

Rozprawa doktorska

**Metoda analizy parametrów metrologicznych
obwodów wejściowych w pomiarowej aparaturze
elektroenergetycznej**

mgr inż. Jakub Rzeszutko

Akademia Górniczo-Hutnicza
im. Stanisława Staszica w Krakowie

Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów
Przetwarzania Energii

Promotor: dr hab. inż. Andrzej Bień, prof. nadz. AGH

Praca powstała przy współudziale środków pochodzących z projektu „Doctus – Małopolski fundusz stypendialny dla doktorantów” współfinansowanego ze środków Unii Europejskiej w ramach Europejskiego Funduszu Społecznego.

*Serdecznie dziękuję Panu profesorowi
Andrzejowi Bieniowi za poświęcony czas, nieocze-
nioną pomoc merytoryczną oraz otuchę, której
tak bardzo potrzebowałem.*

*Pracę tę dedykuję moim najbliższym: ukochanej
żonie Natalii, synowi Adamowi oraz rodzicom.*

Spis treści

1.	Wprowadzenie.....	11
1.1.	Motywacja	11
1.2.	Cel pracy	13
2.	Sygnały występujące w sieci elektroenergetycznej	16
2.1.	Zawartość harmonicznych oraz interharmonicznych	17
2.2.	Wahania napięcia	20
2.3.	Przebiegi.....	25
2.4.	Zapad napięcia.....	26
2.5.	Zmiany częstotliwości	28
3.	Problem pomiaru parametrów jakości energii elektrycznej w Polskim Systemie Elektroenergetycznym	31
4.	Estymacja parametrów metrologicznych układów wejściowych do pomiarów parametrów jakości energii elektrycznej.....	36
4.1.	Estymacja parametrów układów separacji galwanicznej	37
4.2.	Estymacja parametrów układów kondycjonowania sygnału	44
4.3.	Estymacja parametrów układów filtrujących	51
5.	Metodyka oceny własności metrologicznych układów wejściowych	54
5.1.	Przygotowanie toru pomiarowego	56
5.2.	Badania nad estymowanymi obwodami wejściowymi.....	59
5.2.1.	Układy wejściowe charakteryzujące się zakresem napięć pracy, które można wygenerować stosując ogólnodostępną aparaturę laboratoryjną.	60
5.2.2.	Układy wejściowe charakteryzujące się zakresem napięć pracy, których nie można wygenerować stosując ogólnodostępną aparaturę laboratoryjną.	61
5.2.3.	Układy wejściowe charakteryzujące się zakresem napięć pracy, których nie można wygenerować stosując ogólnodostępną aparaturę pomiarową, oraz nie ma możliwości dołączenia układu zaburzającego.	62
5.3.	Analiza danych pomiarowych	64
5.3.1.	Akwizycja danych i analiza parametrów sygnałów	68
5.3.2.	Wyznaczenie parametrów sygnałów	68
5.3.3.	Cyfrowa filtracja sygnałów wysokich częstotliwości	69
5.3.4.	Zastosowanie okna Hanninga oraz wyznaczenie korelacji.....	71
5.3.5.	Wyznaczenie widmowych gęstości mocy i transmitancji widmowej badanych układów wejściowych.....	76
6.	Badania modelowe i eksperymenty laboratoryjne.....	80

6.1.	Porównywanie charakterystyk filtru SC i filtru aktywnego metodą gęstości widmowych mocy sygnałów napięć.....	80
6.2.	Ocena własności metrologicznych indukcyjnego przekładnika napięcia.....	87
6.3.	Ocena własności metrologicznych prototypowych układów wejściowych przeznaczonych dla miernika wyznaczającego współczynnik jakości energii elektrycznej <i>THD</i> .91	
7.	Podsumowanie	96
7.1.	Oryginalne elementy pracy.....	97
7.2.	Kierunki dalszych prac	98
8.	Bibliografia	99

Doctoral Objective

The power grid monitoring is a present challenge which concerns many. Observations and related measurements can be divided into two separate groups: measurements for billing and those related to power distribution itself. The second group also covers the measurements carried out for safety and maintenance of the electroenergetic transmission grid for industrial purposes. In case of the above mentioned groups, additional quality related parameters are inspected. The requirement for such inspections increases systematically, which is confirmed by publications, scientific articles as well as industrial bulletins. In addition to those, the State Benchmarking Report [57] was created and states that the quality of electrical energy, apart from commercial factors, is significantly influenced by technical conditions and operational stability of the electroenergetical system as entirety. This particular report emphasises the realization of the need for systematic electrical energy quality inspections. As the experience of European countries shows, the result of such constant monitoring not only improves the power quality factors but also increases the power transmission reliability [5] [8], [57] and effectiveness of electrical energy utilisation.

The research conducted in fulfilment of the requirement for the Doctoral degree focuses on the metrological evaluation of the input circuitries of measurement equipment for electroenergetical signals. The main objective was to establish how existing input circuitries influence the uncertainty of power and energy measurements as well as indicators of deformation voltage and current waveforms. In order to perform such assessment for equipment that works with low-voltage signals, the amplitude-frequency and phase-frequency characteristics are determined. Such deterministic approach for high-voltage signals, whereby the input signals are changed, is very difficult or nearly impossible.

In order to perform such an assessment for devices that work with low-level signals determined by the characteristics of the amplitude-frequency and phase-frequency. For high voltage signal characteristics such designation by changes in input signals is difficult or even impossible.

The investigated method relies on estimation of the transfer function in spectral domain of the measurement equipment input's circuitries for inspections in electroenergetics. It allows the identification of the characteristics of the input circuitry by monitoring the natural and observable variability of voltage and current signals. In order to obtain the values for frequency characteristics it is recommended that the spectral density of the measured signals are analysed and then the parameters for mathematical models of chosen input circuitry classes are estimated.

Such solution for metrological quality assessment of the input circuitry of electroenergetical measurement equipment enables to investigate them in typical working conditions, allowing constant monitoring and evaluation of the impact on adverse effects on the quality of the measurement. The financial aspect is also very important, i.e. the cost of proposed test bench and the costs of undertaken high-voltage experimentation, e.g. for high-voltage transmission lines.

The methodology consists of three main stages, in which the described activities are being conducted. Those stages are conducted in sequence and are as follows: preparation of the test channel, investigation of the input circuitry and finally, the analysis of the output measurements.

The researcher proposed four basic configuration of test channel measurement, which could be adjusted to the currently analysed input circuitry. They can be dependent on the following factors:

- operation voltage,
- operation frequency range,
- logistics and availability of diagnostic tools.

In the next step, after defining the configuration of measurement channel, the methodology proposed by the researcher requires the voltage and current signals at the input and output of the analysed circuit to be logged. The signal acquisition is accomplished by using the digital recorder. In each case, the anti-aliasing filter used in the experiment fulfils the Nyquist–Shannon sampling theorem [2], [3]. The measurement duration depends on measurement channel configuration as well as operational

conditions. If there is a possibility of using voltage and frequency generators, then relatively quickly reach frequency spectra can be obtained, which are later subject to further analysis. Otherwise, the acquisition should be performed until the occurrence or trigger of the distortion which guarantees that the output signal contains the harmonics within the frequency range of the operational band of the input circuitries which is being investigated.

In the final stage, on the basis of the recorded input and output signals, the estimation method of the transfer function in the spectral domain is applied using spectral power densities of the voltage and current signals. Its purpose is to estimate the characteristics: amplitude-frequency and phase-frequency of the investigated circuitries. On this basis it is possible to assess the metrological properties of specific circuits for measurement applications. This method more accurately estimates the above-mentioned characteristics, the more harmonics, subharmonics and interharmonics are present within the analysed signals [1]. In case of the analysis of the input circuitries rated to operate with the highest voltages, getting the bandwidth completely covering the operational frequency range of the analogues measurement channel may not be possible. In such situation the limitations of the above method should be considered. However, given the simplicity and low application cost, the researcher believes that the implementation of this method in specific situation is justified. The investigations conducted in order to assess the input circuitries using this method have been described in the researcher's publications: [30], [31], [32], [33], [34].

The described method has also found the application during many projects which the researcher has done for companies from Lesser Poland and those are some of them:

- Com-Shooting,
- Deepsoft,
- Kliweko,
- Unihome / Unicard S. A.

The devices which were designed and build for the above-mentioned companies characterised by a wide range of applications. It covers all elements from the measurement equipment which was used to take the electrical power quality and

metrological measurements to devices supporting the building management systems. Each of the devices was equipped with the input circuitries, described by different metrological parameters, to which the researcher applied the method of estimation of the transfer function in spectral domain using the spectral power densities of voltage and current signals.

Practice shows that this method works both in the laboratory conditions as well as in the devices designed by the researcher, which are successfully used in many companies to present day.

The advantage of the proposed method is the ease of use. It can be applied with the equipment already being used by majority of the electronics and industrial automation companies.

In the future, the researcher plans to create a commercial measurement system used to assess the metrological parameters of the input circuitries. Therefore, further work will be carried out in two phases.

First, the author intends to focus on the creation of the actual assessment system used to classification of the input circuitries depending on the application.

Then, the plan is to create cross-platform application, where the transfer function in spectral domain estimation algorithm can be ported from the MATLAB environment. This will allow the commercial application of the method without having to invest in expensive MATLAB licenses.

Zestawienie ważniejszych oznaczeń, symboli i skrótów

Stosowane oznaczenia i symbole

Δf	– rozdzielczość częstotliwościowa
f	– częstotliwość
f_p	– częstotliwość próbkowania
$H_{xy}(j\omega)$	– transmitancja widmowa
$L1$	– linia energetyczna
P_{st}	– współczynniki krótkookresowego migotania światła
P_{lt}	– współczynnik długookresowego migotania światła
$\hat{R}_x(k)$	– estymator funkcji autokorelacji
$\hat{R}_{xy}(k)$	– estymator funkcji korelacji wzajemnej
$S_x(f)$	– widmowa gęstość mocy sygnału wejściowego
$S_{xy}(j\omega)$	– wzajemna widmowa gęstość mocy pomiędzy wymuszeniem a odpowiedzią
U_N	– znamionowa wartość napięcia
V_{IN}	– napięcie wejściowe układu
V_{OUT}	– napięcie wyjściowe układu
φ_h	– kąt fazowy harmonicznej h

Stosowane skróty

<i>CVT</i>	– ang. Capacitor Voltage Transformer - pojemnościowy dzielnik napięcia współpracujący z indukcyjnym przekładnikiem napięcia
<i>DFT</i>	– ang. Discrete Fourier Transform - dyskretna transformata Fouriera
<i>FIR</i>	– ang. Finite Impulse Response filter - filtr o skończonej odpowiedzi impulsowej
<i>NN</i>	– sieć energetyczna niskiego napięcia
<i>ŚN</i>	– sieć energetyczna średniego napięcia
<i>THD</i>	– ang. Total Harmonic Distortion - parametr określający jakość energii elektrycznej
<i>TIHD</i>	– ang. Total Interharmonic Distortion - parametr określający jakość energii elektrycznej
<i>PCB</i>	– ang. Printed Circuit Board) - obwód drukowany
<i>UCTE</i>	– ang. Union for the Coordination of Transmission of Electricity - zachodnioeuropejski system elektroenergetyczny
<i>SC</i>	– ang. Switched Capacitor - filtr z przetącaną pojemnością
<i>SNR</i>	– ang. Signal to Noise Ratio - stosunek sygnału do szumu
<i>RoHS</i>	– ang. Restriction of Hazardous Substances - unijna dyrektywa mająca na celu zmniejszenie ilości substancji niebezpiecznych przenikających do środowiska z odpadów elektrycznych i elektronicznych
<i>WN</i>	– sieć energetyczna wysokiego napięcia

1. Wprowadzenie

1.1. Motywacja

Monitorowanie dostaw energii elektrycznej jest problemem aktualnym, któremu obecnie poświęca się wiele uwagi. Obserwacje i połączone z nią pomiary można podzielić na dwie grupy: pomiary rozliczeniowe oraz pomiary związane z przesyłaniem energii elektrycznej. Do tej drugiej grupy zalicza się pomiary prowadzone nad zabezpieczeniami oraz stanem elektroenergetycznej sieci przesyłowej. W przypadku obu wyżej wymienionych grup prowadzi się również badania nad parametrami jakości przesyłanej energii elektrycznej. Zapotrzebowanie na tego rodzaju badania systematycznie rośnie, co potwierdzają wydawnictwa książkowe, publikacje naukowe oraz biuletyny branżowe. Powstał nawet I Krajowy raport benchmarkingowy [57], który stwierdza, iż na jakość energii elektrycznej, oprócz czynników handlowych, w istotnym stopniu wpływają warunki techniczne i stabilność funkcjonowania systemu elektroenergetycznego jako całości. Raport ten kładzie szczególny nacisk na uświadomienie konieczności prowadzenia systematycznych badań nad jakością energii elektrycznej. Jak pokazują doświadczenia krajów europejskich, w wyniku takiej ciągłej kontroli oprócz poprawy wskaźników jakości energii zwiększa się również niezawodność jej dostaw [5], [7], [9], [57] oraz wzrasta efektywność użytkowania energii elektrycznej.

Systemy pomiarowe, za pomocą których wykonywane są pomiary jakości energii elektrycznej muszą mieć odpowiednie do danego celu własności metrologiczne [35], [43], [64]:

- czułość pomiaru,
- niepewność pomiaru,
- zakres pomiaru,
- rozdzielczość pomiaru,
- własności dynamiczne: czas reakcji na zmiany wielkości obserwowanej, pasmo częstotliwościowe,
- współpraca z systemem komputerowym

Własności te odpowiadają charakterystykom częstotliwościowym lub dynamicznym i niepewnościom pomiarów. Podstawowym elementem budowanych systemów pomiarowych współpracujących z sygnałami elektroenergetycznymi są układy wejściowe. Obwody te służą do zmiany skali mierzonych sygnałów oraz do separacji galwanicznej. Współcześnie stosowane są między innymi przekładniki prądowe i napięciowe, układy wykorzystujące zmiany własności fizycznych w polach magnetycznych i elektrycznych oraz optoizolatory. Śledzenie publikacji z tego obszaru pokazuje, że prace badawcze i wdrożeniowe w tej dziedzinie prowadzone są intensywnie. W Polsce najpowszechniej stosowane są układy zawierające przekładnik prądów i napięć. Badania nad nimi można odnaleźć między innymi w: [20], [21], [22], [23], [30], [31], [32], [64], [73], [80]. Publikacje z zakresu pozostałych rozwiązań zostały opisane np. w: [6], [7], [74], [75], [81].

Badania prowadzone dla potrzeb rozprawy doktorskiej są związane z oceną metrologiczną układów wejściowych systemów pomiarowych do pracy z sygnałami elektroenergetycznymi. Podstawowym zadaniem jest określenie w jaki sposób istniejące układy wejściowe wpływają na niepewność pomiarów mocy i energii oraz wskaźników odkształceń przebiegów napięć i prądów. W celu wykonania takiej oceny dla aparatury pracującej z sygnałami niskonapięciowymi określa się jej charakterystyki częstotliwościowe amplitudową i fazową. Dla sygnałów wysoko napięciowych wyznaczenie takich charakterystyk za pomocą zmian sygnałów wejściowych jest trudne lub wręcz niemożliwe.

Proponowana metoda estymacji transmitancji widmowej układów wejściowych aparatury pomiarowej do pomiarów w elektroenergetyce, umożliwia identyfikację charakterystyk układów wejściowych, wykorzystując obserwowalną naturalną zmienność sygnałów napięć i prądów. Dla otrzymania wartości charakterystyk częstotliwościowych proponowana jest analiza gęstości widmowych mierzonych sygnałów, a następnie estymacja parametrów modeli matematycznych wybranych układów wejściowych.

Takie rozwiązanie oceny jakości metrologicznej układów wejściowych elektroenergetycznej aparatury pomiarowej pozwoli na ich badanie w typowych warunkach eksploatacji, pozwalając na ciągły monitoring oraz ocenę wpływu niepożądanych zjawisk na jakość pomiaru. Nie bez znaczenia jest strona finansowa, czyli

koszt proponowanego stanowiska badawczego oraz koszty eksperymentów prowadzonych np. dla wysokich napięć w sieciach WN.

1.2. Cel pracy

Celem niniejszej rozprawy było opracowanie metodyki oceny metrologicznej układów wejściowych aparatury pomiarowej pracującej z sygnałami elektroenergetycznymi. Opisana w pracy metodyka i eksperymenty pozwolą na sformułowanie wytycznych dotyczących praktycznej budowy przyrządów pomiarowych, monitorujących parametry jakości energii elektrycznej, wraz z kompensacją wpływu niepożądanych zjawisk. Podane w pracy informacje mają na celu zmniejszenie niepewności pomiaru wskaźników jakości energii elektrycznej.

Metodyka oceny metrologicznej układów wejściowych składa się z trzech podstawowych etapów, w ramach których realizowane są opisane w pracy czynności. Etapy te to kolejno: przygotowanie toru pomiarowego, przeprowadzenie badań układów wejściowych, oraz w rezultacie analiza otrzymanych danych pomiarowych.

Autor zaproponował cztery podstawowe konfiguracje toru pomiarowego, które można dopasować do analizowanych układów wejściowych w zależności od takich czynników jak:

- napięcie pracy,
- zakres częstotliwości pracy,
- możliwości transportowe oraz dostępność narzędzi diagnostycznych.

Wynika to z oczywistego faktu, że inaczej będą przeprowadzane badania na obwodach wejściowych np. aparatury biomedycznej, która najczęściej projektowana jest do pomiarów napięcia rzędu miliwoltów, w porównaniu do mierników wskaźników jakości energii elektrycznej, których napięcie pracy jest o kilka rzędów większe.

W kolejnym kroku, po zdefiniowaniu konfiguracji toru pomiarowego, proponowana przez autora metodyka przewiduje rejestrację napięć lub prądów na wejściu oraz wyjściu analizowanego układu. Akwizycja sygnałów odbywa się przy użyciu rejestratora cyfrowego. Każdorazowo zastosowany w eksperymencie filtr antyaliasingowy gwarantuje spełnienie założenia twierdzenia Kotelnikowa-Shannona o próbkowaniu [2], [3]. Czas

trwania pomiaru uzależniony jest od konfiguracji toru pomiarowego oraz warunków pracy. Jeżeli istnieje możliwość zastosowania generatorów napięcia, wówczas stosunkowo szybko można otrzymać sygnały o dużej zawartości harmonicznym i interharmonicznym, które następnie zostaną poddane dalszej analizie. W przeciwnym przypadku należy prowadzić akwizycję do czasu wystąpienia lub wymuszenia zaburzeń gwarantujących, iż w sygnale wejściowym znajdują się harmoniczne o częstotliwościach zawierających się w ocenianym paśmie pracy badanych układów wejściowych.

W ostatnim etapie, w oparciu o zarejestrowany sygnał wejściowy oraz wyjściowy, stosowana jest metoda estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć i prądów. Jej celem jest estymacja charakterystyk częstotliwościowych: amplitudowej oraz fazowej badanych układów wejściowych. Na tej podstawie możliwa jest ocena własności metrologicznych konkretnych obwodów do projektowanych zastosowań pomiarowych. Metoda ta, tym dokładniej estymuje wyżej wymienione charakterystyki, im więcej harmonicznym, subharmonicznym oraz interharmonicznym zawartych jest w analizowanych sygnałach [1]. W przypadku analizy układów wejściowych przystosowanych do pracy z najwyższymi napięciami, uzyskanie pasma pokrywającego się całkowicie z zakresem częstotliwości pracy analogowego toru pomiarowego może okazać się niemożliwe. W takiej sytuacji należy mieć na uwadze ograniczenia powyższej metody. Biorąc jednak pod uwagę jej prostotę oraz niewielki koszt zastosowania, autor pracy uważa, że wprowadzenie tej metody w konkretnych sytuacjach jest zasadne.

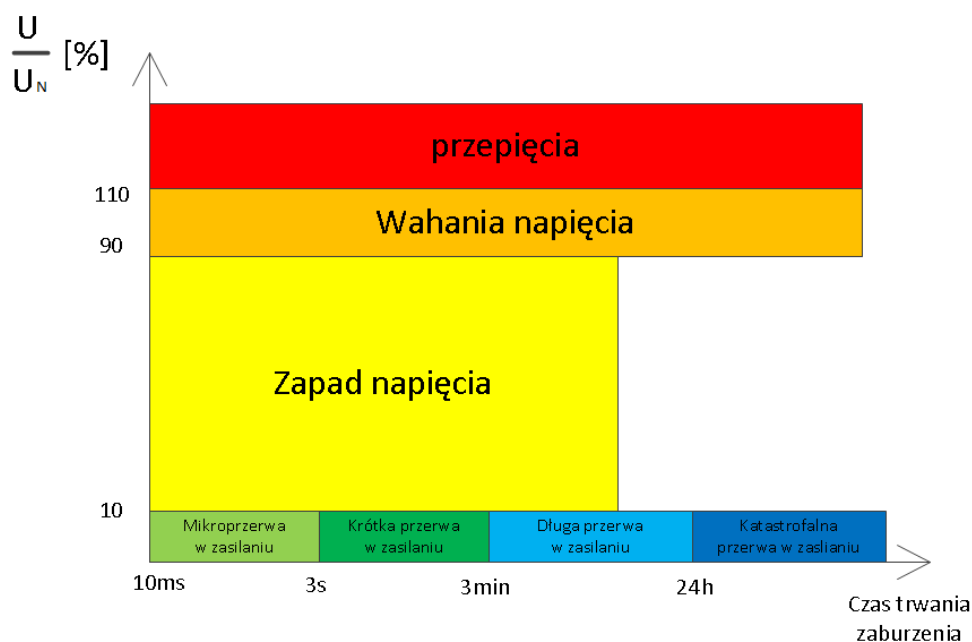
Obecnie, z uwagi na stale rosnącą liczbę nieliniowych odbiorników energii elektrycznej, zarówno konstruktorzy, jak i użytkownicy elektroenergetycznej aparatury pomiarowej coraz częściej muszą zmierzyć się z problemem dokładności pomiaru parametrów energii elektrycznej, ze względu na pogarszającą się jej jakość na każdym etapie dystrybucji [7], [15]. Wzrost zawartości składowych harmonicznym napięć i prądów wymaga, by nowo konstruowana aparatura pomiarowa była przystosowana do pracy w szerokim zakresie zmian częstotliwości mierzonych sygnałów. Niezbędna do tego jest znajomość charakterystyk częstotliwościowych układów wejściowych takiej aparatury. Wyznaczenie charakterystyk częstotliwościowych amplitudowej oraz fazowej w urządzeniach pomiarowych pracujących z najwyższymi napięciami nie jest zadaniem trywialnym.

Wynika to między innymi z ograniczeń natury technicznej, gdyż trudno wyobrazić sobie generator wysokich napięć (WN), w którym można swobodnie regulować amplitudę w zakresie 0 do 220kV oraz jednocześnie częstotliwość w przedziale np. 0Hz – 10kHz. Ograniczenia te wymagają odmiennego podejścia do problemu i wymuszają zaproponowanie rozwiązania różniącego się od metod znanych w przypadku niższych napięć.

Przeprowadzone i opisane przez autora badania nad oceną własności metrologicznych układów wejściowych umożliwiają identyfikację ich charakterystyk częstotliwościowych, przy użyciu metody analizy gęstości widmowych mocy sygnałów napięć. Na podstawie tych charakterystyk można określić, w jaki sposób układy wejściowe wpływają na niepewność pomiarów mocy i energii oraz wskaźników jakości energii elektrycznej [30], [31], [32], [33], [34].

2. Sygnały występujące w sieci elektroenergetycznej

Aktualnie kształt napięcia oraz prądu występującego w sieci elektroenergetycznej znacząco różni się od sinusoidy. Problem ten dotyczy wszystkich wysoko rozwiniętych krajów oraz tych dopiero rozwijających się, w tym Polski [57]. Głównym tego powodem jest znaczący wzrost liczby i mocy jednostkowej niespokojnych, nieliniowych oraz niesymetrycznych odbiorników energii elektrycznej w sieci trójfazowej [9], [12]. Zakłócenia przez nie wywoływane to między innymi wahania napięcia, pojawianie się dodatkowych harmonicznnych oraz interharmonicznnych [5] prądów i napięć. Nie bez znaczenia jest również stan infrastruktury sieci, który może przyczyniać się do powstawania szeregu niekorzystnych zjawisk m.in. zapadów lub zaników napięcia. Rys. 2.1 ilustruje zjawiska, które w największym stopniu wpływają na kształt napięcia sieci.

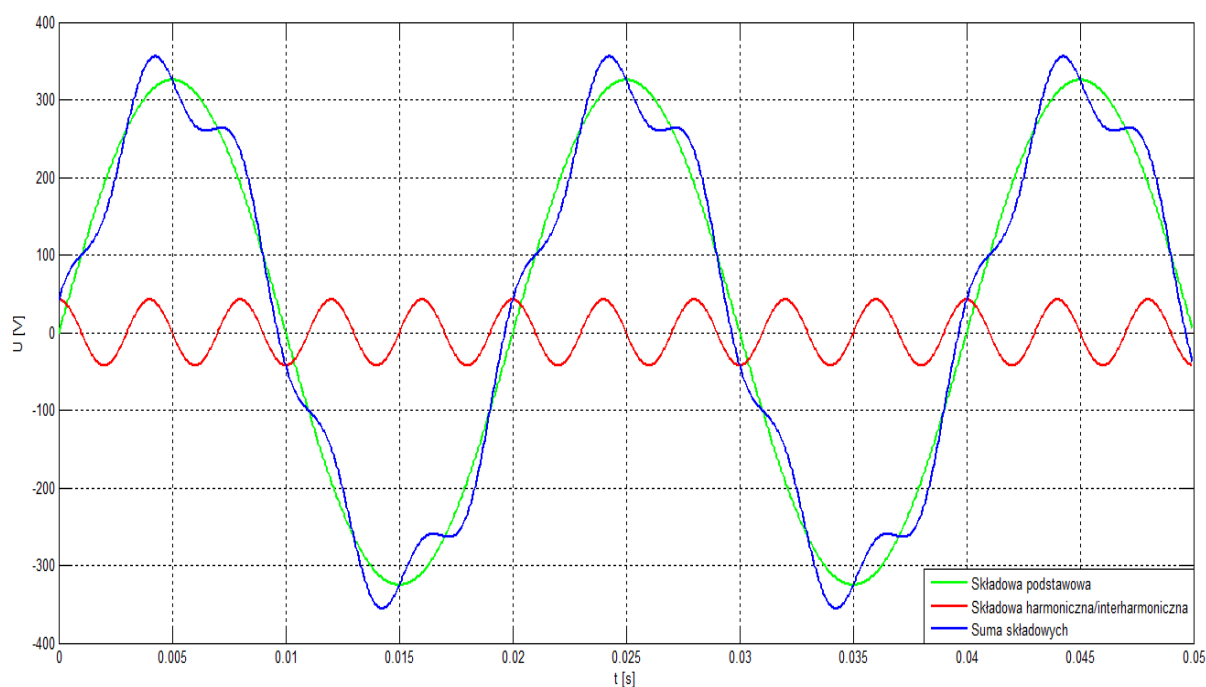


Rys. 2.1 Klasyfikacja zaburzeń w zależności od wartości napięcia i czasu trwania. Umownie zapad napięcia trwa 10ms-1[min] [39], w przypadku sieci trójfazowej można przyjąć, że zapad zaczyna się w chwili, gdy wartość napięcia pierwszej zakłóconej fazy zmniejszy się poniżej wartości progowej początku zapadu, i kończy się, gdy napięcia we wszystkich fazach będą równe lub większe od wartości progowej końca zapadu [10]. (U_N – znamionowa wartość skuteczna napięcia).

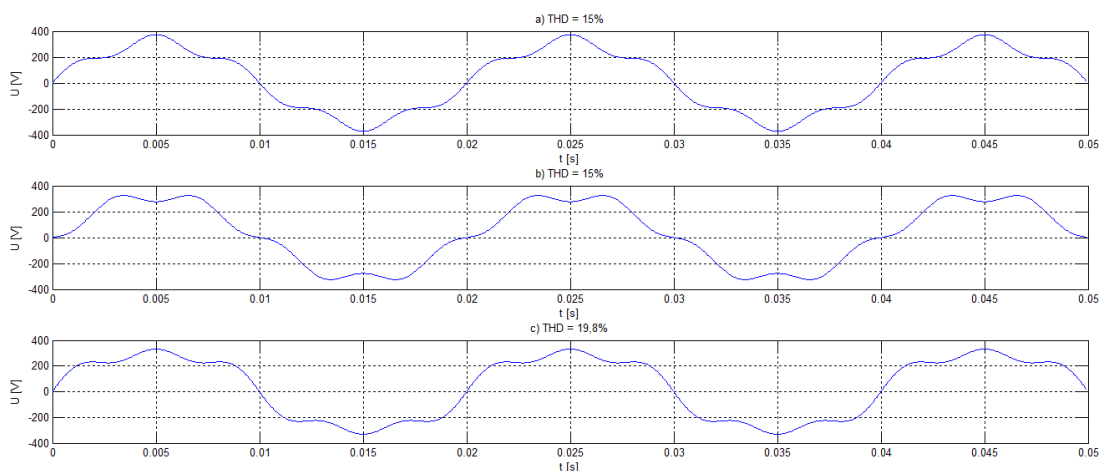
2.1. Zawartość harmonicznych oraz interharmonicznych

Jednym z zaburzeń wpływającym na przebieg napięcia i prądu w sieci elektroenergetycznej są harmoniczne oraz interharmoniczne (Rys. 2.2), gdzie [5]:

- Harmoniczne to składowe sinusoidalne prądu lub napięcia, których częstotliwość jest całkowitą wielokrotnością podstawowej częstotliwości zasilania.
- Interharmoniczne to składowe sinusoidalne prądu lub napięcia, których częstotliwość jest niecałkowitą wielokrotnością podstawowej częstotliwości zasilania.
- Subharmoniczne to szczególny przypadek interharmonicznych, dla częstotliwości mniejszych od składowej podstawowej.



Rys. 2.2 Przykładowy wpływ harmonicznej lub interharmonicznej na przebieg napięcia zasilania. Do składowej podstawowej o wartości skutecznej $U_N = 230V$ oraz częstotliwości $f = 50Hz$ dodano harmoniczną o wartości skutecznej $U_{hN} = 28V$, i częstotliwości $f_h = 250Hz$, symetryczną względem zera.



Rys. 2.3 Zmiana kształtu przebiegu napięcia o wartości skutecznej $U_N = 230V$ w zależności od zawartości harmoniczných U_X oraz ich kąta fazowego:

- a) $U_5 = 15\% U_N$, $\varphi_5 = 0^\circ$,
b) $U_5 = 15\% U_N$, $\varphi_5 = 180^\circ$,
c) $U_3 = 13\% U_N$, $\varphi_5 = 0^\circ$, $U_5 = 15\% U_N$, $\varphi_5 = 0^\circ$,

Podstawowymi wyznacznikami zawartości zaburzeń harmoniczných są:

- a) Wartość n-tej harmoniczných odniesiona do wartości składowej podstawowej:

$$x_n = \frac{X_n}{X_1} \quad 2.1$$

Gdzie:

- x_n – wartość harmoniczných odniesiona do składowej podstawowej,
- X_1 – wartość skuteczna podstawowej harmoniczných prądu lub napięcia,
- X_n – wartość skuteczna n-tej harmoniczných

- b) THD (ang. Total Harmonic Distortion) – parametr określający jakość energii elektrycznej [37]. Jest to iloraz wartości skutecznej harmoniczných do wartości skutecznej podstawowej harmoniczných [12]:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} X_{(n)}^2}}{X_1} \quad 2.2$$

Gdzie:

- THD – parametr jakości energii elektrycznej,
- X_1 – wartość skuteczna podstawowej harmoniczných prądu lub napięcia,
- X_n – wartość skuteczna n-tej harmoniczných

Podstawowymi wyznacznikami zawartości zaburzeń interharmonicznych są:

- c) Wartość składowej interharmonicznej odniesiona do składowej podstawowej prądu lub napięcia:

$$q_n = \frac{Q_n}{Q_1} \quad 2.3$$

Gdzie:

- q_n – wartość interharmoniczna odniesiona do składowej podstawowej prądu lub napięcia
 - Q_1 – wartość skuteczna składowej podstawowej prądu lub napięcia,
 - Q_n – wartość skuteczna n-tej interharmonicznej
- d) *TIHD* (ang. Total Interharmonic Distortion) – parametr określający jakość energii elektrycznej. Jest to iloraz wartości skutecznej interharmonicznych do wartości skutecznej podstawowej harmonicznej [5]:

$$TIHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} Q_{(n)}^2}}{Q_1} \quad 2.4$$

Gdzie:

- *TIHD* – parametr jakości energii elektrycznej,
- Q_1 – wartość skuteczna składowej podstawowej prądu lub napięcia,
- Q_n – wartość skuteczna n-tej interharmonicznej.

Obecnie trwają prace nad wdrożeniem jednolitego standardu IEEE 1459-2010, który we współczynniku *THD* uwzględnił będzie występowanie harmonicznym, interharmonicznych oraz składowej stałej [59].

$$THD = \frac{X_H}{X_1} = \sqrt{\left(\frac{X}{X_1}\right)^2 - 1} \quad 2.5$$

oraz:

$$X_H = \sqrt{X_0^2 + \sum_{h \neq 1} X_h^2} \quad 2.6$$

Gdzie:

- *THD* – parametr jakości energii elektrycznej

- X_1 – wartość skuteczna podstawowej harmonicznej prądu lub napięcia,
- X_0 – wartość składowej stałej
- X_h – wartość skuteczna harmonicznej h

Opisywane zaburzenia wywoływane są głównie przez odbiorniki energii elektrycznej o nieliniowej charakterystyce prądowo napięciowej. Dodatkowe harmoniczne pojawiające się w prądzie lub napięciu sieciowym powodują między innymi wzrost ich wartości skutecznych. W następstwie tego zaburzenia można zaobserwować zjawisko przegrzewania się uzwojeń w silnikach elektrycznych i transformatorach, skracając tym samym ich żywotność. Oprócz efektów cieplnych dodatkowe harmoniczne są w stanie wywoływać także: interferencje telekomunikacyjne, zakłócenia akustyczne lub nasycanie przekładników prądowych [5]. Szczegóły dotyczące mechanizmów powstawania oraz skutków występowania harmonicznych oraz interharmonicznych można znaleźć w [5], [12], [13], [25], [26], [64], [66].

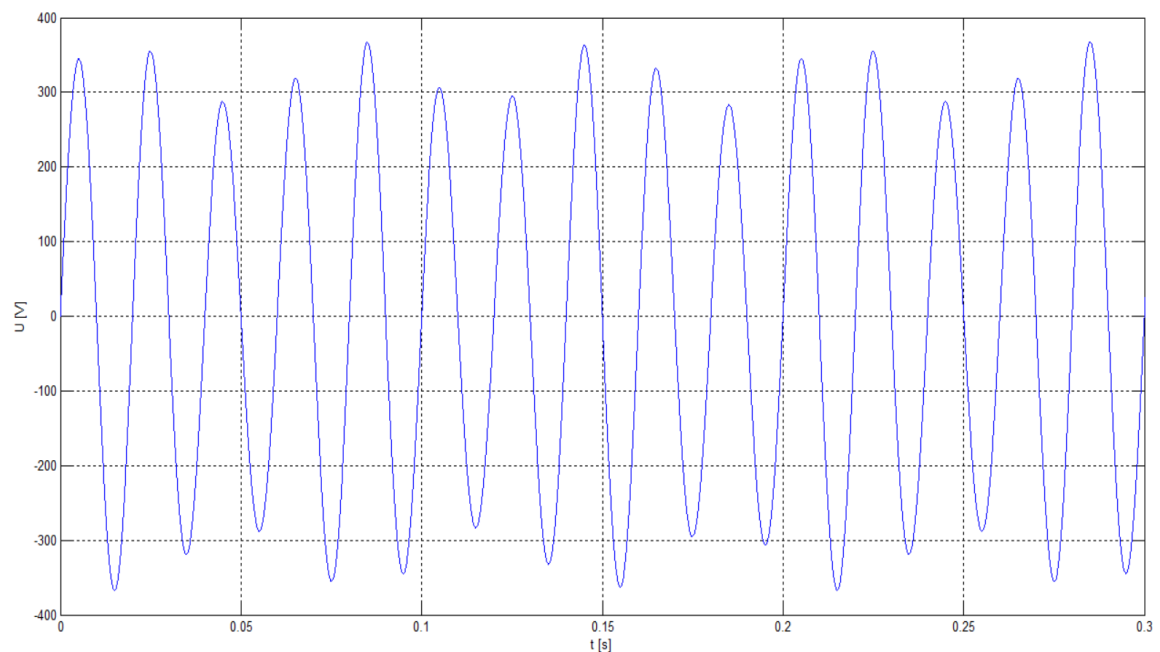
2.2. Wahania napięcia

Wahania napięcia to seria zmian wartości skutecznej lub przebiegu czasowego napięcia [14]. Zjawisko to zilustrowano na *Rys. 2.4* oraz *Rys. 2.5*. Widmo takich zaburzeń zawiera się zazwyczaj w przedziale 0.01Hz – 35 Hz [7].

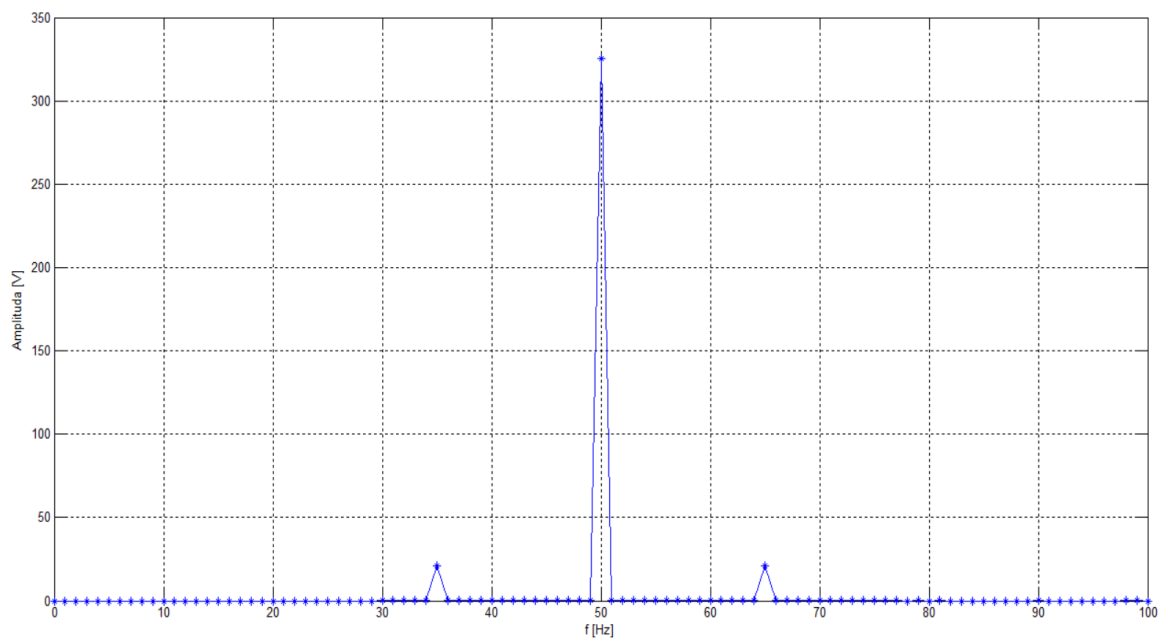
Za główną przyczynę powstawania wahań napięcia uznaje się obciążenie transformatorów sieciowych odbiornikami o dużej mocy, których prąd ma charakter niestacjonarny (niespokojny). Prąd ten cechuje się dużą zmiennością wartości szczytowej, przez co wywołuje modulację napięcia na rezystancji wewnętrznej źródła zasilania, tj. transformatora zasilającego wraz z siecią [7]. Powstałe w ten sposób wahania napięcia oddziałują nie tylko na odbiorniki dołączone do tego samego transformatora zasilającego co źródło zakłóceń, lecz mogą się propagować na odbiorniki przyłączone do sąsiednich węzłów zasilania (*Rys. 2.6*).

Wahania napięcia mogą być wywoływane zarówno przez odbiorniki pobierające dużą, zmienną w czasie moc np.: piece łukowe, napędy elektryczne, ale również przez procesy łączeniowe baterii kondensatorów, nieprawidłowości w pracy przełącznika zaczepów

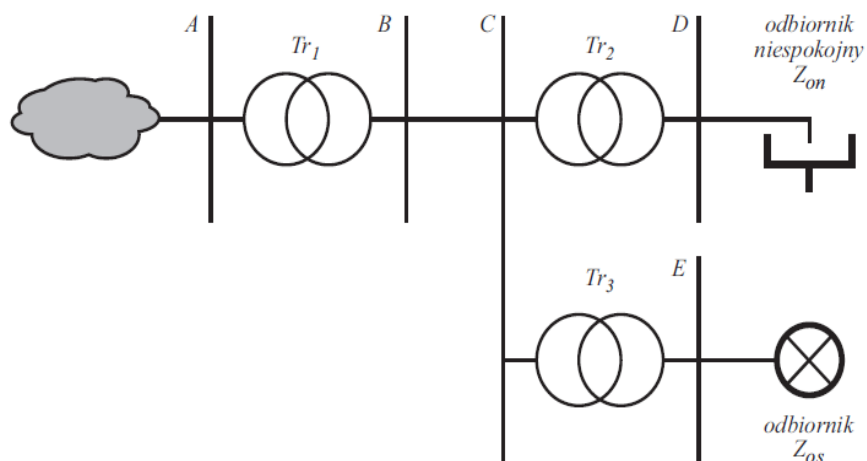
transformatora itp. Szczegóły opisujące przyczyny powstawania wahań napięcia oraz naturę tego zjawiska można odnaleźć w literaturze: [7], [14], [35], [62].



Rys. 2.4 Przykład sinusoidalnych wahań napięcia o częstotliwości 15Hz.



Rys. 2.5 Widmo częstotliwościowe modulowanego napięcia sieciowego z Rys. 2.4. Częstotliwość próbkowania $f_p = 2\text{kHz}$, rozdzielczość częstotliwościowa $\Delta f = 1\text{Hz}$.



Rys. 2.6 Uproszczony schemat struktury sieci elektroenergetycznej, w której występują wahania napięcia [7].

Wahania napięcia negatywnie oddziałują na odbiorniki energii elektrycznej, przyczyniając się do niepoprawnej pracy urządzeń oraz skrócenia czasu ich eksploatacji. W przypadku maszyn asynchronicznych, wahania napięcia powodują między innymi zmianę momentu, czego skutkiem są drgania mechaniczne. Narażone na to zjawisko są także liczniki energii elektrycznej, których wskazania mogą być obarczone dużymi niepewnościami [7], [14].

Źródła światła wrażliwe na fluktuacje napięcia zasilania (np. żarówki żarowe) są przyczyną migotania światła. Za główną przyczynę migotania źródeł światła o częstotliwościach od 0,05Hz od 35Hz uważa się wahania napięcia sieciowego wywołane okresowymi lub przypadkowymi zmianami obciążeń urządzeń dużej mocy. Migotanie może być również skutkiem występowania w napięciu zasilania składowych harmonicznych i interharmonicznych [11], [12]. Zjawisko migotania pojawia się, gdy częstotliwości dwóch interharmonicznych lub harmonicznej i interharmonicznej są na tyle zbliżone, że ich bezwzględna różnica znajduje się w zakresie częstotliwości widocznego migotania. Ponadto migotanie może również wystąpić, gdy pojawi się tylko jedna składowa interharmoniczna o częstotliwości mniejszej niż podwójna częstotliwość podstawowa [40].

Badania wykazały, że w przypadku tego zjawiska oko ludzkie zachowuje się jak filtr pasmowo przepustowy o paśmie przenoszenia wynoszącej 0,05Hz – 35Hz, i maksymalnym wzmocnieniu (czułości) zmian strumienia świetlnego wynoszącego 8Hz –

9Hz [14], [69]. Wykazano, że migotanie światła negatywnie wpływa na człowieka, a skutki fizjologiczne są uzależnione od parametrów zaburzenia, jednak najczęściej obserwuje się: złe samopoczucie, rozdrażnienie oraz zmniejszenie efektywności pracy [35].

Istnieją dwie podstawowe metody, za pomocą których wykonywane są pomiary wahań napięcia. Jedna z nich polega na czasowej obserwacji wartości skutecznej oraz obwiedni napięcia zasilającego. Na tej podstawie można wyznaczyć między innymi następujące parametry:

- amplitudę wahań napięcia odniesioną do napięcia znamionowego,
- częstość występowania amplitud wahań napięcia (lub częstotliwość w przypadku zmian okresowych).

Kolejna metoda pomiaru wahań napięcia wykonywana jest w sposób pośredni. Metoda ta polega na obserwacji zjawiska migotania światła będącego skutkiem fluktuacji napięcia zasilającego. Miarą tego zaburzenia są współczynniki krótkookresowego P_{st} (ang. short-term flicker severity value) i długookresowego P_{lt} (ang. long-term flicker severity value) migotania światła [7], [14], [36], [39], [60], [69]. Pomiaru parametrów P_{st} oraz P_{lt} dokonuje się przy użyciu miernika uciążliwości migotania światła wykonanego zgodnego z normą [60].

W literaturze współczynniki P_{lt} oraz P_{st} definiowane są następująco:

P_{st} – krótki okres obserwacji wynoszący dziesięć minut; jest to czas dostatecznie długi, aby krótkotrwałe, sporadycznie występujące zmiany napięcia nie miały zbyt znaczącego wpływu na ostateczny wynik pomiaru, a wystarczająco krótki, aby umożliwić szczegółowy opis odbiornika zaburzającego o długim cyklu pracy [14]:

$$P_{st} = \sqrt{k_{0.1}P_{0.1} + k_1P_1 + k_3P_3 + k_{10}P_{10} + k_{50}P_{50}} \quad 2.7$$

Gdzie:

- k_x – współczynniki wagowe,
- P_x – poziomy migotania wraz z określonym prawdopodobieństwem przekroczenia (percentyle) [14], [60].

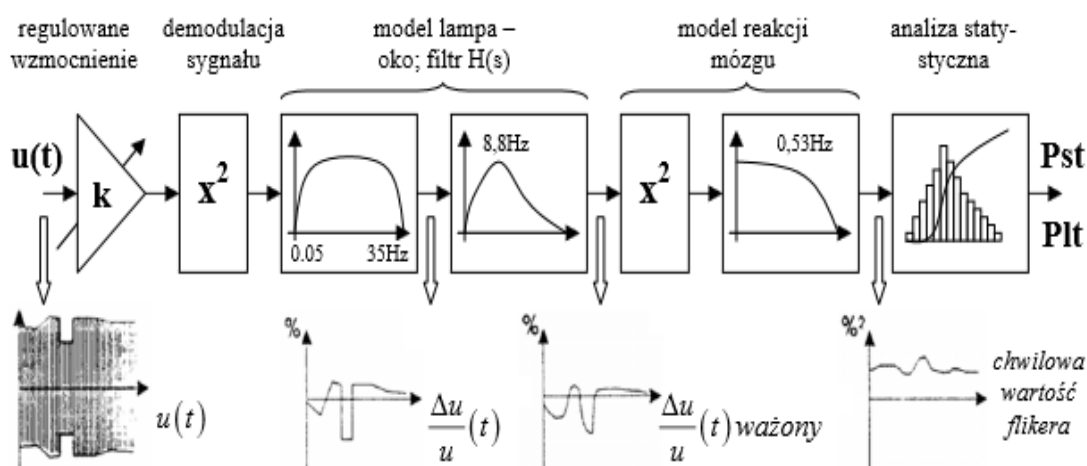
P_{lt} – długi, dwugodzinny czas obserwacji, który umożliwia analizę odbiorników przemysłowych charakteryzujących się z reguły długim cyklem pracy, szczególnie o losowym charakterze [14].

$$P_{lt} = \left[\frac{\sum_{i=1}^N P_{st,i}^3}{N} \right]^{\frac{1}{3}} \quad 2.8$$

Gdzie:

- N – dwanaście kolejnych dziesięciminutowych wskaźników krótkotrwałego migotania światła [14] [60].

Miernik uciążliwości migotania został opracowany zgodnie z założeniami normy [38] modelując odpowiedź toru: lampa żarowa – oko – mózg oraz cyfrowym układem klasyfikacji statycznej [36]. Schemat ideowy urządzenia ilustruje Rys. 2.7.

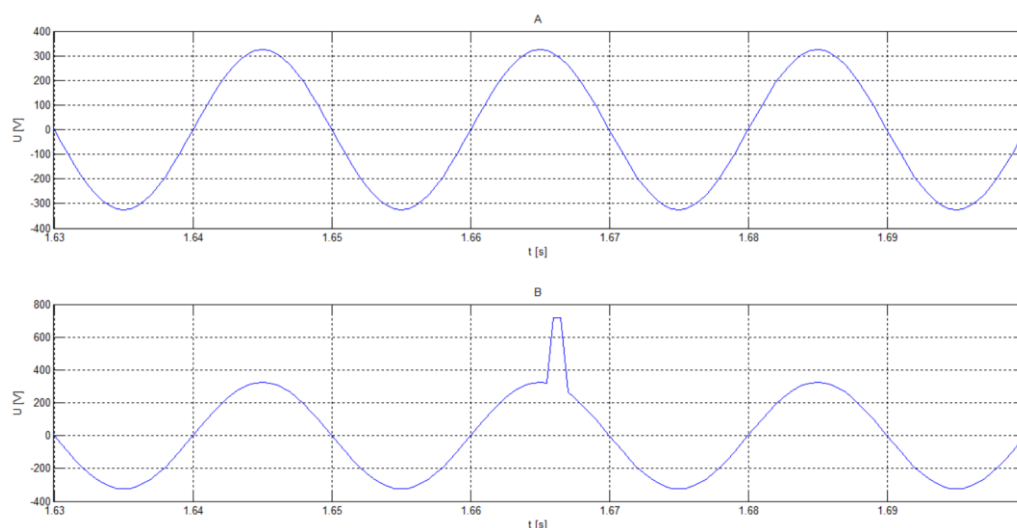


Rys. 2.7 Schemat blokowy miernika uciążliwości migotania światła [69].

Aktualnie na rynku Unii Europejskiej zaczęto systematycznie wycofywać ze sprzedaży źródła światła bazujące na włóknach żarowych. Z uwagi na fakt, że model lampy żarowej był wykorzystany do konstrukcji klasycznego miernika migotania światła, obecnie tracona jest możliwość interpretacji uzyskiwanych przez niego wyników [61]. Zjawisko uciążliwości migotania jest związane z oceną subiektywną wahań dla celów technicznych trudną w wykorzystaniu do diagnostyki, stąd obecnie pracuje, nad nowymi sposobami jego pomiarów.

2.3. Przepięcia

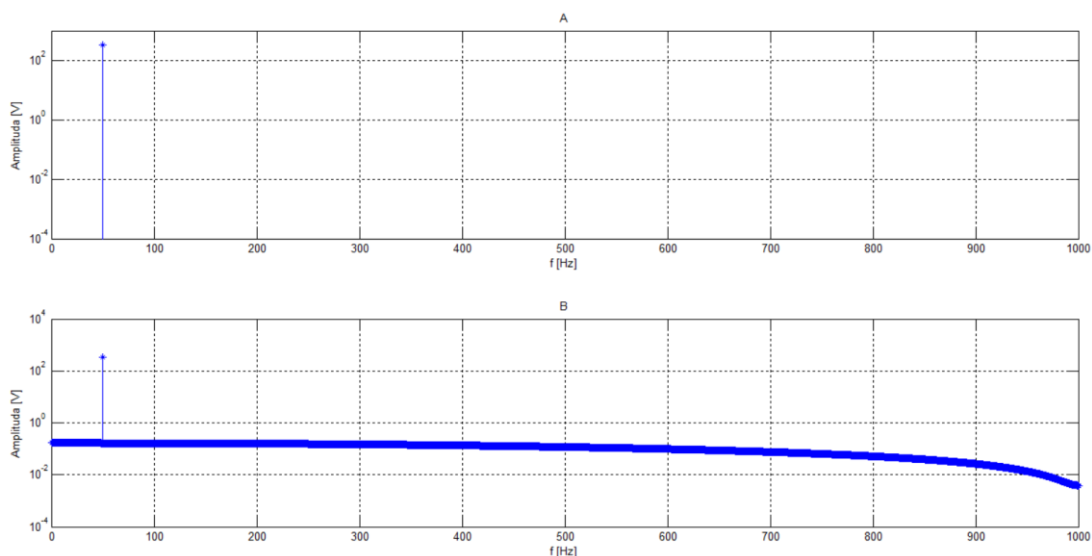
Przepięcia są to nagłe i krótkotrwałe skoki napięcia, które w czasie poniżej 1ms mogą przekroczyć napięcie znamionowe sieci nawet kilkadziesiąt razy [71], [72]. Przykład tego zjawiska zilustrowano na Rys. 2.8.



Rys. 2.8 Porównanie fragmentów symulowanych przebiegów napięcia: A – brak przepięcia, B – jedno przepięcie o wartości skutecznej napięcia równej $2,2 \cdot U_{max}$ i czasie trwania 0,5ms.

Przepięcia można podzielić na [70]:

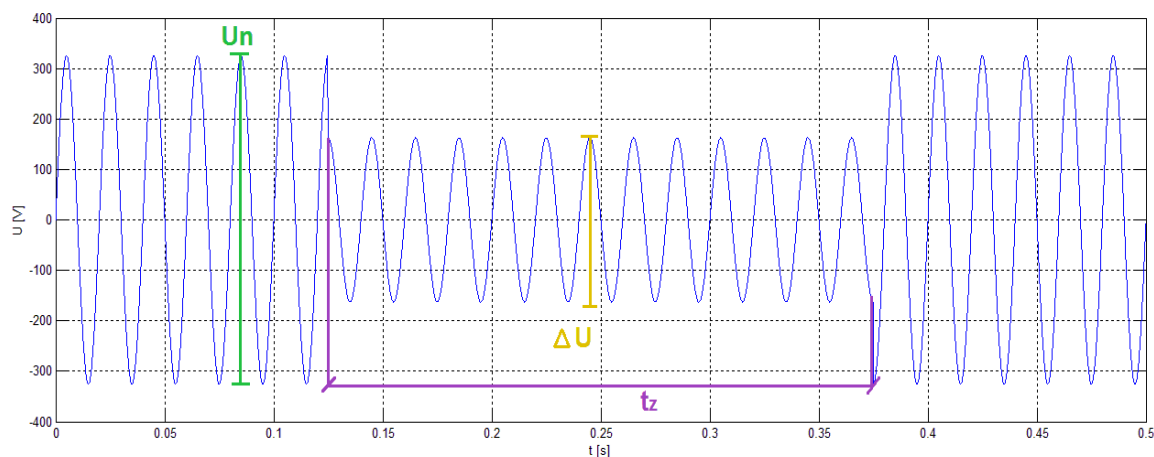
- Przepięcia atmosferyczne bezpośrednie – następuje podczas bezpośredniego wyładowania piorunowego na linię energetyczną. Przypadek ten jest najbardziej szkodliwy dla urządzeń elektrycznych dołączonych do sieci, ponieważ napięcie udarowe może sięgać kilku tysięcy woltów.
- Przepięcia indukowane – powodowane są wyładowaniami atmosferycznymi, które ze względu na ich odległość wystąpienia od sieci energetycznej są w stanie indukować w niej napięcie.
- Przepięcia wewnętrzne – powstają podczas nagłych zmian napięcia w sieci zasilającej, lub zmian w jej konfiguracji połączeń. Powodowane są między innymi zwarciami doziemnymi w sieci, lub zwarciami przewodów zasilających o różnych potencjałach.



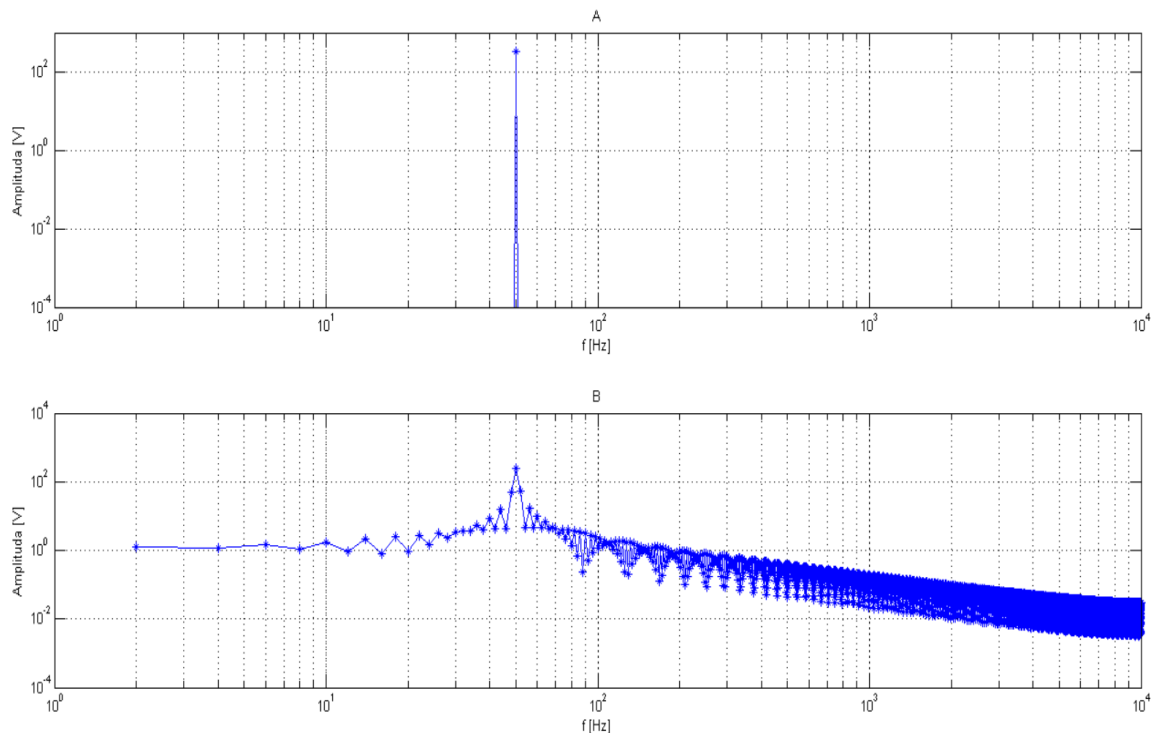
Rys. 2.9 Wykres w skali logarymicznej przedstawiający widmo częstotliwościowe sygnałów z Rys. 2.8. A – widmo częstotliwościowe sygnału bez przebiegu; B – widmo częstotliwościowe sygnału zawierającego przebieg; częstotliwość próbkowania $f_p = 2\text{kHz}$, rozdzielczość częstotliwościowa $\Delta f = 0,2\text{Hz}$.

2.4. Zapad napięcia

Nagłe i krótkotrwałe zmniejszenie wartości skutecznej napięcia, do poziomu zawierającego się między 90% a 10% napięcia deklarowanego U_N (Rys. 2.10, Rys. 2.11). Przyjmuje się, że czas trwania takiego zapadu jest nie krótszy niż 10ms. Po upływie tego czasu, napięcie powraca do wartości sprzed zapadu [10], [25].



Rys. 2.10 Parametry zapadu napięcia. Wartość skuteczna napięcia bez zapadu wynosi 230V, wartość skuteczna napięcia w trakcie zapadu wynosi 115V. Sygnały były próbkowane z częstotliwością 20kHz.



Rys. 2.11 Wykres w skali logarytmicznej. A – widmo częstotliwościowe dla sygnału napięcia o wartości skutecznej 230V oraz częstotliwości 50Hz; B – widmo częstotliwościowe sygnału z Rys. 2.10. Częstotliwość próbkowania $f_p = 20\text{kHz}$, rozdzielczość częstotliwościowa $\Delta f = 2\text{Hz}$.

Za główną przyczynę tego zaburzenia, uznawane są zwarcia występujące w pobliskich punktach systemu energetycznego. Podstawowym czynnikiem mającym wpływ na ich powstawanie jest przekroczenie poziomu izolacji pomiędzy dwoma przewodnikami o różnych potencjałach. Może ono wystąpić w konsekwencji uszkodzenia izolacji lub przepięć. Powstały w ten sposób prąd zwarciaowy wywołuje duże spadki napięcia na impedancji sieci zasilającej. Za inne przyczyny wywołujące zapady napięcia uważa się między innymi: załączanie odbiorników dużej mocy, załączanie napędów na końcach linii zasilających, odbiorniki niespokojne charakteryzujące się dużą zmiennością mocy [10], [15].

Skutki zapadów napięcia mają niebagatelny wpływ na urządzenia dołączone do sieci elektroenergetycznej. W wyniku tego zaburzenia energia dostarczana do odbiornika energii elektrycznej nie jest wystarczająca do jego poprawnego działania (Tabela 2.1). W zależności od czasu trwania zapadu i jego amplitudy, odbiornik może ulec całkowitemu wyłączeniu, lub jego praca będzie niewłaściwa. W pierwszym przypadku może to generować koszty związane z przerwaniem produkcji oraz czasem potrzebnym do jej

ponownego uruchomienia. W drugim przypadku, gdy odbiornik pracuje przy napięciu niższym od nominalnego, jego działanie może być nieprzewidywalne. Najbardziej narażone na to zjawisko są niewłaściwie zabezpieczone urządzenia mikroprocesorowe. W zależności od mikrokontrolera, producent określa minimalne poziomy napięć zasilania poniżej których układ elektroniczny jeszcze pracuje, natomiast jego rejestry mogą zmieniać zawartość w sposób nieprzewidywalny. Działająca w tym czasie aplikacja nie jest świadoma tych zmian. Skutkiem tego urządzenie może doprowadzić do zniszczenia materiału, lub w skrajnych przypadkach uszkodzenia linii produkcyjnej.

Wskaźnikami opisującymi zapad napięcia są: czas zapadu t_z oraz napięcie resztkowe U_R , najczęściej wyrażone w procentach wartości skutecznej napięcia zasilania. Napięcie resztkowe jest to najmniejsza wartość napięcia jaka wystąpiła podczas zaburzenia [68].

$$U_R = \frac{\Delta U}{U} * 100\% \quad 2.9$$

Gdzie:

- ΔU – najmniejsza wartość amplitudy napięcia jaka wystąpiła podczas zapadu
- U_n – wartość znamionowa napięcia

Tabela 2.1 Klasyfikacja zaburzeń w zależności od wartości napięcia zasilania.

Zaburzenie	Procentowa wartość napięcia znamionowego
Przepięcia	> 110%
wahania napięcia	90% - 110%
zapady napięcia	10% - 90%
przerwy w zasilaniu	< 10%

2.5. Zmiany częstotliwości

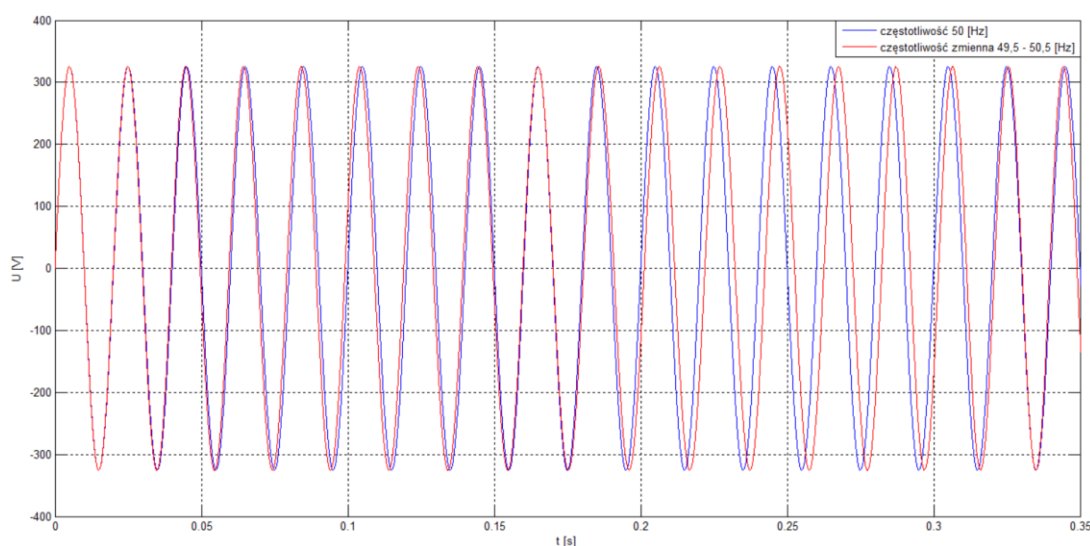
Częstotliwość napięcia sieciowego jest kolejnym parametrem określającym jakość energii elektrycznej. Jego wartość jest identyczna w każdym punkcie krajowego systemu energetycznego [27]. Zmiany częstotliwości występują w następstwie trwałych lub chwilowych zaburzeń bilansu mocy czynnej i określane są przez dwa podstawowe

parametry [28]:

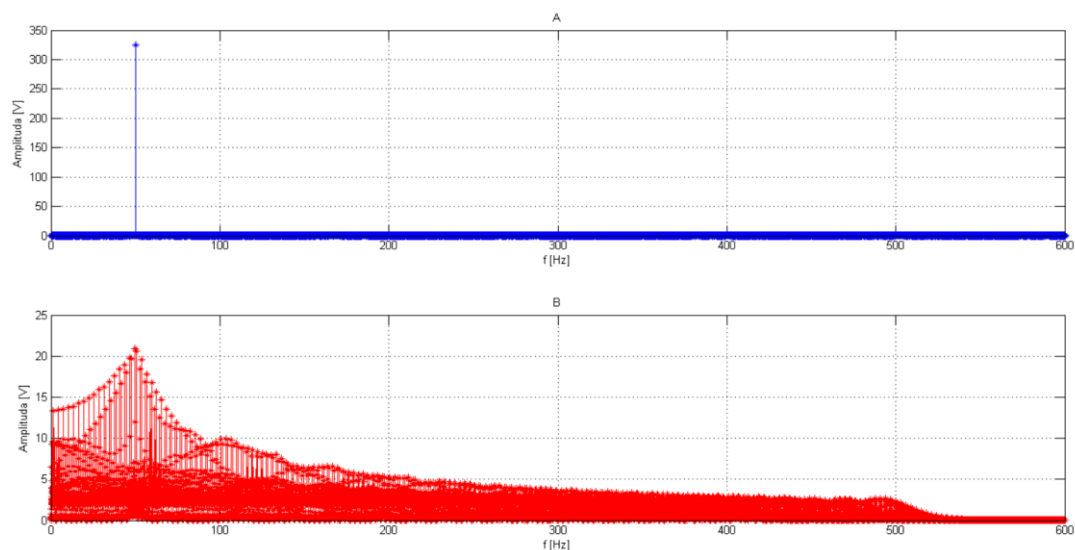
- odchylenie częstotliwości – jest to różnica pomiędzy częstotliwością zmierzoną a znamionową, dla wolno zachodzących zmiany częstotliwości,
- wahania częstotliwości – jest to różnica pomiędzy częstotliwością zmierzoną a znamionową, dla szybko zachodzących zmian częstotliwości,

Na rysunkach: Rys. 2.12 oraz Rys. 2.13 przedstawiono wyniki symulacji przykładowych zaburzeń częstotliwości oraz ich wpływ na przebieg i widmo napięcia sieciowego o wartości skutecznej wynoszącej 230V. Można zauważyć, że sinusoidalnie zmieniającą się częstotliwość napięcia w zakresie 49,5Hz – 50,5Hz z częstotliwością 3Hz bardzo wyraźnie wpływa na widmo częstotliwościowe symulowanego sygnału (Rys. 2.13). W związku z tym zakłócenia tego rodzaju są bardzo korzystne z punktu widzenia zastosowania metody estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć. Metoda ta tym dokładniej wyznaczy charakterystyki częstotliwościowe badanego układu im więcej harmoniczných oraz interharmoniczných będzie zawartych w sygnale wejściowym toru pomiarowego.

Zaburzenia częstotliwościowe nie wpływają na pracę urządzeń o charakterze rezystancyjnym, natomiast mogą oddziaływać na odbiorniki reaktancyjne, np. wytwarzając drgania w maszynach asynchronicznych [25].



Rys. 2.12 Fragment z 50 sekundowego przebiegu dwóch symulowanych sygnałów: niebieski – przebieg napięcia o wartości skutecznej 230V i częstotliwości 50Hz; czerwony – ten sam sygnał ale o częstotliwości zmieniającej się w zakresie od 49,5Hz do 50,5Hz. Częstotliwość ta zmienia się w sposób sinusoidalny z częstotliwością wynoszącą 3Hz.



Rys. 2.13 Widmo częstotliwościowe przebiegów z Rys. 2.12. A – widmo sygnału o częstotliwości 50Hz, B – widmo sygnału o częstotliwości modulowanej w zakresie: od 49,5Hz do 50,5Hz z częstotliwością 3Hz. Częstotliwość próbkowania $f_p = 2\text{kHz}$, rozdzielczość częstotliwościowa $\Delta f = 0,02\text{Hz}$.

W polskim systemie energetycznym, jakość energii elektrycznej opisywana za pomocą odchylenia oraz wahań częstotliwości uległa znaczącej poprawie, od kiedy Polska wstąpiła do zachodnioeuropejskiego systemu elektroenergetycznego UCTE (ang. Union for the Coordination of Transmission of Electricity) w 1996 roku. Szczegóły dotyczące opisywanego zjawiska można znaleźć w [25].

3. Problem pomiaru parametrów jakości energii elektrycznej w Polskim Systemie Elektroenergetycznym

Zagadnienia dotyczące oceny kształtu sygnałów napięcia i prądu pojawiają się na każdym etapie dystrybucji energii elektrycznej, począwszy od miejsca wytwarzania, aż do momentu jej wykorzystania przez końcowego odbiorcę. Energia ta jest towarem, i jako taki, musi być oceniana podczas całego procesu produkcji. Pomiary jakości energii elektrycznej w polskim systemie elektroenergetycznym odbywają się zarówno w sposób doraźny jak i ciągły. Ten pierwszy jest najczęściej stosowany w celu identyfikacji i naprawy pojawiających się awarii, lub rozwiązania sporu technicznego pomiędzy nabywcą a odbiorcą energii. Należy jednocześnie podkreślić, że monitorowanie może również mieć charakter ciągły. Wynika to z faktu, że występowanie zjawisk mających wpływ na jakość energii, takich jak: zapady i wzrosty napięcia, przebiecia, zwarcia, wzmocnienia rezonansowe, przerwy w zasilaniu itp., mają charakter losowy i charakteryzują się niewielkim czasem trwania [6], [10], [11], [12], [43], [44].

W związku z powyższym należy sądzić, że z biegiem czasu konieczne będzie instalowanie systemów ciągłego monitoringu parametrów jakości energii elektrycznej. [57]. Informacje pozyskane dzięki rozbudowie systemów monitoringu umożliwią analizę rzeczywistego stanu pracy sieci energetycznej. W wyniku tego dostawca energii będzie dysponował wiarygodnymi danymi, które ułatwią mu podjęcie decyzji o ewentualnych modernizacjach istniejącej infrastruktury energetycznej. Natomiast odbiorca, na podstawie analizy jakości otrzymanej energii elektrycznej, zyska możliwość rozliczenia dostawcy z niespełnienia warunków umowy. Takie działania wpłyną pozytywnie na konkurencyjność i efektywność polskiej sieci energetycznej.

Próbie regulacji zasad świadczenia usług dostarczania energii elektrycznej określono między innymi, w Rozporządzeniu Ministra Gospodarki, w sprawie szczegółowych warunków funkcjonowania systemu elektroenergetycznego [58]. Przepis ten określa między innymi, że podmiot ubiegający się o podłączenie do sieci energetycznej składa

wniosek o określenie warunków przyłączenia w przedsiębiorstwie energetycznym zajmującym się przesyłaniem lub dystrybucją energii elektrycznej, do którego sieci ubiega się o podłączenie. Taki wniosek poza podstawowymi wymaganymi parametrami dostarczanej energii elektrycznej może zawierać odmienne od standardowych parametry lub sposoby jej dostarczania, między innymi:

- dopuszczalna zawartość interharmonicznych i wyższych harmoniczných,
- dopuszczalna asymetria napięć,
- dopuszczalne odchylenia i wahania napięcia w miejscu dostarczania energii elektrycznej,
- dopuszczalny czas przerwy w dostarczanej energii elektrycznej [58].

Należy jednak podkreślić, że oprócz szczegółowych warunków uzgodnionych z dostawcą, przepis wymaga by parametry jakościowe dostarczanej energii elektrycznej spełniały wymogi określone w rozporządzeniu [58]. Rozporządzenie przewiduje również szczegółowe kryteria jakości energii elektrycznej dla grup przyłączeniowych w zakresie I-V, przy czym bardziej restrykcyjne są dla grup I-II. Grupy te określają w jakich zakresach muszą mieścić się poniższe parametry:

- wartość średnia częstotliwości mierzona przez 10 sekund w miejscu przyłączenia,
- 95% ze zbioru 10-minutowych średnich wartości skutecznych napięcia zasilającego powinno mieścić się w przedziale określonym w rozporządzeniu [58],
- wskaźnik długookresowego migotania światła dla 95% czasu w ciągu tygodnia,
- współczynnik odkształceń harmoniczných *THD* uwzględniający harmoniczne do 40 rzędu,
- maksymalna dopuszczana moc bierna pobierana przez odbiorcę.

W przypadku grup przyłączeniowych I oraz II, ustawodawca dopuszcza zastąpienie powyższych kryteriów innymi, jeżeli dostawca jak i odbiorca wyrażą taką wolę w umowie. W celu oceny wpływu zniekształceń występujących w sieci na pracę odbiorników do niej podpiętych, wprowadzono szereg współczynników opisujących parametry energii elektrycznej. Parametry te określają jakość energii elektrycznej. Dotychczas nie sformułowano uniwersalnej definicji jakości energii i ciągle trwają dyskusje na ten temat. Nie jest to zadanie trywialne, ponieważ poszczególni odbiorcy mają indywidualne

podejście do zagadnienia jakości energii elektrycznej. Dla jednych ważniejsza jest ciągłość dostaw kosztem ceny, inni mogą preferować stabilność dostarczanego napięcia, ze względu na wrażliwość posiadanych urządzeń energoelektronicznych podłączonych do sieci [57]. Jedna z definicji, która , została zaproponowana przez ACEC (ang. Advisory Committee on Electromagnetic Compatibility):

„Jakość energii elektrycznej to zbiór parametrów opisujących właściwości procesu dostarczania energii do użytkownika w normalnych warunkach pracy, określających ciągłość zasilania (długie i krótkie przerwy w zasilaniu) oraz charakteryzujących napięcie zasilające (wartość, niesymetrię, częstotliwość, kształt przebiegu czasowego).”

Taka definicja pozwala określić wszystkie istotne parametry energii elektrycznej, zarówno z punktu widzenia dostawcy jak i odbiorcy, dzięki czemu łatwiej jest wycenić towar jakim jest energia elektryczna [9].

Współcześnie w obliczu realnego kryzysu stabilności dostaw energii, jej jakości, oraz zasobów pierwotnych, trwają intensywne prace nad nowoczesnym systemem energetycznym tzw. Smart Grid. Celowo zostało użyte pojęcie systemu, ponieważ proponowane rozwiązania nie ograniczają się jedynie do modernizacji obecnej infrastruktury energetycznej. Definicję Smart Grid należy rozumieć jako system dostawy energii elektrycznej charakteryzujący się:

- dużą pewnością dostaw energii elektrycznej,
- gwarancją zgodności z kontraktem dostarczanej energii elektrycznej,
- efektywnością dostawy i odbioru dostarczanej energii,
- współpracą producenta, dystrybutora i odbiorcy w obszarze wielkości odbieranej energii i jej kosztów,
- bezpieczeństwem systemu elektroenergetycznego i odbiorców energii elektrycznej,
- zastosowaniem nowoczesnych oraz innowacyjnych technologii w celu obniżenia kosztów obsługi procesu dostarczania energii.

Obecnie największe zmiany można obserwować w obszarze produkcji energii elektrycznej. Z roku na rok wzrasta ilość źródeł energii elektrycznej małych mocy,

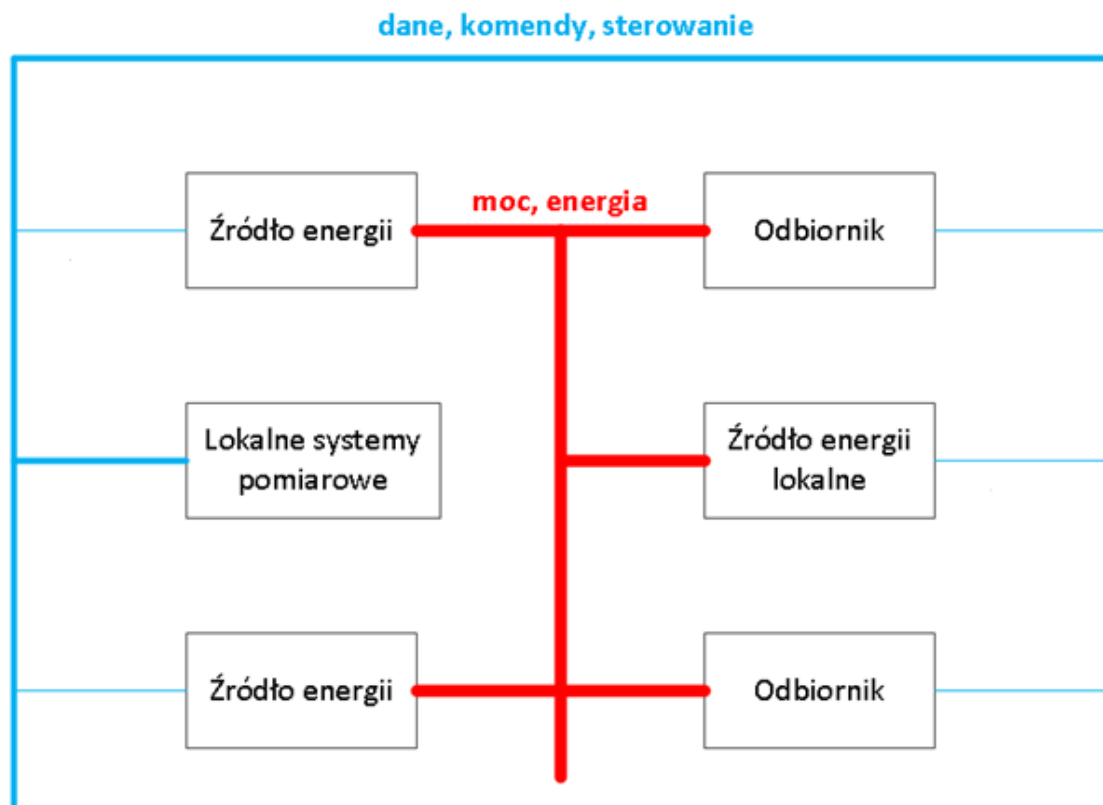
w głównej mierze produkowanej z tzw. energii odnawialnej. Należy tutaj wymienić najważniejsze: elektrownie fotowoltaiczne, wiatrowe oraz wodne. Źródła te ze względu na swoją specyfikę tzn. zmienność ilości generowanej energii w czasie, uzależnienie poprawności pracy od warunków pogodowych, wymagają kompleksowego zarządzania oraz sterowania przepływami energii i jej magazynowaniem. W związku z tym w celu zapewnienia niezawodności dostaw, oraz ochrony przed problemami wynikającymi z synchronizacją częstotliwości z istniejącym systemem elektroenergetycznym dla źródeł tych dopuszcza się pracę wyspowa [8], [24].

Nadrzędną cechą nowoczesnego systemu elektroenergetycznego jest jego bezpieczeństwo oraz bezpieczeństwo jego użytkowników. W celu zagwarantowania tych pryncypiów niezbędna jest obserwacja pracy systemu elektroenergetycznego polegająca na ciągłych pomiarach (ang. Smart Metering) istotnych parametrów systemu elektroenergetycznego [8]:

- pomiar wartości energii czynnej,
- pomiary wartości mocy czynnej, biernej i pozornej,
- pomiary wartości skutecznych napięć i prądów,
- pomiary wartości wskaźników jakości energii elektrycznej,
- rejestracja mierzonych wartości i ich automatyczna analiza,
- realizacja zadań pomiarowych w czasie rzeczywistym,
- bezpieczeństwo wyników pomiarów, przechowywanie i transmisja.

Celem Smart Grid jest stworzenie systemu, w którym mierzone powyższe parametry będą wykorzystywane nie tylko do rozliczeń, ale również w celu sterowania systemem energetycznym w czasie rzeczywistym. Pomiary te mogą być wykonywane przy użyciu nowoczesnych liczników energii elektrycznej, które są systematycznie montowane w gospodarstwach domowych oraz przedsiębiorstwach. Obecnie szacuje się, że tylko w Polsce jest zainstalowanych ponad 17 milionów liczników energii, które byłyby w stanie na bieżąco transmitować wyniki pomiarów do ośrodków sterujących systemem energetycznym. Taka ilość punktów diagnostycznych pozwala na bardzo szczegółową ocenę i kontrolę stanu sieci elektroenergetycznej. Kolejnym wyzwaniem jakie stoi przed twórcami Smart Grid jest stworzenie i obsługa systemu informatycznego, który umożliwi

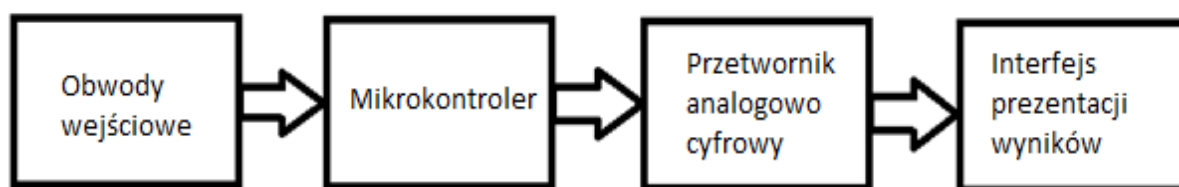
archiwizację oraz analizę otrzymanych pomiarów z tak wielu źródeł, w celu sterowania systemem energetycznym w czasie rzeczywistym (Rys. 3.1). Szersze omówienie tematu Smart Grid można znaleźć między innymi na stronie internetowej: <http://www.smartgrid.agh.edu.pl/>.



Rys. 3.1 Poglądowy schemat ideowy systemu Smart Grid.

4. Estymacja parametrów metrologicznych układów wejściowych do pomiarów parametrów jakości energii elektrycznej

Znaczna ilość istniejącej na rynku aparatury pomiarowej służącej do wyznaczania parametrów jakości energii elektrycznej konstruowana jest według uproszczonego schematu blokowego zilustrowanego przez Rys. 4.1 [35]. Wynika z niego, że pierwszym i zarazem podstawowym jej elementem są układy wejściowe. Stanowią one pryncypialny człon toru pomiarowego, który wpływa na kształt sygnału, trafiającego na wejście przetwornika analogowo cyfrowego [6].



Rys. 4.1 Schemat blokowy urządzenia do pomiarów jakości energii elektrycznej.

Z powodu niepoprawnie skonstruowanych układów wejściowych, część informacji zawartej w mierzonym sygnale analogowym może zostać poważnie zniekształcona lub całkowicie utracona już na etapie kondycjonowania. W wyniku tego niemożliwe będzie poprawne odtworzenie informacji zawartej w sygnale wejściowym po stronie cyfrowej miernika. W konsekwencji algorytmy urządzenia pomiarowego będą miały niepoprawne dane wejściowe, co spowoduje, że wskazania przyrządu będą obarczone znacznymi niepewnościami. Nieprawidłowo zaprojektowane układy wejściowe mogą negatywnie wpływać na sygnał mierzony, między innymi poprzez:

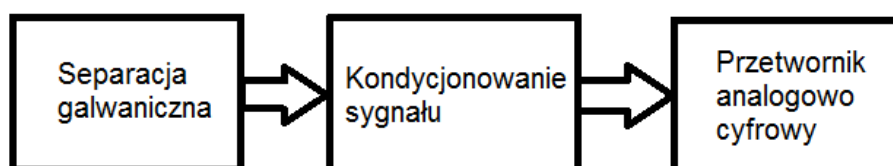
- filtrowanie częstotliwości istotnych z pomiarowego punktu widzenia,
- wzmacnianie niektórych harmonicznych lub interharmonicznych,
- wprowadzanie dodatkowych harmonicznych lub interharmonicznych, które normalnie nie występują w mierzonym sygnale,
- odcinanie składowej stałej mierzonego sygnału lub jej filtracja.

Szczególnie na tego typu zakłócenia wrażliwa jest aparatura służąca do wyznaczania parametrów jakości energii elektrycznej. Jednym z takich parametrów jest współczynnik jakości *THD* (ang. Total Harmonic Distortion), określający zawartość wyższych harmonicznych w mierzonym sygnale [59].

Należy w tym miejscu podkreślić, iż nie jest możliwe wykonanie układów wejściowych, które w nie oddziałują na mierzony sygnał. Celem konstruktorów tych układów jest dążenie do minimalizacji zniekształceń sygnału wejściowego. Jeżeli dodatkowo dysponuje się zidentyfikowanymi charakterystykami częstotliwościowymi układów wejściowych, można wykorzystać je do kalibracji urządzenia. Tym samym wskazania przyrządów pomiarowych będą obciążone znacznie mniejszymi niepewnościami.

Rys. 4.2 przedstawia schemat blokowy typowych układów wejściowych, wykorzystywanych w aparaturze pomiarowej używanej do wyznaczania współczynników jakości energii elektrycznej [6], [32]. Należy mieć świadomość, iż każdy z wyróżnionych na rysunku elementów oddziałuje na mierzony sygnał, zaburzając zawartą w nim informację.

Zaproponowana przez autora metoda estymacji charakterystyk częstotliwościowych układów wejściowych przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów wejściowych, umożliwia traktowanie elementów przedstawionych na poniższym rysunku jako jeden obiekt. Następnie estymowane dla niego charakterystyki częstotliwościowe pozwalają na kalibrację aparatury pomiarowej [32].



Rys. 4.2 Schemat blokowy układów wejściowych

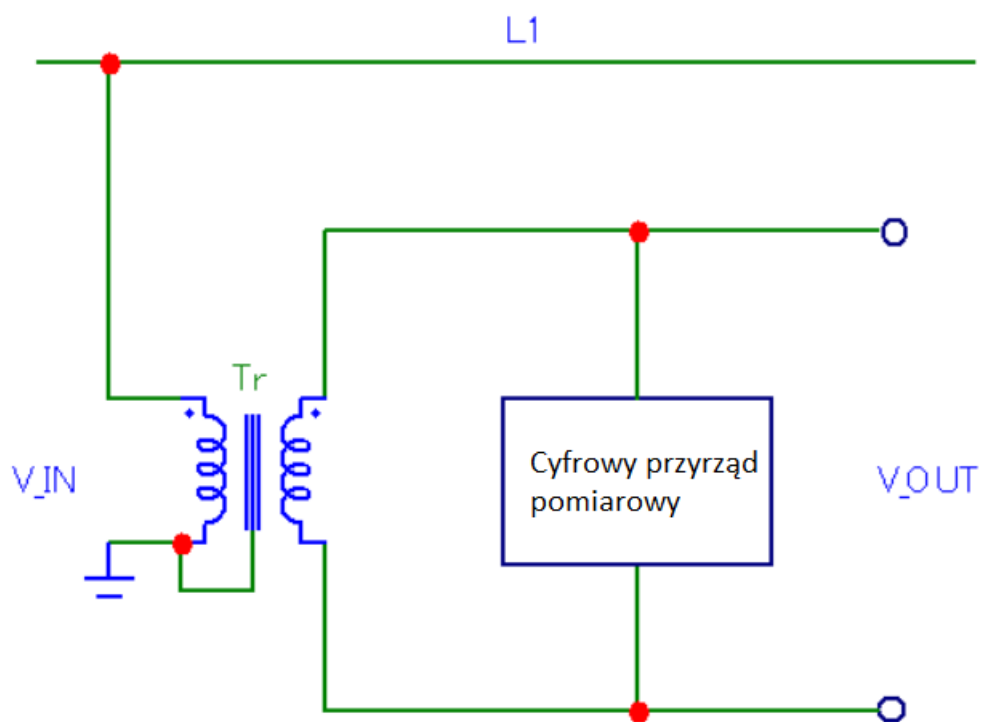
4.1. Estymacja parametrów układów separacji galwanicznej

Układy separacji galwanicznej są stosowane aby przez zwiększenie rezystancji masy (teoretycznie do nieskończoności) ograniczyć asymetryczne prądy małej częstotliwości obciążające przewody, kable i ścieżki na płycie PCB (ang. Printed Board Circuit) łączące dwa lub kilka elementów urządzenia czy systemu elektronicznego. W obwodach wejściowych mają za zadanie odseparować galwanicznie tor pomiarowy od sygnału

wejściowego eliminując asymetryczne zakłócenia o częstotliwości poniżej 10MHz, jednocześnie zmieniając skalę sygnału do poziomu umożliwiającego pomiar aparaturą elektroniczną. Należy tutaj podkreślić, że separacja galwaniczna zazwyczaj nie może rozwiązać problemu zakłóceń różnicowych i zakłóceń asymetrycznych o częstotliwościach większych od 10MHz, a także zastąpić ograniczników przepięć [46].

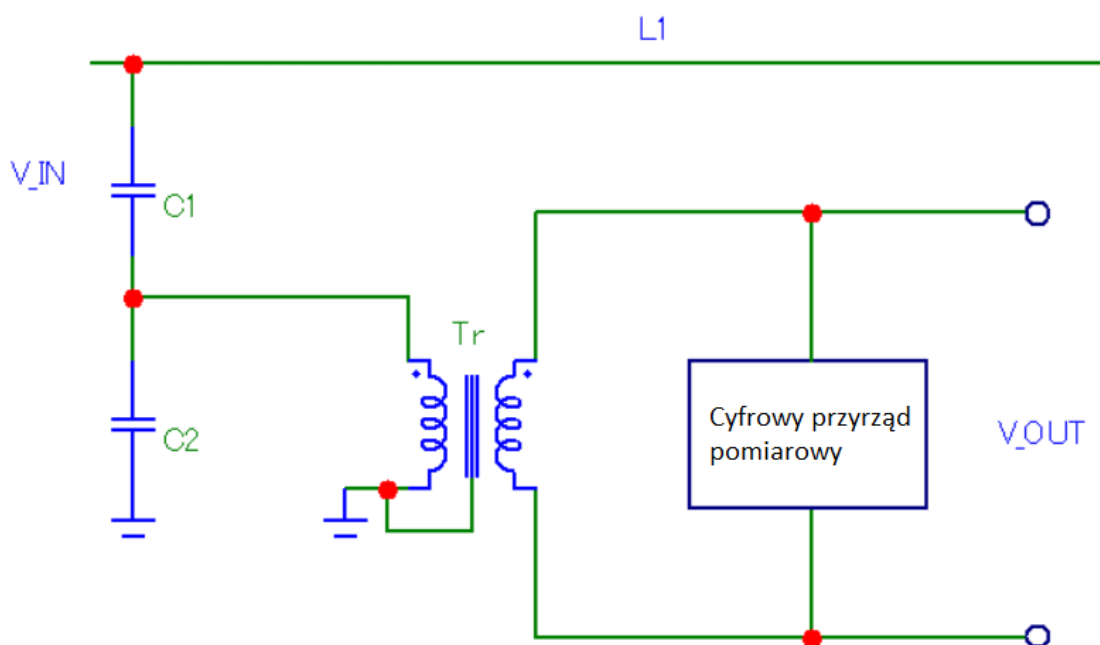
Cechami charakteryzującymi elementy separacji galwanicznej są: użyteczne pasmo przenoszonych częstotliwości, wytrzymałość elektryczna, pojemność pasożytnicza, trwałość i cena [46]. Poniżej przedstawiono wybrane układy wykorzystywane do separacji galwanicznej:

- a) indukcyjne przekładniki napięcia (Rys. 4.3) – są to najczęściej stosowane przekładniki przy pomiarach podstawowych parametrów sygnałów w sieci elektroenergetycznej. Przyjmuje się, że ich charakterystyka częstotliwościowa jest określona tylko w punkcie pracy dla częstotliwości podstawowej, a poza nią jest nieznana i wymaga identyfikacji dla oceny niepewności pomiaru [7].



Rys. 4.3 Przykładowy układ indukcyjnego przekładnika napięcia. V_{IN} – napięcie wejściowe przekładnika napięcia, V_{OUT} – napięcie wyjściowe przekładnika napięcia. Cyfrowy przyrząd pomiarowy jest opcjonalnym elementem, za pomocą którego można dokonać pomiaru napięcia wyjściowego.

- b) pojemnościowe dzielniki napięcia współpracujące z indukcyjnymi przekładnikami napięcia (Rys. 4.4) – CVT (ang. Capacitor Voltage Transformer) – ze względów ekonomicznych i konstrukcyjnych jest to najczęściej stosowane rozwiązanie do pomiarów podstawowych parametrów energii elektrycznej dla najwyższych napięć. Główną wadą przekładnika CVT jest występujące zjawisko ferorrezonansu, które właściwie wyklucza wiarygodny pomiar harmonicznym oraz interharmonicznym mierzonego sygnału [7]. W związku z tym nie nadaje się do projektowania systemów pomiarowych przeznaczonych do wyznaczania współczynnika jakości energii elektrycznej THD oraz $TIHD$, których wynik jest uzależniony od poprawności pomiaru harmonicznym i interharmonicznym.

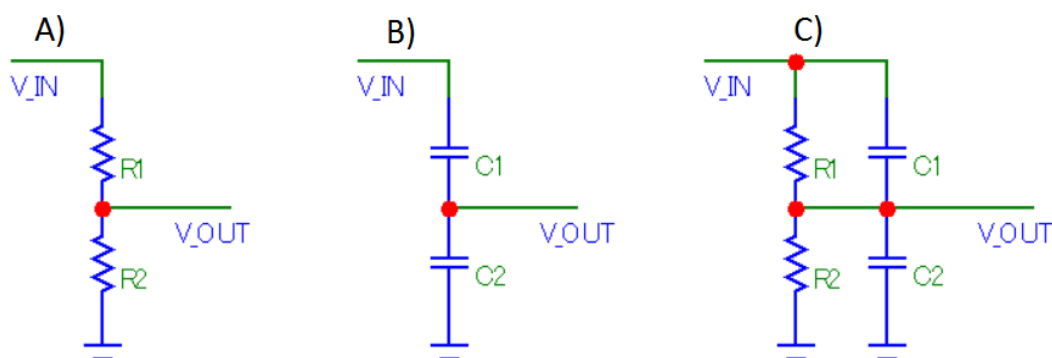


Rys. 4.4 Przykładowy układ dzielnika pojemnościowego z przekładnikiem indukcyjnym. V_{IN} – napięcie wejściowe przekładnika CVT, V_{OUT} – napięcie wyjściowe przekładnika CVT. Cyfrowy przyrząd pomiarowy jest opcjonalnym elementem, za pomocą którego można dokonać oceny napięcia wyjściowego.

- c) Przekładniki transreaktorowe (przekładniki prądowo napięciowe) – są to transformatory o praktycznie liniowych obwodach magnetycznych przystosowane do przetwarzania prądu pierwotnego na proporcjonalne do niego napięcie wtórne. Z uwagi na swoją budowę przekładnik ten jest wrażliwy na prądy sieci o przebiegach czasowych okresowych niesinusoidalnych, które są znacząco zniekształcane po jego stronie napięciowej [20], [21], [22]. W związku z tym

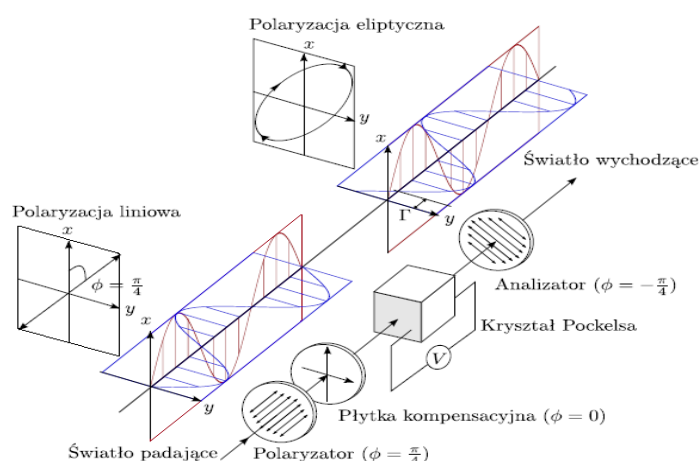
przekładniki tego typu nie sprawdzają się jako element układów wejściowych aparatury pomiarowej służącej do wyznaczania parametrów jakościowych energii elektrycznej np. THD. Aparatura taka bowiem wymaga dokładnego pomiaru zawartości harmonicznych w badanym sygnale.

- d) dzielniki napięcia (Rys. 2.1) – układy te pomimo, że nie gwarantują separacji galwanicznej, są jednak stosowane w systemach pomiarowych. Główną ich zaletą jest prosta budowa oraz parametry metrologiczne, które umożliwiają wiarygodny pomiar sygnału w szerokim zakresie częstotliwości. W przypadku pomiarów najwyższych napięć stosowanie dzielników jest utrudnione ze względu na problemy związane z rozpraszaniem energii oraz sprzężeniami pasożytniczymi [7], [73].



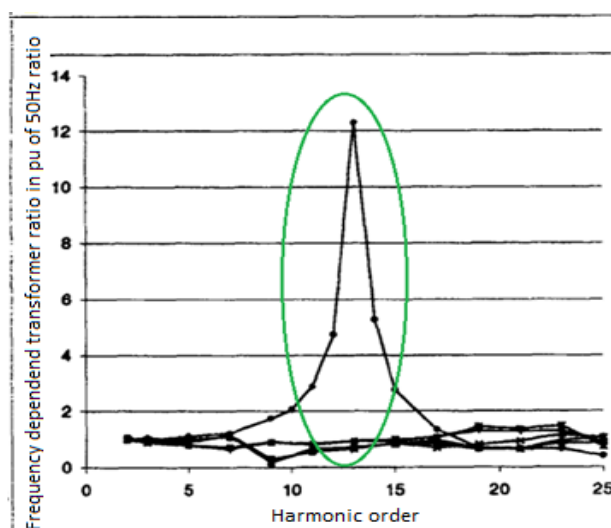
Rys. 4.5 Przykładowy schemat dzielnika napięcia: A) rezystancyjnego, B) pojemnościowego, C) rezystancyjnego skompensowanego – stosowany gdy rezystancyjny dzielnik napięcia jest obciążony pojemnościowo (staje się filtrem dolnoprzepustowym). V_{IN} – napięcie wejściowe dzielnika, V_{OUT} – napięcie wyjściowe dzielnika.

- e) układy wykorzystujące modulację światła (Rys. 4.6) – w przekładnikach tych stosuje się zjawisko występujące w kryształach, które polega na zmianie współczynnika załamania światła proporcjonalnej do natężenia zewnętrznego pola elektrycznego (efekt Pockelsa). Jako źródło światła wykorzystuje się zmodulowane światło lasera. Ze względu na nieliniowy charakter opisywanego zjawiska oraz trudności występujące przy estymacji charakterystyk częstotliwościowych, ten typ przekładnika jest stosowany w pomiarach parametrów przy częstotliwościach do 50Hz [7], [74], [75].



Rys. 4.6 Zasada działania wzdluznego modulatora elektrooptycznego [7].

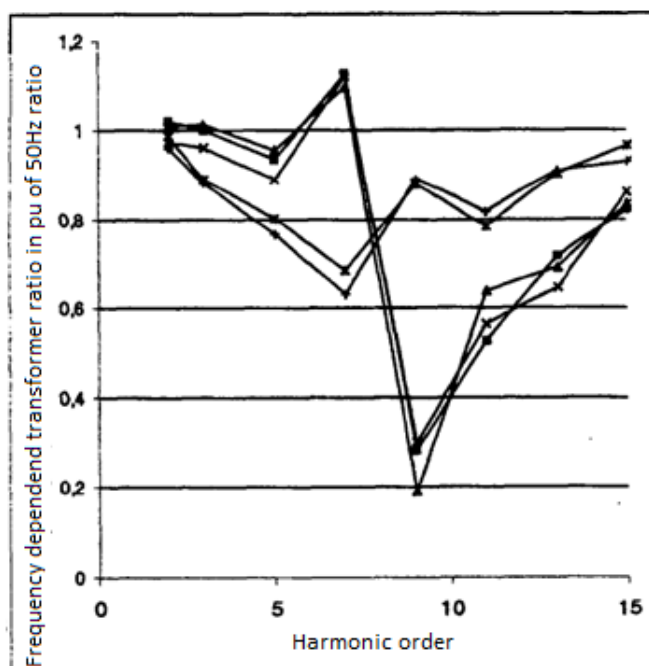
Z uwagi na stale rosnącą ilość nieliniowych odbiorników energii elektrycznej, konieczne stają się pomiary parametrów jakości energii również dla wysokich napięć. W roku 1998 Norweska firma energetyczna Statnett przeprowadziła pomiary zawartości wyższych harmonicznych dla sieci 132[kV]. Powstały jednak komplikacje przy interpretacji wyników, ponieważ rezultaty przeprowadzone pomiarów znacząco się różniły między sobą, w zależności od zastosowanego przekładnika napięcia [64]. W związku z tym, postanowiono dokładnie przeanalizować problem i przeprowadzono badania mające na celu identyfikację poszczególnych przekładników napięcia. Ich rezultaty, przedstawione na rysunkach: Rys. 4.7, Rys. 4.8, Rys. 4.9, oraz w Tabela 4.1 były zaskakujące.



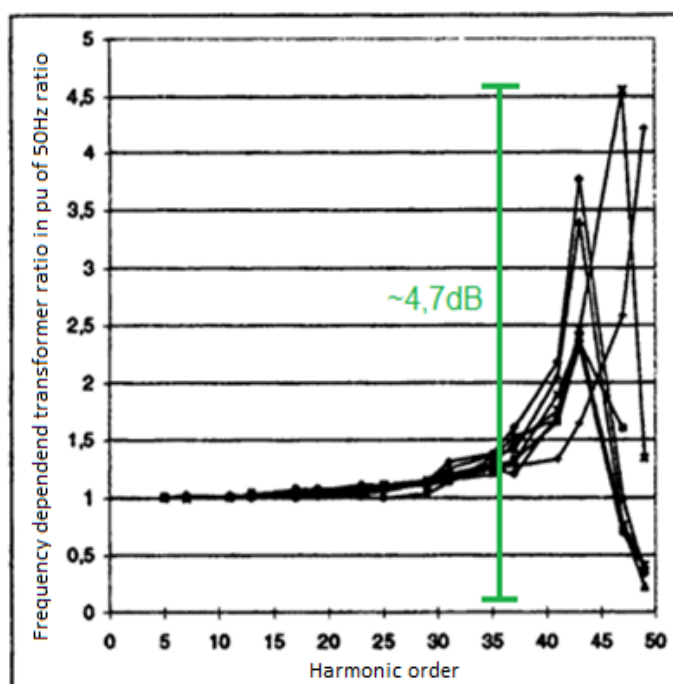
Rys. 4.7 Zmienność wartości sygnału wejściowego badanych przekładników pojemnościowych w zależności od rzędu harmonicznej. Można zauważyć, że dla pewnych harmonicznych różnica w odpowiedzi impulsowej wynosi powyżej 10dB. Źródło rysunku [64].

Z badań [64] wynika, że w zależności od zastosowanego przekładnika, poszczególne harmoniczne mogą być w różnym stopniu zarówno wzmacniane jak i tłumione. Wraz ze wzrostem rzędu przenoszonych harmonicznych zaburzenia wprowadzane do przenoszonego sygnału gwałtownie rosną. Korzystniej przedstawiają się przekładniki indukcyjne, których charakterystyka częstotliwościowa do harmonicznej rzędu 25 utrzymuje względnie stałą wartość. W przypadku przekładników CVT charakterystyka jest relatywnie liniowa jedynie do 5 harmonicznej Rys. 4.7. Wynika to z faktu, że w przekładnikach pojemnościowych często może zachodzić zjawisko ferorezonansu powstałego pomiędzy pojemnością a indukcyjnością.

Dla klasycznych przekładników prądowych CT (ang. current transformer) mających zastosowania pomiarowe, zróżnicowanie charakterystyk częstotliwościowych może wynikać z kilku czynników. Ich obwody magnetyczne są najczęściej wykonane w postaci rdzeni toroidalnych z jednolitego materiału ferromagnetycznego. Konstruktorzy muszą tak ukształtować charakterystyki materiałów magnetycznych rdzeni by zapewnić odpowiednie własności przekładników zarówno dla pracy w warunkach nominalnych ale także przeciążeniowych. Zaprojektowane i wykonane przekładniki są zazwyczaj kompromisem parametrów metrologicznych, gabarytów oraz ceny. Jednym z możliwych rozwiązań jakie się stosuje by sprostać tym oczekiwaniom jest wprowadzenie niejednorodnej struktury obwodów magnetycznych w postaci tzw. rdzeni składanych. W tego typu rdzeniach, do głównej części wykonanej ze stali elektrotechnicznej dodawany jest rdzeń z materiału ferromagnetycznego miękkiego o znacznie lepszych własnościach magnetycznych. Wpływ na kształt charakterystyk częstotliwościowych przekładników z rdzeniem składanym mają takie czynniki jak np. sposób składania rdzenia (osiowy lub promieniowy) oraz materiał z jakiego rdzenie zostały wykonane [23].



Rys. 4.8 Zmienność wartości sygnału wejściowego badanych przekładników pojemnościowych w zależności od rzędu harmonicznego z wyłączeniem przekładnika firmy AB, który dla harmoniczných 10 do 15 znacząco różnił się od pozostałych [64].



Rys. 4.9 Zmienność wartości sygnału wejściowego badanych indukcyjnych przekładników w zależności od rzędu harmonicznego. Można zauważyć, że dla harmoniczných powyżej 30 rzędu niewielka różnica częstotliwości sygnału znacząco przekłada się na jego wzmocnienie [64].

Tabela 4.1 Zestawienie opisujące przekładniki CVT różnych firm. Różnice pomiędzy przekładnikami mogą wynikać z tolerancji elementów stosowanych przy ich produkcji. Wytwórcy skupiają się na uzyskaniu możliwie najlepszych charakterystyk jedynie w zakresie normlanej pracy przekładnika [64].

Harm. order	ABB	Micafil #1	Micafil #2	Trench #1	Trench #2	Trench #3
2 nd	1.01	0.99	0.96	1.02	1.01	0.98
3 rd	0.96	0.89	0.88	1.00	1.01	0.96
5 th	1.08	0.80	0.77	0.94	0.95	0.89
7 th	1.21	0.69	0.63	1.13	1.10	1.12
9 th	1.73	0.88	0.89	0.28	0.19	0.30
10 th	2.06	Only measured on ABB CVT				
11 th	2.85	0.78	0.81	0.53	0.63	0.57
12 th	4.72	Only measured on ABB CVT				
13 th	12.29	0.90	0.91	0.72	0.69	0.65
14 th	5.24	Only measured on ABB CVT				
15 th	2.72	0.96	0.93	0.82	0.83	0.86
17 th	1.31	1.02	1.05	0.81	0.93	0.68
19 th	0.67	1.44	1.29	0.63	0.68	0.79
21 st	0.62	1.34	1.26	0.64	0.65	0.89
23 rd	0.65	1.45	1.30	0.86	0.94	1.13
25 th	0.39	0.71	0.83	0.86	1.03	1.01

W związku z powyższym stosowanie przekładników napięcia, jako elementu układów wejściowych, aparatury do pomiarów współczynników jakości energii elektrycznej takich jak np. THD i THID, wymaga dokładnej estymacji ich charakterystyk częstotliwościowych. W przeciwnym wypadku otrzymane wyniki będą niewiarygodne, ponieważ przekładniki zniekształcają harmoniczne oraz interharmoniczne zawarte w mierzonym sygnale.

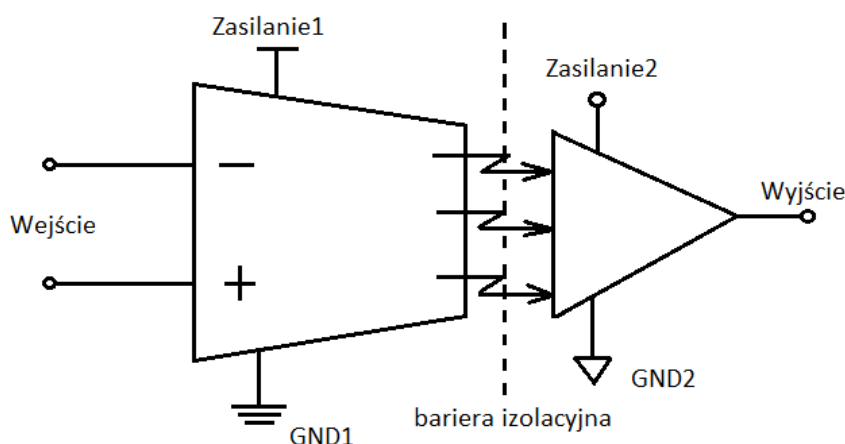
4.2. Estymacja parametrów układów kondycjonowania sygnału

Kolejnym elementem toru pomiarowego są układy kondycjonujące. Po zmianie skali mierzonego sygnału przez część układów wejściowych odpowiedzialną za separację galwaniczną, należy dostosować go pod względem metrologicznym do przetwornika analogowo cyfrowego. W tym celu najczęściej stosuje się wzmacniacze operacyjne, które umożliwiają dopasowanie mierzonego napięcia w taki sposób, aby zmieniało się ono w całym zakresie pracy przetwornika.

Stosując to rozwiązanie należy mieć jednak świadomość w jakim stopniu wzmacniacz operacyjny może oddziaływać na mierzony sygnał. Poniżej (Rys. 4.11) zilustrowano, iż charakterystyka zakłóceń wprowadzanych przez wzmacniacz do sygnału może się zmieniać, w zależności od wartości wzmocnienia. Różnice w charakterystykach wynikają między innymi z właściwości samego wzmacniacza, tolerancji zastosowanych elementów

RC konfigurujących wzmacnienie, oraz temperatury pracy układu. W związku z powyższym, należy przyjąć, że element ten istotnie wpływa na stopień zawartości harmonicznych w mierzonym sygnale. Jeżeli celem pomiaru jest wyznaczenie współczynników jakości energii elektrycznej, gdzie istotną rolę odgrywa zawartość harmonicznych (np. *THD*), niezbędna jest estymacja charakterystyk częstotliwościowych każdego wzmacniacza wejściowego użytego w torze pomiarowym. Można w tym celu skorzystać również z danych katalogowych wzmacniaczy. Wadą takiego rozwiązania jest jednak fakt, iż otrzymuje się uśrednione charakterystyki częstotliwościowe danego typu wzmacniacza a nie dla konkretnego egzemplarza zastosowanego w projekcie.

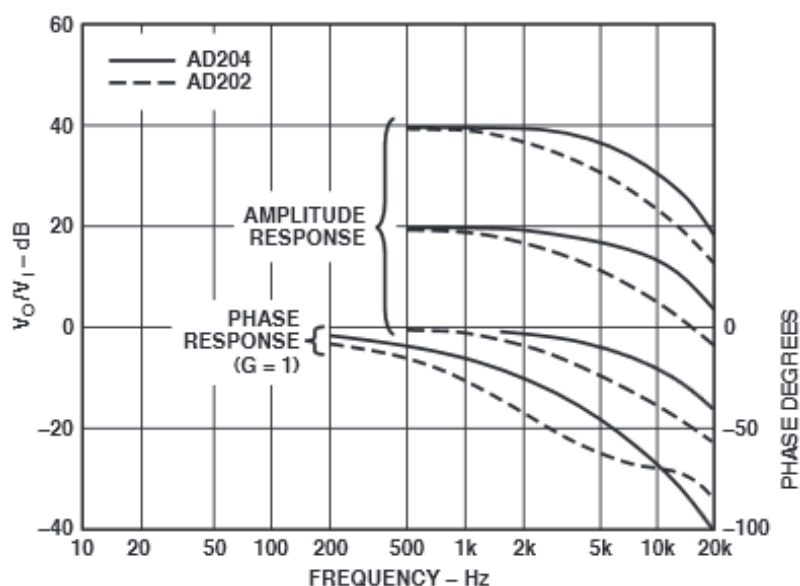
Autor w swojej dotychczasowej pracy zawodowej niejednokrotnie miał możliwość zarówno projektować rozwiązania elektroniczne układów kondycjonowania, jak również tworzyć oprogramowanie dedykowane do systemów wbudowanych, które takie układy wykorzystywało. Obecnie, profesjonalne rozwiązania elektroniczne projektowane są w taki sposób, aby układy kondycjonujące oprócz dopasowania sygnału pełniły również funkcję ochronną toru pomiarowego. W tym celu stosuje się wzmacniacze operacyjne z barierą izolacyjną (*Rys. 4.10*). Ich zadaniem jest galwaniczne oddzielenie obwodu, z którego pobierany jest sygnał wejściowy od obwodu, do którego przekazywany jest wzmacniony sygnał wyjściowy. Bariera izolacyjna tych układów powinna charakteryzować się małymi prądami upływnościowymi dla napięć i prądów stałych, natomiast dla napięć i prądów przemiennych małymi prądami pojemnościowymi [17], [18], [19].



Rys. 4.10 Układ strukturalny wzmacniacza z barierą izolacyjną

Wzmacniacze operacyjne z barierą izolacyjną znajdują zastosowanie w przypadkach gdy [17], [19]:

- wartość składowej współbieżnej przetwarzanego sygnału jest większa od wartości napięcia zasilania wzmacniacza operacyjnego,
- wymagane jest zabezpieczenie ludzi i zwierząt przed porażeniem (np. w aparaturze medycznej),
- konieczne jest rozdzielenie mas układów.



Rys. 4.11 Charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza operacyjnego AD202 oraz AD204 w zależności od ustawionego wzmocnienia sygnału. Źródło rysunku [76].

Istnieje szereg czynników powodujących niepoprawne działanie toru pomiarowego, które w skrajnych przypadkach mogą doprowadzić do jego uszkodzenia. Te czynniki to:

- **zwarcie linii sygnałowej do zasilania (ang. Short to battery, oznaczane także jako S2B)** – w zależności od zaprojektowanego układu, defekt ten może doprowadzić do uszkodzenia przetwornika A/C lub niepoprawnych jego wskazań. W przypadku, gdy zwarcie nastąpiło dla wyjścia analogowego lub cyfrowego, które w danej chwili miało inny potencjał, istnieje bardzo duże prawdopodobieństwo uszkodzenia termicznego obwodu pomiarowego,
- **zwarcie linii sygnałowej do masy (ang. Short to ground, oznaczane także jako S2G)** – Analogicznie jak na powyższym przykładzie, defekt ten może prowadzić

zarówno do nieprawidłowych wskazań jak i do uszkodzenia termicznego przetwornika i obwodów. Zwarcie linii sygnałowej może wystąpić na skutek różnych czynników. Często spotykanym jest, brak odpowiedniej uwagi lub wykształcenia osoby obsługującej urządzenie elektroniczne.

Kolejne zagrożenie, mogące powodować zwarcia to tzw. efekt tin whiskers [82]. Whisker to włoszek spontanicznie wyrastający z metali, które są powszechnie stosowane w elektronice, np.: miedź, cyna, złoto, srebro. Wzrost cynowych włosków rozpoczyna się po okresie inkubacji, który może trwać od kilku sekund do kilku lat. Oznacza to, że urządzenie które przeszło testy walidacyjne producenta może ulec uszkodzeniu od razu po opuszczeniu fabryki. Włoski osiągają długość do 10mm, natomiast ich średnica wynosi od 6nm do 10um [85]. Po wprowadzeniu dyrektywy unijnej w 2003 roku [83] dotyczącej ograniczania emisji niebezpiecznych odpadów elektronicznych do środowiska efekt tin whiskers zaczął być coraz częściej obserwowany w przemyśle. Dyrektywa ta nakazuje, by nowopowstające układy elektroniczne były lutowane cyną nie zawierającą ołowiu. Zahamowanie rozwoju włosków można odnotować poprzez dodanie do stopu cyny minimum 3% ołowiu [85]. Efekt tin whiskers zobrazowany jest na: Rys. 4.12.

Istnieją także zagrożenia, które trudno przewidzieć z uwagi na ich specyfikę. Autor w swojej pracy zawodowej był raz świadkiem zwarcia spowodowanego przez pająka, który dotknął dwóch niezabezpieczonych ścieżek na płycie PCB, w efekcie uszkadzając sterownik sygnalizacji świetlnej na skrzyżowaniu drogowym.



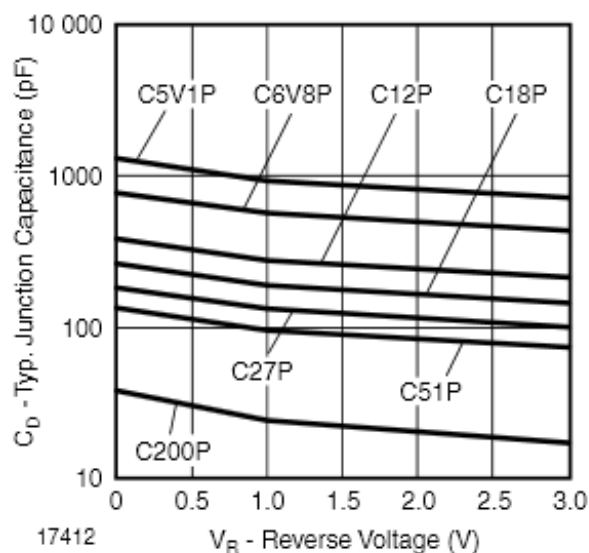
Rys. 4.12 Efekt tin whiskers czyli widoczne „wąsy”, które powodują zwarcie pomiędzy poszczególnymi pinami złącza. W czerwonym kółku można zobaczyć tzw. połączenie owijane, często spotykane w urządzeniach przemysłowych. www.gearslutz.com

- **nadmierny prąd na linii sygnałowej (ang. Overcurrent)** – na etapie projektowania płytek PCB (ang. Printed Circuit Board), w wyniku oszczędności, ewentualnie złych założeń obliczeniowych, wykonana ścieżka może okazać się zbyt wąska lub warstwa miedzi niewystarczająca dla natężenia prądu, który przez nią przepływa. Uszkodzenie to występuje jednak tylko w specyficznych warunkach pracy urządzenia, najczęściej w środowisku o wysokiej temperaturze. W takich warunkach ścieżka ulega stopniowej degradacji, aż do jej całkowitego uszkodzenia, lub gdy temperatura ścieżki, na którą składa się temperatura otoczenia oraz temperatura wywołana płynącym przez ścieżkę prądem, przekroczy wartość krytyczną.
- **odłączenie się źródła mierzonego sygnału od toru pomiarowego (ang. Open Load, oznaczane także jako OL)** – w nowoczesnych urządzeniach automatyki przemysłowej projektuje się mechanizmy pozwalające na wykrycie tej awarii. Jest to szczególnie istotne w systemach stosowanych w przemyśle samochodowym, gdyż umożliwia np. szybkie wykrycie przepalenia się żarówek lub LEDów oraz pozwala na natychmiastowe poinformowanie o tym fakcie kierowcy. Kolejną przyczyną występowania oraz wykrywania tego typu błędu może być niesprawne połączenie pomiędzy układem pomiarowym a mierzonym obiektem.

Elektroniczne układy zabezpieczające stosowane do wyeliminowania powyższych zagrożeń to między innymi:

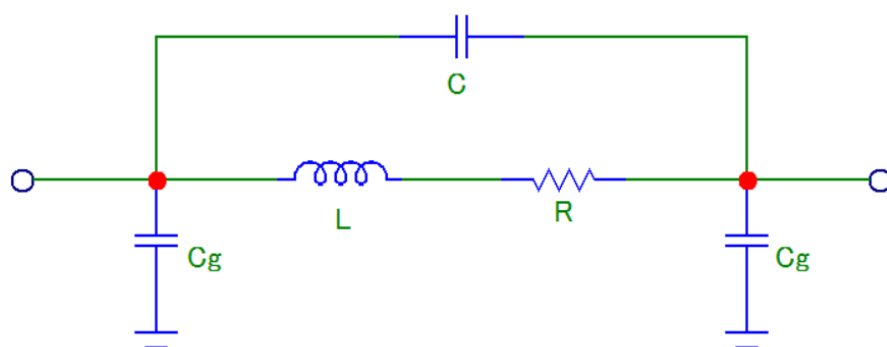
- Diody transil (ang. Transient Voltage Suppressor) jedno lub dwukierunkowe, diody Zener-a, warystory – ograniczają przepięcia jakie mogą pojawić się w mierzonym sygnale. W przypadku diod Zenera zaleca się stosowanie ich dla napięć pracy powyżej 6V. Dla niższych napięć diody te mają słabsze parametry szumowe i impedancyjne oraz kiepskie współczynniki temperaturowe [16].
- Tłumiki w postaci rezystorów szeregowo wpiętych w linię sygnału – ich zadaniem jest ograniczenie prądu płynącego w ścieżce oraz tłumienie zakłóceń. W pewnych przypadkach rezystory mogą pełnić także rolę bezpieczników gdy szybki czas zadziałania nie jest wymagany.

Każde z wyżej wymienionych elektronicznych elementów ma na celu ochronę toru pomiarowego, jednak wprowadza równocześnie zakłócenia do mierzonego sygnału. W przypadku np. diody Zenera mogą to być zmienne pojemności złącza w zależności od napięcia wstecznego (Rys. 4.13). Stosując rezystory jako tłumiki, ale także jako elementy kondycjonujące toru pomiarowego, należy być świadomym ich oddziaływania na układ elektroniczny tj. kształt charakterystyk częstotliwościowych.



Rys. 4.13 Zależność pomiędzy napięciem wstecznym na diodzie Zenera a pojemnością złącza dla różnych typów diod [77].

Uproszczony schemat zastępczy rezystora zilustrowany na Rys. 4.14, ujawnia jego impedancyjny charakter, z uwagi na występujące pojemności oraz indukcyjności pasożytnicze. Jest to szczególnie istotne w przypadku obwodów prądu przemiennego, w którym impedancja jest tym większa im częstotliwość sygnału jest bliższa częstotliwości rezonansowej.



Rys. 4.14 Schemat zastępczy rezystora, gdzie R - wartość rezystancji, L - indukcyjność powstała na skutek przycinania materiału, na etapie produkcji, C - pojemność powstała na łączeniu obudowy rezystora ze stykami metalowymi, C_g - pojemność powstająca na skutek podłączania rezystora do obwodu [78].

Projektując tor analogowy należy mieć również świadomość zakresu wartości mierzonych napięć, gdyż rezystancja rezystora zależy także od przyłożonego napięcia. Wynika to z faktu, iż wraz ze wzrostem mocy rozpraszanej na rezystorze będzie zwiększać się jego temperatura. Niektóre rezystory, nawet o tolerancji 1%, są w stanie po kilkudziesięciu cyklach zmiany temperatury w zakresie $-55^{\circ}\text{C} \dots +125^{\circ}\text{C}$ zwiększyć swoją wartość od 20 do 900%. W związku z tym należy zwrócić szczególną uwagę by typ użytego rezystora był zawsze dobierany do projektowanego zastosowania. Wybierając rezystor trzeba zbalansować takie parametry jak współczynnik temperaturowy (TC – ang. Temperature Coefficient), stabilność (efekty pasożytnicze), tolerancję oraz cenę. Warto tutaj zaznaczyć, że przy wyborze rezystora istotna jest także jego konstrukcja. Jeżeli projektowany układ będzie narażony na pracę w środowisku, gdzie występuje ESD (ang. Electrostatic Discharge – wyładowania elektrostatyczne) wówczas zastosowanie rezystora warstwowego metalizowanego okaże się niezwykle ryzykowne. Element ten jest wykonany bowiem przez spiralne nacięcie cienkiej warstwy naniesionej na ceramiczny korpus. W przypadku wystąpienia znaczącego przepięcia może dojść do przebicia spiralnych przerw. Tym samym rezystancja tego elementu nie będzie odpowiadać założeniom projektanta układu i może prowadzić do zniszczenia innych elementów układu elektronicznego [16].

Skutkiem niepoprawnie dobranych rezystorów (przy zasilaniu napięciem zmiennym) mogą być dodatkowe harmoniczne wprowadzane przez układy wejściowe. W przypadku miernika wskaźników jakości energii elektrycznej np. *THD* będzie to negatywnie wpływało na wskazania urządzenia.

W rzeczywistości nie ma możliwości idealnego dobrania wszystkich elementów elektronicznych tak, by w jakimś stopniu nie oddziaływały na kształt mierzonego sygnału. Projektantom nie ułatwia również zadania powszechnie panujące w przemyśle zasada szukanie oszczędności na każdym elemencie. Trzeba zdecydować się na pewien kompromis pomiędzy ceną, gabarytami, mocą i tolerancją wartości biernych elementów elektronicznych. Należy jednak dążyć do minimalizacji wprowadzanych zniekształceń oraz ich korekcji po stronie cyfrowej urządzenia pomiarowego. Tym dokładniejsza ona będzie im lepiej pozna się charakterystyki częstotliwościowe układów wejściowych. W tym celu autor proponuje stosowanie opisywanej w niniejszej pracy metody estymacji charakterystyk częstotliwościowych przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć i prądów.

Zaletą tego rozwiązania jest możliwość aplikacji metody dla układów wejściowych o szerokim zakresie częstotliwości oraz napięć. W dalszej części pracy przedstawiono przeprowadzone eksperymenty wraz z wynikami dla różnych typów badanych układów.

4.3. Estymacja parametrów układów filtrujących

Jest to obowiązkowy element każdego toru pomiarowego przetwarzającego sygnał z postaci analogowej na cyfrową. W obwodach wejściowych musi bowiem znaleźć się filtr antyaliasingowy aby twierdzenie Kotielnikowa-Shannona o próbkowaniu było spełnione. Mówi ono, że częstotliwość próbkowania f_p musi być większa niż dwukrotność najwyższej składowej częstotliwości w mierzonym sygnale [2], [3], [4], [42] .

Inne zastosowanie filtrów wynika z konieczności ograniczenia mierzonego sygnału jedynie do zakresu częstotliwości, który jest interesujący z metrologicznego punktu widzenia. W przypadku pomiaru współczynnika jakości energii elektrycznej *THD*, należy wykorzystać filtr pasmowo przepustowy, który ograniczy zakres częstotliwości do przedziału 50Hz – 2000Hz. Wynika to z faktu, że zgodnie z normą [37] we wzorze (2.2) parametr *THD* wyznaczony jest w przedziale od 1 do 40 harmoniczej.

Projektując filtry analogowe należy wziąć pod uwagę cechy jakimi się charakteryzują poszczególne ich typy oraz własności sygnału, który ma zostać poddany operacji filtracji. W zależności od energii sygnału, w obwodach wejściowych można użyć filtrów pasywnych lub aktywnych. Te pierwsze składają się wyłącznie z elementów RLC, a ich zaletą jest prosta konstrukcja oraz niewielki koszt wykonania. Główną wadą filtrów pasywnych jest mały stopień tłumienia oraz pobieranie energii z przetwarzanego sygnału, tym większą im wyższy jest rząd filtru.

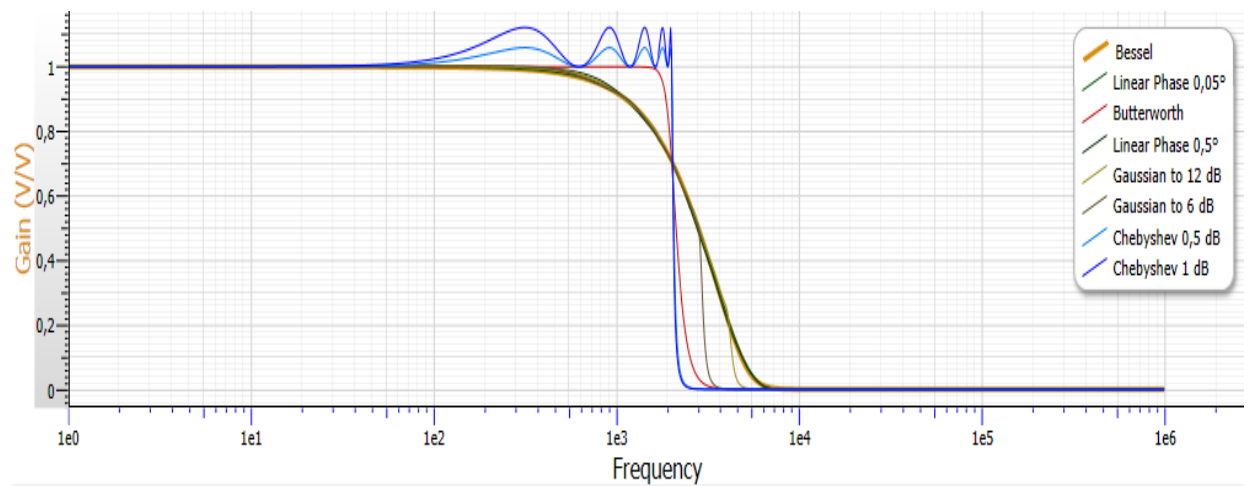
Filtry aktywne mają własny układ zasilania, który umożliwia konstruowanie niemal dowolnego rzędu filtru. W związku z tym projektant ma dużą elastyczność w kształtowaniu charakterystyk częstotliwościowych. Podstawowe typy filtrów aktywnych to [3]:

- Bessela – brak zafalowań w paśmie przepustowym i zaporowym, charakteryzuje się szerokim pasmem przejściowym oraz najbardziej liniową fazą ze wszystkich prototypów. Stosowany jest wyłącznie w filtrach dolnoprzepustowych,

- Butterwortha – brak zafalowań w paśmie przepustowym i zaporowym, odznacza się charakterystyką fazową zbliżoną do linowej,
- Czebyszewa typu I – ma zafalowania w paśmie przepustowym, charakteryzuje się węższym pasmem przejściowym niż prototyp Butterwortha, kosztem nieliniowości w charakterystyce fazowej,
- Czebyszewa typu II – odznacza się zafalowaniami w paśmie zaporowym oraz nieliniowością w charakterystyce fazowej,

Rys. 4.15 ilustruje przykładowe charakterystyki różnych typów filtra dolnoprzepustowego o częstotliwości granicznej wynoszącej 2kHz. Jak można zauważyć w przypadku filtrów Czebyszewa w paśmie przenoszenia występuje zafalowanie (tętnienie pasma przepustowego), które należy uwzględnić w algorytmie analizującym mierzony sygnał. Analogicznie w przypadku filtra Bessela, którego charakterystyka w paśmie przenoszenia jest mało stroma. W wyniku tego tłumione są również częstotliwości, które są wiele mniejsze od częstotliwości granicznej.

Projektując analogowe filtry aktywne należy być również świadomym zakłóceń, jakie mogą wprowadzać do mierzonego sygnału. Zakłócenia te wynikają między innymi z własności użytych wzmacniaczy operacyjnych, nieprawidłowo zaprojektowanej płytki PCB (zaburzenia przenoszone przez zasilanie wzmacniacza operacyjnego itp.) lub są charakterystyczne dla rodzaju użytego filtra np. SC (ang. Switched Capacitor). W przypadku filtrów z przełączaną pojemnością np. MAX 291 [47], oprócz zasilania do układu należy doprowadzić również sygnał zegarowy proporcjonalny do częstotliwości granicznej tych filtrów. Jak udowodniono w rozdziale 6.1 częstotliwość ta przenosi się do widma filtrowanego sygnału. W takim przypadku należy rozważyć dodatkowo implementację cyfrowego filtra wysokich częstotliwości.



Rys. 4.15 Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe - amplitudowe różnych typów filtrów aktywnych, uzyskane przy użyciu aplikacji Filter Pro firmy Texas Instruments [56].

W związku z powyższym algorytm użyty w urządzeniu pomiarowym musi posiadać zidentyfikowaną charakterystykę członu filtrującego układów wejściowych by wskazania urządzenia były wiarygodne.

5. Metodyka oceny własności metrologicznych układów wejściowych

W rozdziale 4 autor wykazał jak istotną rolę w aparaturze pomiarowej pełnią układy wejściowe. Podczas ich projektowania należy zawsze mieć na uwadze kilka czynników, które wpływają na kształt przetwarzanych sygnałów:

- do pomiaru jakich wielkości będą wykorzystywane - oczywistym jest, że konstrukcja układów wejściowych np. wiatromierza zliczającego czas pomiędzy impulsami w standardzie TTL (ang. Transistor-Transistor Logic) będzie znacząco różniła się od układów wejściowych licznika energii elektrycznej. Licznik energii bowiem będzie musiał mierzyć, skalować i filtrować kilka różnych wielkości tj. prąd czy napięcie. Tym samym zwiększa się ryzyko pojawiania się zaburzeń dodawanych przez kolejne kanały i stopnie analogowego toru pomiarowego.
- warunki i środowisko pracy – należy określić czy urządzenie może być narażone na zakłócenia związane z EMC (ang. Electromagnetic Compatibility) [37], ESD (ang. Electrostatic Discharge) [40] lub czynniki klimatyczne. W zależności od zidentyfikowanych zagrożeń wprowadza się odpowiednie zabezpieczenia, które mogą mieć wpływ na kształt mierzonego sygnału.
- cena – w dzisiejszych czasach olbrzymią uwagę przykładą się do optymalizacji kosztów wytwarzanych urządzeń. Producenci w celu zaoszczędzenia jednego euro centa na elemencie urządzenia, gotowi są stosować komponenty gorszej jakości, lub w ogóle ograniczać ich ilość. Jako przykład można tutaj podać rezygnację z układów zabezpieczających przed przeciążeniem prądowym i napięciowym. Zamiennie stosuje się wąskie ścieżki na płytce PCB lub implementowany jest algorytm monitorujący prąd w obwodzie i odłączający go w przypadku awarii. Przy dużym wolumenie zamówienia znacząco przekłada się to na osiągnięcie przez firmy zyski. W związku z powyższym ciężar zagwarantowania poprawnej pracy urządzenia spada na programistów oraz zaimplementowane przez nich algorytmy. W przemyśle panuje powszechna opinia, iż czas pracy inżyniera oprogramowania

jest dużo mniejszy niż koszt części elektronicznej oraz powierzchni płytki PCB pod nią. Różnica ta wzrasta wraz z ilością sprzedanych urządzeń. Należy jednak zwrócić uwagę na fakt, iż implementowany algorytm będzie działał tym lepiej, im lepsze będą jego dane wejściowe dotyczące środowiska, w którym pracuje tj. np. charakterystyki częstotliwościowe toru pomiarowego.

Z powyższego wynika, iż znajomość wpływu układów wejściowych na przetwarzany sygnał jest kwestią kluczową do zapewnienia poprawnej pracy urządzenia. Posiadając taką wiedzę, można określić czy dany tor przetwarzania analogowego w ogóle będzie sensowny do zastosowania w danym przypadku. Dodatkowo pozwoli to określić czy istnieją możliwości cyfrowej korekcji wprowadzanych zaburzeń oraz oceny niepewności przeprowadzanych pomiarów. W niniejszym rozdziale autor opisał metodykę postępowania przy estymacji parametrów metrologicznych układów wejściowych, stosując metodę estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć i prądów.

W aparaturze wykorzystywanej do pomiarów parametrów jakości energii elektrycznej, w celu poprawnego wyznaczenia mierzonych wielkości niezbędna jest estymacja charakterystyk częstotliwościowych (amplitudowych oraz fazowych) układów wejściowych. Dla pomiarów niskonapięciowych możliwe jest uzyskanie charakterystyk częstotliwościowych układów wejściowych, poprzez zmianę częstotliwości sygnału wymuszającego oraz obserwację odpowiedzi układu. W przypadku pomiarów wysokonapięciowych zagadnienie to jest o wiele bardziej złożone. W celu zastosowania analogicznej metody jak przy pomiarach niskich napięć konieczne byłoby zbudowanie generatora wysokiego napięcia pracującego w szerokim zakresie częstotliwości umożliwiającym kontrolę amplitudy i kształtu sygnału wysokonapięciowego. W praktyce okazuje się to niezwykle skomplikowane lub wręcz niemożliwe do wykonania.

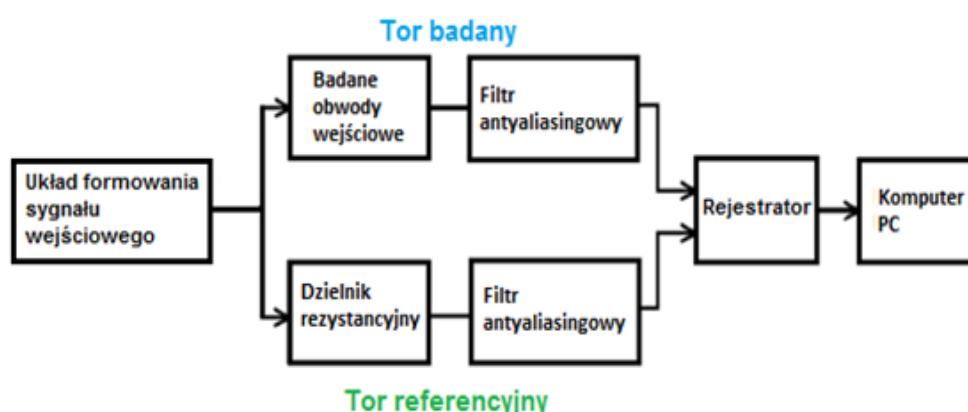
Metoda estymacji transmitancji częstotliwościowej układów wejściowych aparatury pomiarowej umożliwia estymację ich charakterystyk, wykorzystując obserwowalną naturalną zmienność sygnałów napięć i prądów. W metodzie tej rejestruje się jednocześnie sygnał wymuszający oraz odpowiedź badanego obiektu.

Analiza parametrów metrologicznych układów wejściowych w pomiarowej aparaturze elektroenergetycznej, zgodnie z proponowaną metodą, złożona jest z następujących etapów:

- przygotowanie toru pomiarowego,
- przeprowadzenie badań układów wejściowych,
- analiza wyników pomiarów.

5.1. Przygotowanie toru pomiarowego

Schemat blokowy układu pomiarowego wykorzystywanego w proponowanej metodzie estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć i prądów przedstawiono na Rys. 5.1.



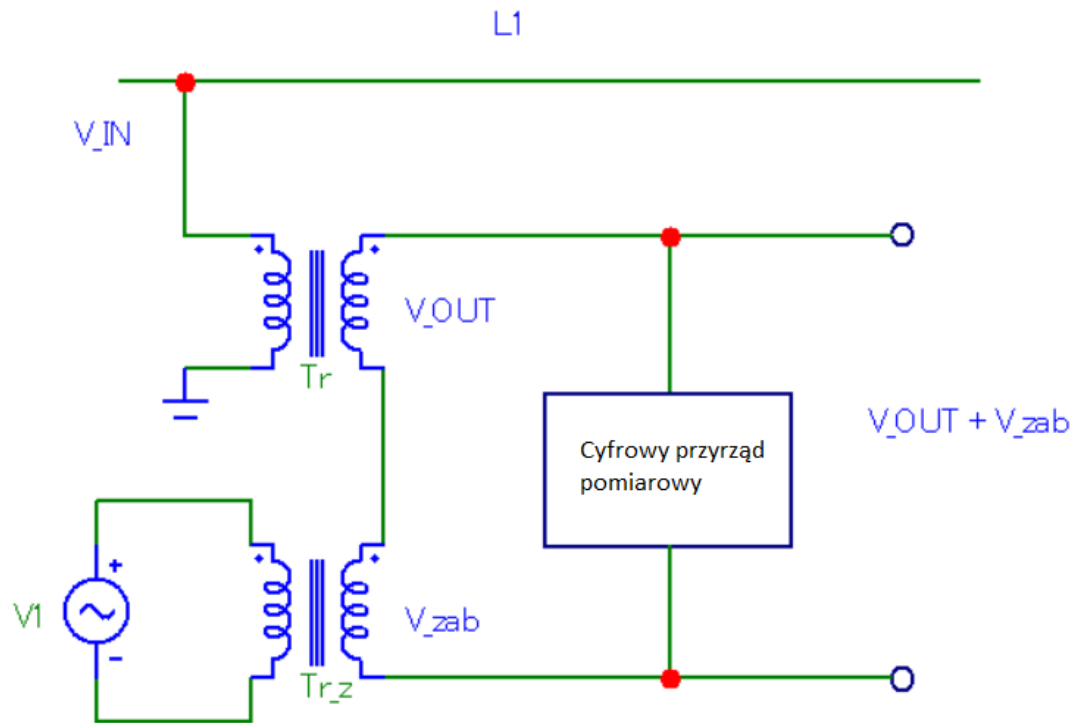
Rys. 5.1 Schemat blokowy układu pomiarowego.

Metoda ta wymaga jednoczesnej rejestracji sygnału wejściowego i wyjściowego badanych układów wejściowych. Następnie dane zebrane za pomocą rejestratora cyfrowego zostają poddane działaniu algorytmu estymującego transmitancję częstotliwościową, zaimplementowanego na komputerze PC w programie Matlab [63]. W ten sposób uzyskuje się charakterystyki amplitudowo-częstotliwościową oraz fazowo-częstotliwościową badanych układów wejściowych. Na ich podstawie można ocenić w jakim stopniu i dla jakich częstotliwości układy wejściowe wpływają na przetwarzany sygnał analogowy. Ocena ta jest możliwa jedynie w zakresie widma częstotliwości występującego w zarejestrowanym napięciu wejściowym. Wynika to z faktu, że transmitancja widmowa estymowana jest jedynie dla częstotliwości, które pojawiły się

w zarejestrowanych sygnałach na wejściu i wyjściu badanego obiektu [1], [2], [3], [29]. W zależności od możliwości technicznych i warunków pomiaru sygnał wejściowy może być uzyskany na trzy sposoby:

- sygnał generowany – na wejście badanych układów wejściowych podawany jest sygnał o dużej zawartości harmonicznym, interharmonicznym oraz subharmonicznym np. sygnał prostokątny. Metoda ta daje dobre rezultaty, ponieważ w krótkim czasie można zarejestrować przebiegi, które pozwolą otrzymać charakterystyki częstotliwościowe badanego obiektu w zakresie widma częstotliwości generowanego sygnału [32]. Aplikacja tej metody nie jest niestety zawsze możliwa. Ograniczenia mogą wynikać między innymi z własności technicznych generatora. Nie zawsze możliwe jest uzyskanie sygnału o amplitudzie będącej w zakresie napięć dla których układy wejściowe zostały zaprojektowane. Szczególnie jest to widocznie w przypadku urządzeń, gdzie tor przetwarzania analogowego był przygotowany do pracy ze średnimi lub wysokimi napięciami. Autor nie spotkał się z ofertą generatorów, które pozwalałyby uzyskać sygnał prostokątny o napięciu znamionowym powyżej 230V AC. W takiej sytuacji rejestracja napięcia z toru badanego (Rys. 5.1) jest obciążona znacznymi niepewnościami i uniemożliwia poprawną estymację charakterystyk częstotliwościowych badanego obiektu. Inne ograniczenia mogą wynikać ze specyficznych wymagań dotyczących badania. W przypadku konieczności wykonania estymacji w warunkach normalnej pracy urządzenia pomiarowego podpięcie generatora jest wykluczone.
- układ zaburzający – pomiędzy źródło napięcia a układy wejściowe aparatury pomiarowej dołączany jest układ, mający za zadanie wprowadzenie dodatkowych harmonicznym oraz interharmonicznym do sygnału wejściowego. W tym celu można wykorzystać odbiornik energii elektrycznej o dużym prądzie rozruchowym, który będzie dołączany i odłączany podczas rejestracji napięć i prądów w torze badanym oraz referencyjnym z Rys. 5.1. W przypadku prądu przemiennego można także zastosować transformator o skokowo regulowanym napięciu wtórnym. Innym sposobem pozwalającym dodawać harmoniczne,

subharmoniczne oraz interharmoniczne do sygnału wejściowego jest zastosowanie transformatora dodawczego (Rys. 5.2).



Rys. 5.2 Schemat układu zaburzającego z transformatorem dodawczym. V_{IN} – napięcie wejściowe, $V1$ – generator harmonicznym oraz interharmonicznym, Tr_z – transformator dodawczy, V_{zab} – napięcie zaburzające dodające się do napięcia wyjściowego V_{OUT} .

Układ zaburzający doskonale sprawdza się w przypadku badania układów wejściowych przystosowanych do pracy z napięciami, dla których nie ma technicznych możliwości wygenerowania przebiegu zawierającego szerokie widmo częstotliwościowe [31].

Wadą rozwiązania z układem zaburzającym jest fakt, iż zazwyczaj nie da się go zastosować podczas normalnej pracy badanego obiektu. W przypadku aparatury pomiarowej rejestrującej parametry energii elektrycznej, uzyskane wówczas wyniki byłyby niepoprawne. Istnieje także ryzyko uszkodzenia innych odbiorników energii elektrycznej dołączonych do sieci. Uszkodzenia takie mogą mieć charakter termiczny np. przegrzanie się uzwojeń w silnikach elektrycznych oraz transformatorach w wyniku wzrostu wartości skutecznych prądów oraz napięć. Inne niepożądane efekty uboczne tego rozwiązania to między innymi możliwość występowania przebiegów, nasycanie się przekładników prądowych, interferencje

telekomunikacyjne a także efekty akustyczne – magnetostrykcja, która może być przyczyną uszkodzeń mechanicznych [5], [12], [25], [26], [64], [66].

- Bezpośredni pomiar napięcia wejściowego – stosowany w przypadku gdy nie ma możliwości aplikacji żadnego z powyższych rozwiązań. W związku z tym estymacja charakterystyk częstotliwościowych wykonywana jest dla układów wejściowych podczas ich normalnej pracy, gdy nie jest wykonalne dołączenie układu zaburzającego do obwodu pomiarowego. Uzyskane wyniki tym lepiej opisują badany obiekt, im więcej harmonicznych znajduje się w sygnale wejściowym. W związku z powyższym czas akwizycji musi być uzależniony od jakości dostarczanej energii elektrycznej. Im jest ona gorsza, o dużej zawartości harmonicznych, interharmonicznych, gdzie występują zapady i wahania napięcia, tym szybciej i dokładniejsze uzyska się charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe oraz fazowo-częstotliwościowe badanego obiektu [30], [34].

W przypadku gdy napięcie wejściowe badanego obiektu mieści się w zakresie napięć mierzonych zastosowanego rejestratora cyfrowego, wówczas nie ma konieczności stosowania dzielnika napięcia w torze referencyjnym (*Rys. 5.1*). W przeciwnym wypadku autor proponuje zastosowanie rezystancyjnego dzielnika napięcia ze względu na jego charakterystyki częstotliwościowe. Należy być świadomym, że w przypadku prądu przemiennego rezystor impedancyjny charakter (*Rys. 4.14*), w związku z czym może zniekształcać sygnał wejściowy. Rezystory należy więc dobierać z uwzględnieniem ich katalogowych pasożytniczych indukcyjności oraz pojemności [78].

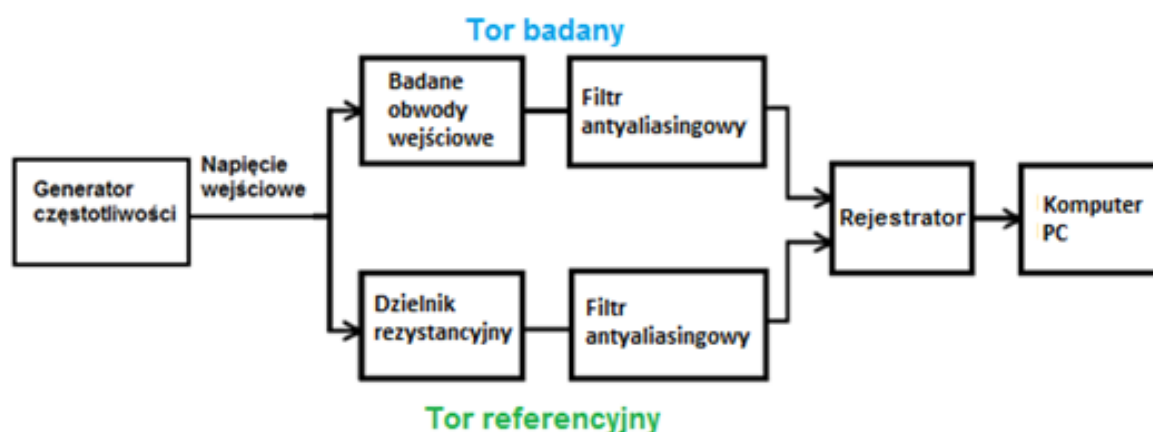
5.2. Badania nad estymowanymi obwodami wejściowymi

Wybór metodyki przeprowadzenia badania naukowego, mającego na celu estymację charakterystyk układów wejściowych, uzależniony jest od wielu czynników. Są to między innymi:

- zakres napięć i częstotliwości z jakimi pracuje badany obiekt – parametry obiektu wpływają na zastosowanie odpowiedniej aparatury pomiarowej,
- gabaryty i masa badanego obiektu – wpływ na możliwość transportu i komfort prowadzonych pomiarów,

- dostępna aparatura laboratoryjna – możliwość korzystania z generatorów napięcia, układów zaburzających lub rejestratorów o regulowanym czasie rejestracji i częstotliwości próbkowania umożliwiające długotrwałą agregację danych,
- warunki pomiaru – określenie czy badania mają zostać przeprowadzone podczas normalnej pracy układów wejściowych, czy w warunkach laboratoryjnych.

5.2.1. Układy wejściowe charakteryzujące się zakresem napięć pracy, które można wygenerować stosując ogólnodostępną aparaturę laboratoryjną.



Rys. 5.3 Schemat blokowy układu pomiarowego, będącego szczególnym przypadkiem schematu z Rys. 5.1. Stosowany dla układów wejściowych pracujących w zakresach amplitud napięć, które mogą być symulowane przy pomocy generatora. Zastosowanie dzielnika napięcia jest niezbędne, jeżeli napięcie wejściowe jest większe od napięcia maksymalnego jakie może być zmierzone przez rejestrator.

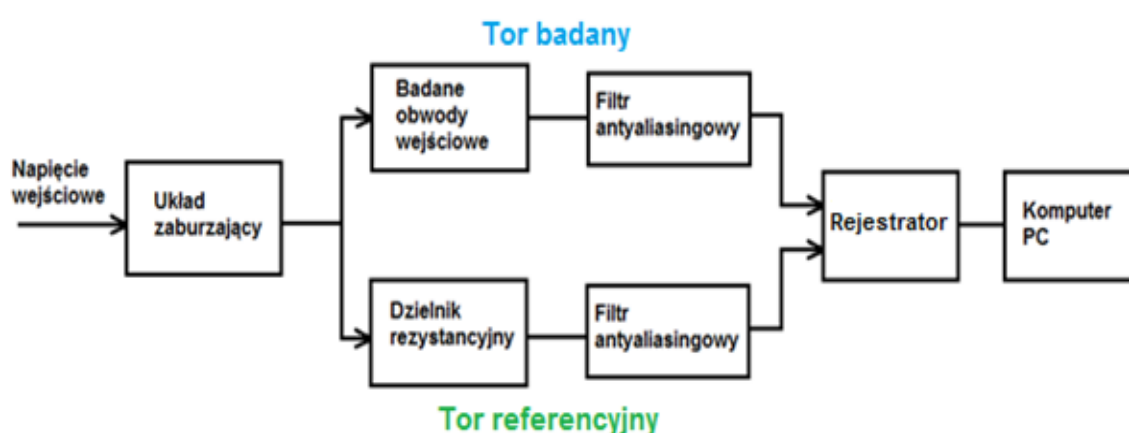
Badanie w konfiguracji jak na Rys. 5.3 jest możliwe do wykonania jedynie w warunkach laboratoryjnych, gdy do analizowanego obiektu możliwe jest dołączenie na wejściu generatora częstotliwości. Przypadek ten znajduje zastosowanie np. podczas sprawdzania układów wejściowych na etapie produkcji lub do kalibracji aparatury pomiarowej. W takiej sytuacji można w krótkim czasie i przy użyciu niewielkich nakładów finansowych, bardzo dokładnie estymować charakterystyki częstotliwościowe badanych układów wejściowych stosując proponowaną metodę estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć i prądów [32]. Dzieje się tak, ponieważ proponowana metoda tym dokładniej estymuje charakterystyki częstotliwościowe im więcej jest harmonicznym, subharmonicznym oraz interharmonicznym w zarejestrowanych

sygnałach na wejściu oraz wyjściu badanych układów wejściowych [1], [2], [3], [29], [34], [42].

Oczywiście w takich warunkach, dla osiągnięcia założonego celu, można skorzystać również z innych metod. Eksperymenty z zastosowaniem schematu ideowego z Rys. 5.3 są opisane w artykułach [32], [33]. W publikacjach tych autor porównał ze sobą różne typy układów wejściowych, a następnie zarekomendował rozwiązanie, które lepiej sprawdzi się do budowy urządzenia wyznaczającego wskaźniki jakości energii elektrycznej *THD*. Ocena ta została dokonana na podstawie charakterystyk częstotliwościowych: amplitudowej oraz fazowej analizowanych układów wejściowych.

5.2.2. Układy wejściowe charakteryzujące się zakresem napięć pracy, których nie można wygenerować stosując ogólnodostępną aparaturę laboratoryjną.

Z przypadkiem jak na Rys. 5.4 ma się najczęściej do czynienia, gdy badany obiekt przeznaczony jest do pracy w aparaturze pomiarowej, dedykowanej do współpracy z wysokimi napięciami. Sprzęt laboratoryjny potrzebny do stworzenia odpowiednich generatorów byłby trudny w realizacji, i niezwykle kosztowny. W związku z powyższym, w tej sytuacji zastosowanie prostej metody elipsy lub metody bezpośredniej, do estymacji charakterystyk częstotliwościowych badanego obiektu nie jest możliwe.



Rys. 5.4 Schemat blokowy układu pomiarowego, będącego szczególnym przypadkiem schematu z Rys. 5.1. Stosowany dla układów wejściowych pracujących w zakresach napięć wysokich, gdy można dołożyć układ zaburzający zwiększający ilości harmonicznych w napięciu wejściowym.

W tym przypadku bardzo dobrym rozwiązaniem jest zastosowanie metody estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć. W celu uzyskania jak najlepszych wyników, w możliwie najkrótszym czasie, do układu wprowadza się człon zaburzający, tak jak przedstawiono to na *Rys. 5.4*. Jego zastosowanie umożliwia wprowadzenie do układu dodatkowych harmonicznych, co zwiększy dokładność z jaką wyznaczane są charakterystyki badanego obiektu. Jako człon zaburzający może pracować między innymi:

- transformator z przełączanym uzwojeniem wtórnym – umożliwi on skokową zmianę napięcia, która spowoduje pojawienie się dodatkowych harmonicznych podczas rejestracji sygnałów na mierzonym obiekcie,
- sterowany włącznik napięcia – harmoniczne pojawiają się podczas nagłego załączenia i wyłączenia mierzonego napięcia,
- sterowane obciążenie – harmoniczne pojawiają się w układzie podczas dołączania i odłączania obciążenia,

Układ zaburzający może być zastosowany, jeżeli badania nad układem wejściowym są przeprowadzane w warunkach laboratoryjnych (w izolowanym środowisku). Istnieje możliwość używania go w miejscu normalnej pracy układów wejściowych, pod warunkiem, że nie będzie niekorzystnie oddziaływał na pozostałe odbiorniki podłączone do sieci elektroenergetycznej. Badania z wykorzystaniem układu z rysunku *Rys. 5.4* zastosowano do estymacji charakterystyk częstotliwościowych indukcyjnego przekładnika napięcia, co zostało opisane w publikacji [31].

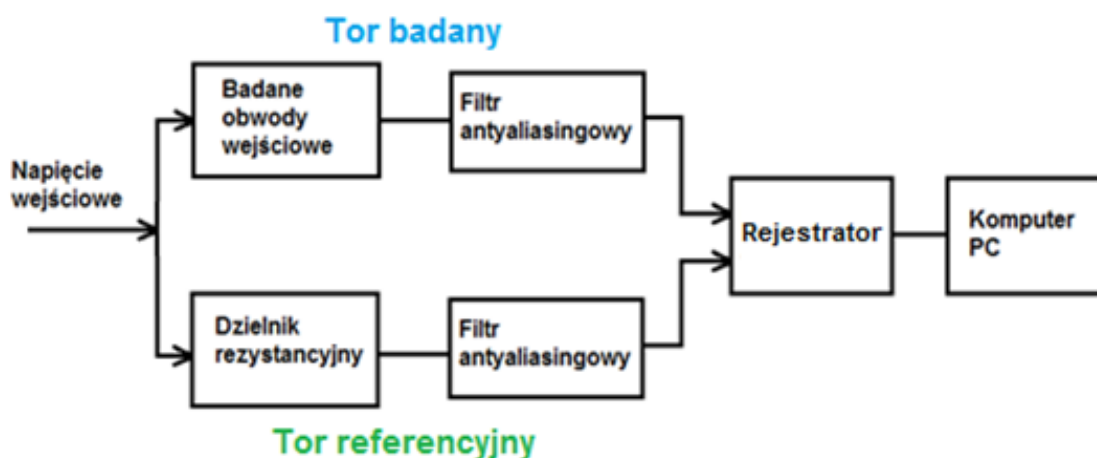
5.2.3. Układy wejściowe charakteryzujące się zakresem napięć pracy, których nie można wygenerować stosując ogólnodostępną aparaturę pomiarową, oraz nie ma możliwości dołączenia układu zaburzającego.

W tym przypadku stosuje się układ pomiarowy przedstawiony na *Rys. 5.5*. Taka sytuacja występuje najczęściej, gdy estymowane układy wejściowe, z powodu swoich gabarytów, masy, lub konieczności ciągłej pracy urządzenia pomiarowego, nie mogą być przetrans-

portowane do laboratorium. Jednocześnie wprowadzenie układu zaburzającego spowodowałoby niekorzystne efekty wśród pozostałych odbiorników energii elektrycznej, które są wrażliwe na takie zjawiska jak:

- wahania napięcia,
- zapady napięcia,
- przepięcia,
- harmoniczne, subharmoniczne oraz interharmoniczne,
- zmiany częstotliwości.

Estymacja badanego obiektu możliwa jest poprzez długotrwałą rejestrację sygnałów napięć, pod warunkiem, że w tym czasie występowały zaburzenia, normalnie pojawiające się w sieci elektroenergetycznej tj.: zmiany częstotliwości, zapady napięcia, wahania napięcia czy występowanie *THD*. Eksperyment z takim schematem ideowym opisany został w [30] i [34].



Rys. 5.5 Schemat blokowy układu pomiarowego, będącego szczególnym przypadkiem schematu z Rys. 5.1. Stosowany jeżeli nie ma możliwości dołączenia układu zaburzającego oraz, gdy jest konieczność przeprowadzenia pomiarów w warunkach normalnej pracy układów wejściowych.

W tym przypadku koszt eksperymentu jest mniejszy, w porównaniu z rozwiązaniami przedstawionymi w rozdziałach 5.2.1 oraz 5.2.2. Wynika to z faktu braku konieczności dysponowania odpowiednimi generatorami oraz układami mającymi za zadanie zaburzać napięcie wejściowe. Niemniej jednak czas estymacji charakterystyki częstotliwościowych amplitudowej oraz fazowej układów wejściowych wydłuża się do momentu wystąpienia

zakłóceń w napięciu sieciowym. Czas ten jest uzależniony od miejsca, w którym wykonywane są badania. W przypadku sąsiedztwa dużych zakładów przemysłowych np. hut, fabryk lub tartaków będzie on krótszy z uwagi na niską jakość energii elektrycznej. W pobliżu domów jednorodzinnych, gdzie pracuje niewiele urządzeń pogarszających parametry jakościowe energii elektrycznej czas ten będzie dłuższy.

5.3. Analiza danych pomiarowych

Ostatnim etapem proponowanej metodyki jest analiza zebranych danych pomiarowych. Do tego celu zastawano algorytm estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć i prądów, zaimplementowany w programie Matlab [51]. Autor przedstawił poniżej kolejne kroki działania algorytmu wraz z otrzymywanymi wynikami. Dane pomiarowe, które są analizowane w poniższym przykładzie zostały pobrane z eksperymentów opisanych w publikacjach [32] i [33]. W artykułach tych autor estymował charakterystyki częstotliwościowe amplitudową oraz fazową różnych typów układów wejściowych.

Zadaniem algorytmu jest estymacja transmitancji widmowej badanego obiektu, na podstawie której jest możliwa estymacja jego charakterystyk częstotliwościowych amplitudowej oraz fazowej. Transmitancja operatorowa wyraża zależność sygnału wyjściowego $Y(s)$ względem sygnału wejściowego $X(s)$ dla układów, które są liniowe oraz stacjonarne (o stałych parametrach) [1].

$$G(s) = Y(s)X(s) \quad 5.1$$

Układ może zostać uznany za liniowy, jeżeli jego charakterystyki częstotliwościowe są addytywne i jednorodne. Addytywność oznacza, że odpowiedź sygnału na sumę sygnałów wejściowych równa się sumie odpowiedzi na każdy z tych sygnałów przyłożonych oddzielnie – zasada superpozycji (wzór 5.2 – cecha addytywności) [1]:

$$f(x_1 + x_2) = f(x_1) + f(x_2) \quad 5.2$$

Jednocześnie, aby układ mógł być uznany za liniowy konieczne jest by realizował warunek jednorodności, tzn. by składowe sygnały wejściowe były skalowane. Innymi

słowy odpowiedź na dowolny sygnał wejściowy, pomnożony przez pewną stałą, równa jest tej stałej pomnożonej przez odpowiedź układu na sygnał wejściowy (wzór 5.3 – cecha jednorodności) [1].

$$f(cx) = cf(x) \quad 5.3$$

Założenie odnośnie liniowości badanych układów jest uzasadnione, jednak w ograniczonym zakresie stosowanego wzbudzenia, w którym model liniowy nie odbiega znacząco od układu rzeczywistego. Należy mieć świadomość, iż przy zaistnieniu pewnych warunków na wejściu układu, charakterystyki wszystkich rzeczywistych układów fizycznych są nieliniowe. Można przedstawić to na przykładzie kondensatora elektrycznego, gdy stopniowo zwiększa się przyłożone napięcie. W pewnej chwili obserwuje się wyraźną nieliniowość jego charakterystyki spowodowaną działaniem np. łuku elektrycznego – natężenie prądu nie jest już proporcjonalne do napięcia [1].

Obiekt może zostać uznany za stacjonarny, jeśli wszystkie jego główne charakterystyki są niezmiennie w czasie [1]. Założenie o stałości parametrów jest uprawnione, ponieważ zazwyczaj nie zauważa się zmian podstawowych parametrów obwodów i układów elektrycznych w czasie. Oczywiście są wyjątki np. zmiana oporu rezystora pod wpływem działania wysokiej temperatury. Niemniej jednak, w normalnych warunkach pracy urządzenia, dla którego projektowane są obwody elektryczne, można przyjąć ich niezmiennność w czasie.

Własności dynamiczne opisywanych układów liniowych o stałych parametrach da się scharakteryzować przy użyciu odpowiedzi impulsowej $h(\tau)$. Jest ona określana jako odpowiedź układu w chwili t na wymuszenie funkcją impulsową przyłożoną na wejście w chwili czasu $t - \tau$. Użyteczność odpowiedzi impulsowej jako charakterystyki układu wynika z tego, że dla dowolnego sygnału wejściowego $x(t)$, za pomocą spłotu można wyznaczyć sygnał na wyjściu układu $y(t)$ [1]:

$$y(t) = \mathcal{L}^{-1}\{G(s)\} \quad 5.4$$

Innymi słowy, w nieskończonym przedziale czasu sygnał $y(t)$ stanowi ważoną liniową sumę wszystkich wartości sygnału wejściowego $x(t)$. Jeżeli układ liniowy o stałych

parametrach ma być fizycznie realizowalny niezbędne jest aby reagował tylko i wyłącznie na przeszłe wartości sygnału [1]:

$$h(\tau) = 0, \quad \tau < 0 \quad 5.5$$

Układ linowy o stałych parametrach można także opisać stosując transmitancję $H(s)$, określoną jako transformata Laplace'a odpowiedzi impulsowej $h(\tau)$:

$$H(s) = \int_0^{\infty} h(\tau) e^{-s\tau} d\tau, \quad s = a + jb \quad 5.6$$

Jeżeli taki układ jest fizycznie realizowalny, wówczas jest on także stabilny, gdy funkcja $H(s)$ nie ma biegunów w prawej domkniętej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej s . Znajduje tutaj również zastosowanie twierdzenie odwrotne, tzn. jeżeli funkcja $H(s)$ ma co najmniej jeden biegun w prawej domkniętej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej s to taki układ jest niestabilny [1], [2], [3].

Istotną cechą układów liniowych o stałych parametrach (jeżeli jest on fizycznie realizowalny) bazuje na niezmienności częstotliwości. Własność tę można wyjaśnić analizując wzór (5.4). Dla dowolnej postaci sygnału wymuszającego $x(t)$, n -ta pochodna względem czasu sygnału wyjściowego przyjmuje postać [1]:

$$\frac{d^n y(t)}{dt^n} = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \frac{d^n x(t-\tau)}{dt^n} d\tau \quad 5.7$$

Zakładając, że sygnałem wejściowym jest:

$$x(t) = A \sin(2\pi f t + \theta) \quad 5.8$$

Wówczas drugą pochodną $x(t)$ jest:

$$\frac{d^2 x(t)}{dt^2} = -4\pi^2 f^2 x(t) \quad 5.9$$

Ze wzoru (5.7) druga pochodna sygnału wyjściowego wynosi:

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} = -4\pi^2 f^2 y(t) \quad 5.10$$

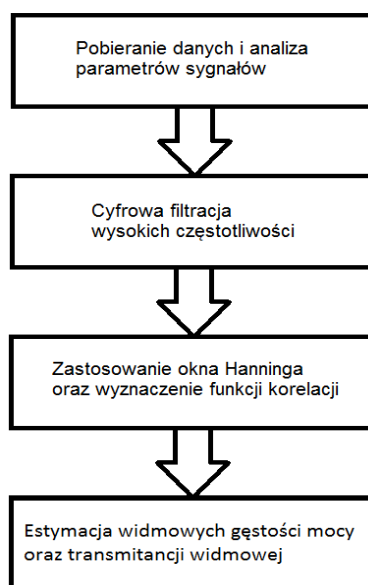
Analizując wzory (5.9) i (5.10) dochodzi się do wniosku, że sygnał wymuszający $x(t)$ oraz

wyjściowy $y(t)$ mają postać sinusoidy o tej samej częstotliwości. Rezultatem tego jest fakt, że za pomocą układu liniowego o stałych parametrach nie można dokonywać przemiany częstotliwości, lecz jedynie można zmieniać amplitudę i fazę sygnału wejściowego [1].

Na podstawie powyższych informacji można założyć, że analizowane w tym rozdziale obwody wejściowe są układem liniowym o stałych parametrach. Ich zmierzone napięcie wejściowe posiada gęstość widmową $S_x(\omega)$. W związku z powyższym napięcie wyjściowe, będące odpowiedzią na wymuszenie ma gęstość widmową $S_y(\omega)$. Jeżeli $S_{xy}(j\omega)$ oznacza wzajemną widmową gęstość mocy sygnałów wejściowego i wyjściowego, wówczas pomiędzy odpowiednimi funkcjami gęstości widmowej mocy zachodzi związek opisany wzorem (5.11).

$$S_{xy}(j\omega) = H_{xy}(j\omega)S_x(\omega) \quad 5.11$$

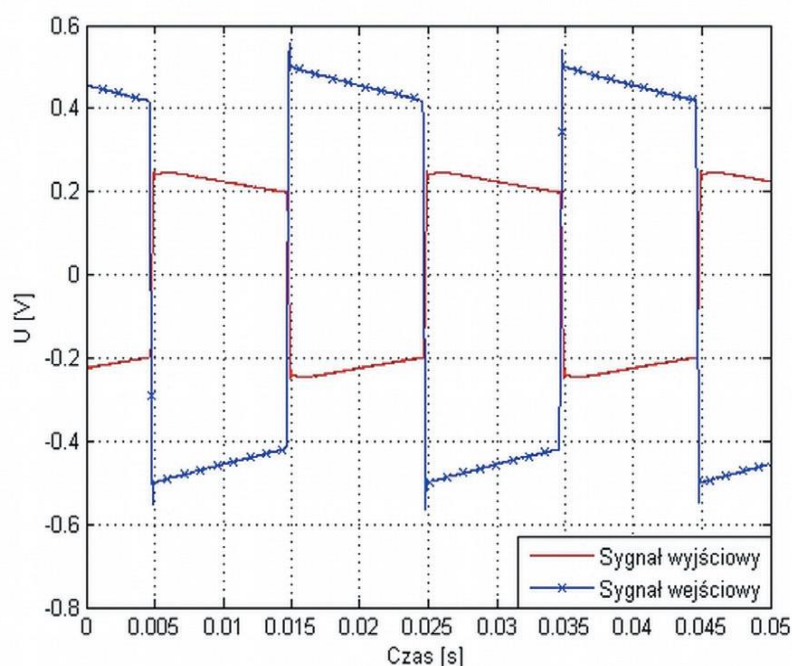
Pozwala on określić w sposób jednoznaczny transmitancję układu $H_{xy}(j\omega)$, na podstawie pomiaru funkcji gęstości widmowej własnej i wzajemnej obydwu sygnałów badanego układu SS[29]. Szczegóły obliczeń wraz z przykładami można znaleźć w [33].



Rys. 5.6 Kolejne etapy algorytmu wyznaczania transmitancji widmowej układów wejściowych zaproponowane przez autora.

5.3.1. Akwizycja danych i analiza parametrów sygnałów

Autor napisał program w środowisku Matlab, który ma na celu estymację charakterystyk częstotliwościowych przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć. Program ten rozpoczyna pracę od wczytania danych pomiarowych z pliku. W przedstawianym przykładzie, jako napięcie wejściowe został podany sygnał prostokątny o częstotliwości 50Hz oraz wartości skutecznej 230V. Rys. 5.7 ilustruje napięcia, które są przeskalowane przez układy wejściowe układu (napięcie wyjściowe) oraz przez dzielnik rezystancyjny (napięcie wejściowe).



Rys. 5.7 Zarejestrowane przebiegi sygnałów. Pomiar odbywał się według schematu ideowego zilustrowanego na Rys. 5.3. Na wejście układu zadano wygenerowany napięciowy sygnał prostokątny o wartości szczytowej 230V i częstotliwości 50Hz. Przesunięcie fazowe sygnałów wejściowego oraz wyjściowego wynika z metody akwizycji danych za pomocą multipleksera i jednego przetwornika A/C.

5.3.2. Wyznaczenie parametrów sygnałów

W poprzednim kroku wszystkie parametry sygnałów takie jak: amplituda, ilość próbek oraz czas zapisane zostały w odpowiednich wektorach. Na tym etapie, algorytm na podstawie danych pomiarowych wyznacza:

- odstęp czasowy sygnałów

$$dt = t_2 - t_1 \quad 5.12$$

gdzie: $t_2 > t_1$ to kolejne chwile czasu, dla których zostały zagregowane próbki sygnałów,

- częstotliwość próbkowania

$$f_p = \frac{1}{dt} \quad 5.13$$

- rozdzielczość częstotliwościowa *DFT* (ang. Discrete Fourier Transform) nazywana także ziarnistością [2]:

$$\Delta f = \frac{f_p}{N} \quad 5.14$$

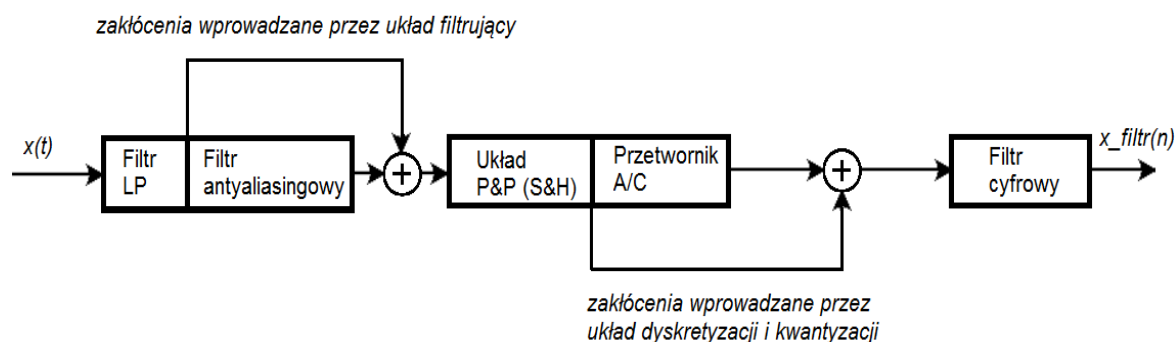
gdzie:

- N – ilość próbek, z których składają się zmierzone sygnały,
- f_p – częstotliwość próbkowania,
- Δf – rozdzielczość częstotliwościowa DFT

Jeżeli do dyspozycji jest tylko jedna realizacja zmierzonych sygnałów i zawiera ona w sobie kilkadziesiąt okresów, to dla lepszego wyznaczenia widmowych gęstości mocy sygnał dzielony jest na równe realizacje, na podstawie których będą wykonywane dalsze obliczenia. Rozwiązanie proponowane w [3], [32].

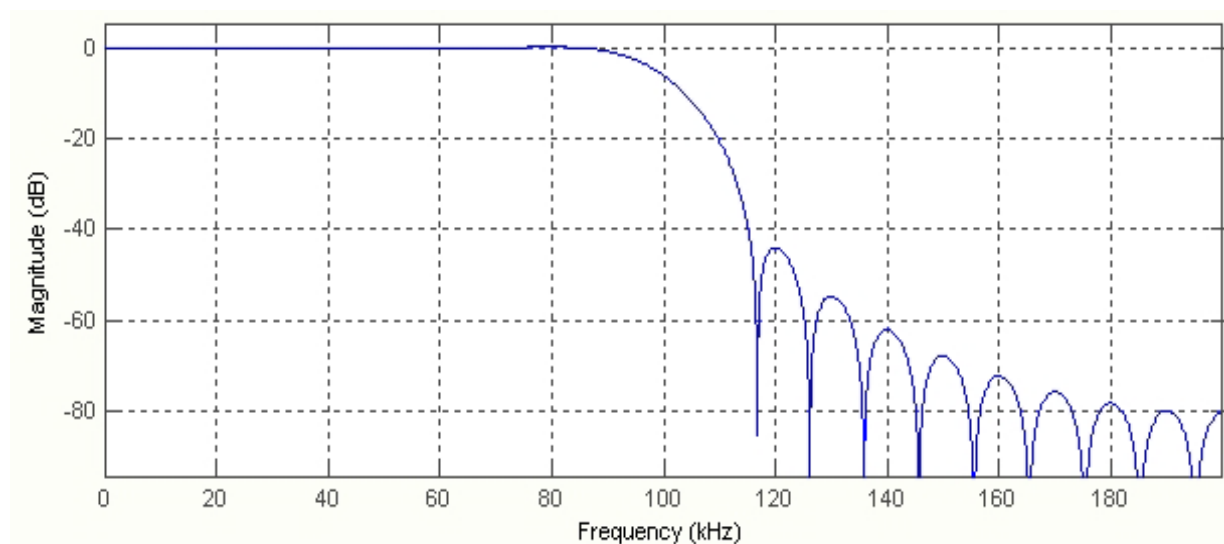
5.3.3. Cyfrowa filtracja sygnałów wysokich częstotliwości

W celu estymacji charakterystyk częstotliwościowych analizowanych w tym rozdziale układów wejściowych, zmierzone sygnały poddano cyfrowej filtracji dolnoprzepustowym filtrem *FIR* (ang. Finite Impulse Response Filter – filtr o skończonej odpowiedzi impulsowej) o 30 współczynnikach. Miało to na celu usunięcie zakłóceń wysokoczęstotliwościowych, które mogły wystąpić w związku z zastosowanymi przyrządami pomiarowymi, w tym użycie filtra z przełączaną pojemnością SC (ang. Switched Capacitor) w torze pomiarowym (Rys. 5.8).

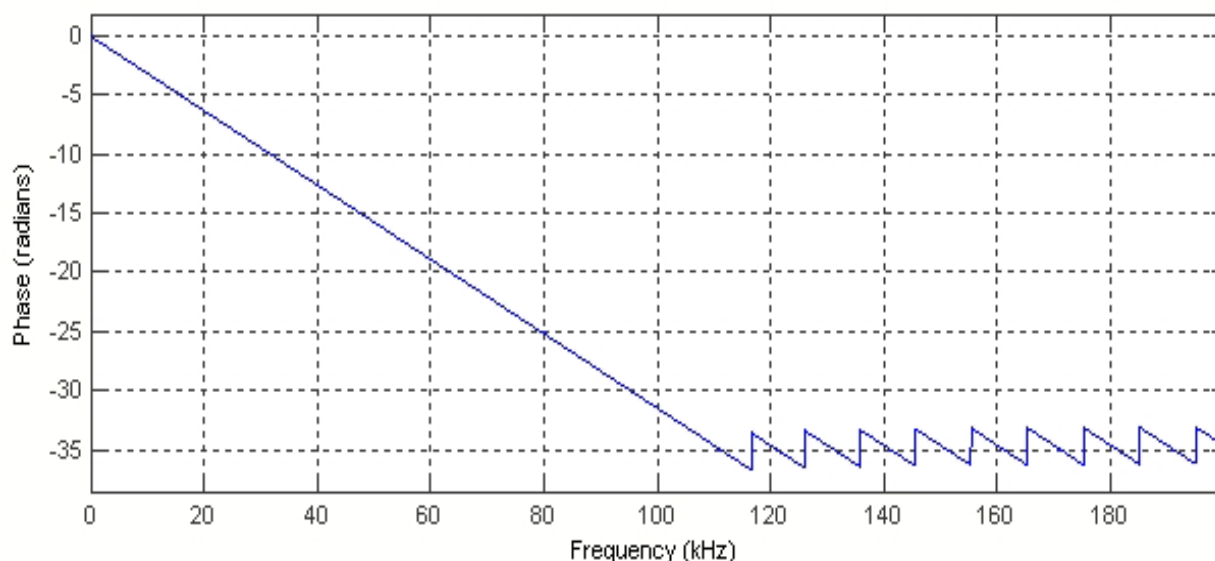


Rys. 5.8 Przykładowe zastosowanie filtru cyfrowego w torze pomiarowym. Filtr LP (ang. Low Pass) – filtr dolnoprzepustowy, Układ P&P (S&H) – układ próbkowania z podtrzymaniem (ang. Sample and Hold), Przetwornik A/C (analogowo cyfrowy).

Filtr zaprojektowano metodą okien czasowych, z wykorzystaniem okna Hanna, z częstotliwością graniczną nie większą niż połowa częstotliwości próbkowania sygnałów. Podczas operacji filtrowania odrzucono pierwszych 30 próbek będących wynikiem splotu sygnału wejściowego ze współczynnikami filtru FIR. Szczegóły dotyczące projektowania filtrów FIR metodą okien czasowych przedstawiono w [2], [3], [63]. Na Rys. 5.9 zobrazowano charakterystykę amplitudową, natomiast na Rys. 5.10 charakterystykę fazową zaprojektowanego filtra. Uzyskano je poprzez wyznaczenie *DFT* współczynników filtru, czyli jego odpowiedzi impulsowej [2].



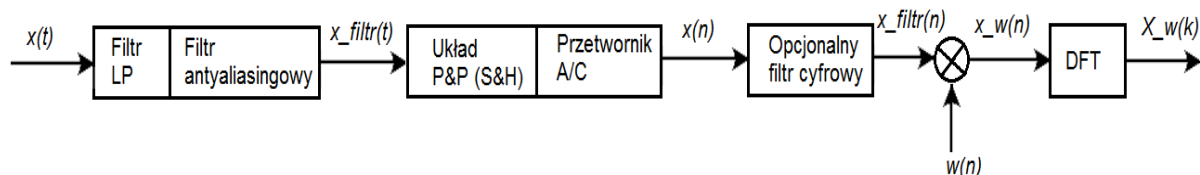
Rys. 5.9 Charakterystyka częstotliwościowa amplitudowa filtru FIR.



Rys. 5.10 Charakterystyka częstotliwościowa fazowa filtra FIR.

5.3.4. Zastosowanie okna Hanninga oraz wyznaczenie korelacji

W praktycznie realizowanych torach przetwarzania sygnałów (Rys. 5.11) jedną z istotnych operacji podczas analizy częstotliwościowej jest wymnożenie w dziedzinie czasu (lub wykonanie splotu w dziedzinie częstotliwości) badanego sygnału z oknem czasowym [3]. Działanie to ogranicza przecieki widma, które mogą pojawić się podczas estymacji widmowych gęstości mocy jako dyskretnej transformaty Fouriera (*DFT*) funkcji korelacji. Tabela 5.1 przedstawia najpopularniejsze okna dyskretne stosowane do analizy częstotliwościowej sygnałów.



Rys. 5.11 Schemat blokowy toru przetwarzania sygnałów podczas analizy ciągłego sygnału analogowego $x(t)$ z użyciem dyskretnej transformaty Fouriera *DFT* (ang. Discrete Fourier Transform). Filtr LP (ang. Low pass) – filtr dolnoprzepustowy, Układ P&P (S&H) – układ próbkowania z podtrzymaniem (ang. Sample and Hold), Przetwornik A/C (analogowo cyfrowy).

Należy mieć na uwadze, iż odpowiedni dobór okna czasowego oraz jego długości do analizowanego sygnału ma istotny wpływ na otrzymywane wyniki. Jeżeli różnica dwóch skła-

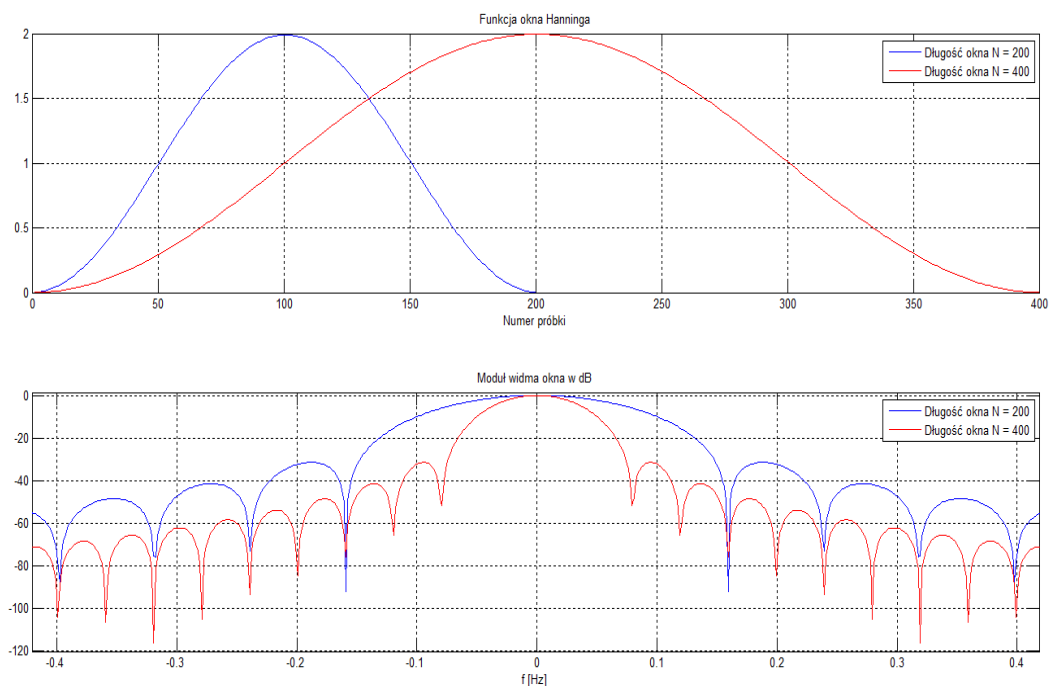
dowych częstotliwościowych badanego widma jest mniejsza od szerokości listka głównego okna Δ_{ml} , wówczas odpowiadające im prążki widma zleją się w jeden, w skutek rozmycia. Innymi słowy im węższy jest listek główny tym łatwiej rozróżnić dwie częstotliwości leżące blisko siebie.

Listki boczne widma częstotliwościowego okna wpływają na rozróżnialność amplitudową DFT. Jeżeli listki boczne mają duże tłumienie tym wyraźniej można zaobserwować w analizowanym widmie sygnał o małej amplitudzie [2], [3]. Rys. 5.12 ilustruje jak za pomocą długości okna można zmieniać parametry listków okna Hanninga.

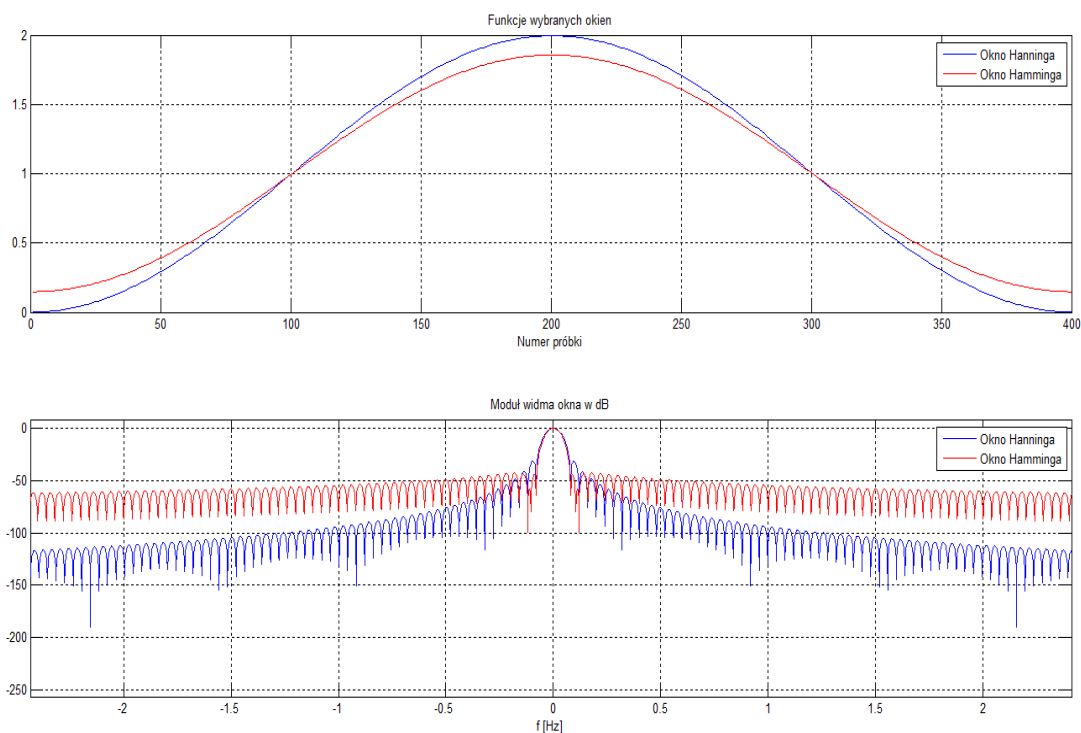
Rys. 5.13 przedstawia porównanie dwóch podobnych typów okien czasowych: Hanninga i Hamminga. Można na nim zauważyć, iż szerokość listka głównego jest zbliżona w obydwu przypadkach, natomiast istotna różnica ujawnia się w charakterystyce listków bocznych. Dla okna Hamminga tłumienie listków bocznych jest podobne w całym zakresie częstotliwości. W przypadku okna Hanninga tłumienie to zwiększa się wraz z częstotliwością.

Tabela 5.1 Definicje wybranych okien czasowych. Oznaczenia parametrów: N_o – długość okna, Δ_{ml} – szerokość listka głównego, A_{sl} – tłumienie najwyższego listka bocznego względem listka głównego [3].

Nazwa okna	Definicja okna $w(n)$, $0 \leq n \leq N_o-1$	Δ_{ml}	A_{sl}
Prostokątne	1	$\frac{4\pi}{N_o}$	13,3dB
Hanninga (Hanna)	$0.5 * (1 - \cos(\frac{2\pi n}{N_o - 1}))$	$\frac{8\pi}{N_o}$	31,5dB
Hamminga	$0.54 - 0.46 * \cos(\frac{2\pi n}{N_o - 1})$	$\frac{8\pi}{N_o}$	42,7dB
Blackmana	$0.42 - 0.5 \cos(\frac{2\pi n}{N_o - 1}) + 0.08 * \cos(\frac{4\pi n}{N_o - 1})$	$\frac{12\pi}{N_o}$	58,1dB



Rys. 5.12 Porównanie dwóch okien Hanninga o różnej długości: $N_0 = 200$ próbek oraz $N_0 = 400$ próbek. Częstotliwość próbkowania wynosi 16Hz, natomiast liczba punktów charakterystyki częstotliwościowej 1000. Zgodnie z oczekiwaniami okno o większej długości posiada węższy listek główny oraz jego listki boczne charakteryzują się większym tłumieniem.



Rys. 5.13 Porównanie dwóch rodzajów okien czasowych: Hanninga oraz Hamminga. Obydwa okna są tej samej długości $N_0 = 400$ próbek, liczba punktów charakterystyki częstotliwościowej wynosi 1000 próbek.

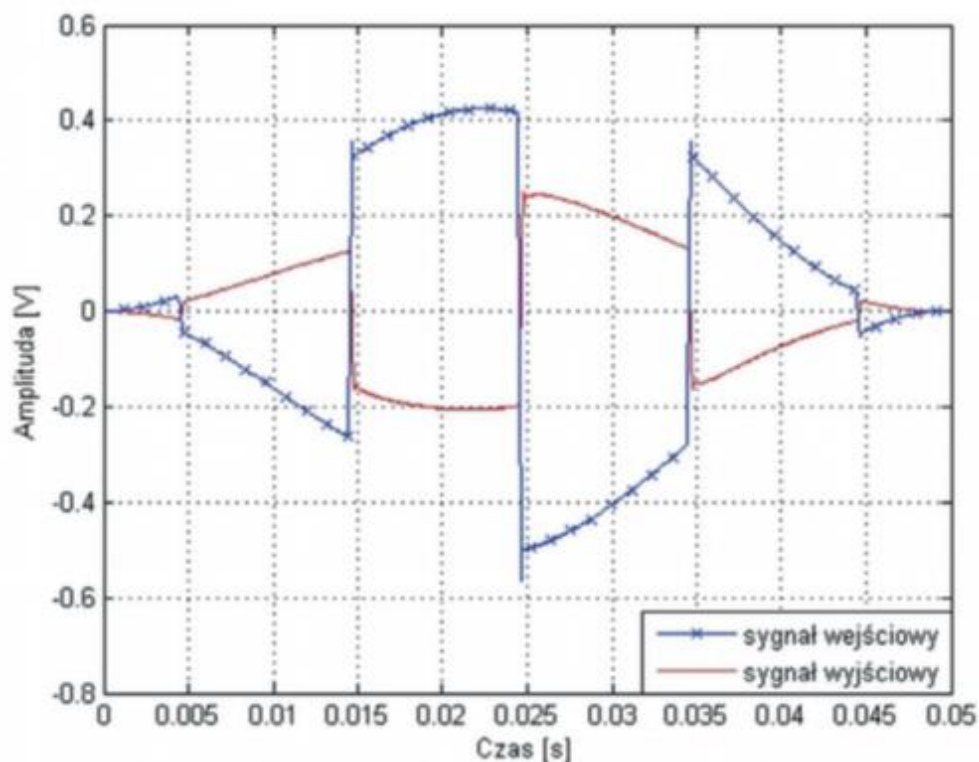
Na Rys. 5.13 można zaobserwować, że tłumienie najwyższego listka bocznego względem listka głównego A_{sl} jest większe dla okna Hamminga. Natomiast w przypadku listków bocznych okno Hanninga zwiększa tłumienie wraz z częstotliwością, gdy okno Hanninga zachowuje wówczas w miarę stałą jego wartość.

W kolejnym etapie opisywanego eksperymentu przefiltrowane sygnały przemnożono w dziedzinie czasu z funkcją okna czasowego Hanninga. Efekt tej operacji ilustruje Rys. 5.14. Okno miało taką samą długość jak analizowane sygnały. Funkcja okna Hanninga wyraża się wzorem:

$$w(n) = 0.5 - 0.5\cos\left(\frac{2\pi n}{N_0-1}\right) \quad 5.15$$

gdzie:

- N_0 – długość okna czasowego Hanninga,
- $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$



Rys. 5.14 Sygnały przemnożone przez funkcję okna Hanninga. Przesunięcie fazowe sygnałów wejściowego oraz wyjściowego wynika z metody akwizycji danych za pomocą multipleksera i jednego przetwornika.

W następnym etapie, dla każdej realizacji par sygnałów wejściowego i wyjściowego estymuje się funkcje autokorelacji sygnału wejściowego oraz korelacji wzajemnej pomiędzy wymuszeniem a odpowiedzią.

- Estymator funkcji autokorelacji:

$$\hat{R}_x(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(i)x(i+k) \quad 5.16$$

- Estymator funkcji korelacji wzajemnej:

$$\hat{R}_{xy}(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(i)y(i+k) \quad 5.17$$

gdzie:

- N – liczba próbek,
- k – przesunięcie estymatorów funkcji autokorelacji i korelacji wzajemnej [33].

Na potrzeby analizy układów wejściowych pracujących z sygnałami energetycznymi w torze analogowym urządzeń do pomiaru parametrów jakości energii elektrycznej np. *THD*, autor proponuje stosowanie okna Hanninga. Za takim rozwiązaniem przemawia kształt charakterystyki częstotliwościowej tego okna. Posiada on wąski listek główny, porównywalny z oknem Hamminga, dzięki czemu dobrze ogranicza skutki rozmycia widma. Jego przewaga w porównaniu z oknem Hamminga ujawnia się w kształcie listków bocznych. Jak można zauważyć na *Rys. 5.13* wraz ze wzrostem częstotliwości listki boczne okna Hanninga charakteryzują się lepszym tłumieniem. Umożliwia to dokładniejsze wyznaczenie amplitudy *DFT* analizowanych sygnałów. Ma to szczególne znaczenie w przypadku pomiaru parametrów jakości energii elektrycznej takich jak *THD*, gdzie ostateczna wartość wyniku zależy od poprawności pomiaru amplitudy harmonicznym mierzonego sygnału. Estymacja charakterystyk częstotliwościowych układów wejściowych w całym zakresie częstotliwości ich pracy pozwoli określić w jakim stopniu wpływają one na mierzony sygnał. Na tej podstawie możliwa będzie odpowiednia korekta wskazań przyrządu pomiarowego.

5.3.5. Wyznaczenie widmowych gęstości mocy i transmitancji widmowej badanych układów wejściowych

Widmowa gęstość mocy sygnału opisuje ogólną jego strukturę częstotliwościową, w przedziale częstotliwości $0 \leq f \leq \infty$ przy użyciu gęstości widmowej wartości średniokwadratowej tego sygnału.

Zgodnie ze wzorem (5.11) poszukiwanymi gęstościami są:

- $S_x(\omega)$ – widmowa gęstość mocy sygnału wejściowego,
- $S_{xy}(j\omega)$ – wzajemna widmowa gęstość mocy pomiędzy wymuszeniem a odpowiedzią

Wyznaczenie funkcji widmowej gęstości mocy sygnału wejściowego, odbywa się poprzez wykonanie *DFT* estymatora funkcji autokorelacji sygnału wejściowego. Analogicznie, aby obliczyć funkcje wzajemnej widmowej gęstości mocy, wykonuje się *DFT* estymatora funkcji korelacji wzajemnej pomiędzy sygnałem wejściowym a wyjściowym.

DFT wyznacza się według poniższego wzoru:

$$X(m) = \sum_{k=0}^{N-1} x(n) e^{\frac{-j2\pi nm}{N}} \quad 5.18$$

natomiast częstotliwość analizowanego prążka oblicza się według wzoru:

$$f_{\text{analys}} = \frac{mf_p}{N} \quad 5.19$$

gdzie:

- f_{analys} – częstotliwość analizowanego prążka,
- f_p – częstotliwość próbkowania,
- $X(m)$ – *DFT* m-tej składowej,

- $x(n)$ – ciąg dyskretnie spróbowanych wartości sygnału w dziedzinie czasu,
- m – indeks próbek wyjściowych *DFT*, w dziedzinie częstotliwości,
- n – indeks próbek wejściowych w dziedzinie czasu,
- N – liczba próbek ciągu wejściowego, oraz liczba punktów częstotliwości w ciągu wyjściowym *DFT* [2], [3], [33], [50].

Przekształcając wzór (5.11) otrzymuje się transmitancję częstotliwościową:

$$H_{xy}(j\omega) = \frac{S_{xy}(j\omega)}{S_x(\omega)} \quad 5.20$$

Podczas operacji estymacji transmitancji, przy użyciu wzoru (5.20), należy zwrócić szczególną uwagę, na odrzucenie tych wartości $S_x(\omega)$, które są bliskie zeru. W przeciwnym wypadku otrzymane wyniki będą obciążone błędem związanym z operacją dzielenia przez zero [1], [3], [29].

Na podstawie estymowanej transmitancji częstotliwościowej można estymować charakterystykę częstotliwościową amplitudową:

$$|H(j\omega)| = \sqrt{\text{Re}(H_{xy}(j\omega))^2 + \text{Im}(H_{xy}(j\omega))^2} \quad 5.21$$

Na Rys. 5.15 zilustrowano estymowaną charakterystykę częstotliwościową amplitudową, którą dodatkowo aproksymowana wielomianem 7 rzędu $T(x)$.

$$T(x) = \sum_{k=1}^8 p_k * x^{k-1} \quad 5.22$$

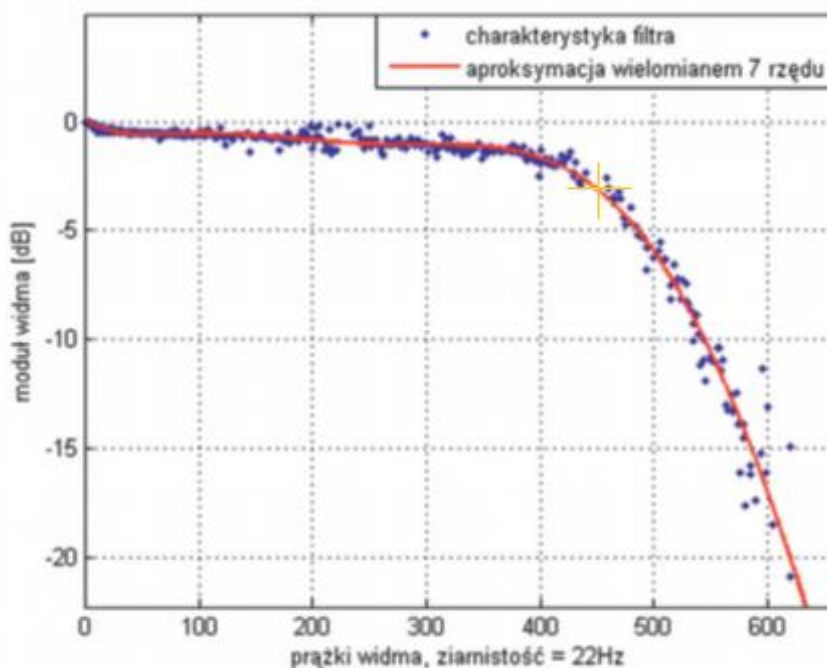
Tabela 5.2 Wyznaczone współczynniki wielomianu

$p_1 = -1,644\text{e-}017$	$p_2 = 4,371\text{e-}014$
$p_3 = -4,509\text{e-}011$	$p_4 = 2,235\text{e-}008$
$p_5 = -5,613\text{e-}006$	$p_6 = 6,881\text{e-}004$
$p_7 = -3,767\text{e-}002$	$p_8 = 1,419\text{e-}001$

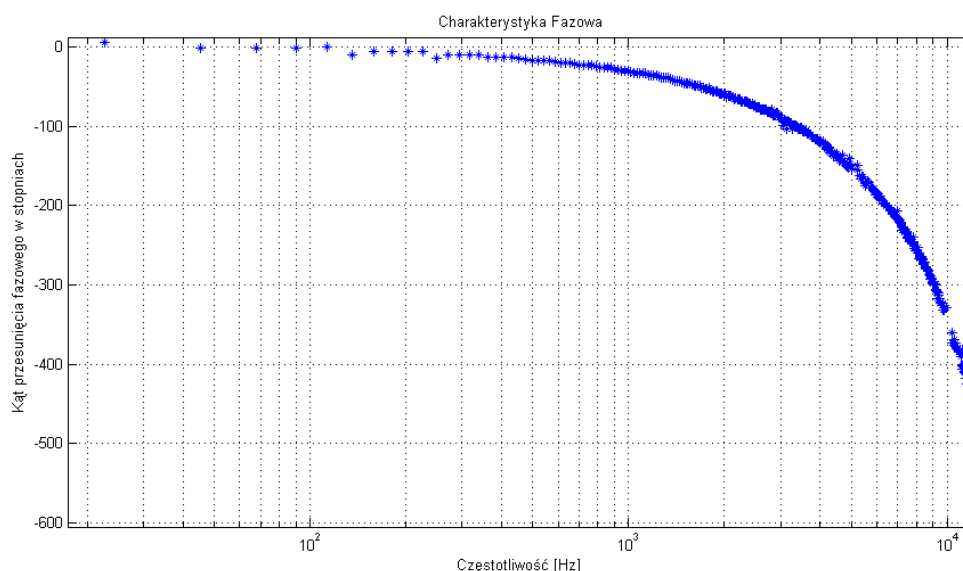
Korzystając ze wzoru (5.20) można również estymować charakterystykę fazowo-częstotliwościową:

$$\arg(H_{xy}(j\omega)) = \arctg\left(\frac{\text{Im}(H_{xy}(j\omega))}{\text{Re}(H_{xy}(j\omega))}\right) \quad 5.23$$

Na wykresie oś „x” wyskalowana jest w prążkach widma DFT , w celu odczytania częstotliwości należy indeks prążka pomnożyć przez rozdzielczość częstotliwościową $DFT = 22,6\text{Hz}$ [1], [2], [3], [29], [30], [31], [32], [33], [34], [42].



Rys. 5.15 Estymowana charakterystyka częstotliwościowa amplitudowa filtra z przełączaną pojemnością (SC). Tłumienie 3dB obserwuje się dla ok. 460 prążka, co przy rozdzielczości częstotliwościowej wynoszącej 22Hz odpowiada częstotliwości 10120Hz. Pomarańczowym krzyżem zaznaczono spadek 3dB dla częstotliwości 10kHz.



Rys. 5.16 Estymowana charakterystyka częstotliwościowa fazowa filtra z przełączaną pojemnością (SC).

Na Rys. 5.16 da się zauważyć wyraźną nieciągłość dla częstotliwości 10kHz oraz pewne zaburzenia dla częstotliwości około 5kHz. Nieciągłość mogła powstać na skutek odrzucenia harmoniczných, których moduły widma były niewielkie. Autor analizował jedynie harmoniczne, których moduł stanowił co najmniej 1% wartości modułu składowej podstawowej. Zaburzenia te mogły wynikać również z faktu, iż częstotliwości 5kHz oraz 10kHz są podharmonicznymi częstotliwości taktowania filtru SC wynoszącej 100kHz.

6. Badania modelowe i eksperymenty laboratoryjne

6.1. Porównywanie charakterystyk filtru SC i filtru aktywnego metodą gęstości widmowych mocy sygnałów napięć

W ramach eksperymentu przeanalizowano dwa warianty układów wejściowych zróżnicowanych pod względem części odpowiedzialnej za filtrowanie sygnału. W pierwszym wariantcie człon filtrujący składał się z filtra SC MAX 291 oraz dwóch filtrów pasywnych. Drugi człon filtrujący został opracowany z wykorzystaniem filtra aktywnego MAX 274. Zaprojektowany analizator umożliwia badanie napięć o wartości skutecznej od 110V do 400V. W zależności od zastosowanego członu filtrującego, istnieje możliwość regulacji częstotliwości granicznej. Filtr SC regulowany jest przy pomocy układu CPLD (ang. Complex Programmable Logic Device), filtr aktywny poprzez zmianę wartości rezystorów na płycie drukowanej.

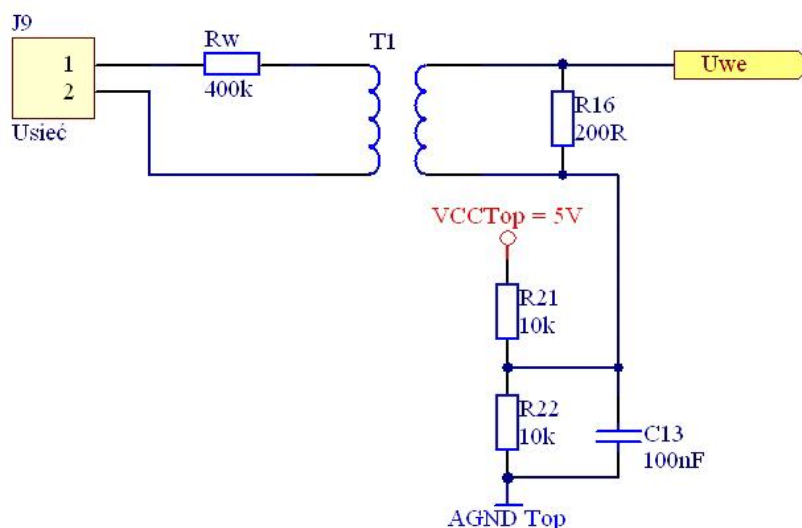
Izolację galwaniczną (Rys. 6.1) napięcia wejściowego wykonano przy użyciu transformatora o przekładni 1:1, który pracuje z wymuszeniem prądowym. Rezystancję wejściową układu (R_w) wynoszącą 400k Ω stanowiły cztery rezystory 100k Ω połączone szeregowo. Takie rozwiązanie jest korzystne, ponieważ moc rozproszona jest na czterech elementach, ograniczając tym samym wpływ temperatury na zmianę wartości rezystancji wejściowej układu. W zależności od wartości skutecznej analizowanego napięcia, należy dopasować rezystancję wejściową członu separującego.

Stronę wtórną transformatora zwarto rezystorem $R_{16} = 200\Omega$. Dokumentacja projektowa został wykonany w programie Altium Designer [45], [47], [47], [52], [53], [55].

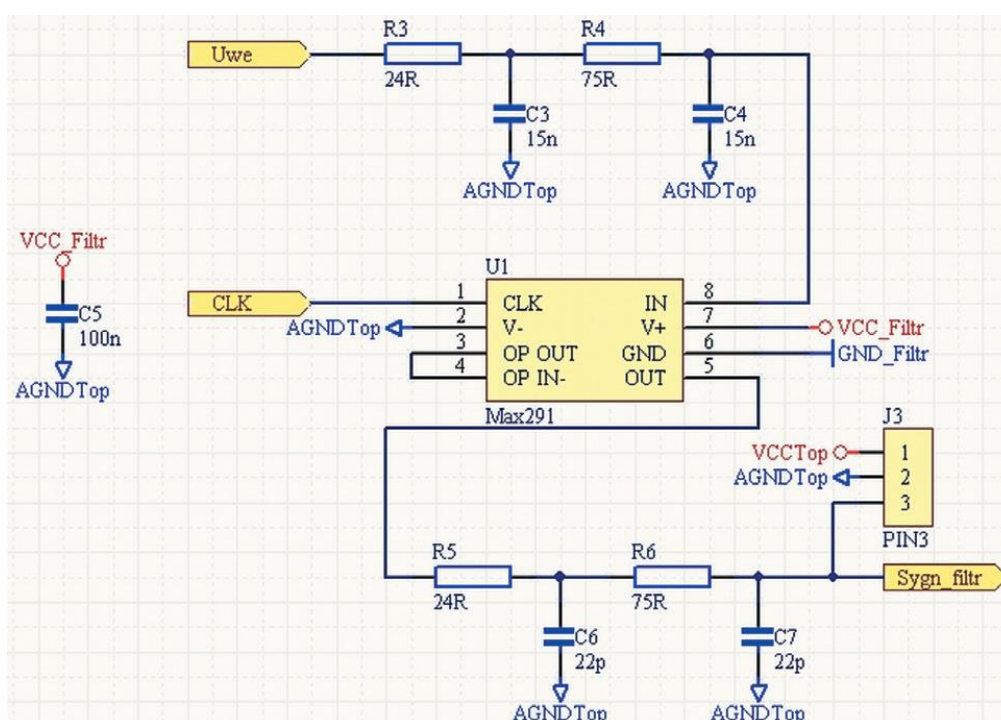
W takiej konfiguracji, po podłączeniu układu do napięcia fazowego 230V, na rezystorze R_{16} występuje napięcie $U_s = 230[mV]$, symetryczne względem punktu odniesienia. Zważywszy na to, że wszystkie elementy układów wejściowych zasilane są napięciem dodatnim $V_{cc} = 5V$, analizowany sygnał również powinien przyjmować wartości większe od zera. Taki efekt osiągnięto poprzez zastosowanie dzielnika napięcia $R_{21}-R_{22}$, który dodaje do sygnału wyjściowego składowa stała o wartości 2,5V.

Układy wejściowe zostały zaprojektowane tak by umożliwiać pomiar zniekształceń harmonicznnych o częstotliwościach nie przekraczających 9kHz, co jest wystarczające

i zgodne z zakresem opisywanym przez Polską Normę dotyczącą kompatybilności elektromagnetycznej [37]. Szczegóły dotyczące budowy badanych filtrów (Rys. 6.2 oraz Rys. 6.3) można znaleźć w [32], [33].



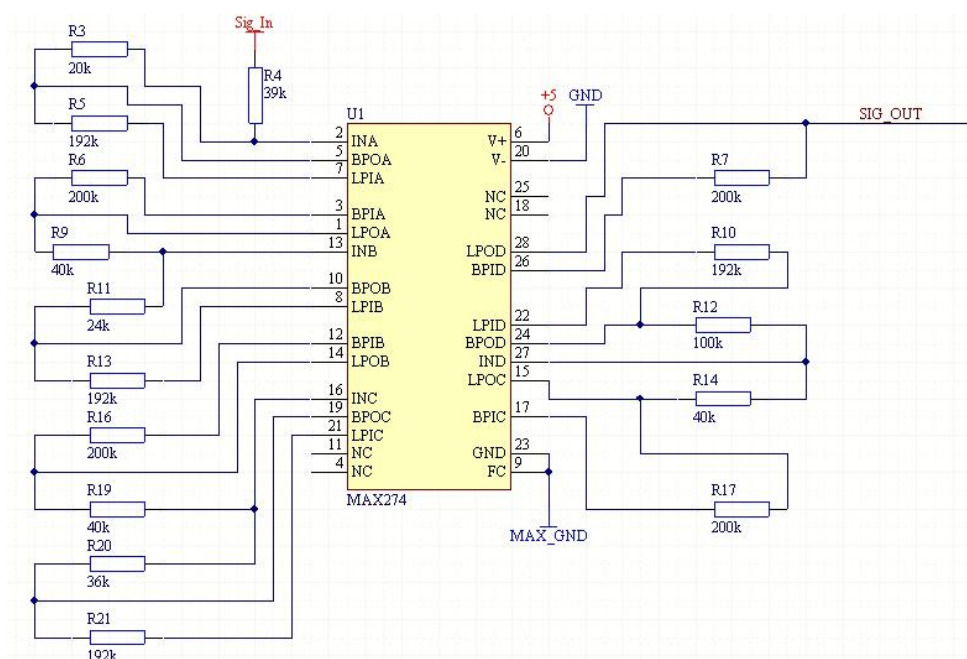
Rys. 6.1 Układ kondycjonujący. R_w – rezystancja zastępcza czterech szeregowo połączonych rezystorów. Rezystory R_{21} oraz R_{22} tworzą dzielnik napięcia, który do sygnału po stronie wtórnej transformatora dodaje składową stałą 2,5V.



Rys. 6.2 Zaprojektowany przez autora układ z filtrem SC przy użyciu układu MAX291. Na wejściu oraz na wyjściu układu MAX291 dodano podwójne filtry pasywne RC. Największe znaczenie ma filtr RC na wyjściu filtru SC, którego celem jest ograniczanie zakłóceń powstających od taktowania filtru z przełączaną pojemnością.

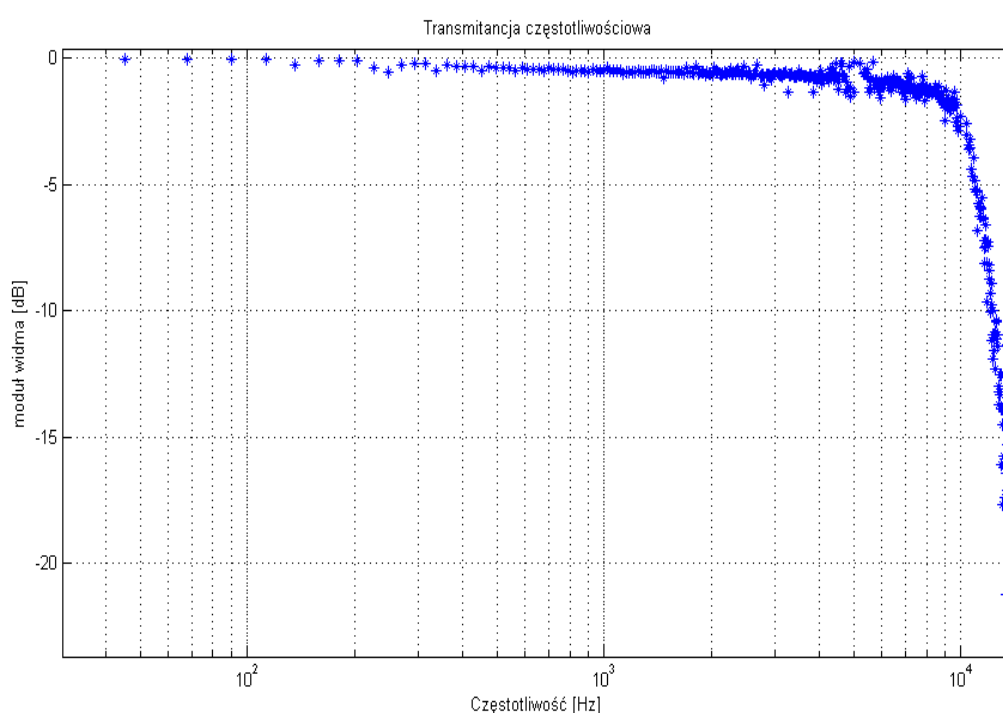
Pomiary zostały wykonane przy użyciu generatora częstotliwości, rejestratora, dzielnika napięcia oraz komputera PC. Schemat połączenia aparatury pomiarowej przedstawiono na Rys. 5.3. Biorąc pod uwagę fakt, że generator Agilent wytwarza sygnały o częstotliwości do 1kHz i wartości skutecznej napięcia wyjściowego wynoszącej $U_N = 230V$, a badane filtry zaprojektowano dla maksymalnej częstotliwości granicznej równej 10kHz, należało znaleźć sposób, który pomimo tych ograniczeń pozwoli na zbadanie charakterystyki filtrów. Zaistniała również potrzeba oceny, które z badanych układów filtrujących mogłyby być wykorzystane w urządzeniu do wyznaczania współczynnika *THD*.

Na wejściu układów wejściowych, dla dwóch rodzajów członów filtrujących, podano sygnał prostokątny o wartości skutecznej $U_N = 230V$ i częstotliwości $f = 50Hz$. Następnie zarejestrowano napięcia wejściowe (poprzez rezystancyjny dzielnik napięcia) i wyjściowe badanych układów. Sygnały próbkowano z częstotliwością 141kHz, co dla użytego generatora było wystarczające by twierdzenie Kotelnikowa-Shannona o próbkowaniu było spełnione. Napięcie wejściowe układu mierzono na rezystancyjnym dzielniku napięcia, natomiast napięcie wyjściowe uzyskano na wyjściach układu filtrującego układów wejściowych.



Rys. 6.3 Filtr aktywny – MAX274. Układ zaprojektowany na częstotliwość graniczną wynoszącą 10kHz.

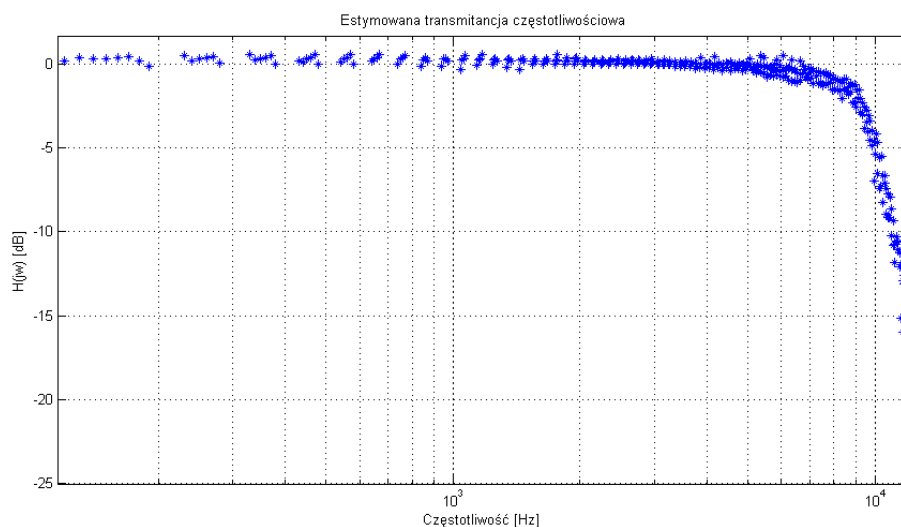
Stosując metodykę opisaną w rozdziale 0 estymowano transmitancję widmową układu przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć. Na rysunkach Rys. 6.4 oraz Rys. 6.5 przedstawiono moduły estymowanego widma transmitancji w funkcji częstotliwości. Dla filtru SC częstotliwość graniczna, dla której występuje 3dB spadek wynosi 10kHz, natomiast dla filtru aktywnego jest ona nieznacznie mniejsza. Trudność w idealnym ustawieniu układu MAX274 na zadaną częstotliwość graniczną wynika z tolerancji zastosowanych rezystorów. Błąd ten można zniwelować łącząc szeregowo z rezystorami potencjometry, które umożliwiłyby idealne dostrojenie częstotliwości granicznej filtru aktywnego.



Rys. 6.4 Estymowana charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa układu z filtrem SC otrzymana na podstawie wzoru (5.21) - skala logarymiczna.

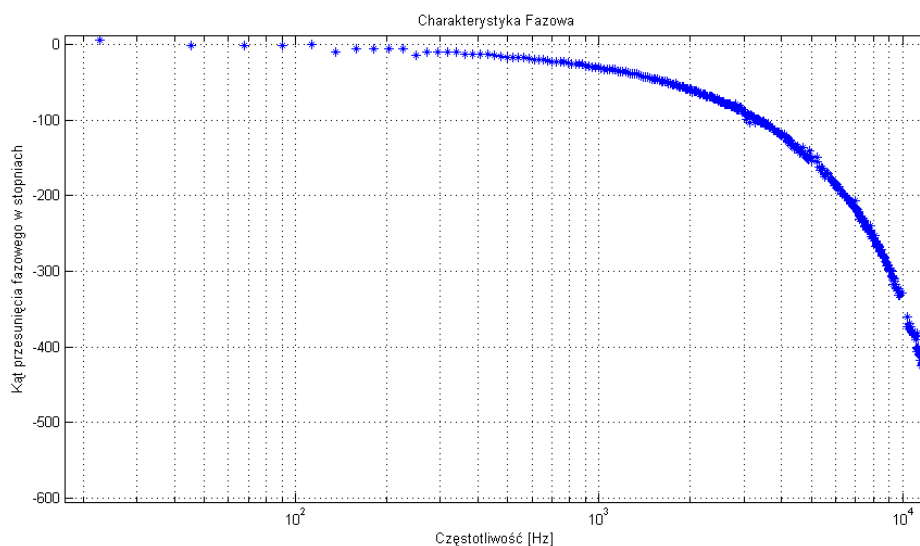
Na rysunku Rys. 6.4 uwidaczniają się zafalowania oraz nieciągłość dla częstotliwości około 5kHz. Zaburzenia te mogą wynikać z faktu, iż częstotliwość ta jest podharmoniczną częstotliwości taktowania filtru SC, która wynosi 100kHz. Nieciągłość mogła również powstać na skutek odrzucenia harmonicznym o modułach DFT stanowiących mniej niż 1% z modułu DFT składowej podstawowej. Ujawnia się tu także wada filtrów SC związana z przenoszeniem się harmonicznym oraz podharmonicznych częstotliwości taktowania układu do filtrowanych sygnałów. Wada ta wyklucza tego typu filtry z zastosowań

w obwodach wejściowych urządzeń do pomiaru parametrów jakości energii elektrycznej np. THD, których wynik zależy od zawartości harmonicznych w mierzonym sygnale.



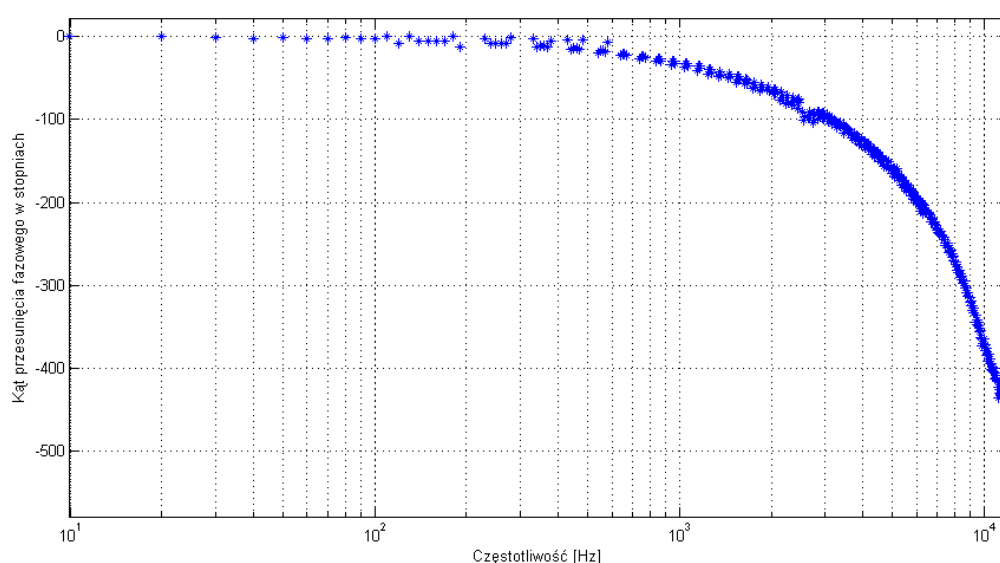
Rys. 6.5 Estymowana charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa układu z filtrem aktywnym otrzymana na podstawie wzoru (5.21) - skala logarytmiczna.

Nieciągłości widoczne na rysunku Rys. 6.6 mogły powstać na skutek odrzucenia harmonicznych o modułach DFT stanowiących mniej niż 1% z modułu DFT składowej podstawowej. Istnieje także możliwość, iż w sygnale wymuszającym takie harmoniczne w ogóle nie występowały.



Rys. 6.6 Estymowana charakterystyka fazowo-częstotliwościowa filtra SC otrzymana na podstawie wzoru (5.23) – skala logarytmiczna.

Widoczne na rysunku Rys. 6.6 nieciągłości mogły powstać na skutek odrzucenia harmonicznych o modułach DFT stanowiących mniej niż 1% z modułu DFT składowej podstawowej. Można również zakładać, że harmoniczne o danej częstotliwości w ogóle nie pojawiły się w sygnale wymuszającym. Porównując jednak wyniki z Rys. 6.7, można zauważyć, że pomimo identycznego sygnału wymuszającego nieciągłość dla 10kHz w przypadku filtru aktywnego nie występuje. Należy więc wnioskować, że powstała ona na skutek wpływu taktowania filtru SC. Częstotliwość 10kHz jest bowiem podharmoniczną częstotliwości taktowania, która wynosi 100kHz.



Rys. 6.7 Estymowana charakterystyka fazowo-częstotliwościowa układu z filtrem aktywnym otrzymana na podstawie wzoru (5.23) - skala logarytmiczna.

Nieciągłości na rysunku Rys. 6.7 mogły powstać na skutek odrzucenia harmonicznych o modułach DFT stanowiących mniej niż 1% z modułu DFT składowej podstawowej. Można również zakładać, że harmoniczne o danej częstotliwości w ogóle nie pojawiły się w sygnale wymuszającym.

Analizując charakterystyki filtrów, można zauważyć między nimi wiele różnic. Filtr SC w paśmie przenoszenia na charakterystyce amplitudowej ma widoczne zafalowania w przedziałach częstotliwości 100Hz – 400Hz oraz 3kHz – 6kHz. Dodatkowo uwidaczniają się pewne zaburzenia amplitudy dla 5kHz. Jednocześnie na charakterystyce fazowej układów wejściowych z filtrem SC (Rys. 6.6) występuje niewielkie zaburzenia dla częstotliwości 5kHz oraz bardzo wyraźną nieciągłość w pobliżu częstotliwości 10kHz. Nieciągłość ta

mogła powstać na skutek odrzucenia estymat gęstości widmowych o małych modułach, stanowiących mniej niż 1% z wartości modułu składowej podstawowej. Częstotliwości 5kHz i 10kHz, są pod harmonicznymi częstotliwości taktowania filtru SC, wynoszącej 100kHz. Ujawnia to istotną wadę filtrów SC, jako filtrów antyaliasingowych, polegającą na tym, iż przełączanie pojemności może być źródłem aliasingu. Na charakterystyce fazowej filtru zbudowanego na układzie MAX274, występuje tylko niewielkie zafalowanie fazy dla częstotliwości wynoszącej około 1,5kHz.

Z Rys. 6.5 wynika, że filtr aktywny ma niewielkie zafalowania na charakterystyce amplitudowej w przedziale 10Hz – 120Hz oraz wzmacnia sygnał na poziomie 1dB dla częstotliwości poniżej 1kHz. W dalszym przedziale częstotliwości ma płaską charakterystykę, aż do osiągnięcia częstotliwości granicznej. Natomiast filtr SC oprócz widocznych zafalowań, zwiększał tłumienie wraz z częstotliwością w całym pasmie przenoszenia (Rys. 6.4).

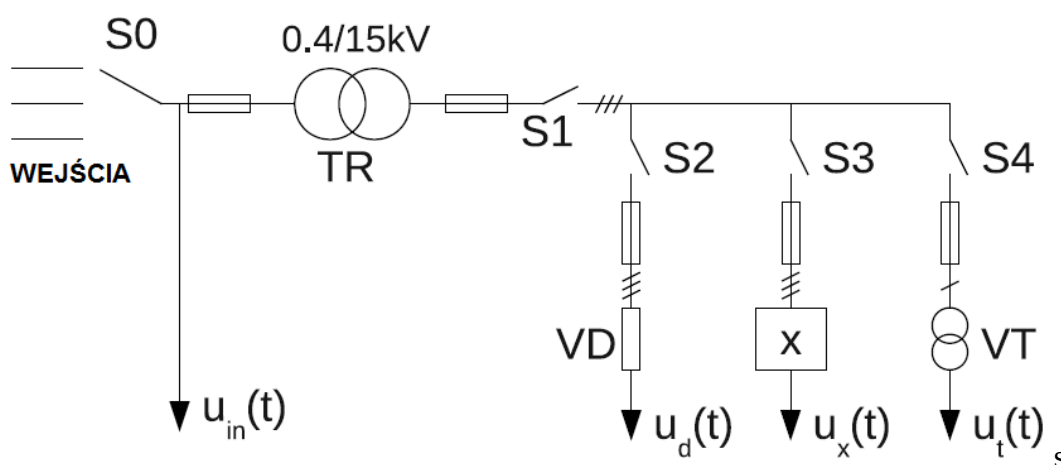
Trudno jest wyciągać wnioski, co do kształtu charakterystyki częstotliwościowej układów w paśmie tłumienia. Przyczyną braku szczegółowej analizy w tym paśmie częstotliwości był ograniczony zakres częstotliwości generatora. Jego harmoniczne dla tak wysokich częstotliwości mają bardzo małą amplitudę, przez co analiza widmowych gęstości mocy obciążona jest znaczną niepewnością. W celu polepszenia estymacji parametrów układów, wymuszający sygnał wejściowy powinien zawierać harmoniczne o większej amplitudzie. Jednak istnieje problem technologiczny w wygenerowaniu sygnału prostokątnego o wartości skutecznej napięcia wynoszącej 230V.

Po wyznaczeniu charakterystyki układów filtrujących, można wnioskować, który lepiej sprawdziłby się w aparaturze pomiarowej wyznaczającej współczynnik jakości energii elektrycznej THD. Porównując uzyskane wyniki widać, że układ z filtrem aktywnym ma mniejsze zafalowania w paśmie przenoszenia charakterystyki amplitudowej oraz fazowej. Nie wymaga on zewnętrznego układu taktującego, od którego dokładności zależy stałość transmitancji. Niewątpliwą zaletą układu z filtrem SC jest łatwość jego przestrajania, poprzez zmianę częstotliwości taktującej. Wadą zaś jest nieznany wpływ wahań częstotliwości taktującej filtr na jego transmitancję. W związku z tym, do pomiarów odkształceń harmonicznych występujących w napięciu sieciowym, lepiej sprawdziłyby się układy wejściowe wyposażone w układ filtrujący z filtrem analogowym.

6.2. Ocena własności metrologicznych indukcyjnego przekładnika napięcia

Na Akademii Górniczo Hutniczej w Krakowie, pod kierownictwem profesora Andrzeja Bienia zespół pracowników Katedry Metrologii w składzie: dr inż. Dariusz Borkowski, dr inż. Andrzej Wetula, mgr inż. Jakub Rzeszutko, opracował system pomiarowy (Rys. 6.8, Rys. 6.9, Rys. 6.10, Rys. 6.11) pozwalający na generowanie przebiegu napięciowego o wartości skutecznej 15kV AC zawierającego wiele składowych harmonicznym oraz interharmonicznym. Autor wykorzystał ten system do przeprowadzenia eksperymentu oraz estymacji charakterystyk częstotliwościowych indukcyjnego przekładnika napięcia, stosując metodę estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć i prądów. System ten został zbudowany z kilku sekcji:

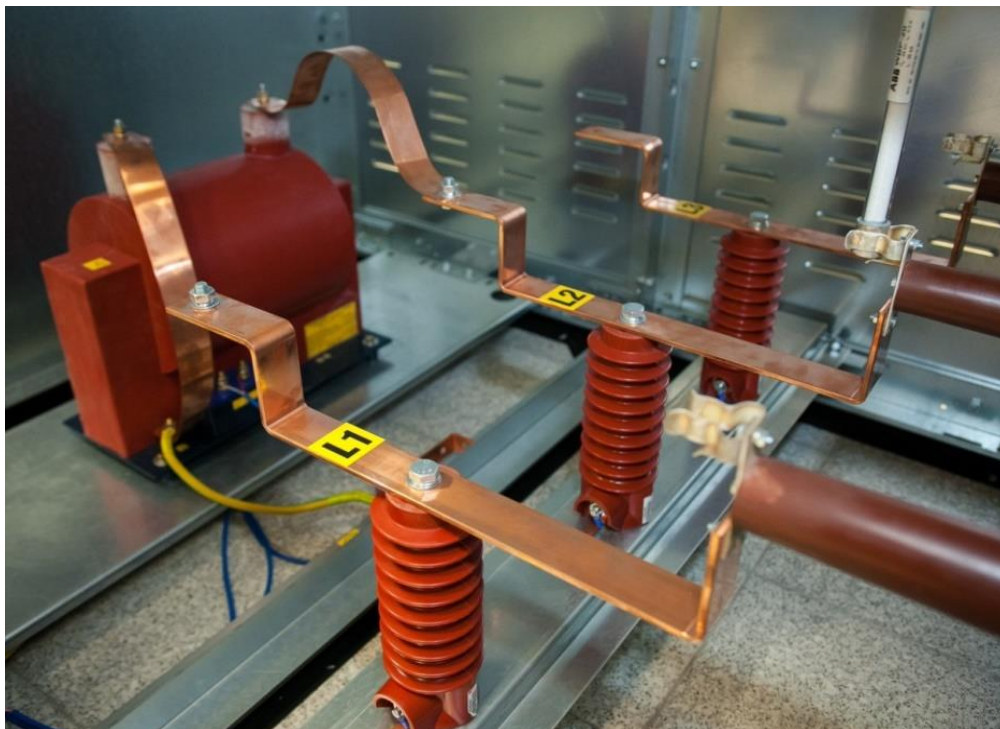
- S0 to generator umożliwiający zadawanie napięcia przemiennego o regulowanym kształcie, częstotliwości oraz amplitudzie,
- S1 umożliwia zwiększenie napięcia wejściowego do 15[kV],
- S2 to rezystancyjny dzielnik napięcia o maksymalnym błędzie 1% w zakresie częstotliwości do 1MHz. Umożliwia on pomiar napięcia wejściowego (VD na Rys. 6.8) indukcyjnego przekładnika napięcia,
- S3 obecnie nie jest wykorzystywana – jest to przekładnik referencyjny będący odniesieniem do pomiaru częstotliwości podstawowej,
- S4 to badany indukcyjny przekładnik napięcia o przekładni: $\frac{15000}{\sqrt{3}} = \frac{100}{\sqrt{3}}$



Rys. 6.8 Schemat ideowy układu pomiarowego.



Rys. 6.9 Zaprojektowany oraz wykonany układ pomiarowy.



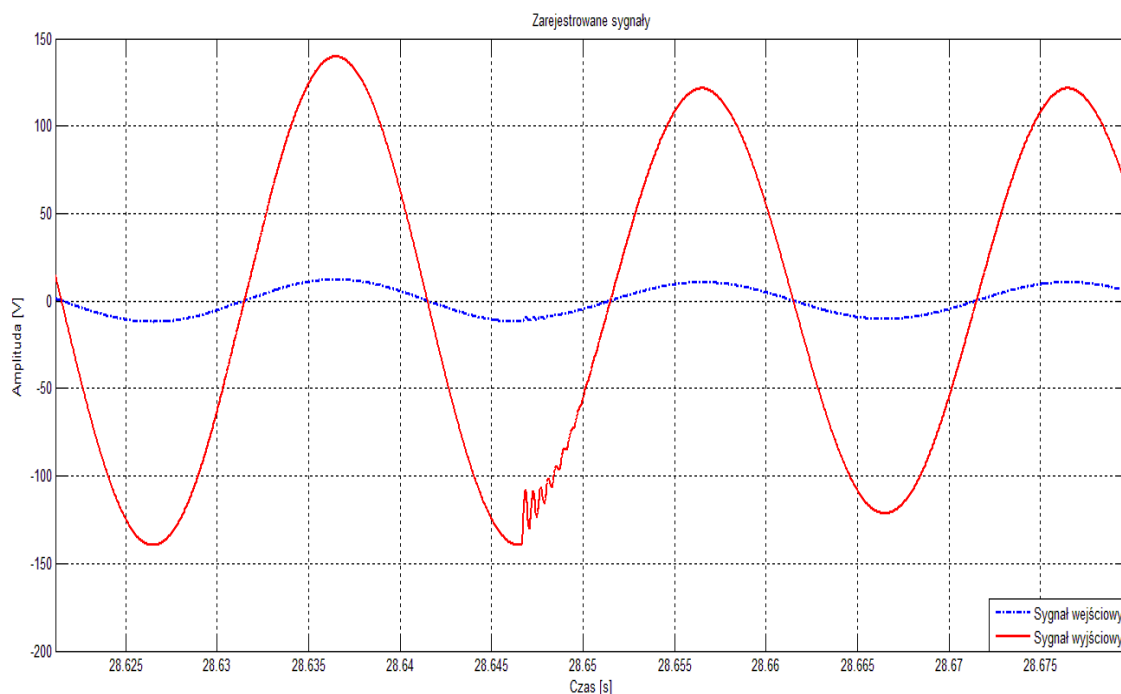
Rys. 6.10 Badany przekładnik napięcia (VT na Rys. 6.8).



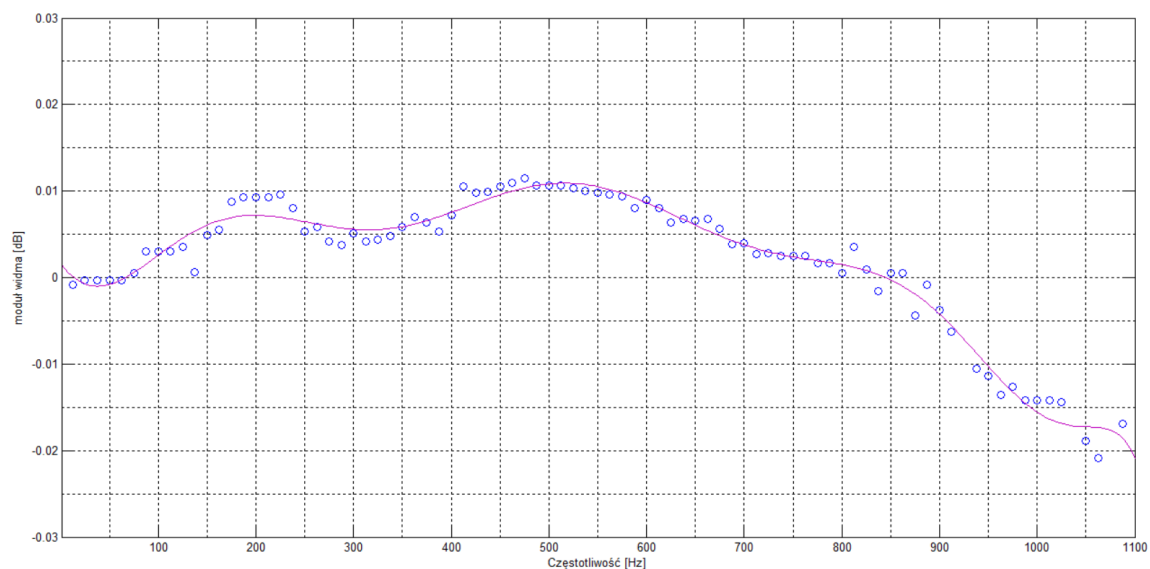
Rys. 6.11 Rezystancyjny dzielnik napięcia o maksymalnym błędzie wynoszącym 1% w zakresie częstotliwości do 1MHz (VD).

W ramach eksperymentu wygenerowano 60 sekundowy przebieg o zmiennej częstotliwości i amplitudzie, w celu wprowadzenia do sygnału wymuszającego jak największej ilości harmoniczných, interharmoniczných oraz subharmoniczných. Rys. 6.12 ilustruje fragment tego przebiegu. Napięcie wejściowe oraz wyjściowe badanego przekładnika zarejestrowano z 24 bitową rozdzielczością i częstotliwością próbkowania wynoszącą 50kHz. Następnie na podstawie zmierzonych przebiegów, w programie Matlab wyznaczona została charakterystyka częstotliwościowa amplitudowa badanego przekładnika napięcia, przy użyciu metody widmowych gęstości mocy sygnałów napięć [1], [2], [3], [29], [34], [42], [51]. W celu zwiększenia czytelności otrzymanej charakterystyki, sygnał wejściowy badanego przekładnika został przeskalowany cyfrowo do poziomu sygnału wejściowego. Dzięki temu można łatwo odczytać jak zmienia się napięcie wyjściowe indukcyjnego przekładnika napięcia w zależności od częstotliwości sygnału wejściowego. Rys. 6.13 przedstawia estymowaną charakterystykę częstotliwościową amplitudową badanego obiektu. Wynika z niej, że dla harmoniczných wyższych od podstawowej, przekładnik wprowadza zniekształcenia do przenoszonego sygnału. Dla częstotliwości powyżej

wartości około 80Hz sygnał jest wzmacniany, natomiast powyżej 800Hz jest tłumiony. Można także zauważyć, iż dla pasma częstotliwości około 3ciej harmonicznej sygnał przenoszony jest z podobnym wzmocnieniem jak składowa podstawowa.



Rys. 6.12 Fragment zarejestrowanego napięcia na wejściu i wyjściu badanego indukcyjnego przekładnika napięcia.

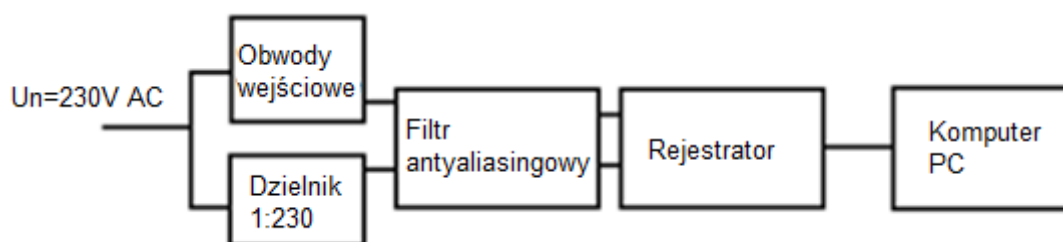


Rys. 6.13 Estymowana charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa badanego przekładnika. Na wykresie można zauważyć, że przekładnik przenosi bez zniekształceń częstotliwości dla jakich został zaprojektowany - obszar 50Hz. Liniją fioletową zaznaczono aproksymację wielomianem 10 rzędu.

6.3. Ocena własności metrologicznych prototypowych układów wejściowych przeznaczonych dla miernika wyznaczającego współczynnik jakości energii elektrycznej THD

Układy wejściowe zbudowane zostały z indukcyjnego przekładnika napięcia oraz aktywnego filtra 8-go rzędu typu Butterwortha, którego częstotliwość graniczna wynosiła 10kHz. Jako przekładnik wykorzystano zwykły transformator zasilający 230:12V o mocy znamionowej 0,5[VA].

Na wejście układów wejściowych podano napięcie o wartości skutecznej 230V, po czym sygnał wyjściowy zarejestrowano rejestratorem cyfrowym o rozdzielczości wynoszącej 12 bitów. Równocześnie na drugim kanale oscyloskopu zmierzono napięcie wejściowe obwodów poprzez dzielnik rezystancyjny 1:230. Rys. 6.14 przedstawia schemat blokowy układu pomiarowego. Częstotliwość próbkowania sygnałów wynosiła 125kHz, natomiast czas rejestracji trwał 1 sekundę. Zarejestrowane przebiegi przedstawia Rys. 6.16.



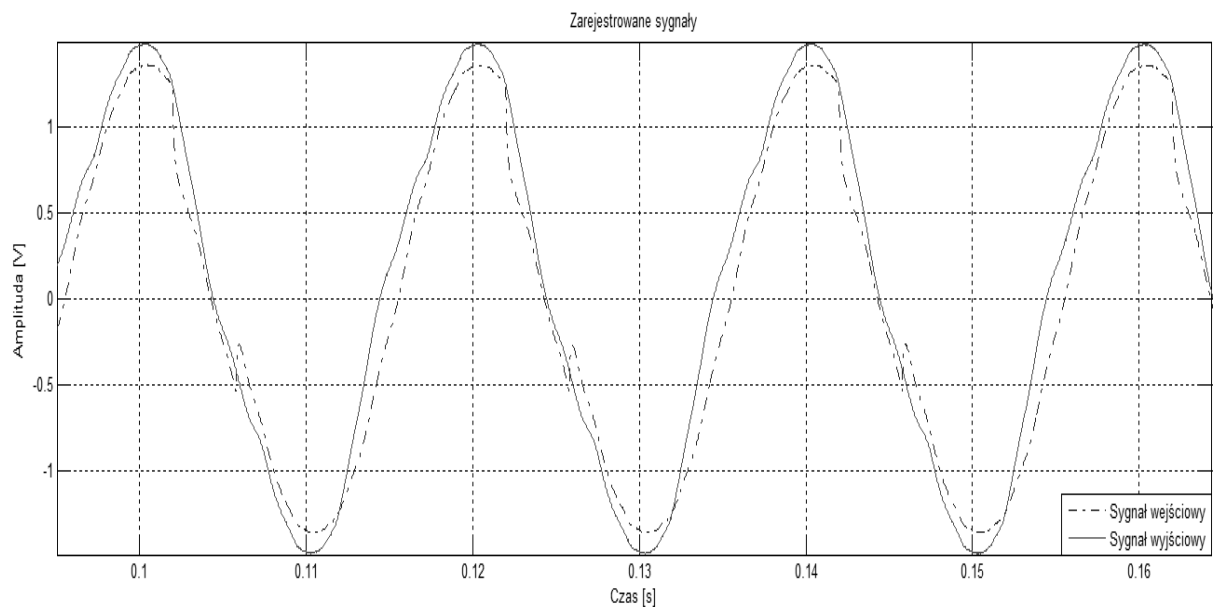
Rys. 6.14 Schemat pomiarowy układów wejściowych.

Opisywany eksperyment przeprowadzony został w pobliżu Huty im. Tadeusza Sędzimiry w Krakowie (Rys. 6.15). Autor miejsce to wybrał z uwagi na fakt występowania wielu harmonicznych w napięciu sieciowym w tej okolicy.

Taka sytuacja z punktu widzenia estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy jest korzystna, ponieważ metoda ta estymuje charakterystyki dla tych częstotliwości, które pojawiły się w analizowanych sygnałach. Im szersze jest pasmo częstotliwościowe analizowanych sygnałów, tym więcej informacji uzyskuje się w estymowanej transmitancji.

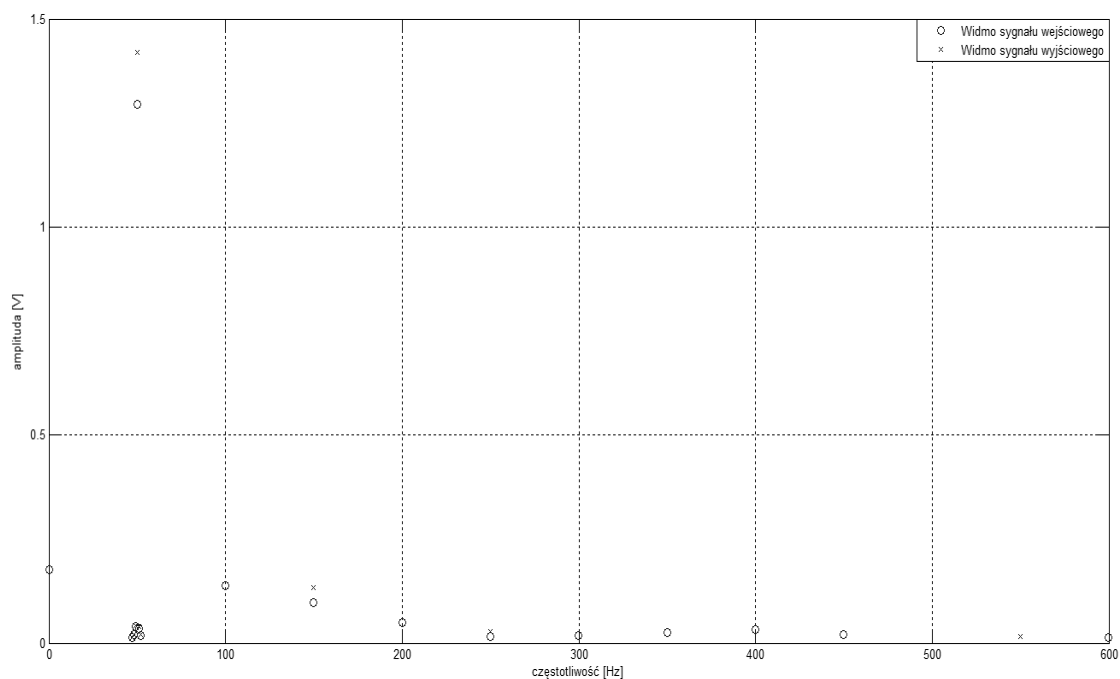


Rys. 6.15 Miejsce wykonania pomiaru graniczy z kombinatem huty oraz znajdującej się tam walcowni.



Rys. 6.16 Zarejestrowane sygnały: wejściowy oraz wyjściowy układów wejściowych.

W kolejnym kroku wybrano częstotliwości sygnału wejściowego, dla których estymowana była transmitancja widmowa. W tym celu wyznaczono widma sygnałów: wejściowego i wyjściowego. Następnie do dalszej analizy wybrano tylko te harmoniczne, których moduł stanowił przynajmniej 1% modułu składowej podstawowej danego przebiegu (Rys. 6.17).

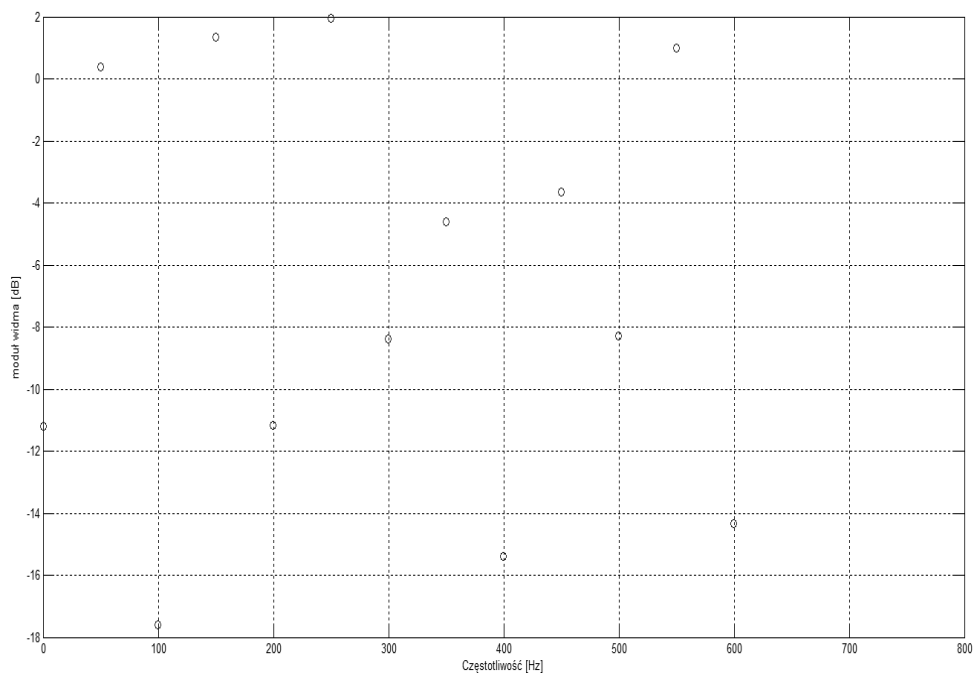


Rys. 6.17 Widmo amplitudowe sygnału wejściowego i wyjściowego.

Pierwsze co zwraca uwagę na Rys. 6.17 to fakt, iż układy wejściowe wygładzają mierzone napięcie poprzez tłumienie parzystych harmonicznnych występujących w sygnale wejściowym. Taka sytuacja jest niekorzystna z metrologicznego punktu widzenia, ponieważ tracona jest informacja o mierzonym sygnale. Można oczywiście wykonać cyfrową korekcję otrzymanych wyników na podstawie estymowanej transmitancji układów wejściowych, poprzez odpowiednie wzmocnienie tłumionych częstotliwości. Należy mieć jednak na uwadze, że operacja ta pogorszy stosunek szumu do sygnału (SNR ang. Signal to Noise Ratio).

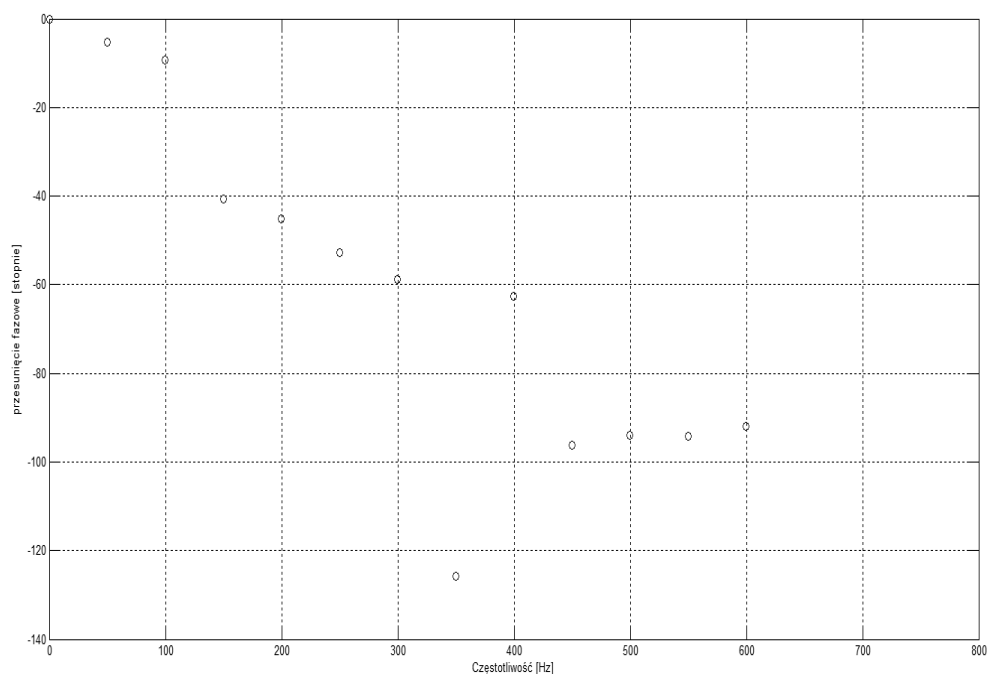
W celu dokładniejszego przeanalizowania charakterystyk badanych obwodów estymowano ich transmitancję widmową. Estymowane charakterystyki częstotliwościowe amplitudową oraz fazową przedstawiono na Rys. 6.18 oraz Rys. 6.19.

Po przeanalizowaniu danych z Rys. 6.18 wnioskuje się, że przekładnik napięciowy tłumi wszystkie parzyste harmoniczne oraz dodatkowo 7 i 9. Pozostałe harmoniczne nieparzyste: 1, 3, 5 i 11 są wzmacniane. Tak estymowanych charakterystyk częstotliwościowych nie można wiarygodnie przybliżyć, ponieważ zachowanie przekładnika jest trudne do określenia w analizowanym paśmie częstotliwości.



Rys. 6.18 Estymowana charakterystyka częstotliwościowa amplitudowa. Z powodu niewielkiej ilości wyznaczonych punktów charakterystyki autor nie podejmuje się ich aproksymacji wielomianem.

Na Rys. 6.18 można zauważyć dużą zmienność charakterystyki wynikającą z występujących pojemności pasożytniczych, które mogą powodować lokalne rezonanse.



Rys. 6.19 Estymowana charakterystyka częstotliwościowa fazowa. Z powodu niewielkiej ilości wyznaczonych punktów charakterystyki autor nie podejmuje się ich aproksymacji wielomianem.

Na podstawie przeprowadzonego eksperymentu, mającego na celu określenie czy układy wejściowe zbudowane z transformatora zasilającego oraz filtra aktywnego sprawdzają się w pomiarach wskaźnika jakości energii elektrycznej THD, należy stwierdzić, że aparatura pomiarowa wyposażona w badane układy wejściowe charakteryzowałaby się nieakceptowalnym wpływem na niepewność pomiaru tj. zwiększając ją znacznie np. dla THD o 15%. Na Rys. 6.18 szczególnie zwraca uwagę duża zmienność charakterystyki częstotliwościowej amplitudowej. W zakresie estymowanych częstotliwości układ wzmacnia nieparzyste harmoniczne, z wyjątkiem siódmej i dziewiątej, natomiast tłumi parzyste. Takie zachowanie może wynikać z występujących pasożytniczych pojemności powodujących lokalne rezonanse. W związku z powyższym, stosując proponowaną przez autora metodę estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości sygnałów napięć, należy jednoznacznie stwierdzić, iż zastosowany w eksperymencie model przekładnika napięcia posiada złe własności dynamiczne do pomiarów sygnałów elektroenergetycznych. Z metrologicznego punktu widzenia przekładnik ten nie sprowadzi się między innymi przy wyznaczaniu wskaźników jakości energii elektrycznej tj. *THD*, które są szczególnie wrażliwe na harmoniczne występujące w mierzonym sygnale [31,] [32], [34].

7. Podsumowanie

Autor jest aktywnym zawodowo badaczem oraz inżynierem, który od wielu lat pracuje w przemyśle związanym z automatyką i elektroniką przemysłową w obszarze nowych konstrukcji. Obecnie jest związany z firmą Delphi Poland S.A. gdzie prowadzi projekty z zakresu tworzenia nowoczesnych komputerów sterujących pracą samochodu. Przeprowadzone przez niego prace badawcze, przedstawione w niniejszej rozprawie doktorskiej jak i licznych publikacjach [30], [31], [32], [33], [34] były związane z oceną metrologiczną układów wejściowych systemów pomiarowych do pracy z sygnałami elektroenergetycznymi. Autor wykazał w nich, iż proponowana metoda estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć i prądów, może być z powodzeniem stosowana do estymacji charakterystyk częstotliwościowych układów wejściowych. Metoda ta tym dokładniej estymuje poszukiwane charakterystyki im więcej harmonicznym oraz interharmonicznym zawartych jest w sygnale wejściowym badanych obwodów wejściowych. Wynika to z faktu, że transmitancja widmowa jest estymowana wyłącznie dla częstotliwości, które są zawarte w sygnale wejściowym badanych układów. W niniejszej pracy opisano cztery propozycje konfiguracji toru pomiarowego, które można dopasować do analizowanych układów wejściowych w zależności od ich napięcia pracy, zakresu częstotliwości pracy oraz możliwości transportowych.

W codziennej pracy autor ma możliwość wykorzystywania przedstawionej metody estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć i prądów w praktyce. Opisywana metoda znalazła również zastosowanie podczas realizowania przez autora wielu projektów dla firm z województwa małopolskiego, między innymi:

- Com-Shooting
- Deepsoft
- Kliweko
- Unihome / Unicard S. A.

Zaprojektowane i wykonane dla wyżej wymienionych firm urządzenia, charakteryzowały się szerokim wachlarzem zastosowań. Była to zarówno aparatura wykorzystywana do przeprowadzania pomiarów parametrów jakości energii elektrycznej, pomiarów meteorologicznych, jak również urządzenia wspomagające systemy automatyzacji budynków. Każde z tych urządzeń posiadało układy wejściowe charakteryzujące się różnymi parametrami metrologicznymi, do których wyznaczenia autor zastosował metodę estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć i prądów.

Praktyka pokazuje, że metoda ta sprawdza się zarówno w warunkach laboratoryjnych, jak i w urządzeniach skonstruowanych przez autora, które są z powodzeniem wykorzystywane w wielu firmach do dnia dzisiejszego.

Zaletą proponowanej metody jest łatwość jej stosowania. Można z niej korzystać dysponując sprzętem będącym na wyposażeniu większości firm z branży elektroniki i automatyki przemysłowej.

7.1. Oryginalne elementy pracy

Za oryginalne elementy pracy należy uznać:

1. Opracowanie metodyk wyznaczania charakterystyk częstotliwościowych układów wejściowych elektroenergetycznej aparatury pomiarowej stosując metodę estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć i prądów.
2. Zaprojektowanie i wykonanie różnego typu układów wejściowych, które zostały wykorzystane w badaniach.
3. Zaprojektowanie wraz zespołem profesora Andrzeja Bienia systemu pomiarowego służącego do oceny właściwości częstotliwościowych przekładnika średniego napięcia.
4. Wykonanie szeregu testów, których wynik potwierdza skuteczność proponowanej metody estymacji transmitancji widmowej przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć i prądów.

5. Wykazanie, że proponowana metoda może zostać wykorzystana do oceny i porównywania charakterystyk częstotliwościowych układów wejściowych elektroenergetycznej aparatury pomiarowej.
6. Implementacja oraz symulacja ww. metody w środowisku Matlab.

7.2. Kierunki dalszych prac

Autor planuje stworzenie komercyjnego systemu pomiarowego służącego do oceny parametrów częstotliwościowych układów wejściowych. W związku z tym dalsze prace będą prowadzone w dwóch kierunkach.

W pierwszej kolejności autor zamierza skupić się nad stworzeniem faktycznego systemu ocen służącego do klasyfikacji badanych układów wejściowych w zależności od ich praktycznych zastosowań.

Następnie planowane jest stworzenie wieloplatformowej aplikacji, na którą przeniesiony zostanie algorytm estymacji transmitancji widmowej ze środowiska Matlab. Umożliwi to komercyjne wykorzystywanie metody bez konieczności inwestowania w bardzo kosztowne licencje Matlaba.

8. Bibliografia

1. **B. J., Piersol A.:** *Metody analizy i pomiaru sygnałów losowych*, PWN, Warszawa, 1976
2. **R. G. Lyons:** *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności WKŁ, Warszawa 2009
3. **T. P. Zieliński:** *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Od teorii do zastosowań*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności WKŁ, Warszawa 2009
4. **W. Oppenheim, R.W. Schaffer:** *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1979r
5. **Z. Hanzelka, Andrzej Bień:** *Harmoniczne, interharmoniczne – [Harmonics, interharmonics]*, Wrocław : Polskie Centrum Promocji Miedzi Sp. z o. o. ; Brussels : European Copper Institute, 2005. – 20 s. – (Jakość zasilania – poradnik ; 3.1.1). – Poradnik opracowany w ramach LPQI Leonardo Power Quality Initiative
6. **A. Bień:** *Metrologia jakości energii elektrycznej w obszarze niskoczęstotliwościowych zaburzeń napięcia sieci. Metrology of electrical energy quality in the range of network voltage low-frequency disturbances*, Kraków : Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, 2003. – 111 s. – (Rozprawy Monografie / Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie ; ISSN 0867-6631 ; 127). – Bibliogr. s. 103 –111, Streszcz., Abstr.
7. **A. Bień:** *Systemy pomiarowe w elektroenergetyce*, Wydawnictwo AGH Kraków 2013
8. **A. Bień:** *Smart Grid – Smart Metering*, <http://home.agh.edu.pl/~abien/>
9. **Z. Hanzelka:** *Jakość Energii Elektrycznej. „Część 1: Wczoraj, Dziś, Jutro...”*, <http://www.twelvee.com.pl>, 2001
10. **Z. Hanzelka:** *Jakość energii elektrycznej. Część 2 – Zapady napięcia i krótkie przerwy w zasilaniu – wpływ na pracę napędów elektrycznych o regulowanej prędkości*. <http://www.twelvee.com.pl>, 2001
11. **Z. Hanzelka:** *Jakość energii elektrycznej. Część 3 – Wahania napięcia* <http://www.twelvee.com.pl>, 2001

12. **Z. Hanzelka:** *Jakość energii elektrycznej. Część 4 – Wyższe harmoniczne napięć i prądów.* <http://www.twelvee.com.pl>, 2001
13. **Z. Hanzelka:** *Jakość energii elektrycznej. Część 5 – Wyższe harmoniczne napięć i prądów c.d.* <http://www.twelvee.com.pl>, 2001
14. **Z. Hanzelka:** *Wahania napięcia, Automatyka – Elektryka – Zakłócenia,* <http://www.cire.pl/pliki/2/Hanzelka-nr5.pdf>
15. **Z. Hanzelka:** *Jakość dostawy energii elektrycznej; Zaburzenia wartości skutecznej napięcia,* Wydawnictwo AGH, Kraków 2013
16. **R. A. Pease:** *Projektowanie układów analogowych – poradnik praktyczny,* Wydawnictwo BTC 2005
17. **Z. Nawrocki:** *Wzmacniacze operacyjne i przetworniki pomiarowe,* Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2008.
18. **Ch. Kitchi, L. Counts:** *Wzmacniacze operacyjne i pomiarowe,* Wydawnictwo BTC, Legionowo 2009.
19. **J. Baranowski, G. Czajkowski:** *Układy elektroniczne, Cz. II, Układy analogowe nieliniowe i impulsowe,* WNT Warszawa 1973
20. **W. Jałmużny, E. Leśniewska:** *Wpływ zaburzeń sieciowych na pracę przekładników transreaktorowych,* PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, 2007-9.
21. **A. Koszmider, J. Olak, Z. Piotrowski:** *Przekładniki prądowe,* WNT Warszawa 1985
22. **A. Wiszniewski,** *Przekładniki w elektroenergetyce,* WNT Warszawa 1992
23. **W. Jałmużny, D. Adamczewska, I. Borowska-Banaś:** *Porównanie własności metrologicznych przekładników prądowych o różnym sposobie składania rdzeni.* PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, 2012/11a.
24. **A. Cieśla, Z. Hanzelka:** *Inteligentne systemy elektroenergetyczne (ang. Smart Grid),* <http://www.smartgrid.agh.edu.pl>
25. **H. Markiewicz, A. Klajn:** *Wpływ zmian parametrów określających jakość energii elektrycznej na pracę odbiorników,* Polskie Centrum Promocji Miedzi nr 02/03/2001, Wrocław 2001
26. **J. Strzałka, K. Strzałka-Gołuszka:** *Jakość energii elektrycznej i jej wpływ na pracę urządzeń elektrycznych,* www.sep.krakow.pl/nbiuletyn/nr45ar2.pdf

27. **R. Mieński, R. Pawełek, I. Wasiak:** *Jakość energii elektrycznej - parametry, pomiary i ocena*, Seminarium „Zaburzenia w napięciu zasilającym”, Łódź, 9 czerwca 2003,
28. **E. Musiał:** *Ocena jakości energii elektrycznej w sieciach przemysłowych*, [Materiały] Konferencja „Automatyka, pomiary, zakłócenia” Jurata, 20-22 maja 2004 r. Gdańsk: INFOTECH. 2004, s. 103-122
29. **J. Gajda:** *Statystyczna analiza danych pomiarowych*, Wydział EAliE AGH, Kraków 2002
30. **J. Rzeszutko:** *Metoda oceny charakterystyk częstotliwościowych indukcyjnych przekładników pomiarowych – [A method for high frequency characteristics of inductive voltage transsformers]*, EMC'11 : kompatybilność elektromagnetyczna w elektrotechnice i elektronice : VII krajowe sympozjum : 20–21 października 2011, Łódź. – [Łódź : s. n., 2011]. – S. 45–46
31. **J. Rzeszutko:** *Metoda oceny własności metrologicznych indukcyjnego przekładnika napięcia – [Proposal of method used to estimate frequency characteristic of inductive voltage transformer*, MKM'12 : XLIV Międzyuczelniana Konferencja Metrologów : Ustroń, 09–12 września 2012 r.. – [S.\,l. : s.\,n., 2012]. – Str. 23. – Pełny tekst W: MKM'12 [Dokument elektroniczny] : XLIV Międzyuczelniana Konferencja Metrologów : Ustroń, 9–12 września 2012r. – ISBN: 978-83-930505-5-0. – S. [1–4].
32. **J. Rzeszutko:** *Obwód wejściowy układu do pomiaru parametrów napięcia w sieci elektroenergetycznej – The input circuit for the measurement of voltage parameters in a power network*, PAR Pomiary Automatyka Robotyka; ISSN 1427-9126. – 2010 R. 14 nr 7–8 s. 58–62.
33. **J. Rzeszutko:** *Porównywanie charakterystyk układów metodą gęstości widmowych mocy sygnałów napięć – Comparison of characteristics of circuits based on the analysis of spectral power density of a signal voltage*, Elektronika : konstrukcje, technologie, zastosowania (Warszawa) ; ISSN 0033-2089 – Tyt. poprz.: Przegląd Elektroniki. – 2010
34. **J. Rzeszutko:** *Metoda analizy obwodów wejściowych systemów pomiarowych pracujących z sygnałami elektroenergetycznymi – The method used for analysis of*

input circuits working with electroenergetical signals, *Pomiary Automatyka Kontrola* 12/2011

35. **M. Rogóż:** *System oceny jakości energii elektrycznej dla potrzeb kontraktu na dostawę energii i określenia warunków technicznych przyłączenia odbiorników*, Rozprawa doktorska, Kraków 2007
36. **A. Wetula:** *Miary wahania napięcia w sieci elektroenergetycznej wyznaczone z zastosowaniem transformacji Hilberta*, Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica, Kraków 2008
37. **Polska Norma: PN-EN 61000-4-7**, *Kompatybilność elektromagnetyczna. Część 4-7: Metody badań i pomiarów. Ogólny przewodnik dotyczący pomiarów harmoniczných i interharmoniczných oraz przyrządów pomiarowych dla sieci zasilających i przyłączonych do nich urządzeń*.
38. **Polska Norma: PN-EN 61000-4-15: 1998**, *Miernik migotania światła - charakterystyka funkcjonalna i techniczna*.
39. **Polska Norma: PN-EN 50160: Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych**, Polski Komitet Normalizacyjny, Warszawa, 2002
40. **A. GRACZYK, K. PACHOLSKI, A. SZCZĘSNY:** *Dobór układów skalowania i przetwarzania analogowo cyfrowego miernika migotania światła*. PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY 2010-9
41. **Texas Instruments:** *Electrostatic Discharge (ESD)*, <http://www.ti.com/lit/an/ssya010/ssya010.pdf>
42. **J. Szabatin:** *Podstawy teorii sygnałów*. WKiŁ, 2000
43. **A. Firlit:** *Ciągły monitoring i analiza energii elektrycznej*, *Wiadomości Elektrotechniczne* : miesięcznik naukowo-techniczny Stowarzyszenia Elektryków Polskich ; ISSN 0043-5112. — 2012
44. **T. Szczepański, J. Rączka:** *Monitoring i analiza jakości energii elektrycznej w systemie przesyłowym*, <http://www.elektroenergetyka.org/11/96.pdf>
45. **U. Tietze, Ch. Schenk:** *Układy półprzewodnikowe*, Wydawnictwa Naukowo Techniczne, Warszawa 1993
46. **A. Charoy:** *Zakłócenia w urządzeniach elektronicznych*, Wydawnictwa Naukowo Techniczne, Warszawa 2000

47. **MAXIM-IC:** *Dokumentacja układu MAX291*, <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX291-MAX296.pdf>
48. **MAXIM-IC:** *Dokumentacja układu MAX274*,
49. <http://www.maximic.com/datasheet/index.mvp/id/1452>
50. *Skrypt do ćwiczeń laboratoryjnych Politechniki Częstochowskiej:*
<http://www.ztmapc.el.pcz.pl/stud/dsp/dsp-lab2.pdf>
51. **Math Works:** *Matlab – The Language of Technical computing*, The Mathworks Inc, 2002-2005
52. **Altium:** *Altium designer manuals*, <http://www.altium.com/training/en/manuals-and-downloads.cfm>
53. **Altium:** *Altium designer videos*,
54. <http://www.altium.com/community/trainingcenter/en/training-videos.cfm#>
55. **J. Kalisz:** *Kurs języka VHDL*, Wojskowa Akademia Techniczna, 2008
56. **Texas Instrumets:** *FilterPro™ MFB and Sallen-Key Low-Pass Filter Design Program User Guide (Rev. C)*, <http://www.ti.com/tool/filterpro>
57. **F. Głowacki, Z. Hanzelka, H. Koseda, B. Czarnecki, M. Wrocławski:** *I Krajowy raport benchmarkingowy nt. jakości dostaw energii elektrycznej do odbiorców przyłączonych do sieci przesyłowych i dystrybucyjnych*, ure.gov.pl
58. **Dz. U. 2007 nr 93 poz. 623:** *Rozporządzenie Ministra Gospodarki z dnia 4 maja 2007 r. w sprawie szczegółowych warunków funkcjonowania systemu elektroenergetycznego*
59. **IEEE Std 1459 – 2010:** *IEEE Standard Definitions for the Measurement for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced or Unbalanced Conditions*
60. **IEC 61000-4-15:** *Testing and measurement techniques – Flickermeter –functional and design specifications*, IEC, Geneva 2003
61. **R. Cai J.F.G. Cobben J.M.A. Myrzik J.H. Blom W.L. Kling:** *Flicker responses of different lamp types*, <http://alexandria.tue.nl/openaccess/Metis232252.pdf>
62. **Praca zbiorowa:** *Vademecum elektryka*, COSiW SEP, Warszawa 1997
63. **MathWorks,** *Matlab manual*,
64. **H. Seljeseth E. A. Sacthre T. Ohnstad L Lien:** *Voltage transformer frequency response. Measuring harmonics in Norwegian 300 kV and 132 kV Power Systems*,

Paper accepted for presentation at the International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP '98, jointly organized by IEEEIPES and NTUA, Athens, Greece, October 14-16, 1998

65. **C. COLLOMBET, J-M. LUPIN, J. SCHONEK:** *Harmonic disturbances in networks, and their treatment*, http://www.ops-ecat.schneider-electric.com/cut.CatalogueRetrieverServlet/CatalogueRetrieverServlet?fct=get_element&env=publish&scp_id=Z000&el_typ=rendition&cat_id=GL_DEF_DESIGNER_V3&maj_v=6&min_v=3&nod_id=0000000003&doc_id=090197c6800bca7e&frm=pdf&usg=&dwnl=true
66. **S. Manias:** *Harmonic treatment in industrial power systems*, Power Electronics Specialists Conference, 2002
67. <http://users.ntua.gr/manias/HARMONIC%20TREATMENT%20IN%20INDUSTRIAL%20POWER%20.ppt>
68. **Skrypt Akademii Morskiej w Gdyni:** *Jakość energii elektrycznej*, <http://jakoscenergii.ovh.org>
69. **A. Olencki, K. Urbański:** *Metody pomiaru współczynnika migotania światła – flikera*, <http://www.calmet.com.pl/pdf/Pomiar%20flikera%20PAK07.pdf>
70. **A. Sowa:** *Ochrona przed przepięciami systemów pomiarowych w energetyce*, http://www.dehn.pl/docs/publikacje/przepieciowa/artykuly/sowa_liczniki.pdf
71. **François Drouin:** *Przepięcia czy to jest groźne*, Elektro instalator 10/2004
72. Autor nie podany: *Przepięcia w instalacji elektrycznej*, <http://www.e-instalacje.pl/a/3435,przepiecia-w-instalacji-elektrycznej>
73. **H. Tang, A. Bergman:** *Uncertainty calculation for an impulse voltage divider characterized by step response*, Swedish National Testing and Research Institute, <http://ieeexplore.ieee.org>
74. **M. J. Heino:** *Fiberoptic high voltage probe*, <http://ieeexplore.ieee.org>
75. **T. Yoshino, Ch. Li:** *Optical voltage sensor based on electrooptic crystal multiplier*, <http://ieeexplore.ieee.org>
76. **Analog devices:** *Dokumentacja techniczna wzmacniacza operacyjnego AD202/204*, <http://www.analog.com>
77. **VISHAY:** *Dokumentacja techniczna diody Zenara BZD27C3V6P*, <http://www.vishay.com>

78. **VISHAY INTERTECHNOLOGY, INC.:** *Resistors in Microwave Applications*,
79. http://www.ieee.li/pdf/essay/resistors_in_microwave_applications.pdf,
80. **A. Wiszniewski:** *Przekładniki w elektroenergetyce*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1982,
81. **F. Rahmatian, P.P. Chavez, N.A.F. Jaeger:** *138kV and 345kV wide-band SF6-free optical voltage transducers*, <http://pro-ln.ru/upload/138kv-345kv-wide-band-sf6-free-optical-vt.pdf>
82. **Qian Sun:** *Understanding and Minimization of Tin Whiskers*, <http://www.sjsu.edu/faculty/selvaduray/page/papers/mate234/qiansun.pdf>
83. *Dyrektywa unijna dotycząca RoHS (ang. Restriction of Hazardous Substances), DIRECTIVE 2002/95/EC OF THE EUROPEAN PARLIAMENT AND OF THE COUNCIL of 27 January 2003 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment*
84. <http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=OJ:L:2003:037:0019:0023:en:pdf>
85. **K. Żmuda:** *Tin-whiskers a RoHS*, <http://myelectronics.pl/?p=759>