dx_\Phi(t)}{dt} \quad (4.10)$$

Wartość ta może być wyznaczona dla każdego rodzaju sygnału (transformacja Hilberta nie narzuca okresowości), jednakże ma ona sens tylko dla sygnałów z określonej klasy [29]. Zawężenia klasy sygnału można dokonać na przykład przez założenie, że sygnał $x(t)$ jest wąskopasmowy i ma składową okresową. W przypadku sygnałów sieci elektroenergetycznej można tego dokonać przez ograniczenie pasma do otoczenia pojedynczej harmonicznej.

4.1.1 Realizacje dyskretne transformaty Hilberta

Filtry Hilberta

Równanie splotu 4.5 można interpretować jako równanie filtracji analogowej z wykorzystaniem filtra o odpowiedzi impulsowej postaci $h_{Ha}(t) = \frac{1}{\pi t}$. Filtr taki ma charakterystykę



Rysunek 4.2: Fragmenty odpowiedzi impulsowych nieprzyczynowych filtrów Hilberta typu III i IV w otoczeniu zera

częstotliwościową postaci [70, 40]:

$$\mathbf{H}(j\omega) = \begin{cases} -j & \omega > 0 \\ 0 & \omega = 0 \\ j & \omega < 0 \end{cases} \quad (4.11)$$

Powyższa charakterystyka i właściwości sygnału analitycznego są zachowane dla sygnałów dyskretnych. Równanie 4.1 przyjmuje wtedy postać:

$$X(s) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} h_H(n-m)x(m) \quad (4.12)$$

gdzie h_H jest odpowiedzią impulsową dyskretnego filtra Hilberta, stanowiącą impulsowe przybliżenie ciągłego jądra przekształcenia. Dla filtrów typu III [40, 49] odpowiedź tą przedstawia równanie:

$$h_H(n) = \begin{cases} \frac{\sin^2(\pi n/2)}{\pi n/2}, & n \neq 0 \\ 0 & n = 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

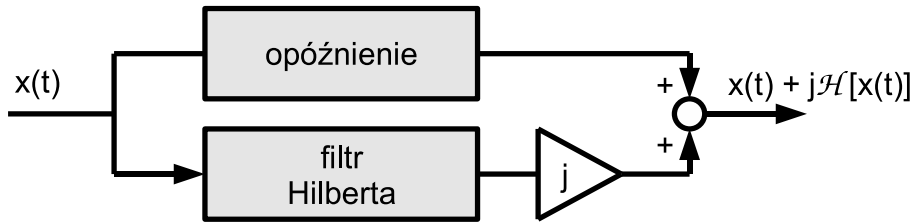
Odpowiedź impulsowa dyskretnego filtra Hilberta typu IV ma postać:

$$h_H(n) = \frac{\sin^2\left(\frac{\pi(2n-1)}{2}\right)}{\frac{\pi(2n-1)}{2}} \quad (4.14)$$

Fragmenty odpowiedzi impulsowych filtrów Hilberta typu III i IV w otoczeniu zerowego opóźnienia zestawiono na rysunku 4.2.

Praktyczne realizacje filtrów Hilberta

Przedstawione powyżej filtry Hilberta są nieprzyczynowe. Z tego względu w praktyce do estymacji sygnału analitycznego stosuje się aproksymację filtra Hilberta dla skończonej ilości próbek, współpracującą z układem (filtrem) opóźniającym. Algorytm taki przedstawia schemat blokowy z rysunku 4.3. Filtr aproksymujący filtr Hilberta można zaprojektować dowolną metodą. Zazwyczaj wykorzystuje się odpowiedź nieprzyczynowego



Rysunek 4.3: Schemat blokowy algorytmu wyznaczania sygnału analitycznego z wykorzystaniem filtra Hilberta i filtra opóźniającego

filtra Hilberta opisaną równaniem 4.13 lub 4.14, która jest mnożona przez wybrane okno czasowe o długości N , a następnie opóźniana o $(N - 1)/2$ lub $N/2$ okresów próbkowania. Od parametrów wybranego okna czasowego zależy kształt charakterystyki uzyskanego filtra. W przypadku użycia filtra typu III wartość N powinna być nieparzysta. W takim przypadku część rzeczywistą sygnału analitycznego można uzyskać przez opóźnienie sygnału wejściowego. Dla filtra typu IV wartość N jest parzysta. Ze względu na parzystą ilość współczynników filtr typu IV wprowadza dodatkowe opóźnienie o $1/2$ okresu próbkowania. Opóźnienie takie uniemożliwia zastosowanie zwykłego bufora opóźniającego sygnał $x(t)$ w gałęzi równoległej; zamiast tego do opóźnienia sygnału trzeba zastosować filtr o długości identycznej z długością filtra Hilberta. Zaletą filtra Hilberta typu IV jest brak wartości zerowych w odpowiedzi impulsowej. Przez to, przy takiej samej długości, charakterystyka częstotliwościowa aproksymacji filtra typu IV jest bardziej zbliżona do charakterystyki częstotliwościowej nieprzyczynowego filtra Hilberta niż ma to miejsce w przypadku aproksymacji filtra typu III.

Przyczynowy filtr Hilberta można też zaprojektować stosując metodę próbkowania w dziedzinie częstotliwości lub metodę aproksymacji średniokwadratowej [70, 49, 35]. Obie te metody pozwalają na niemal dowolne określenie przebiegu charakterystyki częstotliwościowej. Dzięki temu możliwa jest budowa filtra, który oprócz transformacji Hilberta realizuje też ograniczenie pasma. W takim przypadku charakterystyka amplitudowa filtra użytego do opóźnienia musi odpowiadać charakterystyce filtra realizującego transformację Hilberta. Można to uzyskać dwoma sposobami. Pierwszy polega na zaprojektowaniu filtrów oddzielnie, w taki sposób aby różnice pomiędzy charakterystykami amplitudowymi były minimalne. W tym celu należy zastosować dla obu filtrów tę samą metodę projektowania z tymi samymi parametrami wejściowymi. Drugi sposób uzyskania pary filtrów do estymacji sygnału analitycznego polega na zaprojektowaniu pojedynczego filtra o wymaganej charakterystyce i zmodulowaniu jego odpowiedzi impulsowej funkcjami sinus i cosinus. Uzyskuje się w ten sposób dwa filtry o wzajemnym przesunięciu fazowym $\pi/2$ i zbliżonych charakterystykach amplitudowych. Sposób ten jest często stosowany przy projektowaniu filtrów używanych w demodulacji cyfrowej [41]. Należy zauważyć, że niezależnie od przyjętej metody projektowania obu filtrów, ich charakterystyki amplitudowe nigdy nie będą identyczne. Wynika to z faktu, że filtr Hilberta powinien być typu III lub IV, podczas gdy współpracujący z nim filtr opóźniający może być wyłącznie typu I lub II.

Wyznaczenie transformacji Hilberta w dziedzinie częstotliwości

Alternatywną do użycia filtra metodą jest wyznaczenie transformaty Hilberta w dziedzinie częstotliwości [70]. W tym celu należy wyznaczyć transformatę Fouriera sygnału i wymnożyć jej wartości z wartościami transmitancji filtra Hilberta:

$$H_H(k) = H_H(e^{j\Omega_k}) = \begin{cases} 0, & k = 0 \\ -j, & k = 1 \dots (N/2 - 1) \\ 0, & k = N/2 \\ j, & k = (N/2) \dots (N - 1) \end{cases} \quad (4.15)$$

lub z wagami określonymi równaniem:

$$J_H(k) = J_H(e^{j\Omega_k}) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 2, & k = 1 \dots (N/2 - 1) \\ 1, & k = N/2 \\ 0, & k = (N/2) \dots (N - 1) \end{cases} \quad (4.16)$$

Metoda taka wymaga analizy sygnału w blokach. Spróbkowany sygnał jest dzielony na fragmenty, przekształcany do dziedziny częstotliwości, przetwarzany w tej dziedzinie częstotliwości, a następnie przekształcany do dziedziny czasu, fragment po fragmencie. W przypadku wykorzystania algorytmu FFT taki sposób analizy może okazać się szybszy niż analiza w dziedzinie czasu. Gdy jednak w algorytmie występują operacje nieliniowe, konieczne może być dodanie pary transformacji Fouriera dla dokonania tych operacji w dziedzinie czasu. Efektem jest zwiększenie złożoności obliczeniowej algorytmu pracującego w dziedzinie częstotliwości. Ponieważ w opisanym w niniejszej rozprawie algorytmie występuje nieliniowa operacja zmiany układu współrzędnych, wybrano realizację w dziedzinie czasu.

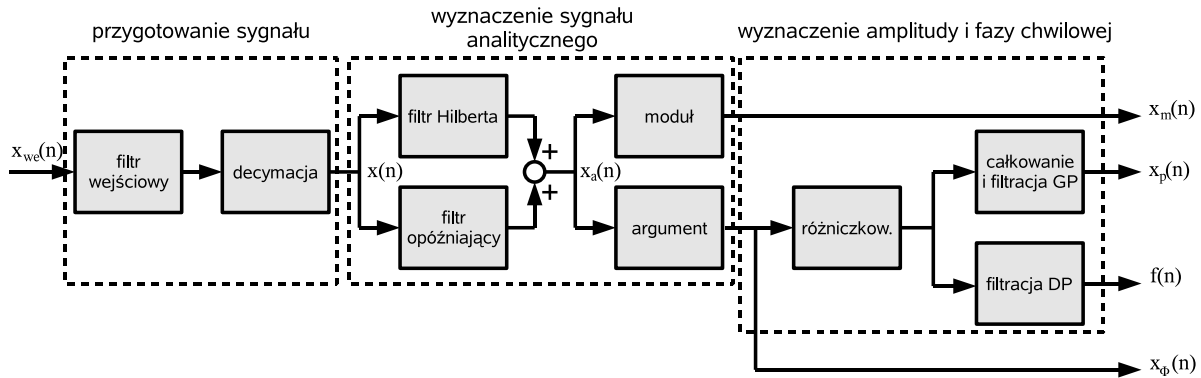
4.2 Proponowany algorytm detekcji obwiedni

Opisywany algorytm został zaprojektowany jako źródło obwiedni dla przedstawionych w poprzednim rozdziale miar zmienności sygnałów sieci elektroenergetycznej. Miary te w założeniu mają być niezależne od modelu obiektu. Z tego względu algorytm detekcji może być oparty wyłącznie na modelu sygnału przedstawionym w rozdziale 2 (wzór 2.3 na stronie 22). Podczas projektowania algorytmu założono, że powinien on dostarczać sygnału obwiedni zespolonej obciążonego możliwie małą niepewnością, nawet kosztem dużych opóźnień i złożoności obliczeniowej. Odróżnia to prezentowany algorytm od powszechnie stosowanych w zabezpieczeniowej automatyce elektroenergetycznej algorytmów estymacji fazona, projektowanych dla uzyskania małego czasu reakcji (często poniżej jednego okresu) [46, 52]. Algorytm powinien też mieć liniową charakterystykę fazową (stałe opóźnienie grupowe). W praktyce ogranicza to rodzaj zastosowanych filtrów do filtrów o skończonej odpowiedzi impulsowej (FIR).

4.2.1 Opis algorytmu

Algorytm oparty jest na dyskretnym przekształceniu Hilberta. Jest ono wykorzystane do wyznaczenia sygnału analitycznego, z którego następnie uzyskiwany jest sygnał obwiedni zespolonej.

Dla uzyskania jednoznacznych wartości częstotliwości chwilowej (podrozdział 4.1), przed dokonaniem przekształcenia wymagane jest ograniczenie pasma sygnału. W przypadku systemu elektroenergetycznego najlepiej jest ograniczyć pasmo do otoczenia pojedynczej harmonicznej, o szerokości wynikającej z przyjętego pasma zaburzeń niskoczęstotliwościowych. Po wyznaczeniu sygnału analitycznego składowe obwiedni zespolonej są uzyskiwane w drodze przekształcenia układu współrzędnych i ograniczenia pasm. Poza amplitudą i fazą chwilową, algorytm pozwala na wyznaczenie częstotliwości systemu. Schemat blokowy algorytmu przedstawia rysunek 4.4. W schemacie wydzielone są trzy grupy elementów:



Rysunek 4.4: Schemat blokowy algorytmu detekcji obwiedni sygnałów sieci elektroenergetycznej

przygotowanie sygnału, składające się z filtracji wstępnej i decymacji, estymacja sygnału analitycznego wraz ze zmianą układu współrzędnych oraz estymacja fazora, polegająca na wyznaczeniu sygnałów amplitudy i fazy chwilowej.

Użyteczne mogą też być sygnały fazy uogólnionej oraz częstotliwości systemu. Jak wspomniano, algorytm został zaprojektowany w celu uzyskania małej niepewności pomiaru. Warunkiem minimalizacji niepewności na etapie projektowania algorytmu jest określenie jej źródeł, a także oszacowanie wpływu dobieranych parametrów algorytmu na niepewność całkowitą lub przynajmniej wprowadzaną przez dany blok. Głównymi przyczynami niepewności algorytmu są nieidealny charakter filtra wejściowego i filtrów estymatora transformaty Hilberta, wynikające z konieczności zachowania skończonej długości i przyczynowości filtrów oraz błędów zaokrągleń reprezentacji numerycznej współczynników. W dalszych podrozdziałach przedstawione zostanie przeznaczenie, wymagania i wpływ niepewności poszczególnych bloków algorytmu oraz przykładowe parametry tych bloków. Przedstawione parametry są wykorzystywane we wszystkich analizach prezentowanych w dalszej części rozprawy, jednakże nie są jedynymi możliwymi rozwiązaniami. Szczególnie dotyczy to bloku filtracji wejściowej i decymacji.

4.2.2 Filtr wejściowy, decymacja

Jak wspomniano w podrozdziale 4.1, w celu uzyskania jednoznacznej częstotliwości chwilowej sygnał poddawany transformacji Hilberta powinien być pasmowy. W przypadku sygnałów sieci elektroenergetycznej najprostszą interpretację wyników można uzyskać ograniczając pasmo sygnału do otoczenia pojedynczej składowej harmonicznej, najczęściej (choć niekoniecznie) pierwszej. W tym celu konieczne jest zastosowanie jako pierwszego

bloku algorytmu filtra pasmowoprzepustowego. Wartości współczynników takiego filtra zależą od częstotliwości próbkowania sygnału wejściowego oraz przyjętego pasma modulacji. Za normą [72] przyjęto pasmo 50 ± 35 Hz, czyli 15-85 Hz. Należy przy tym zaznaczyć, że w odróżnieniu od konstrukcji miernika uciążliwości migotania wybór pasma ma charakter dowolny, a przyjęte pasmo może być zmienione pod warunkiem przeprojektowania elementów algorytmu. Częstotliwości próbkowania stosowane we współczesnych analizatorach jakości energii elektrycznej są rzędu 10-12 kHz (za wyjątkiem analizy stanów przejściowych). Tak wysoka w porównaniu z badanym pasmem częstotliwość próbkowania może nastręczyć poważnych trudności przy projektowaniu filtrów w dalszej części algorytmu. Trudności te wynikają z górnoprzepustowego charakteru filtra Hilberta. Aby filtr tego rodzaju nie wprowadzał znacznych błędów wzmocnienia w badanym paśmie, musi mieć niezwykle strome zbocze charakterystyki, co z kolei oznacza konieczność zastosowania bardzo długiej odpowiedzi impulsowej i, w efekcie, znacznego opóźnienia grupowego i błędów obliczeniowych wynikających z zaokrągleń. Można tego uniknąć stosując decymację (obniżenie częstotliwości próbkowania) sygnału po filtracji filtrem wejściowym. Przyjęto częstotliwość próbkowania po decymacji równą 400 Hz. Taka częstotliwość próbkowania może być łatwo uzyskana przez podział najpopularniejszych częstotliwości próbkowania w analizie jakości energii elektrycznej: 10 kHz, 12 kHz, 12,8 kHz. Dodatkową zaletą zastosowania decymacji jest ustalenie parametrów dalszej części algorytmu. Jeżeli zmieni się częstotliwość próbkowania sygnału wejściowego, algorytm można łatwo przystosować przez zmianę parametrów bloku filtracji wejściowej i decymacji, bez konieczności modyfikacji pozostałych elementów.

Niepewność wynikająca z błędów pasma przenoszenia filtra wejściowego

Przez błędy pasma przenoszenia filtra wejściowego rozumiane są odchyłki wzmocnienia filtra od wartości 1 w analizowanym paśmie. Mają one postać zafalowań charakterystyki amplitudowej filtra i mogą spowodować zmianę obwiedni zespolonej sygnału wejściowego przez wzmocnienie lub stłumienie prążków widma pochodzących od modulacji. Możliwe są trzy przypadki:

- stłumienie lub wzmocnienie prążka nośnej względem prążków bocznych,
- równomierne stłumienie lub wzmocnienie pasm modulacji po obu stronach prążka nośnej ,
- asymetryczne stłumienie lub wzmocnienie pasm modulacji.

Dwa pierwsze przypadki mają identyczny efekt w sygnale, i różnią się jedynie miejscem powstania błędu. W celu poczynienia założeń do projektowania filtra wejściowego oraz filtrów estymatora sygnału analitycznego dokonano określenia zależności niepewności detekcji obwiedni od błędu wzmocnienia algorytmu w paśmie przenoszenia. W tym celu przygotowano sygnał testowy postaci:

$$x_1(n) = \left(1 + k_m \sin\left(2\pi \frac{f_m}{f_p} n\right)\right) \sin\left(2\pi \frac{f_s}{f_p} + k_p \cos\left(2\pi \frac{f_m}{f_p}\right)\right) \quad (4.17)$$

Gdzie $k_m = 0,02$, $k_p = 0,01[rad]$, $f_m = 10[Hz]$, $f_p = 400[Hz]$ a $f_s = 50[Hz]$. Jest to model sygnału monoharmonicznego, zmodulowanego sinusoidalnie w amplitudzie i fazie.

Przyjęta głębokość modulacji amplitudy i fazy odpowiadały wartościom spotykanym w systemie elektroenergetycznym. Badanie wpływu błędów pasma przenoszenia filtra polegało na wyznaczeniu transformaty Fouriera sygnału, wymnożeniu odpowiednich prążków przez wartości odpowiadające założonym błędom i odtworzeniu sygnału w drodze odwrotnej transformacji Fouriera. Następnie wyznaczano obwiednię zespoloną sygnału przed i po modyfikacji i liczone względny błąd skuteczny oddzielnie dla przebiegu amplitudy i fazy. Względny błąd skuteczny uznano za miarę niepewności demodulacji. Został on zdefiniowany jako wartość skuteczna różnicy pomiędzy sygnałem zmodyfikowanym i wzorcowym odniesiona do wartości skutecznej sygnału wzorcowego:

$$\delta x = \frac{\sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_1(n) - x'_1(n))^2}{N}}}{\sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N x_1(n)^2}{N}}} \quad (4.18)$$

Badanie pozwoliło stwierdzić, że:

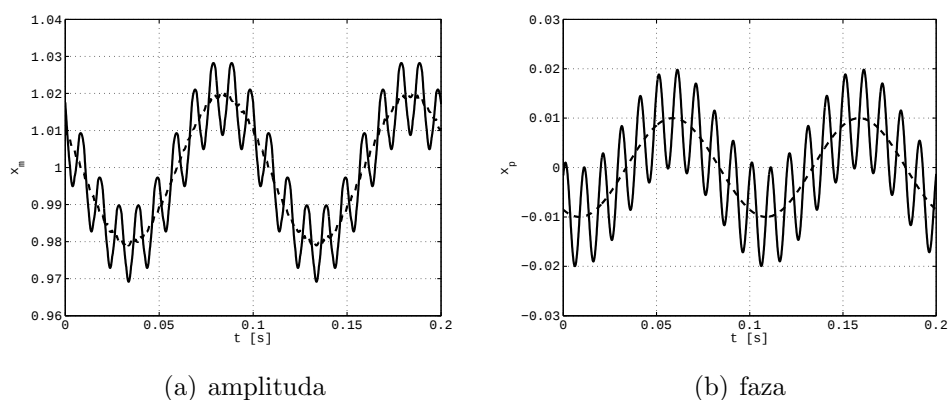
- zależność niepewności demodulacji amplitudy od błędu wzmocnienia w paśmie przenoszenia filtra wejściowego jest liniowa, przy czym błąd wzmocnienia na poziomie 0,1 dB wywołuje błąd skuteczny demodulacji amplitudy na poziomie 1%;
- niepewność demodulacji fazy nie zależy od błędu wzmocnienia w paśmie przenoszenia, o ile zafalowanie pasma jest symetryczne względem częstotliwości nośnej;
- niepewności demodulacji amplitudy i fazy wynikające z asymetrii zafalowania pasma względem nośnej są pomijalnie małe.

Niepewność wynikająca z błędów pasma zaporowego filtra wejściowego

Idealny filtr cechuje się nieskończenie wysokim tłumieniem w paśmie zaporowym. Tłumienie rzeczywistych filtrów cyfrowych o skończonej odpowiedzi impulsowej wynika z przyjętej aproksymacji filtra oraz reprezentacji numerycznej jego współczynników [70, 40]. Zastosowanie w opisywanym algorytmie filtra wejściowego o niezerowym wzmocnieniu w paśmie zaporowym oznacza, że składowe harmoniczne analizowanego sygnału sieci elektroenergetycznej nie zostaną całkowicie wytłumione. Obecność wyższych harmonicznych w sygnale poddanym transformacji Hilberta zostanie następnie zinterpretowana jako wystąpienie modulacji o częstotliwości wyższej niż częstotliwość nośna. Oznacza to, że obecność drugiej i trzeciej harmonicznej spowoduje pojawienie się niepożądanych składowych wysokoczęstotliwościowych w sygnale obwiedni. Inaczej zostaną przetworzone harmoniczne od czwartej wzwyż. Ponieważ częstotliwość dyskretyzacji sygnału wyjściowego z tego filtra jest obniżana do 400 Hz, każda harmoniczna powyżej 200 Hz zostanie przeniesiona do pasma 0-200 Hz i dodana do harmonicznej symetrycznej do niej względem 200 Hz. Przykładowo, piąta harmoniczna zostanie dodana do trzeciej, a siódma do pierwszej. W efekcie pojawią się błędy demodulacji odpowiadające obecności trzeciej lub niepoprawnemu wzmocnieniu pierwszej harmonicznej. Z tego względu nie ma potrzeby dodatkowego analizowania wpływu wytłumienia harmonicznych wyższych niż trzecia. Zamiast tego należy przeanalizować obecność składowej stałej. Nie występuje ona w sygnałach sieci elektroenergetycznej poza stanami nieustalonymi, jednakże może pojawić się skutek niepoprawnego działania obwodów kondycjonowania sygnałów lub przez przeniesienie

w otoczenie 0 Hz harmonicznym będących wielokrotnością ósmej (400 Hz). Powyższe rozważania są poprawne przy założeniu, że częstotliwość systemu wynosi dokładnie 50 Hz lub zegar próbkujący jest zsynchronizowany z sygnałem wejściowym. W opisywanym algorytmie oba te założenia nie mogą być spełnione; pierwsze ze względu na wahania częstotliwości systemu, a drugie z powodu konieczności wyznaczania fazy chwilowej, które byłoby niemożliwe w przypadku synchronicznego próbkowania. W rzeczywistości zatem nie nastąpi dokładne dodanie się harmonicznym symetrycznym względem 200 Hz. Zamiast tego, przeniesione do pasma poniżej 200 Hz wyższe harmoniczne będą przesunięte o dwukrotność odchyłki częstotliwości podstawowej od 50 Hz. Oznacza to, że błędy wzmocnienia pierwszej, drugiej i trzeciej harmonicznej nie będą stałe, lecz oscylujące z niewielką częstotliwością. Również składowa stała zostanie zastąpiona składową o częstotliwości do 0,5 Hz przy normalnej pracy systemu. Z punktu widzenia projektowania filtra wejściowego zarówno dla stałych, jak i oscylujących błędów istotna jest ich minimalizacja przez odpowiednie zaprojektowanie filtra. Aby było to możliwe, należy zbadać wpływ zawartości wyższych harmonicznym na błędy wyznaczonej obwiedni. W tym celu zastosowano sygnał opisany równaniem 4.17. Do sygnału dodawano drugą i trzecią harmoniczną oraz składową stałą, a następnie wyznaczano jego obwiednię zespoloną. Dodane harmoniczne były modulowane w amplitudzie i fazie w sposób identyczny jak pierwsza harmoniczna. Wahanie składowej stałej odpowiadało modulacji amplitudy podstawowej harmonicznej. Zawartość harmonicznym i składowej stałej zmieniano w zakresie 0-1%. Stwierdzono, że błąd skuteczny obwiedni zespolonej zależy liniowo od zawartości wyższej harmonicznej lub składowej stałej, przy czym zawartość harmonicznej lub składowej stałej na poziomie 0,1% powoduje względny błąd skuteczny demodulacji amplitudy na poziomie 5% i demodulacji fazy na poziomie 10%.

Przyczynę wystąpienia tak dużych błędów ilustruje rysunek 4.5, zestawiający zdemodulowaną amplitudę i fazę sygnału monoharmonicznego z amplitudą i fazą sygnału zawierającego trzecią harmoniczną. Można zauważyć, że przy obecności trzeciej harmonicznej w obwiedni pojawia się składowa wysokoczęstotliwościowa, będąca źródłem błędu skutecznego. Wystąpienie tej składowej wynika z właściwości transformacji Hilberta [29]. Nie jest ona kłopotliwa, gdyż dzięki częstotliwości leżącej powyżej analizowanego pasma może być łatwo usunięta wykorzystaniem filtra dolnoprzepustowego. Lepszym rozwiązaniem jest jednak zadbanie o możliwie małą zawartość wyższych harmonicznym w sygnale na etapie projektowania filtrów wejściowych algorytmu. Teoretycznie filtr wejściowy powinien przenosić bez błędu sygnały o paśmie do 85 Hz, i jednocześnie tłumić pasmo od drugiej harmonicznej w górę, czyli od 100 Hz. Filtr o skończonej odpowiedzi impulsowej o takich parametrach charakterystyki musi mieć bardzo dużą ilość współczynników. W efekcie zajmuje on dużo pamięci i wymaga dużej ilości obliczeń na próbkę. Współczynniki na brzegach odpowiedzi impulsowej długich filtrów osiągają bardzo małe wartości, wymuszając użycie w obliczeniach liczb zmiennoprzecinkowych wysokiej precyzji. Projektowanie filtra wejściowego może uprościć uwzględnienie właściwości sygnałów sieci elektroenergetycznej. Całkowita zawartość harmonicznym w napięciu nie powinna wg normy [73] przekraczać 8% składowej podstawowej; zawartość harmonicznym w prądzie może być kilkukrotnie większa. Jednocześnie zawartość harmonicznym parzystych jest zazwyczaj kilkukrotnie mniejsza niż zawartość harmonicznym nieparzystych, a w sygnałach dominują harmoniczne 3, 5 i 7 [3]. Podsumowując, poza stanami awaryjnymi nie należy oczekiwać zawartości drugiej harmonicznej na poziomie wyższym niż 1-2% składowej podstawowej. Pozwala to znacznie złagodzić wymagania dotyczące tłumienia filtra wejściowego dla częstotliwości



Rysunek 4.5: Porównanie obwiedni sygnału monoharmonicznego zmodulowanego sinusoidalnie w amplitudzie i fazie (linia przerywana) z obwiednią takiego samego sygnału zawierającego trzecią harmoniczną na poziomie 0,1% (linia ciągła)

pasmo	tłumienie
0-15 Hz	0 dB lub więcej (pasmo przej.)
15-85 Hz	0 dB
85-150 Hz	pasmo przejściowe
150 Hz i więcej	ponad 90 dB

Tabela 4.1: Wymagane tłumienia toru wejściowego (wstępnego przetwarzania) dla poszczególnych pasm

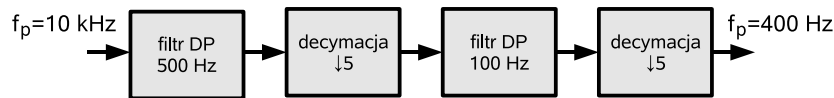
100 Hz (druga harmoniczna), pozostawiając konieczność dobrego tłumienia częstotliwości 150 Hz (trzecia harmoniczna).

Wymagania dotyczące charakterystyki filtra lub filtrów bloku wejściowego podsumowuje tabela 4.1. Tłumienie 90 dB przyjęte dla częstotliwości ponad 150 Hz wynika z wartości współczynnika sygnał/szum (SNR) 16-bitowych przetworników analogowo-cyfrowych. Maksymalna teoretyczna wartość tego współczynnika do 96 dB, ale w praktyce nie spotyka się przetworników o SNR wyższym niż około 90 dB. W praktyce tak wysokie tłumienie nie jest niezbędne ze względu na wspomnianą powyżej zawartość pojedynczej harmonicznej w sygnale, może jednak być użyteczne w przypadku zastosowania przetwornika o rozdzielczości wyższej niż 16 bitów.

Przykładowe rozwiązanie

Przedstawiony poniżej zespół filtrów wejściowych i decymacji jest przykładowym rozwiązaniem dla częstotliwości próbkowania 10 kHz. Był on stosowany we wszystkich analizach z wykorzystaniem opisywanego algorytmu prezentowanych w dalszej części pracy. Należy jednak pamiętać, że rozwiązanie to ma charakter przykładowy, i jest związane z jedną, wybraną częstotliwością próbkowania. Projektowany filtr wejściowy powinien przenosić badane pasmo 15-85 Hz z możliwie niewielkim błędem i jednocześnie zachowywać tłumienie ponad 90 dB dla harmonicznnych od trzeciej (150 Hz) wzwyż. Jak wspomniano w poprzednim podrozdziale, wartość 90 dB wynika z zawartości szumu w sygnale wyjściowym najlepszych stosowanych obecnie do analizy jakości energii, 16-bitowych przetworników analogowo-cyfrowych. Uznano, że dla drugiej harmonicznej wystarczy tłumienie

rzędu kilku dB ze względu na jej niską zawartość w sygnałach sieci elektroenergetycznej. Filtr zapewniający wzrost tłumienia o 90 dB w zakresie 85-150 Hz przy częstotliwości próbkowania 10 kHz musi mieć bardzo długą odpowiedź impulsową, rzędu 1600 próbek. Tak długa odpowiedź impulsowa filtra nastręcza poważnych problemów przy implementacji, wymagając dużego nakładu obliczeń i kumulując błędy zaokrągleń. Można tego uniknąć, rozdzielając pojedyncze bloki filtracji wejściowej i decymacji na dwa oddzielne bloki. Schemat blokowy przyjętego rozwiązania przedstawia rysunek 4.6. Pierwszy filtr

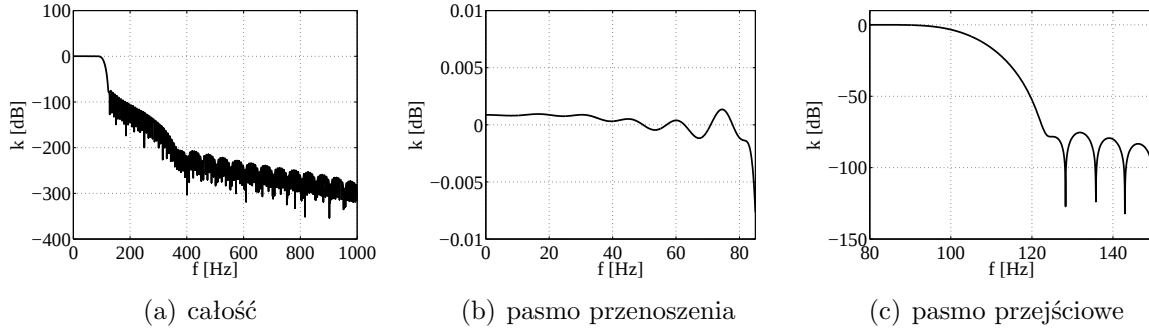


Rysunek 4.6: Schemat blokowy przyjętej części przygotowania sygnału.

wejściowy jest filtrem dolnoprzepustowym, ograniczającym pasmo dla umożliwienia dokonania pierwszej decymacji przez 5. Drugi filtr bloku wejściowego odpowiada głównie za kształtowanie charakterystyki bloku. Jego sygnał wyjściowy jest decymowany przez 5, co łącznie daje decymację przez 25. Obydwa filtry zaprojektowano metodą okien [70, 49], przy czym w obu przypadkach zastosowano okno Blackmana, dające bardzo nieznaczne błędy charakterystyki w paśmie przenoszenia. Wymagania projektowe dotyczące pierwszego filtra nie są kłopotliwe: powinien on przenosić z możliwie małym sygnały w paśmie 0-85 Hz i oferować ponad 90 dB tłumienia dla częstotliwości 1000 Hz. Ze względu na szerokie pasmo przejściowe filtr może mieć niewielkie opóźnienie grupowe. Długość jego odpowiedzi impulsowej wynosi 200 próbek, co odpowiada jednemu okresowi sygnału wejściowego. Trudniejsze wymagania stawia drugi filtr bloku wejściowego. Powinien on, podobnie jak pierwszy filtr, przenosić sygnały z pasma 0-85 Hz z możliwie małym błędem, jednakże tłumienie 90 dB powinno wystąpić już dla trzeciej harmonicznej, tj. dla 150 Hz. Aby uzyskać takie tłumienie, wykorzystano charakterystyczną cechę charakterystyki filtrów o skończonej odpowiedzi impulsowej, czyli występowanie listków bocznych. Przy odpowiednim doborze okna i długości filtra szerokość listka bocznego jest podwielokrotnością odległości pomiędzy harmonicznymi sygnału, a skoki tłumienia pomiędzy listkami bocznymi „trafiają” w harmoniczne gdy sygnał ma częstotliwość znamionową. W przypadku odbiegnięcia sygnału od wartości znamionowej w granicach normy [73] tłumienie harmonicznym nieco zmaleje, ale wciąż pozostanie wysokie. W taki sposób zaprojektowano drugi filtr stopnia wejściowego; skok tłumienia pomiędzy drugim a trzecim listkiem bocznym występuje dla 150 Hz. Kolejne skoki tłumienia pomiędzy listkami również występują dla częstotliwości harmonicznym sygnału. Długość odpowiedzi impulsowej tego filtra wynosi 280, co przy zmniejszonej częstotliwości dyskretyzacji odpowiada siedmiu okresom sygnału wejściowego. Jak widać, opóźnienie grupowe tego filtra jest znacznie większe niż opóźnienie pierwszego filtra wejściowego, co wynika z konieczności uzyskania znacznie węższego pasma przejściowego.

W porównaniu z rozwiązaniem opartym o jeden filtr, zastosowanie dwóch stopni filtracji i decymacji zmniejsza łączną ilość współczynników o ponad 2/3 i odpowiednio do niej zmniejsza konieczny nakład obliczeń. Charakterystyki uzyskanego bloku wejściowego przedstawia rysunek 4.7. Blok cechuje się maksymalnym błędem pasma przenoszenia na poziomie 0,007 dB oraz tłumieniem trzeciej harmonicznej rzędu 120 dB. Tłumienie drugiej harmonicznej jest niewielkie i wynosi nieco ponad 3 dB, a składowa stała jest nieznacznie wzmacniana (około 0,001 dB). Zestawienie parametrów obu filtrów przedstawia tabela 4.2.

	pierwszy filtr	drugi filtr
pasmo 3 dB	0-200 Hz	0-100 Hz
pasmo 0,1 dB	0-125 Hz	0-88 Hz
błąd max. w paśmie 15-85 Hz	0,0015 dB	0,006 dB
ilość współczynników	200	280
opóźnienie grupowe	0,5 okresu	3,5 okresu

Tabela 4.2: Zestawienie parametrów zaprojektowanych filtrów wejściowych algorytmu.**Rysunek 4.7:** Charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa bloku filtracji wejściowej i decymacji

4.2.3 Wyznaczanie sygnału analitycznego

Odfiltrowany i decymowany sygnał wykorzystywany jest do wyznaczenia sygnału analitycznego. Składową urojoną tego sygnału uzyskuje się za pomocą filtra Hilberta. Do wyznaczenia składowej rzeczywistej wykorzystany jest filtr opóźniający o takiej samej długości jak zastosowany filtr Hilberta. Teoretycznie wystarczy w tym miejscu zastosować opóźnienie. W przypadku zastosowania filtra Hilberta z dodatkowym ograniczeniem pasma sygnału zastosowanie opóźnienia może być źródłem niepewności wynikających z różnic pomiędzy pasmami obu torów. W takim przypadku lepiej sprawdza się filtr opóźniający dopasowany do filtra Hilberta. Uzyskane składowe sygnału analitycznego stanowią tzw. składowe ortogonalne badanej harmonicznej wejściowego sygnału sieci elektroenergetycznej [46]. Aby uzyskać wartości obwiedni zespolonej, należy zmienić układ współrzędnych na biegunowy. Polega to na wyznaczeniu modułu x_m i fazy x_ψ sygnału analitycznego x_a według równań:

$$\hat{x}_m(n) = \sqrt{x_r(n)^2 + x_i(n)^2} \quad (4.19)$$

$$\hat{x}_\phi(n) = \arctan\left(\frac{x_i(n)}{x_r(n)}\right) \quad (4.20)$$

W tym układzie współrzędnych moduł $\hat{x}_m(n)$ sygnału analitycznego jest estymatą amplitudy chwilowej badanej harmonicznej sygnału wejściowego. Z kolei argument $x_\phi(n)$

wyznaczonego sygnału analitycznego to tzw. faza uogólniona. W przypadku sygnałów sieci elektroenergetycznej można ją przedstawić jako sumę całki częstotliwości systemu $f_s(n)$ oraz fazy chwilowej $x_p(n)$:

$$x_\Phi(n) = 2\pi f_s(n)n + x_p(n) \quad (4.21)$$

Warunkiem poprawności powyższego równania jest monoharmoniczność badanego sygnału. W przypadku opisywanego algorytmu warunek ten jest spełniony w zadowalającym stopniu dzięki zastosowaniu filtrów wejściowych.

Niepewność wprowadzana przez filtry wyznaczające sygnał analityczny

Niedoskonałości charakterystyk filtrów użytych do wyznaczenia składowych sygnału analitycznego mogą spowodować trzy rodzaje błędów. Pierwsze dwa wynikają z błędów pasma przenoszenia i zaporowego, i mają na niepewność całkowitą podobny wpływ jak błędy odpowiednich pasm filtra wejściowego. Należy zaznaczyć, że choć dla filtra wejściowego i filtrów sygnału analitycznego z osobna da się określić maksymalną niepewność demodulacji obwiedni wynikającą z błędów charakterystyki, to wypadkowa niepewność demodulacji obwiedni wynika z charakterystyki całego algorytmu, i nie jest sumą tych niepewności. Przyczyną jest możliwość wzajemnego kompensowania się charakterystyk połączonych szeregowo filtrów.

Oddzielnym rodzajem niepewności jest niepewność wprowadzana przez nieidealność transformatora Hilberta i różnice pomiędzy charakterystykami amplitudowymi filtrów estymatora sygnału analitycznego. Idealny transformator Hilberta cechuje się wzmocnieniem równym 1 i przesunięciem fazowym równym $\frac{\pi}{2}$ względem toru opóźniającego w całym projektowanym paśmie. Błędy wzmocnienia zostały omówione wcześniej; najlepszym sposobem uzyskania przesunięcia fazowego równego $\frac{\pi}{2}$ w całym paśmie jest zastosowanie filtra o skończonej odpowiedzi impulsowej. Determinuje to rodzaj zarówno transformatora Hilberta, jak i filtra opóźniającego.

Różnice pomiędzy charakterystykami filtra Hilberta i filtra opóźniającego owocują nierównomiernym wzmocnieniem nośnej lub obwiedni w torach składowych sygnału analitycznego. O ile błędy wzmocnienia prążków modulacji powodują względnie niewielkie błędy skuteczne obwiedni, to względny błąd wzmocnienia podstawowej harmonicznej na poziomie 1% wprowadza względne błędy skuteczne amplitudy i fazy na poziomie odpowiednio 20% i 25%. Tak wysokie wartości spowodowane są, podobnie jak w przypadku zawartości harmonicznych, pojawieniem się w sygnale obwiedni składowej wysokoczęstotliwościowej. Składowa ta może zostać usunięta w drodze filtracji składowych obwiedni zespolonej, jej zawartość powinna jednak być maksymalnie ograniczona podczas projektowania transformatora Hilberta i filtra opóźniającego.

Parametry zastosowanych filtrów

Filtry do wyznaczania transformacji Hilberta zaprojektowano metodą optymalizacji średniokwadratowej [70, 35]. Metoda ta polega na minimalizacji sumy kwadratów różnic pomiędzy charakterystyką projektowanego filtra a charakterystyką zadaną w wybranych punktach. Jest ona bardziej elastyczna od metod okien czy próbkowania w dziedzinie częstotliwości, gdyż umożliwia bardziej swobodny wybór punktów, w których określa się zadane wartości charakterystyki. Dodatkowo umożliwia określenia wag dla poszczególnych

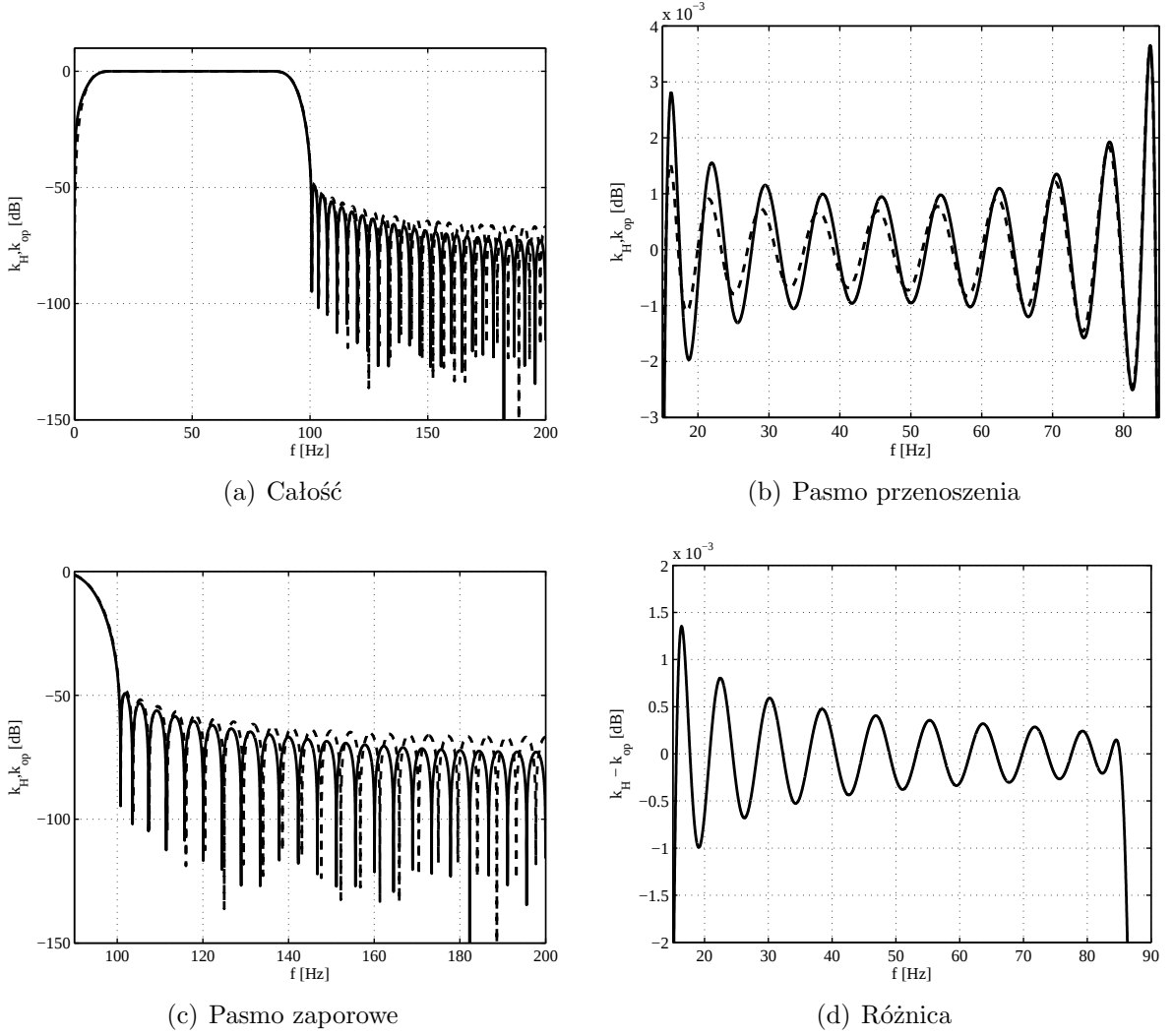
	filtr Hilberta	filtr opóźniający
pasmo 3 dB	8-92 Hz	8-92 Hz
pasmo 0,1 dB	13-86 Hz	13-86 Hz
błąd max. w paśmie 15-85 Hz	0,09 dB	0,09 dB
tłumienie 0 Hz	$-\infty$	-85 dB
ilość współczynników	160	160
opóźnienie grupowe	10 okr.	10 okr.

Tabela 4.3: Zestawienie parametrów filtrów użytych do wyznaczania transformacji Hilberta.

pasma, co pozwala na dokładniejsze przybliżenie charakterystyki filtra w wybranych obszarach. Przy wyborze punktów zadanej charakterystyki (punktów wejściowych dla metody) wzięto pod uwagę wyznaczone powyżej zależności niepewności przetwarzania od parametrów filtrów. Długość obu zaprojektowanych filtrów wynosi 12 okresów sygnału sieci elektroenergetycznej. Dla częstotliwości dyskretyzacji 400 Hz odpowiada to 160 próbek. Filtry przenoszą sygnały w paśmie 15-85 Hz z błędem nie większym niż $4 \cdot 10^{-3}$ dB, jednocześnie osiągając dla drugiej harmonicznej (100 Hz) tłumienie na poziomie 40 dB. Dzięki temu stanowią one uzupełnienie filtra wejściowego, słabo tłumiącego drugą harmoniczną. Różnice między wzmocnieniami filtrów w paśmie przenoszenia nie przekraczają $1,5 \cdot 10^{-3}$ dB. Największe różnice między ich charakterystykami występują dla niskich częstotliwości. Przyczyną jest różnica tłumienia filtrów dla składowej stałej (zerowej częstotliwości). Filtr Hilberta ma dla tej składowej nieskończone tłumienie. W przeciwieństwie do niego, filtr opóźniający ma dla składowej stałej tłumienie skończone, choć wysokie. Zaprojektowany filtr opóźniający osiąga dla składowej stałej tłumienie na poziomie 85 dB. Charakterystyki amplitudowe obu filtrów przedstawia rysunek 4.8(a), ich fragmenty dla interesujących pasm rysunki 4.8(b) oraz 4.8(c), a różnicę między nimi w paśmie przenoszenia - rysunek 4.8(d). Dzięki dodatkowemu tłumieniu wyższych harmonicznych zmniejszają się błędy całego toru detekcji obwiedni (wraz z filtrem wejściowym). Dzięki zastosowaniu w poprzedniej części algorytmu decymacji do stałej częstotliwości próbkowania, zaprezentowane filtry mogą być stosowane dla różnych częstotliwości próbkowania sygnału wejściowego. Parametry filtrów zestawiono w tabeli 4.3

4.2.4 Estymacja fazy chwilowej i częstotliwości systemu

Jak wspomniano w podrozdziale 4.2.3, w przypadku sygnałów sieci elektroenergetycznej fazę uogólnioną można interpretować jako sumę całki częstotliwości systemu oraz fazy chwilowej (równanie 4.21 na stronie 65). Ponieważ opisane w rozdziale 3 miary zmienności sygnałów sieci elektroenergetycznej operują na sygnale fazy chwilowej, konieczne jest rozdzielenie tych dwóch składowych. W tym celu można skorzystać z przedstawionej w rozdziale 2 definicji częstotliwości systemu według normy [74]. Norma ta definiuje częstotliwość systemu jako ilość całkowitych okresów zliczonych w czasie 10 sekund, podzieloną przez czas trwania tych okresów. W przybliżeniu odpowiada to średniej bieżącej za okres 10 sekund i pokazuje powiązanie częstotliwości systemu z grupą zjawisk termodynamicznych [36]. Przy zastosowaniu takiej definicji pasmo zmian częstotliwości systemu jest ograniczone do poniżej 0,1 Hz. W praktyce zaprezentowane w [62] przebiegi częstotliwości systemu zarejestrowanej w stanach przejściowych pokazują, że jej zmiany mogą w



Rysunek 4.8: Charakterystyki amplitudowe zastosowanego filtra Hilberta (linia ciągła) i filtra opóźniającego (linia przerywana) oraz ich różnica w paśmie przenoszenia

pewnych warunkach zachodzić szybciej niż wynika to z podanego pasma. Pasmo zajmowane przez fazę chwilową nie jest jednoznacznie określone. Jego górne ograniczenie wynika z pasm filtrów zastosowanych do estymacji sygnału analitycznego i w związku z tym może być łatwo zmienione. Dolna granica pasma zaburzeń niskoczęstotliwościowych wynosi 0,05 Hz według normy [72]. Oznacza to nałożenie się pasm częstotliwościowych fazy chwilowej i częstotliwości systemu, przez co nie jest możliwe w pełni jednoznaczne rozdzielanie tych wielkości w obszarze nakładania się pasm. Warto też zwrócić uwagę, że według powyższej definicji pasm faza chwilowa sygnału nie posiada składowej stałej. Wynika to z faktu, że obserwacja przesunięcia fazowego jest możliwa tylko względem innego sygnału. W przypadku pojedynczego sygnału badanego można obserwować wyłącznie zmienność fazy. W związku z tym wyznaczony sygnał fazy chwilowej utrzymuje wartość zerową przy braku wahań fazy obciążenia i wykazuje wahania tylko jeżeli faza się zmienia. Możliwe jest zastosowanie metody wyznaczania fazy chwilowej opartej na filtrze medianowym, dzięki której sygnał fazy prądu lub napięcia odzwierciedla wahania obciążenia. Metodę taką autor zastosował w [15], a także wspominał o niej w [64]. Okazała się użyteczna tylko w

szczególnych przypadkach, mało efektywna obliczeniowo i trudna w implementacji. Z tego względu została pominięta w niniejszym opracowaniu.

Niepewność estymacji fazy chwilowej i częstotliwości systemu

Po dokonaniu estymacji sygnału analitycznego wykonywana jest zmiana układu współrzędnych. Uzyskane w ten sposób sygnały modułu i kąta są estymatami amplitudy chwilowej i fazy uogólnionej badanego sygnału. O ile amplituda chwilowa nie wymaga dalszej obróbki, sygnał fazy uogólnionej niesie informacje o częstotliwości systemu oraz fazie chwilowej sygnału. Informacje te są rozdzielane przez różniczkowanie fazy uogólnionej i rozdzielenie pasm połączone z odtworzeniem sygnału fazy chwilowej za pomocą filtrów o skończonej odpowiedzi impulsowej. Ponieważ uzyskane sygnały nie są dalej przetwarzane, można przyjąć, że niepewność wprowadzana przez ten blok algorytmu wynika wyłącznie z błędów pasma przenoszenia charakterystyk wypadkowych odpowiednich torów, i założenie to przyjąć za punkt wyjścia do projektowania filtrów.

Różniczkowanie fazy uogólnionej

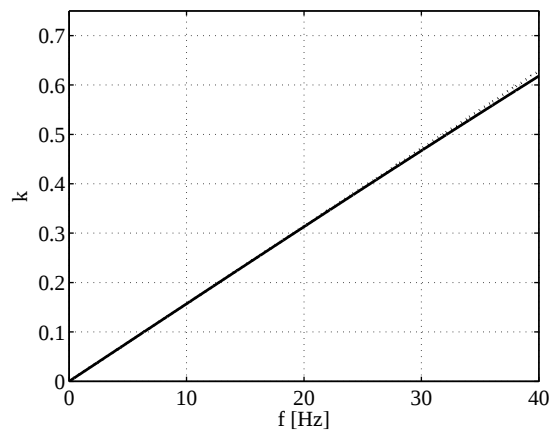
Pochodna fazy uogólnionej, czyli częstotliwość chwilowa $f_m(n)$ estymowana jest metodą różnic skończonych, liczonych wstecz [20]:

$$\hat{f}_m(n) = \frac{\hat{x}_\Phi(n) - \hat{x}_\Phi(n-1)}{T_p} \quad (4.22)$$

gdzie T_p jest czasem dyskretyzacji. Zastosowanie różnic skończonych oferuje największą szybkość obliczeń, wymagając jednego odejmowania i dzielenia na próbkę. Mankamentem tej metody są duże błędy, szczególnie dla sygnałów o wysokiej częstotliwości (względem częstotliwości Nyquista). Liczenie różnic wstecz gwarantuje stabilność i umożliwia prowadzenie obliczeń z próbki na próbkę, co upraszcza analizę sygnałów próbkowanych na bieżąco. Rozwiązaniem alternatywnym do różnic skończonych jest zastosowanie filtra różniczkującego. Jest to filtr typu III lub IV o odpowiedzi impulsowej postaci $h(n) = \frac{\cos(\pi n)}{n}$. Filtr różniczkujący pozwala uzyskać dokładniejsze przybliżenie pochodnej oraz umożliwia wybieranie fragmentów pasma. Porównanie charakterystyki amplitudowej filtra różniczkującego 101 rzędu z charakterystyką amplitudową metody różnic skończonych (rys 4.2.4) pokazuje jednak, że różnice pomiędzy charakterystykami występują głównie dla częstotliwości powyżej 0,25 częstotliwości próbkowania. W omawianym przypadku jest to częstotliwość 100 Hz. Dla badanego pasma poniżej 35 Hz różnice między charakterystykami nie uzasadniają zastosowania filtra wprowadzającego opóźnienie grupowe rzędu 0,125 s i wymagającego znacznie więcej operacji na próbkę sygnału wyjściowego.

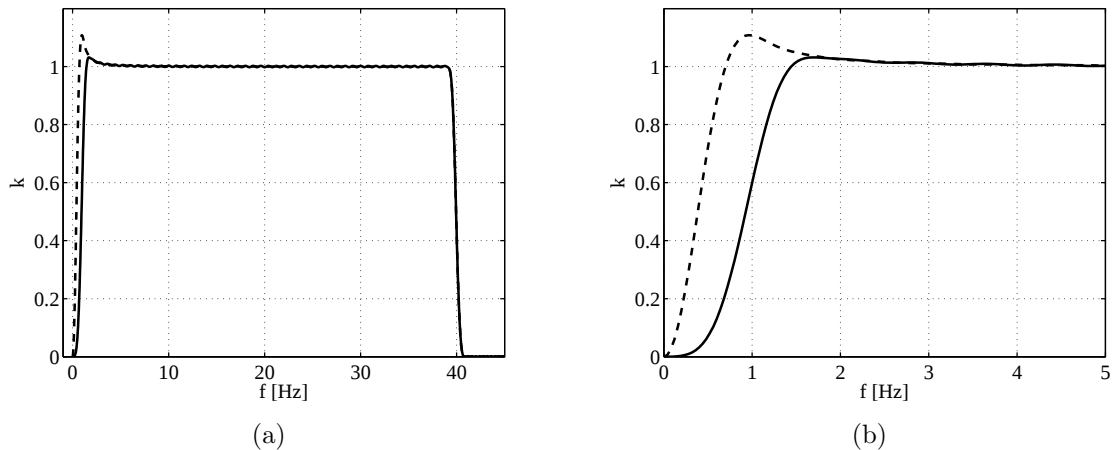
Estymacja fazy chwilowej

Faza chwilowa jest całką składowej górnoprzepustowej fazy uogólnionej. Jako estymator fazy chwilowej zastosowano w omawianym algorytmie filtr FIR typu IV. Zastosowanie filtra tego typu daje przesunięcie fazowe $-\pi/2$, kompensujące przesunięcie $\pi/2$ wprowadzane przez operację różniczkowania. Dodatkowo, filtr typu IV ma zerowe wzmocnienie przy częstotliwości Nyquista ($\frac{1}{2}f_p$), co jest korzystne przy projektowanej charakterystyce pasmowoprzepustowej. Filtr fazy chwilowej został zaprojektowany metodą najmniejszych



Rysunek 4.9: Porównanie charakterystyki filtra różniczkującego 101 rzędu i różniczkowania metodą różnic skończonych w zakresie 0-40 Hz

kwadratów, przy czym jako żądane wartości charakterystyki amplitudowej podano odwrotności charakterystyki bloku różniczkowania w badanym paśmie oraz wartości zerowe w pozostałym paśmie. Stwierdzono, że uzyskana wypadkowa charakterystyka amplitudowa cechuje się znacznym dodatnim błędem wzmocnienia dla niskich częstotliwości. Wzmocnienie w tym paśmie przekroczyło 1,8. Zmniejszenie tej wartości jest możliwe przez zwiększenie dolnej częstotliwości granicznej filtra fazy chwilowej lub przez zwiększenie jego długości. Przykłady charakterystyk wypadkowych dla dwóch różnych filtrów estymacji fazy chwilowej przedstawia rysunek 4.10. W obu przypadkach filtr fazy chwilowej ma długość



Rysunek 4.10: Charakterystyki wypadkowe toru estymacji fazy chwilowej z sygnału fazy uogólnionej dla różnych dolnych częstotliwości granicznych filtra fazy chwilowej: 0,4 Hz (linia przerywana) i 1 Hz (linia ciągła)

1000 próbek, odpowiadającą długości okna 2,5 s lub 125 okresów napięcia sieci elektroenergetycznej przy częstotliwości znamionowej. Przyjęto dolne częstotliwości graniczne 0,4 Hz oraz 1 Hz. Widoczna jest różnica pomiędzy stromością narastania charakterystyk dla niskich częstotliwości oraz większy dodatni błąd wzmocnienia dla częstotliwości 0,4 Hz. Dla częstotliwości granicznej 1 Hz maksymalna wartość bezwzględna błędu wzmocnienia

jest mniejsza niż dla pierwszej charakterystyki. Z tego względu do dalszych badań wybrano filtr częstotliwości granicznej 1 Hz. Ponieważ filtr estymatora fazy chwilowej jest krótszy od filtra estymatora częstotliwości systemu, w przypadku równoczesnego ich stosowania konieczne jest dodatkowe opóźnienie sygnału fazy chwilowej. Również sygnał amplitudy chwilowej powinien zostać odpowiednio opóźniony. Opóźnienia te nie są elementami algorytmu, a ich implementacja sprowadza się do przygotowania buforów cyklicznych o odpowiedniej długości.

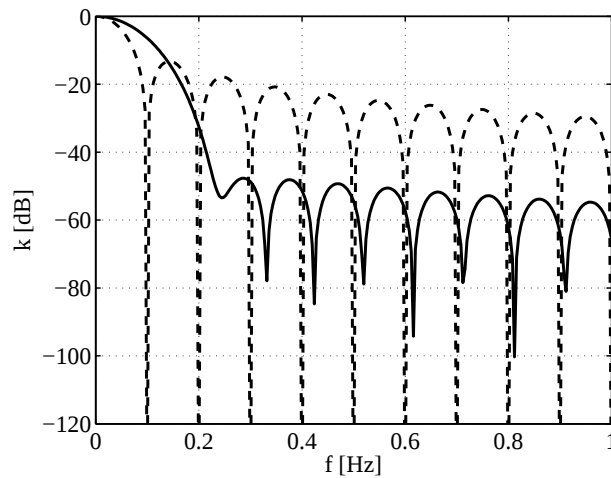
Estymacja częstotliwości systemu

Składowymi obwiedni zespolonej są amplituda chwilowa - moduł sygnału analitycznego, oraz faza chwilowa - składowa górnoprzepustowa pochodnej argumentu sygnału analitycznego. Częstotliwość systemu nie jest składową obwiedni zespolonej, a opisane w rozdziale 3 miary nie wykorzystują tego sygnału. Znajomość częstotliwości może być jednak istotna z punktu widzenia analizy stanu systemu elektroenergetycznego.

Jak wspomniano powyżej, sposób wyznaczenia częstotliwości systemu według normy [74] odpowiada wyznaczeniu średniej bieżącej za okres 10 sekund. Operacja wyznaczenia średniej bieżącej odpowiada z kolei filtracji oknem prostokątnym, co oznacza że operacja ta ma charakterystykę częstotliwościową identyczną z charakterystyką takiego okna o odpowiedniej długości. Zastosowanie okna prostokątnego ma korzystne i niekorzystne konsekwencje. Korzyściami z zastosowania takiego okna jest prostota i szybkość obliczeń oraz największy z możliwych prążek główny charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej. Wadą okna prostokątnego jest bardzo małe tłumienie listków bocznych charakterystyki, które w opisywanym zastosowaniu może zaowocować przeniknięciem do sygnału częstotliwości systemu składowych wysokoczęstotliwościowych, pochodzących od fazy chwilowej. Aby tego uniknąć, można zastąpić okno prostokątne innym oknem czasowym, zapewniającym lepsze tłumienie listków bocznych. Oznacza to częściowe odejście od definicji częstotliwości systemu przedstawionej w [74]. Zastosowanie okna powoduje też znaczne zwiększenie złożoności obliczeniowej. Długość okna równa 10 sekund odpowiada 4 tys. próbek. O ile jest to akceptowalne w przypadku średniej bieżącej, to w przypadku okna czasowego może stwarzać problemy związane z dużym nakładem obliczeń oraz błędami zaokrągleń współczynników. W związku z tym zdecydowano się na rozwiązanie podobne jak w bloku wejściowym algorytmu: sygnał jest wstępnie filtrowany filtrem dolnoprzepustowym, decymowany do częstotliwości próbkowania 40 Hz i filtrowany filtrem FIR o odpowiedzi impulsowej identycznej z odpowiedzią impulsową okna czasowego. Zdecydowano się na zastosowanie okna hiperbolicznego, przedstawionego w [54] i opisywanego równaniem:

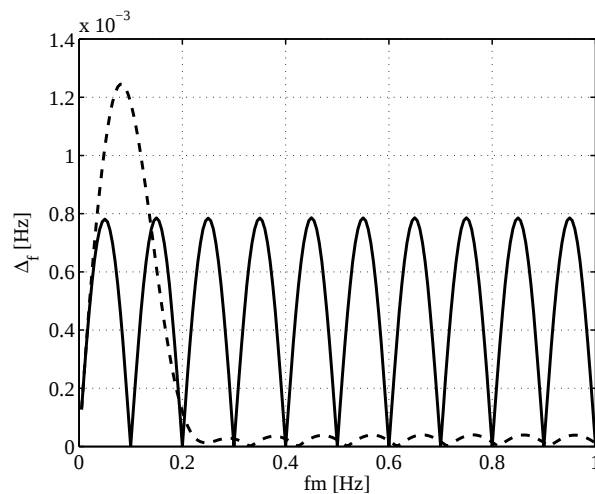
$$w_h(n) = \left(1 - A \tanh(B\pi n)^2\right)^4 \quad (4.23)$$

Przyjęto parametry $A = 2,25$ i $B = 0,18$. Przy takim doborze parametrów charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe okna hiperbolicznego i prostokątnego (średniej bieżącej) przecinają się na wysokości maksimum pierwszego prążka bocznego okna prostokątnego. Ilustruje to rysunek 4.11, zestawiający charakterystyki obu okien. Zastosowanie okna hiperbolicznego powoduje poszerzenie pasma częstotliwości systemu względem wartości wynikającej z normy [74] i jednocześnie zwiększenie tłumienia listków bocznych. Dzięki temu do sygnału częstotliwości systemu przenika znacznie mniej składowych o wyższych częstotliwościach. Aby porównać działanie okna hiperbolicznego i średniej bieżącej, przeprowadzono eksperyment modelowy. Polegał on na demodulacji sygnału o stałej, równej



Rysunek 4.11: Charakterystyki zastosowanego w algorytmie okna hiperbolicznego (linia ciągła) i średniej bieżącej o długości 10 sekund (linia przerywana) dla częstotliwości 0-1 Hz

50 Hz częstotliwości nośnej i sinusoidalnej modulacji fazy o częstotliwości zmienianej w zakresie 0.005-1 Hz. Dla każdej wartości wyznaczono błąd skuteczny jako wartość skuteczną różnicy pomiędzy częstotliwością wyznaczoną a wartością 50 Hz. Błędy skuteczne dla obu rodzajów okien przedstawiono na rysunku 4.12. Można zauważyć, że błąd sku-



Rysunek 4.12: Błędy skuteczne estymacji częstotliwości systemu z użyciem średniej bieżącej (linia ciągła) oraz okna hiperbolicznego (linia przerywana)

teczny estymacji częstotliwości systemu w przypadku zastosowania okna hiperbolicznego jest większy tylko dla częstotliwości 0 - 0,14 Hz, czyli w zakresie wynikającym z większej szerokości prążka głównego tego okna. W pozostałym obszarze, szczególnie dla wyższych częstotliwości, okno hiperboliczne zapewnia znacznie mniejsze błędy estymacji niż średnia bieżąca. Parametry filtra wstępnego i filtra opartego na oknie hiperbolicznym przedstawia tabela 4.4

	filtr wstępny	filtr hiperboliczny
pasmo 3 dB	0-1,9 Hz	0-0,07 Hz
pasmo 0,1 dB	0-0,35 Hz	0-0,012 Hz
ilość współczynników	200	400
opóźnienie grupowe	12,5 okr.	250 okr.

Tabela 4.4: Zestawienie parametrów filtrów częstotliwości systemu.

4.2.5 Badanie algorytmu

Aby możliwe było w pełni świadome i poprawne użytkowanie algorytmu detekcji obwiedni zespolonej, konieczne jest poznanie jego właściwości. W tym celu należy określić:

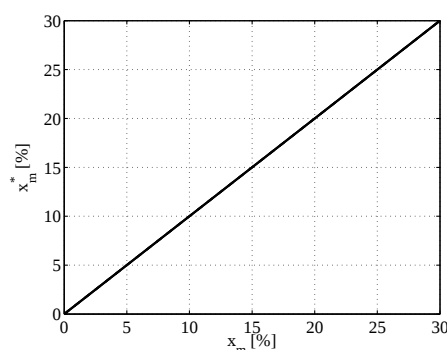
1. pasma przenoszenia dla poszczególnych składowych wyjściowych,
2. niepewności,
3. zakresy pracy liniowej,
4. opóźnienia,
5. wpływ zastosowanej reprezentacji numerycznej,
6. wpływ obwodów wejściowych, szczególnie przetwornika A/C.

W tym celu wyznaczono charakterystyki przejściowe i częstotliwościowe algorytmu dla różnych parametrów sygnału wejściowego, reprezentacji numerycznych oraz modyfikacji sygnału wejściowego modelujących działanie obwodów wejściowych.

Charakterystyki algorytmu

Charakterystyki algorytmu przedstawiają zależność wybranego parametru wielkości wyjściowej od parametru wielkości wejściowej. W przypadku opisywanego algorytmu interesujące są charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe i przejściowe. Charakterystyki przejściowe wiążą amplitudę składowej obwiedni wyjściowej z amplitudą odpowiedniej składowej modulującej, przy ustalonych pozostałych parametrach. Służą one określeniu zakresów liniowości algorytmu. Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe wiążą względną amplitudę sygnału wyjściowego z częstotliwością wymuszenia przy ustalonych pozostałych parametrach. Ponieważ algorytm zawiera nieliniową operację zmiany układu współrzędnych sygnału analitycznego, nie da się zdefiniować dla niego charakterystyki częstotliwościowej jak dla układu liniowego. Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe algorytmu wiążą amplitudę składowej obwiedni po demodulacji z częstotliwością modulującą tej składowej, przy ustalonej częstotliwości nośnej i pozostałych parametrach modulacji. Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe pozwalają określić maksymalny błąd demodulacji wybranej składowej obwiedni zespolonej. Nie jest on tożsamy z niepewnością demodulacji, gdyż sygnał modulujący jest zwykle wieloharmoniczny lub ma widmo ciągłe. W takim przypadku może dojść do wzajemnego wzmacniania się lub znoszenia błędów dla poszczególnych fragmentów pasma. Pomimo to, maksymalny błąd charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej można potraktować jako miarę niepewności algorytmu, szczególnie przy porównywaniu jego działania dla różnych parametrów.

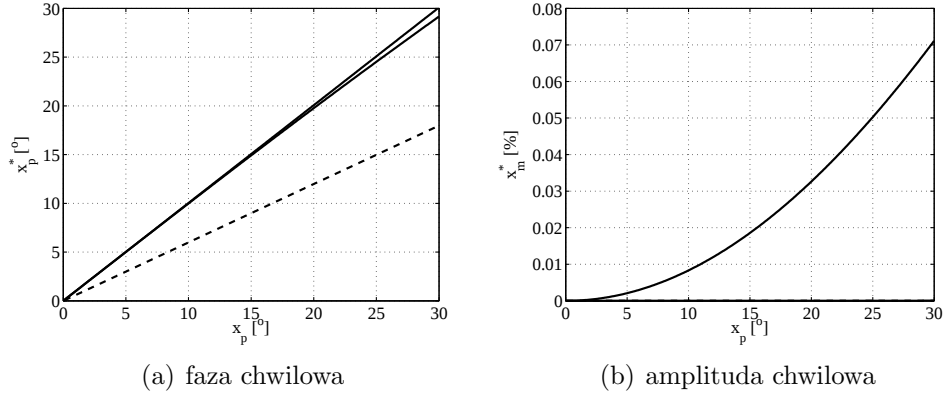
Charakterystyki przejściowe Charakterystyki przejściowe wyznaczono oddzielnie dla torów demodulacji amplitudy i fazy oraz częstotliwości systemu. Wyznaczono je modulując sygnał wejściowy w amplitudzie lub fazie sygnałem sinusoidalnym o zadanej częstotliwości, demodulując opisywanym algorytmem i zestawiając na wykresach amplitudę sygnału modulującego x_m lub x_p z amplitudą jego estymaty, odpowiednio x_m^* i x_p^* . Sygnały badane nie były modulowane czynnikiem zespolonym, tzn. nie występowała jednoczesna modulacja amplitudy i fazy. Pozwoliło to wykazać, że dla niektórych parametrów modulacja fazy jest interpretowana jako modulacja zespolona. Charakterystykę toru estymacji częstotliwości systemu przeprowadzano z wykorzystaniem sygnału bez modulacji, zmieniając częstotliwość systemu w zakresie 49.5-51.5 Hz. Wartości te są większe niż można oczekiwać podczas normalnej pracy rozległego systemu elektroenergetycznego, jednak mogą wystąpić w stanach przejściowych w małych systemach. Charakterystykę toru detekcji amplitudy chwilowej przedstawia rysunek 4.13. Kształt wyznaczonej charakterystyki



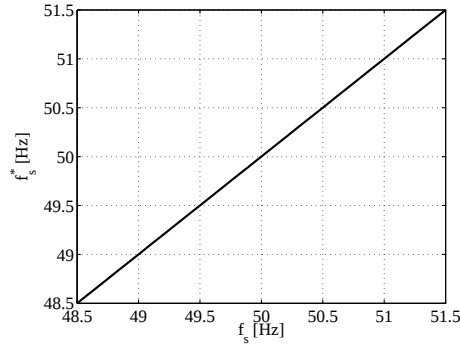
Rysunek 4.13: Charakterystyka przejściowa toru demodulacji amplitudy chwilowej.

przejściowej nie zależy od częstotliwości modulacji ani od częstotliwości nośnej. Charakterystyka ta pozwala stwierdzić liniowość toru detekcji amplitudy chwilowej w szerokim zakresie głębokości modulacji. Oznacza to, że algorytm nadaje się nie tylko do analizy zaburzeń niskoczęstotliwościowych (głębokość modulacji do 10%), ale również do badania sygnałów o dużej głębokości modulacji. Pozwala to prowadzić np. analizę zapadów napięcia lub demodulować sygnał prądu w celu wyznaczenia impedancji zastępczej. Inaczej wyglądają charakterystyki przejściowe toru detekcji fazy chwilowej, przedstawione na rysunku 4.14. Dla niskich częstotliwości modulacji sygnał fazy chwilowej jest stłumiony. Wynika to z pasmowoprzepustowego charakteru toru demodulacji. Dla wysokich częstotliwości i dużych głębokości modulacji (powyżej 10°) modulacja fazy jest interpretowana jako modulacja zespolona (jednocześnie amplitudy i fazy). Ilustruje to charakterystyka przedstawiająca amplitudę sygnału wyjściowego obwiedni amplitudy w funkcji głębokości modulacji fazy. Charakterystykę toru estymacji częstotliwości systemu przedstawia rysunek 4.15. Charakterystyka tego toru jest liniowa w badanym zakresie częstotliwości.

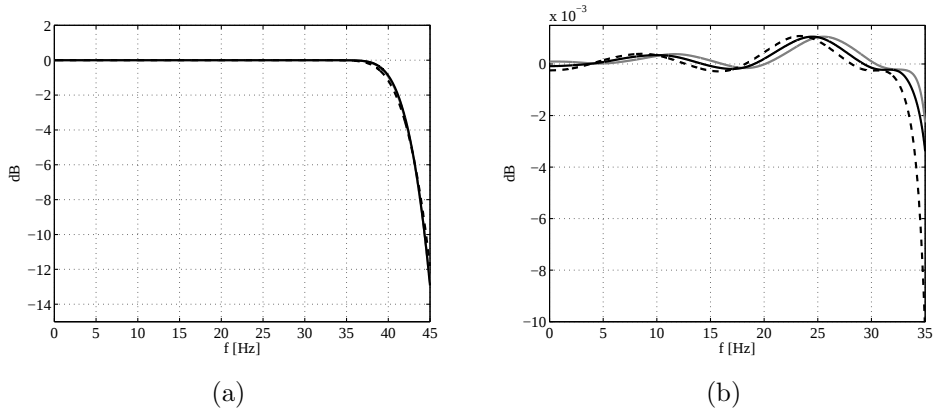
Charakterystyki amplitudowe Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe wyznaczono dla trzech częstotliwości nośnych: 49, 50 i 51 Hz. Charakterystykę toru demodulacji amplitudy wyznaczono dla głębokości modulacji 5%; stwierdzono też, że charakterystyki dla innych głębokości modulacji są identyczne. Wyznaczoną charakterystykę przedstawia rysunek 4.16. Błąd wzmocnienia w paśmie przenoszenia jest niewielki, i niezależnie od częstotliwości nośnej nie przekracza $1,1 \cdot 10^{-3}$ dB. Pozwala to oszacować maksymalną



Rysunek 4.14: Charakterystyki przejściowe toru demodulacji fazy chwilowej dla częstotliwości modulacji 1 Hz (linia przerywana), 10 Hz (kolor czarny) oraz 30 Hz (kolor szary). Widoczne tłumienie fazy chwilowej dla niskich częstotliwości modulacji i pojawienie się sygnału na wyjściu toru demodulacji amplitudy chwilowej dla wysokich częstotliwości modulacji.



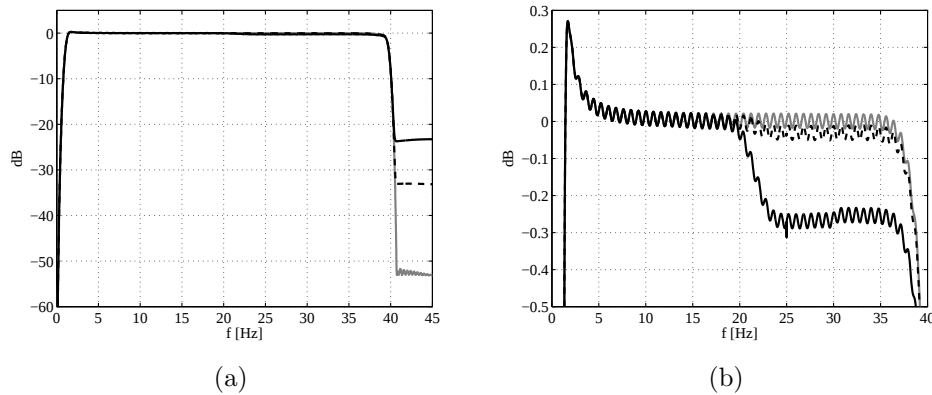
Rysunek 4.15: Charakterystyka przejściowa toru estymacji częstotliwości systemu.



Rysunek 4.16: Charakterystyki amplitudowe toru estymacji amplitudy chwilowej dla częstotliwości nośnej 49 Hz (kolor szary), 50 Hz (kolor czarny) i 51 Hz (linia przerywana)

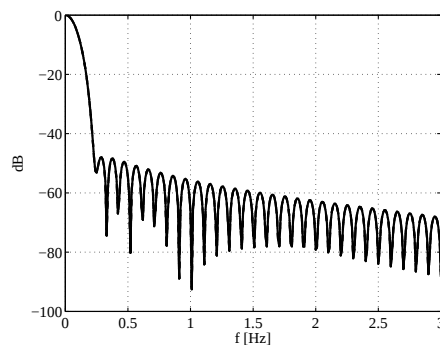
niepewność demodulacji amplitudy dla przebiegu sinusoidalnego na 0,05%.
W odróżnieniu od charakterystyki toru demodulacji amplitudy, kształt charakterystyki to-

ru demodulacji fazy zależy tylko nieznacznie od częstotliwości nośnej. Jednocześnie kształt tej charakterystyki zależy od przyjętej głębokości modulacji. Wynika to z przedstawionego przy okazji prezentacji charakterystyk przejściowych przenikania sygnału modulacji fazy do sygnału amplitudy chwilowej. Z tego względu charakterystykę toru demodulacji fazy wyznaczono i przedstawiono dla trzech głębokości modulacji: 1° , 10° oraz 30° . Otrzymane charakterystyki przedstawia rysunek 4.17. Charakterystyka dla dużej głębokości wahań



Rysunek 4.17: Charakterystyki amplitudowe toru estymacji fazy chwilowej dla głębokości modulacji 1° (kolor szary), 10° (linia przerywana) oraz 30° (linia ciągła)

fazy chwilowej ma znaczny błąd wzmocnienia dla częstotliwości powyżej 20 Hz przy głębokości modulacji 30° . Ten błąd wzmocnienia nie ma znaczenia praktycznego ze względu na to, że tak duże wahania fazy praktycznie nie występują w napięciu sieci elektroenergetycznej. Mógłby on być znaczący w przypadku demodulacji obwiedni zespolonej prądu, jednakże demodulacji takiej dokonuje się przede wszystkim w celu wyznaczenia impedancji zastępczej lub mocy a w takim przypadku bardziej użyteczny jest sygnał fazy uogólnionej. Bardziej istotny jest błąd występujący dla niskich częstotliwości, związany z błędem wzmocnienia ostatniego filtra w bloku estymacji fazy chwilowej. Wynosi on maksymalnie 0,25 dB, co przekłada się na maksymalny błąd względny na poziomie 3,8%. Charakterystykę toru estymacji częstotliwości systemu przedstawia rysunek 4.18. Charakterystyka



Rysunek 4.18: Charakterystyka amplitudowa toru estymacji częstotliwości systemu.

ta jest zgodna z oczekiwaną, wynikającą z charakterystyki użytego okna hiperbolicznego. Jej parametry są identyczne z parametrami filtra hiperbolicznego podanymi w tabeli 4.4

na stronie 72, co oznacza że filtr wstępny nie ma praktycznie wpływu na kształt charakterystyki w istotnym dla działania algorytmu paśmie. Charakterystyka jest niewrażliwa na parametry modulacji amplitudy i fazy.

W podrozdziale nie zamieszczono wykresu charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej detekcji fazy uogólnionej, gdyż charakterystyka ta jest najmniej zafalowana ze wszystkich. Błędy wzmocnienia w paśmie przenoszenia nie przekraczają $5 \cdot 10^{-5}$ dB, a charakterystyka nie zależy od częstotliwości i głębokości modulacji ani od częstotliwości nośnej. Z tego powodu sygnał fazy uogólnionej należy wykorzystywać w miejscu fazy chwilowej gdzie tylko jest to możliwe, tzn. w każdym przypadku gdy potrzebna jest znajomość przesunięcia fazowego między sygnałami, a nie wahania fazy w pojedynczym sygnale.

Należy zaznaczyć, że błędy maksymalne wyznaczone na podstawie przebiegów charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych są poprawne jedynie dla sygnałów z modulacją sinusoidalną. W przypadku sygnałów zmodulowanych sygnałem o ciągłym widmie niepewność maksymalna przyjmie inną wartość ze względu na możliwość wzajemnego znoszenia się lub dodawania błędów wprowadzanych przez zafalowanie charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych. Pomimo braku reprezentatywności niepewności oszacowanej na podstawie charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych, charakterystyki te przydają się do porównywania działania algorytmu w różnych warunkach pracy, np. przy innej reprezentacji numerycznej. W taki sposób zostaną wykorzystane w dalszej części opracowania.

Niepewności dla wymuszeń losowych

Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe torów pozwalają oszacować maksymalne niepewności dla modulacji przebiegiem monoharmonicznym. Ponieważ taki rodzaj modulacji rzadko występuje w rzeczywistości, niepewności oszacowane w ten sposób pozwalają porównywać zachowanie algorytmu dla różnych parametrów, ale nie są wiarygodnymi estymatami całkowitej niepewności algorytmu. Aby oszacować niepewność algorytmu przy losowej modulacji amplitudy przeprowadzono serię eksperymentów modelowych polegających na demodulacji 50-sekundowych fragmentów sygnału, zmodulowanego czynnikiem losowym wąskopasmowym, o rozkładzie normalnym. Pasma modulacji amplitudy wynosiło 0-35 Hz, a modulacji fazy 2-35 Hz. Jako miarę niepewności zastosowano odchylenie standardowe powtarzalności, opisane jako:

$$\sigma_r(x) = \sqrt{\hat{V}(x)} \quad (4.24)$$

$$\hat{V}(x) = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x(i) - X_M)^2 \quad (4.25)$$

$$X_M = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i) \quad (4.26)$$

Odchylenie standardowe powtarzalności jest miarą precyzji eksperymentu według normy [75]. Każdy punkt wyznaczonej obwiedni potraktowano jako oddzielną estymatę, co oznacza że do wyznaczenia każdej wartości odchylenia standardowego wykorzystano 20000 wyników. Odchylenia standardowe wyznaczano oddzielnie dla amplitudy i fazy, zadając wartość amplitudy i fazy sygnału badanego. Wyniki zestawiono w tabelach 4.5 oraz 4.6.

Przedstawione wyniki pozwalają zauważyć, że niepewności względne (liczone względem czynnika modulującego) w przybliżeniu nie zależą od głębokości modulacji. Jednocześnie, o ile tor demodulacji amplitudy cechuje się akceptowalną niepewnością na poziomie 1,1%,

to w przypadku demodulacji fazy niepewność wynosi około 11%. Przyczyną jest pasmowo-przepustowy charakter toru demodulacji, tłumiący w demodulowanym sygnale składowe niskoczęstotliwościowe. Aby to wykazać, przeprowadzono kolejny eksperyment, tym razem zmieniając dolną granicę pasma modulacji fazy. Uzyskane wyniki zestawiono w tabeli 4.7. Uzyskane wyniki dowodzą, że tłumienie składowych niskoczęstotliwościowych przez zastosowany algorytm demodulacji jest przyczyną wysokich niepewności demodulacji fazy chwilowej. W przypadku sygnału modulującego pozbawionego składowych niskoczęstotliwościowych niepewność względna spadła do poziomu 2,56%. Wysokiej niepewności dla dolnopasmowych składowych sygnału fazy chwilowej można zaradzić przez modyfikację pasma algorytmu, wymaga to jednak zastosowania filtrów o większej długości, powodujących większe opóźnienie sygnału. W przypadku opisywanego algorytmu nie zdecydowano się na wydłużenie odpowiedzi impulsowych filtrów. Oznacza to, że przy wykorzystaniu wyznaczonego sygnału obwiedni należy mieć na uwadze brak składowych dolnopasmowych w sygnale fazy, i poczynić odpowiednie założenia.

Opóźnienia

Algorytm został zaprojektowany w celu uzyskiwania możliwie niskiej niepewności, bez zwracania uwagi na opóźnienia. Z tego względu opóźnienia wprowadzane przez algorytm są bardzo znaczące. Jednocześnie zastosowanie wyłącznie filtrów o skończonej odpowiedzi impulsowej pozwala dokładnie oszacować wartość opóźnienia dla każdego wyjścia. Wynika to z tego, że opóźnienie grupowe symetrycznego filtra FIR o parzystej długości odpowiedzi impulsowej jest równe połowie tej długości. Opóźnienia grupowe algorytmu można

$\sigma(x_m)$	0,01	0,05	0,1	0,2
$\sigma_r(\Delta\hat{x}_m)$	0,0001	0,0005	0,0011	0,0022
$\sigma_r(\delta\hat{x}_m)$	1,09%	1,1%	1,1%	1,1%

Tabela 4.5: Bezwzględne i względne odchylenia standardowe powtarzalności demodulacji amplitudy w zależności od odchylenia standardowego losowego czynnika modulującego. Wartości względne liczone względem czynnika modulującego, nie nośnej.

$\sigma(x_p)$	0,1°	1°	2°	5°
$\sigma_r(\Delta\hat{x}_p)$	0,01°	0,12°	0,23°	0,57°
$\sigma_r(\delta\hat{x}_p)$	10,5%	12,3%	11,7%	11,3%

Tabela 4.6: Bezwzględne i względne odchylenia standardowe powtarzalności demodulacji fazy w zależności od odchylenia standardowego losowego czynnika modulującego.

f_{dp}	1 Hz	2 Hz	5 Hz
$\sigma(\Delta\hat{x}_p)$	0,168°	0,127°	0,026°
$\sigma(\delta\hat{x}_p)$	16,8%	12,7%	2,56%

Tabela 4.7: Bezwzględne i względne odchylenia standardowe powtarzalności demodulacji fazy w zależności od dolnej granicy pasma czynnika modulującego.

przedstawić następującymi wzorami:

$$L_m = L_1 + L_H \quad (4.27)$$

$$L_p = L_1 + L_H + L_\phi \quad (4.28)$$

$$L_{fs} = L_1 + L_H + L_f \quad (4.29)$$

gdzie L_m , L_p i L_{fs} oznaczają kolejno opóźnienia wyznaczenia amplitudy, fazy i częstotliwości systemu; L_{1a} i L_{1b} to opóźnienia filtrów bloku wejściowego, L_H to opóźnienie estymatora sygnału analitycznego, L_ϕ to opóźnienie estymatora fazy chwilowej a L_{f1} i L_{f2} są opóźnieniami bloku estymacji częstotliwości systemu. Ponieważ zastosowano wyłącznie symetryczne filtry o skończonej odpowiedzi impulsowej, opóźnienia sygnału w poszczególnych blokach algorytmu są stałe i równe połowie długości zastosowanych filtrów. Wartości wymienionych opóźnień wyrażone w okresach badanego sygnału sieci i sekundach zestawiono w tabeli 4.8. Opóźnienia grupowe estymacji amplitudy i fazy chwilowej są znacząco

opóźnienie	wartość w okresach	wartość w s przy okresie 20 ms
L_{1a}	0,5	0,01
L_{1b}	3,5	0,07
L_H	10	0,2
L_ϕ	62,5	1,25
L_{f1}	7,5	0,15
L_{f2}	250	5
L_m	14	0,28
L_p	76,5	1,53
L_{fs}	271,5	5,43

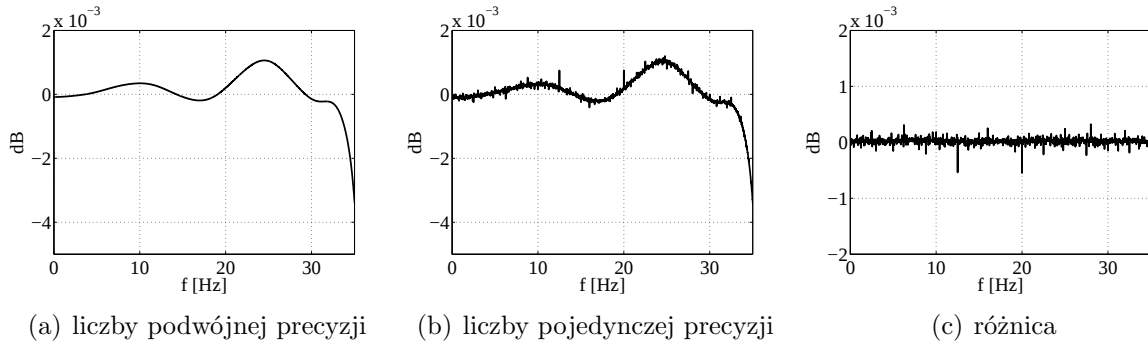
Tabela 4.8: Opóźnienia poszczególnych elementów oraz całego algorytmu estymacji obwiedni zespolonej

różne. W związku z tym w celu wyznaczenia obwiedni zespolonej sygnału konieczne jest dodatkowe opóźnienie sygnału amplitudy chwilowej o wartość L_ϕ , czyli 125 okresów.

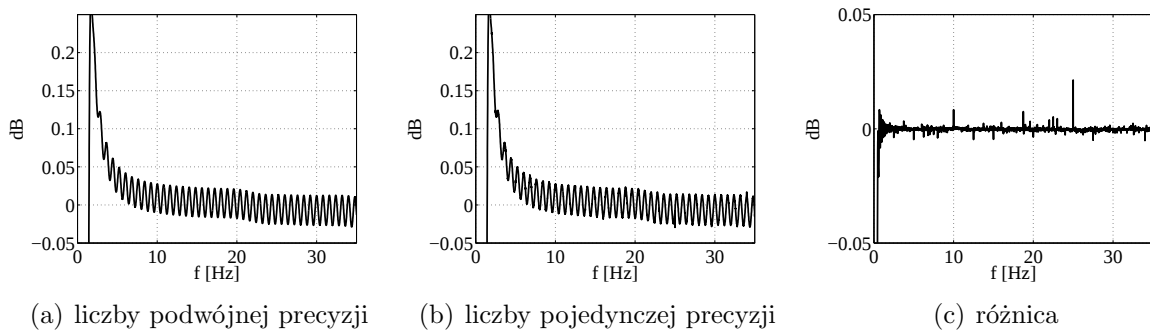
Wpływ reprezentacji numerycznej

Opisywany algorytm został zaprojektowany do pracy na liczbach rzeczywistych. Po implementacji, algorytm operuje na liczbach wymiernych będących przybliżeniami liczb rzeczywistych z wybraną przez programistę dokładnością. Implementacja algorytmu w programie Matlab, dla której wykonano wszystkie dotychczas przedstawione badania, wykorzystuje 64-bitowe liczby zmiennoprzecinkowe (liczby podwójnej precyzji, *double precision*). Ponieważ zmiennoprzecinkowe procesory sygnałowe operują na liczbach 32-bitowych (liczby pojedynczej precyzji, *single precision*), zastosowanie w nich liczb 64-bitowych powoduje znaczne zmniejszenie szybkości obliczeń. Jednocześnie algorytm jest zbudowany z filtrów o długich odpowiedziach impulsowych, które mogą być wrażliwe na reprezentację numeryczną współczynników. Oznacza to, że konieczne jest zbadanie działania algorytmu w przypadku zastosowania 32-bitowych liczb zmiennoprzecinkowych. Badanie takie przeprowadzono przez wyznaczenie charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych algorytmu zaimplementowanego z wykorzystaniem liczb pojedynczej precyzji i porównanie ich z charakterystykami wyznaczonymi dla podwójnej precyzji. Porównanie takie dla

częstotliwości nośnej 50 Hz i głębokości modulacji amplitudy 5% oraz głębokości modulacji fazy 5° przedstawiają rysunki 4.19 oraz 4.20. Zastosowanie liczb pojedynczej precyzji



Rysunek 4.19: Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe toru demodulacji amplitudy dla różnych reprezentacji numerycznych



Rysunek 4.20: Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe toru demodulacji fazy dla różnych reprezentacji numerycznych

powoduje powstanie niewielkiego błędu demodulacji: rzędu 10^{-3} dB dla demodulatora amplitudy oraz 0,02 dB dla demodulatora fazy. Charakterystyki demodulacji fazy różnią się znacząco w zakresie niskich częstotliwości. Charakterystyka algorytmu zaimplementowanego z użyciem liczb pojedynczej precyzji ma tłumienie w tym zakresie o około 40 dB mniejsze niż dla podwójnej precyzji. Oznacza to, że przy zastosowaniu liczb pojedynczej precyzji można oczekiwać większych trudności z rozdzieleniem sygnałów częstotliwości systemu i fazy chwilowej. Należy przy tym zauważyć, że tłumienie dla liczb pojedynczej precyzji wciąż wynosi w tym paśmie około 60 dB. Podane powyżej wyniki wskazują, że implementacja algorytmu z zastosowaniem reprezentacji 32-bitowej zmiennoprzecinkowej jest możliwa bez dodatkowych modyfikacji. Nie sprawdzono działania algorytmu dla reprezentacji stałoprzecinkowej. Zastosowanie takiej reprezentacji zazwyczaj wymaga modyfikacji części algorytmu przez wprowadzenie przesunięć bitów, w celu zminimalizowania błędów zaokrągleń. Jednocześnie zastosowanie reprezentacji stałoprzecinkowej pozwala zastosować procesory lub układy logiki programowalnej o znacznie większej szybkości obliczeń lub mniejszym poborze mocy. Może to okazać się konieczne w przypadku analizy wielu sygnałów jednocześnie lub zastosowania algorytmu w sprzęcie przenośnym.

Wpływ obwodów wejściowych

Algorytmy cyfrowe operują na sygnałach próbkowanych i skwantowanych, będących reprezentacją rzeczywistych sygnałów pobranych z badanego obiektu. Przetworzenie sygnału do postaci cyfrowej odpowiadają układy wejściowe systemu pomiarowego. Składają się one z części analogowej i przetwornika analogowo-cyfrowego. Zadaniem części analogowej jest przekształcenie sygnału z obiektu na sygnał napięciowy o zakresie napięć i paśmie odpowiednim dla zastosowanego przetwornika analogowo-cyfrowego. Przetwornik analogowo-cyfrowy próbkuje i kwantuje sygnał z określoną częstotliwością i rozdzielczością. Dla sygnałów sieci elektroenergetycznej stosuje się stałe częstotliwości próbkowania z zakresu 4-20 kHz, lub synchronizuje przetwornik z sygnałem wejściowym. Drugie rozwiązanie stosowane jest w celu uniknięcia efektu rozmycia prążków widma przy analizie zawartości harmoniczných [16]. Opisany algorytm został zaprojektowany do analizy sygnałów próbkowanych ze stałą częstotliwością, i nie powinien być stosowany bez modyfikacji przy próbkowaniu synchronicznym. Rozdzielczości przetworników stosowanych do kwantyzacji sygnałów sieci elektroenergetycznej wynoszą 12-18 bitów, przy czym obecnie najpopularniejsze są przetworniki 16-bitowe. Zastosowanie przetwornika o takiej rozdzielczości wymaga użycia obwodów wejściowych o niskich zniekształceniach i szumach. Konieczne jest także staranne zaprojektowanie sprzętu systemu pomiarowego pod kątem obniżenia zawartości zakłóceń wprowadzanych do sygnału przez sprzężenia pojemnościowe z otoczeniem i przez zasilanie. W przypadku weryfikacji algorytmu rozwiązaniem lepszym od konstruowania sprzętu od podstaw może okazać się nabycie gotowego urządzenia, i ewentualne wprowadzenie modyfikacji przystosowujących do pracy z sygnałami sieci elektroenergetycznej.

Oddzielną kwestią jest jednoczesność próbkowania sygnałów w analizie wielokanałowej. Znaczna część dostępnych na rynku systemów akwizycji danych jest wyposażona w pojedynczy przetwornik analogowo-cyfrowy. Do zwielokrotnienia ilości wejść stosowany jest multiplekser analogowy, umożliwiający podłączanie do przetwornika kolejnych obwodów wejściowych. Takie rozwiązanie pozwala obniżyć cenę systemu, ale w przypadku sygnałów sieci elektroenergetycznej ma poważną wadę, wynikającą z niejednoczesności próbkowania sygnałów. Sygnały próbkowane z wykorzystaniem takiego systemu są po stronie cyfrowej dodatkowo przesunięte względem siebie w fazie o wartość wynikającą z opóźnień między pobieraniem kolejnych próbek. Wartość takiego przesunięcia fazowego jest mała, ale w przypadku opisywanego algorytmu, zdolnego do obserwacji zmian fazy na poziomie tysięcznych części stopnia, znacząca. Aby uniknąć błędów spowodowanych niejednoczesnością próbkowania, można zastosować kilka rozwiązań:

1. zwielokrotnienie przetworników analogowo-cyfrowych; rozwiązanie to jest najdroższe, ale najbardziej uniwersalne. Zastosowane przetworniki powinny być taktowane tym samym sygnałem zegarowym i mieć możliwość jednoczesnego wyzwalania przetwarzania.
2. zwielokrotnienie samych układów próbkująco-pamiętających; takie rozwiązanie jest tańsze niż wykorzystanie wielu przetworników, ale przysparza kłopotów wynikających ze wzrostu złożoności układu analogowego. Jest ono obecnie rzadko stosowane, najczęściej jako rozszerzenie funkcjonalności gotowego systemu akwizycji danych.
3. zastosowanie programowej korekcji wprowadzonego przesunięcia fazowego pomiędzy spróbkowanymi sygnałami; zaletą tego rozwiązania jest brak modyfikacji sprzętu, a

jego wadą konieczność rozbudowy toru przetwarzania sygnału, owocująca wzrostem wymaganej mocy obliczeniowej i ryzykiem wprowadzenia dodatkowych błędów przez algorytm synchronizujący.

Autor preferuje rozwiązanie pierwsze ze względu na uniwersalność; takie rozwiązanie próbkowania jednoczesnego zostanie zastosowane w dalszych badaniach algorytmu (nie ujętych w rozprawie), obejmujących analizę działania systemów trójfazowych.

Obwody analogowe W przypadku sygnałów sieci elektroenergetycznej obwody analogowe można podzielić na:

- przekładniki prądowe i napięciowe
- obwody dopasowujące
- filtry antyaliasingowe

Zadaniem przekładników prądowych i napięciowych jest obniżenie wartości prądów i napięć do poziomu akceptowalnego dla aparatury pomiarowej [66]. Dodatkowo zapewniają one izolację galwaniczną aparatury od sieci. Przekładniki dzielone są według zastosowania na pomiarowe i zabezpieczające. Zadaniem przekładników pomiarowych jest dostarczenie sygnałów do przyrządów wykorzystywanych do rozliczeń, czyli zwykle liczników energii elektrycznej. Przekładniki takie cechują się wysoką dokładnością, ale niewielkim zakresem napięć (prądów) znamionowych. Po przekroczeniu tego zakresu dokładność przetwornika znacznie maleje. Przekładniki zabezpieczające dostarczają sygnały dla aparatury zabezpieczającej oraz konsol operatorskich. Cechują się one mniejszą dokładnością w porównaniu z pomiarowymi, ale większym od nich zakresem napięć (prądów) znamionowych w którym dokładność jest utrzymywana. Niezależnie od przeznaczenia, przekładnik przetwarza sygnał z określoną przez klasą niepewnością amplitudy i fazy. Niepewność ta ma wpływ na całkowitą niepewność obwodu analogowego. Przekładniki mają też określone pasmo przenoszenia, jednak zwykle nie jest ono dokładnie znane. Producenci przekładników zwykle gwarantują dotrzymanie parametrów jedynie w paśmie 45-55 Hz, lub nawet 49-51 Hz. W przypadku przekładników indukcyjnych można oczekiwać pasma przenoszenia rzędu od kilkunastu Hz do kilku kHz. Przekładniki nazywane pojemnościowymi, używane przy najwyższych napięciach, są w rzeczywistości kaskadami dzielnika pojemnościowego i przekładnika indukcyjnego [66]. Z tego powodu ich pasmo zawiera się w wąskim otoczeniu 50 Hz. Opisywany algorytm analizuje sygnały w paśmie 15-85 Hz. Oznacza to, że w przypadku zastosowania przekładnika pojemnościowego należy liczyć się z wytłumieniem częstotliwości z granic pasma, a tym samym zawężeniem pasma wyznaczonych składowych obwiedni. Znajomość parametrów użytego przekładnika i jego wpływu na analizowany sygnał jest o tyle istotna, że w praktyce często nie ma możliwości dobrania przekładnika do systemu pomiarowego. Do dyspozycji jest tylko taki przekładnik, jaki został zainstalowany w wybranym punkcie pomiaru, a jego parametry muszą być uwzględnione przy obliczaniu całkowitej niepewności wyznaczenia obwiedni zespolonej.

Sygnał wyjściowy przekładnika prądowego to standardowo prąd o znamionowej wartości skutecznej 5 A, a przekładnika napięciowego - napięcie o wartości skutecznej 100 V. Ponieważ przetworniki analogowo-cyfrowe przeznaczone są do pracy z sygnałami napięciowymi o zakresie rzędu kilku V, konieczne jest dodatkowe przekształcenie sygnałów

z przekładników. Odpowiadają za to obwody dopasowujące. W tym celu wykorzystuje się różne rozwiązania: dzielniki napięcia, transformatory małej mocy, boczniki czy przetworniki prąd-napięcie. Ich wspólną cechą jest wprowadzanie do sygnału dodatkowej niepewności, propagującej do niepewności całkowitej toru analogowego. Podczas gdy wybór przekładników jest zwykle niemożliwy, za konstrukcję obwodów wejściowych odpowiada konstruktor systemu pomiarowego. Dzięki temu istnieje możliwość doboru parametrów obwodów wejściowych w taki sposób, aby nie wpływały one znacząco na niepewność wyznaczenia obwiedni.

Pasma sygnału powinno być przed próbkowaniem ograniczone dla uniknięcia aliasingu. Odpowiada za to filtr antyaliasingowy. Filtry takie budowane są jako analogowe filtry aktywne lub pasywne, czasami współpracujące z filtrem z przełączaną pojemnością. Charakterystykę filtra antyaliasingowego kształtuje się tak, aby przy częstotliwości Nyquista filtr tłumił sygnał do poziomu poniżej zdolności rozdzielczej zastosowanego przetwornika analogowo-cyfrowego. Oznacza to, że przetwornik wysokiej rozdzielczości wymaga filtra antyaliasingowego o wąskim pasmie przejściowym. Przy projektowaniu filtra należy mieć na uwadze charakterystyki przekładników i obwodów dopasowujących, oraz widmo samego sygnału. W przypadku sygnałów sieci elektroenergetycznej połączenie przekładników o charakterze dolnopasmowym i sygnału o małej zawartości wysokich harmonicznych umożliwia zaprojektowanie filtra niewielkiego rzędu. W przypadku próbkowania sygnału wyłącznie dla potrzeb opisywanego algorytmu możliwe jest zastosowanie filtra analogowego o małej stromości charakterystyki w paśmie przejściowym (np. pasywnego filtra RC lub filtra aktywnego Bessela drugiego rzędu). Warto zauważyć, że algorytm wymaga liniowej charakterystyki fazowej filtra (stałego opóźnienia grupowego), ale tylko w badanym paśmie 15-85 Hz, co dodatkowo upraszcza projektowanie. Podobnie jak w przypadku obwodów wejściowych, o budowie filtra antyaliasingowego decyduje konstruktor systemu pomiarowego, co pozwala dobrać parametry tak, aby nie zwiększać w istotny sposób niepewności wyznaczenia obwiedni zespolonej.

Podsumowując, przy dobrze zaprojektowanych obwodzie dopasowującym i filtrze antyaliasingowym, jedynym elementem toru analogowego mającym istotny wpływ na niepewność wyznaczenia obwiedni jest przekładnik prądowy lub napięciowy. Klasę i pasmo przekładnika należy uwzględnić chcąc wyznaczyć niepewność i pasmo wyznaczonych amplitudy i fazy chwilowej. Algorytm został zaprojektowany tak, aby wyznaczona amplituda i faza były liniowo zależne od amplitudy i fazy sygnału wejściowego. Dzięki temu można uznać, że niepewność przekładnika propaguje do niepewności całkowitej. Graniczną niepewność toru analogowego i algorytmu łącznie ogranicza zatem od góry suma niepewności algorytmu i przekładnika.

Przetwornik analogowo-cyfrowy Podstawowymi parametrami przetwarzania A/C są rozdzielczość i częstotliwość próbkowania. Rozdzielczość decyduje o ilości przedziałów napięcia rozróżnianych przez przetwornik, a tym samym określa minimalny błąd przetwornika, czyli błąd rozdzielczości (błąd kwantowania). Błąd ten jest równy połowie wartości zakresu napięcia przypisanego pojedynczemu stanowi kodu wyjściowego, dla danego zakresu napięć wejściowych. Łączny błąd przetwornika analogowo-cyfrowego jest sumą błędu rozdzielczości i błędu analogowego. Błąd analogowy przetwornika wynika z niedoskonałości zastosowanych w jego konstrukcji układów analogowych. Niepewność wynikającą z błędu analogowego przetwornika można potraktować jak wynikającą z parametrów obwodu wejściowego. Również w tym przypadku zadaniem konstruktora systemu pomiarowego

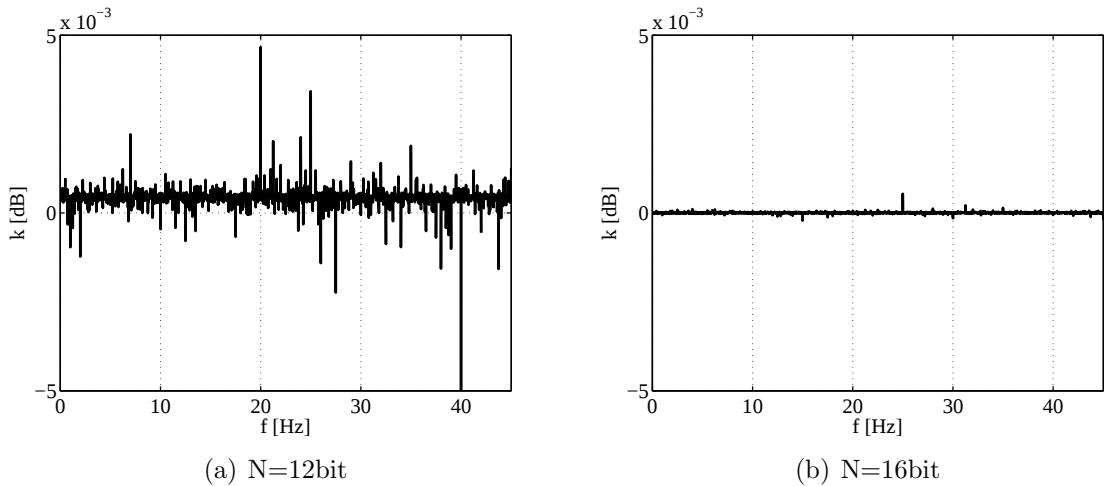
jest takie dobranie przetwornika, aby zminimalizować niepewność wynikającą z jego błędu analogowego. Jeżeli nie jest to możliwe, niepewność tą należy potraktować tak jak wynikającą z klasy przekładnika, i uwzględnić w całkowitej niepewności detekcji obwiedni zespolonej.

Oddzielnie należy przeanalizować błąd kwantowania. Przetworniki analogowo-cyfrowe stosowane w aparaturze do badania jakości energii elektrycznej mają rozdzielczość od 12 do 18 bitów, co oznacza, że sygnał wyjściowy jest zakodowany z użyciem liczb o 12 do 18-bitowej reprezentacji stałoprzecinkowej. Należy odróżnić reprezentację sygnału wejściowego od reprezentacji numerycznej samego algorytmu; sygnał przed analizą jest przekształcany do postaci wykorzystywanej w algorytmie (32- lub 64-bitowej zmiennoprzecinkowej), co jednak nie zwiększa jego rozdzielczości. Aby oszacować wpływ kwantowania sygnału wejściowego, wyznaczono charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe algorytmu dla różnych poziomów kwantowania. Zastosowano model kwantowania przedstawiony w [26]:

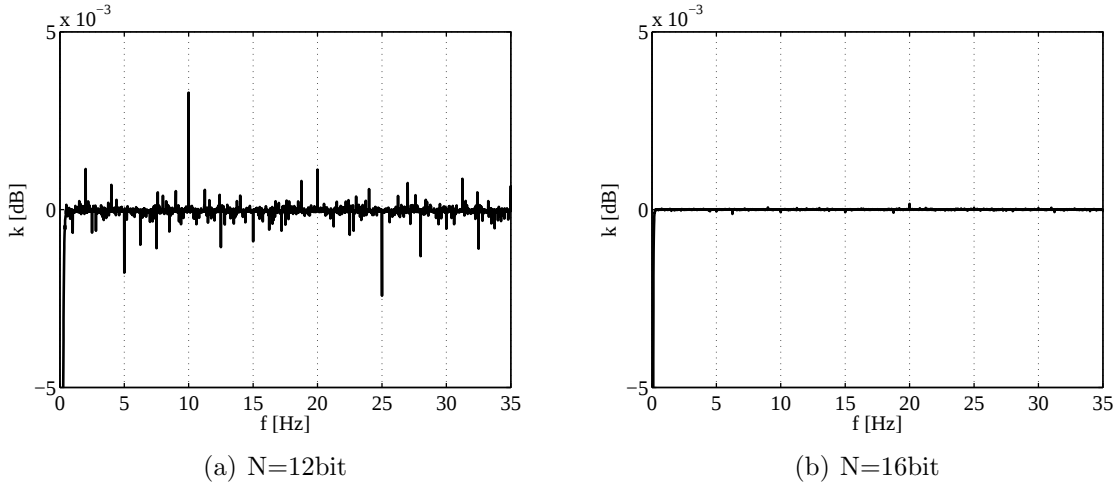
$$x_q(n) = \Delta_k p_1 \text{Ent} \left[\frac{x(n) + 0,5\Delta_k \frac{x(n)}{|x(n)|}}{\Delta_k} \right] \quad (4.30)$$

$$\Delta_k = \frac{|x_{max} - x_{min}|}{2^N} \quad (4.31)$$

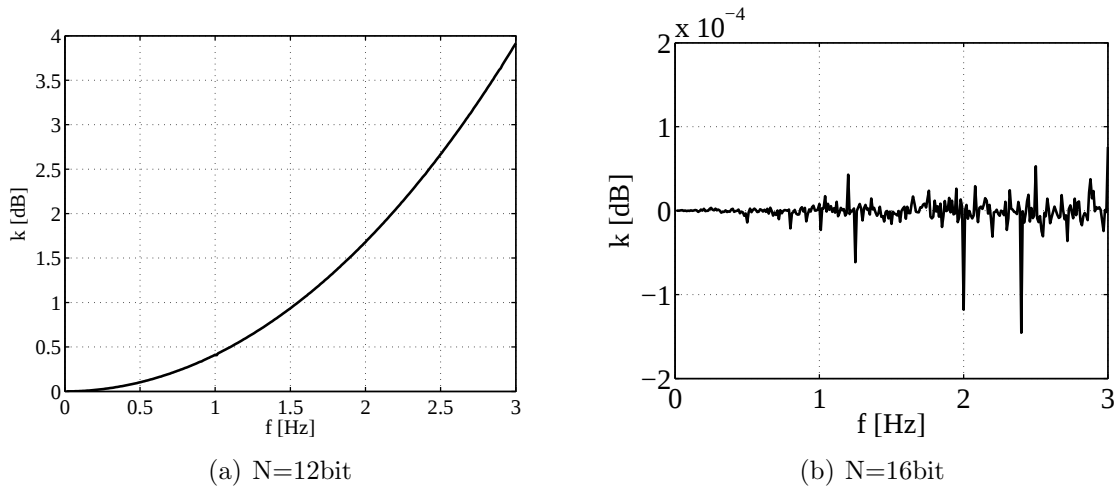
Gdzie Δ_k jest przedziałem kwantowania, p_1 współczynnikiem nachylenia charakterystyki statycznej przetwornika, a N - rozdzielczością wyrażoną przez liczbę bitów. Przyjęto $p_1 = 1$ oraz przedział kwantowania wynikający z zakresu zmienności przetwarzanej zmiennej $|x_{max} - x_{min}|$. W rzeczywistości taka sytuacja zachodzi rzadko, co oznacza, że nie są wykorzystane wszystkie poziomy logiczne przetwornika, a względny błąd kwantowania jest większy niż w przedstawionym badaniu. Należy to uwzględnić przy liczeniu niepewności podczas konstruowania systemu pomiarowego. Różnice pomiędzy charakterystykami częstotliwościowymi poszczególnych torów algorytmu wyznaczonymi dla skwantowanego i nieskwantowanego sygnału wejściowego przedstawiają rysunki 4.21, 4.22 oraz 4.23. Algorytm okazuje się być mało wrażliwy na rozdzielczość kwantowania sygnału wejściowego.



Rysunek 4.21: Błędy charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej toru estymacji amplitudy chwilowej wynikające z kwantowania sygnału wejściowego, wyznaczone w drodze badań modelowych.



Rysunek 4.22: Błędy charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej toru estymacji fazy chwilowej wynikające z kwantowania sygnału wejściowego, wyznaczone w drodze badań modelowych.



Rysunek 4.23: Błędy charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej estymatora częstotliwości systemu wynikające z kwantowania sygnału wejściowego, wyznaczone w drodze badań modelowych.

Błędy charakterystyk torów estymacji częstotliwości fazy i amplitudy chwilowej są znacząco większe dla mniejszej rozdzielczości kwantyzatora, ale ich wartości są porównywalne z błędami charakterystyki wyznaczonej bez kwantowania sygnału wejściowego. Błędy charakterystyki amplitudowej estymatora częstotliwości systemu przy rozdzielczości 12 bitów sięgają 4 dB, ale taki błąd występuje dla pasma zaporowego toru. W zakresie poniżej 0,5 Hz błąd nie przekracza 0,2 dB. Dodatkowo, błąd ma wartość dodatnią, co oznacza że tłumienie w tym przypadku jest większe niż dla charakterystyki wzorcowej. Można zatem stwierdzić, że zastosowanie kwantowania sygnału wejściowego poprawia jakość estymacji częstotliwości systemu dzięki zmniejszeniu wpływu fazy chwilowej. Mała wrażliwość na kwantowanie sygnału wejściowego wynika z uśredniającego charakteru długich filtrów zastosowanych w algorytmie.

Dzięki małej wrażliwości na błąd kwantowania możliwe jest zastosowanie algorytmu do

detekcji obwiedni sygnałów zarejestrowanych z wykorzystaniem przetwornika o niskiej rozdzielczości. Wiele wciąż stosowanych rejestratorów starszej generacji jest wyposażone w takie przetworniki. Z kolei w przypadku zastosowania przetwornika o wysokiej rozdzielczości (16 lub 18 bitów) błędy wynikające ze skwantowania sygnału wejściowego stają się pomijalnie małe. Oznacza to, że dominującym zewnętrznym źródłem niepewności wyznaczenia obwiedni zespolonej jest błąd wprowadzany przez przekładnik napięciowy lub prądowy, i ewentualnie błąd analogowy zastosowanego przetwornika analogowo-cyfrowego oraz analogowego toru wejściowego.

4.3 Implementacja algorytmu detekcji obwiedni zespolonej

Implementacji algorytmu dokonano w celu wykazania możliwości pracy w czasie rzeczywistym, oraz z myślą o przyszłym zastosowaniu w rozproszonym systemie pomiarowym. Należało wykazać, że algorytm pracuje w wybranym systemie cyfrowym z prędkością pozwalającą na dokonanie analizy sygnału w czasie krótszym niż czas jego trwania. Aby wyniki były wiarygodne, konieczne było dokonanie implementacji w systemie stosowanym w analizie sygnałów systemu elektroenergetycznego w czasie rzeczywistym. Wybrano zmiennoprzecinkowy procesor sygnałowy, oraz opartą na architekturze komputera PC kasetę pomiarową PXI.

4.3.1 Implementacja w procesorze sygnałowym

Pierwszym z wykorzystanych systemów jest zmiennoprzecinkowy procesor sygnałowy TMS320C6713 firmy Texas Instruments. Wybrano go jako reprezentatywny model współczesnego zmiennoprzecinkowego procesora sygnałowego. Jest to 32-bitowy procesor zmiennoprzecinkowy, wyposażony w dwa uniwersalne porty szeregowy, kontroler pamięci oraz wielokanałowy kontroler DMA [57]. Zastosowany procesor wchodził w skład zestawu uruchomieniowego typu DSK6713, w którym współpracował z 16 MB dynamicznej pamięci RAM, 2 MB nieulotnej pamięci flash oraz przetwornikiem A/C i C/A. Zestaw uzupełniał układ sondy emulacyjnej pozwalający na ładowanie i uruchamianie programów procesora sygnałowego za pośrednictwem portu USB oraz złącza rozszerzeń umożliwiające dołączanie płyt użytkownika, np. z innymi przetwornikami analogowo-cyfrowymi. Zestaw uzupełnia zintegrowane środowisko programowania Code Composer Studio w wersji ograniczonej do współpracy z wybranym modelem procesora. Implementacji dokonano w języku C, będącym najpopularniejszym językiem programowania systemów wbudowanych.

Teoretyczna analiza złożoności obliczeniowej

Aby algorytm mógł pracować w czasie rzeczywistym, powinien on dokonywać obliczeń potrzebnych do wyznaczenia pojedynczej próbki sygnału wyjściowego w czasie krótszym niż okres próbkowania tego sygnału. Algorytm wymagający zbyt dużej ilości obliczeń nie jest w stanie dotrzymać tego wymagania, pomimo że poprawnie analizuje sygnały uprzednio zarejestrowane. Ponieważ opisywany algorytm jest oparty wyłącznie o filtry FIR i dwie operacje nieliniowe, możliwe jest przybliżone oszacowanie teoretycznej ilości wymaganych

obliczeń dla danego typu procesora. Filtr FIR zaimplementowany w dziedzinie czasu wymaga jednego mnożenia i dodawania na współczynnik na próbkę sygnału wyjściowego. Dodatkowo, pewien czas pochłaniają operacje związane z adresowaniem i przesyłaniem danych między rejestrami i pamięcią. Dokładna ilość obliczeń zależy od typu procesora i zastosowanych optymalizacji. W przypadku procesora TMS320C6713 standardowa implementacja biblioteczna [58] wymaga w przybliżeniu ilości cykli procesora równej dwukrotnej ilości współczynników filtra. Należy uznać to za dolną granicę złożoności obliczeniowej. Ponieważ wspomniana funkcja biblioteczna nakłada ograniczenia na długość zastosowanego filtra i umożliwia wyłącznie analizę sygnału w blokach, nie zdecydowano się na jej zastosowanie. Oznacza to rezygnację z niektórych opcji optymalizacji i zwiększenie obciążenia procesora. Poza filtracjami, algorytm obejmuje operację zmiany układu współrzędnych. Jej głównymi elementami z punktu widzenia złożoności obliczeniowej są pierwiastek kwadratowy i funkcja arcus tangens. Według dokumentacji zoptymalizowanej biblioteki matematycznej FastRTS dla zastosowanego procesora [56] pierwiastek wymaga około 50, a arcus tangens około 100 cykli procesora dla liczb zmiennoprzecinkowych pojedynczej precyzji. Łącznie algorytm składa się z dziewięciu filtrów FIR o długościach odpowiedzi impulsowych od 120 do 1000 elementów, zmiany układu współrzędnych oraz różniczkowania fazy uogólnionej z korektą nieciągłości wynikających z niejednoznaczności funkcji arcus tangens. Ponieważ filtry pracują dla różnych częstotliwości próbkowania, najlepszym sposobem oszacowania złożoności algorytmu wydaje się być oszacowanie ilości cykli obliczeniowych na sekundę. Wynosi ona 3,2 miliona, z czego 3,15 miliona cykli przypada na same filtry FIR. Teoretycznie nie powinno być żadnego problemu z pracą algorytmu na procesorze wykonującym do 100 milionów operacji na sekundę. Należy jednak zauważyć, że powyższe liczby dotyczą wyłącznie obciążenia procesora przez obliczenia, przy maksymalnej optymalizacji kodu łącznie z ręcznymi poprawkami w kodzie maszynowym. W przypadku implementacji algorytmu w języku C należy oczekiwać nawet kilkukrotnego spowolnienia. Dodatkowo, poza operacjami obliczeniowymi procesor wykonuje dużo operacji przesyłu danych, rozgałęzień i przeliczania adresów; jednocześnie wartość 100 milionów operacji na sekundę jest wartością maksymalną, uzyskiwaną tylko w specyficznych warunkach testowych. Z powyższych względów należy oczekiwać, że algorytm po implementacji będzie obciążał procesor kilkukrotnie bardziej, niż wynikałoby to z minimalnej ilości cykli potrzebnych dla samych obliczeń. Dla dokładnego wyznaczenia obciążenia procesora konieczne jest uruchomienie zaimplementowanego algorytmu w symulatorze lub rzeczywistym sprzęcie.

Badanie sygnału testowego i wyznaczenie obciążenia procesora

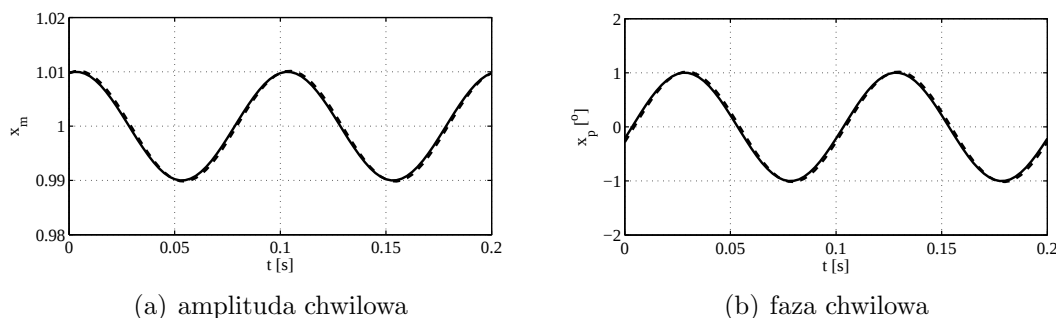
Ponieważ badanie miało na celu weryfikację zdolności algorytmu do pracy w czasie rzeczywistym, a nie analizę sygnałów rzeczywistych, zrezygnowano z oprogramowania przetwornika analogowo-cyfrowego. Zamiast tego dokonano analizy fragmentu sygnału testowego o długości 10 s, załadowanego do pamięci RAM zestawu uruchomieniowego. Analiza została przeprowadzona z maksymalną szybkością procesora, a jej wyniki zapisano do pamięci. Zmierzono czas pojedynczej iteracji algorytmu (wyznaczenie jednej próbki obwiedni zespolonej) oraz czas analizy całego fragmentu sygnału dla implementacji bez

optymalizacji kodu i z optymalizacją automatyczną. Zastosowano sygnał testowy postaci:

$$x(n) = x_m(n) \sin \left(2\pi \frac{50}{f_p} n + \frac{\pi}{180} \cos \left(2\pi \frac{10}{f_p} n \right) \right) \quad (4.32)$$

$$x_m(n) = \left(1 + 0.01 \sin \left(2\pi \frac{10}{f_p} n \right) \right) \quad (4.33)$$

próbkowany z częstotliwością $f_p = 10\text{kHz}$. Fragmenty obwiedni wyznaczonych w Matlabie (przy reprezentacji 32-bitowej) i eksperymencie DSP zestawiono na rysunku 4.24. Można zauważyć nieznaczne przesunięcie fazowe pomiędzy składowymi obwiedni wyzna-



Rysunek 4.24: Składowe obwiedni zespolonej sygnału testowego wyznaczone z użyciem opisywanego algorytmu zaimplementowanego w Matlabie (linia ciągła) i procesorze sygnałowym (linia przerywana).

czonymi w DSP i Matlabie. Ponieważ zastosowano identyczne filtry, przesunięcie to jest prawdopodobnie spowodowane różnicami w sposobie zaokrąglania. Po pominięciu przesunięć fazowych maksymalne różnice między sygnałami wynoszą poniżej 1% dla amplitudy chwilowej, i poniżej 2% dla fazy chwilowej. Różnice te są znaczące, jednak mają charakter systematyczny, co sugeruje możliwość korekcji. W eksperymencie wyznaczono również sygnały częstotliwości systemu, jednak nie porównano ich na rysunku ze względu na znikome różnice. Maksymalna różnica między tymi sygnałami wyniosła 0,0001 Hz dla 50 Hz, co daje wartość względną rzędu 0,0002%. Należy przy tym podkreślić, że podane wyżej różnice zostały wyznaczone w drodze badań modelowych. Nie uwzględniają one wpływu obwodów wejściowych i przetwornika analogowo-cyfrowego, a jedynie wpływ zmiany architektury systemu cyfrowego.

Zmierzone czasy analizy zestawione są w tabeli 4.9. Czasy analizy sygnału pokazują, że

Optymalizacja	1 iteracja	fragment 10 s
nie	2,43 ms	9,7 s
auto.	1,089 ms	4,32 s

Tabela 4.9: Czasy wykonania algorytmu bez i z optymalizacją na procesorze sygnałowym TMS320C6713 taktowanym zegarem 225 MHz

algorytm jest zdolny do analizy sygnałów w czasie rzeczywistym nawet bez żadnej optymalizacji. Zastosowanie optymalizacji automatycznej ponad dwukrotnie zwiększa szybkość pracy algorytmu. Jednocześnie uzyskane szybkości są bardzo dalekie od oczekiwanych na podstawie wyników obliczeń teoretycznych. Wynika to najprawdopodobniej z konieczności pobierania sygnału z powolnej pamięci dynamicznej oraz znacznego obciążenia procesora przez operacje skoków; druga przyczyna została częściowo wyeliminowana przez

optymalizację automatyczną, wykonującą m. in. rozwinięcie pętli o znanej ilości iteracji. Przy zastosowaniu optymalizacji ręcznej i zastosowaniu pobierania danych z przetwor- nika analogowo-cyfrowego z wykorzystaniem kontrolera DMA można oczekiwać dalszego zwiększenia szybkości pracy algorytmu. W przypadku analizy pracy systemu trójfazowe- go, wymagającej przetwarzania co najmniej sześciu sygnałów jednocześnie, zastosowany procesor dotrze jednak do granicy swoich możliwości. Jest to tym bardziej prawdopodobne, że wyznaczone wartości obwiedni powinny służyć do dalszej analizy, np. wyznaczania miar z poprzedniego rozdziału, na którą może nie starczyć czasu. W takim przypadku konieczne jest zastosowanie procesora o większej mocy obliczeniowej, komputera PC lub układu logiki programowalnej.

4.3.2 Implementacja w systemie PXI

Implementacja przedstawionego algorytmu oraz miar z poprzedniego rozdziału miała na celu wykazanie możliwości działania algorytmu z sygnałami rejestrowanymi w czasie rzeczywistym. Jest ona też pierwszym krokiem do budowy rozproszonego systemu pomia- rowego, opartego na kasetach pomiarowych PXI i przeznaczonego do analizy sygnałów sieci elektroenergetycznej przy rejestracji sygnałów w wielu punktach pomiarowych. Zastoso- wano kasety PXI typu NI PXI-1042Q z kontrolerem NI PXI-8106 oraz kartą pomiarową NI PXI-7833R. Algorytm zaimplementowano w środowisku Labview.

Kaseta i kontroler PXI

Kaseta pomiarowa PXI jest przeznaczona do instalacji kontrolerów oraz sterowanych przez kontroler kart pomiarowych. Sama kaseta zawiera pasywną płytę główną z magi- stralą PXI. Magistrala ta jest oparta na magistrali PCI, rozszerzonej o sygnały zegarowe i synchronizujące dla potrzeb budowy aparatury pomiarowej. Poza płytą główną w kasety jest wbudowany zasilacz oraz wentylatory, zapewniające dostarczenie do zainstalowanych urządzeń stabilizowanych napięć stałych oraz poprawne chłodzenie. Kasety PXI budowa- ne są w formatach różniących się wymiarami kart (3U - szerokość 100 mm, 6U - szerokość 233,3 mm) oraz ilością wolnych slotów na karty (od 4 do 18). Niezależnie od ilości slo- tów, w kasecie może być zainstalowany jeden kontroler oraz jedna karta synchronizacji i taktowania (sloty odpowiednio 1 i 2). Karta synchronizacji nie jest niezbędna do popraw- nej pracy systemu PXI; zapewnia ona sygnały zegarowe w sytuacji gdy wymagana jest niższa od standardowej niepewność taktowania lub synchronizacja między wieloma syste- mami PXI. Kontroler jest niezbędny do pracy systemu. W najprostszej wersji kontroler jest interfejsem pomiędzy zewnętrznym komputerem a magistralą kasety. Popularniejszym rozwiązaniem jest jednak zastosowanie samodzielnego kontrolera, zazwyczaj opartego o architekturę PC. Użyta do implementacji kaseta jest wyposażona w 8 slotów (kontroler i 7 kart). Kontroler jest wyposażony w procesor Intel Core 2 Duo T7400, 512 MB pamięci operacyjnej oraz dysk twardy 80 GB. Ze względu na małą ilość miejsca i ograniczoną moc zasilacza w kontrolerze zastosowano podzespoły przeznaczone do budowy komputerów przenośnych. Poza kontrolerem kaseta jest wyposażona w karty NI PXI-7811R oraz NI PXI-7833R, z których tylko druga została użyta w eksperymentach.

Karta pomiarowa PXI-7833R

Karta PXI-7833R jest przeznaczona do budowy nietypowych systemów akwizycji sygnałów. Jest ona wyposażona w 8 przetworników cyfrowo-analogowych i 8 przetworników analogowo-cyfrowych o rozdzielczości 16 bitów, podłączonych do układu logiki programowalnej FPGA zawierającego 3 miliony bramek logicznych. Maksymalna częstotliwość próbkowania wynosi 200 kHz. Dodatkowo 96 linii układu FPGA jest wyprowadzone na zewnątrz, stanowiąc linie wejść/wyjść cyfrowych. Układ FPGA jest podłączony do układu interfejsu PXI. Takie rozwiązanie pozwala na bardzo elastyczny dobór parametrów próbkowania sygnałów. Przykładowo, możliwe jest próbkowanie każdego wejścia z inną częstotliwością, a także synchronizacja próbkowania jednego wejścia analogowego przez drugie. Dzięki dużej pojemności zastosowanego układu logiki programowalnej można implementować w nim część uruchamianych algorytmów, odciażając procesor kontrolera. Wymaga to jednak implementacji algorytmu dla reprezentacji stałoprzecinkowej, przez co zrezygnowano z takiego rozwiązania. Mankamentem karty PXI-7833R jest brak możliwości zmiany zakresu wejść analogowych, ustalonego przez producenta na $\pm 10V$. Chcąc próbować sygnały o mniejszym zakresie napięć trzeba wyposażyć kartę w zewnętrzny wzmacniacz.

Środowisko programowania Labview

Zintegrowane środowisko programowania Labview jest przeznaczone do tworzenia oprogramowania dla systemów automatyki i pomiarowych oraz dla urządzeń wbudowanych. Labview pozwala na programowanie komputerów osobistych, komputerów przemysłowych, mikrokontrolerów, procesorów sygnałowych oraz struktur programowalnych. Najbardziej charakterystycznym elementem środowiska Labview jest graficzny język programowania. Tworzenie programu polega na układaniu w obszarze roboczym ikon symbolizujących operacje i łączeniu ich ścieżkami symbolizującymi przekazywanie zmiennych. Tak zbudowany program jest nazywany przyrządem wirtualnym (*virtual instrument, VI*), co odzwierciedla przeznaczenie Labview do oprogramowywania aparatury pomiarowej i systemów automatyki. Poza sposobem tworzenia, charakterystyczny jest podział programu na dwie części. Jedną z nich, schemat wykonania, opisuje strukturę programu; druga, nazywana panelem czołowym, jest interfejsem użytkownika. Program może być wykorzystany jako procedura w innym programie. W takim przypadku interfejs użytkownika jest zastępowany przypisanymi jego elementom punktami wejścia i wyjścia z procedury. Gotowy program może być uruchomiony w środowisku Labview w celu dokonania poprawek lub skompilowany do postaci wykonywalnej dla wybranego systemu. Zaletami Labview są szybkość tworzenia oprogramowania, łatwość budowy interfejsu użytkownika oraz prosta implementacja wielowątkowości. Jego najpoważniejsze wady to wymagania sprzętowe oraz wysoka cena licencji.

Implementacja

W środowisku Labview dokonano implementacji algorytmu detekcji obwiedni zespolonej oraz miar opisanych w rozdziale 3. Kartę pomiarową wykorzystano wyłącznie jako układ wejścia analogowego, nie implementując w układzie FPGA żadnych elementów algorytmu. Do transmisji danych do kontrolera wykorzystano bezpośredni dostęp do pamięci (DMA), gwarantujący przesył danych bez utraty próbek. Zastosowano częstotliwość

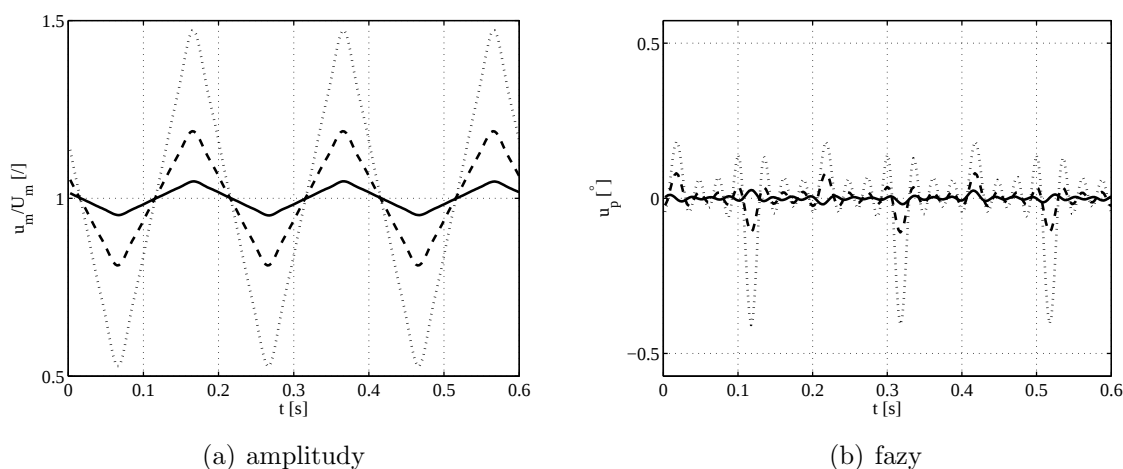
próbkowania 10 kHz, jednakową dla wszystkich kanałów wejściowych. Wszystkie wejścia analogowe są próbkowane jednocześnie. Sam algorytm detekcji, jak i miary zrealizowano jako podprogramy. Ułatwia to łączenie go z różnymi źródłami danych (plik, wejście analogowe), algorytmami operującymi na obwiedni, oraz zwielokrotnianie kanałów. Zastosowano parametry filtrów przedstawione w opisie algorytmu w poprzednich podrozdziałach. Oznacza to, że zaimplementowany algorytm działa poprawnie jedynie dla częstotliwości próbkowania 10 kHz; zastosowanie innej częstotliwości próbkowania wymaga zmiany parametrów. Dla uproszczenia nie zaimplementowano opóźnień wyrównujących opóźnienia filtrów estymacji fazy i częstotliwości systemu; mogą one być dodane zewnętrznie w razie potrzeby. Dostarczany sygnał fazy uogólnionej nie jest pozbawiony nieciągłości wynikających z właściwości funkcji arcus tangens („skoki” z wartości π do $-\pi$). Takie rozwiązanie zabezpiecza przed przepełnieniem wartości zmiennej przez stale narastającą wartość fazy uogólnionej. Ponieważ sygnał fazy uogólnionej jest następnie różniczkowany, pozostawione nieciągłości nie wpływają na wyniki działania algorytmu o ile są skorygowane przy różniczkowaniu. Podprogram dostarcza sygnały wyjściowe o odpowiednio zmniejszonej częstotliwości próbkowania: 400 Hz dla sygnałów obwiedni i 40 Hz dla sygnału częstotliwości systemu. Sygnały są zapisywane na dysk kontrolera w formacie tekstowym ASCII, co umożliwia obserwację i dalszą analizę sygnałów w dowolnym programie, kosztem dużego rozmiaru generowanych plików.

Badania eksperymentalne

Badania eksperymentalne algorytmu zaimplementowanego w środowisku Labview składały się z dwóch części. W pierwszej dokonano analizy sygnałów generowanych za pomocą generatora przebiegów dowolnych, dla różnych parametrów modulacji amplitudy i fazy. Ta część eksperymentu służyła do weryfikacji poprawności implementacji i działania algorytmu z wykorzystaniem sygnału o dokładnie kontrolowanych parametrach. W drugiej części analizowano rzeczywisty sygnał napięcia sieci elektroenergetycznej niskiego napięcia, w obecności przełączanego w zaplanowany sposób odbiornika dużej mocy. Badania te posłużyły do wykazania zdolności działania algorytmu z rzeczywistymi sygnałami sieci elektroenergetycznej, próbkowanymi i analizowanymi na bieżąco.

Analiza sygnału generowanego Do generacji sygnału badanego wykorzystano generator przebiegów dowolnych Agilent 33220A. Pozwala on między innymi na generację sygnału modulowanego, o zadanych parametrach modulacji i kształcie zarówno nośnej, jak i obwiedni. Jako sygnał nośnej zastosowano sygnał sinusoidalny, a jako sygnał obwiedni - sygnał trójkątny. Taki wybór sygnału obwiedni pozwala na obserwację zdolności algorytmu do demodulacji sygnałów zmodulowanych czynnikiem poliharmonicznym. Wadą zastosowanego generatora jest ograniczenie modulacji sygnału do jednego, wybranego rodzaju. Uniemożliwiło to generację sygnałów zmodulowanych czynnikiem zespolonym; zamiast tego zastosowano oddzielną modulację amplitudy i fazy. Zbadano też działanie algorytmu przy analizie sygnału zmodulowanego w częstotliwości czynnikiem wolnozmiennym, w sposób symulujący zaburzenia częstotliwości w systemie elektroenergetycznym. Podczas badania algorytmu sygnałami zmodulowanymi amplitudowo i fazowo zastosowano trójkątny sygnał modulujący o częstotliwości 5 Hz, zmieniając głębokość modulacji amplitudy i fazy. Przyjęto względne głębokości modulacji amplitudy 5%, 20% oraz 50%, przy amplitudzie średniej 5 V i, ze względu na ograniczenia generatora, braku równocze-

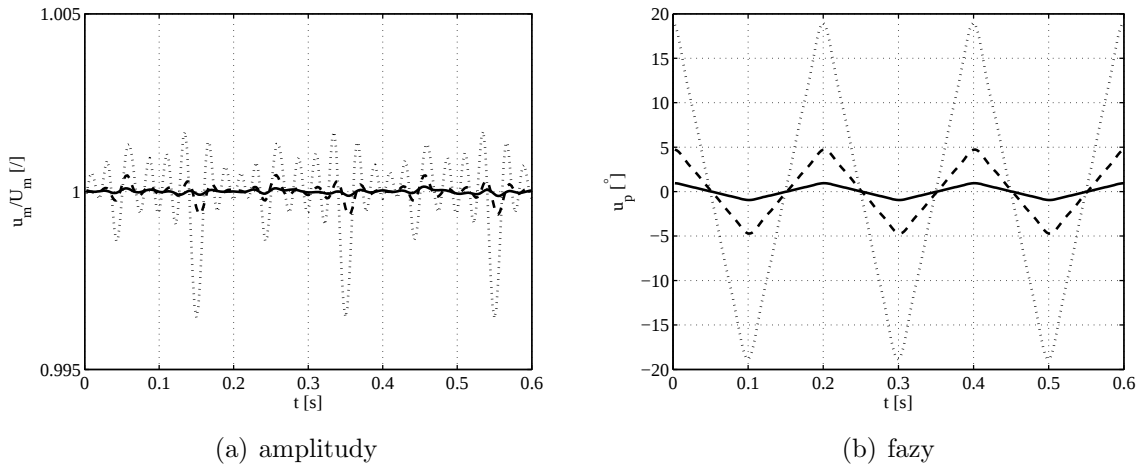
snej modulacji fazy. Tak wysokie głębokości modulacji nie są spotykane w sygnale napięcia sieci elektroenergetycznej poza stanami awaryjnymi, ale można ich oczekiwać w sygnale prądu. Napięcie 5V wynosiło połowę zakresu zastosowanego przetwornika A/C, umożliwiając ustawienie głębokości modulacji w zakresie do 100%. W przypadku modulacji fazy przyjęto wartości odchyłki wynoszące kolejno 1° , 5° oraz 20° . Pomimo braku modulacji amplitudy, jej wartość ustalono na 5 V dla uproszczenia porównania działania algorytmu dla sygnałów zmodulowanych w amplitudzie i fazie. Podobnie jak przy modulacji amplitudy, tak dużych odchyłek fazy nie należy oczekiwać w sygnale napięcia, mogą jednak pojawić się w sygnale prądu, np. podczas załączania kondensatorów kompensujących. Przebiegi uzyskane w wyniku demodulacji sygnału zmodulowanego amplitudowo przedstawia rysunek 4.25, a przebiegi uzyskane w wyniku demodulacji sygnału zmodulowanego fazowo - rysunek 4.26. Obwiednie wyznaczano oddzielnie dla każdego sygnału; zostały one zsynchronizowane na rysunkach dla uproszczenia porównania. Można zauważyć, że



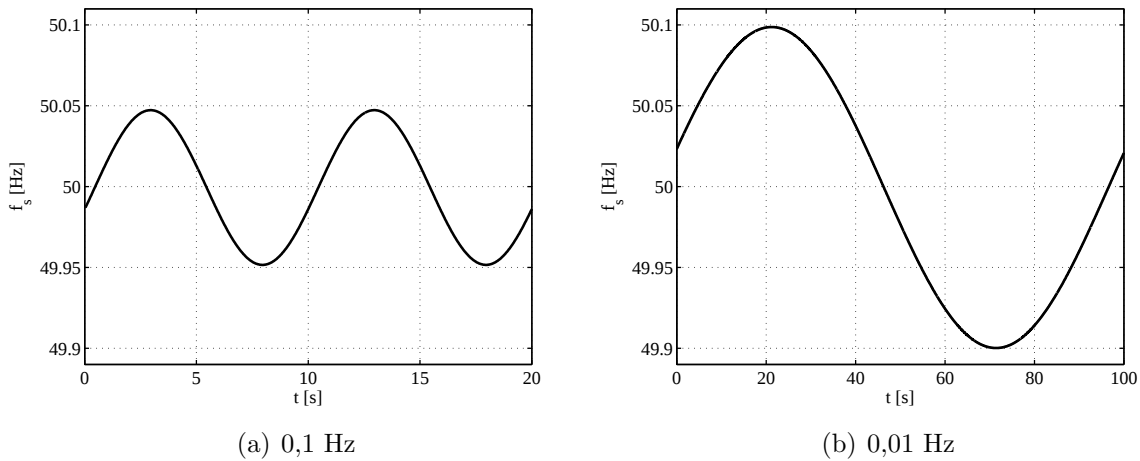
Rysunek 4.25: Składowe wyznaczonej obwiedni zespolonej sygnałów zmodulowanych w amplitudzie sygnałem trójkątnym. Głębokości modulacji: linia ciągła - 5%, linia przerywana - 20%, linia kropkowana - 50%

w przypadku sygnału zmodulowanego amplitudowo występuje niewielkie wahanie fazy o częstotliwości równej częstotliwości modulacji. Z kolei dla sygnału zmodulowanego fazowo pojawia się wahanie amplitudy. Jest to wynik wzajemnych zależności pomiędzy modulacją amplitudy i fazy. Zostały one pokazane w podrozdziale 4.2.5. Zarówno sygnał amplitudy i fazy jest przenoszony bez zniekształceń, poza wynikającymi z ograniczonego do 35 Hz pasma algorytmu. Dla sygnału o częstotliwości 5 Hz opisywany algorytm przenosi do siódmej harmonicznej włącznie. W przypadku pozbawionego składowych parzystych sygnału trójkątnego odpowiada to czterem harmonicznym łącznie z podstawową.

Oddzielnie przeprowadzono badanie działania algorytmu dla sygnału o wolnozmienniej częstotliwości. Zastosowano modulację sygnałem sinusoidalnym, przy stałej odchyłce częstotliwości równej 0,1 Hz oraz dwóch częstotliwościach zmian: 0,01 i 0,1 Hz. Wyznaczone przebiegi częstotliwości zestawiono na rysunku 4.27. Można zauważyć około dwukrotne wytłumienie sygnału dla wyższej częstotliwości modulacji. Odpowiada ono tłumieniu toru wyznaczenia częstotliwości systemu (charakterystyka z rysunku 4.27 na stronie 92).

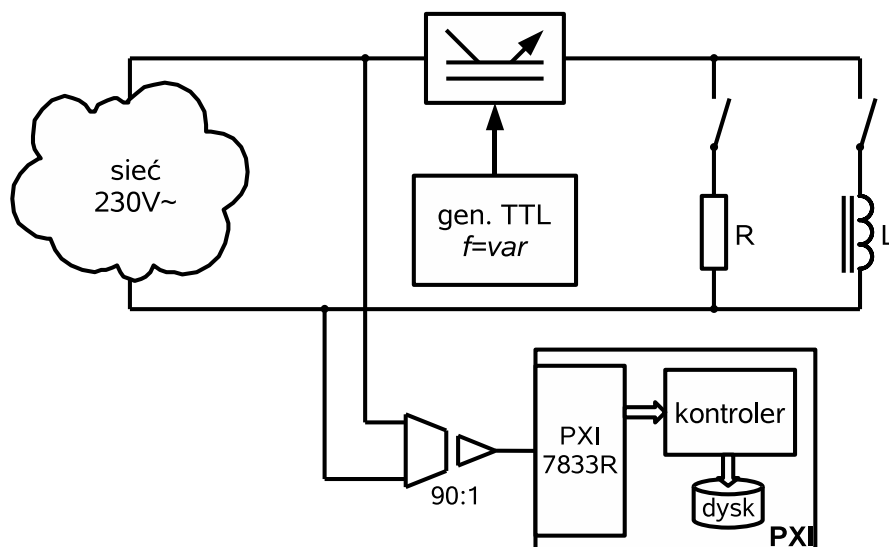


Rysunek 4.26: Składowe wyznaczonej obwiedni zespolonej sygnałów zmodulowanych w fazie sygnałem trójkątnym. Odchyłki fazy: linia ciągła - 1° , linia przerywana - 10° , linia kropkowana - 20°



Rysunek 4.27: Przebiegi częstotliwości wyznaczone dla sygnałów przy różnych częstotliwościach modulacji.

Analiza sygnału napięcia sieci W celu przeprowadzenia analizy sygnału napięcia sieci elektroenergetycznej zbudowano stanowisko laboratoryjne, którego schemat przedstawia rysunek 4.28. Przedstawiony na schemacie element rezystancyjny stanowił element grzewczy o mocy 2 kW. Jako element indukcyjny wykorzystano nieobciążony transformator separujący 70 W. Dzięki przełącznikom odbiornik mógł być konfigurowany jako R, L lub RL. Tranzystor IGBT sterowany generatorem TTL pozwalał na cykliczne załączanie i wyłączanie odbiornika z zadaną częstotliwością. Kartę pomiarową podłączono do obwodu za pomocą zbudowanego przez autora separatora opisanego w [63], zaznaczonego tutaj jako wzmacniacz separujący. Ze względu na ograniczone (na etapie projektowania) pasmo separatora zrezygnowano z dodatkowego filtra antyaliasingowego. Amplituda napięcia na wejściu karty pomiarowej wyniosła około 3,5 V. W połączeniu z zakresem ± 10 V i brakiem wzmacniaczy wejściowych spowodowało to ograniczenie efektywnej liczby bitów przetwor-



Rysunek 4.28: Schemat stanowiska laboratoryjnego wykorzystanego do analizy sygnału napięcia sieci elektroenergetycznej z wykorzystaniem algorytmu zaimplementowanego w systemie pomiarowym PXI.

ników karty do 14-15 bitów, a tym samym zmniejszenie dokładności pomiaru. Rejestracji napięcia dokonano przy trzech konfiguracjach obciążenia (R, L i RL) oraz dwóch częstotliwościach przełączania obciążenia: 1 Hz oraz 3 Hz. Dodatkowo zarejestrowano sygnał napięcia przy wyłączonym obciążeniu. Dla każdego zarejestrowanego sygnału wyznaczono obwiednię zespoloną, i na jej podstawie miary M_1 - M_6 za pojedynczy fragment obwiedni o długości 10 sekund, unormowanej do amplitudy średniej. Poza wyznaczeniem obwiedni sygnałów, zmierzono wartość rezystancji pętli zwarcia z wykorzystaniem dedykowanego przyrządu. Wyniosła ona $0,52\Omega$. Wartości wyznaczonych miar zaprezentowano w tabeli 4.10. Analizując przedstawione w tabeli wartości, można poczynić następujące

obciążenie	M_1	M_2	M_3	M_4	M_{5a}	M_{5p}	M_{6a}	M_{6p}
brak	0,0031	0,0004	0,0009	0,0009	0,0006	0,0009	0,0049	0,0066
R, 1 Hz	0,0154	0,0129	0,0156	0,0155	0,0156	0,0033	0,2575	0,0205
R, 3 Hz	0,0334	0,0127	0,0155	0,0154	0,0154	0,0035	0,2520	0,0276
L, 1 Hz	0,0034	0,0008	0,0024	0,0017	0,0014	0,0021	0,0141	0,0079
L, 3 Hz	0,0084	0,0012	0,0079	0,0048	0,0050	0,0079	0,0126	0,0195
RL, 1 Hz	0,0184	0,0134	0,0194	0,0176	0,0194	0,0022	0,2680	0,0145
RL, 3 Hz	0,0356	0,0128	0,0222	0,0204	0,0222	0,0063	0,2559	0,0242

Tabela 4.10: Wartości miar M_1 - M_6 sygnału napięcia sieci NN, wyznaczone dla różnych parametrów zmienności obciążenia.

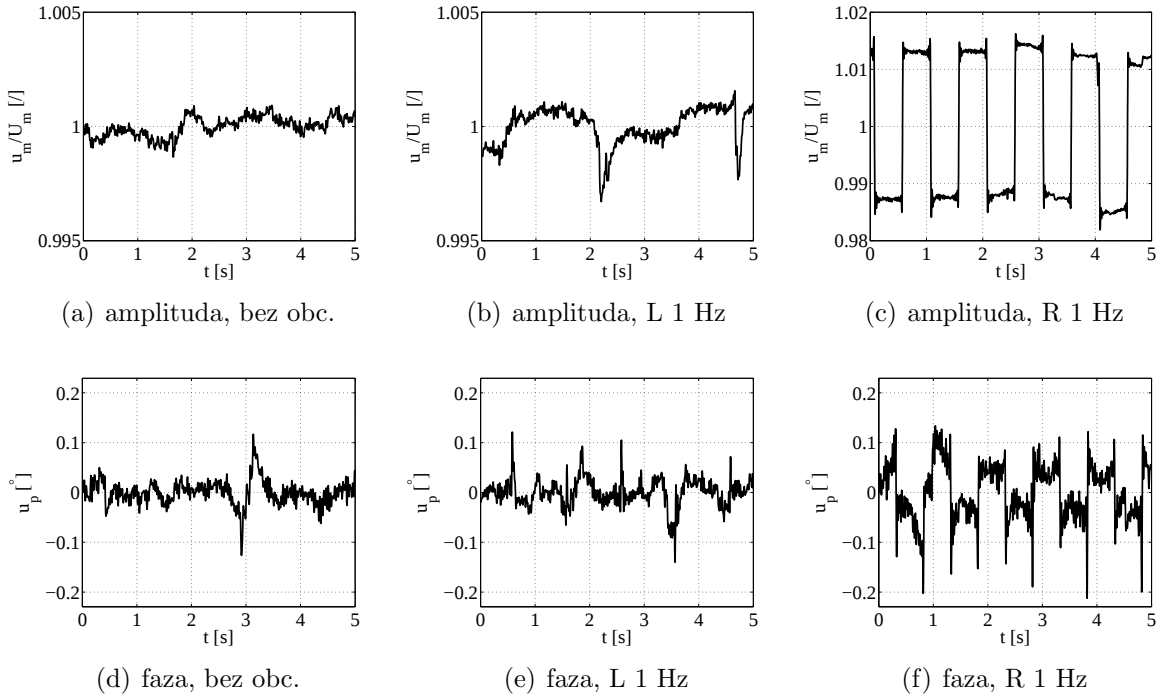
obserwacje:

- Wartości miar wyznaczonych w obecności zmian obciążenia wyraźnie różnią się od wartości wyznaczonych dla sygnału z wyłącznie naturalnymi zaburzeniami. Ponieważ zarówno moc zastosowanego obciążenia indukcyjnego, jak i rezystancja pętli zwarcia jest niewielka, można stwierdzić że zarówno miary, jak i zastosowana metoda demodulacji obwiedni cechują się wysoką rozdzielczością. Prównując wartości

miar wyznaczone przy zaburzeniu obciążeniem indukcyjnym i bez zaburzenia można stwierdzić, że miary są zdolne do wykrycia zaburzenia obciążeniem jeszcze dwukrotnie mniejszym, lub przy dwukrotnie niższej rezystancji pętli zwarcia.

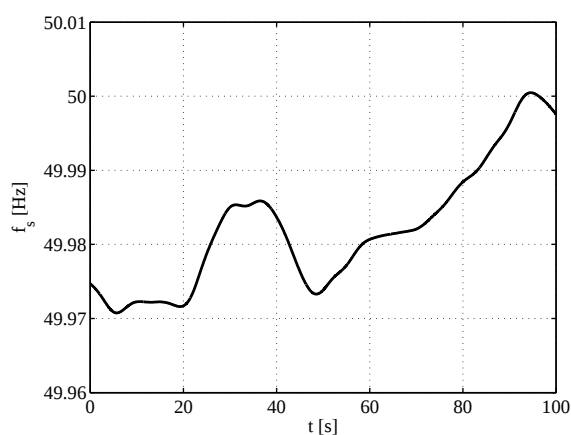
- Zachowanie miar wrażliwych wyłącznie na zmienność fazy (M_{5p} oraz M_{6p}) potwierdza występowanie zaburzeń fazy wywoływanych przez zmienność obciążenia. Szczególnie warto zwrócić uwagę na miarę M_{5p} , osiągającą w obecności obciążenia indukcyjnego wartości dziewięciokrotnie większe niż przy zaburzeniach naturalnych.
- Porównanie wartości miar wyznaczonych dla różnych konfiguracji obciążenia sugeruje addytywność miar. Potwierdzenie tego nie jest jednak możliwe bez dalszych eksperymentów, przeprowadzonych dla większej ilości obciążeń przełączanych niezależnie.
- Wartości miar wyznaczonych przy obciążeniu indukcyjnym zależą od częstotliwości przełączania obciążenia. O ile jest to zachowanie oczekiwane w przypadku miary M_1 , to dla pozostałych miar wynika z właściwości sygnału wejściowego. Autor uważa, że przyczyną różnic w wartościach miar jest wystąpienie w sygnale przepięć, spowodowanych przełączaniem elementu indukcyjnego. Przepięcia te zaobserwowano na oscylogramie sygnału na wyjściu separatora. Na poprawność takiego wyjaśnienia wskazuje brak zależności od częstotliwości miar wyznaczonych przy przełączaniu obciążenia czysto rezystancyjnego.

Dla podkreślenia zdolności rozdzielczych zaproponowanych miar i metody demodulacji obwiedni na rysunku 4.29 zestawiono wyznaczone obwiednie zespolone napięcia. Przed-



Rysunek 4.29: Fragmenty obwiedni zespolonych wyznaczonych z użyciem zaproponowanej metody demodulacji dla sygnału napięcia zaburzonego przełączaniem obciążenia.

stawione obwiednie są zarejestrowane przy braku obciążenia, dla obciążenia indukcyjnego oraz dla obciążenia rezystancyjnego. Wszystkie obwiednie są unormowane do średniej amplitudy. Można zauważyć, że o ile łatwo zaobserwować wahania obwiedni spowodowane przełączaniem obciążenia rezystancyjnego dużej mocy, to zaburzenia wywołane przez niewielkie obciążenie indukcyjne trudno odróżnić od naturalnych zaburzeń napięcia. Tak niewielkie zaburzenia są jednak łatwo wykrywalne z wykorzystaniem zaproponowanych miar. Warto też zwrócić uwagę na rozdzielczość samej metody demodulacji - obserwowane wahania amplitudy są na poziomie 0,2%, a fazy na poziomie tysięcznych części stopnia. Innego rodzaju zastosowaniem zaprezentowanej metody demodulacji może być obserwacja zmian częstotliwości systemu elektroenergetycznego. Dla zilustrowania takiego zastosowania na rysunku 4.30 przedstawiono wartości częstotliwości wyznaczone za okres 100 sekund. Można zauważyć wolnozmiennne wahanie (kilka setnych Hz na minutę), spowodo-

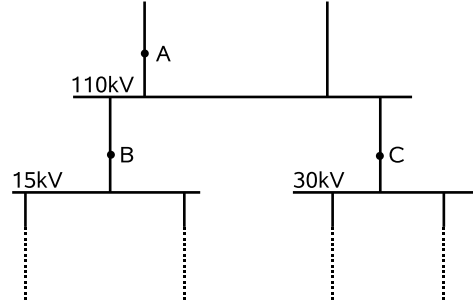


Rysunek 4.30: Wartości częstotliwości systemu wyznaczone z użyciem zaproponowanej metody za okres 100 sekund.

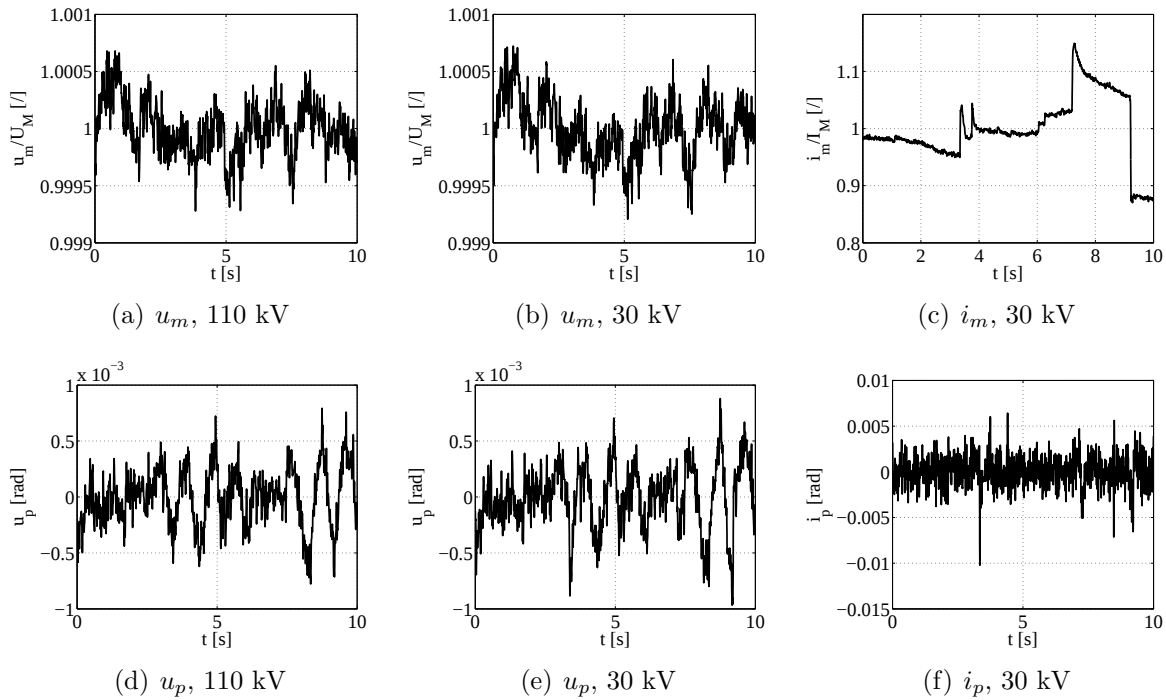
wane najprawdopodobniej działaniem węzłów wytwórczych systemu. Dokonanie rejestracji takiego sygnału w dłuższym okresie czasu, podczas procesu łączeniowego lub w stanie awaryjnym może dostarczyć cennych informacji dotyczących działania systemu elektroenergetycznego [62]. Dokładnie wyznaczona wartość częstotliwości systemu jest też wykorzystywana w algorytmach próbkowania lub repróbkowania synchronicznego [16].

4.3.3 Analiza sygnałów zarejestrowanych w rozdzielni wysokiego napięcia

Poza badaniami eksperymentalnymi, przeprowadzono analizę sygnałów zarejestrowanych w rozdzielni wysokiego napięcia. Ma ona na celu wykazać zdolność algorytmów do analizy takich sygnałów. Ze względu na ograniczony dostęp do rozdzielni analizę przeprowadzono off-line, korzystając z zarejestrowanych uprzednio sygnałów. Uproszczony schemat rozdzielni w której dokonano rejestracji przedstawia rysunek 4.31. Rejestracji napięć dokonano na szynie 110 kV (punkt A) oraz na szynie 30 kV (punkt C). Dodatkowo zarejestrowano prąd w punkcie C. Dla dziesięciosiekundowego fragmentu zarejestrowanych sygnałów wyznaczono obwiednie zespolone. Ponieważ zarejestrowane zostały prąd i dwa napięcia o różnych wartościach znamionowych, dokonano normowania obwiedni zespolonych do średniej amplitudy. Sygnały obwiedni zestawiono na rysunku 4.32. Widoczne jest



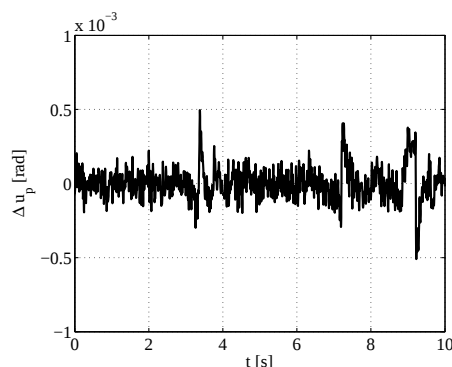
Rysunek 4.31: Uproszczony schemat rozdzielni wysokiego napięcia, w której zarejestrowano analizowane sygnały. Literami zaznaczono punkty pomiarowe



Rysunek 4.32: Zestawienie składowych obwiedni zespolonych napięć i prądu zarejestrowanych w rozdzielni 110 kV.

duże podobieństwo obwiedni zespolonych napięć. Świadczy to, że źródła ich zmienności znajdują się po stronie źródła. Interesujące jest zestawienie obwiedni napięć z obwiednią prądu dla momentu przełączenia obciążenia (duży spadek amplitudy prądu) po 9 sekundzie sygnału. W sygnale amplitudy napięcia 30 kV widoczny jest skok o około 0,03%, jednak w amplitudzie napięcia 110 kV nie widać odpowiadającej mu zmiany. W połączeniu z obwiednią prądu pozwala to wywnioskować, że zaburzenia z szyny 30 kV przenoszą się na stronę 110 kV tylko w nieznacznym stopniu; nie oznacza to jednak, że nie przenoszą się wcale. Zestawienie amplitudy prądu z jego fazą pokazuje, że w chwilach przełączania obciążenia występują zarówno zmiany amplitudy, jak i fazy prądu. Trudniej jest zauważyć wpływ przełączania obciążenia na zmiany fazy napięcia zasilającego. Wahania fazy napięcia szyny 30 kV uwidaczniają się dopiero po zestawieniu tego sygnału zarówno z fazą prądu, jak i fazą napięcia 110 kV. Można je dostrzec po odjęciu od siebie sygnałów fazy

napięć 110 i 30 kV. Uzyskany w ten sposób sygnał przedstawia rysunek 4.33. W sygnale



Rysunek 4.33: Różnica faz chwilowych zarejestrowanych napięć 110 i 30 kV

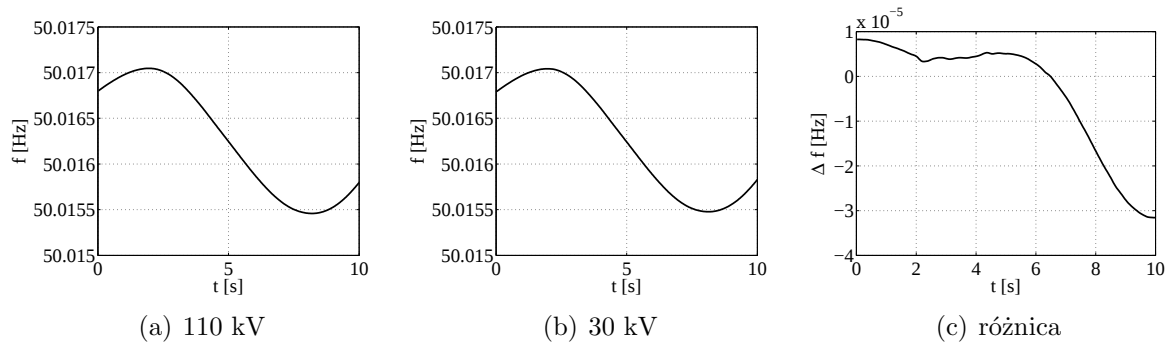
różnicy faz wyraźnie widoczne są impulsy w momentach przełączania obciążenia (zmiany prądu szyny 30 kV). Ich obserwacja stała się możliwa dzięki usunięciu składowej sygnału fazy pochodzącej od strony źródła. Warto zauważyć, że skoro obserwowane w obu napięciach wahanie fazy zniknęło w efekcie odjęcia, było ono skorelowane. Interesująca jest także wysoka rozdzielczość metody: wykryto wahania fazy na poziomie $5 \cdot 10^{-4}$ radiana. Dla przedstawionych sygnałów obwiedni zespolonych napięć wyznaczono wartości miar M_1 – M_6 . Zostały one przedstawione w tabeli 4.11. Można zauważyć, że dla każdego przy-

szyna	M_1	M_2	M_3	M_4	M_{5a}	M_{5p}	M_{6a}	M_{6p}
110 kV	0,0151	0,00034	0,00083	0,0008	0,00072	0,0008	0,00072	0,0008
30 kV	0,0154	0,00038	0,00099	0,00095	0,00079	0,00096	0,00079	0,00096

Tabela 4.11: Wartości miar M_1 – M_6 sygnałów zarejestrowanych w rozdzielni wysokich napięć.

padku wartości miar napięcia 110 kV są niższe od wartości miar napięcia 30 kV. Pozwala to wnioskować o nieznacznie większych zaburzeniach niższego napięcia, co jest zgodne z oczekiwaniami, gdyż szyny znajdujące się „bliżej” obciążeń wykazują zazwyczaj wyższe wahanie napięcia ze względu na wyższą impedancję elementów systemu pomiędzy nimi a generatorem.

Oprócz sygnałów obwiedni, opisany algorytm może posłużyć jako źródło sygnału częstotliwości systemu. Aby pokazać jego działanie w ten sposób na sygnałach rzeczywistych, wyznaczono wartości częstotliwości dla tych samych fragmentów sygnałów, których obwiednie i miary przedstawiono powyżej. Wyznaczono tylko częstotliwości napięć oraz różnice między nimi. Wyznaczenie różnic miało na celu eksperymentalne sprawdzenie błędów algorytmu. W idealnym przypadku częstotliwości systemu wyznaczona w dowolnych dwóch punktach powinny być identyczne. Zatem jakiegokolwiek różnice pomiędzy nimi niosą informację o błędach zastosowanej metody pomiaru. Przebiegi częstotliwości i ich różnice przedstawia rysunek 4.34. Można zauważyć, że różnice pomiędzy wyznaczonymi częstotliwościami nie przekraczają $3 \cdot 10^{-5}$ Hz. Przy tym zmiany częstotliwości w 10-sekundowym okresie obserwacji są na poziomie 0,0015 Hz. Oznacza to, że zaproponowany algorytm pozwala wyznaczać częstotliwość z dużą dokładnością. Dzięki temu umożliwia on śledzenie wolnozmiennnej częstotliwości o małym zakresie zmian w sposób wiarygodny.



Rysunek 4.34: Zestawienie częstotliwości systemu wyznaczonych na podstawie sygnałów napięć zarejestrowanych w rozdzielni.

4.4 Porównanie z innymi algorytmami

Przedstawiony algorytm wykorzystuje transformację Hilberta do wyznaczenia składowych ortogonalnych sygnału sieci elektroenergetycznej. Składowe te są następnie wykorzystywane do estymacji obwiedni zespolonej, która jest sygnałem wejściowym dla miar zmienności sygnału. Algorytm można zatem porównać z dwoma rodzajami algorytmów pomiarowych: algorytmami estymacji składowych ortogonalnych oraz algorytmami analizy zmienności napięcia, w szczególności wykorzystującymi transformację Hilberta.

4.4.1 Algorytmy estymacji składowych ortogonalnych

Jak wspomniano w rozdziale 2.4, algorytmy estymacji składowych ortogonalnych są wykorzystywane przede wszystkim w automatyce zabezpieczeniowej. Wymusza to dużą szybkość działania tych algorytmów, uzyskaną kosztem dużej niepewności pomiaru w paśmie innym niż wąskie otoczenie podstawowej harmonicznej. Algorytmy takie nie nadają się do demodulacji sygnałów z zaburzeniami niskoczęstotliwościowymi, gdyż prążki widma pochodzące od tych zaburzeń są przez nie silnie tłumione. W odróżnieniu od nich, zaprezentowany algorytm został zbudowany z myślą o analizie zaburzeń niskoczęstotliwościowych. Ma on wzmocnienie bliskie 1 w całym przyjętym paśmie zaburzeń, 15-85 Hz. Mała niepewność algorytmu i szerokie w porównaniu ze wspomnianymi wcześniej algorytmami pasmo zostały okupione opóźnieniem grupowym, wynoszącym 10 okresów dla opisanego algorytmu w porównaniu z 0,5-2 okresami dla algorytmów używanych w automatyce zabezpieczeniowej [46, 52].

4.4.2 Analiza zaburzeń niskoczęstotliwościowych

Najpopularniejszym narzędziem detekcji obwiedni w analizie zaburzeń niskoczęstotliwościowych jest obwód wejściowy miernika uciążliwości migotania światła [72]. Demodulacja amplitudy jest w nim wykonywana przez podnoszenie do kwadratu; sygnał jest następnie filtrowany zespołem filtrów modelującym odpowiedź lampy żarowej oraz układu oko-mózg. Obwód wejściowy miernika uciążliwości migotania został zaprojektowany wyłącznie z myślą o wykorzystaniu w tym mierniku. Z tego powodu jego użyteczność do innych zastosowań jest mocno ograniczona. Dodatkowo, obwód ten zaprojektowano jako analogowy, przez co implementacja w układach cyfrowych nie zawsze jest udana

[42]. Zaproponowany algorytm jest pozbawiony niedoskonałości demodulatora obwiedni zastosowanego w mierniku uciążliwości migotania. Zastosowana metoda demodulacji jest dokładniejsza, a zaprojektowanie algorytmu od podstaw jako cyfrowego pozwoliło uzyskać powtarzalność realizacji.

W literaturze proponowane są inne metody demodulacji obwiedni do potrzeb analizy zaburzeń niskoczęstotliwościowych, mające zastąpić demodulator zastosowany w mierniku uciążliwości migotania. Wśród nich na szczególną uwagę ze względu na podobieństwo do przedstawionego algorytmu zasługują metody oparte na transformacji Hilberta. Są one wykorzystywane jako źródło sygnału fazy chwilowej, i często współpracują z innymi algorytmami, np. opartymi o przekształcenie falkowe [59] lub modelowanie parametryczne [25]. Wyjściowy sygnał obwiedni ze wszystkich wspomnianych algorytmów demodulacji obwiedni jest wykorzystywany do estymacji współczynnika uciążliwości migotania P_{st} . Żaden z zaprezentowanych algorytmów nie jest używany przy wyznaczaniu miar innego rodzaju. Żaden również nie dostarcza sygnału fazy chwilowej, uniemożliwiając analizę wahania fazy sygnału. Te dwie cechy w istotny sposób odróżniają je od algorytmu przedstawionego w tym rozdziale. Przedstawiony algorytm dostarcza zarówno sygnały fazy uogólnionej, fazy chwilowej i częstotliwości systemu. Poszerza to jego możliwości ponad te oferowane przez algorytmy proponowane tylko do analizy zaburzeń niskoczęstotliwościowych.

Podsumowaniem porównania proponowanego algorytmu ze spotykanymi w literaturze grupami algorytmów detekcji obwiedni jest tabela 4.12. Porównuje ona między sobą najbardziej istotne właściwości poszczególnych rodzajów algorytmów. Jej ogólnikowy charakter wynika z dużej liczby algorytmów detekcji obwiedni spotykanych w literaturze. Zamiast wyszczególniać właściwości każdego algorytmu z osobna, zdecydowano się na łatwiejszy do ogarnięcia podział na grupy według zastosowań. Pierwsza grupa obejmuje szybkie algorytmy stosowane w automatyce zabezpieczeniowej, druga to różne implementacje miernika uciążliwości migotania światła. Porównywane są wyłącznie algorytmy demodulacji obwiedni; nie uwzględniono układu analizy statystycznej miernika uciążliwości migotania.

rodzaj algorytmu	opóźnienia	niepewność detekcji obwiedni	detekcja fazy
<i>alg. automatyki zabezpieczeniowej</i>	małe	znaczna, obniżenie wymaga spełnienia trudnych założeń (np. sygnał czysto sinusoidalny)	tak
<i>miernik uciążliwości migotania</i>	duże	niewielka, pasmo zmodyfikowane przez filtry modelujące układ lampa – oko – mózg	nie, ale przyrząd wrażliwy na zmiany fazy [13]
<i>zaproponowany algorytm</i>	duże	niewielka, brak modelu obciążenia	tak

Tabela 4.12: Zestawienie właściwości algorytmów detekcji obwiedni zespolonej stosowanych w analizie sygnałów sieci elektroenergetycznej

4.5 Podsumowanie

W poprzednim rozdziale zaprezentowano szereg miar zmienności obwiedni zespolonej sygnałów sieci elektroenergetycznej. Miary te są przeznaczone do współpracy z algorytmem detekcji obwiedni. Algorytm taki zaprezentowano w niniejszym rozdziale. Jest

on oparty na transformacji Hilberta, przedstawionej w podrozdziale 4.1 i zaimplementowanej w dziedzinie czasu z wykorzystaniem filtra o skończonej odpowiedzi impulsowej. Transformacja Hilberta jest wykorzystywana do budowy sygnału analitycznego, z którego następnie pozyskiwana jest informacja o sygnale obwiedni zespolonej, tj. amplitudy i fazy chwilowej. Aby zapewnić poprawne wyznaczenie sygnału analitycznego, zastosowano zespół filtrów wejściowych, przedstawiony w rozdziale 4.2.2. Filtry te zostały zaprojektowane specjalnie pod kątem analizy sygnałów sieci elektroenergetycznej. Moduł pozyskanego sygnału analitycznego jest sygnałem amplitudy chwilowej, czyli jedną ze składowych obwiedni zespolonej. Argument sygnału analitycznego to sygnał tzw. fazy uogólnionej. Sygnał ten wymaga różniczkowania i filtracji pasmowoprzepustowej w celu pozyskania sygnału amplitudy chwilowej. Proponowane rozwiązanie przedstawiono w podrozdziale 4.2.4. Dodatkowym otrzymywanym sygnałem może być sygnał częstotliwości systemu, uzyskiwany przez filtrację dolnoprzepustową pochodnej fazy uogólnionej. Nowatorskim, zaprezentowanym w podrozdziale 4.2.4 rozwiązaniem jest zastosowanie okna hiperbolicznego do filtracji sygnału częstotliwości sygnału. Algorytm został przebadany modelowo, w celu określenia jego właściwości metrologicznych. Metodologię i wyniki badania przedstawiono w podrozdziale 4.2.5. W podrozdziale 4.3 wykazano zdolność algorytmu do pracy w czasie rzeczywistym, dokonując jego implementacji w dwóch różnych platformach sprzętowych. Zaprezentowany algorytm zestawiono z innymi algorytmami, przeznaczonymi do detekcji obwiedni oraz analizy zaburzeń niskoczęstotliwościowych.

Omówiony algorytm stanowi dobre źródło sygnału obwiedni dla miar opisanych w poprzednim rozdziale. Jej wadą są duże opóźnienia, uniemożliwiające zastosowanie w automatyce zabezpieczeniowej. Zdaniem autora, algorytm ma szeroki zakres zastosowań w analizie stanu systemu elektroenergetycznego. Oprócz wyznaczania miar zmienności napięcia, szczególnie interesującym zastosowaniem jest estymacja impedancji zastępczych obciążenia i systemu.

Rozdział 5

Estymacja impedancji zastępczych systemu

Przykładem innego niż analiza wahania zastosowania dla przedstawionego w poprzednim rozdziale algorytmu jest estymacja impedancji zastępczych modelu Thevenina. Znajomość wartości impedancji zastępczych oraz ich zmienności jest istotna z punktu widzenia analizy stanu systemu elektroenergetycznego. Wartość impedancji zastępczej obciążenia reprezentuje wszystkie aktualnie dołączone za punktem pomiaru odbiorniki. Analiza jej zmienności może okazać się pomocna przy detekcji źródeł zaburzeń niskoczęstotliwościowych, pogarszających jakość zasilania. Wartość impedancji źródła odpowiada impedancji systemu widzianej z punktu pomiaru. Jej znajomość pomaga ocenić wrażliwość systemu na zmienność obciążenia podłączonego w tym punkcie.

5.1 Modele oparte na impedancji

Impedancję w teorii obwodów elektrycznych definiuje się jako iloraz reprezentacji zespolonej napięcia i prądu związanych z wybranym elementem lub fragmentem obwodu:

$$\bar{Z} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\bar{U}}{\bar{I}} = \frac{U_m e^{jU_p}}{I_m e^{jI_p}} \quad (5.1)$$

W pierwszym przypadku mówi się o impedancji elementu, a w drugim o impedancji zastępczej. Impedancja jest zdefiniowana tylko dla obwodów liniowych stacjonarnych, zasilanych napięciem sinusoidalnie zmiennym; nie używa jej się do opisywania źródeł energii. Pomimo ograniczeń, opis impedancyjny jest często stosowany w modelowaniu i analizie układów elektrycznych. Powodem jest prostota jego stosowania, oraz powszechna znajomość tej formy opisu obwodów wśród inżynierów.

Znaczna część spotykanych w praktyce obwodów elektrycznych jest w pewnym stopniu nieliniowa. Struktura i parametry systemu elektroenergetycznego jako całości oraz jego poszczególnych obszarów zmieniają się w czasie ze względu na dołączanie i odłączanie odbiorników oraz zmiany konfiguracji połączeń. Dodatkowo, jak wspomniano w rozdziale 2, napięcie spotykane w systemie elektroenergetycznym jest co prawda przemienne, lecz nigdy nie jest idealnie sinusoidalne. Oznacza to, że nie da się zdefiniować impedancji dla elementów systemu elektroenergetycznego bez poczynienia pewnych założeń. Są to założenia dotyczące:

- liniowości elementów obwodu,
- monoharmoniczności napięcia zasilania,
- lokalnej stacjonarności (w wąskim sensie).

Wymienione założenia zostaną omówione poniżej.

Liniowość elementów obwodu W systemie elektroenergetycznym znajduje się wiele elementów mających nieliniowy charakter w normalnych warunkach pracy; w szczególnych warunkach (np. przekroczenie parametrów znamionowych) nieliniowy może być praktycznie każdy element systemu. Przykładem mogą być transformatory, w których przy znamionowych parametrach pracy występuje niewielka nieliniowość wynikająca z charakterystyki magnesowania rdzenia. W razie przekroczenia parametrów pracy rdzeń nasycy się, a ilość generowanych harmoniczných znacznie wzrasta. Innymi silnie nieliniowymi elementami systemu elektroenergetycznego są wszelkiego rodzaju półprzewodnikowe przekształtniki energii. Występowanie wyższych harmoniczných napięcia i prądu jest w systemie elektroenergetycznym niepożądane. Z tego względu dąży się do minimalizacji nieliniowego charakteru elementów systemu lub jego obszarów na etapie projektowania. Nieliniowe elementy systemu przesyłowego dobiera się tak, aby ich nieliniowość mieściła się w założonych granicach przy parametrach znamionowych. Nieliniowość odbiorników kompensuje się przez stosowanie odpowiednich połączeń oraz kompensatorów harmoniczných. Pomimo to, należy zachować ostrożność przy definiowaniu impedancji fragmentu obwodu. Najczęściej stosowanym rozwiązaniem jest linearyzacja obwodu w punkcie pracy. Polega ona na przyjęciu założenia o niewielkich zmianach parametrów pracy badanego fragmentu obwodu w okresie pojedynczego badania. Założenie to umożliwia przybliżenie nieliniowej charakterystyki obwodu charakterystyką liniową przy zachowaniu niewielkich błędów przybliżenia. Przy identyfikacji modelu opartego na impedancji zwykle można spełnić to założenie odpowiednio dobierając punkt pomiaru, jednakże zbyt małe zmiany mierzonych wielkości mogą spowodować dużą niepewność wyznaczonych parametrów modelu. Należy zatem znaleźć kompromis pomiędzy niepewnością wprowadzaną przez nieliniowość obwodu a niepewnością wprowadzaną przez mały zakres wartości wielkości mierzonych. Jeżeli nie da się spełnić założenia o niewielkich zmianach parametrów, można dobrać taki punkt pomiaru, w którym oczekuje się niewielkiej nieliniowości obwodu. Dużą zaletą takiego rozwiązania jest możliwość dopuszczenia dużych zmian parametrów. Jego wada to konieczność znajomości struktury systemu i parametrów jego elementów, a także fakt, że wybrany punkt pomiaru może okazać się niedostępny.

Monoharmoniczność napięcia zasilającego Napięcie w systemie elektroenergetycznym nigdy nie jest czysto sinusoidalne. Ze względu na założenie o sinusoidalnym zasilaniu takiego obwodu dla opisu impedancyjnego, zastosowanie sygnałów zebranych w systemie wymaga zawężenia pasma napięcia lub rozszerzenia definicji impedancji. Rozszerzenie definicji polega na wprowadzeniu pojęcia impedancji harmonicznej, będącej w istocie funkcją impedancji badanego obwodu od częstotliwości zasilającego go napięcia sinusoidalnego. W niniejszym opracowaniu zdecydowano się na zawężenie pasma badanych sygnałów. Takie rozwiązanie sprzyja wąskopasmowemu charakterowi algorytmu detekcji obwiedni zespolonej. Algorytm ten zaprojektowano do badania wyłącznie otoczenia podstawowej harmonicznej, choć czym możliwa jest jego modyfikacja w celu analizy którejs z wyższych harmoniczných.

Z tego względu przez pojęcie impedancji będzie w dalszej części opracowania rozumiana impedancja wyznaczona dla podstawowej harmonicznej.

Lokalna stacjonarność Impedancja jest zdefiniowana tylko dla obwodów o stałych parametrach, jednakże w przypadku ich zmienności można spróbować wyznaczyć średnią impedancję za wybrany okres czasu. Warunkiem musi być istnienie średniej, czyli stacjonarność lokalna sygnału w wąskim sensie. Aby móc zastosować model oparty o impedancje, należy tak dobrać parametry eksperymentu identyfikacyjnego, w szczególności długość okna czasowego, aby można było poczynić założenie o lokalnej stacjonarności systemu. Należy też zwrócić uwagę na uśredniające właściwości algorytmu detekcji obwiedni zespolonej. Wyznaczona obwiednia zajmuje pasmo do 35 Hz, co oznacza, że efekty ewentualnych zmian zachodzących szybciej zostaną uśrednione. Częstotliwość 35 Hz ustala dolną granicę możliwego do przyjęcia okresu stacjonarności impedancji obciążenia na 0,0286 sekundy, czyli nieco poniżej 1,5 okresu podstawowej harmonicznej. W przypadku potrzeby założenia większego okresu stacjonarności należy zmodyfikować algorytm demodulacji dla zawężenia pasma lub dokonać filtracji wyznaczonego sygnału obwiedni. Podany czas dotyczy tylko impedancji obciążenia, możliwej do wyznaczenia z pojedynczych próbek obwiedni zespolonej napięcia i prądu. W przypadku parametrów wymagających większej ilości próbek, jak na przykład impedancji źródła, czas ten należy odpowiednio wydłużyć. Za górną granicę założonego okresu stacjonarności można uznać okres 0,67 sekundy, odpowiadający dolnej częstotliwości granicznej toru estymacji fazy chwilowej wynoszącej 1,5 Hz (charakterystyka z rysunku 4.17 na stronie 75). Składowe sygnału fazy chwilowej poniżej tej częstotliwości zostają wytłumione, co powoduje błędy estymacji w przypadkach wykorzystujących ten sygnał. Jeżeli sygnał fazy chwilowej nie jest istotny a założony okres stacjonarności zbyt krótki, można wydłużyć go do 4 sekund. Czas ten odpowiada początkowi pasma zaporowego toru estymacji częstotliwości systemu (charakterystyka z rysunku 4.18 na stronie 75).

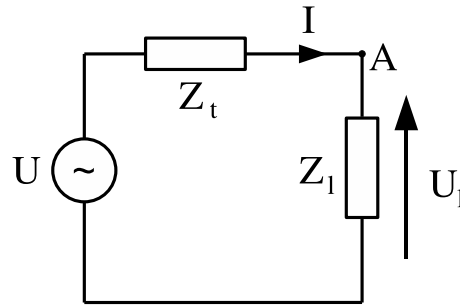
Należy mieć świadomość ograniczeń wynikających z zastosowania impedancji do opisu obwodu o zmiennych parametrach. Ponieważ impedancja jest zdefiniowana jako wartość stała, kolejnych jej wartości nie powinno się traktować jak przebiegu czasowego, lecz jako szereg stałych wartości wyznaczanych w kolejnych iteracjach algorytmu dla wybranego okresu uśrednienia. Możliwe jest przypisanie wyznaczonym impedancjom przedziałów czasowych, jednakże nie można przypisać im chwil ani dokonywać operacji różniczkowania.

5.2 Model Thevenina

Jednym z najprostszych opartych na impedancji modeli obwodów elektrycznych jest model Thevenina. Składa się on z pojedynczego źródła napięcia oraz dwóch połączonych z nim szeregowo impedancji. Schemat modelu Thevenina przedstawia rysunek 5.1. Model jest opisany równaniem:

$$\overline{U}_l = \overline{U} - \overline{Z}_t \overline{I}_l \quad (5.2)$$

stanowiącym jednocześnie równanie charakterystyki. Dla zespolonych parametrów modelu zależność ta opisuje powierzchnię w przestrzeni $\mathbb{Z}^2$. Impedancja obciążenia $\overline{Z}_l$ reprezentuje wszystkie odbiorniki podłączone za punktem pomiaru oznaczonym A . Jest ona zdefiniowana jako iloraz zespolonych reprezentacji symbolicznych prądu płynącego przez ten punkt oraz napięcia w tym punkcie, według równania 5.1. Impedancja źródła $\overline{Z}_t$ reprezentuje



Rysunek 5.1: Schemat modelu Thevenina

obwód zasilający odbiorniki reprezentowane przez Z_l . Należy zaznaczyć, że w skład tego obwodu wchodzi nie tylko elementy sieci przesyłowych i rozdzielczych oraz generatory, ale również połączone równolegle wszystkie odbiorniki znajdujące się po tej stronie punktu pomiaru. Jest ona teoretycznie zdefiniowana jako iloraz różnicy pomiędzy reprezentacjami zespolonymi napięcia zasilającego i napięcia obciążenia przez reprezentację zespoloną prądu obciążenia:

$$\overline{Z}_t \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\overline{U} - \overline{U}_t}{\overline{I}_l} \quad (5.3)$$

Definicja taka może być zrealizowana bezpośrednio tylko przez rozłączenie obwodu w punkcie A. W przypadku systemów elektroenergetycznych rozłączenie obwodu jest operacją złożoną zarówno ze względów technicznych, jak i administracyjnych. Dodatkowo nie może być dokonywane zbyt często, ze względu na ograniczoną żywotność kosztownych wyłączników. Z tego powodu należy dążyć do prowadzenia pomiarów bez modyfikowania obwodu. W takim przypadku definicja powyższa nie może być zrealizowana w celu pomiaru $\overline{Z}_t$, ponieważ źródło napięcia U nie jest mierzalne bez rozłączania obwodu. Takie określenie źródła napięcia $\overline{U}$ wymaga starannego doboru miejsca pomiaru; w szczególności należy unikać punktów zasilanych dwustronnie. Model Thevenina może być wykorzystany do analizy reakcji systemu obwodu zasilania na zmiany obciążenia.

5.2.1 Identyfikacja modelu Thevenina

Identyfikacja modelu Thevenina polega na wyznaczeniu wartości impedancji $\overline{Z}_l$ i $\overline{Z}_t$ na podstawie zmierzonych w punkcie A wartości napięcia i prądu obciążenia. Zazwyczaj jest ona dokonywana podczas pracy obwodu. Najprostszym sposobem dokonania pomiaru impedancji $\overline{Z}_l$ jest bezpośrednia realizacja definicji impedancji z równania 5.1, przy czym napięcie i prąd przedstawione w równaniu są wartościami zespolonymi. W celu realizacji definicji należy zatem wyznaczyć wartości obwiedni zespolonej napięcia i prądu. Wyznaczone próbki obwiedni można potraktować jako wartości reprezentacji zespolonych i policzyć ich iloraz. Wyznaczony iloraz uznaje się za estymatę impedancji zastępczej obciążenia. Można też zastosować bardziej złożone metody analizy, np. oparte na widmowych gęstościach mocy (wyznaczenie zastępczej impedancji widmowej obciążenia) [16]. Napięcie jest mierzone zazwyczaj względem punktu neutralnego obwodu, można jednak dokonać pomiaru napięcia fazowego lub prowadzić analizę we współrzędnych pq . Prowadzone w dalszej części opracowania eksperymenty wykonywano albo dla obwodów jednofazowych, albo dla pojedynczej fazy obwodu trójfazowego. W drugim przypadku niezależnie od war-

tości mierzonej napięcie przeliczano zawsze na napięcie względem punktu neutralnego. Napięcie $\bar{U}$ jest niemierzalne bez rozłączania obwodu, przez co nie da się obliczyć różnicy pomiędzy $\bar{U}$ a $\bar{U}_l$, a tym samym nie da się zmierzyć impedancji $\bar{Z}_t$ bezpośrednio przez realizację jej definicji. Z tego względu impedancję $\bar{Z}_t$ wyznacza się na podstawie spowodowanej przez nią zmienności napięcia pod wpływem zmian pobieranego przez obciążenie prądu.

Wyznaczenie Z_t metodą techniczną

Najprostszą metodą wyznaczenia $\bar{Z}_t$ jest metoda techniczna pomiaru impedancji wewnętrznej źródła. Polega ona na dwukrotnym pomiarze napięcia $\bar{U}_l$ dla różnych wartości prądu. Impedancja jest wyznaczana z różnicy pomiędzy wartościami napięcia:

$$\bar{Z}_t = \frac{\bar{U}_{l1} - \bar{U}_{l2}}{\bar{I}_{l2} - \bar{I}_{l1}} \quad (5.4)$$

$$\text{gdzie } \bar{I}_{l2} \neq \bar{I}_{l1} \quad (5.5)$$

Równanie 5.4 wynika z charakterystyki 5.2. Aby z jego użyciem wyznaczyć impedancję $\bar{Z}_t$, należy wyznaczyć próbki obwiedni napięcia i prądu obwodu w dwóch stanach, przy założeniu że $\bar{Z}_t$ w obu stanach jest jednakowa. Niepewność wyznaczenia impedancji $\bar{Z}_t$ za pomocą równania 5.4 maleje ze wzrostem różnicy pomiędzy prądem $\bar{I}_{l1}$ a $\bar{I}_{l2}$. Ze względu na to, że różnica pomiędzy $\bar{U}_{l1}$ a $\bar{U}_{l2}$ jest zazwyczaj niewielka, metoda jest wrażliwa na błąd pomiaru i wyznaczenia obwiedni napięcia obciążenia.

Zastosowanie metody najmniejszych kwadratów

Parametry równania 5.2 można wyznaczyć na podstawie zbioru punktów obwiedni zespolonych $\bar{U}_l$ oraz $\bar{I}_l$, wykorzystując wybraną metodę regresji. Metody takie polegają na minimalizacji normy odległości wektora wartości wyznaczonych z równania od wektora wartości zmierzonych. Najpopularniejszą normą jest odległość euklidesowa; w takim przypadku minimalizacji podlega suma kwadratów różnic pomiędzy wartościami zmierzonymi a wyznaczonymi z modelu. W przypadku liczb zespolonych minimalizowane są kwadraty modułów różnic. Metoda regresji ma właściwości uśredniające, co oznacza że wyznaczona zostanie wartość średnia $\bar{Z}_t$ za okres badania. Dzięki temu zmienność $\bar{Z}_t$ nie wpływa w znaczący sposób na wyniki, o ile spełnione zostanie założenie o stacjonarności lokalnej w wąskim sensie. Jednocześnie metoda może okazać się wrażliwa na błędy wyznaczenia obwiedni napięcia U_l .

Eksperyment czynny i bierny

Niezależnie od wybranej metody identyfikacji modelu Thevenina, konieczne jest wyznaczenie zbioru różnych wartości obwiedni napięcia i prądu obciążenia. Oznacza to, że konieczne jest dokonywanie zmian prądu pomiędzy rejestracjami. Zmian tych można dokonywać w sposób zaplanowany, przez dołączanie lub odłączanie dodatkowych obciążeń, lub rejestrować zmiany wynikające z naturalnej zmienności obciążenia. W pierwszym przypadku mamy do czynienia z eksperymentem czynnym, w drugim z eksperymentem biernym. W przypadku eksperymentu czynnego prowadzący doświadczenie decyduje o chwili załączenia i wartości wymuszenia. W eksperymentcie biernym rola eksperymentatora

sprowadza się do wyboru (ręcznego lub automatycznego) okresu, w których obwiednie przyjęły wartości najbardziej odpowiednie dla wyznaczenia $\overline{Z}_t$ z małą niepewnością. W eksperymencie czynnym zmiana stanu wymuszana jest przez dostarczenie lub pobranie z systemu energii przez urządzenie o znanych parametrach. Teoretycznie pozwala to zawsze uzyskać zmiany prądu i napięcia gwarantujące dokładne wyznaczenie impedancji $\overline{Z}_t$. Dodatkowo, moment zadziałania obwodu wymuszającego można wybrać w taki sposób, aby eksperyment nie został zaburzony przez znaczne zmiany pracujących w sieci obciążeń. Niestety, ilość energii, którą można rozproszyć lub zmagazynować w urządzeniu wymuszającym zmianę stanu jest na ogół znikoma w porównaniu z energiami transportowanymi w systemie elektroenergetycznym. Wskutek tego zmiana stanu systemu wywoływana w eksperymencie czynnym jest zazwyczaj bardzo mała, co uniemożliwia uzyskanie małej niepewności pomiaru. Pewnego rodzaju połączeniem obu rodzajów eksperymentów jest przeprowadzenie eksperymentu biernego w chwili, gdy eksperymentator spodziewa się odpowiednio dużej zmiany obciążenia. W takim eksperymencie można wykorzystać np. załączenie odbiornika dużej mocy wykonywane regularnie o określonych godzinach, lub proces łączeniowy dokonywany we wcześniej uzgodnionym terminie. Wadą takiego eksperymentu jest jego jednorazowy lub w najlepszym razie sporadyczny charakter; zaletą - możliwość wyznaczenia zastępczej impedancji źródła z dużą dokładnością.

5.3 Wykorzystanie obwiedni zespolonej do identyfikacji modelu Thevenina

Wartości prądów i napięć wykorzystywane do identyfikacji modelu Thevenina są zespolonymi reprezentacjami prądów i napięć w punkcie pomiaru. Aby możliwe było wyznaczenie impedancji $\overline{Z}_l$ i $\overline{Z}_t$, konieczne jest uprzednie dokonanie estymacji wartości zespolonych wartości napięć i prądów. W tym celu można wykorzystać opisany w poprzednim rozdziale algorytm detekcji obwiedni zespolonej. Algorytm operuje na zarejestrowanych wartościach chwilowych $x(n)$, dostarczając wartości chwilowych amplitudy $x_m(m)$, fazy uogólnionej $x_\Psi(m)$, fazy chwilowej $x_p(m)$ oraz częstotliwości systemu $x_f(m)$. W celu wyznaczenia impedancji obciążenia można posłużyć się wartościami amplitudy chwilowej i fazy uogólnionej, bezpośrednio realizując definicję 5.1:

$$\hat{Z}_{lm}(m) = \frac{U_m(\hat{m})}{I_m(\hat{m})} \quad (5.6)$$

$$\hat{Z}_{lp}(m) = \hat{U}_\Psi(m) - \hat{I}_\Psi(m) \quad (5.7)$$

Gdzie $\hat{Z}_{lm}(m)$ jest estymatą modułu, a $\hat{Z}_{lp}(m)$ estymatą fazy impedancji obciążenia wyznaczonej z m -tej próbki estymat obwiedni zespolonych napięcia i prądu. W miejsce sygnałów fazy chwilowej w równaniu 5.7 zastosowano fazy uogólnione U_Ψ oraz I_Ψ . Dzięki temu z sygnału fazy nie jest usunięta dolna część pasma; uniknięto również opóźnienia wprowadzanego przez filtr wykorzystywany do estymacji fazy.

5.3.1 Algorytm estymacji impedancji źródła

Do wyznaczenia impedancji źródła zastosowano metodę najmniejszych kwadratów, przybliżając współczynniki równania 5.2 za okres 0,5 sekundy, czyli 200 próbek obwiedni

zespolonej. Okres taki wybrano jako bliski zaproponowanemu w podrozdziale 5.1 najdłuższemu okresowi stacjonarności lokalnej, wynoszącemu 0,67 s. Jednocześnie całkowita podwielokrotność sekundy upraszcza interpretację wyników. Wyznaczana tą metodą impedancja reprezentuje średnią wartość parametrów źródła za okres badania. Do wstępnych eksperymentów modelowych wybrano funkcję pakietu Matlab, wykorzystującą macierz Vandermonda V :

$$v_{i,j} = U_{li}^{n-j} \quad (5.8)$$

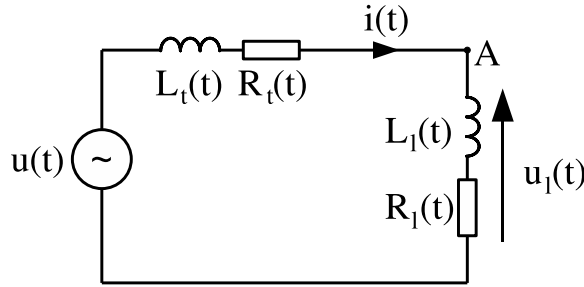
W takim przypadku zagadnienie najmniejszych kwadratów jest zapisane z wykorzystaniem równania:

$$V[Z_t U] \cong I_t \quad (5.9)$$

którego rozwiązanie wymaga odwrócenia macierzy V . Jest to nieefektywne obliczeniowo, a ze względu na zazwyczaj złe uwarunkowanie macierzy Vandermonda [44], mało dokładne nawet przy zastosowaniu reprezentacji zmiennoprzecinkowej podwójnej precyzji. Z tego powodu rozwiązanie takie nadaje się wyłącznie do wstępnego przetestowania i wykazania działania algorytmu. Do implementacji w systemie wbudowanym należy wybrać inną realizację metody najmniejszych kwadratów.

5.3.2 Badania modelowe

Badania modelowe przeprowadzono w celu wykazania poprawności algorytmu. Polegały one na wyznaczeniu wartości impedancji obciążenia i źródła na podstawie sygnałów prądu i napięcia pozyskanych w wyniku symulacji modelu Thevenina w wersji opisanej liniowymi równaniami różniczkowymi. Zastosowano model przedstawiony na rysunku 5.2. Model jest opisany równaniami:



Rysunek 5.2: Schemat modelu Thevenina w wersji opisywanej równaniami różniczkowymi.

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{u(t) - i(t) \left(R_t(t) + \frac{dL_t(t)}{dt} + R_l(t) + \frac{dL_l(t)}{dt} \right)}{L_t(t) + L_l(t)} \quad (5.10)$$

$$u_l(t) = i(t) \left(R_l(t) + \frac{dL_l(t)}{dt} \right) + L_l(t) \frac{di(t)}{dt} \quad (5.11)$$

Dla lepszego przybliżenia kształtu napięcia do spotykanego w systemie elektroenergetycznym, jako napięcie wejściowe $u(t)$ zastosowano sygnał zbudowany przez powielenie pojedynczego okresu napięcia zarejestrowanego w sieci 230 V. Model nie uwzględnia nieliniowości elementów indukcyjnych, jednakże nieliniowość taka spowodowałaby jedynie pojawienie się dodatkowych harmonicznnych w napięciu. Ponieważ zastosowano poliharmoniczny

sygnał $u(t)$, zwiększanie złożoności modelu dla wprowadzenia dodatkowych harmonicznych w celu sprawdzenia działania filtrów wejściowych algorytmu nie ma sensu. Model symulowano numerycznie, wykorzystując metodę całkowania przeznaczoną do całkowania równań słabo określonych. Badania przeprowadzono dla losowych, wąskopasmowych zmian parametrów obciążenia; w części eksperymentów zmieniano również parametry źródła. Zmiany zarówno parametrów obciążenia, jak i źródła miały rozkład normalny i pasmo 1-40 Hz, przy czym odchylenie standardowe zmian parametrów źródła były kilkukrotnie mniejsze niż zmian obciążenia. Losowe zmiany parametrów najlepiej oddają charakter rzeczywistych zmian parametrów systemu elektroenergetycznego.

Jako miarę niepewności wyznaczenia Z_t zastosowano odchylenie standardowe oraz błąd maksymalny, liczony oddzielnie dla amplitudy i fazy. Jako wartość odniesienia traktowano impedancję wynikającą ze średnich wartości elementów modelu użytego przy generacji sygnałów wejściowych. Każdorazowo analizowano 50-sekundowy fragment sygnału, co umożliwiło wyznaczenie 100 estymat $\overline{Z}_t$.

Przeprowadzono szereg eksperymentów mających na celu wyznaczenie zależności niepewności estymacji składowych rezystancyjnej i reaktancyjnej $\overline{Z}_t$ od zmienności parametrów obciążenia i źródła. Każdorazowo przy liczeniu estymaty impedancji źródła wyznaczano miary $M_1 - M_3$, M_5 i M_6 (rozdział 3) dla obwiedni napięcia i prądu. Miało to na celu stwierdzenie możliwości wykorzystania zaprezentowanych miar przy szacowaniu niepewności estymacji Z_t , a tym samym wyborze fragmentów sygnału do analizy. Dodatkowo oszacowano wpływ niepewności pomiaru napięć i prądów wejściowych na niepewność estymacji składowych Z_t . Dokonano tego przez wielokrotną analizę tych samych sygnałów wejściowych, z dodanymi zakłóceniami losowymi o rozkładzie normalnym i zmienianym odchyleniu standardowym.

5.3.3 Wyniki badań modelowych

Dla wszystkich eksperymentów przyjęto takie same parametry modelu generującego sygnały wejściowe:

- $U = 15000\sqrt{2}V$
- $R_t = 0,2\Omega$
- $L_t = \frac{0,02}{2\pi 50}H$
- $R_l = 50\Omega$
- $L_l = \frac{10}{2\pi 50}H$

Wartości te są zbliżone do spotykanych w sieciach elektroenergetycznych średniego napięcia.

Wpływ zmienności parametrów obciążenia Pierwszy eksperyment służył określeniu zależności niepewności estymacji rezystancji R_t i reaktancji X_t od zmienności obciążenia, przy braku zmienności źródła. Przyjęto cztery wartości odchylenia standardowego obciążenia: 1%, 2%, 5% i 10% względem wartości średniej. Wyznaczone błędy maksymalne i odchylenia standardowe estymat impedancji obciążenia zestawiono w tabeli 5.1. Zgodnie z oczekiwaniem, błędy i odchylenia standardowe maleją przy wzroście zmienności.

$\sigma(Z_l)[\%]$	1.0	2.0	5.0	10.0
$\sigma(R_t)[\%]$	0.81	0.72	0.74	0.65
$\delta_m(R_t)[\%]$	2.41	2.73	2.06	1.63
$\delta_{sr}(R_t)[\%]$	0.64	0.56	0.56	0.53
$\sigma(X_t)[\%]$	7.80	5.62	5.68	5.83
$\delta_m(X_t)[\%]$	19.24	14.79	15.80	14.29
$\delta_{sr}(X_t)[\%]$	6.17	4.50	4.54	4.66

Tabela 5.1: Zależność błędów i odchyłeń standardowych estymat składowych impedancji źródła od odchylenia standardowego losowo zmiennej impedancji obciążenia, przy stałej impedancji źródła.

ści wymuszającego prąd obciążenia. Jednocześnie ich wartości są około dziesięciokrotnie większe w przypadku składowej reaktancyjnej. Przy dziesięciokrotnie mniejszej wartości samej składowej sugeruje to stałe bezwzględne odchylenie standardowe na poziomie 0,001-0,0015 Ω dla każdej składowej. Ze względu na zbyt małą ilość przebadanych przypadków, wartość tą należy traktować jako oszacowanie, służące do porównania działania algorytmu w różnych warunkach pracy.

Wpływ zmienności parametrów po stronie źródła W drugim eksperymencie wyznaczono zależność niepewności estymacji składowych $\overline{Z}_t$ od zmienności parametrów źródła. Przy odchyleniu standardowym zmian obciążenia na poziomie 5% zbadano następujące odchylenia standardowe zadanych podczas symulacji zmian $\overline{Z}_t$: 0,1%, 0,2%, 0,5% i 1% względem wartości średniej. Mniejsze zmienności parametrów źródła w porównaniu z parametrami obciążenia wynikają z właściwości sieci elektroenergetycznej. Zmiany parametrów źródła w rzeczywistej sieci są powodowane przede wszystkim przez przełączanie odbiorników podłączonych po stronie źródła. Z punktu pomiaru są one widziane jako połączone równolegle z liniami zasilającymi. Parametry linii zasilających mają w stanie normalnej pracy znacznie mniejsze wartości niż obciążeń, co oznacza że przy podłączeniu równoległym są one dominującym elementem determinującym wartość impedancji $\overline{Z}_t$. Wyznaczone błędy maksymalne i odchylenia standardowe estymat składowych impedancji obciążenia zestawiono w tabeli 5.2. Zaskakujące są wartości zestawione w drugiej

$\sigma(Z_t)[\%]$	0	0.1	0.2	0.5	1.0
$\sigma(R_t)[\%]$	0.74	0.61	0.71	0.70	0.72
$\delta_m(R_t)[\%]$	2.06	1.53	2.01	1.69	2.25
$\delta_{sr}(R_t)[\%]$	0.56	0.50	0.56	0.56	0.55
$\sigma(X_t)[\%]$	5.68	4.76	5.47	5.42	6.80
$\delta_m(X_t)[\%]$	15.80	11.41	15.57	14.70	20.93
$\delta_{sr}(X_t)[\%]$	4.54	3.81	4.53	4.20	5.13

Tabela 5.2: Zależność błędów i odchyłeń standardowych estymat składowych impedancji źródła od odchylenia standardowego losowo zmiennej impedancji źródła, przy odchyleniu standardowym impedancji obciążenia na poziomie 5%.

kolumnie tabeli. Wskazują one, że niepewność estymacji $\overline{Z}_t$ maleje w przypadku wystąpienia niewielkich zmian po stronie źródła. Przy względnym odchyleniu standardowym

poniżej 0,2 % niepewność ta jest taka sama lub mniejsza niż przy braku zmienności. Dopiero odchylenia standardowe powyżej 1% owocują zwiększeniem niepewności estymacji składowych impedancji źródła.

Wpływ niepewności pomiaru napięcia i prądu obciążenia Kolejny eksperyment służył oszacowaniu wpływu błędów pomiaru napięcia i prądu obciążenia na niepewność estymacji Z_t . Polegał on na dodawaniu składowej losowej o zadanym odchyleniu standardowym do sygnałów napięcia i prądu przed demodulacją. Odchylenie standardowe dodawanej składowej osiągało wartości 0,1%, 0,2%, 0,5% i 1%, odpowiadające wartościom osiąganym w systemach pomiarowych. Wyniki eksperymentu przedstawia tabela 5.3. Można zauważyć, że niepewność pomiaru napięcia i prądu w zbadanym zakresie ob-

$\sigma(u, i)[\%]$	0.0	0.1	0.2	0.5	1.0
$\sigma(R_t)[\%]$	0.71	0.71	0.71	0.71	0.71
$\delta_m(R_t)[\%]$	2.01	2.01	2.01	2.01	2.01
$\delta_{sr}(R_t)[\%]$	0.56	0.56	0.56	0.56	0.56
$\sigma(X_t)[\%]$	5.47	5.48	5.47	5.48	5.47
$\delta_m(X_t)[\%]$	15.57	15.59	15.55	15.60	15.44
$\delta_{sr}(X_t)[\%]$	4.53	4.52	4.52	4.53	4.52

Tabela 5.3: Zależność błędów i odchyłeń standardowych estymat składowych impedancji źródła od odchylenia standardowego zakłócenia prądu i napięcia obciążenia.

ciążenia praktycznie nie wpływa na błędy wyznaczenia składowych impedancji. Wskazuje to na główną przewagę zastosowania metody średnich kwadratów do identyfikacji modelu Thevenina, w porównaniu z metodą opartą na ilorazie przyrostów.

5.3.4 Zastosowanie miar zmienności przy identyfikacji modelu Thevenina

Interesującym zagadnieniem jest wykorzystanie przedstawionych w rozdziale 3 miar zmienności przy identyfikacji modelu Thevenina. Można zauważyć (tabela 5.1), że niepewność estymacji parametrów modelu zależy od zmienności impedancji obciążenia. Oznacza to, że teoretycznie analizując prąd obciążenia można wskazać estymaty $\bar{Z}_t$ wyznaczone z mniejszą niepewnością. Do analizy zmienności prądu można przy tym wykorzystać jedną z zaprezentowanych miar zmienności.

Eksperyment modelowy

W celu weryfikacji możliwości wykorzystania miar zmienności przy wyborze estymat impedancji źródła modelu Thevenina przeprowadzono eksperyment modelowy. Polegał on na identyfikacji modelu Thevenina, wyborze estymat $\bar{Z}_t$ na podstawie wartości miary M_2 prądu, i porównaniu błędów estymacji dla wszystkich przypadków. Jako źródło obwiedni wykorzystano model Thevenina wykorzystujący impedancje, przy czym wartości impedancji losowano z zachowaniem odpowiednio małych różnic pomiędzy kolejnymi wartościami. Zastosowanie impedancji o zmiennych wartościach do generacji sygnałów powoduje błędy wyznaczenia obwiedni. Estymując wartości $\bar{Z}_t$ stwierdzono, że błędy wynikające z zastosowania takiego modelu są pomijalne w porównaniu z błędami wynikającymi ze zmienności

parametrów źródła w okresie obserwacji. Równocześnie zastosowanie modelu opartego o impedancje pozwoliło uniknąć używania wprowadzającego dodatkowe błędy algorytmu detekcji obwiedni i znacznie zwiększyć szybkość obliczeń. Należy przy tym zauważyć, że wyniki uzyskane w ten sposób mogą zostać uznane jedynie za służące do wstępnej weryfikacji zastosowania miar. Dla opracowania metody zastosowania miar i jej przebadania należy przeprowadzić eksperymenty modelowe z wykorzystaniem modelu opartego o równania różniczkowe, uwzględniające pełny zakres zmienności istotnych parametrów. Eksperymenty takie powinny zostać poparte wynikami doświadczeń w sieci laboratoryjnej lub rzeczywistej.

Korzystając z modelu Thevenina wyznaczono fragmenty obwiedni zespolonych napięcia $\overline{U}_l$ i prądu $\overline{I}_l$, przy wartościach średnich impedancji i napięcia wejściowego odpowiadających parametrom wymienionym na początku podrozdziału 5.3.3:

- $U = 15000$
- $\overline{Z}_t = 0,2 + j0,02$
- $\overline{Z}_l = 50 + j10$;

Zadane odchylenia standardowe wartości impedancji wynosiły odpowiednio 5% dla $\overline{Z}_l$ oraz 0,5% dla $\overline{Z}_t$. Długość wyznaczonych fragmentów obwiedni wynosi 100 s, przy próbkowaniu 400 Hz. Fragmenty obwiedni podzielono na części o długości 0,5 s (200 próbek), i dla każdego z nich wyznaczono wartość średnią impedancji $\overline{Z}_t$ wykorzystując metodę najmniejszych kwadratów. Dodatkowo, dla każdej części obwiedni prądu wyznaczono wartość miary M_2 . Dla uzyskanych 200 estymat impedancji źródła obliczono błąd maksymalny i średni. Następnie odrzucono estymaty $\overline{Z}_t$ wyznaczone z fragmentów dla których wartość miary M_2 wynosiła poniżej średniej. Dla pozostawionych estymat wyznaczono błąd średni i maksymalny. W drugiej iteracji spośród pozostałych estymat znów odrzucono te, dla których wartości M_2 były poniżej wartości średniej. Dla pozostałych wartości ponownie wyznaczono błąd średni i maksymalny. Uzyskane części rzeczywiste i urojone estymat $\overline{Z}_t$ zestawiono na rysunku 5.3, a wartości błędów i ilość pozostałych po odrzuceniu wartości w tabeli 5.4. Można zauważyć, że zarówno błąd średni, maksymalny, jak i odchylenie

wybrane estymaty	ilość	wzgl. błąd maks.		wzgl. błąd średni		wzgl. odch. std.	
		R	L	R	L	R	L
wszystkie	200	12,6%	57%	2,9%	9,3%	2,4%	20,4%
pierwsza iteracja	95	8,4%	26,2%	2,4%	6,6%	1,23%	5%
druga iteracja	39	6,5%	19,4%	2,1%	5,6%	1,22%	3,9%

Tabela 5.4: Względne błędy średnie i maksymalne oraz odchylenie standardowe składowych $\overline{Z}_t$ dla kolejnych zbiorów estymat. Wartości średnie, wyznaczone ze 100 eksperymentów po 200 estymat.

standardowe wyników maleje po każdorazowym odrzuceniu estymat na podstawie wartości M_2 . Oznacza to, że miarę tą można wykorzystać przy identyfikacji modelu Thevenina, w celu selekcji wyników o mniejszej niepewności. Po dokonaniu selekcji wyników maleje liczność próby, a wartości Z_t nie są wyznaczane każdorazowo. Interesujący jest fakt, że usunięcie wyników, którym odpowiada wartość M_2 poniżej średniej nie daje 100, lecz

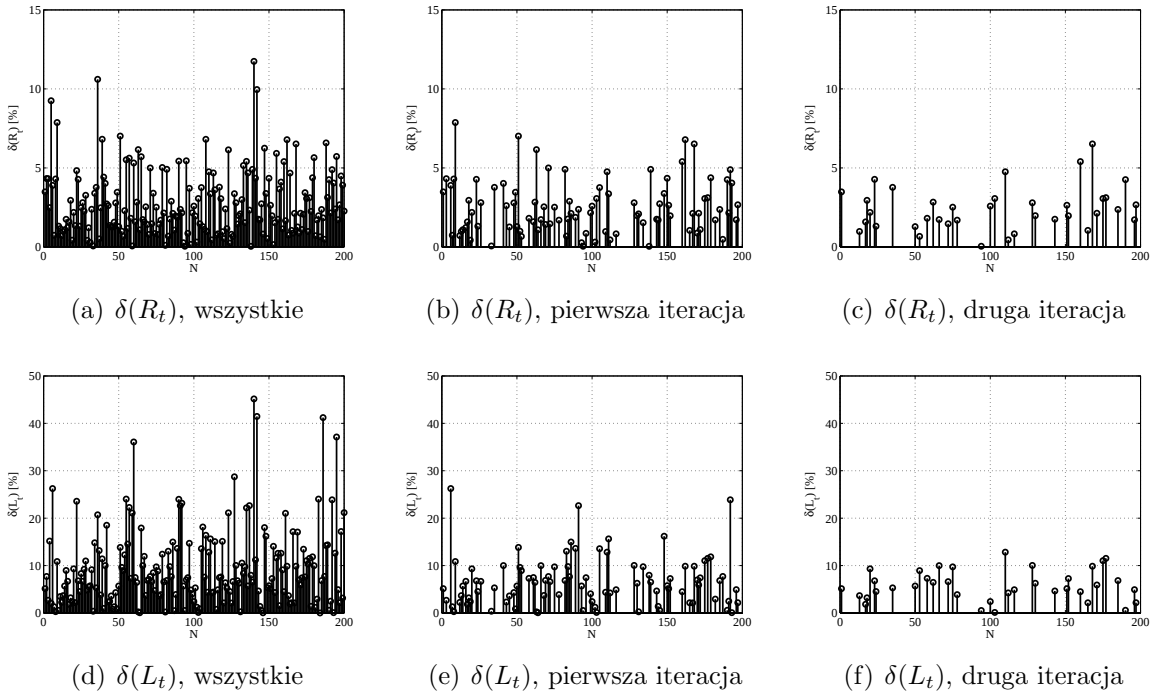
średnio 94 estymaty. Jest to spowodowane nieliniowością strukturalną, wspomnianą w rozdziale 2.3.4 na stronie 20, i szerzej opisaną w [7]. Powoduje ona asymetrię gęstości prawdopodobieństwa względem średniej, przy symetrycznej gęstości prawdopodobieństwa wymuszenia (obciążenia zaburzającego).

Alternatywą dla selekcji gotowych wyników metodą jest ciągle wyznaczanie wartości M_2 , i identyfikacja modelu Thevenina tylko dla fragmentów sygnału, dla których miara ta osiąga odpowiednio duże wartości. W każdym przypadku unika się podawania wartości $\bar{Z}_t$ bezwartościowych ze względu na dużą niepewność wyznaczenia.

Na podstawie wyników wstępnych badań można stwierdzić, że wykorzystanie miar zmienności do selekcji wyników przy identyfikacji modelu Thevenina wydaje się być obiecującą techniką. Aby jednak możliwe było jej zastosowanie w eksperymentach z rzeczywistymi sygnałami, konieczne jest dopracowanie algorytmu i przeprowadzenie dalszych badań modelowych, w szczególności z wykorzystaniem modelu Thevenina opisanego równaniami różniczkowymi, i zaproponowanego w rozprawie algorytmu detekcji obwiedni zespolonej.

5.4 Podsumowanie

W rozdziale przedstawiono sposób wykorzystania metody detekcji obwiedni zespolonej sygnałów sieci elektroenergetycznej do identyfikacji parametrów modelu Thevenina systemu elektroenergetycznego. Przeprowadzone wstępne badania modelowe wykazały niską wrażliwość estymat parametrów modelu na niepewność pomiaru napięcia i prądu obciążenia. Algorytm nie został zaimplementowany w sprzęcie, ale został zbudowany pod kątem



Rysunek 5.3: Przykładowe wartości amplitudy i fazy estymat impedancji źródła modelu Thevenina $\bar{Z}_t$ z pojedynczego eksperymentu: wszystkie i wybrane na podstawie wartości miary M_2

takiej implementacji. Można zatem oczekiwać, że po implementacji i dokładnym przebadaniu okaże się użyteczny do zastosowania w aparaturze pomiarowej dokonującej analizy w czasie rzeczywistym.

Zaprezentowanie zastosowania algorytmu detekcji obwiedni zespolonej do identyfikacji modelu Thevenina potwierdza ostatnią część tezy, mówiącą o zastosowaniu transformacji Hilberta do wyznaczania impedancji zastępczych w systemie elektroenergetycznym.

Rozdział 6

Podsumowanie rozprawy

W pracy przedstawiono sześć miar zmienności napięcia sieci elektroenergetycznej, operujących na obwiedni zespolonej. Wykazany został liniowy charakter miar, co sugeruje możliwość budowy z ich wykorzystaniem skali ilorazowej pod warunkiem odpowiedniego punktu pomiaru. Zbudowanie algorytmu wykorzystującego transformację Hilberta do budowy obwiedni zespolonej pozwoliło potwierdzić część tezy mówiącą o możliwości wykorzystania takiej transformacji do budowy miar zmienności napięcia. Przeprowadzono analizę metrologiczną opracowanych miar i algorytmu detekcji obwiedni, określając ich właściwości dynamiczne oraz szacując niepewności. Dokonana implementacja algorytmu i wykazanie możliwości pracy w czasie rzeczywistym wskazują na wystarczającą efektywność w sensie złożoności obliczeniowej. Potwierdza to fragment tezy mówiący o efektywności miar. Skuteczne zastosowanie zaprezentowanego algorytmu do estymacji impedancji pozwoliło potwierdzić ostatni fragment tezy.

6.1 Wkład własny autora

W pracy zamieszczone są zarówno wyniki pracy samodzielnej autora, jak i w pewnym stopniu pracy zespołu do którego autor należy. Aby uwypuklić dokonania własne autora, zostaną one wypunktowane. Do dokonań takich zaliczyć należy:

1. Zaproponowanie nowych miar zmienności napięcia sieci elektroenergetycznej operujących na sygnale obwiedni zespolonej. Przebadanie zaproponowanych miar i podanie ich właściwości metrologicznych, w szczególności wrażliwości i efektywności obliczeniowej (rozdział 3).
2. Przystosowanie opracowanego w zespole algorytmu detekcji obwiedni zespolonej opartego na transformacji Hilberta do działania w czasie rzeczywistym, przez zastosowanie nowego toru detekcji fazy chwilowej (rozdział 4).
3. Zastosowanie okna hiperbolicznego w torze wyznaczania częstotliwości systemu, zamiast średniej bieżącej (rozdział 4).
4. Zaproponowanie parametrów algorytmu detekcji obwiedni zespolonej, pozwalających na analizę zarówno sygnału napięcia, jak i prądu. Zbadanie modelowe algorytmu o zaproponowanych parametrach, określenie jego właściwości metrologicznych i

zestawienie ze spotykanymi w literaturze algorytmami demodulacji obwiedni napięcia (rozdział 4).

5. Implementacja przedstawionego algorytmu w cyfrowym procesorze sygnałowym i systemie pomiarowym PXI, przeprowadzenie analiz sygnałów generowanych i rejestrowanych w sieci (rozdział 4).
6. Wyznaczenie zaproponowanych miar zmienności obciążenia dla obwiedni sygnałów zarejestrowanych w sieci, wyznaczonych z użyciem przedstawionego algorytmu. **W ten sposób wykazano pierwszą część tezy, mówiącą o możliwości zastosowania transformacji Hilberta do wyznaczenia wrażliwych i efektywnych miar zmienności napięcia w sieci elektroenergetycznej** (rozdział 4).
7. Zastosowanie zaprezentowanego algorytmu jako źródła obwiedni zespolonej przy identyfikacji modelu Thevenina systemu elektroenergetycznego, i wstępne przebadanie takiego zastosowania. **Tym samym wykazano drugi fragment tezy, mówiący o możliwości zastosowania transformacji Hilberta do wyznaczenia impedancji zastępczych w sieci elektroenergetycznej.** (rozdział 5).

6.2 Plan dalszych badań

Opisane w pracy badania będą kontynuowane. Można wyszczególnić kilka kierunków ich kontynuacji:

- praktyczne zastosowanie i ewentualne modyfikacje zaproponowanych miar zmienności oraz ich rozbudowa dla systemów trójfazowych,
- modyfikacje algorytmu detekcji obwiedni zespolonej pod kątem szybkości obliczeń,
- nowe zastosowania algorytmu detekcji obwiedni zespolonej, np. w analizie zapadów napięcia lub propagacji zaburzeń.

Wszystkie wymienione kierunki badań są wzajemnie zależne. Przykładowo, nowe zastosowanie algorytmu detekcji obwiedni może wymagać jego implementacji na bardzo szybkim, stałoprzecinkowym procesorze. Z tego względu wyszczególnione zostały tematy badawcze, które powinny stać się przedmiotem zainteresowania w następnej kolejności.

Implementacja algorytmu detekcji obwiedni w systemie stałoprzecinkowym

Zastosowanie procesorów stałoprzecinkowych oraz układów logiki programowalnej pozwala znacząco zwiększyć szybkość obliczeń, a co za tym idzie, ilość jednocześnie analizowanych sygnałów. Ma to znaczenie w przypadku badania właściwości systemów trójfazowych oraz analizy sygnałów z wielu punktów pomiarowych jednocześnie. Alternatywnie, przy wykorzystaniu implementacji stałoprzecinkowej możliwe jest zmniejszenie poboru energii przez przyrząd wykorzystujący algorytm, dzięki zastosowaniu procesora o ograniczonym poborze mocy. Pozwoliłoby to na zastosowanie algorytmu w sprzęcie przenośnym, przeznaczonym do pracy przy ograniczonym zasilaniu. Implementacja algorytmu w systemie stałoprzecinkowym wymaga uzupełnienia go o bloki zabezpieczające przed przekroczeniem zakresu i minimalizujące błędy zaokrągleń. Może być też konieczna całkowita zmiana części elementów. W przypadku niemożności lub małej efektywności implementacji z

wykorzystaniem liczb stałoprzecinkowych można rozważyć implementację algorytmu w dziedzinie częstotliwości w układzie zmiennoprzecinkowym.

Implementacja algorytmu detekcji obwiedni w dziedzinie częstotliwości Implementacja algorytmu w dziedzinie częstotliwości pozwala na zastąpienie operacji splotu operacjami mnożenia oraz transformacją Fouriera. W przypadku zastosowania procesora wielordzeniowego lub wektorowego oraz jednego z algorytmów FFT pozwala to na znaczne zwiększenie szybkości obliczeń. Ponieważ procesory wielordzeniowe zyskują na popularności, uzasadnione wydaje się dokonanie implementacji algorytmu w dziedzinie częstotliwości. Główne utrudnienie związane z taką implementacją jest związane z koniecznością podziału analizowanego sygnału na bloki, a następnie ich połączenia. W efekcie sygnał wyjściowy nie jest podawany próbką po próbce, lecz blok po bloku, co oznacza wprowadzenie dodatkowego opóźnienia.

Opracowanie miar do badania pracy sieci trójfazowej Zaprezentowane w pracy miary operują na pojedynczych sygnałach obwiedni zespolonej. Dysponując algorytmem detekcji obwiedni zespolonej wystarczająco wydajnym do analizy wielu sygnałów jednocześnie można pokusić się o modyfikację istniejących lub budowę nowych miar zmienności przewidzianych dla systemu trójfazowego. Miary takie mogą być prostym zwielokrotnieniem miar istniejących, jednakże miary zbudowane z uwzględnieniem zależności zachodzących dla systemu trójfazowego mogą okazać się skuteczniejszym narzędziem do porównywania działania takiego systemu w różnych punktach. Prowadzi to do budowy rozproszonego systemu do analizy stanu systemu elektroenergetycznego.

Budowa systemu rozproszonego Systemy rozproszone buduje się i wykorzystuje w systemie elektroenergetycznym, jednak ich najczęstszym zadaniem jest meldowanie o wystąpieniu stanu awaryjnego i jego rejestracja w pojedynczym punkcie pomiarowym. Rola systemu rozproszonego sprowadza się w takim przypadku do zwielokrotnionego systemu skupionego z centralnym gromadzeniem wyników. Możliwe jest rozbudowanie systemu rozproszonego w taki sposób, aby rejestrował dane z wielu odległych punktów pomiarowych jednocześnie i dokonywał analizy związków pomiędzy zachowaniem systemu w poszczególnych punktach. Taki system rozproszony może pozwolić na detekcję źródeł zaburzeń. Może też okazać się skuteczny w detekcji wczesnych oznak niepoprawnej pracy systemu elektroenergetycznego. Jednym z elementów tego rodzaju systemu rozproszonego mogą być przedstawione w pracy miary i algorytm detekcji obwiedni zespolonej.

Zastosowanie algorytmu detekcji obwiedni do analiz czasowo – częstotliwościowych Interesujące może być zastąpienie pojedynczego filtra wejściowego bankiem filtrów, aby umożliwić jednoczesną analizę więcej niż jednej harmonicznej. Ponieważ poza filtrem wejściowym algorytm używa stałej częstotliwości próbkowania, nie ma konieczności wprowadzania innych modyfikacji poza bankiem filtrów. Tak zmodyfikowany algorytm pozwala na prowadzenie analiz czasowo–częstotliwościowych.

Bibliografia

- [1] Abdel-Galil, T., El-Saadany, E., Salama, M.: *Online Tracking of Voltage Flicker Utilizing Energy Operator and Hilbert Transform*. IEEE Transactions on Power Delivery, 19(2):861–867, 2004.
- [2] Anđelković, B., Damnjanović, M.: *Design of Hilbert Transformer for Solid-state Energy Meter*. W *Proc. XLVIII ETRAN Conference*, tom 1, 83–86, june 6-10 2004.
- [3] Arrilaga, J., Watson, N.: *Power system harmonics*. John Wiley & Sons, inc., 2. wyd., 2003.
- [4] Axelberg, P. G., Bollen, M. H.: *An Algorithm for Determining the Direction to a Flicker Source*. IEEE Transactions on Power Delivery, 21(2):755–760, 2006.
- [5] Bendat, J. S., Piersol, A. G.: *Random data analysis and measurement procedures*. John Wiley & Sons, inc., 3. wyd., 2000.
- [6] Bień, A., Duda, K., Szyper, M., Wetula, A., Zieliński, T. P., Rozkrut, A.: *The new measure of low-frequency energy disturbances in power system*. Metrology and Measurement Systems, XI(2), 2005.
- [7] Bień, A., Szyper, M., Wetula, A.: *Model study on complex modulation and demodulation of power network voltage signal loaded with time-variable impedance*. Metrology and Measurement Systems, XII(3), 2005.
- [8] Bień, A.: *Metrologia jakości energii elektrycznej w obszarze niskoczęstotliwościowych zaburzeń napięcia sieci*. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków, 2003.
- [9] Bień, A., Czajkowski, J.: *Sposób i układ do kontroli elektrycznych maszyn asynchronicznych*. Patent krajowy nr pl 179 743 b1, 2000.
- [10] Bień, A., Duda, K., Kapusta, A., Szyper, M., Wetula, A., Zieliński, T.: *Zastosowanie sygnału analitycznego napięcia sieci energetycznej do oceny jakości energii elektrycznej*. W *Materiały Kongresu Metrologii 2004*, 557–559. Wrocław, 2004.
- [11] Bień, A., Hanzelka, Z.: *Voltage Fluctuation*. W *International Workshop on Power Quality*, 1–23. Carlos III University, Electrical Engineering Department, may 21 2003.
- [12] Bień, A., Szyper, M.: *Application of Wiener-Hammerstein models for modelling of light flicker severity meter*. Systems Analysis Modelling Simulation, A Journal of Mathematical Modelling and Simulation in Systems Analysis, 40, 2001.
- [13] Bień, A., Szyper, M., Wetula, A.: *Testowanie modelu miernika uciążliwości migotania światła sygnałem napięcia o modulowanym kącie*. W *Materiały XIV Sympozjum Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych*, 133–140. Krynica, 2004.
- [14] Bień, A., Szyper, M., Wetula, A.: *Badania modelowe sygnałów mierzonych miernikiem uciążliwości migotania światła*. W *Materiały XV Sympozjum Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych*, 193–201. Krynica, 2005.
- [15] Bień, A., Szyper, M., Wetula, A.: *Modelowanie i pomiary zaburzeń dolnopasmowych w sygnałach sieci elektroenergetycznej*. Pomiary Automatyka Kontrola, (10bis):130–134, 2006.
- [16] Borkowski, D.: *Estymacja częstotliwościowych parametrów systemu elektroenergetycznego z zastosowaniem koherentnego próbkowania*. Rozprawa doktorska, Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica, 2007.

- [17] Bracewell, R.: *Przekształcenie Fouriera i jego zastosowania*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1. wyd., 1968.
- [18] Chapman, D.: *Koszty niskiej jakości zasilania*. Cykl „Jakość zasilania - poradnik” 2.1, Polskie Centrum Promocji Miedzi S.A., marzec 2001.
- [19] Chapman, D.: *Zapady napięcia - wprowadzenie*. Cykl „Jakość zasilania - poradnik” 5.1, Polskie Centrum Promocji Miedzi S.A., marzec 2001.
- [20] Conte, S. D., de Boor, C.: *Elementary numerical analysis. An algorithmic approach*. McGraw-Hill Book Company, 1980.
- [21] Dán, A., Santarius, P., Gavlas, J., Kužela, M.: *Jakość energii elektrycznej w sieciach niskiego napięcia. Zmiana zasad projektowania sieci dla poprawy jakości energii elektrycznej*. Rap. tech., Polskie Centrum Promocji Miedzi S.A., 2002.
- [22] de Jaeger, E.: *Voltage fluctuation and flicker*. W *Materials of Workshop on Electric Power Quality*. AGH Univeristy of Science and Technology, May 19 2008.
- [23] de la O Serna, J. A.: *Phasor Estimation From Phasorlets*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 54(1):134–143, february 2005.
- [24] Fairley, P.: *The Unruly Power Grid*. IEEE Spectrum, 16–21, august 2004.
- [25] Feilat, E.: *Detection of Voltage Envelope Using Prony Analysis - Hilbert Transform Method*. IEEE Transactions on Power Delivery, 21(4):2091–2093, 2006.
- [26] Gajda, J., Szyper, M.: *Modelowanie i badania symulacyjne systemów pomiarowych*. Wydawnictwa Wydziału EAIiE, Kraków, 1998.
- [27] Gallo, D., Langella, R., Testa, A.: *Toward a New Flickermeter Based on Voltage Spectral Analysis*. W *Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, tom 2, 573–578, july 8-11 2002.
- [28] Gallo, D., Langella, R., Testa, A.: *Toward a new flickermeter based on voltage spectral analysis*. W *Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, tom 2, 573–588, July 8-11 2002.
- [29] Huang, N. E., Shen, Z., Long, S. R., Wu, M. C., Shih, H. H., Zheng, Q., Yen, N.-C., Tung, C. C., Liu, H. H.: *The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis*. Proc. of the Royal Soc. London A, 454:903–995, 1998.
- [30] Jaksch, I., Fuchs, P.: *Rotor cage faults detection in induction motors by Motor Current Demodulation Analysis*. W *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, 247–252, September 6-8 2007.
- [31] Janik, P., Łobos, T.: *A new approach to voltage flicker characterization using neural networks*. W *Materiały Krajowego Kongresu Metrologii 2004*. Wrocław, 2004.
- [32] Jaworski, J., Morawski, R., Olędzki, J.: *Wstęp do metrologii i techniki eksperymentu*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1. wyd., 1992.
- [33] Kudrewicz, J.: *Częstotliwościowe metody w teorii nieliniowych układów dynamicznych*. Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa, 1. wyd., 1970.
- [34] Liu, T., Huang, J., Yang, J.: *Diagnsotic Method for Industion Motor Stator Winding Interturn Short Circuit Fault Based on the Feature Impedance*. W *Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation*, 5718–5722, June 21-23 2006.
- [35] Lyons, R. G.: *Understanding Digital Signal Processing*. 1. wyd.
- [36] Machowski, J., Bialek, J. W., Bumby, J. R.: *Power system dynamics and stability*. John Wiley & Sons, inc., 1997.
- [37] Marei, M., Abdel-Galil, T., El-Saadany, E., Salama, M.: *Hilbert Transform Based Control Algorithm of the DG Interface for Voltage Flicker Mitigation*. IEEE Transactions on Power Delivery, 20(2):1129–1133, 2005.

- [38] The Mathworks, Inc.: *Optimization Toolbox User's Guide*, 2007.
- [39] Olejnik, R. M.: *O pomiarze*. Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa, 1998.
- [40] Oppenheim, A. V., Schaffer, R. W., Ruck, J. B.: *Discrete-time signal processing*. Prentice-Hall, Inc., 2. wyd., 1998.
- [41] Papamichalis, P. (red.): *Digital Signal Processing Applications with the TMS320 Family*, tom 2. Texas Instruments Inc., 1990.
- [42] Piekarczyk, M., Szlosek, M., Hanzelka, Z., Bień, A., Hartman, M.: *Comparative tests of flickermeters*. W *Proceedings of 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP*, 220–227. IEEE, Lake Placid, New York, September 12–15 2004.
- [43] Piotrowski, J.: *Podstawy metrologii*. Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa, 2. wyd., 1979.
- [44] Press, W. H., Teukolsky, S. A., Vetterling, W. T., Flannery, B. P.: *Numerical Recipes in C. The Art of Scientific Computing*. Cambridge University Press, 2. wyd., 1992.
- [45] Rong, C., Cobben, J., Myrzik, J., Blom, J., Kling, W.: *Flickermeter Used for Different Types of Lamps*. W *9th International Conference Electrical Power Quality and Utilisation*. Barcelona, October, 9–11 2007.
- [46] Rosołowski, E.: *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów w automatyce elektroenergetycznej*. Oficyna wydawnicza EXIT, Warszawa, 2002.
- [47] Saitu, M., Shimizu, T.: *Generalized theory of instantaneous active and reactive powers in single-phase circuits based on Hilbert transform*. W *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference*, tom 3, 1419–1424, June 23–27 2002.
- [48] Senroy, N., Suryanarayanan, S., Ribeiro, P. F.: *An Improved Hilbert-Huang Method for Analysis of Time-Varying Waveforms in Power Quality*. IEEE Transaction on Power Systems, 22(4):1843–1850, november 2007.
- [49] Sheno, B.: *Introduction to Digital Signal Processing and Filter Design*. John Wiley & Sons, inc., 1. wyd., 2006.
- [50] Soliman, S., El-Hawary, M.: *Measurement of power systems voltage and flicker levels for power quality analysis: a static LAV state estimation based algorithm*. Electrical Power and Energy Systems, 22:447–450, 2000.
- [51] Stevenson, W. D.: *Elements of power system analysis*. McGraw-Hill International Book Company, 4. wyd., 1982.
- [52] Szafran, J., Wiszniewski, A.: *Algorytmy pomiarowe i decyzyjne cyfrowej automatyki elektroenergetycznej*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, 2001.
- [53] Szlosek, M., Świątek, B., Hanzelka, Z., Bień, A.: *Application of Neural Networks to Voltage Fluctuations Measurement - a Proposal for a New Flickermeter*. W *Proceedings of 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP*, 403–407. IEEE, Lake Placid, New York, September 12–15 2004.
- [54] Szyper, M.: *New time domain windows*. Electronics Letters, 31(9), 1995.
- [55] Szyper, M.: *Lipschitz's measures of measuring systems sensitivity to variability of parameters*. Systems Analysis Modelling Simulation, the Gordon and Breach Science Publishers, 30:45–55, 1998.
- [56] Texas Instruments Inc.: *TMS320C67x FastRTS Library Programmer's Reference (spru100a.pdf)*, 2002.
- [57] Texas Instruments Inc.: *TMS320C6713B Digital Signal Processor*, 2006.
- [58] Texas Instruments Inc.: *TMS320C67x DSP Library Programmer's Reference (spru657b.pdf)*, 2006.
- [59] Tong, W., Yuan, S., Li, Z., Song, X.: *Detection of Voltage Flicker Based on Hilbert Transform and Wavelet Denoising*. W *Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, 2286–2289, April 6–9 2008.

- [60] Wada, K., Shimizu, T.: *Mitigation method of 3rd-harmonic voltage for a three-phase four-wire distribution system based on a series active filter for the neutral conductor*. W *Conference Record of the Industry Applications Conference, 2002, 37th IAS Annual Meeting*, tom 1, 64–69, October 13-18 2002.
- [61] Wang, X., LI, B., LU, Z., Roman, H. T., Russo, O. L., Chin, K. K., Farmer, K. R.: *Analysis of Partial Discharge Signal Using the Hilbert-Huang Transform*. 21(3):1063–1067, july 2006.
- [62] Welfonder, E.: *Least-cost dynamic interaction of power plants and power systems*. Control Eng. Practice, 5(9):1203–1216, 1997.
- [63] Wetula, A.: *Separator z przekładnikiem prądowym do pomiarów napięcia sieci energetycznej - badania modelowe*. W *Materiały XIV Sympozjum Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych*, 251–258. Krynica, 2004.
- [64] Wetula, A.: *Zastosowanie transformaty Hilberta do wyznaczania obwiedni zespolonej sygnałów napięć i prądów sieci elektroenergetycznej*. *Pomiary Automatyka Kontrola*, (9bis (materiały Kongresu Metrologii 2007):637–640, 2007.
- [65] Wierzbicki, A.: *Modele i wrażliwość układów sterowania*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1. wyd., 1977.
- [66] Wiszniewski, A.: *Przekładniki w elektroenergetyce*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1982.
- [67] Wu, C.-J., Chen, Y.-J.: *A Novel Algorithm fo Precise Voltage Flicker Calculation by Using Instantaneous Voltage Vector*. IEEE Transactions on Power Delivery, 21(3):1541–1548, july 2006.
- [68] Xiong, W., Zhao, G.: *A New Method to Identify Inrush Current Based on HHT*. W *Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control*, 7480–7483, June 21-23 2006.
- [69] Yu, C.-S.: *A Discrete Fourier Transform-Based Adaptive Mimic Phasor Estimator for Distance Relaying Applications*. IEEE Transactions on Power Delivery, 21(4):1836–1846, october 2006.
- [70] Zieliński, T. P.: *Od teorii do cyfrowego przetwarzania sygnałów*. Nakładem wydziału EAIiE AGH, Kraków, 2002.
- [71] Żakowski, W., Kołodziej, W.: *Matematyka. Podręcznik akademicki, część 2*. 3. wyd.
- [72] *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques - Section 15: Flickermeter - Functional and design specifications*. Norma międzynarodowa IEC IEC 61000-4-15, 2003.
- [73] *Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych*. Norma krajowa PN-EN 50160, 1998. Tłumaczenie normy międzynarodowej EN 50160:1994.
- [74] *Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 4-30: Testing and Measurement Techniques - Power Quality Measurement Methods, Basic EMC Publication*. Norma międzynarodowa IEC IEC 61000-4-30, 2000.
- [75] *Dokładność (poprawność i precyzja) metod pomiarowych i wyników pomiarów. Ogólne zasady i definicje*. Norma krajowa PN-ISO 5725-1:2002, 2002.

Skorowidz

- aksjomaty miary, 27
- algorytm detekcji obwiedni, 57
 - filtry wejściowe, 58
- częstotliwość systemu, 18, 65, 70
- DSP, *zob.* procesor sygnałowy
- eksperyment bierny, 105
- eksperyment czynny, 105
- faza chwilowa, 65, 68
- faza uogólniona, 65
- filtr antyaliasingowy, 82
- flickermeter, *zob.* miernik uciążliwości migotania
- funkcjonal wahan, 29
- impedancja
 - źródła, 104
 - definicja, 101
 - obciążenia, 103
- implementacja, 85
- jednoczesność próbkowania, 80
- kaseta PXI, 88
- Labview, 89
- metoda najmniejszych kwadratów, 105
- miara
 - definicja, 27
- miernik uciążliwości migotania, 22
- model Thevenina
 - identyfikacja, 104
 - opis, 103
- nieliniowość
 - elementów, 102
 - strukturalna, 21, 112
- niepewność, 76
- obwody analogowe, 81
- okno
 - Blackmana, 63
 - hiperboliczne, 70
- opóźnienia grupowe, 78
- procesor sygnałowy, 85
- proponowane miary
 - skalarne, 30
 - wektorowe, 32
 - wymiar fizyczny, 33
 - zestawienie, 49
- przekładniki, 81
- przetwornik analogowo-cyfrowy, 82
- reprezentacja numeryczna, 78
- rozdzielczość przetwarzania A/C, 82
- składowe ortogonalne, 24, 98
- sygnał analityczny, 54
- system elektroenergetyczny
 - dynamika zjawisk, 16
 - niestacjonarność, 17
 - pomiary, 15
 - struktura, 14
 - sygnały, 18
 - zadania, 13
- teza rozprawy, 12
- transformacja Hilberta
 - ciągła, 53
 - dyskretna, 54
 - realizacje dyskretne, 55
- wrażliwość, 34
- złożoność obliczeniowa, 85
- zaburzenia niskoczęstotliwościowe
 - definicja, 22
 - mechanizm powstawania, 20