



**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, 30 maja 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

<b>1. Podstawowe definicje</b>	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 DFT	6
Przeciek DFT	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	9
Kodowanie	9
1.4.2. Błędy przetwarzania	9
1.5. Filtr antyaliasingowy	9
1.5.1. Twierdzenie o próbkowaniu i definicja aliasingu	9
1.5.2. Filtry aktywne	10
1.5.3. Filtry w technologii SC	11
1.5.4. Dobór parametrów filtra	12
<b>2. Przegląd istniejących rozwiązań</b>	14

2.1. Analogowe mierniki współczynnika zawartości harmonicznych .....	14
2.2. Analogowe analizatory widma .....	14
2.3. Analizatory cyfrowe.....	15
<b>3. Analiza normy IEC 6100-4-30 .....</b>	<b>17</b>
3.1. Klasy przyrządów .....	17
3.2. Struktura przyrządu .....	17
3.3. Wymagania dotyczące pomiaru częstotliwości .....	17
3.4. Wymagania dotyczące pomiaru harmonicznych .....	17
<b>4. Implementacja przyrządu .....</b>	<b>18</b>
4.1. Założenia projektowe .....	18
4.2. Użyte podzespoły .....	18
4.2.1. Płyta rozwojowa FRDM-KL25Z .....	18
4.2.2. Filtr antyaliasingowy - układ MAX295 .....	18
4.2.3. Pamięć zewnętrzna - układ 23LCV1024 .....	18
4.2.4. Wyświetlacz OLED SSD1306 .....	18
4.3. Projekt PCB .....	18
4.3.1. Schemat .....	19
4.3.2. Layout .....	19
4.4. Środowisko pracy .....	19
4.4.1. Środowisko mbed .....	19
4.4.2. Skrypty testowe .....	19
4.5. Działanie przyrządu .....	19
4.5.1. Algorytm ogólny .....	19
4.5.2. Inicjalizacja .....	19
4.5.3. Pomiar częstotliwości .....	19
4.5.4. Próbkowanie .....	19
4.5.5. DFT i wyznaczenie THD .....	19
4.5.6. Prezentacja wyników .....	19
<b>5. Badanie parametrów przyrządu .....</b>	<b>20</b>
5.1. Symulacje .....	20
5.1.1. Wpływ rozdzielczości przetwornika A/C na wynik pomiaru .....	20
5.1.2. Wpływ precyzji częstotliwości próbkowania na wynik pomiaru .....	20
5.2. Pomiary .....	20
5.2.1. Badanie filtra antyaliasingowego .....	20
5.2.2. Wpływ funkcji okna na wynik pomiaru .....	20
5.2.3. Wpływ uśredniania na wynik pomiaru .....	20

---

5.2.4. Porównanie z rozwiązaniami komercyjnymi.....	20
<b>6. Podsumowanie i wnioski.....</b>	<b>21</b>
<b>Bibliografia.....</b>	<b>23</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 zmienność 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 może być 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  $f(t) = \sin(2\pi f \cdot t)$ .

### 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,

$\varphi_n$  – faza n-tej harmonicznej.

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

### 1.1.3. Parametry sygnałów

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

- 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

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

Jeśli  $A_0 = 0$ , to sygnał nazywamy przemiennym;

- 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 np. 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:

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

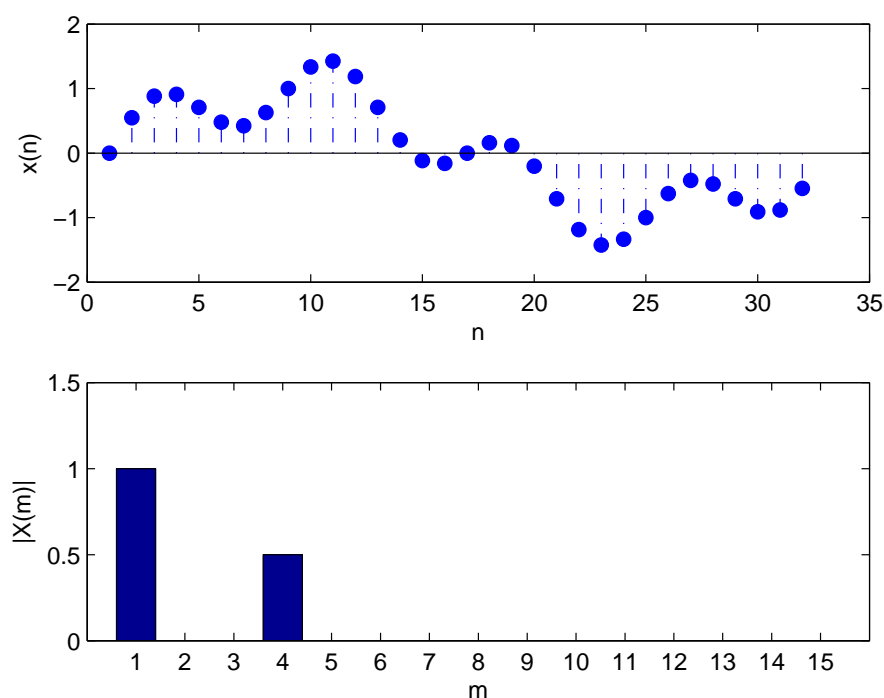
gdzie  $x(t)$  jest sygnałem ciągłym w dziedzinie czasu. Przekształcenie to umożliwia przejście ciągłej w dziedzinie czasu funkcji  $x(t)$  w ciągłą w dziedzinie częstotliwości funkcję  $X(t)$ , przy czym obie z nich są równoważnym opisem tego samego sygnału.

Jeśli sygnał  $x(t)$  zostanie próbkowany równomiernie w dziedzinie czasu, można go poddać dyskretnemu przekształceniu Fouriera: [?]

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

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 próbkowany 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 i zagadnień, o których należy tutaj wspomnieć. Są to:

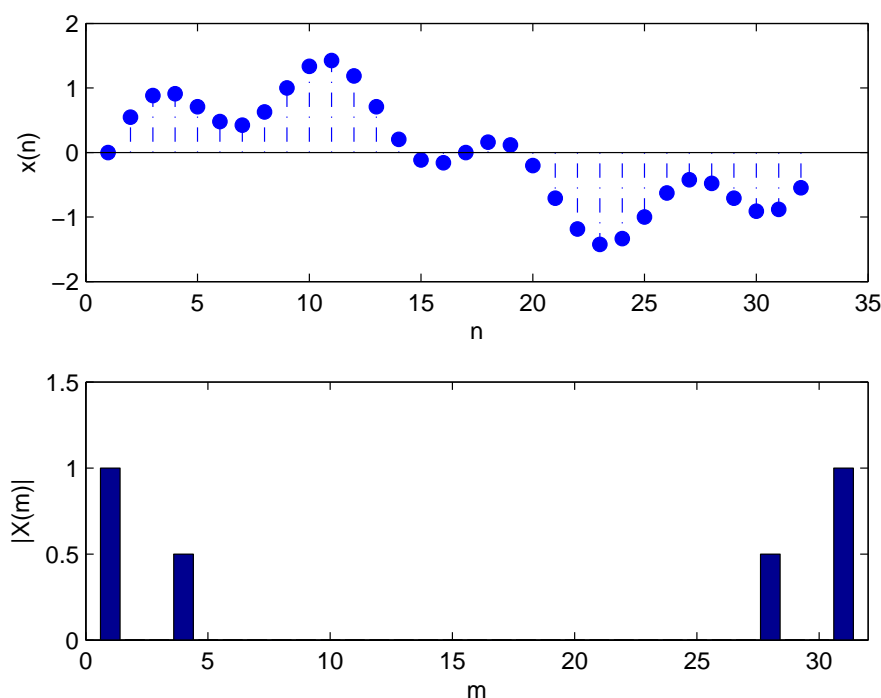
- symetria,
- liniowość,
- rozdzielczość,
- przeciek.

#### 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 jego środka, czyli względem połowy częstotliwości próbkowania sygnału (patrz: **Rozdzielczość DFT**). 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 żadnych 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 DFT

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

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

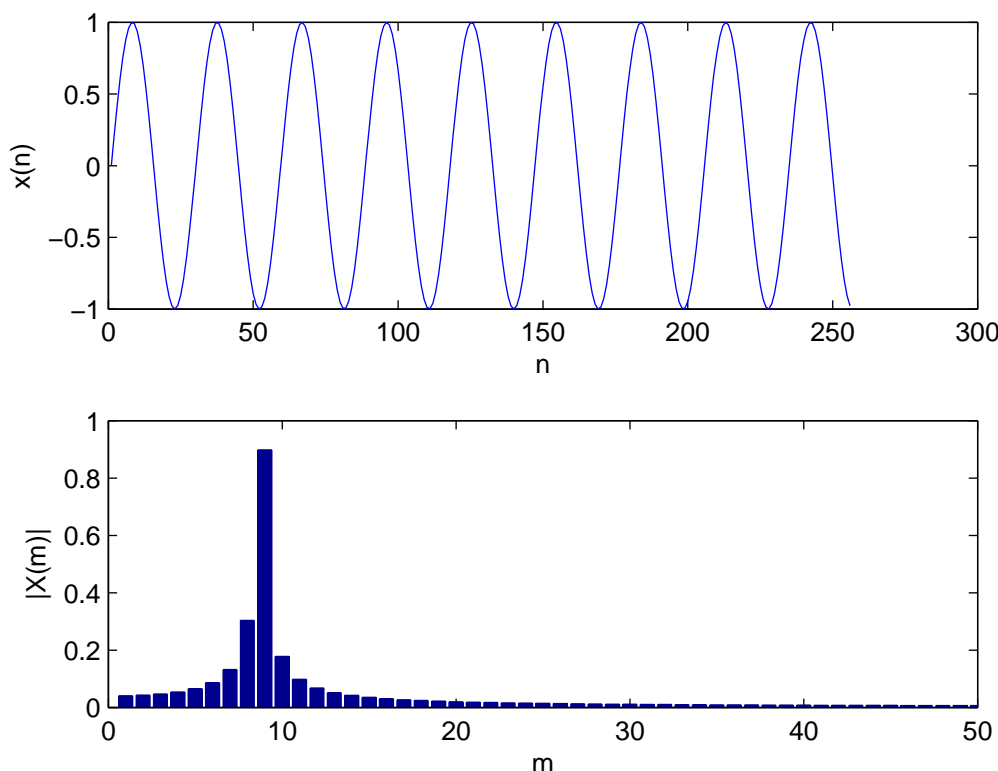
gdzie  $f_s$  to częstotliwość próbkowania, a  $N$  to liczba próbek. Zatem rozdzielczość DFT, czyli dokładność z jaką możemy zbadać widmo sygnału wynosi

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

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 DFT

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.

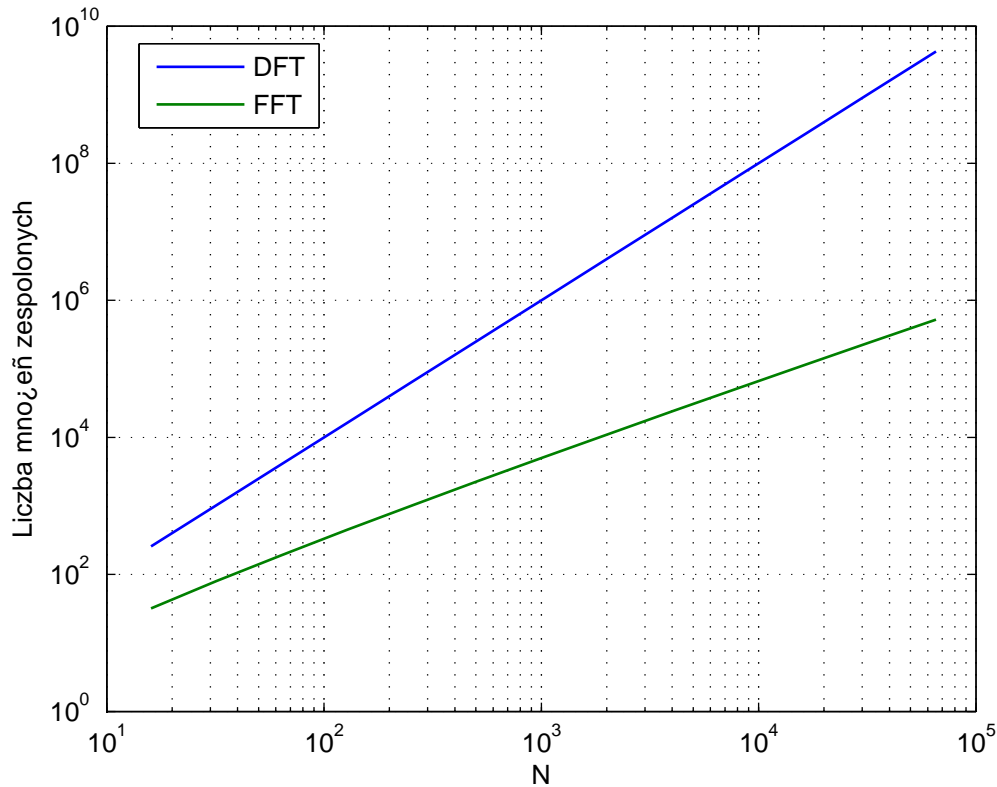


**Rys. 3.** Prezentacja zjawiska przecieku DFT

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 choć trochę zniwelować ten przyrost opracowane zostały algorytmy szybkiej transformaty Fouriera (FFT - Fast Fourier Transformation), 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  $2^k$ , gdzie  $k$  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 „czystej” sinusoidy. Jest on szczególnie istotny w telekomunikacji i przetwarzaniu audio.

W elektroenergetyce chętniej używa się jednak podobnego współczynnika nazywanego całkowitym współczynnikiem odkształceń harmoniczych (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 harmoniczych 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

### 1.4.1. Etapy procesu przetwarzania analogowo-cyfrowego

Próbkowanie

Kwantowanie

Kodowanie

### 1.4.2. Błędy przetwarzania

## 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 próbować sygnał, jednak w praktyce używa się częstotliwości w granicach 5 –  $10f_g$  w celu poprawnego odwzorowania kształtu sygnału.

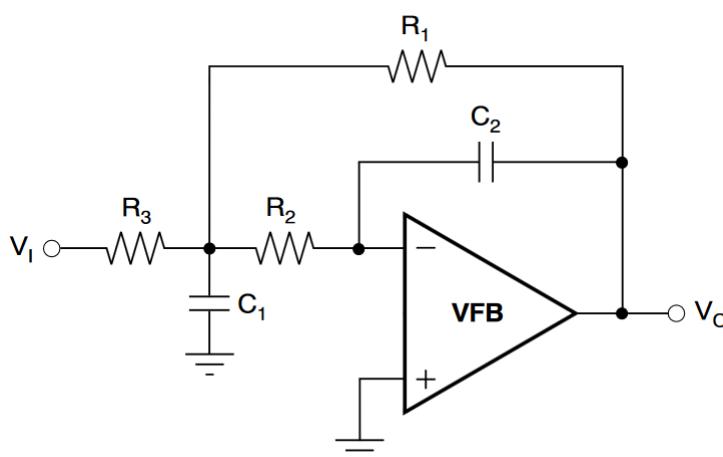
Jeśli twierdzenie o próbkowaniu nie zostanie spełnione, może dojść do zjawiska aliasingu, czyli nakładania się na siebie widm spróbkowanego sygnału. Wskazuje na to zjawisko symetrii DFT: jeśli w widmie sygnału pojawi się prążek, którego  $m > N/2$ , to zgodnie z równaniem (11) nie da się określić, czy odpowiada on częstotliwości  $f(m)$  czy  $f(N - m)$ , co doprowadzi 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 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 bardzo niskie szumy i wysokie tłumienie składowej stałej (CMRR) [?]. Schemat filtra dolnopasmowego 2. rzędu w topologii MFB przedstawiono na rysunku 5.

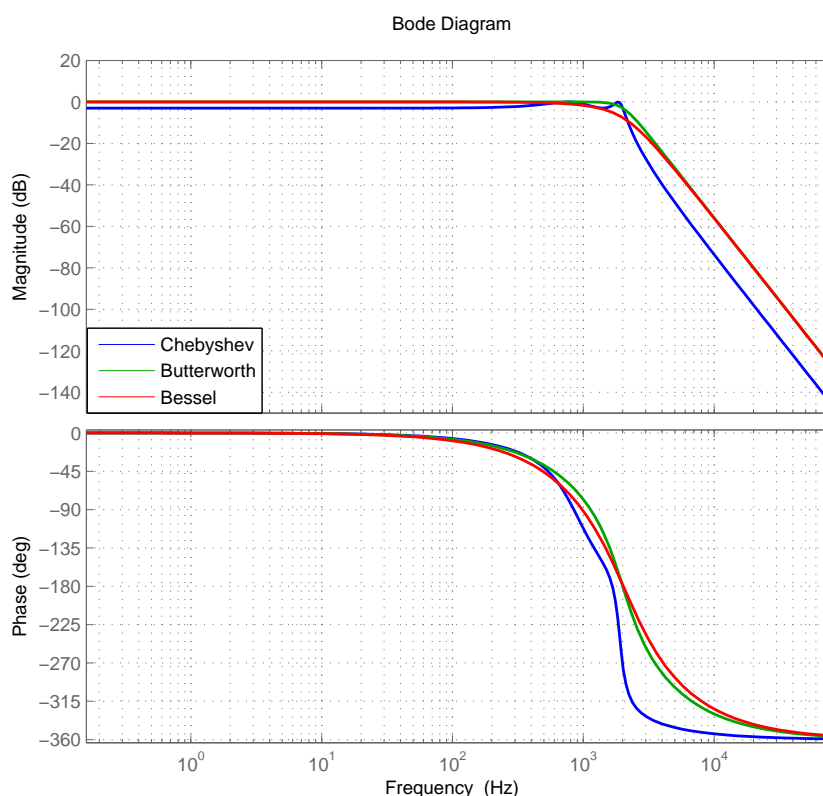


**Rys. 5.** Aktywny filtr dolnopasmowy w topologii MFB

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 6 przedstawia porównanie charakterystyk powyższych filtrów dla filtra dolnopaśmowego 4. rzędu.



**Rys. 6.** 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. Układ taki złożony z elementów dyskretnych zajmowałby bardzo dużą powierzchnię i byłby silnie narażony na tolerancję 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 7. Przy przełączeniu klucza z potencjału  $V_1$  na  $V_2$  kondensator ulega przeładowaniu, a zmiana ładunku na jego okładkach wynosi:

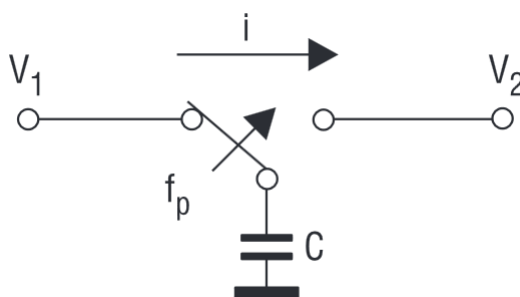
$$\Delta Q = C(V_1 - V_2) = C\Delta V \quad (17)$$

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. 7.** 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 prostą zmianę częstotliwości sygnału zegarowego. [?]

Pewną 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 takich filtrów 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 dalej.



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:

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

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

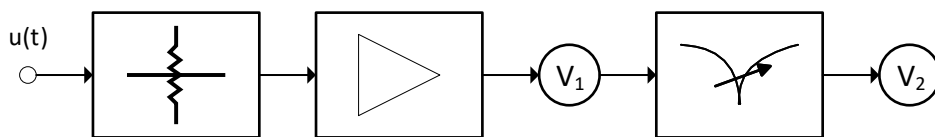
### 2.1. Analogowe mierniki współczynnika zawartości harmonicznych

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 8, składał się z tłumika oraz wzmacniacza kondycjonujących wstępnie sygnał, za którymi znajdował się pierwszy woltomierz wartości skutecznej. Drugim ogniwem układu był filtr selektywny u 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. 8.** Analogowy miernik współczynnika zawartości harmonicznych

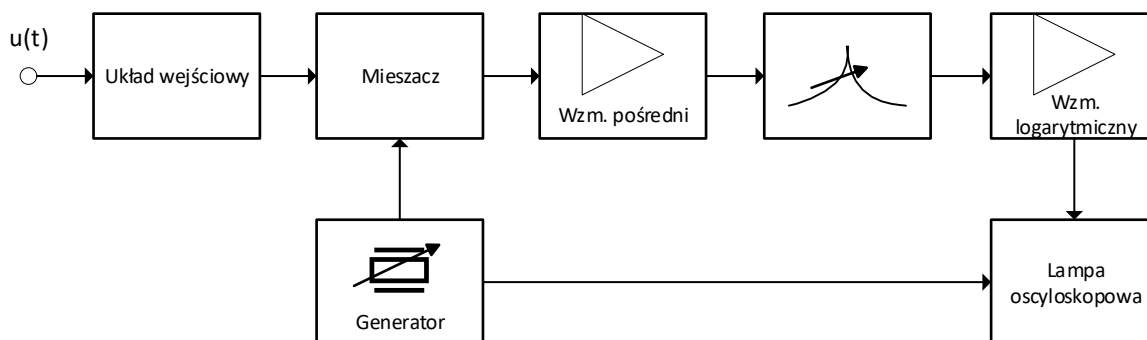
Jako filtrów selektywnych używano najczęściej układów mostkowych o regulowanej częstotliwości rezonansowej, takich jak mostek Robinsona-Wiena. [?]

### 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.

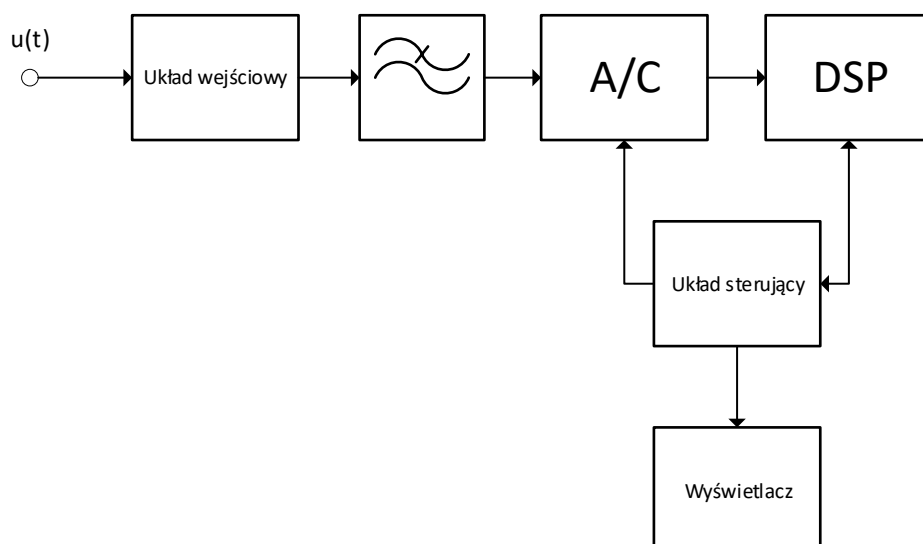


Rys. 9. Analogowy analizator widma

## 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. Opierają się one na użyciu precyzyjnych przetworników analogowo-cyfrowych oraz procesorów sygnałowych, które pozwalają na błyskawiczne wyznaczenie praktycznie wszystkich parametrów sygnału.

Na rysunku 10 przedstawiono schemat ideowy cyfrowego analizatora widma. Sygnał jest próbkowany przez odpowiedni czas i z odpowiednią prędkością, za co odpowiedzialny jest przetwornik A/C i sterujący nim procesor. Następnie próbki są przesyłane do procesora sygnałowego, gdzie wyznaczane jest jego widmo przy użyciu algorytmów FFT. Wykorzystując obliczone widmo można w prosty sposób obliczyć wartość współczynnika THD na podstawie definicji (15).



**Rys. 10.** 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 harmonicznych, 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**

#### **3.1. Klasy przyrządów**

#### **3.2. Struktura przyrządu**

#### **3.3. Wymagania dotyczące pomiaru częstotliwości**

#### **3.4. Wymagania dotyczące pomiaru harmoniczných**

## **4. Implementacja przyrządu**

### **4.1. Założenia projektowe**

### **4.2. Użyte podzespoły**

#### **4.2.1. Płytką 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] [Online]. Available: <https://fizyka.p.lodz.pl/pl/download/resource/1092>
- [4] T. Instruments. Design methodology for mfb filters in adc interface applications. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/sboa114/sboa114.pdf>
- [5] [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)
- [6] Bień, Chmielowiec, Firlit, Hanzelka, Kołek, Piątek, Rogóż, and Woźny, “Piknik jakości energii elektrycznej - raport z eksperymentu pomiarowego,” 2015.
- [7] Sroka and Zatorski, *Pomiary w telekomunikacyjnych łączach analogowo-analogowych*. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo - Dydaktyczne AGH, 2004.
- [8] Bień, *Metrologia jakości energii elektrycznej w obszarze niskoczęstotliwościowych zaburzeń napięcia sieci*. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo - Dydaktyczne AGH, 2003.
- [9] Chwaleba, Poniński, and Siedlecki, *Metrologia elektryczna*, 2014.
- [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.