

**AGH**

**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**

**Analysis of the properties of a THD meter for  
voltage signals**

Autor:

Kierunek studiów:

Opiekun pracy:

Wojciech Zieliński

Elektrotechnika

dr hab. inż. Ryszard Sroka, prof. AGH

Kraków, czerwiec 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

*Serdeczne podziękowania dla prof. Ryszarda Sroki za nie-  
ocenioną pomoc w przygotowaniu niniejszej pracy oraz za  
rozbudzenie we mnie miłości do elektroniki.*



# Spis treści

<b>1. Podstawowe definicje</b>	7
1.1. Sygnały i ich parametry	7
1.1.1. Definicja sygnału okresowego	7
1.1.2. Składowe harmoniczne	7
1.1.3. Parametry sygnałów	8
1.2. Transformata Fouriera	9
1.2.1. Dyskretna transformata Fouriera	9
1.2.2. Właściwości DFT	10
1.2.3. Szybka transformata Fouriera	13
1.3. Definicja THD	14
1.4. Przetwornik analogowo - cyfrowy	14
1.4.1. Etapy procesu przetwarzania analogowo - cyfrowego	14
1.5. Filtr antyaliasingowy	16
1.5.1. Twierdzenie o próbkowaniu i definicja aliasingu	16
1.5.2. Filtry aktywne	16
1.5.3. Filtry w technologii SC	18
1.5.4. Dobór parametrów filtra	19
<b>2. Przegląd istniejących rozwiązań mierników zawartości harmonicznych</b>	21
2.1. Analogowe mierniki współczynnika zawartości harmonicznych	21
2.2. Analogowe analizatory widma	22
2.3. Analizatory cyfrowe	22
<b>3. Analiza normy IEC 6100-4-30</b>	25
3.1. Klasy przyrządów	25
3.2. Wymagania dotyczące pomiaru częstotliwości	26
3.2.1. Metoda pomiaru	26
3.2.2. Niepewność i zakres pomiaru	26
3.2.3. Ewaluacja pomiaru	26
3.3. Definicje dotyczące harmonicznych i współczynników odkształcenia	26
3.4. Wymagania dotyczące pomiaru harmonicznych	28

3.4.1. Metoda pomiaru.....	28
3.4.2. Niepewność i zakres pomiaru .....	28
<b>4. Implementacja przyrządu.....</b>	<b>31</b>
4.1. Założenia projektowe.....	31
4.1.1. Zakres napięć wejściowych.....	31
4.1.2. Zasada działania.....	31
4.1.3. Dobór filtra antyaliasingowego i parametrów DFT .....	31
4.2. Użyte podzespoły .....	32
4.2.1. Płytki rozwojowa FRDM-KL25Z .....	32
4.2.2. Filtr antyaliasingowy - układ MAX295 .....	33
4.2.3. Pamięć zewnętrzna - układ 23LCV1024.....	33
4.2.4. Wyświetlacz OLED SSD1306.....	33
4.2.5. Płytki drukowana.....	34
4.3. Działanie przyrządu.....	34
4.3.1. Algorytm ogólny .....	34
4.3.2. Inicjalizacja .....	35
4.3.3. Pomiar częstotliwości .....	36
4.3.4. Próbkowanie .....	38
4.3.5. DFT i wyznaczenie THD .....	39
4.3.6. Prezentacja wyników.....	40
<b>5. Badanie parametrów przyrządu.....</b>	<b>43</b>
5.1. Symulacje.....	43
5.1.1. Wpływ rozdzielczości przetwornika A/C na wynik pomiaru.....	43
5.1.2. Wpływ precyzji częstotliwości próbkowania na wynik pomiaru.....	44
5.2. Pomiary.....	47
5.2.1. Badanie filtra antyaliasingowego .....	47
5.2.2. Wpływ funkcji okna na wynik pomiaru.....	48
5.2.3. Wpływ uśredniania na wynik pomiaru.....	49
5.2.4. Porównanie z rozwiązaniami komercyjnymi.....	51
<b>6. Podsumowanie i wnioski.....</b>	<b>55</b>

# 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  $f = \frac{1}{T}$  [1]. Najprostszym przykładem sygnału okresowego jest sygnał sinusoidalny  $f(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi)$ .

### 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 której 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) [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 harmoniczej,

$A_n$  – amplituda n-tej harmoniczej,

$\varphi_n$  – faza n-tej harmoniczej.

Wartość amplitud harmoniczych w funkcji częstotliwości nazywamy widmem amplitudowym 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 [2]:

- wartość chwilową (w chwili czasu  $\tau$ )

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

- wartość szczytową

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

- wartość średnią

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

- wartość średnią wyprostowaną

$$F_{\text{srp}} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} |f(t)| dt \quad (5)$$

- wartość skuteczną (RMS)

$$F_{sk} = F = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f^2(t) dt} \quad (6)$$

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

- współczynnik kształtu

$$k_k = \frac{F}{F_{\text{sr}}} \quad (7)$$

- współczynnik szczytu

$$k_s = \frac{F_m}{F} \quad (8)$$



- współczynnik wypełnienia

$$k_w = \frac{F_{sr}}{F_m} \quad (9)$$

Dla  $F_{sr} = 0$  wartość średnią zastępujemy w powyższych równaniach wartością średnią wyprostowaną  $F_{srp}$  (5).

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:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (10)$$

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) [3]:

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{nm}{N}} \quad (11)$$

gdzie:

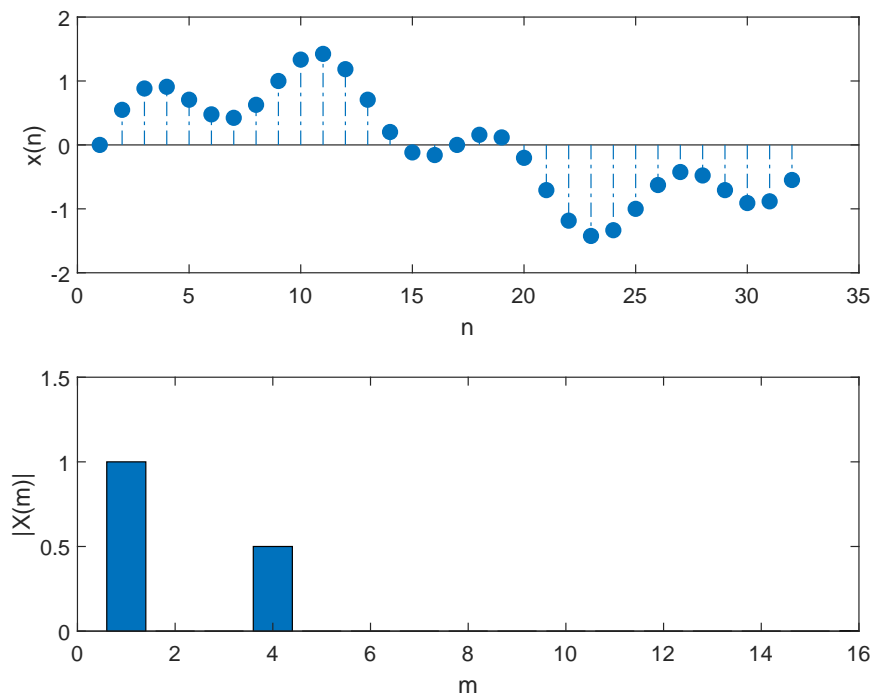
$x(n)$  — ciąg próbek sygnału  $x(t)$ ,

$N$  — liczba pobranych próbek,

$m$  — numer prążka w widmie amplitudowym.

Równanie (11) 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. Właściwości DFT

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

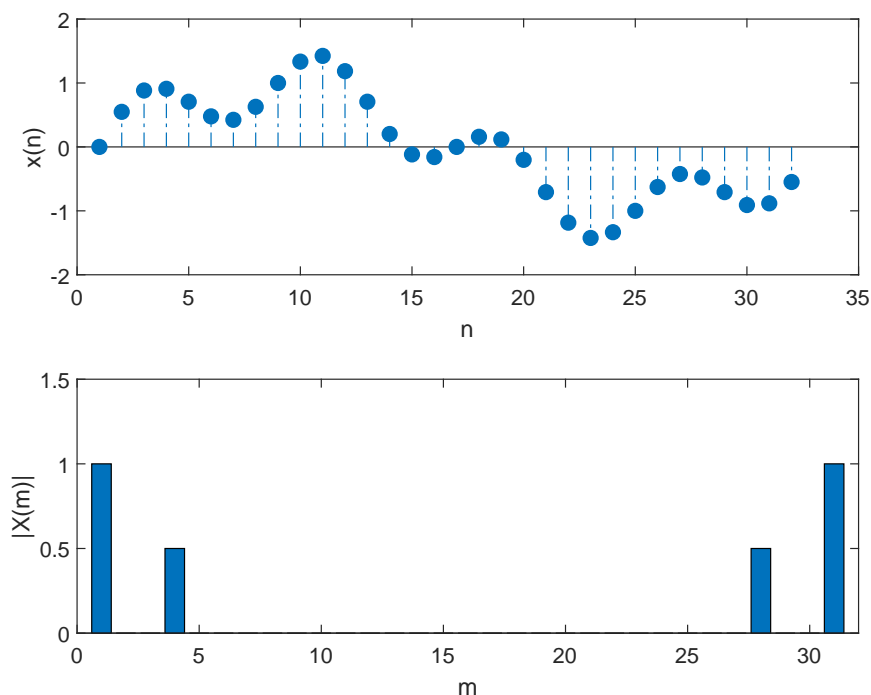
- symetria,
- liniowość,
- rozdzielczość,
- przeciek.

#### 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:

$$|X(m)| = |X(N - m)| \quad (12)$$

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  $m = (N/2) - 1$  [3] 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 właściwością DFT, która mówi, że DFT sumy dwóch sygnałów jest równa sumie transformat każdego z nich [3], 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 właściwości 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:

$$f(m) = \frac{mf_s}{N} \quad (13)$$

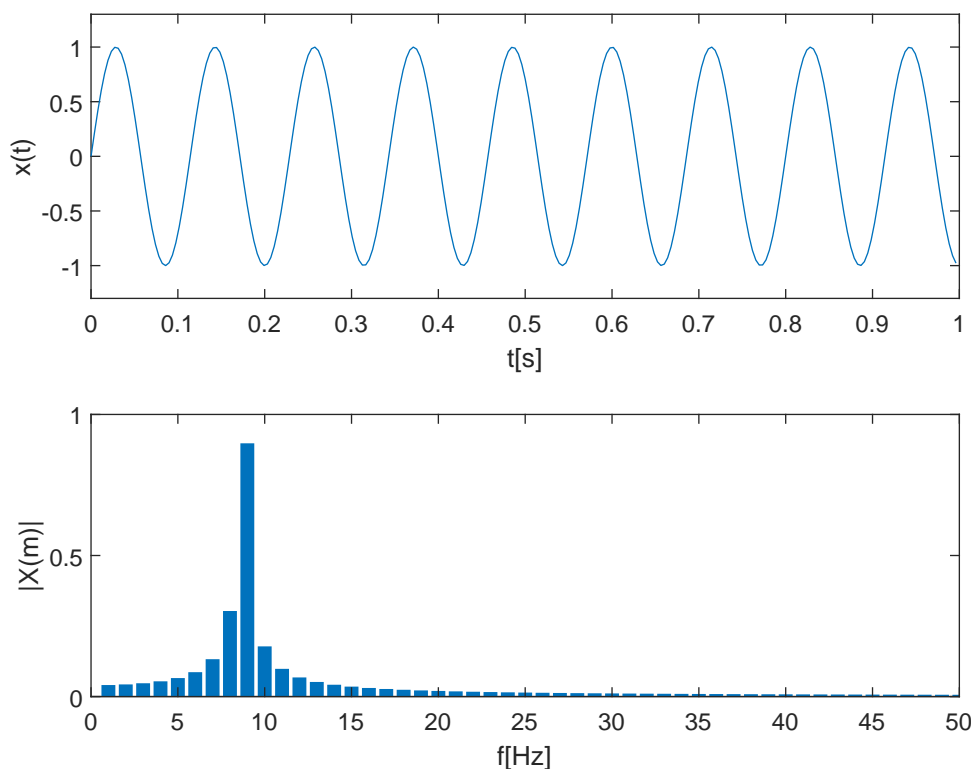
gdzie  $f_s$  to częstotliwość próbkowania, a  $N$  to liczba próbek. Zatem rozdzielczość DFT, czyli dokładność z jaką możemy zbadać widmo sygnału wynosi

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} \quad (14)$$

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[3]. To niekorzystne zjawisko nazywane jest przeciekiem DFT i prowadzi do przekłamania wyników analizy częstotliwościowej. Przykład przecieku przedstawiono na rys. 3: wykresy przedstawiają kolejno sygnał o częstotliwości 8,75Hz próbkowany przez 1 sekundę, oraz jego obliczone widmo amplitudowe. DFT obliczono z 256 próbek pobieranych z częstotliwością  $\frac{8,75}{256}$  Hz. Stosunek  $\frac{f_s}{N}$  wynosi zatem 8,75, nie jest więc wartością całkowitą, co doprowadziło do powstania wyraźnego przecieku.

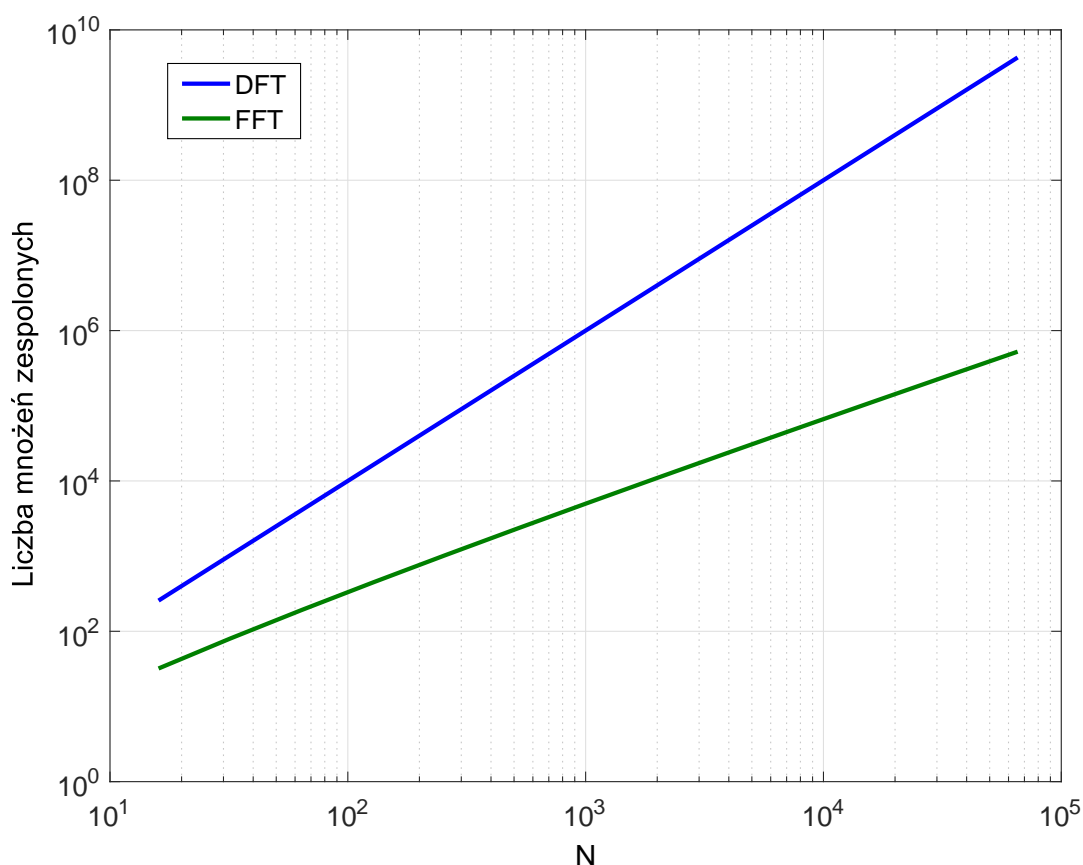


**Rys. 3.** Prezentacja zjawiska przecieku DFT

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 granicach okna obserwacji sygnału.

### 1.2.3. Szybka transformata Fouriera

Najbardziej czasochłonnym dla procesora etapem wyznaczania DFT jest wykonywanie licznych mnożeń na liczbach zespolonych. Liczba 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 właściwości DFT, takie jak symetria i liniowość, do podzielenia N-punktowego DFT na szereg 2-punktowych DFT, co znacząco zmniejsza liczbę wymaganych mnożeń do  $\frac{N}{2} \log_2 N$  [3]. 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

Poza współczynnikami podanymi w rozdziale 1.1.3 bardzo ważną wielkością opisującą sygnał okresowy jest jego współczynnik zawartości harmonicznych [1]:

$$h = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}{\sum_{n=1}^{\infty} A_n^2}} \quad (15)$$

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:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}{A_1^2}} \quad (16)$$

Pomiędzy tymi dwoma współczynnikami występuje zależność [1]:

$$THD = \frac{1}{\sqrt{1 - h^2}} \quad (17)$$

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.

## 1.4. Przetwornik analogowo - cyfrowy

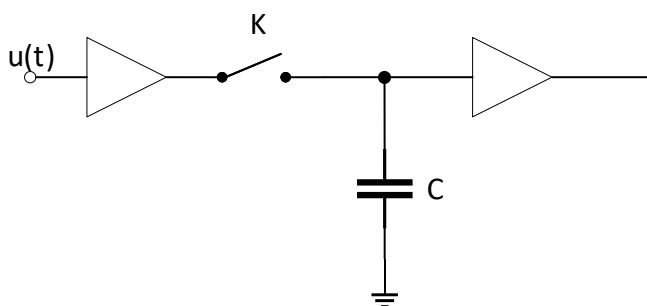
Przetwornik analogowo - cyfrowy jest urządzeniem umożliwiającym konwersję sygnałów analogowych do postaci cyfrowej. Pozwala to na o wiele szybszą ich analizę i przetwarzanie przy użyciu wyspecjalizowanych procesorów, a także na wygodne przechowywanie danych pomiarowych.

### 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 [1]. 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). W najprostszej implementacji układu Sample and Hold elementem pamiętającym jest kondensator  $C$ , zaś moment pobrania próbki jest determinowany przez zamknięcie klucza tranzystorowego  $K$ . W celu uniknięcia wpływu obciążenia na źródło sygnału i napięcie na kondensatorze układ jest z obu stron separowany wtórnymi napięciowymi. (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  $q$  [4]. Podział opiera się na porównywaniu spróbkowanej wartości ze wzorcami napięciowymi za pomocą szeregu komparatorów. Liczba bitów potrzebnych do zapisania w kodzie binarnym ilości 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 na okres badanego sygnału. 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 [1]:

- 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 (12) nie da się określić, czy odpowiada on częstotliwości  $f(m)$  czy  $f(N - m)$ , co prowadzi do niejednoznaczności w odtworzeniu sygnału.

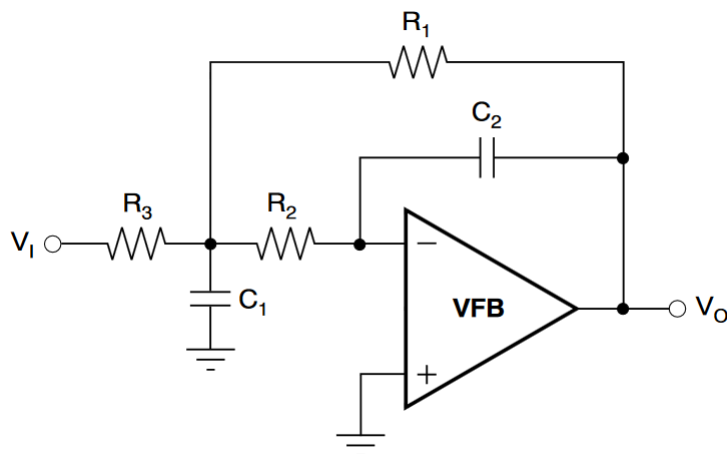
W celu zapobiegnięcia efektowi aliasingu na wejściu przetwornika A/C należy zastosować tzw. filtr antyaliasingowy, który zapewni, że próbkowany sygnał będzie ściśle dolnopasmowy oraz pozwoli prawidłowo dobrać częstotliwość próbkowania.

### 1.5.2. Filtry aktywne

W roli filtrów antyaliasingowych szczególnie chętnie wykorzystywane są filtry aktywne RC. Są to układy budowane z wykorzystaniem wzmacniaczy 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 [5].

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 wspólnej (CMRR) [6]. Schemat filtra dolnopasmowego 2. rzędu w topologii MFB przedstawiono na rysunku 6.



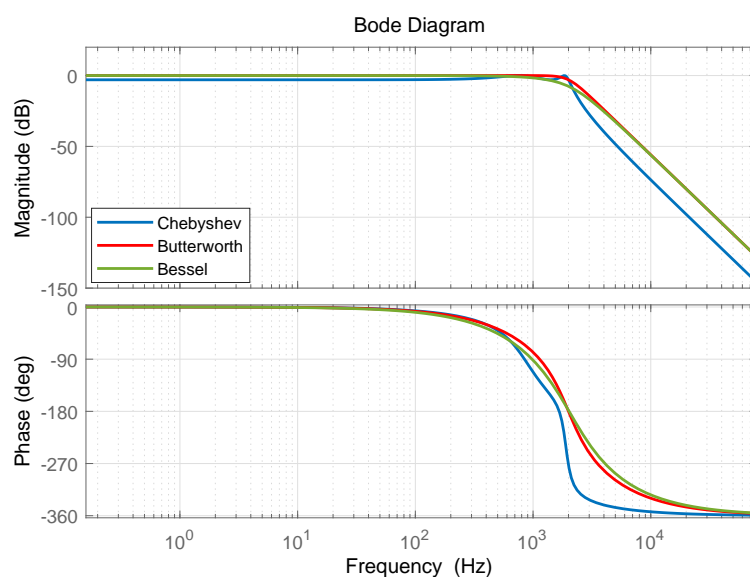


**Rys. 6.** Aktywny filtr dolnopasmowy w topologii MFB (źródło: [6])

Poprzez odpowiedni dobór wartości komponentów pasywnych filtra można znacznie modyfikować jego parametry. Powstało wiele ustandaryzowanych typów filtrów aktywnych, z których najpopularniejsze to [7]:

- 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 dolnopasmowego 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:

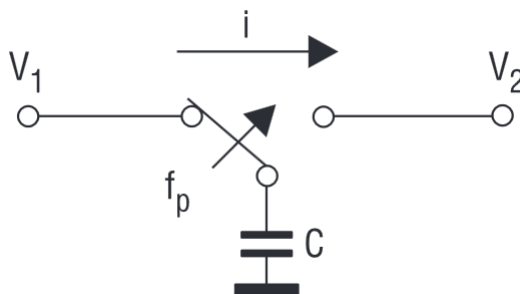
$$\Delta Q = C(V_1 - V_2) = C\Delta V \quad (18)$$

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

$$i = \Delta Q f_p = C(V_1 - V_2) f_p = C\Delta V f_p \quad (19)$$

co możemy przełożyć na ekwiwalentną rezystancję [8]:

$$R = \frac{\Delta V}{i} = \frac{1}{C f_p} \quad (20)$$



**Rys. 8.** Układ przełączanego kondensatora (źródło: [8])

Wykorzystując zależność (20) można łatwo projektować filtry wysokich rzędów w technologii CMOS, co wynika z dwóch faktów:

- kondensatory MOS o małych pojemnościach zajmują znacznie mniej miejsca na krzemie niż rezystory o dużych wartościach wykonanych w tej technologii,
- rozrzuty względne są dużo mniejsze dla samych kondensatorów niż dla połączenia kondensatorów i rezystorów, co zapewnia większą precyzję wykonania filtra.

Dodatkową zaletą takich układów 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 [8].

#### 1.5.4. Dobór parametrów filtra

Projektowanie filtra antyaliasingowego składa się zazwyczaj z kilku etapów [9].

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 A/C oznaczanemu jako  $Z_D$ :

$$Z_D = 6,02n \text{ [dB]} \quad (21)$$

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:

$$M = \frac{Z_D}{6 \log_2 \left( \frac{f_s}{2f_{gr}} \right)} \quad (22)$$

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, takie jak *Filter Wizard* firmy Analog Devices czy *WEBENCH Tools* firmy Texas Instruments.



## 2. Przegląd istniejących rozwiązań mierników zawartości harmonicznych

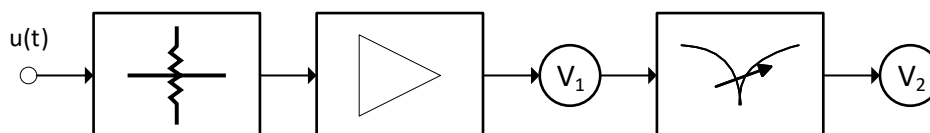
### 2.1. Analogowe mierniki współczynnika zawartości harmonicznych

Analogowe mierniki współczynnika zawartości harmonicznych działają bezpośrednio na podstawie wzoru (15). Ich zasada działania polega na pomiarze wartości skutecznej sygnału, następnie odfiltrowaniu podstawowej harmonicznej i ponownym pomiarze wartości skutecznej. Bezpośrednie porównanie tych dwóch wartości pozwala wyznaczyć wartość współczynnika  $h$ .

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

$$h = k \frac{U_{V2}}{U_{V1}} \quad (23)$$

gdzie  $k$  jest współczynnikiem wynikającym z konstrukcji filtra.



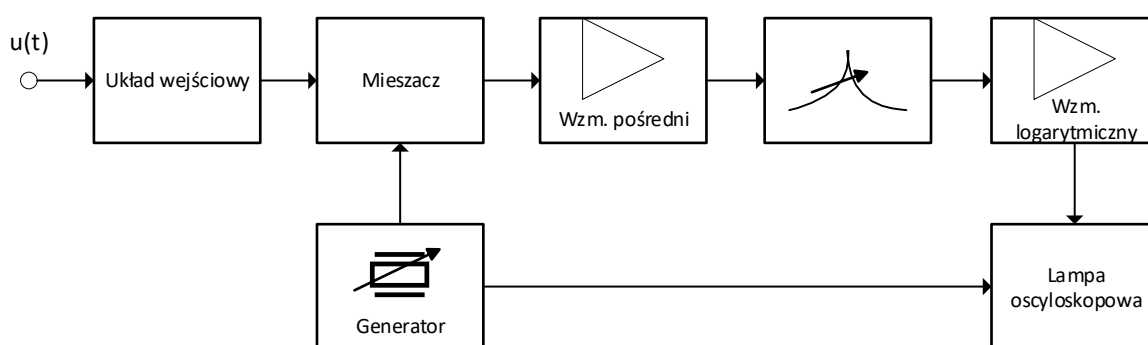
**Rys. 9.** Analogowy miernik współczynnika zawartości harmonicznych

Jako filtrów selektywnych używano najczęściej układów mostkowych o regulowanej częstotliwości rezonansowej, takich jak mostek Robinsona-Wiena [1].

## 2.2. Analogowe analizatory widma

Kolejną generacją mierników pozwalających na analizę zawartości wyższych harmonicznych w sygnale są analogowe analizatory widma. Umożliwiają one graficzną prezentację poszczególnych prążków widma częstotliwościowego sygnału na ekranie oscyloskopu analogowego.

Na wejściu układu znajduje się mieszacz, do którego doprowadza się odpowiednio skondycjonowany sygnał badany oraz sygnał z przestrajanego generatora. Częstotliwość generatora jest dobierana tak, aby na wyjściu różnicowym mieszacza częstotliwość odpowiadająca badanej harmonicznej była zawsze stała. Sygnał następnie jest wzmacniany i filtrowany selektywnie, dzięki czemu otrzymuje się informację o poszczególnych składowych sygnału. Na końcu sygnał jest wzmacniany logarytmicznie w celu lepszego ukazania składowych o małych amplitudach i podawany na wejście oscyloskopu analogowego [1].

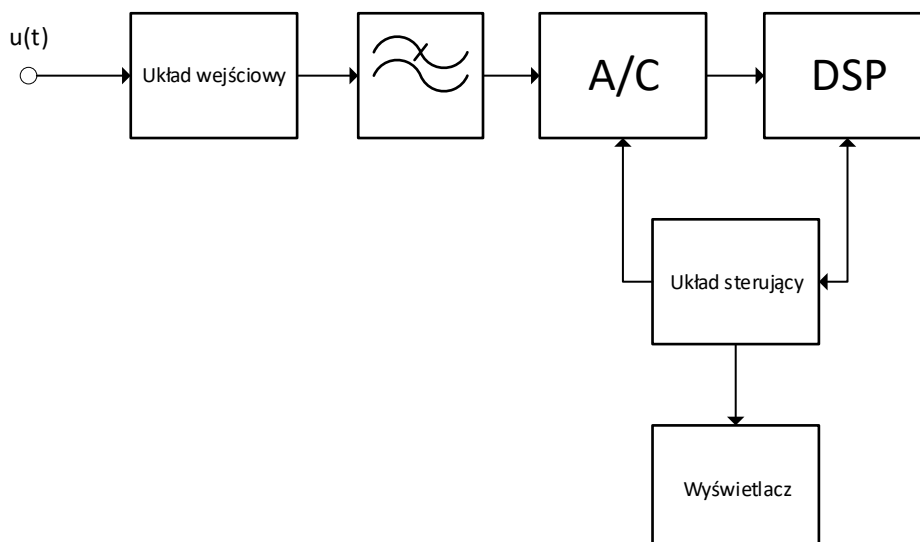


Rys. 10. Analogowy analizator widma

## 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 częstotliwością, 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 (16).



**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 [10].





### 3. Analiza normy IEC 6100-4-30

Norma IEC 6100-4-30 [11] 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.

Niniejszy rozdział zawiera fragmenty powyższej normy dotyczące pomiaru zawartości wyższych harmoniczných oraz częstotliwości.

#### 3.1. Klasy przyrządów

##### **Klasa A**

Przyrządy klasy A są stosowane w przypadkach, gdy niezbędne jest wykonanie precyzyjnych pomiarów, na przykład przy rozstrzyganiu spraw sądowych czy weryfikacji norm. Dwa niezależne pomiary wykonane dwoma różnymi miernikami klasy A muszą podać ten sam wynik w granicach ich tolerancji.

##### **Klasa S**

Klasa S jest używana w zastosowaniach statystycznych takich jak analiza jakości energii elektrycznej. Możliwy jest niepełny pomiar parametrów. Pomimo wykorzystywania podobnych metod pomiaru co w klasie A wymagania są mniejsze. Stosowanie w pomiarach na pojedynczych obiektach przez długi okres czasu lub w dużym fragmencie sieci.

## 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 podzieleniu ich liczby przez dokładny czas ich trwania. W metodzie zliczania przejść przez zero sygnał powinien być przefiltrowany w celu uniknięcia fałszywych zliczeń. 10-sekundowe okna pomiarowe nie mogą na siebie nachodzić.

#### 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  $\pm 10$  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  $\pm 50$  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

Podczas pomiaru powinien być wykonywany równoległy pomiar porównawczy na kanale referencyjnym. Producent przyrządu musi określić sposób postępowania w razie utraty sygnału referencyjnego.

#### Klasa S

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

## 3.3. Definicje dotyczące harmonicznym i współczynników odkształcenia

Poniższe definicje pochodzą bezpośrednio z normy PN-EN 61000-4-7 [12].

**Częstotliwość harmoniczných  $f_n$** 

Częstotliwość będąca całkowitą krotnością częstotliwości sieci zasilającej.

**Rząd harmoniczných  $n$** 

Całkowity stosunek częstotliwości harmoniczných do częstotliwości sieci zasilającej.

**Wartość skuteczna składowej harmoniczných  $G_n$** 

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

**Wartość skuteczna grupy harmoniczných  $G_{g,n}$** 

Pierwiastek kwadratowy z sumy kwadratów wartości skutecznej harmoniczných i sąsiadujących z nią składowych widmowych. Jest to suma energii harmoniczných oraz energii sąsiednich linii widma. Rząd harmoniczny jest określany przez rozważaną harmoniczną.

**Wartość skuteczna podgrupy harmoniczných  $G_{sg,n}$** 

Pierwiastek kwadratowy z sumy kwadratów skutecznych wartości harmoniczných 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 harmoniczných. Rząd harmoniczny jest określany za pomocą rozważanej harmoniczných.

**Całkowity współczynnik odkształcenia  $THD$** 

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

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{G_n}{G_1}\right)^2} \quad (24)$$

**Całkowity współczynnik odkształcenia podgrup harmoniczných  $THDS$** 

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

$$THDS = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{G_{sgn}}{G_{sg1}}\right)^2} \quad (25)$$

## 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 wartości skutecznej 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 wartości skutecznej 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**

Zadaniem budowanego przyrządu jest pomiar całkowitego współczynnika odkształcenia podgrup harmonicznym THDS (25) do 40. rzędu harmonicznego dla sygnałów okresowych o częstotliwości 50 Hz. Miernik ma spełniać główne założenia normy IEC 61000-4-30 dla takiego urządzenia.

#### **4.1.1. Zakres napięć wejściowych**

Na potrzeby niniejszej pracy zdecydowano się przygotować układ współpracujący z sygnałami mieszczącymi się w zakresie 1-3V. Umożliwia to zbadanie wszystkich parametrów urządzenia przy pomocy sygnałów arbitralnych z generatora funkcyjnego. Przyłączenie do sieci nn jest możliwe, ale wymaga dodatkowej przystawki kondycjonującej sygnał i zabezpieczającej przed przepięciami, której projekt nie zawiera się w temacie pracy.

#### **4.1.2. Zasada działania**

Urządzenie rozpoczyna pracę od pomiaru częstotliwości sygnału poprzez zliczanie okresów w 10-sekundowym oknie. Zliczanie odbywa się przy użyciu komparatora wbudowanego w mikrokontroler.

Kolejnym krokiem jest próbkowanie sygnału przez 10 okresów z częstotliwością próbkowania wyznaczoną na podstawie częstotliwości badanego sygnału. Bardzo istotna jest tu dokładność synchronizacji w celu minimalizacji przecieku DFT.

Po próbkowaniu wyznaczana jest dyskretna transformata Fouriera przy użyciu algorytmu FFT Radix-2. Pomiar jest powtarzany dla 15 okien czasowych i uśredniany. Na podstawie widma sygnału wyznaczana jest wartość THD sygnału zgodnie z normą IEC 61000-4-30.

Ostatnim etapem działania jest prezentacja wyniku pomiaru na wyświetlaczu.

#### **4.1.3. Dobór filtra antyaliasingowego i parametrów DFT**

Wybrany mikrokontroler posiada 16-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy, zdecydowano się jednak zmniejszyć rozdzielczość do 12 bitów jako wartości dającej wystarczająco wysoką dokładność pomiaru (rozdział 5.1.1). Jako filtra antyaliasingowego użyto filtra But-

terwortha 8. rzędu wykonanego w technologii SC. Częstotliwość graniczną filtra ustalono na 2500 Hz aby zapewnić płaską charakterystykę amplitudową w całym zakresie mierzonych częstotliwości.

Korzystając z równania (21) wyznaczono zakres dynamiczny przetwornika:

$$Z_D = 6,02n = 6,02 \cdot 12 = 72,24 \text{ dB} \quad (26)$$

Następnie przekształcając równanie (22) obliczono minimalną częstotliwość próbkowania:

$$f_{smin} = 2f_{gr} \cdot 2^{\frac{Z_D}{6M}} = 2 \cdot 2500 \cdot 2^{\frac{72,24}{6 \cdot 8}} = 14191,23 \text{ Hz} \quad (27)$$

Na tej podstawie wyznaczono minimalną liczbę próbek:

$$N_{min} = \lceil f_{smin} t_s \rceil = \lceil 14191,23 \text{ Hz} \cdot 0,2 \text{ s} \rceil = 2839 \quad (28)$$

Ponieważ algorytm Radix-2 wymaga, aby liczba próbek była potęgą dwójki, należałoby pobrać 4096 próbek sygnału. Ponieważ jednak część pasma od 2,5 kHz do  $\frac{f_s}{2}$  jest nieistotna w obliczeniach THD, zdecydowano się pozwolić na lekki aliasing w tych częstotliwościach przez pobieranie 2048 próbek na okno czasowe, co odpowiada  $f_s = 10240 \text{ Hz}$  dla sygnału o częstotliwości 50 Hz. Zabieg ten pozwala na znaczną redukcję wymaganej pamięci i czasu obliczeń.

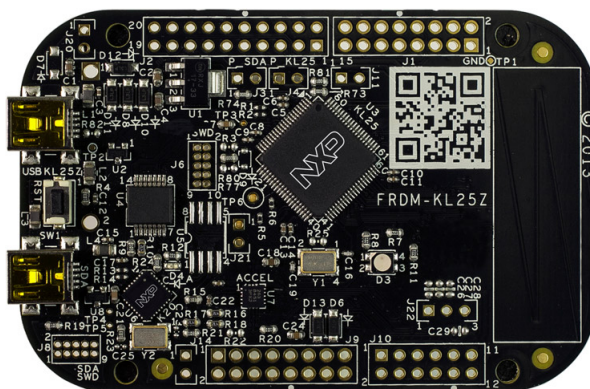
## 4.2. Użyte podzespoły

### 4.2.1. Płytki rozwojowa FRDM-KL25Z

Opisywany przyrząd został zbudowany przy użyciu płytki rozwojowej FRDM-KL25Z firmy NXP. Zawiera ona mikrokontroler MKL25Z128VLK4, którego główne cechy to:

- rdzeń ARM Cortex-M0+,
- częstotliwość pracy 48 MHz,
- 16 kB pamięci RAM,
- 128 kB pamięci Flash,
- 16-bitowy przetwornik A/C,
- wbudowane interfejsy: SPI, I2C, UART, USB





Rys. 12. Płytką rozwojową FRDM-KL25Z

Płytką może być zasilana zewnętrznie napięciem z zakresu 4.5 - 9V lub przez port USB. Posiada także wbudowany programator i debugger OpenSDA. Wyprowadzone złącza typu goldpin pozwalają na łatwe przyłączanie urządzeń i sygnałów zewnętrznych.

#### 4.2.2. Filtr antyaliasingowy - układ MAX295

W zaprojektowanym urządzeniu jako filtr antyaliasingowy wykorzystany został układ MAX295 firmy Maxim Integrated. Układ ten jest scalonym filtrem Butterwortha 8. rzędu wykonanym w technologii SC. Jego częstotliwość graniczna może się znajdować w przedziale od 0.1Hz do 25kHz i jest regulowana sygnałem zegarowym w proporcji 50:1.

Układ znajduje się w obudowie DIP-8 i może być zasilany symetrycznie napięciem  $\pm 5V$  lub asymetrycznie napięciem +5V, w tym drugim przypadku wymaga jednak sztucznej masy w połowie napięcia zasilania tworzonej przy pomocy dzielnika rezystorowego i dodatkowych kondensatorów odsprężających.

Filtr ten posiada niskie szumy pochodzące od przełączania pojemności, wynoszące poniżej -70dB, jednak producent zaleca stosowanie na wyjściu układu dodatkowego filtra Butterwortha 2. rzędu. W tym celu MAX295 posiada wbudowany wzmacniacz operacyjny, nie jest więc wymagany dodatkowy układ scalony [13].

#### 4.2.3. Pamięć zewnętrzna - układ 23LCV1024

Z powodu ograniczonej pojemności pamięci RAM mikrokontrolera zdecydowano się użyć układu 23LCV1024 firmy Microchip. Jest to pamięć SRAM o pojemności 128kB komunikująca się z mikrokontrolerem przez magistralę SPI z maksymalną częstotliwością 20MHz. Układ znajduje się w obudowie DIP-8 i może być zasilany napięciem z zakresu 2,5 - 5,5V.

#### 4.2.4. Wyświetlacz OLED SSD1306

Do prezentacji wyniku pomiaru wykorzystano wyświetlacz OLED z kontrolerem SSD1306. Jest to wyświetlacz monochromatyczny o rozdzielczości 128x64 piksele i przekątnej 0,96". Do komunikacji z mikrokontrolerem wykorzystuje interfejs I2C.

Wyświetlacz pomimo małych rozmiarów umożliwia czytelną prezentację bardzo dużej ilości informacji. Szeroki dostęp do otwartych bibliotek dla tego wyświetlacza pozwala na jego szybką i łatwą implementację w systemie pomiarowym.

#### 4.2.5. Płytką drukowana

Filtr antyaliasingowy wraz z towarzyszącymi elementami biernymi, pamięć RAM oraz wyświetlacz zostały umieszczone na specjalnie przygotowanej płytce drukowanej. Rozwiązanie to zapewnia redukcję szumów oraz pozwala na wygodne podłączanie badanego sygnału. Płytką została wykonana jako tzw. header na FRDM-KL25Z dzięki czemu uniknięto konieczności stosowania dodatkowych przewodów połączeniowych.

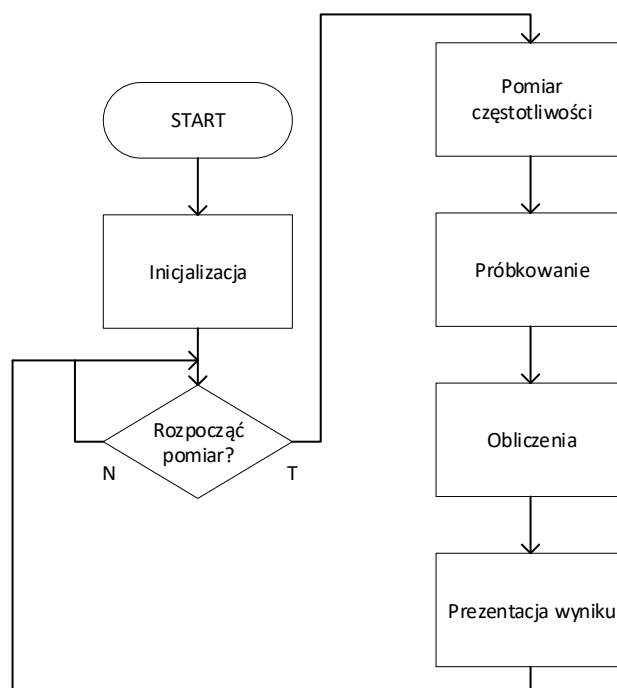
Projekt płytki został przygotowany w programie Altium Designer, zaś sama płytką została samodzielnie wytrawiona w nadsiaczanie miedzi.

### 4.3. Działanie przyrządu

W niniejszym punkcie zostanie przedstawiony algorytm działania miernika THD który został zaimplementowany na płytce rozwojowej KL25Z.

#### 4.3.1. Algorytm ogólny

Rysunek 13 przedstawia ogólny algorytm działania całego przyrządu.



**Rys. 13.** Algorytm działania przyrządu

Praca urządzenia rozpoczyna się od inicjalizacji sprzętu oraz obliczenia wartości funkcji okna. Następnie program czeka na zgodę użytkownika na wykonanie pomiaru.

Pomiar THD rozpoczyna się od pomiaru częstotliwości badanego sygnału. W tym celu przez 10 sekund zliczana jest liczba przejść przez zero przy pomocy komparatora wbudowanego w mikrokontroler. Znając częstotliwość sygnału program oblicza wymaganą częstotliwość próbkowania. Następnie pobierane jest 2048 próbek 10 okresów badanego sygnału. Spróbkowany sygnał jest okienkowany w celu redukcji przecieku, a następnie wyznacza się jego DFT.

Proces próbkowania i obliczania DFT powtarzany jest 15 razy, a wynik transformaty jest uśredniany po każdej iteracji. Ostatnim etapem jest obliczenie THD na podstawie widma amplitudowego sygnału oraz prezentacja wyniku na wyświetlaczu.

Po zaprezentowaniu wyniku urządzenie wraca do oczekiwania na żądanie wykonania kolejnego pomiaru.

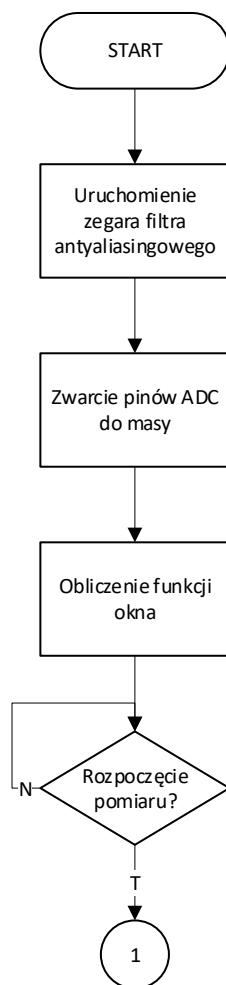
#### 4.3.2. Inicjalizacja

Na rysunku 14 przedstawiono algorytm inicjalizacji przyrządu. Po uruchomieniu urządzenia pierwszym krokiem jest włączenie zegara filtra antyaliasingowego. Wykorzystywane jest do tego wyjście PWM mikrokontrolera ustawiane na częstotliwość 125kHz i wypełnienie 50%.

Następnym etapem jest programowe zwarcie wszystkich nieużywanych pinów ADC do masy w celu redukcji zakłóceń. Piny I/O są domyślnie ustawione jako wejścia cyfrowe, przez co mogą zadziałać jak antena i zebrać zakłócenia z otoczenia, które następnie mogą zostać przeniesione na przetwornik analogowo - cyfrowy. Aby tego uniknąć wszystkie piny podłączone do ADC ustawia się jako wyjścia cyfrowe w stanie logicznego zera, co powoduje fizyczne zwarcie ich do masy układu.

Ostatnią czynnością jest obliczenie wartości funkcji okna Blackmana (patrz rozdział 5.2.2) dla 2048-elementowego ciągu danych. Ze względu na znaczący rozmiar (8kB) wartości te są przechowywane w zewnętrznej pamięci RAM.

Po zakończeniu inicjalizacji urządzenie oczekuje na decyzję użytkownika o rozpoczęciu pomiaru. Interfejsem umożliwiającym komunikację z urządzeniem jest tutaj pasek dotykowy umieszczony na płycie KL25Z. Dotknięcie go powoduje rozpoczęcie procedury pomiarowej.

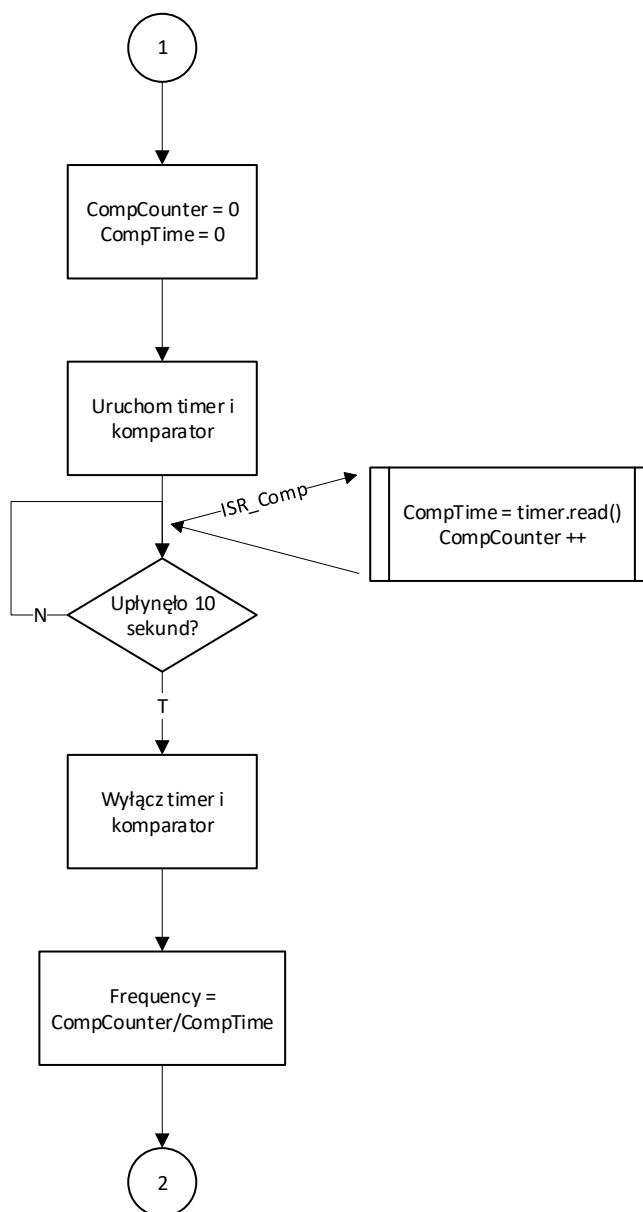


Rys. 14. Inicjalizacja przyrządu

#### 4.3.3. Pomiar częstotliwości

Procedura pomiarowa rozpoczyna się od pomiaru częstotliwości badanego sygnału zgodnie z algorytmem z rysunku 15. Metoda pomiaru jest zgodna z normą IEC6100-4-30 i polega na zliczaniu liczby okresów sygnału w 10-sekundowym oknie [11].

Program inicjalizuje zmienne przechowujące licznik okresów (CompCounter) oraz czas pomiaru (CompTime), a następnie uruchamia timer oraz komparator. Wejście odwracające komparatora zostaje podłączone do wbudowanego 6-bitowego przetwornika cyfrowo-analogowego ustawionego na wartość 2V (połowa dozwolonego zakresu sygnału). W celu uniknięcia fałszywych zliczeń przy silnie odkształconych sygnałach włączany jest programowy filtr udostępniany w bibliotece komparatora.



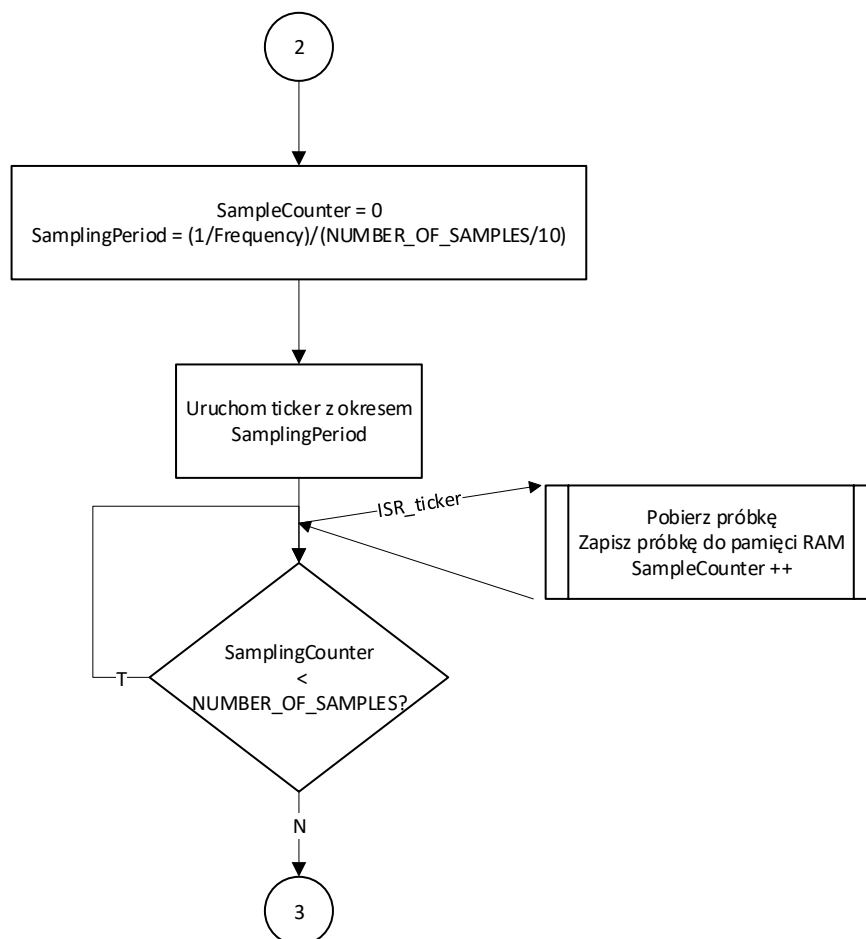
**Rys. 15.** Algorytm pomiaru częstotliwości

Następnie program czeka, aż wartość timera wyniesie 10 sekund. W tym czasie w momencie wykrycia zbocza narastającego na wyjściu komparatora mikrokontroler uruchamia procedurę przerwania `ISR_Comp`. Przy pierwszym zboczu jej zadaniem jest zresetowanie timera, a przy każdym kolejnym zapis aktualnej wartości timera do zmiennej `CompTime` oraz inkrementowanie zmiennej `CompCounter`. Celem resetu oraz zapisywania wartości timera przy każdym zboczu jest jak najbardziej precyzyjny pomiar czasu trwania zliczanej liczby okresów sygnału.

Po upływie 10 sekund program zatrzymuje działanie timera i komparatora, a następnie bazując na wartościach `CompCounter` i `CompTime` wyznacza częstotliwość sygnału.

#### 4.3.4. Próbkowanie

Znając częstotliwość sygnału program wyznacza odpowiednią częstotliwość próbkowania. Konieczne jest zebranie 2048 próbek w trakcie 10 okresów sygnału, zatem okres próbkowania jest równy okresowi sygnału podzielonemu przez 204,8.



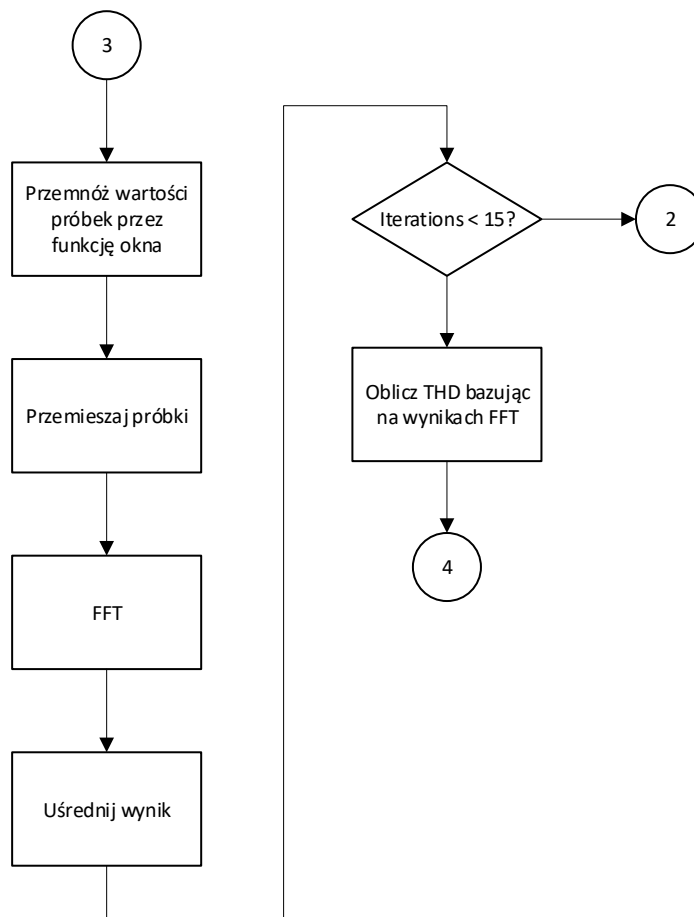
Rys. 16. Algorytm procesu próbkowania

Do pobierania próbek z zadaną częstotliwością wykorzystywany jest ticker bazujący na układzie PIT (Periodic Interval Timer) mikrokontrolera. Po każdorazowym zliczeniu impulsów zegara do wartości odpowiadającej okresowi próbkowania uruchamiana jest procedura przerwania `ISR_ticker`, podczas której program pobiera próbkę z przetwornika analogowo-cyfrowego, zapisuje jej wartość w zewnętrznej pamięci RAM oraz inkrementuje licznik próbek.

Po zebraniu odpowiedniej liczby próbek ticker jest wyłączany a program przechodzi do kolejnego etapu.

#### 4.3.5. DFT i wyznaczenie THD

Mając spróbkowany sygnał program przechodzi do wykonywania właściwych obliczeń, co zostało przedstawione na rysunku 17.



**Rys. 17.** Algorytm wyznaczania wartości THD

Na początku próbki są mnożone przez wyznaczoną wcześniej funkcję okna Blackmana, co pozwala na redukcję przecieku DFT. Częstotliwość próbkowania jest dość wysoka - próbka jest pobierana co ok. 2000 impulsów zegara, a każda najmniejsza odchyłka od idealnej częstotliwości próbkowania przemnożona przez 2048 próbek prowadzi do znacznego odchylenia wartości  $\frac{f_s}{N}$  od wartości całkowitej, co skutkuje powstaniem przecieku (patrz rozdziały 1.2.2 oraz 5.1.2).

Algorytm Radix-2 wykorzystany w tym urządzeniu wymaga podania na wejściu próbek w odpowiedniej kolejności [3]. Kolejnym etapem jest zatem przemieszanie próbek znajdujących się w pamięci w celu ułatwienia implementacji algorytmu.

Po przemieszaniu próbek wyznaczana jest dyskretna transformata Fouriera. Do jej implementacji wykorzystano algorytm Radix-2, wzorowano się zaś na kodzie w języku MATLAB

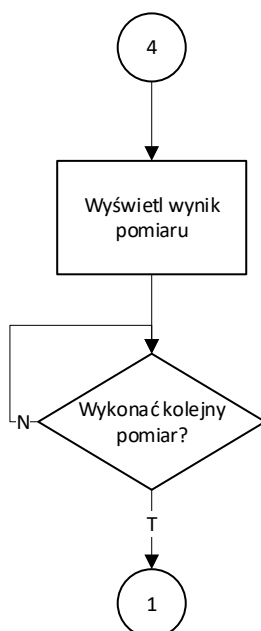
umieszczonym w pozycji [14]. Wynikiem obliczeń jest moduł widma amplitudowego badanego sygnału o rozdzielczości 5Hz.

Proces pobierania próbek i wyznaczania DFT jest powtarzany 15 razy, a wyniki obliczeń zostają uśrednione. Ma to na celu poprawę dokładności i powtarzalności wyniku (patrz rozdział 5.2.3).

Na podstawie otrzymanego widma wyznaczana jest ostatecznie jego wartość THDS zgodnie z definicją (25) [12].

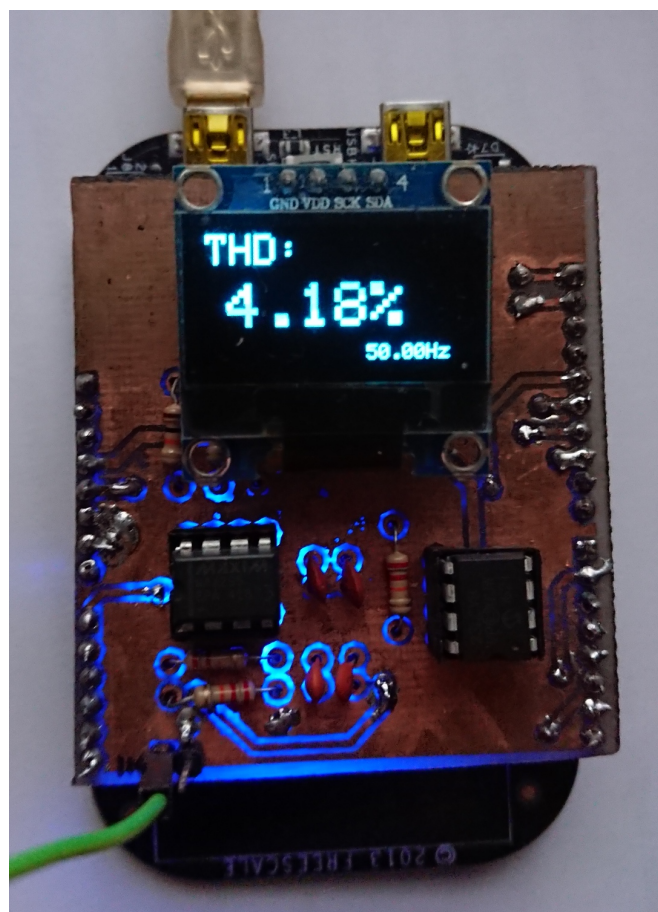
#### 4.3.6. Prezentacja wyników

Po zakończeniu obliczeń wartość THD oraz częstotliwość sygnału są prezentowane na wyświetlaczu. Urządzenie następnie rozpoczyna oczekiwanie na żądanie rozpoczęcia kolejnego pomiaru.



**Rys. 18.** Zakończenie pomiaru





Rys. 19. Prezentacja wyniku pomiaru



## 5. Badanie parametrów przyrządu

### 5.1. Symulacje

#### 5.1.1. Wpływ rozdzielczości przetwornika A/C na wynik pomiaru

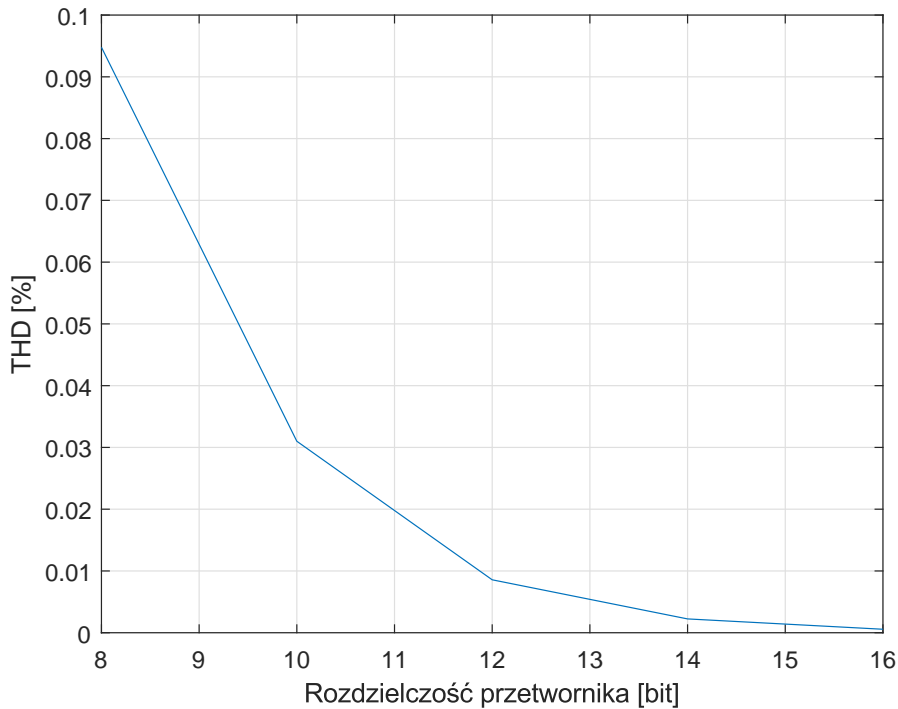
Mikrokontroler wbudowany w płytke KL25Z posiada 16-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy. Rozdzielczość przetwornika można jednak ustawić na jedną z wartości: 8, 10, 12 lub 16 bitów. Zwiększenie rozdzielczości powoduje wzrost dokładności pomiaru, jednak znacząco zwiększa czas konwersji. Czasy konwersji dla poszczególnych wariantów rozdzielczości przedstawiono w tabeli 1 [15].

**Tab. 1.** Czasy konwersji dla różnych wartości rozdzielczości przetwornika A/C

Rozdzielczość	Czas konwersji
8 bitów	13 $\mu$ s
10 bitów	15,3 $\mu$ s
12 bitów	17,3 $\mu$ s
16 bitów	21,7 $\mu$ s

Dla sygnału o częstotliwości 57,5Hz próbki muszą być pobierane co ok. 85 $\mu$ s. Biorąc pod uwagę, że na cykl pobrania próbki składa się konwersja A/C oraz zapis do zewnętrznego układu pamięci, a także fakt, że wykorzystana biblioteka mbed posiada duży narzut kodu, różnice w czasach dla poszczególnych rozdzielczości stają się znaczące.

W celu zbadania wpływu rozdzielczości przetwornika A/C na końcowy wynik pomiaru przeprowadzono symulację w środowisku MATLAB. Program rozpoczynał się od wygenerowania 100 przebiegów sinusoidalnych z losową wartością przesunięcia fazowego. Następnie każdy z przebiegów był kwantowany w dziedzinie wartości z zadaną rozdzielczością. Dla tak przygotowanych sygnałów wyznaczano ich FFT, a na tej podstawie wartość THD zgodnie z równaniem (25). Dla każdej rozdzielczości otrzymano zatem 100 wartości THD, które zostały uśrednione. Końcowy wynik przedstawiono na rysunku 20:



**Rys. 20.** Wpływ rozdzielczości przetwornika A/C na wynik pomiaru THD

Jak widać, dla przetwornika 8-bitowego średni błąd pomiaru wynosi 0.1%, zaś dla wyższych rozdzielczości błąd maleje wykładniczo. Dla przetwornika 12-bitowego średni błąd wynosi już poniżej 0.01%, zatem właśnie tę rozdzielczość zdecydowano się wykorzystać w projekcie. Pozwoliło to na znaczną redukcję czasu konwersji względem przetwornika 16-bitowego kosztem wprowadzenia znikomego błędu kwantyzacji.

### 5.1.2. Wpływ precyzji częstotliwości próbkowania na wynik pomiaru

Jak zostało wspomniane w rozdziale 1.2.2 każde odchylenie wartości  $\frac{f_s}{N}$  od wartości całkowitej skutkuje powstaniem szkodliwego przecieku DFT. Ponieważ czas mierzony przez mikrokontroler jest wyrażany w taktach zegara, a zatem jest skwantowany z mniejszą lub większą dokładnością, nie ma możliwości idealnego dopasowania częstotliwości próbkowania do częstotliwości przebiegu. Zatem zawsze należy się liczyć z obecnością przecieku i dążyć do jego zniwelowania już na etapie projektowania systemu pomiarowego.

Przykładowo, dla zegara 24MHz, czyli maksymalnego dostępnego dla KL25Z, niepewność pomiaru czasu pobrania pojedynczej próbki wynosi:

$$\Delta T_s = \frac{1}{f_{clk}} = \frac{1}{24MHz} = 41,7ns \quad (29)$$

Przekładając to na całość 2048-punktowego ciągu otrzymujemy odchyłkę od pożądanego czasu próbkowania wynoszącą

$$\Delta t_s = N\Delta T_s = 85,3\mu s, \quad (30)$$

co dla częstotliwości badanego sygnału równej 57,5Hz odpowiada jednemu okresowi próbkowania. Dla porównania, dla zegara 1MHz, który jest standardowy w bibliotece mbed, wartości te wynoszą

$$\Delta T_s = \frac{1}{f_{clk}} = \frac{1}{1MHz} = 1\mu s \quad (31)$$

$$\Delta t_s = N\Delta T_s = 2,05ms \quad (32)$$

czyli równowartość aż 24 okresów próbkowania.

W celu zbadania wpływu tego zjawiska na wynik pomiaru przygotowano symulację w środowisku MATLAB. Badania przeprowadzano na sygnale wygenerowanym na podstawie rozwinięcia szeregu Fouriera dla sygnału prostokątnego [16]:

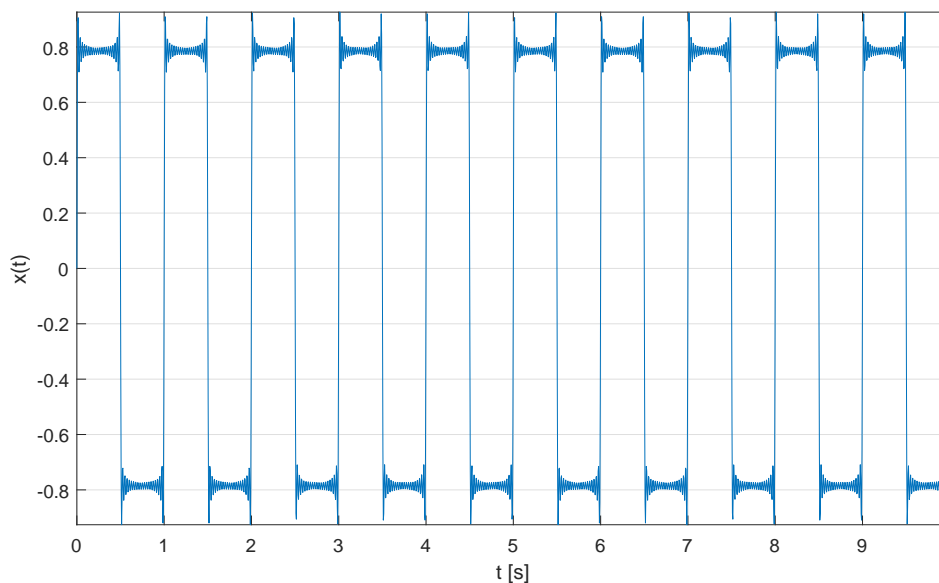
$$f(x) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) \quad (33)$$

gdzie:

n - rząd harmoniczej,

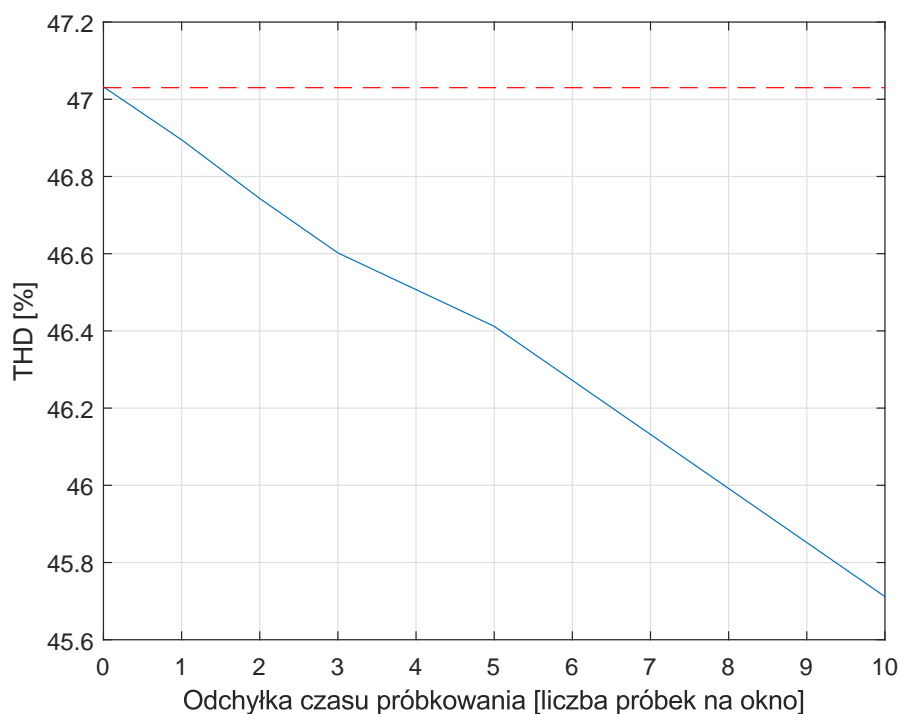
L - połowa okresu sygnału.

Sygnał został wygenerowany do 40. harmoniczej. Jego przebieg przedstawia rysunek 21:



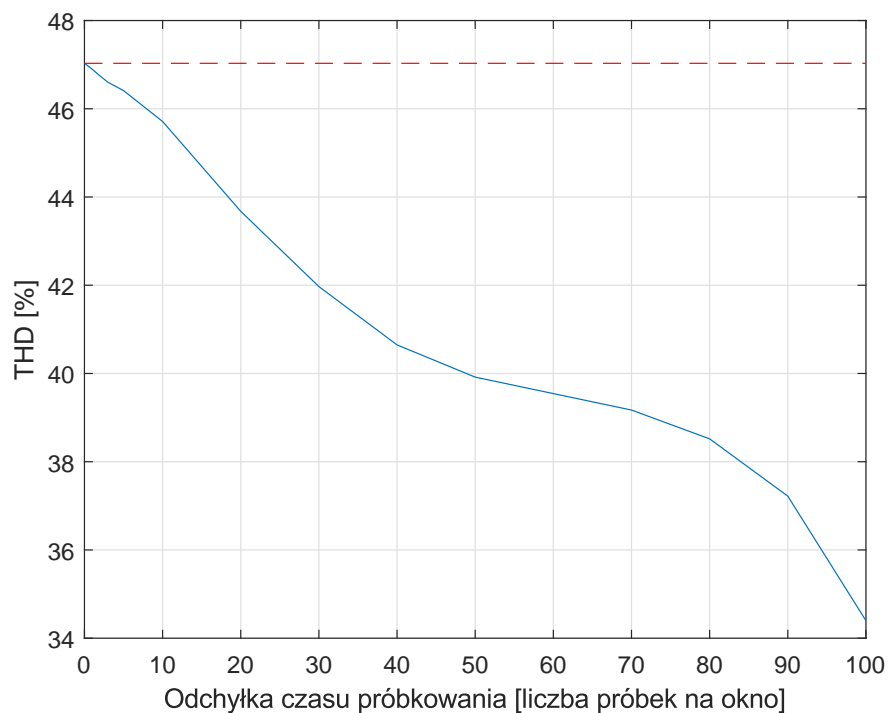
**Rys. 21.** Przebieg prostokątny wygenerowany z rozwinięcia szeregu Fouriera

Następnie sygnał ten był generowany ponownie z wektorami czasu skracanymi o wielokrotności pojedynczego okresu próbkowania, co miało na celu zasymulowanie różnych wartości odchyłki zegara. Na koniec dla każdego z sygnałów obliczono jego THD zgodnie z definicją (25). Wyniki symulacji przedstawiono na rysunku 22:



**Rys. 22.** Zmiana THD w funkcji odchyłki czasu próbkowania. Czerwoną linią oznaczono wartość oczekiwaną

Jak widać, już dla odchyłki wynoszącej jeden okres próbkowania, czyli występującej przy zegarze 24MHz, pojawia się odchyłka wynosząca 0,29% wartości oczekiwanej. Powtarzając symulację dla szerszego zakresu odchyłek widać jak gwałtownie spada dokładność pomiaru THD wraz ze wzrostem niepewności pomiaru czasu:



**Rys. 23.** Zmiana THD w funkcji odchyłki czasu próbkowania - szerszy zakres

Dla odchyłki wynoszącej 24 okresy próbkowania (odpowiednik zegara 1MHz) błąd wynosi już 9,2%, zaś dla 100 okresów próbkowania aż 26,6%. Wyniki te pokazują jak bardzo istotna jest precyzja zegara przy cyfrowych pomiarach widma sygnałów.

## 5.2. Pomiary

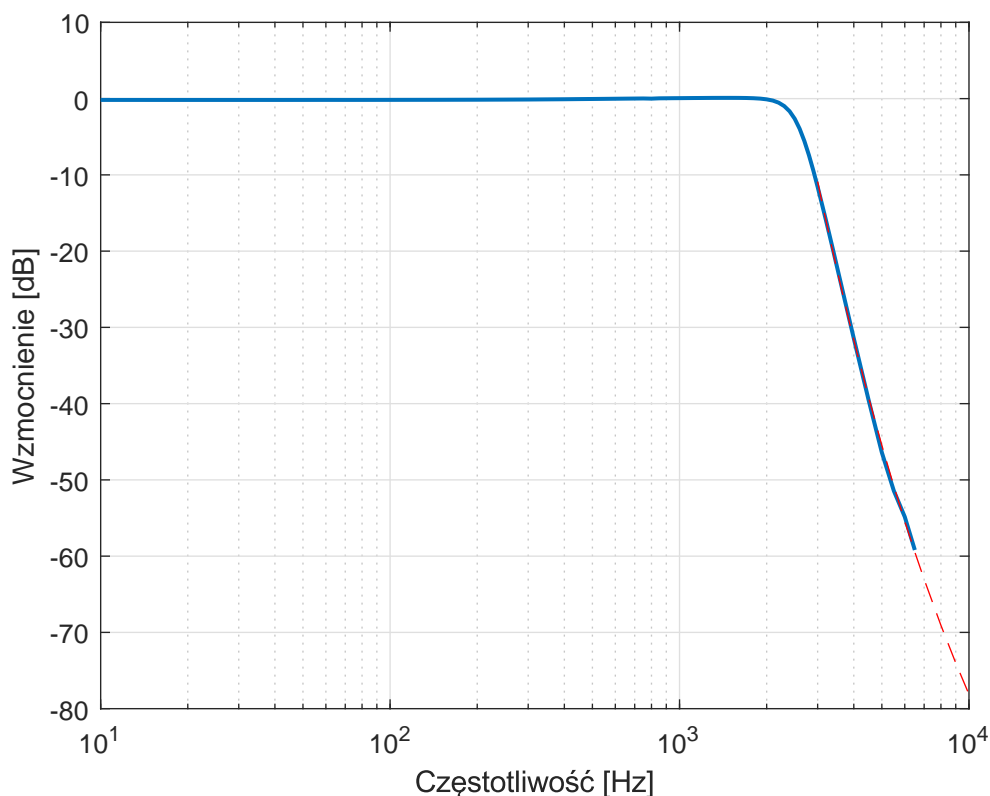
### 5.2.1. Badanie filtra antyaliasingowego

Do zbadania charakterystyki amplitudowej filtra antyaliasingowego w zbudowanym urządzeniu wykorzystano generator arbitralny Rigol DG1022 oraz multimetr TrueRMS UNIT UT61E. Pomiar polegał na zmianie częstotliwości w zakresie 10Hz - 10kHz oraz pomiarze napięcia na wejściu i wyjściu filtra dla każdej z nich.

Wynik pomiaru jest widoczny na rysunku 24. Niestety, dla częstotliwości powyżej 6,5kHz napięcie na wyjściu było już tak małe, że dalszy pomiar był bezsensowny. Zastosowano zatem funkcję Curve Fitting środowiska MATLAB do aproksymowania charakterystyki w zakresie 3-10kHz. Otrzymano równanie aproksymujące w postaci:

$$H(f) = 16870f^{-0,6082} - 140,4 \quad (34)$$

Charakterystyka aproksymowana została naniesiona na zmierzoną jako czerwona przerywana linia na rysunku 24.



**Rys. 24.** Charakterystyka amplitudowa filtra antyaliasingowego

Wymagane tłumienie 72,24dB (26) otrzymano dla częstotliwości 8620Hz. Dla sygnału o częstotliwości 42,5Hz częstotliwość próbkowania wynosi

$$f_s = \frac{42,5 \cdot 2048}{10} = 8704 \text{ kHz} \quad (35)$$

co przekłada się na częstotliwość Nyquista równą

$$f_N = \frac{f_s}{2} = 4325 \text{ Hz}. \quad (36)$$

Częstotliwość próbkowania jest znacznie wyższa od częstotliwości Nyquista, dojdzie więc do zjawiska aliasingu.

Rozpatrzmy skrajną część pasma przenoszenia. Na prążek odpowiadający częstotliwości 2kHz nałoży się prążek odpowiadający częstotliwości

$$f_a = f_N + (f_N - 2000 \text{ Hz}) = 6704 \text{ Hz} \quad (37)$$

Wyznamy następnie tłumienie dla tej częstotliwości korzystając z wzoru (34):

$$H(f_a) = -60,98 \text{ dB} \quad (38)$$

Wartość ta odpowiada ok. 1000-krotnemu tłumieniu. Minimalna wartość rejestrowana przez przetwornik wynosi

$$\frac{3,3 \text{ V}}{2^{12}} = 805,7 \mu \text{ V}, \quad (39)$$

zatem wszystkie zakłócenia o amplitudzie poniżej 806mV nie powinny mieć wpływu na wynik pomiaru.

Niepokojącą kwestią było tłumienie sygnału o ok. 2% w niskich częstotliwościach i wzmacnianie o ok. 1% w wysokich częstotliwościach pasma przenoszenia. Przyczyną tego są prawdopodobnie odchyłki w wartościach elementów dyskretnych użytych do budowy drugiego stopnia filtra. Zjawisko to może doprowadzić do przekłamania wyników dla sygnałów o dużej zawartości harmonicznym wysokich rzędów.

### 5.2.2. Wpływ funkcji okna na wynik pomiaru

Norma PN-EN 6100-4-7 nakazuje, aby czas od pobrania pierwszej do pobrania ostatniej próbki w pojedynczym oknie pomiarowym różnił się maksymalnie o 0,03% od czasu trwania 10 pełnych okresów sygnału. Zgodnie z równaniem (30) w zbudowanym urządzeniu dla częstotliwości 57,5Hz różnica ta wyniesie:

$$\frac{\Delta t_s}{t_{\text{sampling}}} = \frac{85,3 \mu \text{ s}}{\frac{1}{57,5 \text{ Hz}} \cdot 10} \cdot 100\% = 0,05\% \quad (40)$$



W tym przypadku uzasadnione jest wykorzystanie funkcji okna do zredukowania przecieku DFT.

W celu określenia wpływu różnych funkcji okien na wynik pomiaru przeprowadzono po 100 pomiarów wartości THD dla pojedynczych 10-okresowych okien pomiarowych (bez uśredniania) dla sygnału sinusoidalnego i prostokątnego. Dla tak otrzymanych serii obliczono wartości średnie i odchylenia standardowe. Wynik badania przedstawiono w tabeli 2.

**Tab. 2.** Wpływ funkcji okna na wynik pomiaru dla sygnału sinusoidalnego (THD = 0,00%) i prostokątnego (THD = 47,03%)

	Sinusoida		Prostokąt	
	$\mu$ [%]	$\sigma$ [%]	$\mu$ [%]	$\sigma$ [%]
Prostokątne	0,5059	0,1226	46,7890	0,0278
Hamminga	0,1570	0,0380	47,3098	0,0108
Hanninga	0,1387	0,0588	47,2760	0,0109
Blackmana	0,1373	0,0167	47,2182	0,0145

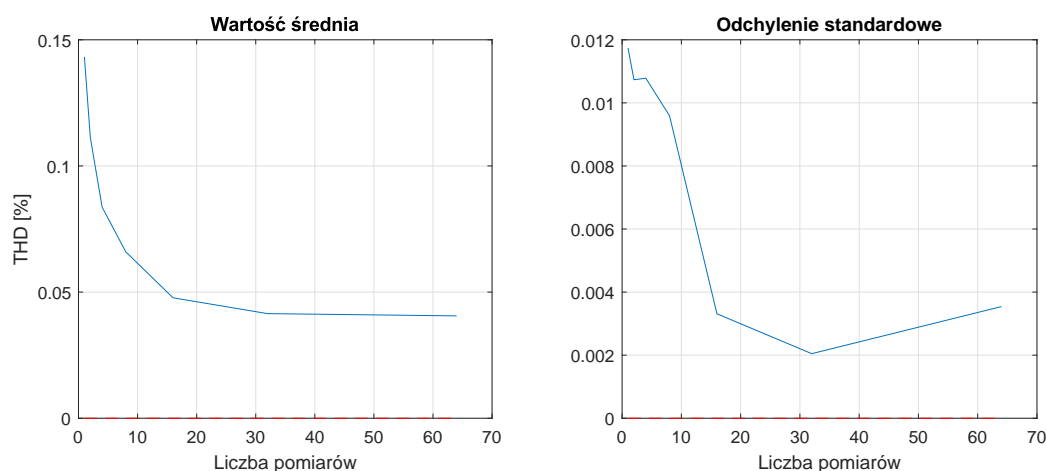
Jak widać, wprowadzenie do pomiaru funkcji okna znacznie poprawiło jego dokładność. Najlepszy wynik osiągnęło jednak nie sugerowane przez normę okno Hanninga, a okno Blackmana. Dla sygnału sinusoidalnego cechowało się ono najlepszą powtarzalnością i wartością średnią najbardziej zbliżoną do oczekiwanej. W przypadku sygnału prostokątnego okna Hamminga i Hanninga osiągnęły nieznacznie lepszą powtarzalność, jednak kosztem większej odchyłki od wartości oczekiwanej.

Biorąc pod uwagę powyższe rezultaty zdecydowano się na implementację w przyrządzie okienkowania przy pomocy funkcji okna Blackmana.

### 5.2.3. Wpływ uśredniania na wynik pomiaru

Według normy IEC 6100-4-30 pomiar powinien powstać z uśrednienia 15 lub 3000 10-okresowych okien pomiarowych [12]. Ponieważ ze względu na bardzo długi czas wykonywania obliczeń przez zbudowany przyrząd ta druga wartość jest praktycznie nieosiągalna, zdecydowano się zastosować uśrednianie 15 pojedynczych pomiarów.

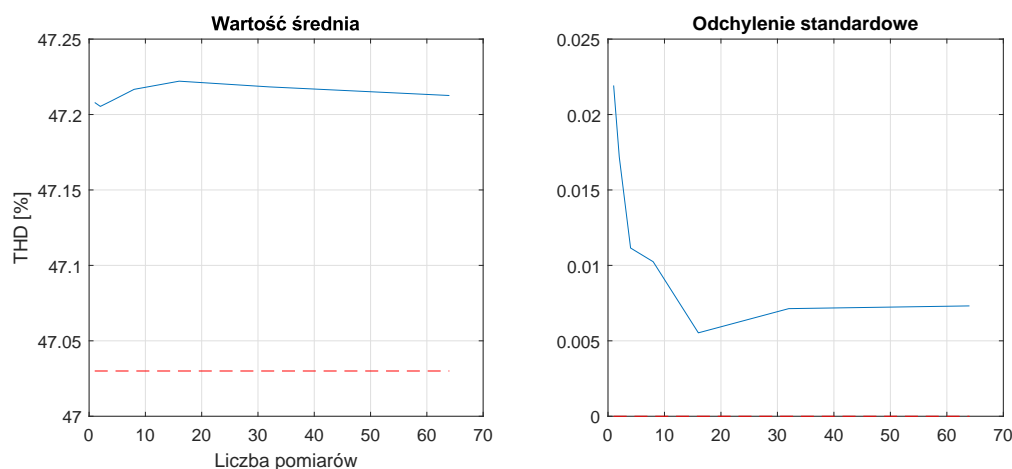
W celu zbadania wpływu uśredniania na wynik pomiaru przeprowadzono test polegający na wykonaniu serii 100 pomiarów dla kilku wartości uśredniania. Badanie przeprowadzono dla sygnału sinusoidalnego i prostokątnego. Dla każdej z serii wyznaczono jej odchylenie standardowe i wartość średnią. Wyniki przedstawiono na rysunkach 25 i 26. Czerwoną przerywaną linią zaznaczono wartości oczekiwane.



**Rys. 25.** Wpływ uśredniania dla sygnału sinusoidalnego

Dla sygnału sinusoidalnego widać asymptotyczny spadek błędu wraz ze wzrostem liczby uśrednień, przy czym dla wartości powyżej 15 różnice są już znikome. Uśrednianie ma również bardzo dobry wpływ na powtarzalność pomiaru - pozwala zredukować rozrzut ponad czterokrotnie.

Wartość średnia dąży do wartości 0.04% zamiast do zera. Może być to spowodowane występowaniem błędu kwantyzacji oraz małą precyzją wygenerowanego sygnału sinusoidalnego.



**Rys. 26.** Wpływ uśredniania dla sygnału prostokątnego

Dla sygnału prostokątnego wpływ uśredniania na wartość średnią jest już znikomy, natomiast wciąż widoczna jest ponad czterokrotna redukcja rozrzutu.

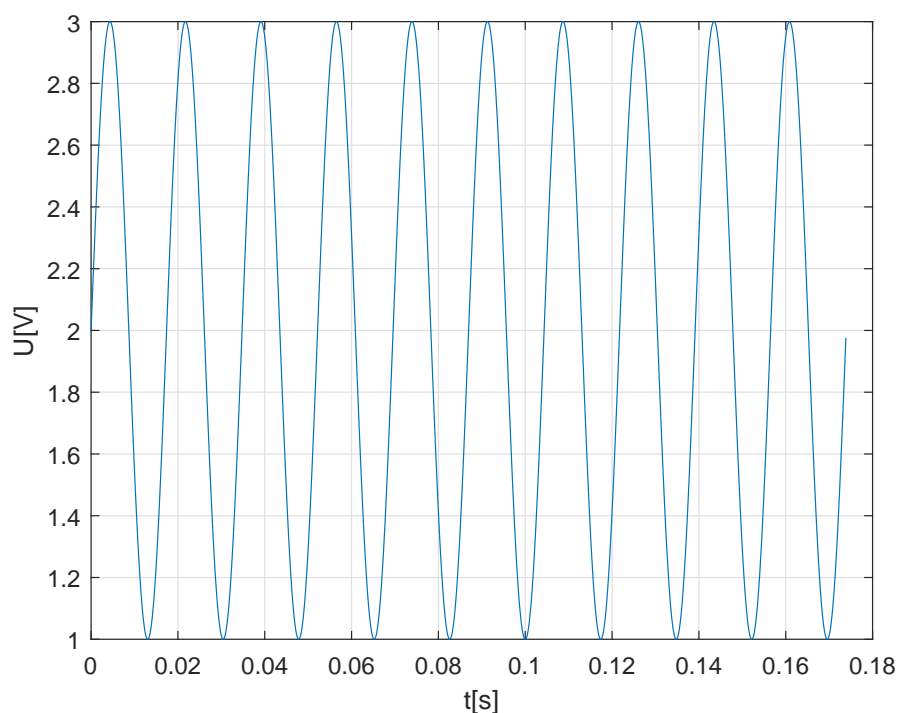
W przypadku sygnału silnie odkształconego jakim jest sygnał prostokątny widoczna jest już dość duża odchyłka od wartości oczekiwanej. Jest to wywołane wadliwym działaniem filtra antyaliasingowego, który w paśmie przenoszenia lekko podbija wyższe częstotliwości względem niskich (patrz rozdział 5.2.1).

### 5.2.4. Porównanie z rozwiązaniami komercyjnymi

W celu przeprowadzenia testów porównawczych z przyrządami komercyjnymi wykorzystano dane z pozycji [10] z Testu 3 i Testu 4. Badany przyrząd zestawiono z urządzeniami które miały możliwość pomiaru THD do 40. harmonicznej.

#### Test pierwszy

W pierwszym teście porównano wskazania mierników dla sygnału czysto sinusoidalnego.



**Rys. 27.** Sygnał testowy - test pierwszy

Dokonano pojedynczego pomiaru z uśrednianiem DFT dla 15 10-okresowych okien. Wynik przedstawiono w tabeli 3:

**Tab. 3.** Wyniki testu pierwszego

Nazwa przyrządu	THD [%]
Fluke 1760	0,04
UP-2210	0,30
iSTAT M355	0,70
SO-52v11-eME	0,00
SIMEAS Q80	0,26
PQ Box 200	0,02
PQM-703	0,02
PQube	0,40
MI 2892	0,08
<b>Zbudowany miernik</b>	<b>0,07</b>

Jak widać, autorski miernik poradził sobie bardzo dobrze z sygnałem sinusoidalnym. Osiągnięty wynik jest lepszy od ponad połowy badanych rozwiązań komercyjnych.

### Test drugi

W drugim teście wykorzystano sygnał o parametrach przedstawionych w tabeli 4. Miał on na celu zbadanie reakcji miernika na pojawienie się interharmonicznej.

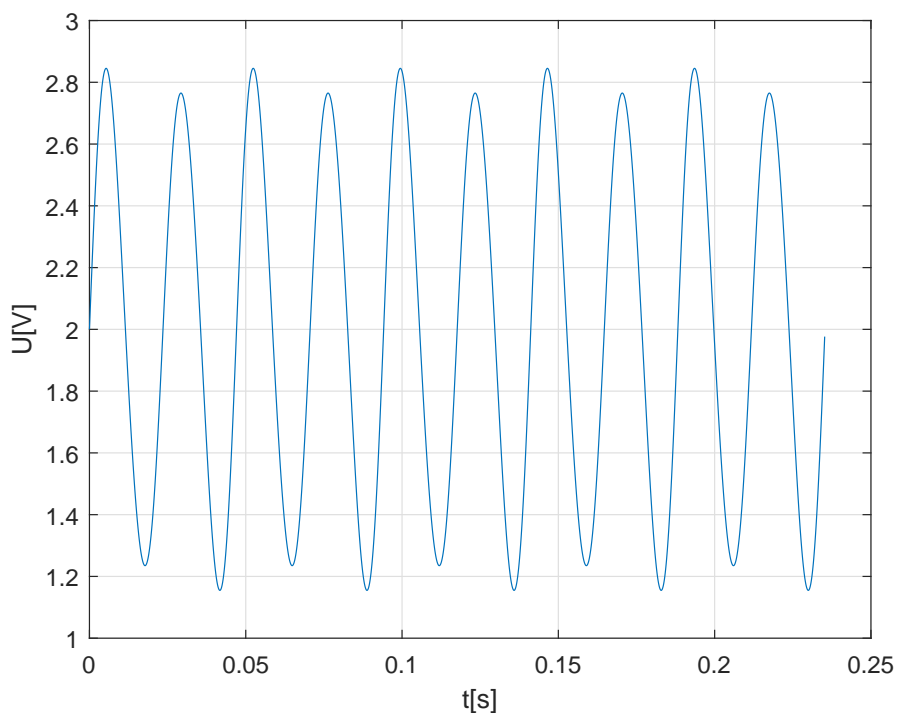
**Tab. 4.** Parametry sygnału - test drugi

Parametr	Wartość
$U_1$	$80\%U_z$
$U_{1,5}$	11,5V
$U_2$	$5\%U_1$
$f$	42,5Hz
THD	5%

gdzie:

- $U_n$  - wartość skuteczna n-tej harmoniczej,
- $U_z$  - wartość skuteczna napięcia znamionowego sieci,
- $f$  - częstotliwość sygnału,
- THD - oczekiwana wartość THD.

Przebieg został znormalizowany do wartości dozwolonych dla zaprojektowanego przyrządu (rys. 28).



**Rys. 28.** Sygnał testowy - test drugi

Po wykonaniu pomiaru tak jak w teście pierwszym otrzymano następujący rezultat:

**Tab. 5.** Wyniki testu drugiego

Nazwa przyrządu	THD [%]
Fluke 1760	5,03
UP-2210	5,03
iSTAT M355	4,99
SO-52v11-eME	5,00
SIMEAS Q80	5,01
PQ Box 200	5,00
PQM-703	5,00
PQube	6,30
MI 2892	5,00
<b>Zbudowany miernik</b>	<b>4,98</b>

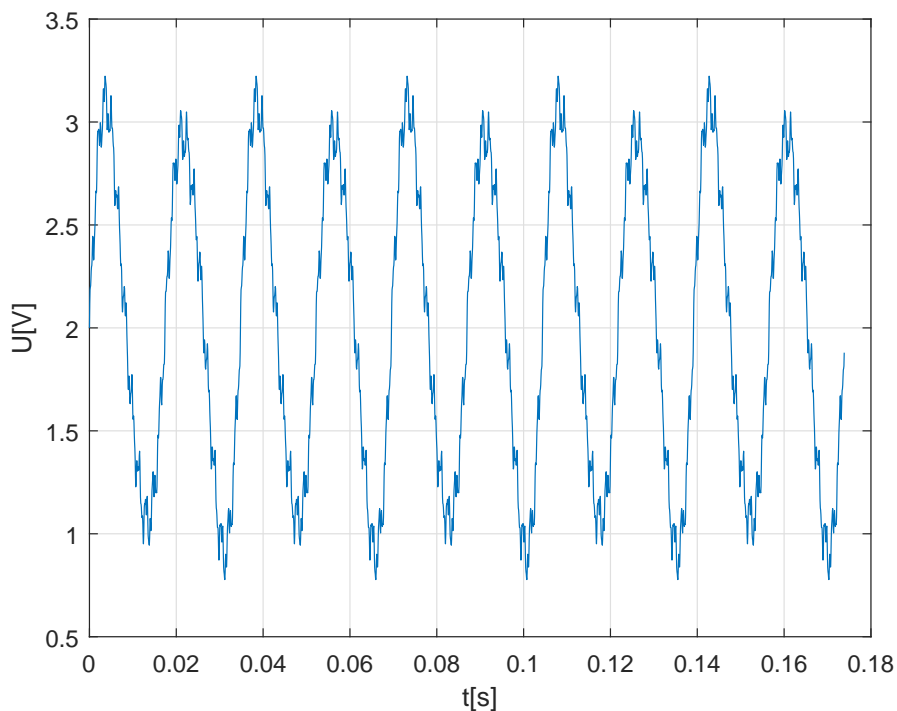
Ponownie, wynik jest bardzo zbliżony do oczekiwanego. Otrzymany błąd był mniejszy niż w przypadku 3 z komercyjnych mierników referencyjnych.

### Test trzeci

W ostatnim teście sprawdzono reakcję miernika na silnie odkształcony sygnał o parametrach:

**Tab. 6.** Parametry sygnału - test trzeci

Parametr	Wartość
$U_1$	$U_z$
$U_{1,5}$	20,7V
$U_2$	10% $U_1$
$U_{11}$	10% $U_1$
$U_{29}$	5% $U_1$
$U_{50}$	3% $U_1$
f	57,5Hz
THD	15%



**Rys. 29.** Sygnał testowy - test trzeciego

Wyniki tego testu prezentują się następująco:

**Tab. 7.** Wyniki testu trzeciego

Nazwa przyrządu	THD [%]
Fluke 1760	14,97
UP-2210	1,12
iSTAT M355	14,84
SO-52v11-eME	15,00
SIMEAS Q80	14,98
PQ Box 200	14,98
PQM-703	15,00
PQube	17,60
MI 2892	15,00
<b>Zbudowany miernik</b>	<b>15,08</b>

W tym przypadku błąd pomiaru był już nieco większy, ale wciąż mniejszy niż w przypadku trzech spośród przyrządów komercyjnych, zaś wynik jest bardzo zbliżony do wyników pozostałych mierników. Lekka odchyłka jest spowodowana prawdopodobnie wadliwym działaniem filtra antyaliasingowego ujawniającym się przy obecności harmoniczných wyższych rzędów (rozdział 5.2.1).

## 6. Podsumowanie i wnioski

Celem niniejszej pracy była analiza metod pomiaru THD sygnałów o częstotliwości 50Hz oraz analiza norm opisujących takie rozwiązania, a następnie, na tej podstawie, konstrukcja działającego przyrządu pomiarowego i jego przetestowanie.

Pomiar THD sygnału okresowego opiera się głównie na analizie jego widma częstotliwościowego. Dzięki algorytmom szybkiej transformaty Fouriera oraz powstaniu szybkich procesorów możliwe jest wykonywanie bardzo dokładnych pomiarów cyfrowych niemalże w czasie rzeczywistym. Metody takich pomiarów dla zastosowań w sieciach elektroenergetycznych definiuje norma IEC 61000-4-30 oraz podlegająca pod nią norma IEC 61000-4-7. Opisują one szczegółowo jakie wymagania powinien spełnić miernik, by jego pomiary mogły być stosowane oficjalnie, np. w sprawach sądowych czy wnioskach o odszkodowanie.

Podczas konstrukcji miernika nie udało się niestety spełnić wszystkich wymagań powyższych norm. Największy problem stanowiła ciągła agregacja sygnału przez 10 minut, a nawet przez minimalne wg. normy 3 sekundy. W przypadku procesora jednowątkowego bez jednostki DSP niemożliwe jest próbkowanie z tak dużą szybkością i równoległe wyznaczanie FFT z tak dużej liczby próbek. Żeby zrealizować to wymaganie niezbędny byłby koprocesor matematyczny, najlepiej w postaci układu FPGA. Zaletą tych układów jest możliwość wykonywania nawet tysięcy prostych operacji równoległe, dzięki czemu idealnie nadają się one do błyskawicznego wyznaczania FFT. W takim duecie mikrokontroler po spróbkowaniu całego okna pomiarowego wysyłałby próbki do FPGA i otrzymywał w odpowiedzi obliczone FFT już po kilkudziesięciu taktach zegara. W połączeniu z odpowiednią ilością pamięci RAM umożliwiałoby to zgodny z normą pomiar w pełnym oknie 10-minutowym.

Kolejnym aspektem była kwestia odpowiedniej synchronizacji układu próbkującego z badanym sygnałem. Z powodu zbyt małej częstotliwości zegara taktującego wybrany mikrokontroler niezbędne było wykorzystanie funkcji okna Blackmana, co nie jest zalecane przez normę.

W pewnym stopniu wadliwe okazały się także układy wejściowe toru analogowego. Z nieznanых przyczyn charakterystyka amplitudowa filtra okazała się nie być idealnie płaska w jego paśmie przenoszenia. Głównym podejrzanym jest tu drugi stopień filtra mający na celu odfiltrowanie zakłóceń pochodzących od przełączania kondensatorów w stopniu pierwszym. Został on wykonany z elementów dyskretnych, których precyzja wykonania wynosi 5-20%. Błędne dopasowanie tych wartości mogło skutkować odkształceniem charakte-

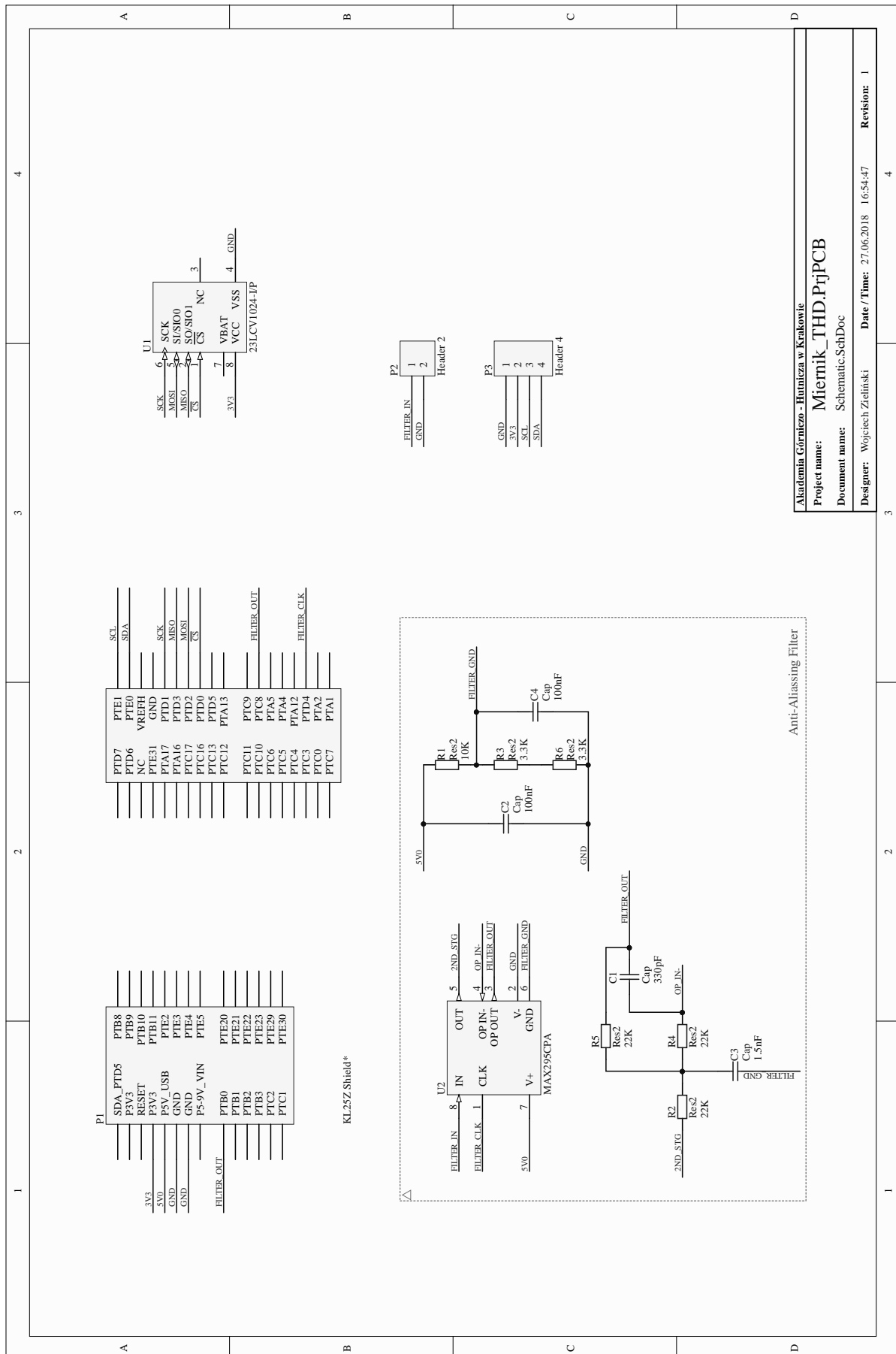
rystyki amplitudowej. Problem ten prawdopodobnie dałoby się rozwiązać przez zmianę filtra aktywnego na pasywny RC w drugim stopniu.

Pomimo powyższych problemów udało się jednak skonstruować przyrząd o wysokiej dokładności pomiarowej, porównywalnej z rozwiązaniami komercyjnymi wartymi nawet kilka tysięcy złotych. Niestety, z powodu niepełnego spełnienia założeń normy IEC61000-4-30 wyniki uzyskane przy jego pomocy nie mają żadnej mocy prawnej.

Jednak ze względu na bardzo niski koszt (kilkadziesiąt złotych w seryjnej produkcji) i prostotę obsługi takie urządzenie może służyć do ciągłego monitorowania jakości energii elektrycznej w fabrykach czy innych miejscach, gdzie niezbędne jest niskie THD napięcia zasilającego. Ze względu na wysoką impedancję wejściową toru analogowego przyłączenie do sieci można wykonać przy pomocy zwykłego dzielnika rezystancyjnego lub pojemnościowego, co nie wymaga stosowania drogich transformatorów liniowych czy przekładników LEM. Przyrząd ten mógłby śmiało być pierwszą linią testów w przypadku podejrzenia niskiej jakości dostarczanej energii elektrycznej.



# Załącznik A - Schemat płytki PCB





# Bibliografia

- [1] R. Sroka, A. Zatorski, *Podstawy metrologii elektrycznej*. Wydawnictwa AGH, 2011.
- [2] R. Sroka, A. Zatorski, *Pomiary w telekomunikacyjnych łączach analogowo-analogowych*. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo - Dydaktyczne AGH, 2004.
- [3] R. G. Lyons, *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2010.
- [4] A. Chwaleba, M. Poniński, A. Siedlecki, *Metrologia elektryczna*, 2014.
- [5] [Online]. Available: <https://fizyka.p.lodz.pl/pl/download/resource/1092>
- [6] Texas Instruments. Design Methodology for MFB Filters in ADC Interface Applications. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/sboa114/sboa114.pdf>
- [7] [Online]. Available: [http://www.fis.agh.edu.pl/koidc/materials/laboratoria/podstawy/A4-FiltryAktywne\\_PW.pdf](http://www.fis.agh.edu.pl/koidc/materials/laboratoria/podstawy/A4-FiltryAktywne_PW.pdf)
- [8] J. Doliński, "Warto spróbkować, część 5," *Elektronika Praktyczna*, 1/2007.
- [9] J. Doliński, "Warto spróbkować, część 2," *Elektronika Praktyczna*, 10/2006.
- [10] A. Bień, K. Chmielowiec, A. Firlit, Z. Hanzelka, K. Kołek, K. Piątek, M. Rogóż, K. Woźny, "Piknik Jakości Energii Elektrycznej - Raport z eksperymentu pomiarowego," 2015.
- [11] *IEC 61000-4-30:2015*, 2015.
- [12] *PN-EN 61000-4-7:2002*, 2002.
- [13] Maxim Integrated. MAX295 Datasheet. [Online]. Available: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX291-MAX296.pdf>
- [14] T. Zieliński, *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów: od teorii do zastosowań*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2005.
- [15] KL25 sub-family reference manual. [Online]. Available: <https://www.nxp.com/docs/en/reference-manual/KL25P80M48SF0RM.pdf>
- [16] Fourier Series–Square Wave. [Online]. Available: <http://mathworld.wolfram.com/FourierSeriesSquareWave.html>