



Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie

**WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI,
INFORMATYKI I INŻYNIERII BIOMEDYCZNEJ**

KATEDRA METROLOGII I ELEKTRONIKI

Praca dyplomowa magisterska

**Analiza właściwości miernika do pomiaru THD
sygnałów napięciowych**

Autor:

Kierunek studiów:

Opiekun pracy:

Wojciech Zieliński

Elektrotechnika

dr hab. inż. Ryszard Sroka, prof. AGH

Kraków, 1 czerwca 2018

Upředzony o odpowiedzialności karnej na podstawie art. 115 ust. 1 i 2 ustawy z dnia 4 lutego 1994 r. o prawie autorskim i prawach pokrewnych (t.j. Dz.U. z 2006 r. Nr 90, poz. 631 z późn. zm.): „ Kto przywłaszcza sobie autorstwo albo wprowadza w błąd co do autorstwa całości lub części cudzego utworu albo artystycznego wykonania, podlega grzywnie, karze ograniczenia wolności albo pozbawienia wolności do lat 3. Tej samej karze podlega, kto rozpowszechnia bez podania nazwiska lub pseudonimu twórcy cudzy utwór w wersji oryginalnej albo w postaci opracowania, artystyczne wykonanie albo publicznie zniekształca taki utwór, artystyczne wykonanie, fonogram, wideogram lub nadanie.”, a także upředzony o odpowiedzialności dyscyplinarnej na podstawie art. 211 ust. 1 ustawy z dnia 27 lipca 2005 r. Prawo o szkolnictwie wyższym (t.j. Dz. U. z 2012 r. poz. 572, z późn. zm.) „Za naruszenie przepisów obowiązujących w uczelni oraz za czyny uchylające godności studenta student ponosi odpowiedzialność dyscyplinarną przed komisją dyscyplinarną albo przed sądem koleżeńskim samorządu studenckiego, zwanym dalej „sądem koleżeńskim”, oświadczam, że niniejszą pracę dyplomową wykonałem(-am) osobiście i samodzielnie i że nie korzystałem(-am) ze źródeł innych niż wymienione w pracy.

.....

podpis

Spis treści

1. Podstawowe definicje	2
1.1. Sygnały i ich parametry	2
1.1.1. Definicja sygnału okresowego	2
1.1.2. Składowe harmoniczne	2
1.1.3. Parametry sygnałów	3
1.2. Transformata Fouriera	4
1.2.1. Dyskretna transformata Fouriera	4
1.2.2. Własności DFT	5
Symetria	5
Liniowość	6
Rozdzielczość	6
Przeciek	6
1.2.3. Szybka transformata Fouriera	7
1.3. Definicja THD	8
1.3.1. Współczynnik zawartości harmonicznych i całkowity współczynnik odkształceń harmonicznych	8
1.3.2. THD a jakość energii elektrycznej	9
1.4. Przetwornik analogowo - cyfrowy	9
1.4.1. Etapy procesu przetwarzania analogowo - cyfrowego	9
Próbkowanie	9
Kwantowanie	10
Kodowanie	10
1.5. Filtr antyaliasingowy	10
1.5.1. Twierdzenie o próbkowaniu i definicja aliasingu	10
1.5.2. Filtry aktywne	11
1.5.3. Filtry w technologii SC	12
1.5.4. Dobór parametrów filtra	13
2. Przegląd istniejących rozwiązań	15
2.1. Analogowe mierniki współczynnika zawartości harmonicznych	15

2.2. Analogowe analizatory widma	15
2.3. Analizatory cyfrowe.....	16
3. Analiza normy IEC 6100-4-30	18
3.1. Klasy przyrządów	18
3.2. Wymagania dotyczące pomiaru częstotliwości	18
3.2.1. Metoda pomiaru.....	18
Klasa A	18
Klasa S	18
3.2.2. Niepewność i zakres pomiaru	19
Klasa A	19
Klasa S	19
3.2.3. Ewaluacja pomiaru	19
Klasa A	19
Klasa S	19
3.3. Definicje dotyczące harmoniczných i współczynników odkształcenia.....	19
3.4. Wymagania dotyczące pomiaru harmoniczných	20
3.4.1. Metoda pomiaru.....	20
Klasa A	20
Klasa S	21
3.4.2. Niepewność i zakres pomiaru	21
Klasa A	21
Klasa S	21
4. Implementacja przyrządu.....	22
4.1. Założenia projektowe.....	22
4.2. Użyte podzespoły	22
4.2.1. Płytką rozwojową FRDM-KL25Z	22
4.2.2. Filtr antyaliasingowy - układ MAX295	22
4.2.3. Pamięć zewnętrzna - układ 23LCV1024.....	22
4.2.4. Wyświetlacz OLED SSD1306.....	22
4.3. Projekt PCB	22
4.3.1. Schemat	23
4.3.2. Layout.....	23
4.4. Środowisko pracy	23
4.4.1. Środowisko mbed	23
4.4.2. Skrypty testowe.....	23
4.5. Działanie przyrządu.....	23

4.5.1. Algorytm ogólny	23
4.5.2. Inicjalizacja	23
4.5.3. Pomiar częstotliwości	23
4.5.4. Próbkowanie	23
4.5.5. DFT i wyznaczenie THD	23
4.5.6. Prezentacja wyników.....	23
5. Badanie parametrów przyrządu.....	24
5.1. Symulacje.....	24
5.1.1. Wpływ rozdzielczości przetwornika A/C na wynik pomiaru	24
5.1.2. Wpływ precyzji częstotliwości próbkowania na wynik pomiaru.....	24
5.2. Pomiary	24
5.2.1. Badanie filtra antyaliasingowego	24
5.2.2. Wpływ funkcji okna na wynik pomiaru	24
5.2.3. Wpływ uśredniania na wynik pomiaru.....	24
5.2.4. Porównanie z rozwiązaniami komercyjnymi.....	24
6. Podsumowanie i wnioski.....	25
Bibliografia.....	27

1. Podstawowe definicje

1.1. Sygnały i ich parametry

1.1.1. Definicja sygnału okresowego

Sygnałem nazywa się zmienność danej wielkości fizycznej w funkcji jednej lub wielu zmiennych. W pomiarach elektrycznych najczęściej obserwujemy zmiany napięcia, natężenia, bądź częstotliwości w funkcji czasu. Każdy sygnał posiada nośnik oraz niesie jakąś informację. Przykładem nośnika może być przemienne napięcie elektryczne, zaś informacją przez niego niesioną - zmiana amplitudy lub częstotliwości tego napięcia.

Jeśli dany sygnał można zamodelować funkcją $f(t) = f(t + kT)$, gdzie k jest liczbą naturalną, to jest on nazywany sygnałem okresowym o okresie T oraz częstotliwości $f = \frac{1}{T}$. [?]
Najprostszym przykładem sygnału okresowego jest sygnał sinusoidalny $f(t) = \sin(2\pi f t)$.

1.1.2. Składowe harmoniczne

Jeżeli sygnał okresowy przedstawiany jest funkcją, która spełnia warunki Dirichleta, to znaczy:

- w dowolnym przedziale czasu równym okresowi posiada skończoną liczbę minimów i maksimów lokalnych,
- w tym przedziale czasu jest ciągła, z wyjątkiem skończonej liczby punktów nieciągłości, w których istnieją jej prawo- i lewostronne granice,
- wartości funkcji w punktach nieciągłości są równe wartościom średniej arytmetycznej granic prawo- i lewostronnych w tych punktach,

to można go przedstawić za pomocą szeregu trygonometrycznego Fouriera(1): [?]

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \quad (1)$$

gdzie:

A_0 – składowa stała,

$\omega = 2\pi f$ – pulsacja podstawowej harmonicznej,

A_n – amplituda n-tej harmonicznej,

φ_n – faza n-tej harmonicznej.

Wartość amplitud harmonicznych w funkcji częstotliwości nazywamy widmem sygnału. Prezentacja sygnału w funkcji częstotliwości jest równoważna z jej prezentacją w funkcji czasu.

1.1.3. Parametry sygnałów

W opisie sygnałów okresowych można wyróżnić kilka ich podstawowych wartości [ŁscaTelekomunikacyjne]:

- wartość chwilową (w chwili czasu τ)

$$F_\tau = f(\tau) \quad (2)$$

- wartość szczytową

$$F_m = \sup_{t \in [t_0, t_0 + T]} f(t) \quad (3)$$

- wartość średnią

$$F_{sr} = A_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt \quad (4)$$

- wartość skuteczną (RMS)

$$F_{sk} = F = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f^2(t) dt} \quad (5)$$

Wykorzystując powyższe wartości wprowadzono szereg współczynników ułatwiających ocenę parametrów sygnału. Najważniejsze z nich to:

- współczynnik kształtu

$$k_k = \frac{F}{F_{sr}} \quad (6)$$

- współczynnik szczytu

$$k_s = \frac{F_m}{F} \quad (7)$$

- współczynnik wypełnienia

$$k_w = \frac{F_{sr}}{F_m} \quad (8)$$

Współczynniki najważniejszych sygnałów są stabelaryzowane, można więc na ich podstawie wyznaczyć wartość skuteczną i maksymalną danego sygnału znając jego kształt i wartość średnią.

1.2. Transformata Fouriera

1.2.1. Dyskretna transformata Fouriera

Transformata Fouriera jest niezwykle istotnym narzędziem matematycznym, pozwalającym na analizę częstotliwościową sygnałów. Dla sygnałów ciągłych przyjmuje ona postać następującej całki:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (9)$$

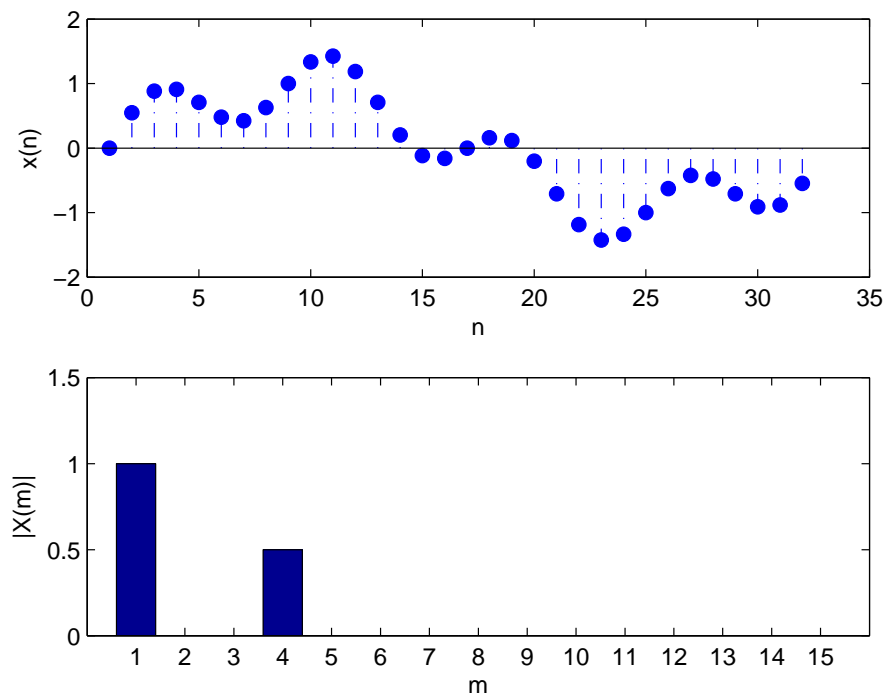
gdzie $x(t)$ jest sygnałem ciągłym w dziedzinie czasu. Przekształcenie to umożliwia przejście ciągłej w dziedzinie czasu funkcji $x(t)$ w ciągłą w dziedzinie częstotliwości funkcję $X(f)$, przy czym obie z nich są równoważnym opisem tego samego sygnału.

Jeśli sygnał $x(t)$ zostanie spróbkowany równomiernie w dziedzinie czasu, można go poddać dyskretnemu przekształceniu Fouriera (DFT - Discrete Fourier Transform): [?]

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{nm}{N}} \quad (10)$$

gdzie $x(n)$ jest ciągiem próbek sygnału $x(t)$. Równanie (10) może w bardzo prosty sposób zostać numerycznie zaimplementowane na dowolnym procesorze, co umożliwia błyskawiczną analizę częstotliwościową dowolnego sygnału.

Na wykresie (Rys. 1) przedstawiono przykładowy sygnał spróbkowany w dziedzinie czasu oraz jego widmo częstotliwościowe otrzymane z DFT.



Rys. 1. Spróbkowany sygnał ciągły oraz jego widmo częstotliwościowe

1.2.2. Własności DFT

Dyskretna transformata Fouriera posiada kilka istotnych własności, o których należy wspomnieć:

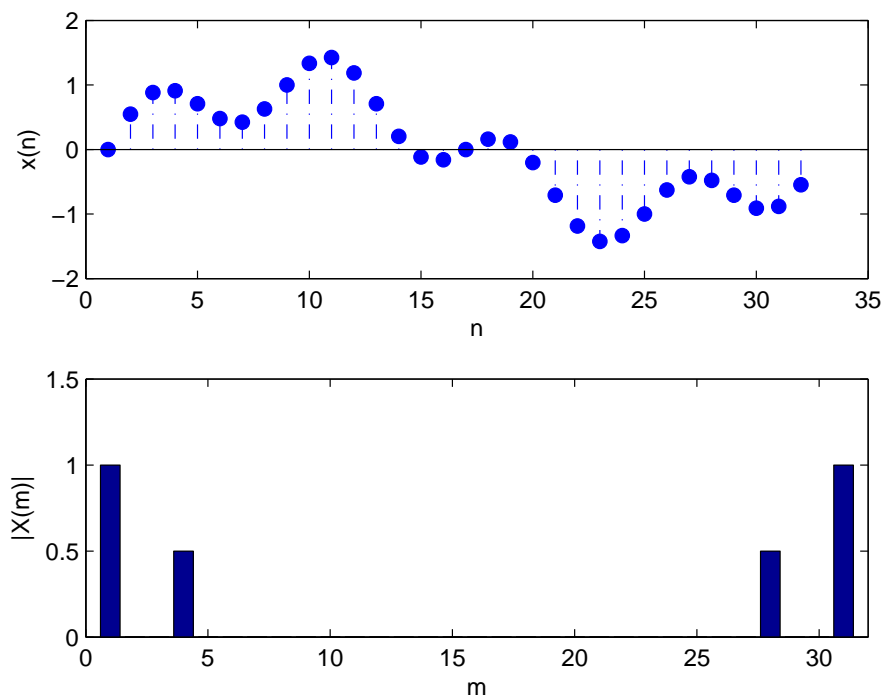
- symetria,
- liniowość,
- rozdzielczość,
- przeciek.

Symetria

Jeśli $x(n)$ jest ciągiem rzeczywistym (jego części urojone są równe zero) o liczbie elementów równej N , to dla wartości wyjściowej jego DFT zachodzi zależność:

$$|X(m)| = |X(N - m)| \quad (11)$$

Oznacza to, że widmo częstotliwościowe jest symetryczne względem środka, czyli połowy częstotliwości próbkowania sygnału (patrz: **Rozdzielczość**). W związku z tym wartości dla argumentów $m \geq (N/2)$ są nadmiarowe w stosunku do wartości dla argumentów od $m = 0$ do $m = (N/2) - 1$ i nie wnoszą dodatkowych informacji. Na rys. 2 przedstawiono pełne widmo sygnału z rys. 1.



Rys. 2. Symetria DFT. Prążki dla $m = 28$ i 31 są kopią prążków dla $m = 1$ i 4 .

Liniowość

Liniowość jest własnością DFT, która mówi, że DFT sumy dwóch sygnałów jest równa sumie transformat każdego z nich [?], to znaczy transformata sygnału $x_{sum}(n) = x_1(n) + x_2(n)$ jest równa $X_{sum}(m) = X_1(m) + X_2(m)$. Dzięki tej własności możliwe jest wyznaczanie DFT sygnału składającego się z sumy dowolnej liczby sinusoid.

Rozdzielczość

Aby wyznaczyć rzeczywistą wartość częstotliwości dla danego prążka DFT należy posłużyć się wzorem:

$$f(m) = \frac{mf_s}{N} \quad (12)$$

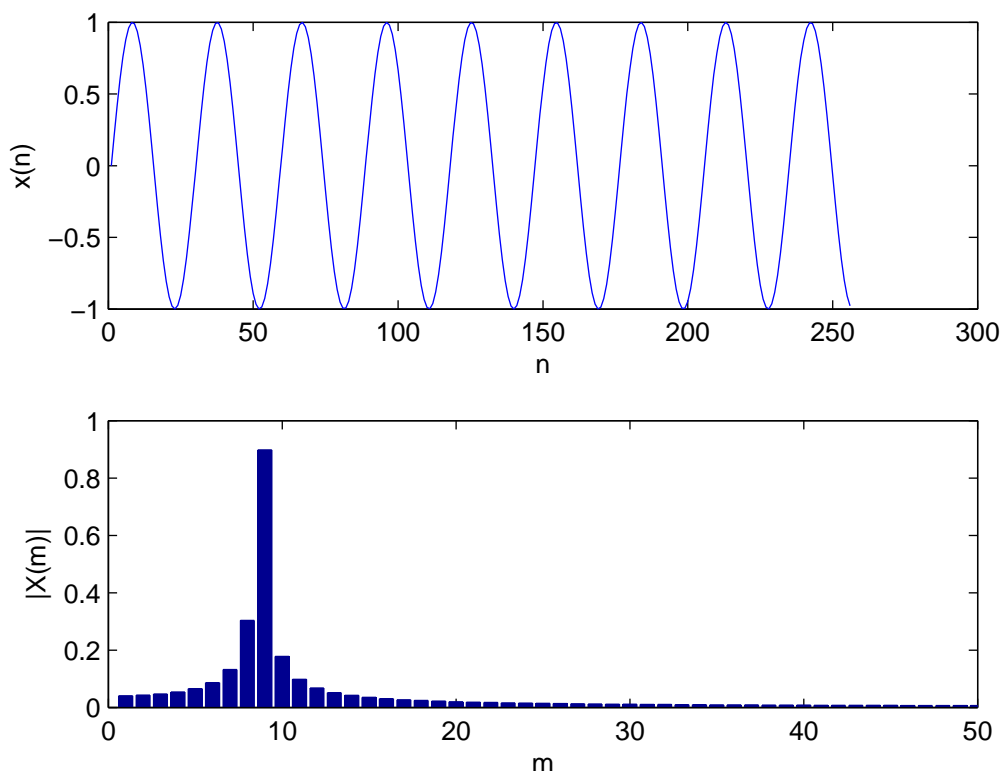
gdzie f_s to częstotliwość próbkowania, a N to liczba próbek. Zatem rozdzielczość DFT, czyli dokładność z jaką możemy zbadać widmo sygnału wynosi

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} \quad (13)$$

Wynika stąd, że chcąc poprawić dokładność analizy częstotliwościowej powinniśmy zwiększyć liczbę pobieranych próbek. Niestety, prowadzi to do wzrostu zużycia pamięci i znacznego wydłużenia czasu obliczeń, niezbędne jest więc znalezienie złotego środka między rozdzielczością a możliwościami sprzętu.

Przeciek

Dyskretna transformata Fouriera operuje na skończonych zbiorach N wartości wejściowych, próbkowanych z częstotliwością f_s , dając w wyniku N -punktową transformatę, której dyskretne wartości wyjściowe są związane z całkowitymi wielokrotnościami częstotliwości $\frac{f_s}{N}$. Jeśli jednak sygnał wejściowy zawiera składową o częstotliwości będącej niecałkowitą wielokrotnością $\frac{f_s}{N}$, to energia tej składowej ujawni się we wszystkich prążkach DFT[?]. To niekorzystne zjawisko nazywane jest przeciekiem DFT i prowadzi do przekłamania wyników analizy częstotliwościowej.

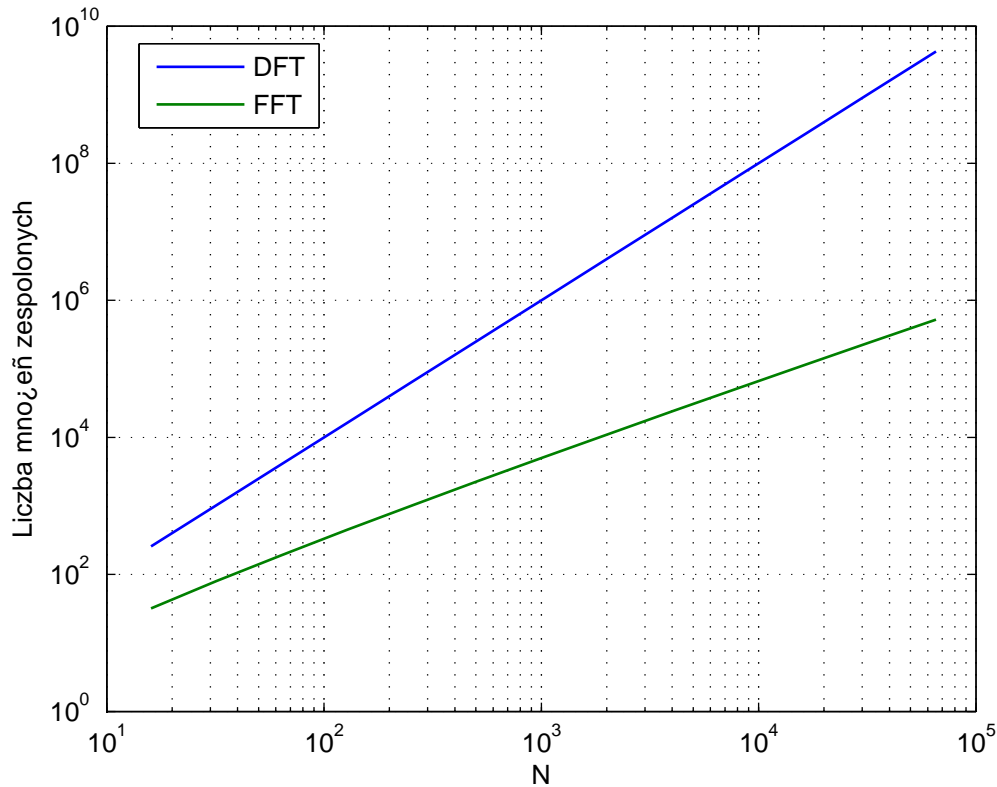


Rys. 3. Prezentacja zjawiska przecieku DFT

Ponieważ w przyrodzie nie istnieją sygnały czysto poliharmoniczne, zjawisko przecieku jest nieuniknione. Można je jednak minimalizować poprzez dostosowywanie częstotliwości próbkowania do podstawowej składowej sygnału oraz wykorzystywanie funkcji okien, które niwelują przeciek przez zmniejszanie amplitudy sygnału przy jego brzegach.

1.2.3. Szybka transformata Fouriera

Najbardziej czasochłonnym dla procesora etapem wyznaczania DFT jest wykonywanie licznych mnożeń na liczbach zespolonych. Ilość tych operacji wynosi N^2 , co przy wzrastającej liczbie próbek prowadzi do bardzo znacznego wydłużenia czasu obliczeń. Aby zniwelować ten przyrost opracowane zostały algorytmy szybkiej transformaty Fouriera (FFT - Fast Fourier Transform), z których najpopularniejszym jest Radix-2. Wykorzystuje on własności DFT, takie jak symetria i liniowość, do podzielenia N -punktowego DFT na szereg 2-punktowych DFT, co znacząco zmniejsza liczbę wymaganych mnożeń do $\frac{N}{2} \log_2 N$ [?]. Różnicę tę przedstawiono na rysunku 4:



Rys. 4. Porównanie liczby mnożeń zespolonych dla klasycznego DFT i algorytmu Radix-2

Jak widać, różnica znacząco się powiększa ze wzrostem liczby próbek i dla 2048-punktowego FFT musimy wykonać prawie 700 razy mniej mnożeń zespolonych niż w przypadku klasycznego DFT. Należy zaznaczyć, że wynik FFT jest identyczny z wynikiem klasycznego DFT, zmianie ulega jedynie szybkość obliczeń.

Istotną cechą algorytmu Radix-2 jest fakt, że liczba próbek wejściowych musi być równa 2^n , gdzie n jest liczbą naturalną. Wymusza to odpowiedni dobór częstotliwości próbkowania w celu otrzymania pożądanej rozdzielczości.

1.3. Definicja THD

1.3.1. Współczynnik zawartości harmoniczych i całkowity współczynnik odkształceń harmoniczych

Poza współczynnikami podanymi w rozdziale 1.1.3 bardzo ważną wielkością opisującą sygnał okresowy jest jego współczynnik zawartości harmoniczych [?]:

$$h = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}{\sum_{n=1}^{\infty} A_n^2}} \quad (14)$$

gdzie A_n jest amplitudą n -tej harmonicznej sygnału. Współczynnik ten określa odkształcenie sygnału względem idealnej sinusoidy. Jest on szczególnie istotny w telekomunikacji i przetwarzaniu audio.

W elektroenergetyce używa się jednak podobnego współczynnika nazywanego całkowitym współczynnikiem odkształceń harmonicznych (ang. THD - total harmonic distortion) wyrażanego wzorem:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}{A_1^2}} \quad (15)$$

Pomiędzy tymi dwoma współczynnikami występuje zależność [?]:

$$THD = \frac{1}{\sqrt{1 - h^2}} \quad (16)$$

THD jest jednym z najistotniejszych parametrów określających jakość energii elektrycznej w systemie elektroenergetycznym. Odkształcenia harmoniczne są w nim generowane przez odbiorniki o nieliniowym poborze prądu, takie jak prostowniki, zasilacze impulsowe, falowniki, ściemniacze czy sterowniki LED. Wysoka zawartość harmonicznych może być bardzo szkodliwa dla urządzeń elektrycznych, w szczególności dla silników indukcyjnych.

1.3.2. THD a jakość energii elektrycznej

1.4. Przetwornik analogowo - cyfrowy

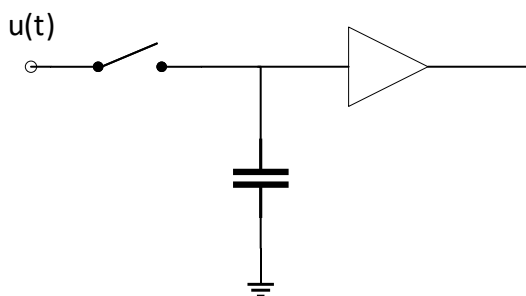
Przetwornik analogowo - cyfrowy jest urządzeniem umożliwiającym konwersję sygnałów analogowych do postaci cyfrowej. Pozwala to na o wiele szybszą ich analizę i przetwarzanie przy użyciu wyspecjalizowanych procesorów, a także na wygodne przechowywanie danych pomiarowych.

1.4.1. Etapy procesu przetwarzania analogowo - cyfrowego

W procesie przetwarzania analogowo - cyfrowego można wyodrębnić trzy główne etapy: próbkowanie, kwantowanie i kodowanie.

Próbkowanie

Próbkowaniem sygnału nazywa się operację pobierania chwilowych wartości tego sygnału w określonych, najczęściej rozłożonych równomiernie, momentach czasu. [?] Polega ono na zatrzymywaniu wartości chwilowych w tzw. układzie próbkująco - pamiętającym (Sample and Hold) z częstotliwością nazywaną częstotliwością próbkowania. Wielkość ta determinuje szerokość pasma sygnału, który może zostać prawidłowo spróbkowany (patrz punkt 1.5.1). Elementem pamiętającym jest najczęściej kondensator oddzielony od reszty układu z jednej strony kluczem, a z drugiej wtórnikami napięciowym (rys. 5).



Rys. 5. Układ Sample and Hold

Kwantowanie

Kwantowanie polega na przekształceniu ciągłego zbioru wartości sygnału na skończoną liczbę przedziałów wynikających z kroku kwantowania q [?]. Podział opiera się na porównywaniu spróbkowanej wartości ze wzorcami napięciowymi za pomocą szeregu komparatorów. Liczba przedziałów nazywana jest rozdzielczością przetwornika, zaś różnica napięć między pierwszym a ostatnim z nich to zakres przetwornika.

Z procesem kwantowania powiązany jest tzw. błąd kwantowania, polegający na braku możliwości zmierzenia zmian sygnału wejściowego, które są mniejsze niż różnica napięć pomiędzy dwoma sąsiednimi poziomami kwantowania. Błąd ten można zredukować poprzez zwiększenie rozdzielczości przetwornika.

Kodowanie

Ostatnim etapem przetwarzania A/C jest kodowanie, czyli zapis spróbkowanej i skwantowanej wartości do postaci słowa w kodzie dwójkowym. Dane w takiej formie można przechowywać i przetwarzać cyfrowo.

1.5. Filtr antyaliasingowy

1.5.1. Twierdzenie o próbkowaniu i definicja aliasingu

W celu poprawnego odtworzenia spróbkowanego sygnału niezbędne jest pobranie odpowiedniej liczby próbek w jednostce czasu. Jest ona definiowana przez twierdzenie Kotelnikowa-Shannona (inaczej twierdzenie o próbkowaniu), które mówi, że odtworzenie sygnału z ciągu próbek bez utraty informacji jest możliwe, jeśli: [?]

- funkcja opisująca sygnał spełnia warunki Dirichleta (patrz rozdział 1.1.2),
- funkcja opisująca sygnał jest ściśle dolnopasmowa - jej widmo jest ograniczone od góry częstotliwością f_g ,
- sygnał jest próbkowany z częstotliwością $f_s \geq 2f_g$.

Częstotliwość $2f_g$ jest nazywana częstotliwością Nyquista. Jest to minimalna częstotliwość z jaką należy próbkować sygnał, jednak w praktyce używa się częstotliwości w granicach $5 - 10f_g$ w celu poprawnego odwzorowania kształtu sygnału.

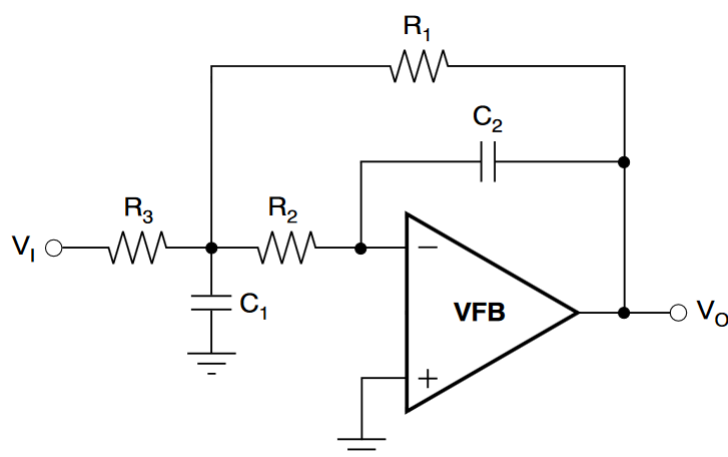
Jeśli twierdzenie o próbkowaniu nie zostanie spełnione, może dojść do zjawiska aliasingu, czyli nakładania się na siebie widm spróbkowanego sygnału. Wskazuje na to zjawisko symetrii DFT: jeśli w widmie sygnału pojawi się prążek, którego $m > N/2$, to zgodnie z równaniem (11) nie da się określić, czy odpowiada on częstotliwości $f(m)$ czy $f(N - m)$, co prowadzi do niejednoznaczności w odtworzeniu sygnału.

W celu zapobiegnięcia efektowi aliasingu na wejściu przetwornika A/C należy zastosować tzw. filtr antyaliasingowy, który zapewni, że próbkowany sygnał będzie ściśle dolnopaśmowy oraz pozwoli prawidłowo dobrać częstotliwość próbkowania.

1.5.2. Filtry aktywne

W roli filtrów antyaliasingowych szczególnie chętnie wykorzystywane są filtry aktywne RC. Są to układy oparte na wzmacniaczach operacyjnych, które w porównaniu do filtrów pasywnych RLC zapewniają większą stabilność, dokładność, umożliwiają wzmocnienie sygnału wejściowego w paśmie przenoszenia oraz mają lepsze tłumienie w paśmie zaporowym. Dodatkowo pozwalają one na budowę filtrów wysokich rzędów bez użycia dużych elementów indukcyjnych. [?]

Jedną z popularnych topologii budowy filtrów aktywnych jest tak zwana topologia wielokrotnych sprzężeń zwrotnych (Multiple Feedback). Zapewnia ona bardzo dobre tłumienie w paśmie zaporowym dla szerokiego zakresu częstotliwości oraz niskie szумы i wysokie tłumienie składowej stałej (CMRR) [?]. Schemat filtra dolnopasmowego 2. rzędu w topologii MFB przedstawiono na rysunku 6.

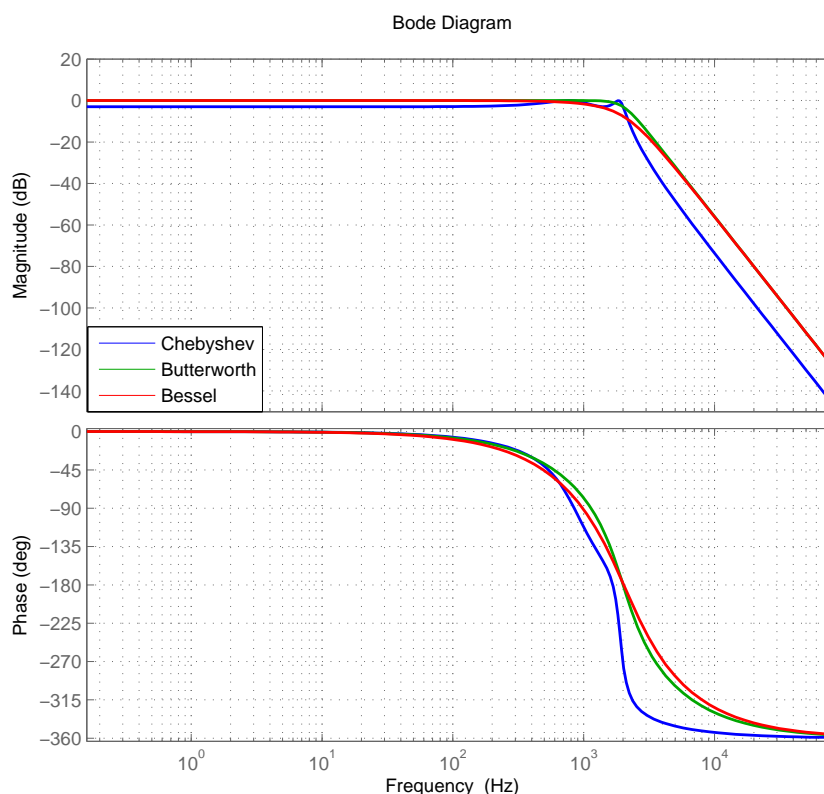


Rys. 6. Aktywny filtr dolnopasmowy w topologii MFB

Poprzez odpowiedni dobór wartości komponentów pasywnych filtra można znacznie modyfikować jego parametry. Powstało wiele ustandaryzowanych typów filtrów aktywnych, z których najpopularniejsze to: [?]

- filtr Butterwortha - zapewnia płaską charakterystykę amplitudową w paśmie przenoszenia,
- filtr Chebysheva - zapewnia znaczne tłumienie w paśmie zaporowym kosztem oscylacji charakterystyki amplitudowej w paśmie przenoszenia,
- filtr Bessela - zapewnia liniową charakterystykę fazową w paśmie przenoszenia kosztem gorszego tłumienia w paśmie zaporowym.

Rysunek 7 przedstawia porównanie charakterystyk powyższych filtrów dla filtra dolnoprzesyłowego 4. rzędu.



Rys. 7. Charakterystyki Bodego różnych typów filtrów aktywnych

1.5.3. Filtry w technologii SC

Wadą analogowych filtrów aktywnych jest duża liczba niezbędnych komponentów, zwłaszcza przy wyższych rzędach filtra. Filtr 8. rzędu w konfiguracji MFB wymaga użycia 4 wzmacniaczy, 12 rezystorów i 8 kondensatorów. Taki układ złożony z elementów dyskretnych zajmowałby bardzo dużą powierzchnię i byłby silnie narażony na niedokładność elementów. Rozwiązaniem w takich przypadkach może być zastosowanie techniki Switched Capacitor.

W układach SC rezystory zostały zastąpione przez odpowiednio kluczowane kondensatory. Rozważmy układ z rysunku 8. Przy przełączeniu klucza z potencjału V_1 na V_2 kondensator ulega przeładowaniu, a zmiana ładunku na jego okładkach wynosi:

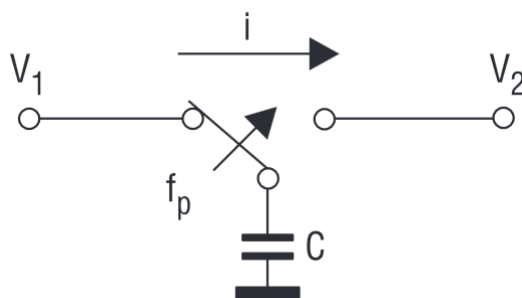
$$\Delta Q = C(V_1 - V_2) = C\Delta V \quad (17)$$

Zakładając, że klucz będą załączany 2-fazowo z częstotliwością f_p , średni prąd i wyniesie:

$$i = \Delta Q f_p = C(V_1 - V_2) f_p = C\Delta V f_p \quad (18)$$

co możemy przełożyć na ekwiwalentną rezystancję:

$$R = \frac{\Delta V}{i} = \frac{1}{C f_p} \quad (19)$$



Rys. 8. Układ przełączanego kondensatora

Wykorzystując powyższą zależność można łatwo projektować filtry wysokich rzędów w technologii CMOS. Dodatkową zaletą takich układów scalonych jest możliwość regulacji częstotliwości granicznej filtra przez zmianę częstotliwości sygnału zegarowego. [?]

Wadą filtrów SC jest fakt, że sygnał zegarowy sterujący kluczami przechodzi do sygnału wyjściowego filtra jako zakłócenie. Jeśli częstotliwość zegara będzie odpowiednio większa od częstotliwości granicznej (w praktyce najczęściej stosuje się proporcję 100:1), to można sobie z tym faktem poradzić umieszczając na wyjściu filtra SC dodatkowy filtr 1. lub 2. rzędu. Konieczność podawania tak szybkiego zegara ogranicza jednak użyteczne pasmo filtrów SC do kilkudziesięciu kHz. [?]

1.5.4. Dobór parametrów filtra

Projektowanie filtra antyaliasingowego składa się zazwyczaj z kilku etapów. [?]

Pierwszym z nich jest ustalenie częstotliwości granicznej f_g , która powinna być maksymalną oczekiwaną częstotliwością użyteczną występującą w próbkowanym sygnale. W praktyce jednak dla częstotliwości granicznej tłumienie filtra wynosi już 3 dB, zatem powinna ona być ustalona nieco wyżej.

Następnie należy ustalić częstotliwość próbkowania przetwornika f_s oraz powiązaną z nią częstotliwość końcową filtra f_{stop} . Częstotliwość końcowa jest częstotliwością, dla której tłumienie filtra jest równe zakresowi dynamiki przetwornika Z_D :

$$Z_D = 6,02n \text{ [dB]} \quad (20)$$

gdzie n jest rozdzielczością przetwornika wyrażoną w bitach. Częstotliwość próbkowania zaś musi być od niej co najmniej dwukrotnie większa.

Kolejnym krokiem jest ustalenie wymaganego rzędu filtra M . Oblicza się go korzystając z wzoru:

$$M = \frac{Z_D}{6 \log_2 \left(\frac{f_p}{2f_{gr}} \right)} \quad (21)$$

Filtry do 4. rzędu można łatwo wykonać z elementów dyskretnych, zaś filtry scalone SC są ogólnodostępne dla rzędów od 8. do 10. Jeśli okaże się, że niezbędny będzie filtr wyższego rzędu, należy rozważyć zwiększenie częstotliwości próbkowania, bądź zmniejszenie częstotliwości granicznej filtra albo rozdzielczości przetwornika A/C.

Ostatnim etapem jest wybranie konkretnej topologii filtra oraz policzenie wartości jego elementów, w czym niezwykle pomocne są dedykowane programy komputerowe.

2. Przegląd istniejących rozwiązań

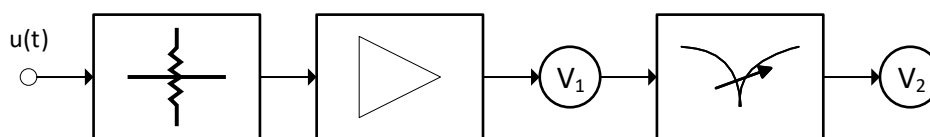
2.1. Analogowe mierniki współczynnika zawartości harmonicznych

Analogowe mierniki współczynnika zawartości harmonicznych działały bezpośrednio na podstawie wzoru (14). Ich zasada działania polegała na pomiarze wartości skutecznej sygnału, następnie odfiltrowaniu podstawowej harmonicznej i ponownym pomiarze wartości skutecznej. Bezpośrednie porównanie tych dwóch wartości dawało wartość współczynnika h .

Układ taki, przedstawiony na rysunku 9, składał się z tłumika oraz wzmacniacza kondycjonujących wstępnie sygnał, za którymi znajdował się pierwszy woltomierz wartości skutecznej. Drugim ogniwem układu był filtr selektywny o bardzo wysokiej dobroci, za którym umieszczony był drugi woltomierz. Filtr dostrajano tak, aby wskazanie woltomierza V_2 osiągnęło minimum, co świadczyło o odfiltrowaniu składowej podstawowej. Wartość współczynnika h wyznaczano następnie korzystając z zależności:

$$h = k \frac{U_{V2}}{U_{V1}} \quad (22)$$

gdzie k jest współczynnikiem wynikającym z charakterystyki filtra.



Rys. 9. Analogowy miernik współczynnika zawartości harmonicznych

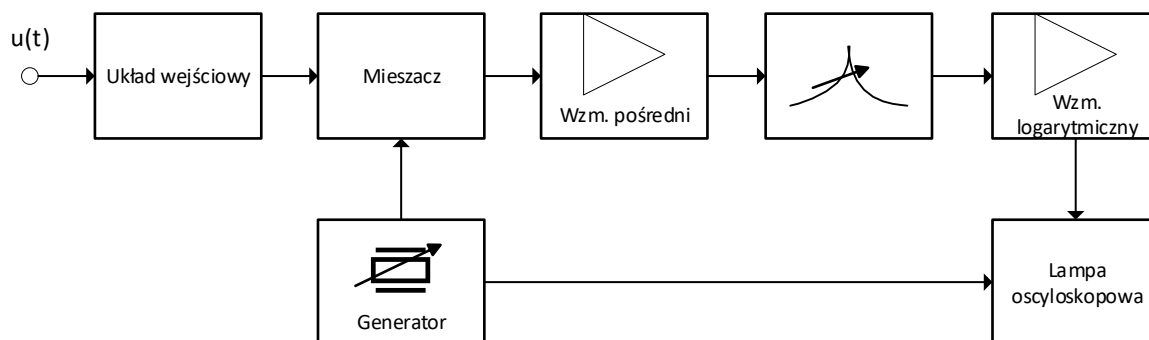
Jako filtrów selektywnych używano najczęściej układów mostkowych o regulowanej częstotliwości rezonansowej, takich jak mostek Robinsona-Wiena. [?]

2.2. Analogowe analizatory widma

Kolejną generacją mierników pozwalających na analizę zawartości wyższych harmonicznych w sygnale były analogowe analizatory widma. Umożliwiały one graficzną prezentację

poszczególnych prążków widma częstotliwościowego sygnału na ekranie oscyloskopu analogowego.

Na wejściu układu znajdował się mieszacz o częstotliwości różnicowej, do którego doprowadzano odpowiednio skondycjonowany sygnał badany oraz sygnał z przestrajanego generatora. Sygnał następnie był wzmacniany i filtrowany selektywnie, dzięki czemu otrzymywano informację o poszczególnych składowych sygnału. Na końcu sygnał był wzmacniany logarytmicznie w celu lepszego ukazania składowych o małych amplitudach i podawany na wejście oscyloskopu analogowego.

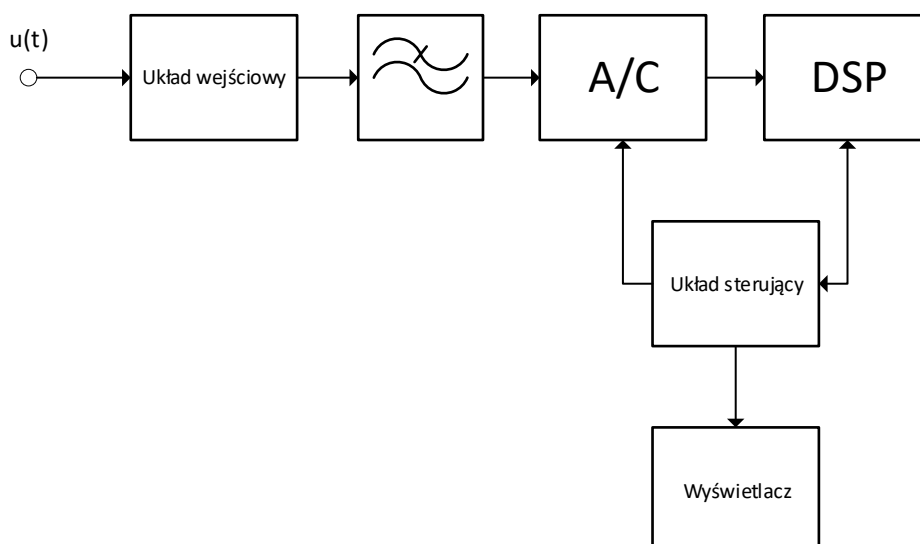


Rys. 10. Analogowy analizator widma

2.3. Analizatory cyfrowe

Rozwój mikroprocesorów i technik cyfrowego przetwarzania sygnałów doprowadził praktycznie do wyparcia analizatorów analogowych. Obecnie stosowane są o wiele tańsze i niejednokrotnie dokładniejsze analizatory cyfrowe, których działanie jest oparte o dyskretną transformatę Fouriera. Główną ideę stanowi użycie precyzyjnych przetworników analogowo-cyfrowych oraz procesorów sygnałowych, które pozwalają na błyskawiczne wyznaczenie praktycznie wszystkich parametrów sygnału.

Na rysunku 11 przedstawiono schemat ideowy cyfrowego analizatora widma. Sygnał jest próbkowany przez określony czas i z odpowiednią prędkością, za co odpowiedzialny jest przetwornik A/C i sterujący nim procesor. Następnie próbki są przesyłane do procesora sygnałowego, gdzie przy użyciu algorytmów FFT wyznaczane jest jego widmo. Wykorzystując obliczone widmo można w prosty sposób obliczyć wartość współczynnika THD na podstawie definicji (15).



Rys. 11. Ogólny schemat ideowy cyfrowego analizatora widma

Ogromną zaletą rozwiązań cyfrowych jest fakt, że spróbkowany sygnał można bardzo szybko analizować pod kątem najróżniejszych czynników, wystarczy jedynie zaimplementować odpowiedni algorytm na procesorze sygnałowym. Producenci przyrządów pomiarowych, tacy jak Sonel, Fluke czy Shneider-Electric produkują cyfrowe analizatory pozwalające na wyznaczenie wszystkich wskaźników jakości energii elektrycznej, takich jak zawartość harmoniczných, napięcie skuteczne, częstotliwość, czy współczynnik migotania światła oraz rejestrację zdarzeń takich jak zapady czy zaniki napięcia w sieci elektroenergetycznej. [?]

3. Analiza normy IEC 6100-4-30

Norma IEC 6100-4-30 opisuje metody pomiarów oraz sposoby implementacji przyrządów do pomiaru parametrów jakości energii elektrycznej w sieciach 50/60 Hz. Podane w niej są standardy pomiarów wielkości takich jak:

- częstotliwość,
- wartość skuteczna,
- współczynnik migotania światła,
- zapady i zaniki napięcia,
- asymetria napięcia,
- zawartość wyższych harmoniczných.

W niniejszej pracy omówione zostaną rozdziały dotyczące pomiaru zawartości wyższych harmoniczných oraz częstotliwości.

3.1. Klasy przyrządów

3.2. Wymagania dotyczące pomiaru częstotliwości

3.2.1. Metoda pomiaru

Klasa A

Odczyt częstotliwości powinien być dokonywany co 10 sekund. Metoda pomiaru polega na zliczaniu pełnych okresów w 10-sekundowym oknie, a następnie przedzieleniu ich liczby przez dokładny czas ich trwania. W metodzie zliczania przejść przez zero sygnał powinien być przefiltrowany w celu uniknięcia fałszywych zliczeń. Okna pomiarowe nie powinny na siebie w żaden sposób zachodzić.

Klasa S

Dla klasy S wymagania są takie same jak dla klasy A.

3.2.2. Niepewność i zakres pomiaru

Klasa A

Niepewność pomiaru częstotliwości nie powinna przekraczać ± 10 mHz w zakresie od 42,5 do 57,5 Hz dla częstotliwości oczekiwanej 50 Hz oraz w zakresie od 51 do 69 Hz dla częstotliwości oczekiwanej 60 Hz.

Klasa S

Niepewność pomiaru częstotliwości nie powinna przekraczać ± 50 mHz w zakresie od 42,5 do 57,5 Hz dla częstotliwości oczekiwanej 50 Hz oraz w zakresie od 51 do 69 Hz dla częstotliwości oczekiwanej 60 Hz.

3.2.3. Ewaluacja pomiaru

Klasa A

Pomiar porównawczy powinien być wykonany na kanale referencyjnym. Producent przyrządu musi określić sposób postępowania w razie utraty sygnału na kanale referencyjnym.

Klasa S

Dla klasy S wymagania są takie same jak dla klasy A.

3.3. Definicje dotyczące harmonicznych i współczynników odkształcenia

Poniższe definicje pochodzą bezpośrednio z normy PN-EN 6100-4-7.

Częstotliwość harmonicznej f_n

Częstotliwość będąca całkowitą krotnością częstotliwości sieci zasilającej.

Rząd harmonicznej n

Całkowity stosunek częstotliwości harmonicznej do częstotliwości sieci zasilającej.

Wartość skuteczna składowej harmonicznej G_n

Wartość skuteczna jednej ze składowych o częstotliwości harmonicznej w analizie przebiegu niesinusoidalnego. Dla uproszczenia taką składową można skrótowo nazwać „harmoniczną”.

Wartość skuteczna grupy harmonicznej $G_{g,n}$

Pierwiastek kwadratowy z sumy kwadratów wartości skutecznej harmonicznej i sąsiadujących z nią składowych widmowych wyznaczonym w oknie czasowym. Jest to suma energii harmonicznej oraz energii sąsiednich linii. Rząd harmoniczny jest określany przez rozważaną harmoniczną.

Wartość skuteczna podgrupy harmonicznej $G_{sg,n}$

Pierwiastek kwadratowy z sumy kwadratów skutecznych wartości harmonicznej i dwóch bezpośrednio z nią sąsiadujących składowych widmowych. W celu uwzględnienia wahań napięcia występujących podczas pomiaru podgrupa składowych wyjściowych DFT jest otrzymywana w efekcie sumowania energii składowych o częstotliwościach bezpośrednio sąsiadujących z daną harmoniczną i energii tej harmonicznej. Rząd harmoniczny jest określany za pomocą rozważanej harmonicznej.

Całkowity współczynnik odkształcenia THD

Stosunek skutecznej wartości sumy wszystkich składowych harmonicznych (G_n), sumowanych do określonego rzędu (H), do skutecznej wartości składowej podstawowej (G_1)

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{G_n}{G_1}\right)^2} \quad (23)$$

Całkowity współczynnik odkształcenia podgrup harmonicznych $THDS$

Stosunek skutecznej wartości podgrup harmonicznych (G_{sgn}) do skutecznej wartości podgrupy związanej ze składową podstawową (G_{sg1})

$$THDS = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{G_{sgn}}{G_{sg1}}\right)^2} \quad (24)$$

3.4. Wymagania dotyczące pomiaru harmonicznych**3.4.1. Metoda pomiaru****Klasa A**

Główny przyrząd powinien zawierać:

- obwody wejściowe z filtrem antyaliasingowym,
- przetwornik analogowo-cyfrowy,
- jednostkę synchronizującą (jeśli jest wymagana),
- procesor DFT.

Szerokość okna pomiarowego powinna wynosić 10 (dla systemów 50 Hz) lub 12 (dla systemów 60 Hz) pełnych okresów sygnału.

Próbki powinny być ważone oknem prostokątnym. W przypadku utraty synchronizacji możliwe jest użycie okna Hanninga, musi to jednak zostać zasygnalizowane.

Okno czasowe powinno być zsynchronizowane z każdą grupą 10 lub 12 okresów. Czas pomiędzy pierwszą a $N + 1$. próbką powinien być równy czasowi trwania określonej liczby okresów napięcia w badanym systemie z maksymalnym błędem $\pm 0,03\%$.

Obwód wejściowy przyrządu powinien być przystosowany do zachowania charakterystyki przy napięciach wynoszących 1,2 napięcia maksymalnego sieci zasilającej.

Filtr antyaliasingowy powinien mieć tłumienie co najmniej 50 dB w paśmie zaporowym.

Współczynnik odkształcenia powinien być wyznaczony jako całkowity współczynnik odkształcenia podgrup harmonicznych dla $H \geq 50$.

Dla celów pomiarów jakości energii elektrycznej pomiar THD powinien trwać ciągle przez 150/180 okresów lub przez 10 minut. Przerwy w akwizycji nie są dozwolone.

Klasa S

Współczynnik odkształcenia może być wyznaczony jako całkowity współczynnik odkształcenia podgrup harmonicznych lub jako całkowity współczynnik odkształcenia grup harmonicznych dla $H \geq 40$.

Pozostałe wymagania są takie same jak dla klasy A.

3.4.2. Niepewność i zakres pomiaru

Klasa A

Dokładność pomiaru każdej z harmonicznych powinna wynosić $\pm 5\% U_m$ dla $U_m \geq 1\% U_{nom}$ lub $\pm 0,05\% U_{nom}$ dla $U_m < 1\% U_{nom}$, gdzie

U_m - wartość mierzona,

U_{nom} - wartość znamionowa napięcia badanej sieci

Dokładność pomiaru THD nie jest sprecyzowana w normie.

Klasa S

Dokładność pomiaru każdej z harmonicznych powinna wynosić $\pm 10\% U_m$ dla $U_m \geq 3\% U_{nom}$ lub $\pm 0,3\% U_{nom}$ dla $U_m < 3\% U_{nom}$.

4. Implementacja przyrządu

4.1. Założenia projektowe

4.2. Użyte podzespoły

4.2.1. Płytki rozwojowa FRDM-KL25Z

4.2.2. Filtr antyaliasingowy - układ MAX295

4.2.3. Pamięć zewnętrzna - układ 23LCV1024

4.2.4. Wyświetlacz OLED SSD1306

4.3. Projekt PCB

Pamięć RAM oraz obwody filtra antyaliasingowego zostały umieszczone na specjalnie zaprojektowanej płytce PCB. Do przygotowania projektu wykorzystano program Altium Designer, zaś samą płytkę wykonano metodą termotransferu i wytrawiono w nadsiarczanie miedzi.

4.3.1. Schemat

4.3.2. Layout

4.4. Środowisko pracy

4.4.1. Środowisko mbed

4.4.2. Skrypty testowe

4.5. Działanie przyrządu

4.5.1. Algorytm ogólny

4.5.2. Inicjalizacja

4.5.3. Pomiar częstotliwości

4.5.4. Próbkowanie

4.5.5. DFT i wyznaczenie THD

4.5.6. Prezentacja wyników

5. Badanie parametrów przyrządu

5.1. Symulacje

5.1.1. Wpływ rozdzielczości przetwornika A/C na wynik pomiaru

5.1.2. Wpływ precyzji częstotliwości próbkowania na wynik pomiaru

5.2. Pomiary

5.2.1. Badanie filtra antyaliasingowego

5.2.2. Wpływ funkcji okna na wynik pomiaru

5.2.3. Wpływ uśredniania na wynik pomiaru

5.2.4. Porównanie z rozwiązaniami komercyjnymi

6. Podsumowanie i wnioski

Załącznik A - Szczegółowe wyniki pomiarów

Załącznik B - Pliki nagłówkowe klas programu

Bibliografia

- [1] Sroka and Zatorski, *Podstawy metrologii elektrycznej*. Wydawnictwa AGH, 2011.
- [2] Lyons, *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2010.
- [3] Chwaleba, Poniński, and Siedlecki, *Metrologia elektryczna*, 2014.
- [4] [Online]. Available: <https://fizyka.p.lodz.pl/pl/download/resource/1092>
- [5] T. Instruments. Design methodology for mfb filters in adc interface applications. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/sboa114/sboa114.pdf>
- [6] [Online]. Available: http://www.fis.agh.edu.pl/koidc/materials/laboratoria/podstawy/A4-FiltryAktywne_PW.pdf
- [7] Bień, Chmielowiec, Firlit, Hanzelka, Kołek, Piątek, Rogóż, and Woźny, "Piknik jakości energii elektrycznej - raport z eksperymentu pomiarowego," 2015.
- [8] Sroka and Zatorski, *Pomiary w telekomunikacyjnych łączach analogowo-analogowych*. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo - Dydaktyczne AGH, 2004.
- [9] Bień, *Metrologia jakości energii elektrycznej w obszarze niskoczęstotliwościowych zaburzeń napięcia sieci*. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo - Dydaktyczne AGH, 2003.
- [10] M. Integrated. (2010) Max295 datasheet. [Online]. Available: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX291-MAX296.pdf>
- [11] Microchip. (2012) 23lcv1024 datasheet. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/25156A.pdf>
- [12] Doliński, "Warto spróbkować, część 1," *Elektronika Praktyczna*, 9/2006.
- [13] —, "Warto spróbkować, część 5," *Elektronika Praktyczna*, 1/2007.
- [14] "Pn-en 61000-4-7:2002," 2002.
- [15] "Iec 61000-4-30:2015," 2015.
- [16] Doliński, "Warto spróbkować, część 2," *Elektronika Praktyczna*, 10/2006.