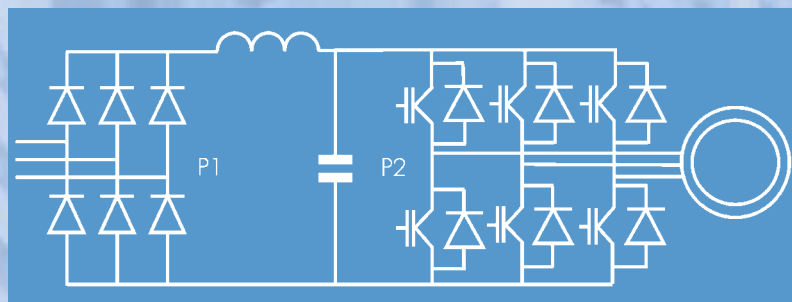
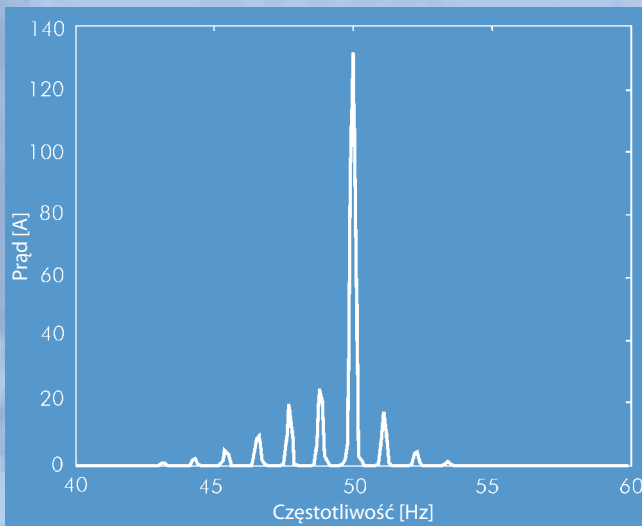


Jakość zasilania - poradnik



Harmoniczne Interharmoniczne

Zbigniew Hanzelka i Andrzej Bień
Akademia Górniczo-Hutnicza
Lipiec 2004



Niniejszy Poradnik został opracowany jako część europejskiego programu edukacyjnego i szkoleniowego Jakość Zasilania Inicjatywa Leonardo (LPQI), wspieranego przez Komisję Europejską (w ramach Programu Leonardo da Vinci) i Międzynarodowe Stowarzyszenie Miedzi. Dla uzyskania bliższych informacji odwiedź stronę LPQI www.lpqi.org.



Polskie Centrum Promocji Miedzi Sp. z o.o. (PCPM)

Polskie Centrum Promocji Miedzi Sp. z o.o. jest organizacją non-profit, finansowaną przez dostawców miedzi oraz producentów pragnących zachęcić odbiorców do stosowania miedzi i jej stopów oraz promujących ich prawidłowe i efektywne zastosowanie. Działalność Centrum obejmuje zapewnienie technicznego doradztwa i informacji tym, którzy są zainteresowani wykorzystaniem miedzi w jej wszystkich aspektach. Centrum również zapewnia łączność między jednostkami badawczymi a przemysłem wykorzystującym miedź w produkcji oraz utrzymuje bliską łączność z innymi organizacjami zajmującymi się rozwojem miedzi na całym świecie.



Europejski Instytut Miedzi (ECI)

Europejski Instytut Miedzi jest spółką joint venture Międzynarodowego Stowarzyszenia na Rzecz Miedzi (ICA) i IWCC. ECI, dzięki swoim członkom, zajmuje się w imieniu największych producentów miedzi na świecie i czołowych europejskich producentów - promocją miedzi w Europie. Powstały w styczniu 1996 roku Europejski Instytut Miedzi jest wspierany dzięki sieci dziesięciu Towarzystw Rozwoju Miedzi (CDA) w krajach Beneluksu, we Francji, w Niemczech, Grecji, na Węgrzech, we Włoszech, w Polsce, Skandynawii, Hiszpanii i Wielkiej Brytanii. Towarzystwo rozwija swoją działalność podjętą przez CDA powstałą w 1959 roku oraz dzięki INCRA (Międzynarodowemu Towarzystwu Badań Miedzi) powstałemu w 1961 roku.

Zrzeczenie się odpowiedzialności

Niniejszy projekt nie musi odzwierciedlać stanowiska Komisji Europejskiej ani nie nakłada na Komisję Europejską żadnej odpowiedzialności.

Europejski Instytut Miedzi, Deutsches Kupferinstitut i Polskie Centrum Promocji Miedzi zrzekają się wszelkiej odpowiedzialności za wszelkie bezpośrednie lub pośrednie skutki jak również nie przewidziane szkody, które mogą być poniesione w wyniku użycia informacji lub nieumiejętnego użycia informacji lub danych zawartych w niniejszej publikacji.

Copyright© European Copper Institute, Deutsches Kupferinstitut and Polskie Centrum Promocji Miedzi.

Reprodukcja materiału zawartego w niniejszej publikacji jest legalna pod warunkiem reprodukcji w całości i po dania jej źródła.

Promocja LPQI w Polsce prowadzona jest w ramach Polskiego Partnerstwa Jakości Zasilania:

Politechnika Wroclawska Akademia Górniczo-Hutnicza Instytut Szkoleniowy Schneider Electric Polska Medcom Sp. z o.o.

Interharmoniczne

Wprowadzenie

Harmoniczne to prądy lub napięcia, których częstotliwość jest *całkowitą* wielokrotnością podstawowej częstotliwości zasilania. Interharmoniczne to napięcia lub prądy, których częstotliwość jest *niecałkowitą* wielokrotnością podstawowej częstotliwości zasilania. Wiedza na temat zaburzenia elektromagnetycznego związanego z interharmonicznymi jest ciągle na etapie rozwoju. Obecny okres to czas szczególnego zainteresowania tym zjawiskiem. Interharmoniczne, zawsze obecne w systemie elektroenergetycznym, w ostatnich latach stały się bardziej widoczne i ważne, powszechność zastosowań układów energoelektronicznych powoduje bowiem wzrost ich wartości.

Definicje

Harmoniczne i interharmoniczne analizowanego przebiegu czasowego są zdefiniowane jako składowe spektralne w stanie quasi-ustalonym w określonym przedziale częstotliwości. W tabeli 1 podano ich matematyczne definicje.

Termin „subharmoniczna” nie ma oficjalnej definicji i jest szczególnym przypadkiem interharmonicznych o częstotliwości mniejszej od częstotliwości podstawowej. Pojawia się w wielu publikacjach i jest stosowany w środowisku specjalistów.

Harmoniczna	$f = nf_1$ gdzie n jest liczbą naturalną większą od zera
Składowa stała (dc)	$f = nf_1$ dla $n = 0$
Interharmoniczna	$f \neq nf_1$ gdzie n jest liczbą naturalną większą od zera
Subharmoniczna	$f > 0 \text{ Hz}$ i $f < f_1$
$f_1 =$ podstawowa częstotliwość napięcia sieci zasilającej	

Tabela 1. Składowe spektralne przebiegów czasowych (o częstotliwości f)

Międzynarodowa norma PN IEC-61000-2-1 definiuje interharmoniczne w następujący sposób:

Pomiędzy harmonicznymi napięć i prądów występują składowe o częstotliwościach nie będących całkowitą krotnością częstotliwości podstawowej. Mogą pojawić się jako częstotliwości dyskretne lub jako szerokopasmowe spektrum.

W dalszych rozważaniach przyjęto następujące definicje szczegółowe.

Częstotliwość interharmoniczna

Każda częstotliwość, która nie jest całkowitą krotnością częstotliwości podstawowej. Poprzez analogię do rzędu harmonicznej, rząd interharmonicznej jest ilorazem częstotliwości interharmonicznej i częstotliwości podstawowej. Nie jest on liczbą całkowitą. Jeżeli jego wartość jest mniejsza od jeden stosowany jest termin - częstotliwość subharmoniczna. Zgodnie z rekomendacją IEC stosuje się oznaczenie rzędu interharmonicznej literą „m” (wg IEC 61000-2-2).

Interharmoniczna napięcia¹

Napięcie sinusoidalne o częstotliwości zawartej pomiędzy harmonicznymi, tj. częstotliwości nie będącej całkowitą krotnością częstotliwości składowej podstawowej.

Źródła

Istnieją dwa podstawowe mechanizmy generacji interharmonicznych.

Pierwszy polega na wytwarzaniu składowych w pasmach bocznych wokół częstotliwości napięcia zasilającego i jego harmonicznych na skutek zmiany ich amplitud i/lub kątów fazowych. Przyczyną są szybkie zmiany prądu w urządzeniach i instalacjach, które mogą być także źródłem wahań napięcia. Zaburzenia są generowane w stanach nieustalonych przez odbiorniki pracujące w sposób ciągły lub krótkotrwale oraz w znacznie częstszych przypadkach, w których ma miejsce amplitudowa modulacja prądów i napięć. Mają z natury charakter losowy. Reżim pracy odbiorników związany jest ze zmianą obciążenia wywołaną procesem technologicznym lub cechami zachodzących w nich procesów elektromagnetycznych.

¹ Analogicznie dla prądu

Interharmoniczne

Drugi proces polega na asynchronicznym (nie zsynchronizowanym z częstotliwością sieci) łączeniu elementów półprzewodnikowych w przekształtnikach statycznych. Typowymi przykładami są cyklokonwertery i przekształtniki PWM. Interharmoniczne wytwarzane przez te urządzenia zlokalizowane są w widmie dowolnie względem harmonicznym napięcia zasilającego.

W wielu urządzeniach występują równocześnie obydwaj mechanizmy emisji rozważanego zaburzenia.

Źródła interharmonicznym występują na każdym poziomie napięcia. Wytworzone w sieciach WN i SN przenikają w dół do sieci nn i *vice versa*. Ich wartość rzadko przekracza 0,5% harmonicznym podstawowej napięcia. Większe poziomy mogą wystąpić w warunkach rezonansowych. Podstawowymi źródłami tego zaburzenia są:

- ♦ urządzenia łukowe,
- ♦ napędy elektryczne o zmiennym obciążeniu,
- ♦ przekształtniki statyczne, w tym w szczególności bezpośrednie i pośrednie statyczne przemienniki częstotliwości,
- ♦ sygnały sterowania w napięciu zasilającym.

Przyczyną interharmonicznym mogą być także oscylacje powstające w sieciach z szeregowymi lub równoległymi kondensatorami i transformatorami podczas znacznego ich nasycenia, a także w procesach ich łączenia.

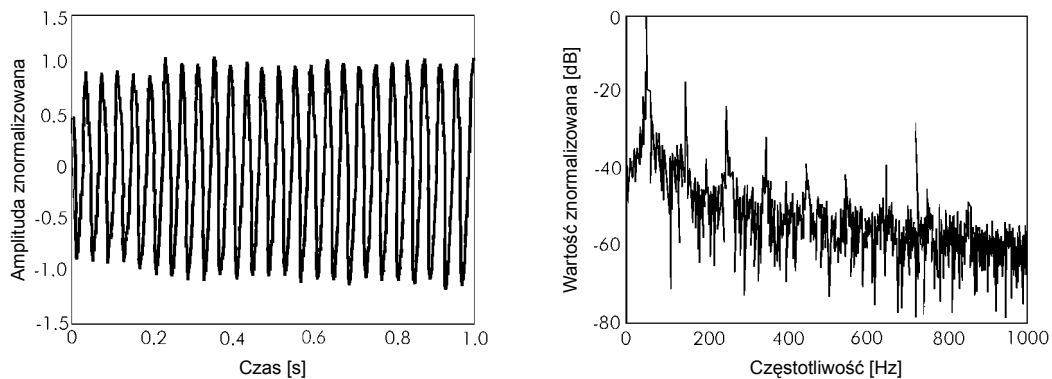
Niezależnie od indywidualnie traktowanych odbiorników w napięciu sieci zasilającej istnieje tło w postaci szumu Gaussa z ciągłym widmem. Typowe poziomy tego zaburzenia zawarte są w przedziałach (IEC 1000-2-1):

- ♦ 40-50 mV (około 0,02% U_N) przy pomiarach z filtrem o paśmie 10 Hz
- ♦ 20-25 mV (około 0,01% U_N) przy pomiarach z filtrem o paśmie 3 Hz

gdzie U_N jest napięciem znamionowym równym 230 V.

Urządzenia łukowe

Należą do nich w szczególności piece łukowe i spawarki. Piece łukowe zazwyczaj nie wywołują obecności znaczących interharmonicznym z wyjątkiem przypadków rezonansowego wzmocnienia. Procesy przejściowe, będące ich źródłem, występują najintensywniej podczas roztapiania (rys. 1).



Rys. 1. Typowe wahania napięcia powodowane pracą pieca łukowego, zmierzone po wtórnej stronie transformatora zasilającego

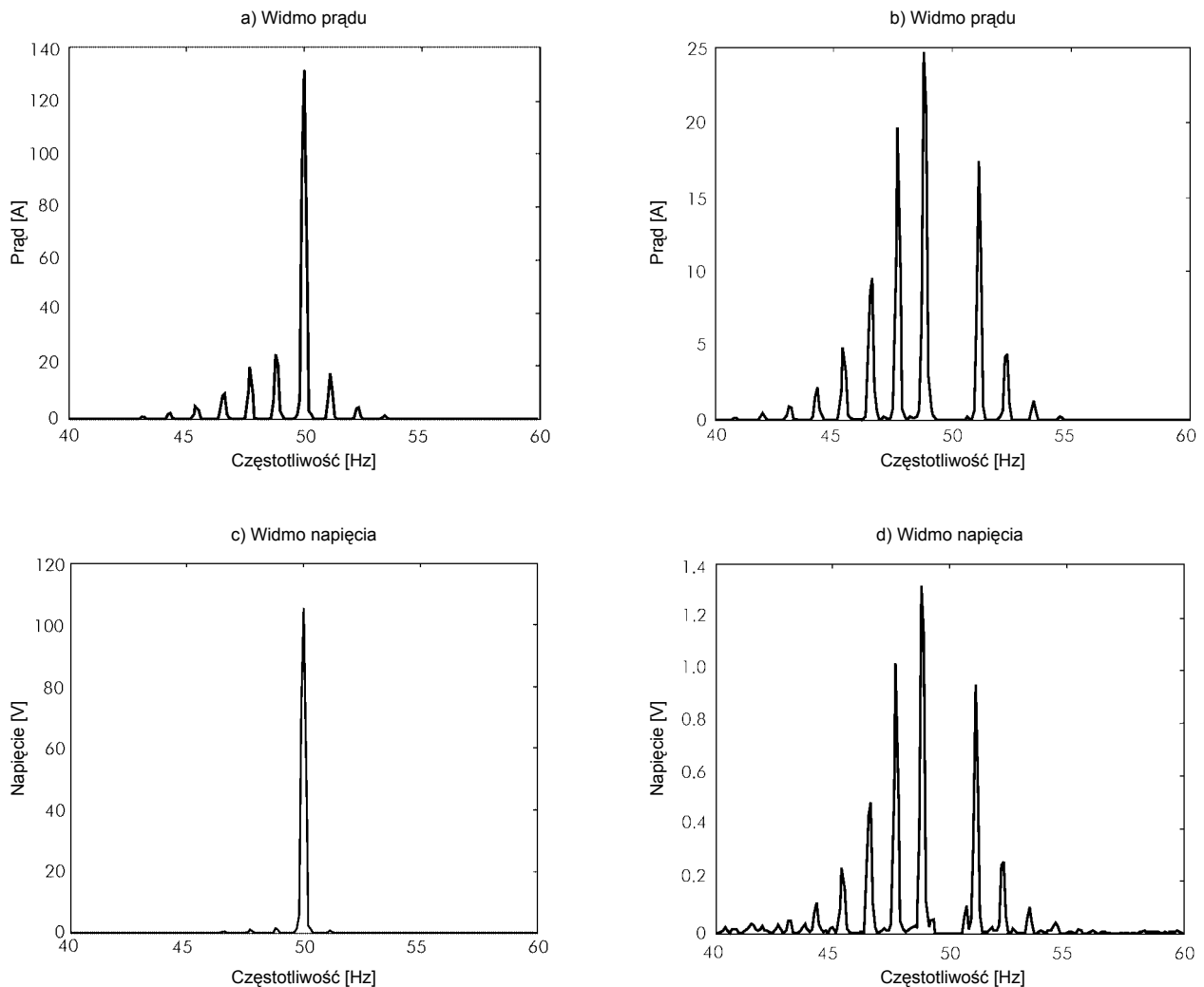
a) wahania napięcia

b) widmo ukazujące harmoniczne (szpilki na charakterystyce) i interharmoniczne [1]

Maszyny spawalnicze generują ciągle widmo związane z procesem technologicznym. Czas trwania indywidualnych czynności spawalniczych zmienia się w przedziale od jednej do kilkunastu sekund w zależności od rodzaju aparatów spawalniczych.

Silniki elektryczne

Silniki indukcyjne mogą być źródłem interharmonicznych głównie w sieciach nn ze względu na zębki w magnetowodzie stojana i wirnika, szczególnie w połączeniu z ewentualnym nasyceniem obwodu magnetycznego (tzw. „harmoniczne zębki”). Podczas ustalonej prędkości silnika wartości zaburzających składowych zawarte są zazwyczaj w przedziale od 500 do 2000 Hz, lecz podczas rozruchu przedział ten może ulec znacznemu rozszerzeniu. Źródłem interharmonicznych może być także naturalna asymetria obwodu magnetycznego silnika (niecentryczność mocowania wirnika itp.) – rys. 2.



Rys. 2. Wyniki analizy widmowej prądu fazowego silnika i napięcia na zaciskach maszyny, oraz napięcie strony pierwotnej transformatora zasilającego układ napędowy

a, c – pełne widma sygnałów,

b, d – widma z wyeliminowaną składową o częstotliwości podstawowej

Silniki o zmiennym obciążeniu mechanicznym tj. napędy w kuźniach, młoty, urządzenia stemplujące, piły, kompresory, pompy tłokowe itp. mogą być źródłem subharmonicznych. Skutek zmiennego obciążenia wystąpi także w przypadku napędów o regulowanej częstotliwości zasilanych przez przekształtniki statyczne.

W elektrowniach wiatrowych zmienność momentu napędowego turbiny (także jako skutek tzw. „efektu cienia” (masztu)) może modulować składową podstawową napięcia stając się źródłem niepożądanych składowych o niskich częstotliwościach.

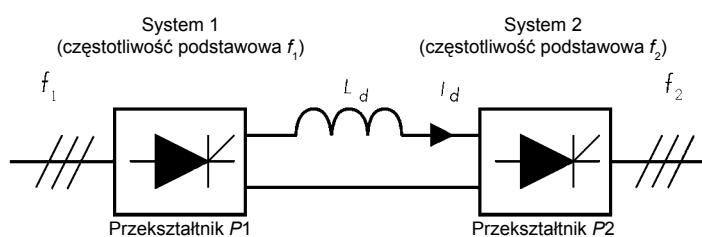
Statyczne przemienniki częstotliwości

Pośrednie przemienniki częstotliwości

Pośrednie przemienniki częstotliwości mają w swojej strukturze obwód pośredniczący prądu stałego z wejściowym przekształtnikiem od strony sieci zasilającej i wyjściowym przekształtnikiem (najczęściej pracującym jako inwerter) od strony obciążenia. W przypadku obydwu struktur – prądowej i napięciowej – obwód dc zawiera filtr rozpręgaający prąd lub napięcie systemu zasilania i odbiornika, dlatego dwie podstawowe częstotliwości (zasilania i obciążenia) są wzajemnie rozprężnięte. Lecz idealna filtracja nie istnieje i zawsze występuje pewien stopień sprzężenia powodujący, po stronie zasilania, obecność składowych prądu wywołanych obecnością w obwodzie dc składowych związanych z pracą odbiornika. Te składowe są subharmonicznymi i interharmonicznymi względem częstotliwości sieci zasilającej.

Falowniki prądu o komutacji zewnętrznej

Ze względu na technikę łączenia elementów półprzewodnikowych należą one do grupy naturalnie komutujących pośrednich przemienników częstotliwości. Przemiennik składa się z dwóch trójfazowych mostków: P1 i P2 oraz „prądowego” obwodu pośredniczącego prądu stałego (z indukcyjnością L_d – rys. 3). Jeden z mostków pracuje jako prostownik, a drugi jako falownik, przy czym funkcje te mogą być wymienne.



Rys. 3. Pośredni przemiennik częstotliwości z falownikiem o komutacji zewnętrznej

Obecność dwóch mostków prostownikowych zasilanych z systemów o różnych częstotliwościach powoduje, że prąd w obwodzie pośredniczącym jest zmodulowany przez dwie częstotliwości – f_1 i f_2 . Każdy z przekształtników będzie miał po stronie prądu stałego nietypowe (niecharakterystyczne) dla niego składowe, które pojawiają się jako harmoniczne niecharakterystyczne po stronie prądu przemiennego zarówno w odbiorniku jak i w sieci zasilającej.

Składowe w pośrednim obwodzie prądu stałego:

- ♦ pochodzące z systemu 1: $f_{d1} = p_1 k f_1 \quad k = 0, 1, 2, \dots$
- ♦ pochodzące z systemu 2: $f_{d2} = p_2 n f_2 \quad n = 0, 1, 2, \dots$

gdzie:

- p_1, p_2 – liczba pulsów, odpowiednio, przekształtników P1 i P2,
- f_1 – podstawowa częstotliwość systemu 1 (sieć zasilająca) [Hz]
- f_2 – podstawowa częstotliwość systemu 2 (odbiornik) [Hz].

W sieci zasilającej wystąpią charakterystyczne harmoniczne prądu wywołane pracą przekształtnika P1 o częstotliwościach:

$$f_{wh,char} = (p_1 k \pm 1) f_1 \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

Pojawią się także składowe związane ze składowymi występującymi w prądzie stałym, których obecność spowodowana jest pracą przekształtnika P2.

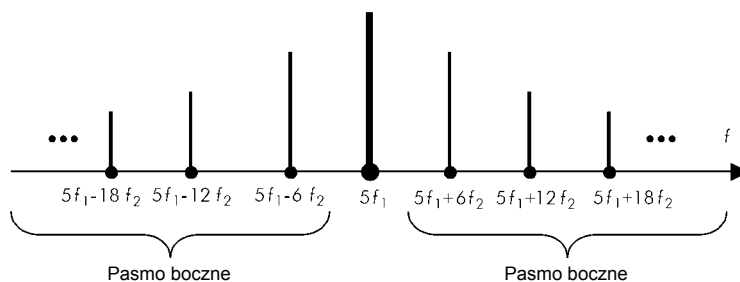
Całkowity zbiór częstotliwości składowych prądu sieci zasilającej można zapisać w postaci ogólnego związku:

$$\text{częstotliwości składowych prądu sieci zasilającej (system 1)} = (k p_1 \pm 1) f_1 \pm p_2 n f_2$$

gdzie:

$$k = 0, 1, 2, \dots \text{ i } n = 0, 1, 2, \dots$$

Przyjmując $n = 0$, dla $k = 0, 1, 2, \dots$ otrzymuje się rzędy harmonicznych charakterystycznych dla danej konfiguracji przekształtnika P1. Składowe o częstotliwościach wyznaczonych dla $K = \text{const}$ i $n \neq 0$ to pasma boczne pojawiające się wokół częstotliwości charakterystycznych przekształtnika. I tak, każda charakterystyczna harmoniczna, np. dla mostka 6-pulsowego, o rzędach $n_1 = 1, 5, 7, \dots$ ma swoje pasma boczne, jak przedstawiono na rys. 4 przykładowo dla tej 5 harmonicznej.



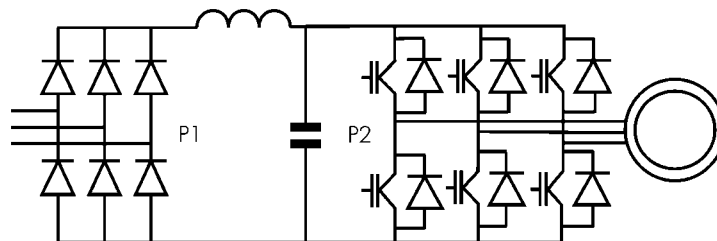
Rys. 4. Pasma boczne wokół charakterystycznej 5 harmonicznej sześciopulsowych przekształtników P1 i P2

Największą amplitudę ma pierwsza para interharmonicznych występująca wokół składowej podstawowej, tzn. o częstotliwościach $f_1 \pm p_2 f_2$. Decydujący wpływ na poziom interharmonicznych ma wartość indukcyjności dławika w obwodzie pośredniczącym. Jej wzrost powoduje redukcję amplitud interharmonicznych. Przykładem układu napędowego, w którego strukturze występuje falownik prądu, jest podsynchroniczna kaskada inwertorowa.

Falowniki napięcia

W tym przypadku (rys. 5) również dominujące wartości mają harmoniczne charakterystyczne dla przekształtnika P1, wokół których występują wstęgi boczne o wartościach określonych liczbą pulsów przekształtnika P2:

$$(kp_1 \pm 1) \pm np_2 f_2$$



Rys. 5. Schemat ideowy przemiennika częstotliwości z pośrednim napięciowym obwodem prądu stałego

dla $k = 1, 2, 3, \dots$ $n = 0, 1, 2, \dots$

W większości przypadków udział harmonicznych niecharakterystycznych w prądzie zasilającym jest bardzo mały.

Liczbowe określenie wartości harmonicznych i interharmonicznych prądu zasilającego wymaga dokładnej analizy konkretnego przemiennika wraz z odbiornikiem lub informacji od producenta układu.

Niektóre samokomutujące przekształtniki mają aktywny przekształtnik wejściowy pracujący z częstotliwością łączenia, która nie jest całkowitą krotnością częstotliwości sieci. Ta częstotliwość może być stała lub zmienna, w zależności od kryteriów sterowania przekształtnika.

Napięciowe przemienniki częstotliwości z prostownikami wejściowymi o modulacji PWM emitują składowe prądów o częstotliwościach łączenia elementów półprzewodnikowych i ich harmonicznych, które nie są zsynchronizowane z częstotliwością sieciową. Są one z reguły zawarte w przedziale od kilkuset Hz do kilku dziesiątków kHz.

Sterowanie integracyjne łącznika tyrystorowego

Ten rodzaj sterowania polega na przepływie przez łącznik półprzewodnikowy pełnych okresów prądu. Prąd nie jest więc odkształcony w efekcie sterowania - jest sinusoidalnie zmienny lub ma zerową wartość.

Rysunek 6 przedstawia przykładowy sposób sterowania łączników półprzewodnikowych w układzie trójfazowym. Załączanie odbiornika trójfazowego przy przejściu napięć fazowych przez wartość zerową powoduje w układzie czteroprzewodowym przepływ prądu w przewodzie neutralnym. Przy załączaniu jednoczesnym w poszczególnych fazach i odbiorniku rezystancyjnym (rys. 6) prąd w przewodzie neutralnym nie płynie, lecz w przypadku odbiornika o charakterze indukcyjnym pojawiają się przebiegi przejściowe towarzyszące procesowi łączenia.

Dla układu jak na rysunku 7a (z przewodem neutralnym) analizę można ograniczyć do obwodu jednofazowego (rysunek 7b). W dalszej części będzie rozważany odbiornik rezystancyjny jednofazowy jako najczęściej spotykany w praktyce.

Sterowanie pełnymi okresami składa się z N cykli przewodzenia w całkowitej liczbie okresów M (rys. 8). Poprzez kontrolę wartości ilorazu N/M realizowana jest regulacja wartości średniej mocy dostarczanej do odbiornika. Jako podstawę analizy Fouriera należy przyjąć okres powtarzalności przebiegu prądu Mf_1^{-1} , gdzie f_1 jest częstotliwością napięcia zasilającego, a M krotnością jego okresu.

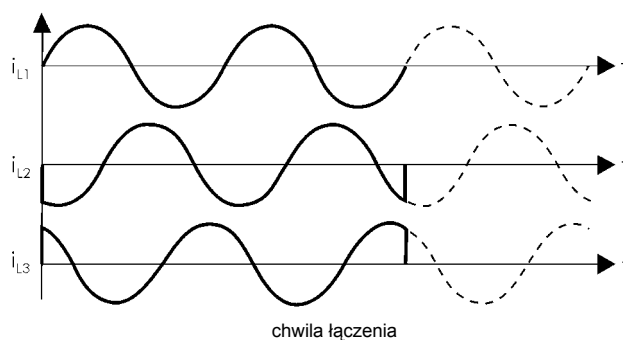
Pierwszą składową jest interharmoniczna o częstotliwości $(1/M)f_1$, która jest składową prądu o najmniejszej częstotliwości. W przykładzie podanym na rysunku 8, gdzie $N = 2$, $M = 3$, wartość częstotliwości tej subharmonicznej wynosi jedną trzecią częstotliwości napięcia zasilania. Częstotliwości pozostałych składowych są jej krotnością.

Ten rodzaj sterowania jest źródłem subharmonicznych i interharmonicznych, nie jest natomiast źródłem wyższych harmonicznych o rzędach będących całkowitą krotnością częstotliwości podstawowej. Gdy $N = 2$, $M = 3$, jak w przykładzie na rysunku 8, amplitudy harmonicznych wynoszą zero dla $n = 6, 9, 12, \dots$. Widmo prądu dla tego przypadku przedstawia rysunek 9. Jak widać na rysunku, w przebiegu czasowym dominuje składowa o częstotliwości napięcia zasilającego oraz subharmoniczna o częstotliwości $(2f_1)/3$. Amplitudy harmonicznych są równe zero.

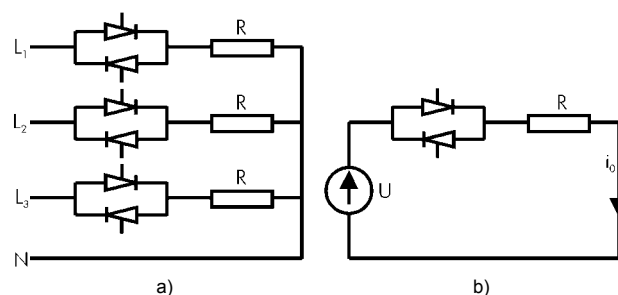
Sygnaly sterowania i transmisji danych w sieciach elektroenergetycznych²

Mimo że sieć publiczna jest przeznaczona przede wszystkim do dostarczania energii elektrycznej do odbiorców, dostawca często wykorzystuje ją także do transmisji sygnałów w celu zarządzania siecią, np. do sterowania pewną kategorią odbiorników (oświetlenie publiczne, zmiana taryf, zdalne łączenia odbiorników itp.) lub do transmisji danych.

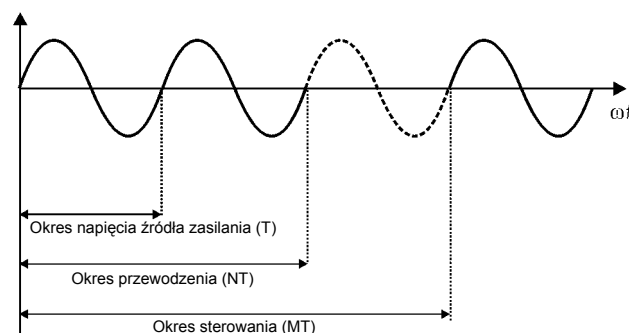
Z technicznego punktu widzenia, sygnały te są źródłem napięć interharmonicznych występujących w czasie 0,5-2 s (do 7 s w przypadku starszych systemów) i okresie powtarzalnej sekwencji w przedziale 6-180 s. W większości przypadków czas pulsu wynosi 0,5 s, a czas trwania całej sekwencji – około 30 s. Napięcie i częstotliwość emitowanego sygnału są wcześniej uzgodnione i sygnał jest transmitowany w określonych chwilach czasu.



Rys. 6. Przebiegi czasowe prądów w układzie trójprzewodowym z przewodem neutralnym przy sterowaniu integracyjnym



Rys. 7. Sterownik prądu przemiennego w układzie: a) trójfazowym, b) jednofazowym



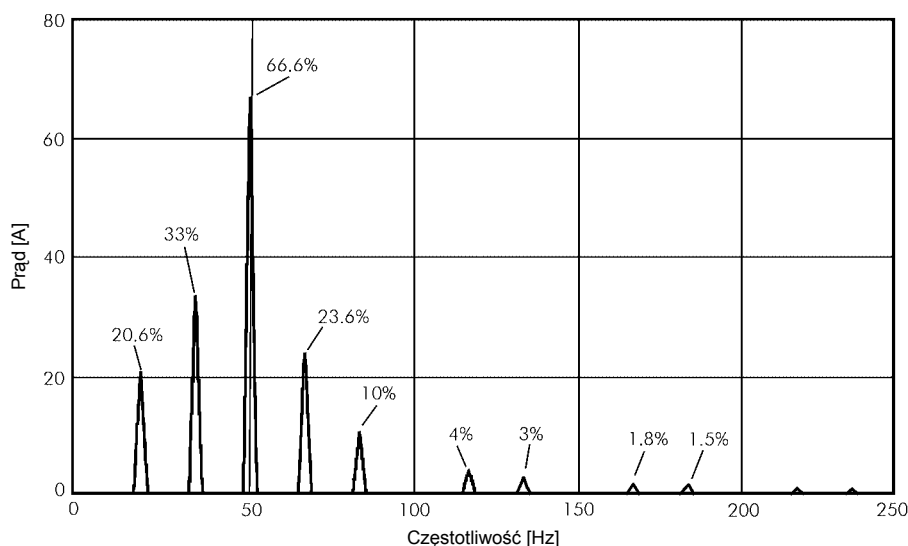
Rys. 8. Przebieg czasowy prądu odbiornika w układzie sterowanym integracyjnie: $N = 2$, $M = 3$

² Ang. mains signalling voltage.

Interharmoniczne

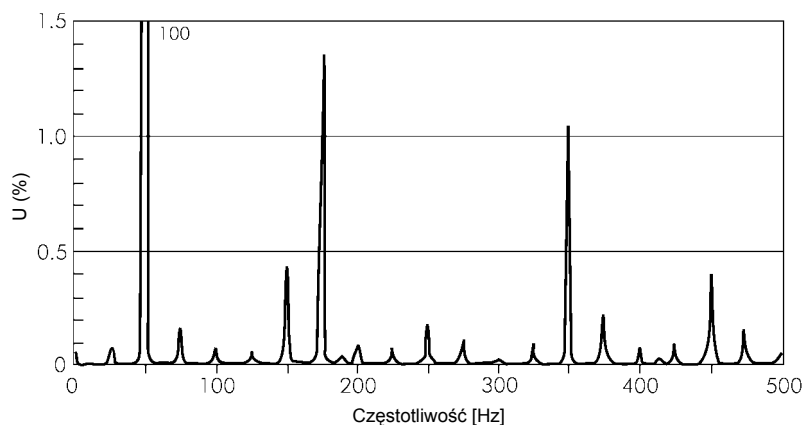
W normie IEC 61000-2-1 wyróżniono cztery podstawowe kategorie tych sygnałów:

- ♦ *Niskiej częstotliwości*³. Sygnały sinusoidalne w przedziale 110-2200 (3000) Hz z preferencją w nowych systemach dla 110-500 Hz. Stosowane głównie w sieciach energetyki zawodowej (niekiedy także w sieciach przemysłowych) na poziomie nn, SN i WN. Wartość wprowadzanego sinusoidalnego sygnału napięciowego zawarta jest w przedziale 2-5% napięcia znamionowego (w zależności od lokalnej praktyki), w warunkach rezonansu może wzrosnąć nawet do 9%.
- ♦ *Średniej częstotliwości*. Sygnały sinusoidalne w przedziale 3-20 kHz z preferencją dla 6-8 kHz, stosowane głównie w sieciach energetyki zawodowej. Wartość sygnału do 2% U_N .
- ♦ *Częstotliwości radiowej*: 20-150 (148,5) kHz (w pewnych krajach do 500 kHz)⁴. Stosowane w sieciach energetyki zawodowej, przemysłowych i komunalnych, także dla zastosowań komercyjnych (zdalne sterowanie urządzeń itd.).
- ♦ *Znaczniki na napięciu zasilającym*. Niesinusoidalne maski na przebiegu czasowym napięcia w postaci:
 - długich pulsów (załamania napięcia w czasie 1,5-2 ms, preferowane przy przejściu napięcia przez wartość zerową);
 - krótkich pulsów (załamania napięcia o czasie trwania 20-50 μ s);
 - pulsów o częstotliwości 50 Hz i czasie trwania równym połowie okresu lub okresowi napięcia sieci.



Rys.9. Widmo prądu dla $N = 2$, $M = 3$

Na rysunku 10 przedstawiono przykładowe widmo przebiegu czasowego napięcia dla systemu, w którym występuje transmisja danych za pomocą sygnału o częstotliwości 175 Hz ($U_{ih} = 1,35\%$). Prócz sygnału użytecznego, istnieją w analizowanym przypadku także inne interharmoniczne generowane w efekcie interakcji z częstotliwościami harmonicznymi. Składowe powyżej drugiej harmonicznej są nieistotne (nie będą zakłócać pracy urządzeń odbiorczych), podczas gdy interharmoniczne poniżej 200 Hz mogą być źródłem problemów.



Rys. 10. Rezultaty FFT dla napięcia podczas emisji sygnału transmisji danych ($U_{ih} = 1,35\%$, $f(U_{ih}) = 175\text{Hz}$)

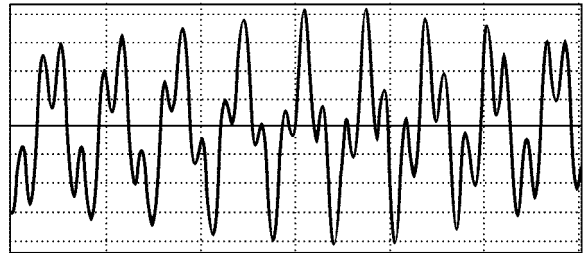
³ Ang. ripple control signals.

⁴ EN 50160: power-line-carrier signals.

Skutki obecności interharmonicznych

Prądy interharmoniczne powodują interharmoniczne odkształcenie napięcia zależne od wartości składowych prądu oraz od wartości impedancji sieci zasilającej dla rozważanej częstotliwości. Im większy jest przedział częstotliwości składowych prądu, tym większe ryzyko wystąpienia niepożądanych zjawisk rezonansowych, które mogą wzmocnić odkształcenie napięcia i powodować przeciążenia lub zaburzenia w pracy sprzętu i instalacji użytkowników. Do najpowszechniejszych bezpośrednich skutków obecności interharmonicznych można zaliczyć:

- (a) efekt cieplny
- (b) oscylacje niskoczęstotliwościowe w systemach mechanicznych,
- (c) zaburzenia w pracy lamp fluorescencyjnych i sprzętu elektronicznego; w praktyce może być zaburzona praca każdego sprzętu, którego działanie synchronizowane jest względem przejścia napięcia przez wartość zero lub względem szczytu napięcia (rys. 11),
- (d) interferencje z sygnałami sterowania i zabezpieczeń, występującymi w liniach zasilających,
- (e) przeciążenia pasywnych równoległych filtrów wyższych harmonicznych,
- (f) interferencje telekomunikacyjne,
- (g) zakłócenia akustyczne,
- (h) nasycanie przekładników prądowych.



Rys. 11. Przebieg napięcia z wielokrotnymi przejściami przez wartość zerową jako skutek odkształcenia

Najbardziej powszechnym skutkiem obecności interharmonicznych są zmiany wartości skutecznej napięcia i zjawisko migotania światła.

Wahania napięcia i migotanie światła

Napięcie zasilające można zapisać w postaci:

$$u(t) = U_1 \sin(\omega_1 t) [1 + m \sin(\omega_i t)] + \sum_h U_h \sin(\omega_h t) \quad (1)$$

$$u(t) = U_1 \sin(\omega_1 t) + \left[\sum_h U_h \sin(\omega_h t) \right] [1 + m \sin(\omega_i t)] \quad (2)$$

gdzie $\omega_1 = 2\pi f_1$; m jest współczynnikiem modulacji sygnałem o częstotliwości $\omega_i = 2\pi f_i$.

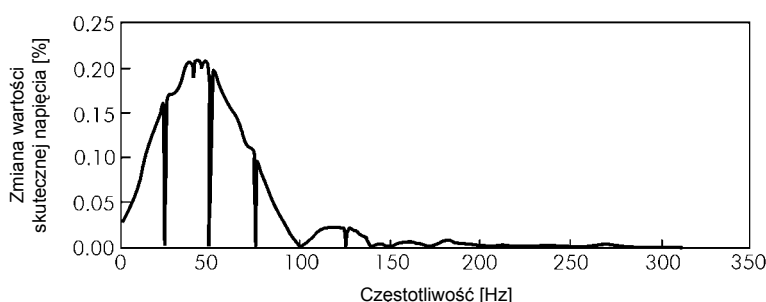
Powyższe równania reprezentują możliwe źródła wahań napięcia spowodowanych modulacją składowej podstawowej lub wyższych harmonicznych. Drugi przypadek ma małe praktyczne znaczenie. Gdy uwzględnimy tylko składową podstawową napięcia, równanie opisujące przebieg po modulacji, przyjmuje postać:

$$u(t) = U_1 \sin(\omega_1 t) [1 + m \sin(\omega_i t)] = U_1 \sin \omega_1 t + \frac{mU_1}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_i)t - \cos(\omega_1 + \omega_i)t] \quad (3)$$

W równaniu tym, obok składowej podstawowej, występują dwie składowe o częstotliwościach związanych z częstotliwością sygnału modulującego położone symetrycznie po obu stronach częstotliwości składowej nośnej. Cykliczne zmiany napięcia mogą być rozważane jako zmiany wartości skutecznej (szczytowej) lub jako wynik występowania bocznych interharmonicznych, które modułują napięcie zasilające.

Przykładowo, dla: $u(t) = \sin(2\pi ft) + m \sin(2\pi f_i t)$ (przyjęto $U_1 = 1$) maksymalna zmiana amplitudy napięcia jest równa amplitudzie interharmonicznej, podczas gdy zmiana wartości skutecznej jest zależna zarówno od amplitudy jak i od częstotliwości interharmonicznej. Rysunek 12 przedstawia maksymalną procentową zmianę wartości skutecznej napięcia wyznaczoną w przedziale kilku okresów przebiegu podstawowego, spowodowaną interharmonicznymi o różnych częstotliwościach lecz o stałej amplitudzie wynoszącej $m = 0,2\%$ napięcia składowej podstawowej.

Jak widać na rysunku 12, wpływ interharmonicznych o częstotliwościach większych niż podwójna częstotliwość sieci zasilającej jest mały w porównaniu z wpływem składowych o częstotliwościach mniejszych niż częstotliwość drugiej harmonicznej (100 Hz). W przypadku interharmonicznych istnieje ryzyko wystąpienia wahań napięcia/migotania światła, jeżeli poziom interharmonicznych przekroczy, dla danej częstotliwości, pewną wartość graniczną. Wynika stąd, że jeżeli $f_i \leq f_1$, a w szczególności dla f_i bliskiej częstotliwości podstawowej ($f_i \pm 15$ Hz), to modulacja składowej podstawowej powoduje wahania wartości skutecznej napięcia i tym samym jest źródłem migotania światła. Zjawisko to można zaobserwować zarówno w przypadku lamp żarowych, jak i fluorescencyjnych, jednak mechanizm i istotny przedział częstotliwości, podobnie jak dopuszczalne amplitudy zaburzających składowych, są całkowicie różne.



Rys. 12. Zależność maksymalnej zmiany wartości skutecznej napięcia od częstotliwości interharmonicznej o stałej amplitudzie (0,2% amplitudy składowej podstawowej) [2]

Szczególnym źródłem migotania światła mogą być sygnały blokad, zdalnego sterowania i transmisji danych stosowane w sieciach elektroenergetycznych. Sygnały te, mimo zazwyczaj małej ich wartości, mogą niekiedy powodować migotanie światła w przypadku bardzo czułych źródeł, tj. energooszczędnych świetlówek kompaktowych, w szczególności z balastem magnetycznym. W przypadku źródeł światła wyposażonych w balasty elektroniczne ten rodzaj zaburzenia występuje bardzo rzadko.

Pomiar

Większość przyrządów realizujących pomiary w dziedzinie częstotliwości działa prawidłowo w przypadku, gdy w analizowanym sygnale występują jedynie harmoniczne. Przyrządy te stosują pętlę fazową dla powiązania pomiaru z częstotliwością składowej podstawowej i próbują analizowany sygnał w czasie jednego lub kilku okresów w celu przeprowadzenia analizy z wykorzystaniem szybkiej transformaty Fouriera (FFT). Ze względu na pętlę fazową, „jednookresowe” próbki mogą dać dokładną reprezentację spektrum przebiegu tylko wówczas, jeżeli nie ma w nim interharmonicznych. Gdy pojawią się częstotliwości inne niż harmoniczne (w odniesieniu do okresu pomiaru) i/lub próbkowany przebieg nie jest okresowy w tym przedziale czasu, występują trudności z interpretacją wyników.

Podstawowym narzędziem analizy jest transformata Fouriera (FT). W praktyce sygnał jest analizowany w ograniczonym przedziale czasu (oknie pomiarowym o czasie trwania T_w) stosując ograniczoną liczbę (M) próbek rzeczywistego sygnału. Rezultat dyskretnej transformacji Fouriera (DFT) zależy od wyboru wartości T_w i M . Odwrotnością T_w jest podstawowa częstotliwość Fouriera $-f_F$. DFT jest stosowana do rzeczywistego sygnału wewnątrz okna czasowego. Sygnał na zewnątrz okna nie jest przetwarzany, lecz zakłada się, że jest on identycznym powtórzeniem przebiegu wewnątrz okna. W ten sposób rzeczywisty sygnał jest zastąpiony wirtualnym, który jest okresowy, a jego okresem jest czas okna pomiarowego.

Przy analizie przebiegów okresowych nie ma problemu z synchronizacją czasu analizy i podstawowego okresu analizowanego przebiegu (także z harmonicznymi). W przypadku analizy interharmonicznych problem staje się trudniejszy. Częstotliwości tych składowych nie tylko nie są całkowitymi krotnościami częstotliwości podstawowej, ale dodatkowo często ulegają zmianie w czasie, co utrudnia pomiar.

Ze względu na obecność sygnałów harmonicznych i interharmonicznych, częstotliwość Fouriera, która jest największym wspólnym dzielnikiem dla wszystkich składowych częstotliwości występujących w sygnale, jest różna od podstawowej częstotliwości napięcia zasilającego i zwykle bardzo mała. Powstają dwa rodzaje problemów:

- minimalny czas próbkowania może być długi, a liczba próbek duża,
- podstawowa częstotliwość Fouriera jest często trudna do przewidzenia, ponieważ częstotliwości wszystkich składowych sygnału nie są *a priori* znane.

Interharmoniczne

Można to zilustrować następującymi przykładami:

Analizowany sygnał jest sumą składowej podstawowej (50 Hz), interharmonicznej (71,2 Hz) i harmonicznej (2500 Hz). Podstawowa częstotliwość Fouriera wynosi 0,2 Hz i jest dużo mniejsza niż częstotliwość składowej podstawowej. Odpowiadający jej okres ma wartość 5 s i w konsekwencji minimalny dopuszczalny czas próbkowania wynosi także 5 s. Przyjmując częstotliwość próbkowania 10 kHz – co jest praktycznie minimalną stosowaną wartością wynikającą z kryterium Nyquista (załącznik 2) – najmniejsza potrzebna liczba próbek M jest równa 50 000. Jeżeli nie ma składowej interharmonicznej (71,2 Hz), minimalny czas pomiaru ma wartość 20 ms, a liczba próbek wynosi 200.

Analizowany sygnał jest sumą składowej podstawowej (50 Hz) oraz harmonicznej (2500 Hz) - każda o amplitudzie zmieniającej się sinusoidalnie z częstotliwością odpowiednio 0,1 Hz i 5 Hz. Efektem takiej modulacji są cztery interharmoniczne w pasmach bocznych o częstotliwościach: 49,9 Hz, 50,1 Hz, 2495 Hz i 2505 Hz; podstawowa częstotliwość Fouriera – 0,1 Hz, minimalny czas próbkowania 10 s i $M = 100\ 000$.

W praktycznych zastosowaniach, ze względu na sprzętowe i softwarowe ograniczenia liczba próbek M nie może być większe niż ustalona wartość maksymalna. W konsekwencji ograniczony jest czas pomiaru. Przyjęcie czasu pomiaru różnego od podstawowego okresu Fouriera skutkuje nieciągłością pomiędzy sygnałem na początku i końcu okna pomiarowego. Efektem są błędy w identyfikacji okresu składowych, co jest znanym zjawiskiem tzw. przecieku widma. Jednym ze sposobów rozwiązania tego problemu jest zastosowanie „ważonego” okna czasowego do zależnego od czasu sygnału przed wykonaniem analizy FFT. W praktyce powszechnie stosowane są dwa okna pomiarowe: prostokątne i Hanninga (załącznik 1).

Normalizacja

Znormalizowane wskaźniki liczbowe

Jako liczbowe wskaźniki zawartości interharmonicznych przyjmuje się w różnych dokumentach normalizacyjnych wielkości wyszczególnione w tabeli 2.

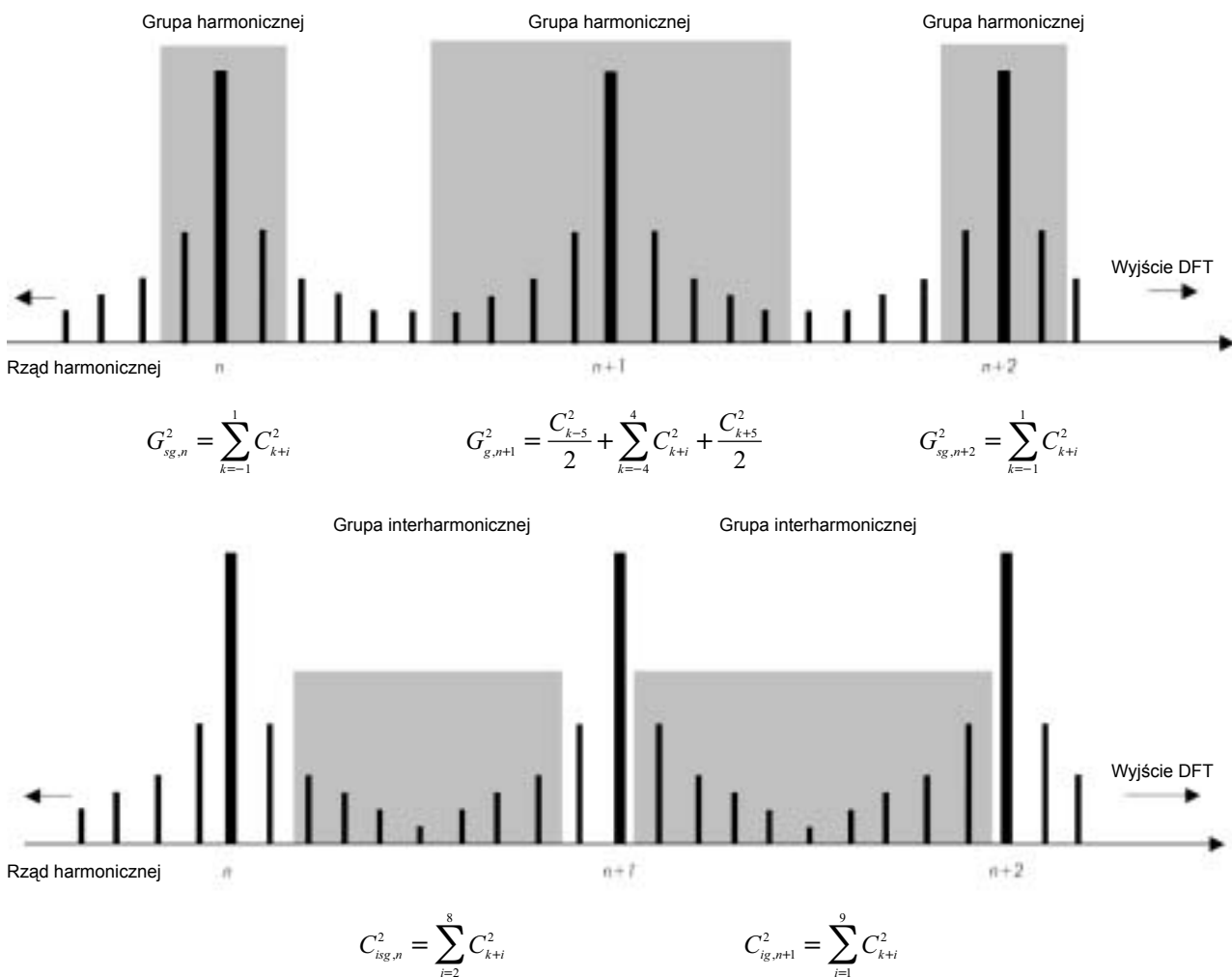
Wskaźnik	Definicja
wartość interharmoniczne odniesiona do wartości składowej podstawowej (prądu lub napięcia)	$\frac{Q_i}{Q_1}$
całkowite odkształcenie (ang. total distortion content)	$TDC = \sqrt{Q^2 - Q_1^2}$
całkowity współczynnik odkształcenia (ang. total distortion ratio)	$TDR = \frac{TDC}{Q_1} = \frac{\sqrt{Q^2 - Q_1^2}}{Q_1}$
całkowity współczynnik odkształcenia interharmonicznego (ang. total interharmonic distortion factor)	$TIHD = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^n Q_i^2}}{Q_1}$
całkowity współczynnik odkształcenia subharmonicznego (ang. total subharmonic distortion)	$TSHD = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^S Q_i^2}}{Q_1}$
Q = skuteczna wartość napięcia lub prądu	
Q_1 = skuteczna wartość składowej podstawowej	
Q_i = wartość skuteczna interharmonicznej	
i = liczba porządkowa interharmonicznej	
n = całkowita liczba rozważanych interharmonicznych	
S = całkowita liczba rozważanych subharmonicznych.	

Tabela 2. Wskaźniki odkształcenia interharmonicznego stosowane w normach

Znormalizowana metoda pomiaru

Pomiary interharmonicznych są trudne. Ich rezultat zależy od wielu czynników, stąd próby opracowania normy „pomiarowej”, która uczyni proces pomiaru łatwiejszym, a rezultaty powtarzalnymi. Norma [6] proponuje metodę pomiaru interharmonicznych opartą na koncepcji tzw. grupowania. Podstawą jest analiza Fouriera przeprowadzona w oknie czasowym 10 okresów częstotliwości podstawowej (50Hz), to jest około 200 ms. Próbkowanie jest synchronizowane z częstotliwością sieci zasilającej za pomocą pętli fazowej. Wynikiem jest spektrum o 5 Hz rozdzielczości. Norma definiuje sposób przetworzenia otrzymanych w ten sposób indywidualnych 5 Hz prążków widma w celu wyznaczenia tzw. grup harmonicznych lub interharmonicznych, względem których odnoszone są zalecenia norm i raportów technicznych.

Grupy harmonicznych i interharmonicznych są obliczane z równań według rys. 13.



Rys. 13. Ilustracja zasady tworzenia grup harmonicznych i interharmonicznych

Definicje związane z koncepcją grupowania:

Wartość skuteczna grupy harmonicznej

Pierwiastek kwadratowy z sumy kwadratów amplitud harmonicznej i przyległych do niej składowych spektralnych w oknie pomiarowym, co oznacza sumowanie wartości energii sąsiadujących prążków z energią odpowiedniej harmonicznej.

Wartość skuteczna podgrupy harmoniczej

Pierwiastek kwadratowy z sumy kwadratów amplitud harmoniczej i dwóch składowych spektralnych bezpośrednio przyległych do niej, w celu uwzględnienia efektu wahania napięcia podczas pomiarów napięcia. Podgrupę składowych wyjściowych DFT otrzymuje się przez sumowanie wartości energii składowych o częstotliwościach bezpośrednio przyległych do harmoniczej i energii tej harmoniczej.

Wartość skuteczna grupy interharmoniczej

Wartość skuteczna wszystkich składowych interharmonicznych w przedziale pomiędzy dwoma kolejnymi częstotliwościami harmonicznymi (p. rys. 13).

Wartość skuteczna środkowej grupy interharmoniczej

Wartość skuteczna wszystkich składowych interharmonicznych w przedziale pomiędzy dwiema kolejnymi częstotliwościami harmonicznymi z wyłączeniem składowych bezpośrednio przyległych do częstotliwości harmonicznych (p. rys. 13).

Bardziej szczegółowe informacje dotyczące tej koncepcji pomiaru można znaleźć w normie [6]. Na podstawie tych definicji, pomiary mogą być przeprowadzone dla każdej grupy interharmonicznej, podobnie jak dla całego odkształcenia interharmonicznego i odniesione do podstawowej składowej, całkowitej wartości skutecznej lub innej wartości referencyjnej. Te wielkości tworzą podstawę określenia wartości granicznych.

Metoda ta jest atrakcyjna dla monitorowania w przypadku skarg i w testach kompatybilnościowych, ponieważ poziomy graniczne mogą być definiowane na podstawie całkowitego odkształcenia, a nie odnoszą się do pomiaru dla poszczególnych częstotliwości. Może jednak nie być odpowiednia dla celów diagnostycznych.

Wartości dopuszczalne

Obecny etap normalizacji poziomów interharmonicznych należy traktować jako bardzo wczesny. Gromadzone są dane pomiarowe i wiedza na temat rozważanego zaburzenia. Większość norm i prac z tej dziedziny proponuje różne limity lub całkowicie pomija ten temat.

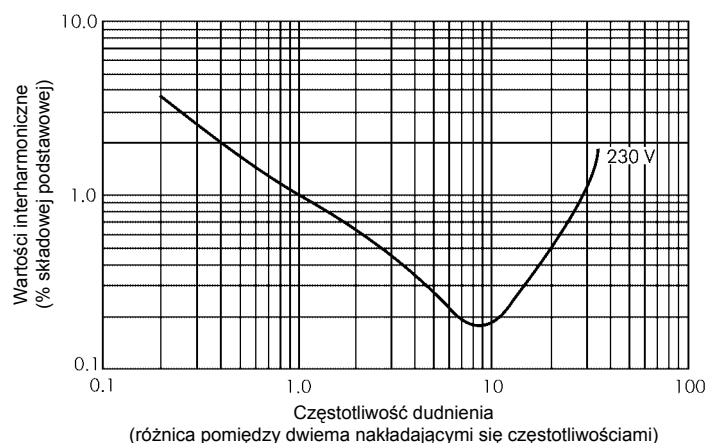
Poziom 0,2% dla napięć interharmonicznych jest szeroko stosowany głównie z powodu braku lepszej propozycji. Ponieważ był on wyprowadzony na podstawie czułości odbiorników w systemach transmisji danych i sterowania w sieciach elektroenergetycznych, jego przyjęcie w innych przypadkach, bez uwzględnienia możliwych fizycznych skutków, może prowadzić niekiedy do bardzo kosztownych rozwiązań, np. drogich filtrów pasywnych. Poniżej przytoczono postanowienia kilku przykładowych dokumentów. Widać wyraźnie brak spójności i znaczące zróżnicowanie.

Postanowienia Międzynarodowej Komisji Elektrotechnicznej (IEC)

Zgodnie z rekomendacjami IEC ogranicza się interharmoniczne napięcia do 0,2% dla przedziału częstotliwości od składowej stałej do 2 kHz.

W projekcie normy [7] poziomy testów odpornościowych dla interharmonicznych są podane dla różnych przedziałów częstotliwości. W zależności od klasy sprzętu wartości napięć zawierają się w przedziale $1,5 U_1$ (1000-2000 Hz). Poziomy testów dla interharmonicznych powyżej 100 Hz są zawarte w przedziale 2-9%.

W normie [5] poziomy kompatybilności są formułowane tylko dla przypadku interharmonicznych napięć o częstotliwościach bliskich składowej podstawowej, dających w rezultacie modulację napięcia zasilającego i efekt migotania światła. Proponowane poziomy kompatybilności dla pojedynczych interharmonicznych napięć wyrażone w wartościach względnych odniesionych do amplitudy składowej podstawowej



Rys. 14. Poziomy kompatybilności dla interharmonicznych powodujące migotanie światła [5]

Interharmoniczne

wej przedstawiono na rysunku 14 w funkcji różnicy częstotliwości (ang. *beat frequency*) dwóch składowych, których efektem interakcji jest interharmoniczna. Charakterystyka odniesiona jest do poziomu migotania $P_{st} = 1$ dla żarówki 230 V.

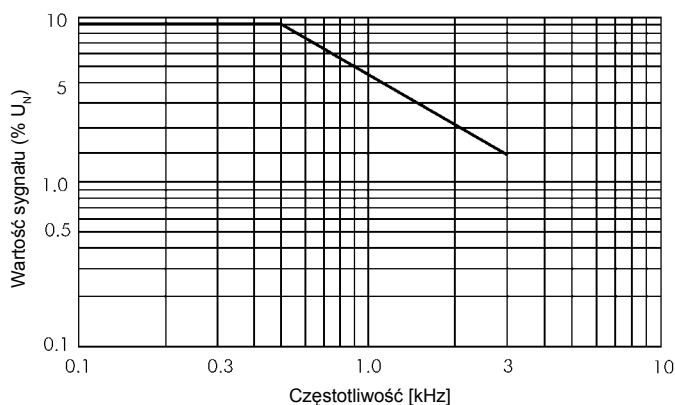
Poniżej podano bardziej szczegółowe zalecenia dotyczące wartości granicznych sygnałów transmisji danych i sterowania stosowanych w sieciach elektroenergetycznych:

- ♦ *Systemy sterowania niskiej częstotliwości.* Poziom tych sygnałów nie powinien przekraczać wartości nieparzystych harmonicznych nie będących krotnością trzech dla tego samego pasma częstotliwości ([5], tabela 3). Wartość ta jest zawarta w praktycznych systemach w przedziale 2-5% U_N .
- ♦ *Systemy średniej częstotliwości.* Wartość sygnału do 2% U_N .
- ♦ *Systemy częstotliwości radiowej.* Poziomy kompatybilności są w trakcie rozważań. Nie powinny przekraczać 0,3%.
- ♦ *Znaczniki na napięciu zasilającym.* Producenci urządzeń powinni sami gwarantować kompatybilność ze środowiskiem ich pracy.

Rząd harmonicznej	5	7	11	13	$17 \leq h \leq 49$
Wartość skuteczna harmonicznej (w % składowej podstawowej)	6	5	3,5	3	$2,27 \cdot (17/h) - 0,27$

Tabela 3. Poziomy harmonicznych będące podstawą wyznaczania granicznych wartości interharmonicznych

W pewnych krajach stosowana jest tzw. *Meister curve* pokazana na rysunku 15.



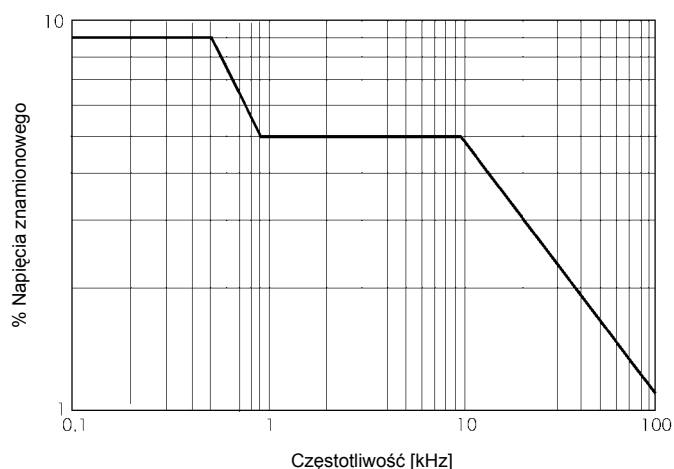
Rys.15. Tzw. Meister curve dla sygnałów stosowanych w sieciach publicznych (100 Hz do 3 000 Hz) [5]

CENELEC (norma EN 50160)

W czasie stanowiącym 99% doby wartości sygnałów napięcia, uśredniane w przedziale trzech sekund, powinny być mniejsze lub równe wartościom podanym na rysunku 16.

Dopuszczalne wartości emisji subharmonicznych i interharmonicznych [13]

W Wielkiej Brytanii przyjęto na przykład, że w systemach sterowania i transmisji danych w sieciach elektroenergetycznych nie stosuje się sygnałów sterowania w napięciu zasilającym, a zatem użytkownicy mogą przyłączać odbiorniki bez uprzedniej oceny, czy ich indywidualna emisja interharmonicznych jest mniejsza od wartości dopuszczalnych podanych w tabeli 4. wartości dopuszczalne dla poszczególnych częstotliwości interharmonicznych między 80 i 90 Hz można interpolować liniowo z wartości granicznych podanych w tabeli 4.



Rys.16. Poziomy napięcia sygnałów w funkcji częstotliwości, stosowane w publicznych sieciach rozdzielczych SN [11]

Częstotliwość subharmoniczej lub interharmoniczej w H	< 80	80	90	> 90 i < 500
Odształcenie napięcia w % składowej podstawowej	0,2	0,2	0,5	0,5

Tabela 4. Dopuszczalne wartości emisji subharmonicznych i interharmonicznych

Sposoby eliminacji interharmonicznych i redukcji skutków ich obecności

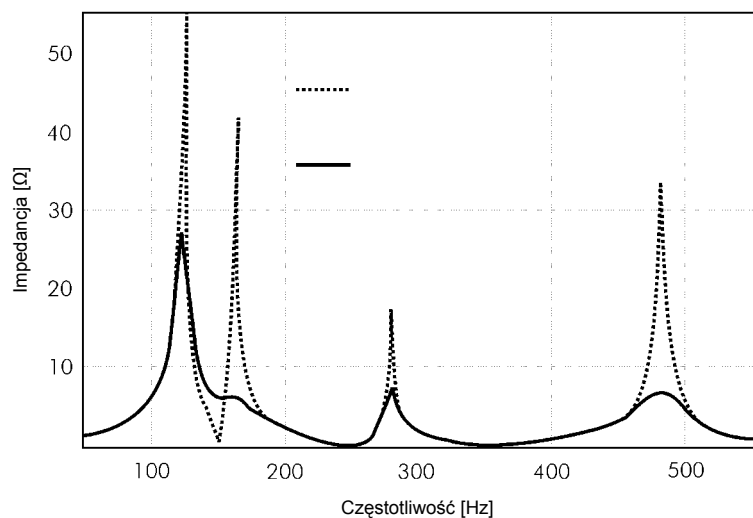
Sposoby eliminacji skutków obecności interharmonicznych obejmują:

- ♦ redukcję poziomu emisji
- ♦ zmniejszenie czułości zakłócających odbiorników
- ♦ redukcję sprzężeń pomiędzy urządzeniami generującymi a odbierającymi energię elektryczną.

Stosowane metody i środki techniczne są takie same jak w przypadku harmonicznych.

Należy uwzględnić dodatkowe czynniki występujące podczas projektowania np. filtrów pasywnych. Interharmoniczne, na skutek rezonansów występujących pomiędzy filtrami i systemem zasilającym, mogą ulec wzmocnieniu powodując znaczne odształcenie i wahania napięcia. W takich przypadkach warto zastosować większe tłumienie w filtrze.

Na rysunku 17 przedstawiono przykładowo przebieg charakterystyki impedancyjnej widzianej z zacisków przekształtników zasilających dużą instalację pieca łukowego prądu stałego, w której skład wchodzi filtry pasywne 3, 5, 7 i 12 harmonicznej. Cienka linia dotyczy filtrów nie tłumionych natomiast pogrubiona przypadku filtrów tłumionych [10]. Istniało realne niebezpieczeństwo rezonansu dla interharmonicznych w okolicach 120 i 170 Hz. Skonfigurowanie filtrów 3 i 7 harmonicznej jako tłumionych zmniejszyło niebezpieczeństwo wystąpienia tego stanu.



Rys. 17. Przykładowa impedancja widziana z zacisków przekształtników. Linia cienka dotyczy przypadku filtrów nie tłumionych natomiast pogrubiona przypadku filtrów tłumionych [10]

Proces projektowania filtru bywa niekiedy kompromisem pomiędzy dokładnością dostrojenia a stratami mocy, co wiąże się z wyborem dobroci filtru. Filtr z wąskim pasmem przepustowym stwarza szereg problemów rozstrojeniowych wynikających z różnej od znamionowej wartości częstotliwości sieci zasilającej i zmienności w czasie wartości elementów składowych filtru oraz tolerancji technologicznej ich wykonania. Również impedancja systemu zasilającego podlega zmianom w czasie.

Występujące na skutek wymienionych czynników zmiany częstotliwości rezonansowej filtru, nawet gdy zmiana ta jest niewielka, przy bardzo wąskim paśmie przepustowym filtru, mogą znacząco ograniczyć skuteczność filtracji. Wymusza to niekiedy przyjęcie odpowiednio zmniejszonej wartości współczynnika dobroci, co jest także korzystne z punktu widzenia filtracji interharmonicznych.

Zakłócenia powodowane przez sygnały sterowania i transmisji danych można eliminować poprzez stosowanie szeregowych filtrów dostrojonych do pożądaných częstotliwości i odpowiednio umieszczonych w systemie. Innymi rozwiązaniami jest zwiększanie poziomu odporności stosowanego sprzętu lub stosowanie filtrów aktywnych.

Wnioski

Przedstawiony powyżej przegląd przyczyn obecności interharmonicznych, ich podstawowych źródeł i cech charakterystycznych ciągłego i dyskretnego spektrum pozwala sformułować kilka wniosków o charakterze ogólnym.

Po pierwsze, wartości i częstotliwości interharmonicznych prądów i napięć są w ogromnej większości przypadków wielkościami losowymi zależnymi od wielu złożonych parametrów procesów przejściowych.

Po drugie, jest możliwa ocena wartości i częstotliwości interharmonicznej, dla konkretnego rozważanego procesu.

Po trzecie, nie ma spójnych uregulowań normalizacyjnych dotyczących interharmonicznych, a jest praktyczna potrzeba ich istnienia.

LITERATURA

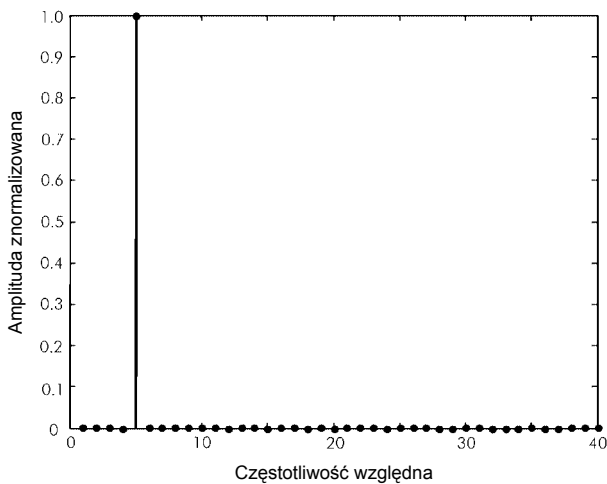
- [1] Arrillaga J., Watson N.R., Chen S.: *Power system quality assessment*. Wiley, 2000.
- [2] Gunther E.W.: *Interharmonics in power systems*. UIEPQ-9727.
- [3] *Interharmonic Task Force Working Document – IH0101 20001 IEEE*.
- [4] PN IEC 61000-2-1: 1990 - *Electromagnetic compatibility (EMC) Part 2: Environment – Section 1: Description of the environment – Electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signaling in public power supply systems*.
- [5] IEC 61000-2-2: 1990 - *Electromagnetic compatibility (EMC) Part 2: Environment – Section 2: Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signaling in public low-voltage power supply systems*. (Także materiały wykorzystywane przy przygotowywaniu normy, otrzymane od autorów.)
- [6] IEC 61000-4-7: 2000 - *Electromagnetic compatibility (EMC) Part 4: Testing and measurement techniques Section 7: General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto*.
- [7] IEC 61000-4-13: - *Electromagnetic compatibility (EMC) Part 4: Testing and measurement techniques Section 13: Harmonics and interharmonics including mains signaling at a.c. power port, low frequency immunity tests* (materiały wykorzystywane przy przygotowywaniu normy, otrzymane od autorów).
- [8] Kloss A.: *Oberschwingungen*. vde Verlag. ISBN 3-8007-1541-4.
- [9] *Materiały wykorzystywane przy przygotowywaniu normy IEC 61000-2-4 (otrzymane od autorów)*.
- [10] Mattaveli P., Fellin L., Bordignon P., Perna M.: *Analysis of interharmonics in DC arc furnace installations*. 8th International Conf. on Harmonics and Quality of Power, Athens, Greece, October 14-16, 1998.
- [11] PN EN 50160: *Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych*.
- [12] Staudt V.: *Effects of window functions explained by signals typical to power electronics*. 8th International Conf. on Harmonics and Quality of Power, Athens, Greece, October 14-16, 1998.
- [13] *Engineering Recommendation G5/4, Electricity Association, Feb. 2001*.

Załącznik 1

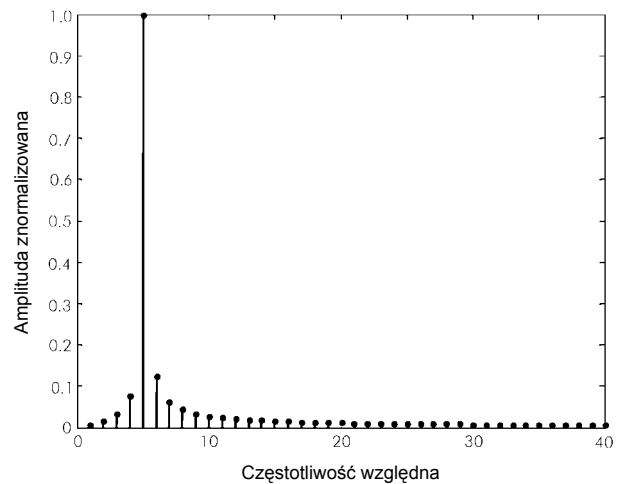
Najpopularniejsza metoda analizy widmowej to wykorzystywanie transformacji Fouriera badanego sygnału. Teoretyczne podstawy takiej analizy zakładają, że jest ona prowadzona dla czasu od $-\infty$ do $+\infty$. Używana we współczesnych urządzeniach dyskretna transformata Fouriera (DFT) lub jej wersja, szybka transformata Fouriera (FFT), może wprowadzić nieoczekiwane składniki widmowe badanego sygnału czasowego. Efekt ten wystąpi ponieważ DFT i FFT działają na skończonej liczbie próbek, a więc na fragmencie rzeczywistego sygnału. Widmo wyznaczone i rzeczywiste będą takie same tylko wtedy, kiedy badany sygnał będzie okresowy i czas w jakim jest on analizowany będzie zawierał jego pełną liczbę okresów. Praktycznie taki warunek jest bardzo trudny do spełnienia.

Wyniki przedstawione na rysunkach A.1.1 i A.1.2 pokazują jak może wyglądać rzeczywiste widmo. Różne kształty widma uzyskano dla tego samego sygnału, a czas obserwacji na rysunku A.1.2 był dłuższy o 2,5%. Efekt ten bywa nazywany w literaturze przeciekiem widma. Można powiedzieć, że część energii z głównego prążka przenosi się do prążków bocznych. Zaproponowano następującą interpretację powstawania tego zjawiska. Pobieranie próbek do analizy DFT można porównać z wyznaczaniem sygnału rzeczywistego o praktycznie nieskończonym czasie trwania z oknem prostokątnym odpowiadającym czasowi obserwacji (pobierania próbek) - rysunek A.1.3.

Wymuszenie, aby wartości analizowanego sygnału na początku i końcu przedziału próbkowania nie zmieniały się raptownie, ograniczy przeciek widma.

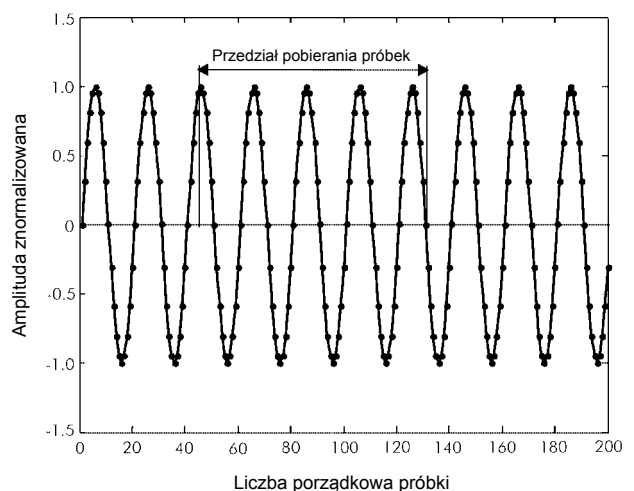


Rys. A.1.1. Moduły widma sygnału, do analizy użyto dokładnie 4 okresy



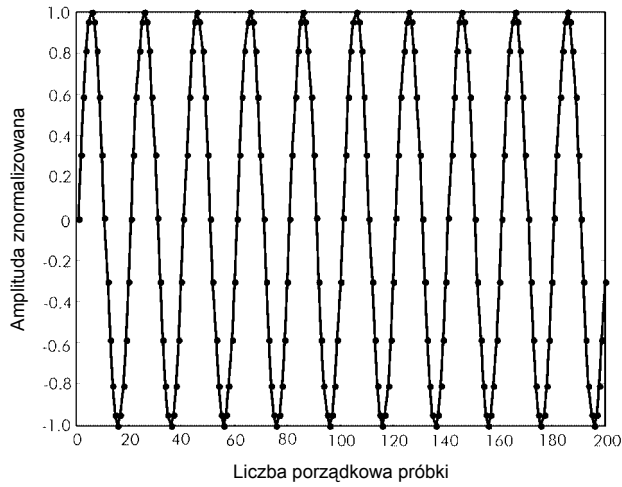
Rys. A.1.2. Moduły widma sygnału, do analizy użyto 4,1 okresu

Rys. A.1.3. Pobieranie próbek do analizy DFT

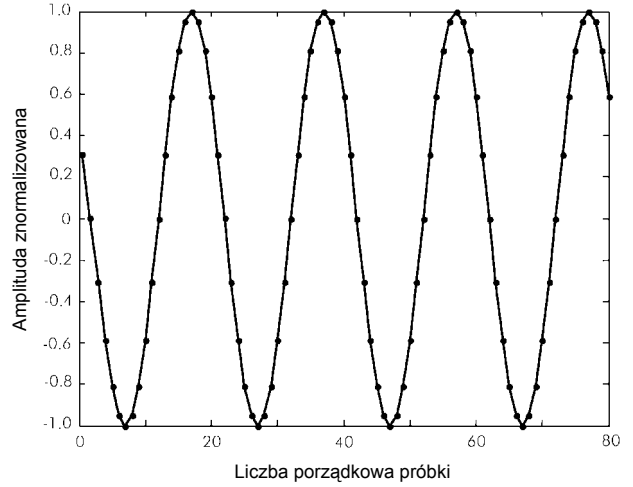


Interharmoniczne

Rysunek A.1.4 przedstawia, w jaki sposób należy używać okien czasowych do analizy sygnału.



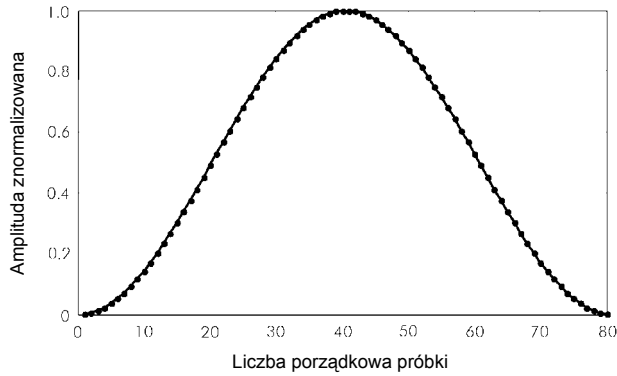
Rys. A.1.4a. Badany sygnał



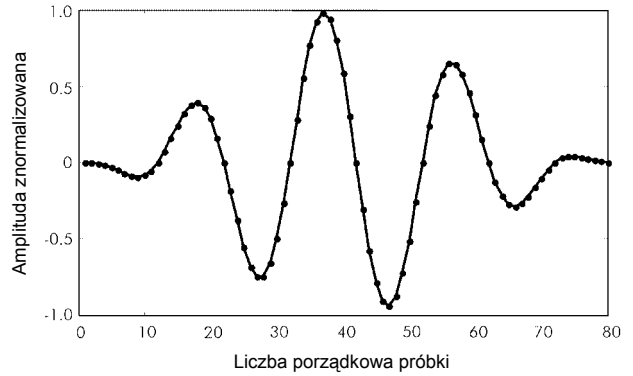
Rys. A.1.4b. Operacja nałożenia okna czasowego

$y_i = w_i \cdot x_p$

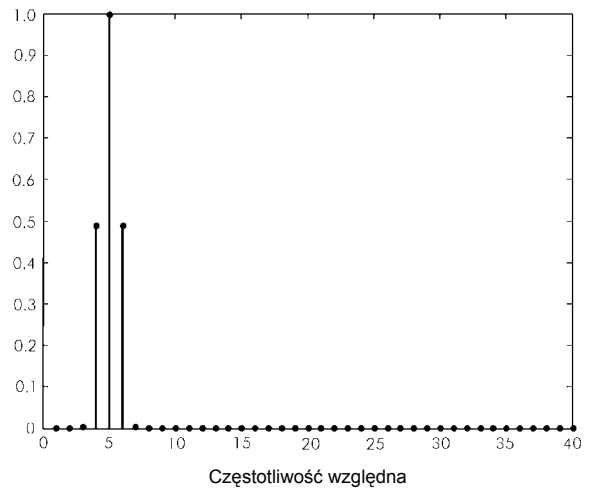
gdzie: y_i - sygnał z nałożonym oknem,
 x_i - zarejestrowane próbki,
 w_i - funkcja okna; i zmienia się od 1 do N
 (liczba próbek)



Rys. A.1.4c. Analiza widmowa DFT



Rys. A.1.4d. Analiza widmowa FFT



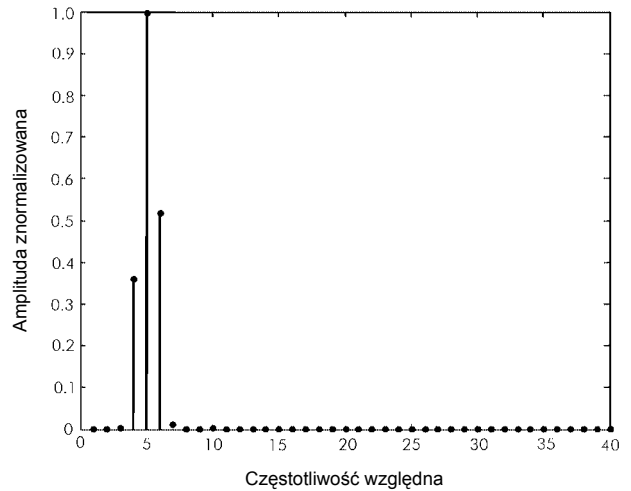
Rys. A.1.4d. Analiza widmowa FFT

Rysunek A.1.5 pokazuje jak przedstawiony sposób wpłynął na widmo z przykładu na rysunku A.1.2. Do analizy użyto okna Hamminga. W efekcie uzyskano znacznie mniejszą liczbę prążków różnych od „0”; widmo zbliża się do rzeczywistego reprezentowanego przez rysunek A.1.1.

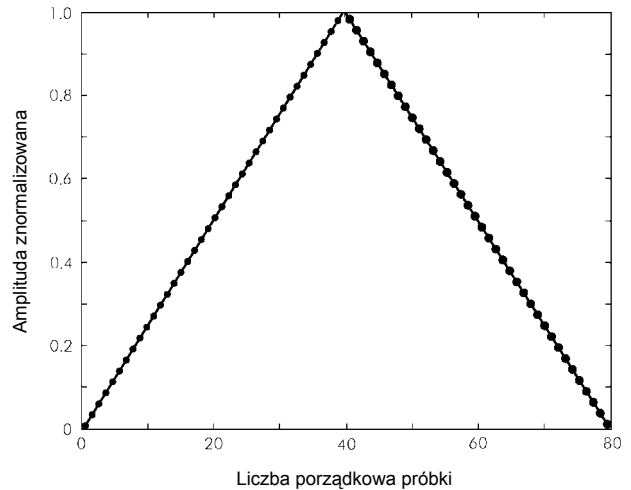
Współczesna literatura zna kilkadziesiąt okien stosowanych w analizie DFT. Do najbardziej popularnych można zaliczyć (rys. A.1.6.):

- ◆ okno trójkątne podobne do okien Barletta,
- ◆ okna Hanninga,
- ◆ okno kosinusowe lub Hanna,
- ◆ okno Hamminga.

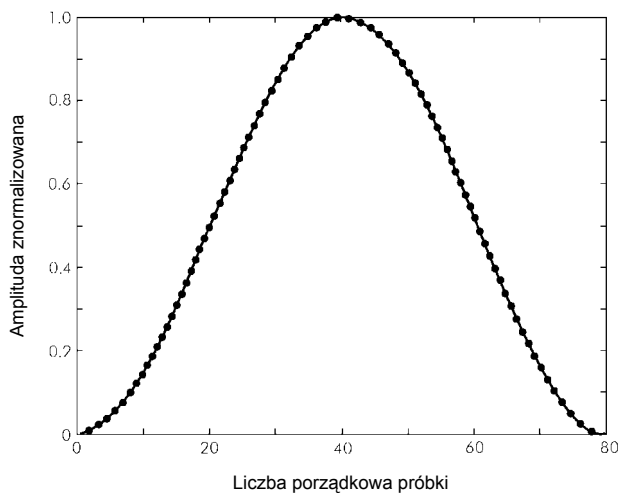
Przedstawione przykładowe okna są najczęściej używane w przyrządach pomiarowych. Okna nie są w stanie usunąć problemów przedstawionych na wstępie, jedynie znacznie ograniczają efekt skończonej obserwacji badanych sygnałów. Widoczne jest to szczególnie w poprawie rozdzielczości widma.



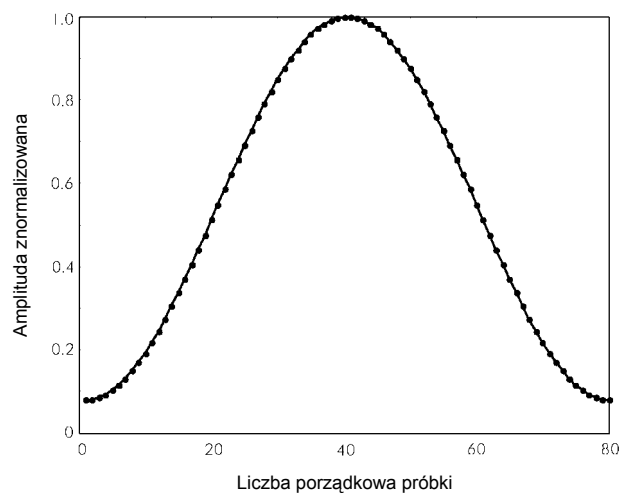
Rys. A.1.5. Przykład zastosowania okna Hamminga do analizy DFT, sytuacja jak dla rysunku A.1.2.



Rys. A.1.6a. Okno trójkątne



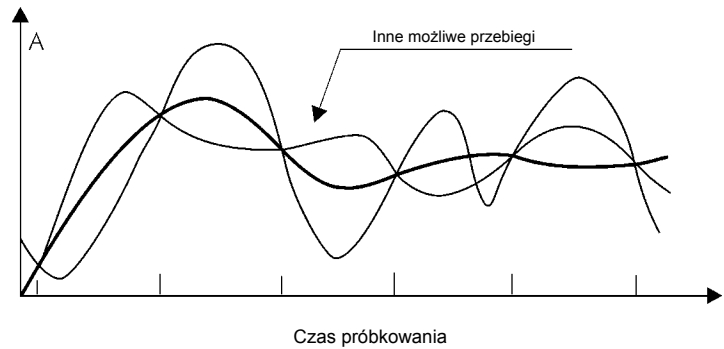
Rys. A.1.6b. Okno Hanninga



Rys. A.1.6c. Okno Hamminga

Załącznik 2

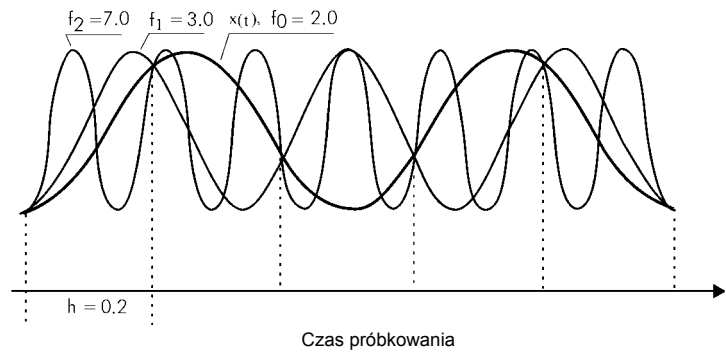
Największą trudność, związaną z próbkowaniem, stanowi problem niejednoznaczności. Istotę tego problemu ilustruje rys. A.2.1. Jak widać z rysunku, ten sam zbiór próbkowanych danych może opisywać kilka przebiegów, nierozróżnialnych dla przyrządów pomiarowych.



Rys. A.2.1. Niejednoznaczność

Analiza częstotliwościowa polega na przedstawieniu dowolnego przebiegu za pomocą szeregu sygnałów sinusoidalnych. Taka metoda analizy przebiegu pozwala na ilościowe analizowanie problemu niejednoznaczności. W tym celu rozważmy przebieg jak na rys. A.2.2.

Sygnal $x(t)$ jest próbkowany w równych przedziałach czasowych h , wyznaczających chwile próbkowania, dla których wartości mierzonego sygnału są zaznaczone na rysunku. Załóżmy, że funkcja $x(t)$ jest sinusoidalna, o częstotliwości f_0 . Te same punkty odpowiadają sinusoidom o częstotliwościach f_1 lub f_2 , które są wielokrotnościami (niekoniecznie całkowitymi) częstotliwości f_0 . Częstotliwości te są w oczywisty sposób związane z okresem próbkowania. Częstotliwość f_0 jest nazywana częstotliwością podstawową.



Rys. A.2.2. Analiza niejednoznaczności

Można stwierdzić, bez przedstawiania dowodu matematycznego, że zakres częstotliwości, dla których efekt niejednoznaczności nie występuje, rozciąga się od $f_0 = 0$ to $f_0 = f_N$, gdzie f_N jest maksymalną częstotliwością, oznaczaną jako częstotliwość Nyquista. Określa ona graniczną częstotliwość próbkowania, tzw. granicę Shannona, poza którą nie jest możliwa jednoznaczna rekonstrukcja sygnału ciągłego. Zatem, jeżeli analizowany sygnał nie zawiera żadnych częstotliwości składowych większych niż f_N , to minimalna częstotliwość, potrzebna, aby sygnał próbkowany reprezentował sygnał rzeczywisty, jest określona jako:

$$f_s \geq 2f_N, \text{ albo, ponieważ } f_s \geq \frac{1}{h}, \text{ więc } fN \geq \frac{1}{2h}$$

Jest to tak zwane twierdzenie Shannona. Wynika stąd, że dla danego widma częstotliwości, składowe znajdujące się pomiędzy $f_0 = 0$ i $f_0 = f_N$ mogą być rozpatrywane oddzielnie. Jeżeli sygnał zawiera składowe o częstotliwościach $f > f_N$, nie będą one rozróżniane. Konieczne jest zatem ograniczenie szerokości pasma mierzonego sygnału w celu zmniejszenia skutków niejednoznaczności podczas jego próbkowania. Oznacza to konieczność filtrowania mierzonego sygnału przez filtr dolnoprzepustowy przed próbkowaniem, w celu eliminacji wszystkich częstotliwości większych niż f_N .

Partnerzy główni i referencyjni

European Copper Institute (ECI) www.eurocopper.org	ETSII - Universidad Politécnica de Madrid www.etsii.upm.es	LEM Instruments www.lem.com
Akademia Górniczo-Hutnicza (AGH) www.agh.edu.pl	Fluke Europe www.fluke.com	MGE UPS Systems www.mgeups.com
Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments (CITCEA) www.citcea.upc.es	Hochschule für Technik und Wirtschaft (HTW) www.htw-saarland.de	Polskie Centrum Promocji Miedzi (PCPM) www.miedz.org.pl
Comitato Elettrotecnico Italiano (CEI) www.ceiuni.it	Hogeschool West-Vlaanderen Departement PIH www.pih.be	University of Bath www.bath.ac.uk
Copper Benelux www.copperbenelux.org	Istituto Italiano del Rame (IIR) www.iir.it	Università di Bergamo www.unibg.it
Copper Development Association (CDA UK) www.cda.org.uk	International Union for Electricity Applications (UIE) www.uie.org	Utto-Von-Guericke-Universität Magdeburg www.uni-magdeburg.de
Deutsches Kupferinstitut (DKI) www.kupferinstitut.de	ISR - Universidade de Coimbra www.isr.uc.pt	University of Manchester Institute of Science and Technology (UMIST) www.umist.ac.uk
Engineering Consulting & Design (ECD) www.ecd.it	Katholieke Universiteit Leuven (KU Leuven) www.kuleuven.ac.be	Politechnika Wroclawska www.pwr.wroc.pl
EPRI PEAC Corporation www.epri-peac.com	Laborelec www.laborelec.com	

Zespół redakcyjny

David Chapman (Chief Editor)	CDA UK	david.chapman@copperdev.co.uk
Prof Angelo Baggini	Università di Bergamo	angelo.baggini@unibg.it
Dr Araceli Hernández Bayo	ETSII - Universidad Politécnica de Madrid	ahernandez@etsii.upm.es
Prof Ronnie Belmans	UIE	ronnie.belmans@esat.kuleuven.ac.be
Dr Franco Bua	ECD	franco.bua@ecd.it
Jean-Francois Christin	MGE UPS Systems	jean-francois.christin@mgeups.com
Prof Anibal de Almeida	ISR - Universidade de Coimbra	adealmeida@isr.uc.pt
Hans De Keulenaer	ECI	hdk@eurocopper.org
Gregory Delaere	Lemko	gregory.delaere@howest.be
Prof Jan Desmet	Hogeschool West-Vlaanderen	jan.desmet@howest.be
Dr ir Marcel Didden	Laborelec	marcel.didden@laborelec.com
Dr Johan Driesen	KU Leuven	johan.driesen@esat.kuleuven.ac.be
Stefan Fassbinder	DKI	sfassbinder@kupferinstitut.de
Prof Zbigniew Hanzelka	Akademia Górniczo-Hutnicza	hanzel@uci.agh.edu.pl
Stephanie Horton	LEM Instruments	sho@lem.com
Dr Antoni Klajn	Politechnika Wroclawska	antoni.klajn@pwr.wroc.pl
Prof Wolfgang Langguth	HTW	wlang@htw-saarland.de
Jonathan Manson	Gorham & Partners Ltd	jonathanm@gorham.org
Prof Henryk Markiewicz	Politechnika Wroclawska	henryk.markiewicz@pwr.wroc.pl
Carlo Masetti	CEI	masetti@ceiuni.it
Mark McGranaghan	EPRI PEAC Corporation	mmcgranaghan@epri-peac.com
Dr Jovica Milanovic	UMIST	jovica.milanovic@umist.ac.uk
Dr Miles Redfern	University of Bath	eesmar@bath.ac.uk
Dr ir Tom Sels	KU Leuven	tom.sels@esat.kuleuven.ac.be
Prof Zbigniew Styczynski	Universität Magdeburg	sty@E-Technik.Uni-Magdeburg.de
Andreas Sumper	CITCEA	sumper@citcea.upc.es
Roman Targosz	PCPM	cem@miedz.org.pl
Hans van den Brink	Fluke Europe	hans.van.den.brink@fluke.nl



Prof. Zbigniew Hanzelka



Akademia Górniczo-Hutnicza
30-019 Kraków
Al. Mickiewicza 30
Polska

Tel.: (012) 617 28 78
Fax: (012) 633 22 84
Email: hanzel@uci.agh.edu.pl
Web: www.agh.edu.pl



Dr inż. Andrzej Bień



Akademia Górniczo-Hutnicza
30-019 Kraków
Al. Mickiewicza 30
Polska

Tel.: (012) 617 28 73
Fax: (012) 633 22 84
Email: abien@uci.agh.edu.pl
Web: www.agh.edu.pl



POLSKIE
CENTRUM
PROMOCJI
MIEDZI

Polskie Centrum Promocji Miedzi Sp. z o.o.
50-136 Wrocław
pl. 1 Maja 1-2
Polska

Tel: 00 48 71 78 12 502
Fax: 00 48 71 78 12 504
e-mail: pcpm@miedz.org.pl
Website: www.miedz.org.pl



European Copper Institute
168 Avenue de Tervueren
B-1150 Brussels
Belgium

Tel: 00 32 2 777 70 70
Fax: 00 32 2 777 70 79
Email: eci@eurocopper.org
Website: www.eurocopper.org