

DOBÓR FILTRU ANTYALIASINGOWEGO DLA SYSTEMÓW CYFROWEGO PRZETWARZANIA SYGNAŁÓW ELEKTRYCZNYCH

Anti-aliasing Filter Selection for Power Signals Digital Processing Systems

Mirosław SZMAJDA Krzysztof GÓRECKI
Politechnika Opolska

Janusz MROCZKA
Politechnika Wrocławska

Streszczenie: Szczególnym przykładem przetwarzania sygnałów jest cyfrowa obróbka sygnałów elektrycznych występujących w sieciach energetycznych¹. Każde urządzenie pomiarowe wykorzystujące cyfrowe przetwarzanie sygnałów oraz obliczające ich dyskretne widmo musi być wyposażone w filtr antyaliasingowy. Aby można było z metrologicznego punktu widzenia w sposób prawidłowy określić całkowity błąd pomiarowy systemu cyfrowego przetwarzania sygnałów, konieczne jest zebranie informacji na temat zniekształceń wprowadzanych przez filtr antyaliasingowy oraz uwzględnienie ich w końcowym rachunku błędów. Jak dotąd, nie przeprowadzono szczegółowych badań, dotyczących powyższego problemu. W artykule zostały poruszone następujące zagadnienia: wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów oraz implementacja filtra antyaliasingowego w torach analogowo-cyfrowego przetwarzania sygnałów, wpływ zastosowania filtra antyaliasingowego o charakterystyce idealnej (aproxymacja Bodego). Na podstawie symulacji przedstawiono algorytm decyzyjny wyboru podstawowych parametrów filtra antyaliasingowego.

Summary: A special example signal processing is processing of voltage power waveforms. Each measurement equipment using digital signal processing and computing its discrete spectrum must be equipped with anti-aliasing filter which unfortunately creates errors in amplitude and phase characteristics. Until now comprehensive investigations of this kinds of filter parameters influence on measurements faults of power waveform especially on power quality parameters hasn't been performed. The following problems are presented in this paper: introduction to digital signal processing and using anti-aliasing filters; influence of using anti-aliasing filters with ideal characteristics (Bode approximation); presentation of decision algorithms pertaining to anti-aliasing filter's parameters selection in power signal spectrum measurements applications.

Słowa kluczowe: zjawisko aliasingu, filtr antyaliasingowy, jakość energii elektrycznej, aproxymacja Bodego.

Key words: aliasing phenomenon, anti-aliasing filter, power quality, Bode approximation.

1. WPROWADZENIE

Osiągnięty już stan techniki pomiarowej umożliwia dyskretyzację praktycznie każdej wielkości fizycznej. W obecnych systemach cyfrowych niezbędnym komponentem torów przetwarzania tych sygnałów są filtry antyaliasingowe [1, 3, 4, 6, 9, 10, 12, 13, 14, 15, 19, 22, 25, 26]. Proces konwersji analogowo-cyfrowej z zastosowaniem przetworników A/C leży u podstaw generacji niepożądanego zjawiska zwanego aliasingiem. W przypadku niewłaściwego doboru parametrów analogo-

wo-cyfrowego przetwarzania sygnałów istnieje niebezpieczeństwo zniekształcenia widma sygnału obliczanego na podstawie próbek czasowych. Ograniczenie wpływu tego zjawiska na wyniki obliczeń widma osiąga się poprzez zastosowanie przed przetwornikiem A/C specjalnego filtra, tak zwanego antyaliasingowego. Rzeczywiste parametry tego filtra charakteryzują się jednak ograniczoną stromością zboczy, niezzerową szerokością pasma przejściowego, czyli rzeczywistym typem charakterystyki. Rzeczą interesującą jest tutaj wpływ tych parametrów na poziom błędów powodowanych przez aliasing oraz ustalenie optymalnego doboru parametrów pod

¹ W pracy sygnał elektryczny występujący w energetyce nazwano sygnałem elektroenergetycznym.

względem dokładności pomiarów oraz kosztów ekonomicznych wykonania takiego filtra.

Urządzenia przetwarzające sygnały elektroenergetyczne w celu wyznaczenia ich widma częstotliwościowego oraz obliczenia parametrów jakości energii elektrycznej są szczególnym przykładem takich systemów cyfrowych [1, 3, 6, 10, 12, 14, 19, 22, 26].

Przebieg elektroenergetyczny jest sygnałem o relatywnie niskiej częstotliwości (50 Hz Europa, 60 Hz Stany Zjednoczone). Normy dotyczące badania jakości energii elektrycznej obowiązujące w Polsce przewidują kontrolę widma częstotliwościowego do 40 harmonicznej, a więc do 2 kHz [16, 17, 21]. Koszt komponentów wchodzących w skład systemu pracującego na takich częstotliwościach jest niewielki. Urządzenia, mające badać widmo amplitudowe (do obliczeń wykorzystuje się dyskretną transformatę Fouriera) oraz krótkotrwałe zakłócenia impulsowe (do analizy tych zakłóceń można zastosować przykładowo transformatę Falkową) muszą jednak mieć znacznie szerszy tor przenoszenia, sięgający do 100 kHz [2, 16]. Powoduje to wzrost kosztów projektowanego urządzenia, należy zatem wyznaczyć optymalne parametry przetwarzania uwzględniające zarówno koszt jak i założoną dokładność pomiarów. Kryteria wyboru tych parametrów zostały podane w niniejszym artykule.

Poniżej zostały przedstawione badania symulacyjne filtra idealnego o różnych rzędach dla wcześniej wyznaczonych wartości częstotliwości próbkowania. Pojęcie „filtr idealny” opisuje tutaj filtr, którego charakterystyka amplitudowa aproksymowana została za pomocą asymptot Bodego [5]. Charakterystyka ta może posłużyć jako charakterystyka odniesienia dla przeprowadzenia podobnych symulacji z użyciem już konkretnych, rzeczywistych charakterystyk przedstawionych za pomocą wielomianów Butterwortha, Bessela, Czebyszewa. Symulacje te wykraczają jednak poza ramy niniejszego artykułu. Przeprowadzone badania określają błędy wynikające z wystąpienia zjawiska aliasingu w warunkach, w których model sygnału elektroenergetycznego zbliżony jest do modelu szumu białego, a więc sygnału szerokopasmowego o stałej amplitudzie widma. W rzeczywistości sygnał elektroenergetyczny o takim rozkładzie widma praktycznie nie występuje, niemniej jednak widmo to zbliża się do takiego rozkładu wraz ze wzrostem zawartości impulsów przepięciowych o stromych zboczach i dużych energiach, jakie zdarzają się w rzeczywistym sygnale elektroenergetycznym. Stąd też jako najgorszy przypadek zakłóconego sygnału elektroenergetycznego zastosowany został wyżej wymieniony model, a uzyskane wyniki są granicznymi błędami, jakie mogą wystąpić wraz z pojawieniem się zjawiska aliasingu w torach cyfrowego przetwarzania sygnałów z filtrami antyaliasingowymi.

2. KRYTERIA DOBORU PARAMETRÓW PRÓBKOWANIA DLA SYGNAŁÓW ENERGETYCZNYCH

Wybór parametrów cyfrowego przetwarzania sygnałów, a ściślej DFT, rozpoczyna się od określenia szerokości badanego widma oraz liczby okresów badanego sygnału (szerokości okna czasowego).

Częstotliwość próbkowania musi spełniać warunek Nyquista [13], w którym maksymalna częstotliwość w widmie użytecznym musi być przynajmniej dwukrotnie mniejsza od mini-

malnej częstotliwości próbkowania. Dla systemów kontrolujących harmoniczne sygnału elektroenergetycznego (parametr THD) warunek ten narzuca stosowanie częstotliwości próbkowania nie mniejszej niż 4 kHz, ponieważ szerokość widma użytecznego sygnału energetycznego wynosi wtedy 2 kHz (do 40 harmonicznej [16]). W praktyce w zastosowaniach tego typu częstotliwość próbkowania przyjmuje się przynajmniej dwa lub trzy razy większą. Systemy, mające być czułe na krótkotrwałe zmiany stochastyczne napięcia, muszą badać widmo w znacznie szerszym zakresie, sięgającym 100 kHz i więcej, w zależności od czasu trwania zakłócenia.

Charakter badanych zakłóceń określa również liczba okresów sygnału energetycznego, jaki ma być brany pod uwagę w obliczeniach. Z powodu uśredniających właściwości DFT, widmo zakłóceń krótkotrwałych powinno być obliczane z jak najmniejszej liczby okresów, w przeciwieństwie do zakłóceń wolnozmiennych, w których szerokość okna czasowego ze względu na rozdzielczość częstotliwościową widma powinna być jak największa.

Zależność pomiędzy rozdzielczością widma, częstotliwością próbkowania a liczbą próbek przedstawia równanie 1.

$$\text{rozd} = \frac{f_s}{N} \quad (1)$$

gdzie:

f_s — częstotliwość próbkowania
 N — liczba próbek.

W związku ze wspomnianym wyżej zjawiskiem przecieku widma, do przeprowadzenia operacji DFT (*Discrete Fourier Transform*) należy wziąć całkowitą wielokrotność okresów badanego sygnału (w przypadku sygnałów elektroenergetycznych wielokrotność okresu 20 ms) [13]. W praktyce stosuje się kilka sposobów niwelowania błędów spowodowanych tym zjawiskiem. Często rozwiązaniem jest nakładanie na badany sygnał okna czasowego o kształcie innym niż prostokątne [8]. W przypadku sygnałów energetycznych stosowane jest okno Hanninga lub prostokątne. Zastosowanie okna prostokątnego wymusza synchronizację częstotliwości próbkowania z częstotliwością sygnału mierzonego (bardziej rygorystyczną niż dla okna Hanninga) tak, aby okno czasowe zawierało całkowitą wielokrotność jego okresu — próbkowanie synchroniczne [18]. Niektóre urządzenia obliczające DFT mają przetworniki A/C umożliwiające dostosowywanie częstotliwości próbkowania do rzeczywistej wartości okresu sygnału wejściowego. Stosuje się również wydłużanie czasowego okna pomiarowego, w którym pod uwagę bierze się większą liczbę okresów sygnału elektroenergetycznego (np. 4–30 [18]). Wydłużenie okna czasowego powoduje uśrednienie krótkotrwałych zakłóceń, występujących tylko podczas np. jednego okresu, i odniesienie ich do wszystkich okresów, w efekcie czego dokładna lokalizacja i interpretacja zakłócenia może być utrudniona. Dobór częstotliwości próbkowania zależy zatem od rodzaju informacji jakie mają być uzyskane w wyniku obliczeń DFT. Istotne jest, czy system ma dostarczać informacji dotyczących chwilowych zakłóceń w sygnale energetycznym, czy też ma podawać dane dla długiego okresu określające składowe widma sygnału.

Wartości częstotliwości próbkowania, jakie mogą być zastosowane w systemach cyfrowego przetwarzania sygnałów elektroenergetycznych, w zależności od liczby pełnych okre-

Tabela 1. Wartości częstotliwości próbkowania, jakie mogą być zastosowane w systemach cyfrowego przetwarzania sygnałów elektroenergetycznych w zależności od liczby pełnych okresów oraz liczby próbek czasowych

Liczba próbek	Liczba okresów sygnału energetycznego									
	N	1	2	4	5	8	10	16	20	25
128	6400									
256	12800	6400								
512	25600	12800	6400	5120						
1024	51200	25600	12800	10240	6400	5120				
2048	102400	51200	25600	20480	12800	10240	6400	5120	4096	
4096	204800	102400	51200	40960	25600	20480	12800	10240	8192	

sów oraz od liczby próbek czasowych, zostały przedstawione w tabeli 1. Tabela ta uwzględnia tylko częstotliwości będące całkowitą wielokrotnością 1 Hz.

Koszt przetworników analogowo-cyfrowych zależy od ich rozdzielczości oraz prędkości przetwarzania. Obecnie przetworniki analogowo-cyfrowe o największej rozdzielczości są układami wykorzystującymi zasadę przetwarzania Delta-Sigma (*Delta-Sigma Architecture*). Rozdzielczość ich sięga 24 bitów przy maksymalnej częstotliwości próbkowania około 40 kHz. Przetworniki te są relatywnie tanie, w razie jednak potrzeby większych częstotliwości próbkowania najchętniej stosuje się inną rodzinę układów — przetworniki o architekturze sukcesywnej aproksymacji (*Successive Approximation Architecture*). Ich rozdzielczość wynosi do 16 bitów, a częstotliwość próbkowania jest rzędu kilku MHz i więcej. Koszt tego typu przetworników znacznie zależy od rozdzielczości, w mniejszym stopniu natomiast od częstotliwości próbkowania. Wydaje się działaniem mało celowym stosowanie przetworników o dużych rozdzielczościach (powyżej 16 bitów) w systemach pomiarów sygnałów elektroenergetycznych.

3. MODEL SYGNAŁU

Napięciowy sygnał elektroenergetyczny przedstawiony jest jako sinusoida o wartości skutecznej 220 V i częstotliwości 50 Hz. Badanie zakłóceń, a w szczególności pomiar parametrów jakości energii elektrycznej takiego sygnału jest prosty, ponieważ nie wymaga stosowania szybkich przetworników analogowo-cyfrowych oraz szerokopasmowych wejściowych obwodów kondycjonujących. Można ograniczyć się do wykorzystania układów wąskopasmowych i wolnych przetworników analogowo-cyfrowych znacznie obniżających koszty systemu. W praktyce jednak w sieci elektroenergetycznej występują różnego typu zakłócenia: począwszy od zakłóceń wolnozmiennych, a na impulsowych skończywszy (wyładowania atmosferyczne, komutacje silników komutatorowych itp.). Problem generacji zakłóceń w sieciach elektroenergetycznych opisany jest w literaturze [2, 11, 20, 23, 24]. Występowanie w sygnale zakłóceń typu impulsowego znacznie poszerza widmo amplitudowe sygnału. Szerokość pasma zależy wtedy od szerokości impulsu, stromości jego zboczy oraz od amplitudy impulsu. W miarę wzrostu liczby zakłóceń impulsowych, zwiększa się również udział wyższych harmonicznych w sygnale. Z teoretycznego punktu widzenia, w krytycznym przypadku sygnał może być tak zakłócony, że jego

widmo staje się jednostajne w całej szerokości pasma. Model badanego sygnału aproksymowany jest wtedy za pomocą modelu szumu białego. Jest to przypadek skrajny, praktycznie nie występujący, pozwala jednak ustalić maksymalny poziom błędu, jaki może mieć miejsce z teoretycznego punktu widzenia. Uwzględnienie w badaniach takiego modelu sygnału gwarantuje, że niepewność pomiarów w warunkach rzeczywistych będzie mniejsza od wyznaczonej nawet w najbardziej zakłóconym środowisku rzeczywistym.

4. ZJAWISKO ALIASINGU

Widmo sygnału ciągłego, poddanego operacji próbkowania, można przedstawić za pomocą zależności 2.

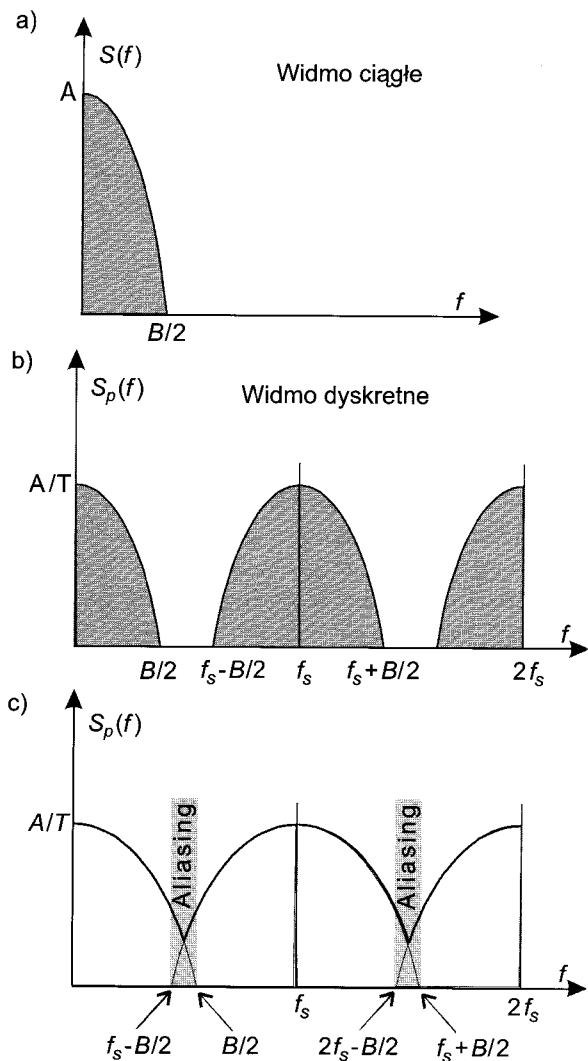
$$S_p(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S\left(f - \frac{n}{T}\right) \quad (2)$$

gdzie:

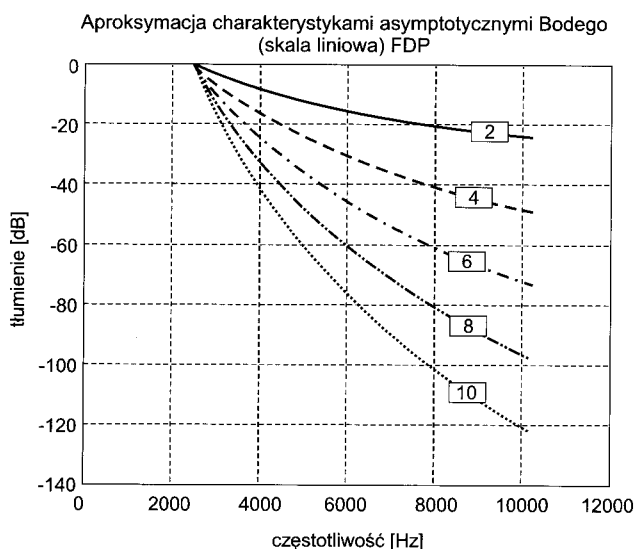
- T — okres próbkowania
- $S(f)$ — widmo sygnału ciągłego przed operacją próbkowania
- n — liczba naturalna

Równanie 2 przedstawia relację, jaka występuje pomiędzy widmami sygnału ciągłego a jego spróbkowaną wersją. Charakterystyczną cechą omawianego równania jest powstawanie odbić (ang. *alias*) widma podstawowego wokół całkowitej wielokrotności częstotliwości próbkowania $1/T$ (rys. 1b). Konsekwencją powielenia widma wokół całkowitej wielokrotności częstotliwości próbkowania jest niejednoznaczność określenia częstotliwości przebiegu sinusoidalnego jedynie na podstawie próbek czasowych. Dzieje się tak, ponieważ możliwe jest poprowadzenie nieskończonej liczby przebiegów harmonicznych, przechodzących przez punkty powstałe w wyniku dyskretyzacji wejściowego przebiegu analogowego. Zjawisko to w literaturze określane jest mianem aliasingu [4, 13]. Aby ustrzec się przed tego rodzaju niejednoznacznością, na wejściu systemu pomiarowego stosuje się filtry antyaliasingowe ograniczające pasmo przenoszenia do częstotliwości równej połowie częstotliwości próbkowania.

Drugim zjawiskiem ściśle związanym z powieleniem widma jest aliasing nieodtworzalny [4, 13]. Polega on na nałożeniu się odbitych obrazów w dziedzinie częstotliwości i wprowadzeniu przez to dodatkowych zniekształceń do charakterystyki amplitudowej w przypadku występowania szerokości



Rys. 1. Zasada powstawania aliasingu nieodtworzalnego: a) widmo ciągłe sygnału, b) powielenie widma sygnału dyskretnego dla $f_s/2 > B$; c) nałożenie powielonych widm — aliasing nieodtworzalny



Rys. 2. Zbiór charakterystyk filtru dla różnych wartości rzędów, $f_{cut} = 2500$ Hz (liniowa skala częstotliwości)

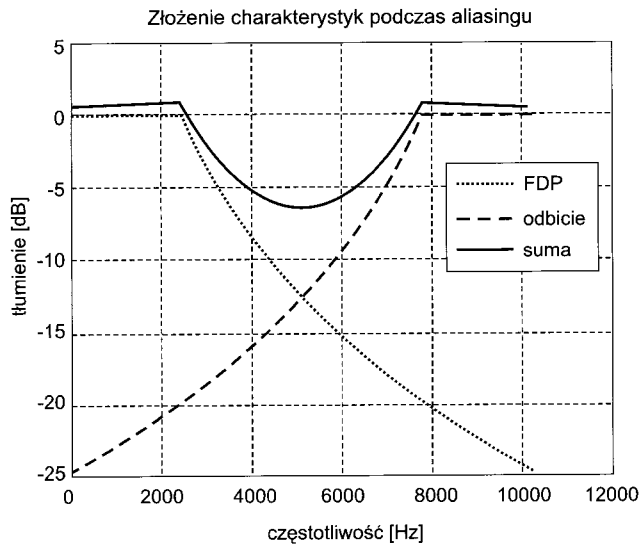
pasma badanego sygnału większego od częstotliwości Nyquista (rys. 1c). W wyniku aliasingu nieodtworzalnego niemożliwe staje się przeprowadzenie odwrotnej transformacji Fouriera bez wystąpienia zniekształceń wyjściowego sygnału analogowego w dziedzinie czasu.

W niektórych pozycjach literatury określenie aliasingu przyporządkowane jest wyłącznie do zjawiska nakładania się widm podstawowego i odbitego (aliasu) (rys. 4.1c) [9, 25], jednak z formalnego punktu widzenia precyzyjniejsze wydaje się operowanie pojęciami aliasingu jako zjawiska powielenia widma oraz aliasingu nieodtworzalnego, implikującego zjawisko interferencji widma podstawowego i odbitego, tak jak to przedstawiono w [4, 13].

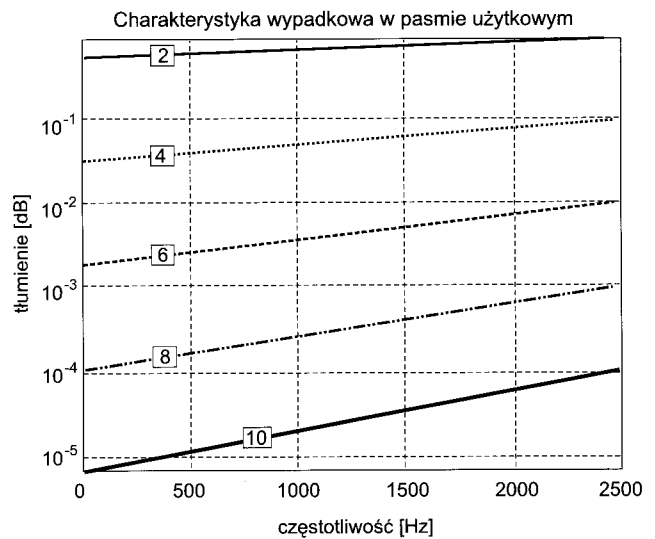
5. BADANIA SYMULACYJNE

5.1. Metodyka badań

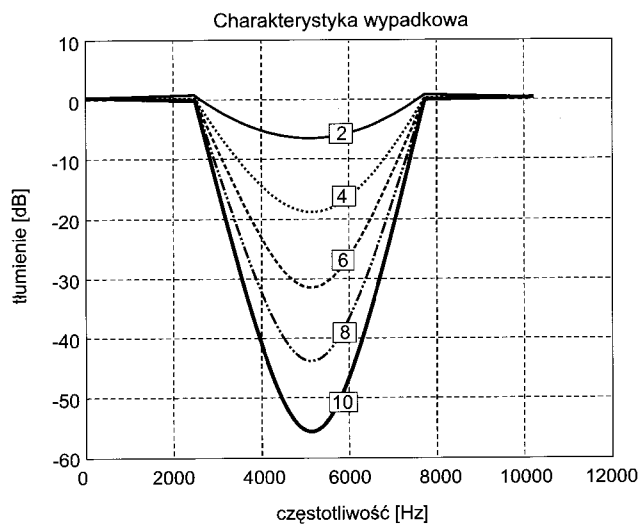
Jako model sygnału wejściowego przyjęto w badaniach model sygnału szumu białego. Sygnał ten przenoszony jest na filtr antyaliasingowy o przykładowej charakterystyce podanej na rysunku 2 (na rysunkach 2 do 6 znajdują się przykładowe wyniki symulacji dla częstotliwości próbkowania $f_s = 10240$ Hz, dla rzędów zastosowanego filtru: 2, 4, 6, 8, 10 oraz dla częstotliwości odcięcia filtru 2500 Hz). W wyniku filtracji otrzymano sygnał o amplitudowej charakterystyce widmowej przedstawionej na rysunku 3 (linia ciągła). Poziom tego sygnału został unormowany w stosunku do wartości sygnału wejściowego i wyrażony jest w decybelach. Jako wynik operacji próbkowania powstało odbite widmo (alias), rysunek 3 (linia przerywana). Widma te zostały zsumowane dając w efekcie charakterystykę wypadkową — widmo oznaczone na rysunku 3 za pomocą drobnej linii przerywanej. Kilka charakterystyk dla rzędów filtru: 2, 4, 6, 8, 10 przedstawiono na rysunku 4. W interesującej nas części widma, odpowiadającej szerokości pasma przepustowego filtru antyaliasingowego, pojawiają się charakterystyczne niepożądane zakłócenia powodowane obecnością odbitego widma (aliasu). Zakłócenia te polegają na powstawaniu błędów wzmocnienia w tej części pasma i rosną w miarę zbliżania się do częstotliwości równej częstotliwości odcięcia filtru antyaliasingowego. Przy tej częstotliwości błąd wzmocnienia przyjmuje wartość maksymalną i dlatego też badania wpływu aliasingu na widmo podstawowe prowadzone są właśnie dla tych wartości częstotliwości. Na rysunku 5 przedstawiono część rysunku 4, ograniczoną do szerokości pasma przepustowego filtru, w której wartości błędów zostały wyrażone w dB (rysunek 6 jest wersją rysunku 5 z tą różnicą, że błędy zostały wyrażone w procentach).
Należy zwrócić uwagę, że osie rzędnych reprezentują skalę wyrażoną w dB. I tylko w takiej skali możliwe jest przeprowadzenie zsumowania widma odbitego (aliasu) z widmem podstawowym. Sumowanie to zakłada, że poszczególne komponenty widma podstawowego oraz aliasu w tym samym punkcie częstotliwości mają tę samą fazę. Jest to zatem najgorszy przypadek sumowania się widm, ponieważ istnieje duże prawdopodobieństwo, iż komponenty te będą miały różne fazy, co spowoduje mniejsze wyniki sum tych widm, a tym samym mniejsze błędy pomiaru charakterystyki rzeczywistej w pasmie użytecznym.



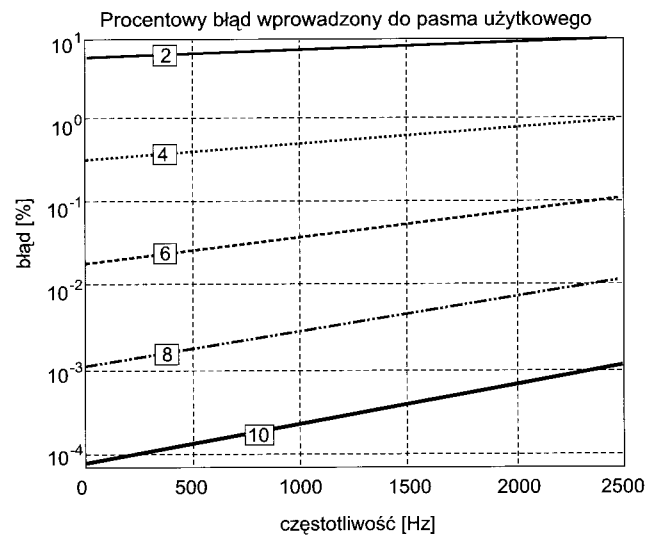
Rys. 3. Suma charakterystyk: podstawowej oraz odbicia (aliasu) (liniowa skala częstotliwości)



Rys. 5. Powiększenie obszaru pasma użytecznego z rysunku 13 (liniowa skala częstotliwości)



Rys. 4. Zbiór charakterystyk wypadkowych (sum) dla różnych wartości rzędów filtru (liniowa skala częstotliwości)



Rys. 6. Procentowy błąd wnoszony do pasma użytkowego przez sumowanie widm podstawowego i odbitego (aliasing nieodtworzalny) (liniowa skala częstotliwości) dla filtrów różnych rzędów

5.2. Wyniki badań

Przeprowadzone badania obejmują symulacje powstawania zjawiska aliasingu w analogowo-cyfrowych torach przetwarzania z filtrami antyaliasingowymi o szerokości pasm przepustowych: 2,5 kHz, 25 kHz oraz 50 kHz.

Wyznaczony błąd, powstający jako konsekwencja interferencji widma podstawowego z jego aliasem, został zdefiniowany jako odchyłka zakłóconego widma podstawowego od widma podstawowego pozbawionego wpływu aliasingu nieodtworzalnego (wpływu obecności aliasu). Wartość tego błędu wyrażona jest w procentach.

Błędy wyznaczenia 50 harmonicznej sygnału elektroenergetycznego (2,5 kHz) spowodowane zjawiskiem aliasingu w torach z filtrami o paśmie przepustowym 2,5 kHz zostały przedstawione w tabeli 2 oraz na rysunkach 7 i 8. Symulacje te uwzględ-

nają częstotliwości próbkowania od 5120 Hz do 204,8 kHz (tabela 2) oraz rzędy filtrów od 2 do 20. Przyjęta górna granica rzędu filtru wynika z faktu, iż filtry wyższych rzędów, a w szczególności powyżej 20, wprowadzają już istotne zniekształcenia do charakterystyki fazowej filtrowanego sygnału.

Badania wykazują silniejszą zależność wartości błędów aliasingu od częstotliwości próbkowania niż od rzędu filtru. I tak na przykład dla filtru drugiego rzędu dwukrotne zwiększenie częstotliwości próbkowania powoduje średnio pięciokrotny spadek błędu, podczas gdy dwukrotny wzrost wartości rzędu filtru powoduje spadek tego błędu ok. 1,2 do 1,5 raza.

Badania wielkości aliasingu z wykorzystaniem filtru o paśmie przepustowym 25 kHz uwzględniają częstotliwości próbkowania 51200 Hz, 102400 Hz oraz 204800 Hz. Wyniki tych badań pokrywają się z badaniami przeprowadzonymi dla filtru 2,5 kHz (odpowiednio dla częstotliwości próbkowania 5120 Hz, 10240 Hz oraz 20480 Hz), przedstawionymi w tabeli 2.

Tabela 2. Wyniki symulacji wpływu aliasingu nieodtworzalnego na zakłócenie 50 harmonicznej napięcia sieciowego w zależności od częstotliwości próbkowania oraz rzędu filtru antyaliasingowego

rzęd	Częstotliwość próbkowania w [Hz]									
	5120		6400		8192		10240		12800	
	dB	[%]	DB	[%]	dB	[%]	dB	[%]	dB	[%]
2	5,591	90,358	2,802	43,642	1,523	19,169	0,860	10,406	0,496	5,880
4	5,185	81,646	0,826	19,046	0,313	3,675	0,094	1,083	0,030	0,346
6	4,800	73,774	-0,338	8,312	0,061	0,704	0,010	0,113	0,002	0,020
8	4,437	66,661	-1,067	3,628	0,012	0,135	0,001	0,012	0,000	0,001
10	4,095	60,234	-1,584	1,583	0,002	0,026	0,000	0,001	0,000	0,000
12	3,774	54,427	-2,004	0,691	0,000	0,005	0,000	0,000	0,000	0,000
14	3,474	49,179	-2,382	0,302	0,000	0,001	0,000	0,000	0,000	0,000
16	3,194	44,437	-2,741	0,132	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
18	2,932	40,153	-3,091	0,057	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
20	2,689	36,281	-3,438	0,025	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000

rzęd	Częstotliwość próbkowania w [Hz]											
	20480		25600		40960		51200		102400		204800	
	dB	[%]	dB	[%]	dB	[%]	dB	[%]	dB	[%]	dB	[%]
2	0,166	1,931	0,101	1,170	0,037	0,422	0,023	0,263	0,005	0,063	0,001	0,015
4	0,003	0,037	0,001	0,014	0,000	0,002	0,000	0,001	0,000	0,000	0,000	0,000
6	0,000	0,001	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
8	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
10	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
12	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
14	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
16	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
18	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
20	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000

Tabela 3. Wyniki symulacji wpływu aliasingu nieodtworzalnego na błąd odczytu wartości sygnału wejściowego przy częstotliwości 50 kHz, dla częstotliwości odcięcia filtru 50 kHz

rzęd	Częstotliwość próbkowania 204800 Hz	
	[dB]	[%]
4	0,094	1,0881
6	0,0099	0,1135
8	0,001	0,0118
10	0,0001	0,0012

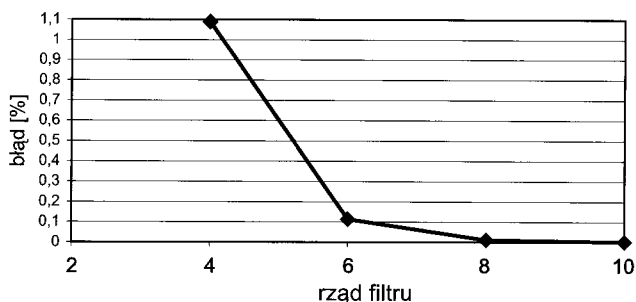
Wyniki symulacji wpływu aliasingu na zakłócenie komponentu o częstotliwości 50 kHz, przy częstotliwości odcięcia filtru 50 kHz, zostały przedstawione w tabeli 3 oraz na rysunku 7. Tabela ta uwzględnia tylko te wyniki, dla których poziom błędu nie przekracza około 1%. Częstotliwość próbkowania potrzebna do spełnienia takiego założenia jest równa 204800 Hz przy rzędach filtru wyższych od 4.

6. PODSUMOWANIE BADAŃ

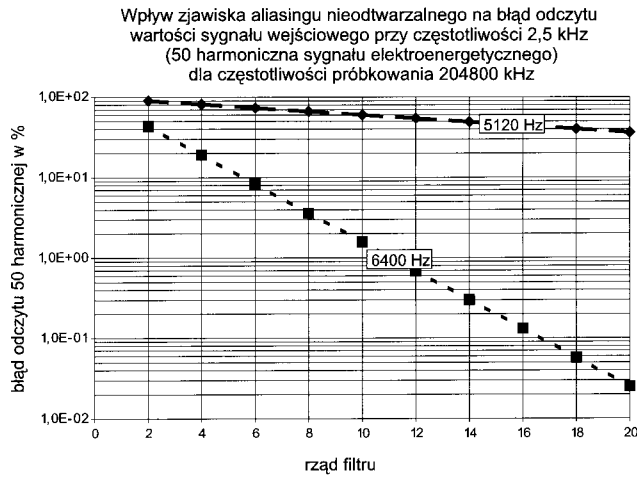
Przeprowadzone badania wskazują na istotną zależność wartości błędu w pomiarach od pojawienia się zjawiska aliasingu w wyniku niedoskonałego tłumienia filtru antyaliasingowego. Błąd ten jest funkcją częstotliwości próbkowania, rzędu filtru oraz jego częstotliwości odcięcia (szerokości pasma przepustowego). W warunkach zakłóconych środowisk sieci energetycznych niewłaściwy dobór tych parametrów grozi wystąpieniem dosyć dużych błędów pomiarowych sięgających nawet kilkudziesięciu procent. Charakterystyki przedstawione na rysunkach 10, 11 oraz 12 przedstawiają zależność tych błędów od rzędu filtru i częstotliwości próbkowania. Analiza metrologiczna wymaga rozpatrzenia przede wszystkim takich parametrów badanego systemu, przy których niepewność pomiarów nie przekracza 1%. Dlatego też charakterystyki te określają wartości parametrów, przy których błąd nie przekracza odpowiednio 0,001%, 0,01%, 0,1% i 1%.

Kluczowym zagadnieniem jest określenie przedmiotu pomiarów, a mianowicie: czy ma to być wielkość obliczana na

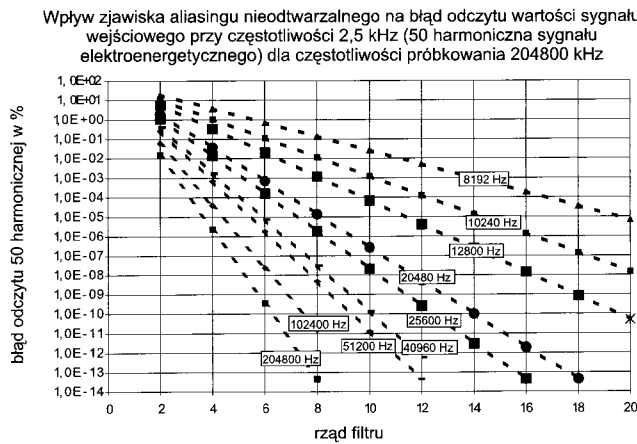
Wpływ zjawiska aliasingu nieodtworzalnego na błąd odczytu wartości sygnału wejściowego przy częstotliwości 50 kHz (1000 harmoniczna sygnału elektroenergetycznego) dla częstotliwości próbkowania 204800 kHz



Rys. 7. Wyniki symulacji dla filtru o częstotliwości odcięcia 50 kHz

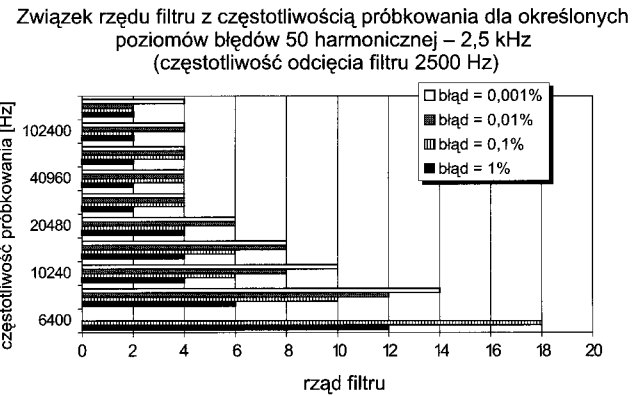


Rys. 8. Wyniki symulacji dla częstotliwości odcięcia filtra 2500 Hz oraz dla częstotliwości próbkowania 5120 Hz i 6400 Hz

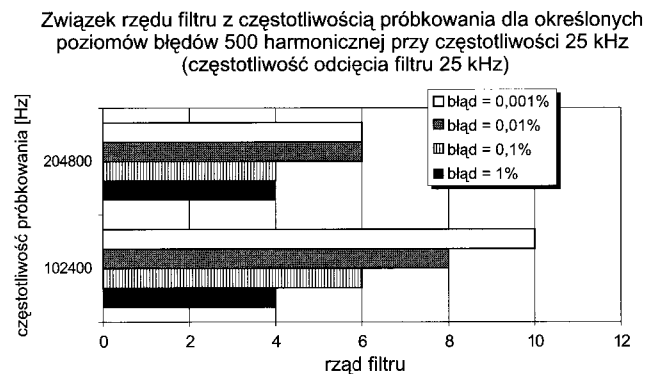


Rys. 9. Wyniki symulacji dla częstotliwości odcięcia filtra 2500 Hz oraz dla częstotliwości próbkowania: 8192 Hz, 10240 Hz, 12800 Hz, 20480 Hz, 25600 Hz, 40960 Hz, 51200 Hz, 102400 Hz i 204800 Hz

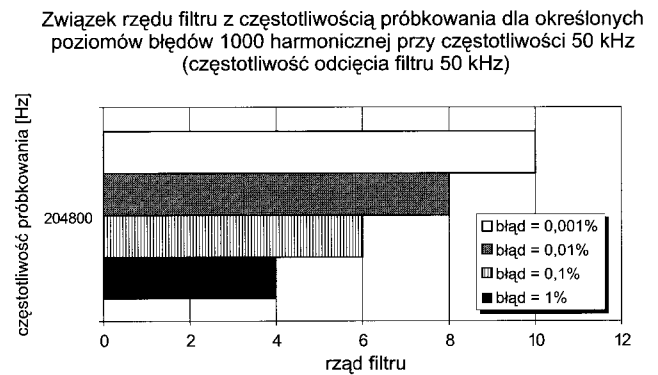
podstawie informacji zawartych w wąskim paśmie częstotliwości (np. współczynnik THD uwzględniający zakres pierwszych 50 harmonicznych — do 2,5 kHz), czy też mają to być szerokowidmowe zniekształcenia typu impulsowego. Charakterystyka przedstawiona na rysunku 10 pokazuje sposób doboru parametrów filtra dla systemów wąskopasmowych — do 2,5 kHz. Zbiór możliwych wartości częstotliwości próbkowania jest tutaj szeroki. Chcąc uzyskać poziom błędów poniżej 0,1% można stosować zarówno częstotliwości niskie np. 8192 Hz przy rzędzie filtra równym 10, jak i wyższe, np. 20480 Hz dla rzędu 4. Ze względu na wzrost zniekształceń fazowych filtrowanego sygnału przy zwiększaniu rzędu filtra, lepiej jest stosować filtry o jak najniższych rzędach. Dlatego też optymalnym rozwiązaniem jest tutaj zastosowanie częstotliwości próbkowania 10240 Hz oraz filtra rzędu 4. Jeżeli maksymalna częstotliwość widma zakłóceń jest relatywnie niska (np. mniejsza od 2,5 kHz) można się spodziewać pomijalnego błędu spowodowanego aliasingiem nieodtworzalnym, który może być mniejszy od obliczonego o kilka rzędów. Jeżeli jednak charakter zakłóceń jest szerokopasmowy (np. pomiar THD w bardzo zakłóconym środowisku), istnieje duże prawdopodobieństwo wystąpienia większego błędu, nie przekraczającego jednak wyznaczonego poziomu. W pierwszym przypad-



Rys. 10. Związek rzędu filtra z częstotliwością próbkowania dla czterech poziomów błędów 50 harmonicznej (2,5 kHz) przy częstotliwości odcięcia filtra 2500 Hz



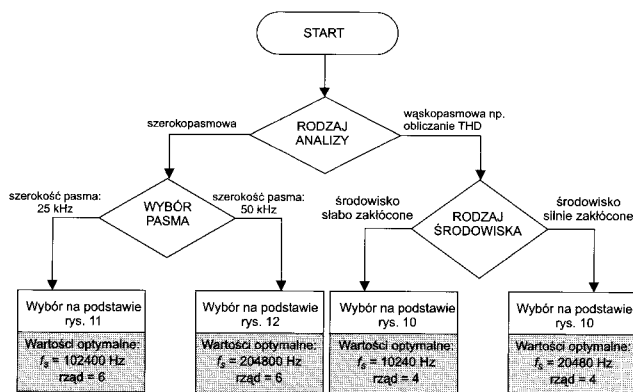
Rys. 11. Związek rzędu filtra z częstotliwością próbkowania dla czterech poziomów błędów 500 harmonicznej (25 kHz) przy częstotliwości odcięcia filtra 25 kHz



Rys. 12. Związek rzędu filtra z częstotliwością próbkowania dla czterech poziomów błędów 1000 harmonicznej (50 kHz) przy częstotliwości odcięcia filtra 50 kHz

ku można zastosować niższą częstotliwość próbkowania lub zmniejszyć rząd filtra (bez ryzyka zwiększenia się wartości niepewności pomiaru).

Pomiar zniekształceń szerokopasmowych wymusza stosowanie odpowiednio większych pasm przepustowych filtrów i wyższych częstotliwości próbkowania. Charakterystyki doboru parametrów filtra w systemach szerokopasmowych przedstawiają rysunek 11 (dla systemów o pasmie użytkowym do 25 kHz) oraz rysunek 12 (dla systemów o pasmie użytkowym do 50 kHz). Optymalne parametry dla pierwszego



Rys. 13. Algorytm decyzyjny wyboru parametrów filtra antyaliasingowego

rodzaju filtrów to: częstotliwość próbkowania 102400 Hz dla rzędu 6 oraz dla drugiego rodzaju: 6 rząd przy częstotliwości próbkowania równej 204800 Hz. W przypadku tej analizy powinno się jednak szczególną uwagę zwracać na minimalizację rzędu filtru kosztem nawet zwiększenia częstotliwości próbkowania.

Algorytm decyzyjny doboru pasma przepustowego oraz rzędu filtru został przedstawiony na rysunku 13. Pierwszym krokiem wyboru parametrów filtru jest określenie rodzaju analizy: szerokopasmowej (impulsowej) lub wąskopasmowej (np. pomiar THD). Rodzaj analizy warunkuje dobranie odpowiedniego pasma przenoszenia filtru (częstotliwości odcięcia). W przypadku analizy szerokopasmowej kolejnym krokiem jest wybór rzędu filtru w zależności od założonego błędu oraz częstotliwości próbkowania. W przypadku analizy wąskopasmowej należy określić jeszcze stopień zakłóceń środowiska, w jakim występuje badany sygnał, a następnie dobrać odpowiedni rząd filtru przy założonym błędzie i częstotliwości próbkowania.

7. ZAKOŃCZENIE

W artykule przedstawiono sposób doboru rzędu oraz częstotliwości odcięcia filtru antyaliasingowego, będącego integralną częścią torów przetwarzania analogowo-cyfrowego w systemach do pomiaru jakości energii elektrycznej. Wyznaczony algorytm decyzyjny rozgranicza charakter pomiarów z punktu widzenia szerokości widma. Zaproponowano optymalne wartości parametrów filtru dla pomiarów parametrów wąskopasmowych (takich jak np. THD) oraz szerokopasmowych (wskaźniki charakteryzujące krótkotrwałe impulsy napięciowe, przepięcia). Na podstawie przytoczonych diagramów możliwy jest również dobór innych (od zaproponowanych) parametrów filtru w zależności od aspektów ekonomicznych lub dokładności pomiarów.

Obliczenia określają maksymalne poziomy błędów, jakie mogą wystąpić w charakterystyce amplitudowej w funkcji rzędu filtru, pasma przepustowego oraz częstotliwości próbkowania przyjętej w systemie. Błędy te mają charakter graniczny. Są one wyznaczone przy założeniu najgorszego przypadku, tj. gdy występuje sumowanie się błędów generowanych przez poszczególne zjawiska zniekształcające. Wyniki obliczeń mogą zatem z powodzeniem dawać zadowalające efekty zarówno w środowiskach słabo, jak i silnie zakłóconych.

Wykonane badania mogą również posłużyć jako punkt wyjściowy do przeprowadzenia analizy, mającej na celu wybór typu charakterystyki amplitudowej filtru (Butterwortha, Bessela, Czebyszewa i in.) oraz jej aplikacji w systemach do pomiaru i kontroli parametrów jakości energii elektrycznej.

LITERATURA

1. Bolikowski J.: *Opis wymagań i technika pomiarowa parametrów jakości energii elektrycznej analizatorami serii AJE w obwodach sieci elektroenergetycznej niskiego napięcia i średniego napięcia*. IV Sympozjum: Pomiary i Sterowanie w Procesach Przemysłowych, Zielona Góra 1999.
2. Charoy A.: *Zakłócenia w urządzeniach elektronicznych*, tom I, WNT, Warszawa 1999.
3. Chen M. T.: *Digital algorithms for measurement of voltage flicker*. IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., 1997, 144.
4. Dąbrowski A.: *Przetwarzanie sygnałów przy użyciu procesorów sygnałowych*. WPP, Poznań 1998.
5. Filipkowski A.: *Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe*. WNT, Warszawa 1995.
6. Fułński W., Leszczyński J.: *Analizator przebiegów odkształconych napięć i prądów*. Przegl. Elektrotechn. 1985, 6.
7. Guziński A.: *Liniowe elektroniczne układy analogowe*. WNT, Warszawa 1993.
8. Harris F.: *On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform*. Proceedings of the IEEE, 1978, 66, 51-84.
9. Izydorczyk J., Płonka G.: *Teoria sygnałów*. Helion, Gliwice 1999.
10. Kaczmarek J.: *Laboratoryjny analizator jakości energii elektrycznej*. IV Sympozjum: Pomiary i Sterowanie w Procesach Przemysłowych, Zielona Góra 1999.
11. Kurczewski W.: *Oddziaływanie przekształtników na sieci energetyczne i środowisko naturalne*. Przegl. Elektrotechn., 1997, 7.
12. Kuśmierk Z.: *Zastosowanie komputerowych technik pomiarowych do badania jakości energii elektrycznej*. JUEE 1995, 1.
13. Lyons R.G.: *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*. WKiŁ, Warszawa 1999.
14. Mindykowski J.: *Ocena jakości energii elektrycznej w systemach okrętowych z układami przekształtnikowymi*. Okrętownictwo i Żegluga, Gdańsk 2001.
15. Oppenheim A., Shafer R.: *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów*. WKiŁ, Warszawa 1982.
16. PN-EN 50160: 1998: *Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych*.
17. PN-EN 61000-2-4:1994: *Kompatybilność elektromagnetyczna — Środowisko — Poziomy kompatybilności dotyczące zaburzeń przewodzonych małej częstotliwości w sieciach zakładów przemysłowych*.
18. PN-EN 61000-3-2: 1997: *Kompatybilność elektromagnetyczna — Dopuszczalne poziomy — Dopuszczalne poziomy emisji harmonicznych prądu (fazowy prąd zasilający odbiornika ≤16A)*.
19. PN-EN 61000-4-7:1998: *Kompatybilność elektromagnetyczna — Metody badań i pomiarów — Ogólny przewodnik dotyczący pomiarów harmonicznych i interharmonicznych oraz stosowanych do tego celu przyrządów pomiarowych dla sieci zasilających i przyłączonych do nich urządzeń*.
20. Pytlak A., Zymmer K.: *Kompatybilność elektromagnetyczna przekształtników*. Przegl. Elektrotechn., 1995, 9.
21. *Rozporządzenie ministra gospodarki z dn. 21 października 1998 r. w sprawie szczegółowych warunków przyłączania podmiotów do sieci elektroenergetycznych, pokrywania kosztów przyłączenia, obrotu energią elektryczną, świadczenia usług przesyłowych, ruchu sieciowego i eksploatacji sieci oraz standardów jakościowych obsługi odbiorców*. Dziennik Ustaw nr 135 z 1998 r., poz. 881.
22. Ruiz J., Ortuondo J.: *Real time power supply quality measurement and monitoring multichannel system*. IEEE Trans. Pow. Deliv., 1995, 10.
23. Sroka J.: *Kompatybilność elektromagnetyczna impulsowych urządzeń elektroniki przemysłowej*. Przegl. Elektrotechn. 1996, 7.
24. Supranowicz H.: *Energoelektroniczne źródła mocy deformacji*. JUEE, 1995, 1.
25. Szabatin J.: *Podstawy teorii sygnałów*. WKiŁ, Warszawa 1982.
26. Zeżelienko I.W.: *Wysszyje garmoniki w sistiemach elektrosnawženija propriedpriatij*. Energiatomizdat, Moskwa 2000.



Mgr inż. Mirosław Szmajda

Urodził się w 1975 r. w Kędzierzynie-Koźlu. Tytuł magistra uzyskał w roku 2000 na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej na specjalności aparatura elektroniczna w Katedrze Metrologii Elektronicznej i Fotonicznej. Aktualnie pracuje jako asystent na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Opolskiej w Katedrze Elektrowni i Systemów Pomiarowych. Zajmuje się tematyką cyfrowego przetwarzania sygnałów, a w szczególności pomiarami parametrów jakości energii elektrycznej.

Adres do korespondencji: ul. Kosmonautów 1d/13, 47-220 Kędzierzyn-Koźle; tel. (+77) 4006000 w. 305; e-mail: szmajda@po.opole.pl



Mgr inż. Krzysztof Górecki

Urodził się w 1975 r. w Kędzierzynie-Koźlu. Ukończył studia w 2000 r. w zakresie elektroniki i telekomunikacji na specjalności aparatura elektroniczna w Katedrze Metrologii Elektronicznej i Fotonicznej na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej. Obecnie pracuje na stanowisku asystenta w Katedrze Elektrowni i Systemów Pomiarowych Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki

Opolskiej. W pracach badawczych zajmuje się przetwarzaniem sygnałów, ze szczególnym uwzględnieniem pomiarów jakości energii elektrycznej.

Adres do korespondencji: ul. Mikołajczyka 14, 45-271 Opole; tel.: 0602 767590; e-mail: krzychog@po.opole.pl



Prof. dr hab. inż. Janusz Mroczka

Prof. zw. Politechniki Wrocławskiej — urodzony 27.04.1952 r. w Dębicy. Ukończył studia w 1976 r. na Wydziale Elektroniki Pol. Wr., gdzie również w 1981 r. uzyskał stopień doktora, a w 1991 r. doktora habilitowanego. W 1996 r. otrzymał tytuł profesora nauk technicznych. Autor 146 prac, 8 patentów, współ. 3 książek z metrologii fotonicznej. Wypromował 7 doktorów (w tym dwóch na Uniwersytecie w Rouen).

Od 1999 r. prof. zw. Pol. Wr. Dyrektor Instytutu Metrologii Elektrycznej Pol. Wr. w latach 1991–1996. Od 1998 r. założyciel i kierownik Katedry Metrologii Elektronicznej i Fotonicznej Politechniki Wrocławskiej. Tematyka badawcza obejmuje metodologię procesu poznawczego, algorytmizację problemu odwrotnego, analizę spektralną i polaryzację promieniowania rozproszonego w opisie właściwości układów dyspersyjnych, metodologię łączenia danych pomiarowych o różnej przestrzennej rozdzielczości z wykorzystaniem deterministycznych i stochastycznych metod przetwarzania, wykorzystanie reprezentacji czasowo-częstotliwościowych sygnałów w przetwarzaniu danych pomiarowych. Twórca szkoły naukowej metrologia fotoniczna.

Członek towarzystw: The International Society for Optical Engineering, USA (od 1992), International Technical Working Group on Penetration Radiation, USA (od 1994), Komitet Metrologii i Aparatury Naukowej PAN (od 1993), Polskie Towarzystwo Fizyczne (od 1986), Wrocławskie Towarzystwa Naukowe (od 1994), Stowarzyszenie Elektryków Polskich (od 1977).

Adres do korespondencji: Katedra Metrologii Elektronicznej i Fotonicznej, ul. Prusa 53/55, 50-317 Wrocław; tel.: (+71) 3206232; e-mail: mroczka@kmeif.pwr.wroc.pl