



JAKOŚĆ ZASILANIA

przewodnik

SONEL S.A.
ul. Wokulskiego 11
58-100 Świdnica

Wersja 1.00 16.10.2024

SPIS TREŚCI

1	Informacje podstawowe	3
2	Pomiar prądu	4
2.1	Cęgi twarde (CT) do pomiaru prądów zmiennych (AC)	4
2.2	Cęgi do pomiaru prądów zmiennych i stałych (AC/DC)	4
2.3	Cęgi elastyczne Rogowskiego	5
3	Synchronizacja PLL	6
4	Migotanie światła (Flicker)	7
5	Pomiar mocy i energii	8
5.1	Moc czynna	8
5.2	Moc bierna	9
5.3	Moc bierna a układy 3-przewodowe	12
5.4	Moc bierna a liczniki energii biernej	12
5.5	4-kwadrantowe liczniki energii biernej	14
5.6	Moc pozorna	15
5.7	Moc odkształcenia D_B a efektywna moc pozorna odkształcenia S_{eN}	16
5.8	Współczynnik mocy	17
6	Harmoniczne	18
6.1	Metoda pomiaru składowych harmonicznych	19
6.2	Moce czynne harmonicznych	20
6.3	Moce bierne harmonicznych	21
6.4	Charakterystyka harmonicznych w układach trójfazowych	21
6.5	Współczynnik THD	23
6.6	Współczynnik zniekształcenia prądu TDD	23
6.7	Współczynnik K strat w transformatorze (K-Factor)	24
6.8	Współczynnik redukcji obciążenia (Factor K)	25
7	Interharmoniczne	26
7.1	Metoda pomiaru interharmonicznych	27
7.2	Współczynnik zniekształceń interharmonicznych TID	28
8	Sygnały sterujące	29
9	Asymetria	31
10	Zapady, wzrosty i przerwy w napięciu	33
11	Zmiany kształtu obwiedni przebiegu	35
12	Skoki fazy	36
13	Szybkie zmiany napięcia (RVC)	37
14	Transjenty i przepięcia	39
15	Krzywe CBEMA i ANSI	41
16	Uśrednianie wyników pomiarów	43
16.1	Klasa A	44
16.2	Klasa S	46

1 Informacje podstawowe

Metodyka przeprowadzania pomiarów w analizatorach jakości zasilania jest sprecyzowana w normie IEC 61000-4-30. Norma ta, wprowadzając ściśle określone algorytmy pomiarowe, uporządkowała rynek analizatorów, pozwalając na łatwiejsze ich porównanie oraz zgodność wyników pomiarów między analizatorami różnych producentów. Wcześniej przyrządy te posługiwały się różnymi algorytmami, stąd też wyniki pomiarów tego samego obiektu różnymi urządzeniami dawały często diametralnie inne wartości.

Czynnikami, które spowodowały dość znaczący wzrost zainteresowania zagadnieniami związanymi z jakością zasilania były m.in. upowszechnienie się elektronicznych sterowników zasilania, przetwornicy DC/DC i zasilaczy impulsowych, świetlówek energooszczędnych itp., czyli szeroko pojętej dziedziny konwersji energii elektrycznej. Wszystkie te urządzenia miały tendencję do znacznego odkształcania przebiegu prądu zasilania.

Zasilacze impulsowe (stosowane powszechnie w zastosowaniach domowych i przemysłowych) zbudowane są często w ten sposób, że sieciowe napięcie zmienne jest prostowane i wygładzane przy użyciu kondensatorów, czyli zamieniane na napięcie stałe (DC), by następnie z dużą częstotliwością i sprawnością zostać przetworzone na napięcie wyjściowe o żądanej wartości. Takie rozwiązanie ma jednak niepożądany efekt uboczny. Doładowania kondensatorów wygładzających odbywają się krótkimi impulsami prądu w momentach, gdy napięcie sieciowe jest bliskie wartości szczytowej. Z bilansu mocy wynika, że jeśli prąd pobierany jest tylko w krótkich chwilach czasu musi mieć szczytową wartość dużo wyższą niż gdyby pobierany był w sposób ciągły. Duży stosunek wartości szczytowej prądu do wartości skutecznej (jest to tzw. współczynnik szczytu) oraz zmniejszenie współczynnika mocy (ang. *Power Factor*, *PF*) powodują, że aby uzyskać pewną moc czynną w odbiorniku (w watach), wytwórca energii jest zmuszony dostarczyć moc wyższą niż moc czynna odbiornika (jest to tzw. moc pozorna, wyrażoną w wolt-amperach, VA). Mały współczynnik mocy powoduje większe obciążenie kabli przesyłowych i większe koszty transportu energii elektrycznej. Pojawiające się przy tym składowe harmoniczne w prądzie zasilania, są powodem dodatkowych problemów. W efekcie wytwórcy zaczęli nakładać kary finansowe na odbiorców, którzy nie zapewniali wystarczająco wysokiego współczynnika mocy.

Potencjalnymi zainteresowanymi analizatorami jakości energii mogą być z jednej strony zakłady energetyczne, które mogą przy ich pomocy kontrolować swoich odbiorców, a z drugiej strony odbiorcy energii, którzy takim przyrządem mogą wykryć i próbować zaradzić sytuacji niskiego współczynnika mocy i innym problemom związanym z bardzo szerokim zagadnieniem jakości energii.

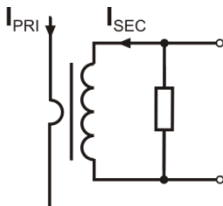
Parametry jakościowe źródła zasilania, a także właściwości energetyczne odbiorników są opisywane wieloma różnymi wielkościami i wskaźnikami. Opracowanie to może rzucić na ten obszar nieco światła.

Jak wcześniej wspomniano, brak standaryzacji metod pomiarowych, powodował znaczne różnice w obliczanych wartościach poszczególnych parametrów sieci przez różne przyrządy. Powstała staraniami wielu inżynierów norma IEC 61000-4-30 była pierwszym takim dokumentem, w którym podano bardzo precyzyjne metody, zależności matematyczne i wymagane dokładności pomiarów analizatorów energii elektrycznej. Zgodność z normą (a w szczególności z klasą A) miało w zamyśle dać gwarancję powtarzalnych i niemal identycznych wyników pomiarów tych samych wielkości mierzonych przyrządami różnych producentów.

2 Pomiar prądu

2.1 Cęgi twarde (CT) do pomiaru prądów zmiennych (AC)

Cęgi twarde typu CT (ang. *Current Transformer*) to po prostu transformator przetwarzający duży prąd uzwojenia pierwotnego na mniejszy w uzwojeniu wtórnym. Szczęki typowych cęgów prądowych zbudowane są z materiału o właściwościach ferromagnetycznych (np. żelaza) z nawiniętym wokół nich uzwojeniem wtórnym. Uzwojenie pierwotne stanowi przewód, wokół którego zaciskane są szczęki cęgów, czyli najczęściej jeden pojedynczy zwój. Jeśli teraz przez badany przewód płynie prąd 1000 amperów, w uzwojeniu wtórnym o 1000 zwojach popłynie prąd 1 A (jeśli tylko obwód jest zamknięty). W cęgach z wyjściem napięciowym rezystor bocznikujący jest umieszczony w samych cęgach.



Rys. 1. Cęgi twarde z wyjściem napięciowym

Tego typu transformator prądowy ma kilka charakterystycznych cech. Można nim mierzyć bardzo duże prądy, jednocześnie pobiera niewiele mocy. Prąd magnesujący jest przyczyną pewnego przesunięcia fazy (dziesiąte części stopnia), co może wprowadzić pewien błąd pomiaru mocy (szczególnie przy małym współczynniku mocy). Wadą tego typu cęgów jest również zjawisko nasycania rdzenia przy pomiarach bardzo dużych prądów (powyżej zakresu nominalnego). Nasylenie rdzenia na skutek zjawiska histerezy magnesowania prowadzi do pojawienia się dużych błędów pomiarowych, które mogą być

wyeliminowane jedynie przez jego rozmagnesowanie. Również w sytuacji, gdy mierzony prąd zawiera znaczną składową stałą (DC), rdzeń ulega nasyceniu. Niezaprzeczną wadą cęgów twardej jest również spora waga. Mimo wymienionych wad cęgi typu CT są obecnie chyba najbardziej rozpowszechnioną nieinwazyjną metodą pomiaru prądów zmiennych (AC). Razem z analizatorem można wykorzystywać następujące cęgi typu CT do pomiaru prądów zmiennych:

Razem z analizatorem można wykorzystywać następujące cęgi typu CT do pomiaru prądów zmiennych:

Razem z analizatorem można wykorzystywać następujące cęgi typu CT do pomiaru prądów zmiennych:

- C-4(A), o zakresie nominalnym 1000 A AC,
- C-6(A), o zakresie nominalnym 10 A AC,
- C-7(A), o zakresie nominalnym 100 A AC.

2.2 Cęgi do pomiaru prądów zmiennych i stałych (AC/DC)

W pewnych sytuacjach konieczny jest pomiar składowej stałej prądu. Do tego celu muszą być użyte cęgi o innej zasadzie działania niż tradycyjny transformator prądowy. Cęgi takie wykorzystują zjawisko fizyczne zwane efektem Halla i zawierają w swojej konstrukcji czujnik Halla (tzw. hallotron). W skrócie efekt ten polega na wystąpieniu napięcia elektrycznego na ściankach przewodnika, przez który płynie prąd elektryczny i dodatkowo znajduje się w polu magnetycznym o kierunku poprzecznym do wektora indukcji tego pola.

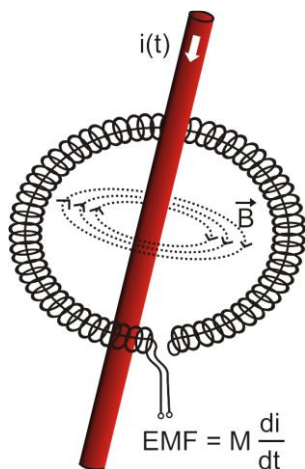
Cęgi prądowe wykorzystujące to zjawisko mogą mierzyć zarówno składową przemienną prądu jak i stałą. Przewodnik z prądem umieszczony wewnątrz cęgów wytwarza pole magnetyczne, które jest koncentrowane w żelaznym rdzeniu. W szczelinie tego rdzenia, w miejscu gdzie obie części szczęk się łączą, umieszczony jest półprzewodnikowy czujnik Halla, a napięcie wyjściowe tego czujnika jest wzmacniane przez zasilany bateryjnie układ elektroniczny.

Cęgi tego typu zwykle posiadają pokrętko regulacji zera prądu. Aby je przeprowadzić należy zamknąć szczęki (bez żadnego przewodnika wewnątrz) i regulować pokrętkiem aż do uzyskania zerowego wskazania prądu stałego.

Cęgami tego typu oferowanymi obecnie przez Sonel S.A. są cęgi C-5A o zakresie nominalnym 1000 A AC / 1400 A DC. Cęgi te mają wyjście napięciowe i dla prądu nominalnego 1000 A dają na nim napięcie 1 V (1 mV/A).

2.3 Cęgi elastyczne Rogowskiego

Cęgi elastyczne (ang. *Flexible Current Probes*) działają na zupełnie innej zasadzie fizycznej niż transformator prądowy. Ich najważniejszą częścią jest tzw. cewka Rogowskiego, nazwana imieniem niemieckiego fizyka Waltera Rogowskiego. Cewka ta jest cewką powietrzną owiniętą wokół przewodnika z prądem. Specjalna konstrukcja cewki pozwala na wyprowadzenie obu jej końców z jednej strony, w ten sposób umożliwiając łatwe założenie cęgów wokół przewodnika (koniec powrotny jest umieszczony wewnątrz cewki na całej jej długości). Prąd płynący przez mierzony przewodnik wytwarza centralne linie pola magnetycznego, które wykorzystując zjawisko indukcji własnej indukują siłę elektromotoryczną na końcach cewki. Jednak napięcie to jest proporcjonalne do szybkości zmian prądu w przewodniku, a nie do samego prądu.



Rys. 2. Cewka Rogowskiego

Cewka Rogowskiego ma kilka niezaprzeczalnych zalet w porównaniu z transformatorami prądowymi. Ponieważ nie posiada rdzenia nie dotyczy jej zjawisko jego nasycania; tym samym ma znakomite predyspozycje do pomiarów dużych prądów. Cewka taka ma również znakomitą liniowość i duże pasmo przenoszenia, dużo większe niż transformatorów prądowych, a w porównaniu z nimi ma również dużo niższą masę.

Jednak do niedawna cęgi elastyczne miały problem z szerszą ekspansją w dziedzinie pomiaru prądu. Istnieją bowiem pewne czynniki, które utrudniają praktyczną implementację układu pomiarowego z cewką Rogowskiego. Jednym z nich jest bardzo niski poziom napięcia, które indukuje się na zaciskach (zależy ono od wymiarów geometrycznych cewki). Dla przykładu napięcie wyjściowe dla częstotliwości 50 Hz cęgów elastycznych serii F-x(A) wynosi ok. 40 $\mu\text{V/A}$. Tak niskie poziomy napięcie wymagają użycia precyzyjnych i niskoszumnych wzmacniaczy, które oczywiście powodują wzrost kosztów.

Ponieważ napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do pochodnej prądu, konieczne jest zastosowanie układu całkującego; powszechnie sprzedaje się cęgi elastyczne składające się z cewki Rogowskiego z dołączonym układem analogowego integratora (charakterystyczny moduł zasilany bateryjnie). Na wyjściu integratora dostępny jest już sygnał napięciowy proporcjonalny do mierzonego prądu i dodatkowo odpowiednio wyskalowany (np. 1 mV/A).

Kolejny problem, który towarzyszy cewce Rogowskiego, to wrażliwość na zewnętrzne pola magnetyczne. Idealna cewka powinna być wrażliwa jedynie na pole zamknięte obszarem cewki i zupełnie tłumić zewnętrzne pola magnetyczne. Okazuje się to jednak bardzo trudnym zadaniem. Jedynym sposobem na uzyskanie takich właściwości jest bardzo precyzyjne wykonanie cewki, z doskonale jednorodnymi uzwojeniami i jak najniższą impedancją. Właśnie duża precyzja nawinięcia cewki jest odpowiedzialna za stosunkowo wysoką cenę takich cęgów.

3 Synchronizacja PLL

Konieczność stosowania układu pętli fazowej (programowej, sprzętowej bądź programowo-sprzętowej) wynika bezpośrednio z wymogów normy IEC 61000-4-7, opisującej metodykę i dopuszczalne błędy przy pomiarach składowych harmonicznycych. Norma ta wymaga, aby okno pomiarowe, będące podstawą dla pojedynczego pomiaru i oceny zawartości harmonicznycych było równe czasowi trwania 10 okresów sieci energetycznej w instalacjach 50 Hz oraz 12 okresów dla 60 Hz. W obu przypadkach odpowiada to czasowi około 200 ms. Ponieważ częstotliwość sieci zasilającej może podlegać okresowym zmianom i fluktuacjom, czas trwania okna może nie być równy dokładnie 200 ms i np. dla częstotliwości sieci 51 Hz wyniesie on już ok. 196 ms.

Norma zaleca również, aby dane przed przeprowadzeniem transformaty Fouriera (w celu wyodrębnienia składowych widmowych) nie były poddawane operacji okienkowania. Brak synchronizacji częstotliwości i dopuszczenie do sytuacji, w której transformacie FFT zostałyby poddane próbki niecałkowitej liczby okresów, mogą doprowadzić do zjawiska przecieku widma. Zjawisko to powoduje, że prążek harmonicznyczej rozmywany jest również na kilka sąsiednich prążków, co może doprowadzić do utraty informacji o rzeczywistym poziomie i mocy badanego prążka. Dopuszczono możliwość użycia okna ważącego Hanną, które zmniejsza niekorzystne efekty przecieku widma, lecz ogranicza się to tylko do sytuacji, w których pętla PLL utraciła synchronizację.

Norma IEC 61000-4-7 precyzuje również wymaganą dokładność bloku synchronizacji. Ujęto to w następujący sposób: czas pomiędzy zboczem narastającym pierwszego impulsu próbkującego a $(M+1)$ -tego impulsu (gdzie M jest liczbą próbek w oknie pomiarowym) powinien być równy czasowi trwania wskazanej liczby okresów w oknie pomiarowym (10 lub 12) z maksymalnym dopuszczalnym błędem $\pm 0,03\%$. Aby wytłumaczyć to w prostszy sposób rozpatrzmy następujący przykład. Przyjmując częstotliwość sieci 50 Hz, okno pomiarowe trwa dokładnie 200 ms. Jeśli pierwszy impuls próbkujący wystąpi dokładnie w chwili $t = 0$, to pierwszy impuls próbkujący kolejnego okna pomiarowego powinien wystąpić w chwili $t = 200 \pm 0,06$ ms. Owe $\pm 60 \mu\text{s}$ to dopuszczalna odchyłka zbocza próbkującego. Norma definiuje również zalecany minimalny zakres częstotliwości, przy których podana wyżej dokładność układu synchronizacji powinna być zachowana i określa ją na $\pm 5\%$ częstotliwości nominalnej, czyli 47,5...52,5 Hz i 57...63 Hz odpowiednio dla sieci 50 Hz i 60 Hz.

Osobną kwestią jest przedział wartości napięcia wejściowego, dla którego układ PLL będzie poprawnie pracował. Norma 61000-4-7 nie podaje tutaj żadnych konkretnych wskazówek ani wymagań. Natomiast norma 61000-4-30 określa przedział wartości napięcia zasilającego, w którym parametry metrologiczne nie mogą ulec pogorszeniu i dla klasy A określa go na $10\% \dots 150\% U_{\text{din}}$.

4 Migotanie światła (Flicker)

Angielskie słowo *flicker* oznacza migotanie. W odniesieniu do zagadnień związanych z jakością energii oznacza zjawisko okresowej zmiany natężenia światła na skutek zmian napięcia zasilającego żarówki oświetleniowe.

Funkcja pomiaru tego migotania pojawiła się w analizatorach jakości energii, gdy okazało się, że zjawisko to powoduje pogorszenie samopoczucia, irytację, czasem bóle głowy itp. Drgania natężenia światła muszą mieć dość określoną częstotliwość, nie mogą być zbyt wolne, gdyż wtedy ludzka źrenica potrafi się adaptować do zmiany oświetlenia, ani nie mogą być zbyt szybkie, gdyż bezwładność włókna żarowego niweluje te zmiany niemal całkowicie.

Badania wykazały, że maksimum uciążliwości występuje dla częstotliwości ok. 9 zmian na sekundę. Najbardziej wrażliwymi źródłami oświetlenia okazały się tradycyjne żarówki z włóknem wolframowym. Żarówki halogenowe, których włókna mają dużą wyższą temperaturę od tych ostatnich mają też dużo większą bezwładność, która zmniejsza postrzegane przez człowieka zmiany jasności. Najlepszą „odpornością” na migotanie charakteryzują się lampy fluorescencyjne, których pewne specyficzne właściwości stabilizują prąd płynący przez lampę przy zmianach napięcia, a tym samym zmniejszają też wahania mocy świecenia.

Flicker mierzy się w tzw. jednostkach postrzegania i wyróżniono dwa ich rodzaje: krótkookresowy P_{ST} (ang. *short term*), którego wartość wyznacza się raz na 10 minut oraz długookresowy P_{LT} (ang. *long term*), którego wartość wylicza się na podstawie kolejnych 12 wartości P_{ST} , czyli co 2 godziny. Długi czas pomiaru wynika wprost z wolnozmiennego charakteru zjawiska – aby zebrać wiarygodną próbkę danych pomiar musi być długi. P_{st} równy 1 jest uznawany za wartość, która jest na granicy irytacji – oczywiście wrażliwość na migotanie jest różna u różnych osób; przyjęcie tego progu wynika z testów przeprowadzonych na pewnej reprezentatywnej grupie osób.

A co jest powodem powstawania zjawiska migotania światła? Najczęściej źródłem są spadki napięcia na skutek przyłączenia i odłączania obciążeń o dużej mocy i pewien poziom migotania jest obecny w większości sieci zasilających. Pomijając opisany wcześniej niekorzystny wpływ na ludzi nie musi – i zwykle nie jest – symptomem niedomagania naszej instalacji. Ale jeśli w sieci obserwuje się dość nagły i niewytłumaczalny wzrost poziomu migotania światła (czyli wzrost wartości współczynników P_{ST} i P_{LT}) nie należy w żadnym wypadku tego zignorować. Może się bowiem okazać, że migotanie powstaje na skutek niepewnych połączeń w instalacji – zwiększone spadki napięcia na połączeniach w tablicy rozdzielczej (dla przykładu) spowodują większe wahania napięcia na odbiornikach takich jak żarówki. Spadki na połączeniach jednocześnie skutkują ich nagrzewaniem, a w końcu iskrzeniem i ewentualnym pożarem. Okresowe badania sieci i opisane symptomy mogą zwrócić naszą uwagę i znaleźć źródło zagrożenia.

5 Pomiar mocy i energii

Moc jest jednym z najważniejszych parametrów określających właściwości energetyczne obwodów elektrycznych. Podstawową wielkością będącą podstawą rozliczeń finansowych między dostawcą a odbiorcą jest energia elektryczna równoważna iloczynowi mocy i czasu.

W elektrotechnice spotykamy się z kilkoma różnymi odmianami mocy:

- moc czynna (ang. *Active Power*) oznaczana literą P i mierzona w watach,
- moc bierna (ang. *Reactive Power*) oznaczana Q , jednostka var,
- moc pozorna (ang. *Apparent Power*) S , jednostka VA.

Te wymienione wyżej trzy rodzaje mocy są najbardziej znanymi, ale nie oznacza to, że lista mocy tutaj się kończy.

W szkołach uczy się, że powyższe moce tworzą tzw. trójkąt mocy, którego właściwości wyraża równanie:

$$P^2 + Q^2 = S^2$$

Równanie to jest jednak poprawne tylko dla układów z sinusoidalnymi przebiegami prądów i napięć.

Przed przejściem do bardziej szczegółowego omówienia zagadnień związanych z pomiarami mocy, należy najpierw zdefiniować poszczególne moce.

5.1 Moc czynna

Moc czynna P jest wielkością o ścisłym znaczeniu fizycznym i wyraża ona zdolność układu do wykonania określonej pracy. Jest to moc najbardziej pożądana przez odbiorców energii i to właśnie za dostarczoną moc czynną w okresie rozliczeniowym odbiorca płaci dostawcy energii (osobno omówiono problem opłat za dodatkową moc bierną – patrz poniżej). To właśnie moc czynna (a w konsekwencji energia czynna) jest mierzona przez liczniki energii elektrycznej w każdym gospodarstwie domowym.

Podstawowy wzór na obliczanie mocy czynnej jest następujący:

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} u(t)i(t)dt$$

gdzie: $u(t)$ - chwilowa wartość napięcia, $i(t)$ - chwilową wartość prądu, T - okres za jaki liczymy moc.

W układach sinusoidalnych możemy wyliczyć moc czynną jako:

$$P = UI \cos \varphi$$

gdzie: U jest wartością skuteczną napięcia, I wartością skuteczną prądu a φ jest kątem przesunięcia fazowego między napięciem i prądem.

Moc czynna liczona jest przez analizator bezpośrednio z wzoru całkowego, wykorzystując spróbkowane przebiegi napięcia i prądu:

$$P = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M U_i I_i$$

gdzie M jest liczbą próbek w oknie pomiarowym 10/12-okresowym i wynosi 2048, U_i i I_i są kolejnymi próbkami napięcia i prądu.

5.2 Moc bierna

Najbardziej znany wzór na *moc bierną* poprawny jest również jedynie dla jednofazowych obwodów z sinusoidalnymi przebiegami napięcia i prądu:

$$Q = UI \sin \varphi$$

Interpretacja tej mocy w takich układach jest następująca: jest to amplituda składowej przemiennej mocy chwilowej na zaciskach źródła. Istnienie pewnej niezerowej wartości tej mocy ma świadczyć o dwukierunkowym i oscylacyjnym przepływie energii między źródłem a odbiornikiem.

Wyobraźmy sobie układ jednofazowy z sinusoidalnym źródłem napięcia, którego obciążeniem jest dwójnik RC. Ponieważ w takich warunkach elementy te zachowują się liniowo, przebieg prądu źródła będzie miał charakter sinusoidalny, ale ze względu na właściwości kondensatora będzie on przesunięty względem napięcia źródła. W takim obwodzie moc bierna Q będzie niezerowa i może być interpretowana jako amplituda oscylacji energii, która jest na przemian gromadzona w kondensatorze i oddawana do źródła. Moc czynna kondensatora jest równa zero.

Jednak jak się okazuje zjawisko oscylacji energii wydaje się tylko skutkiem i to występującym w szczególnych przypadkach obwodów z sinusoidalnym przebiegiem prądu i napięcia, a nie przyczyną powstawania mocy biernej. Badania prowadzone w tej dziedzinie pokazują, że moc bierna występuje również w obwodach, w których nie występują żadne oscylacje energii. Jest to stwierdzenie, które może zdziwić wielu inżynierów. W nowych publikacjach dotyczących teorii mocy, jako jedyne zjawisko fizyczne, które zawsze towarzyszy występowaniu mocy biernej, wymienia się przesunięcie fazowe między prądem a napięciem.

Podany wyżej wzór na obliczanie mocy biernej jest słuszny jedynie dla jednofazowych obwodów sinusoidalnych. Rodzi się zatem pytanie: jak wylicza się moc bierną w układach niesinusoidalnych? Pytanie to otwiera przysłowiową „puszkę Pandory” środowiska elektrotechnicznego. Okazuje się, że definicja mocy biernej w rzeczywistych układach (a nie tylko tych wyidealizowanych), jest przedmiotem kontrowersji i aktualnie (w 2018 roku) nie ma jednej i ogólnie akceptowanej definicji mocy biernej w układach z niesinusoidalnymi przebiegami napięcia i prądu, nie wspominając tu nawet o nierównoważonych obwodach trójfazowych. W standardzie IEEE (Międzynarodowej Organizacji Inżynierów Elektryków i Elektroników) o numerze 1459-2010 (z roku 2010) dla obwodów niesinusoidalnych trójfazowych nie znaleźliśmy wzoru na całkowitą moc bierną – jako trzy podstawowe moce wymieniono moc czynną, pozorną i – uwaga – nieaktywną oznaczaną literą N . Moc bierną ograniczono jedynie do składowej podstawowej prądu i napięcia i oznaczono Q_1 .

Wymieniony standard jest ostatnim tego typu dokumentem wydanym przez uznaną organizację, który miał uporządkować tematykę dotyczącą definicji mocy. Było to tym bardziej konieczne, że w środowisku naukowym od wielu już lat wzmagały się głosy, że dotychczas używane definicje mogą dawać błędne wyniki. Kontrowersje dotyczyły przede wszystkim definicji mocy biernej i pozornej (a także mocy odkształcenia, o czym za chwilę) w obwodach jedno- i trójfazowych z niesinusoidalnymi przebiegami napięć i prądów.

W 1987 roku prof. L. Czarnecki dowiódł błędności szeroko rozpowszechnionej definicji mocy biernej wg Budeanu, czyli definicji, której po dziś dzień naucza się w wielu szkołach technicznych. Definicja ta została po raz pierwszy przedstawiona przez prof. Budeanu w 1927 roku i ma następującą postać:

$$Q_B = \sum_{n=0}^{\infty} U_n I_n \sin \varphi_n$$

gdzie U_n i I_n są harmonicznymi napięcia i prądu rzędu n , a φ_n kątami między tymi składowymi.

Ponieważ wprowadzenie tej wielkości sprawiło, że znane dotychczas równanie trójkąta mocy nie było spełnione dla obwodów z przebiegami niesinusoidalnymi, Budeanu wprowadził nową wielkość zwaną *mocą odkształcenia*:

$$D_B = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q_B^2)}$$

Moc odkształcenia miała reprezentować w układzie moce pojawiające się wskutek odkształceń przebiegów napięcia i prądu.

Moc bierna była od lat kojarzona z oscylacjami energii między źródłem a obciążeniem. Widzimy na podstawie wzoru, że moc bierna wg definicji Budeanu jest sumą mocy biernych poszczególnych harmonicznych. Ze względu na czynnik $\sin\varphi$ składowe te mogą być dodatnie lub ujemne w zależności od kąta między napięciem a prądem harmonicznym. Zatem jest możliwa sytuacja, kiedy całkowita moc bierna Q_B będzie wynosiła zero przy niezerowych składowych harmonicznych. Obserwacja, że przy niezerowych składowych sumaryczna moc bierna według tej definicji może wynosić zero jest kluczem do głębszej analizy, która ostatecznie pozwoliła na udowodnienie, że wielkość Q_B może dawać w pewnych sytuacjach zupełnie zaskakujące wyniki. Przeprowadzone badania poddają w wątpliwość powszechnie panujące przekonanie, iż istnieje jakikolwiek związek między oscylacjami energii a mocą bierną Budeanu Q_B . Można podać przykłady obwodów, w których mimo istnienia oscylacyjnego charakteru przebiegu mocy chwilowej, moc bierna wg definicji Budeanu wynosi zero. Na przestrzeni lat naukowcy nie potrafili powiązać z mocą bierną według tej definicji żadnego zjawiska fizycznego.

Wymienione wyżej wątpliwości co do poprawności tej definicji mocy, rzucają cień oczywiście na powiązaną z nią *moc odkształcenia* D_B . Zaczęto szukać odpowiedzi na pytanie, czy moc odkształcenia D_B rzeczywiście jest miarą odkształcenia przebiegów w obwodach niesinusoidalnych. Odkształceniem nazywamy sytuację, gdy przebieg napięcia nie daje się „nałożyć” na przebieg prądu przy wykorzystaniu dwóch operacji: zmieniając amplitudę i przesuwając w czasie. Innymi słowy, jeśli jest spełniony następujący warunek:

$$u(t) = Ai(t - \tau)$$

to napięcie nie jest odkształcone względem prądu. W przypadku napięcia sinusoidalnego i obciążenia będącego dowolną kombinacją elementów RLC warunek ten jest zawsze spełniony (dla przebiegu sinusoidalnego elementy te zachowują liniowość). Jednak gdy napięcie jest odkształcone obciążenie RLC nie zapewnia już nieodkształcenia prądu względem napięcia i nie stanowi już obciążenia liniowego – konieczne jest spełnienie pewnych dodatkowych warunków (odpowiednio zmieniający się z częstotliwością moduł i faza impedancji obciążenia).

A zatem czy rzeczywiście moc D_B jest miarą tego odkształcenia? Niestety, okazało się w tym przypadku również, że teoria mocy wg Budeanu zawodzi. Zostało udowodnione, że *moc odkształcenia* może być równa zero w sytuacji, gdy napięcie jest odkształcone względem przebiegu prądu, i odwrotnie, *moc odkształcenia* może być niezerowa przy zupełnym braku odkształceń.

Praktyczny aspekt teorii mocy, dotyczący poprawy współczynnika mocy układów z mocą bierną, miał być tym czynnikiem, który najbardziej zyska na poprawnych definicjach mocy biernej. Próby kompensacji opierające się na mocy biernej Budeanu i powiązanej z nią mocą odkształcenia spełzły na niczym. Wielkości te nie pozwalały nawet na poprawne obliczenie pojemności kompensującej, dającej maksymalny współczynnik mocy. Dochodziło nawet do tego, że takie próby kończyły się dodatkowym pogorszeniem tego współczynnika.

Można zadać więc pytanie: jak to możliwe, że teoria mocy Budeanu stała się tak popularna? Powodów może być kilka. Po pierwsze, przyzwyczajenie inżynierów do starych definicji i od lat nie zmieniane programy nauczania w szkołach. Jest to czynnik często niedoceniany, choć jako usprawiedliwienie można przypomnieć, że teoria ta przez 60 lat nie doczekała się obalenia. Po drugie, w latach 20-tych poprzedniego wieku nie dysponowano przyrządami pomiarowymi, które dawałyby wgląd w poszczególne składowe harmoniczne napięć i prądów, trudno więc było weryfikować nowe teorie. Po trzecie, odkształcone przebiegi prądów i napięć (a więc z wysoką zawartością harmonicznych) to efekt rewolucji w elektroenergetyce, która rozpoczęła się dopiero w drugiej połowie ubiegłego wieku. Na szeroką skalę rozpoczęto wykorzystywać tyrystory, prostowniki sterowane, przekształtniki itd. Wszystkie te działania powodowały bardzo duże odkształcenia prądów w sieciach zasilających a więc wzrost poziomu zniekształceń harmonicznych. Dopiero wtedy zaczęto odczuwać braki w teorii mocy wg Budeanu. W końcu po czwarte, środowisko naukowe związane z energetyką było świadome faktu, że zakłady przemysłowe zainwestowały fortunę w infrastrukturę pomiarową (liczniki energii). Każda zmiana w tym względzie mogła mieć ogromne konsekwencje finansowe.

Jednak powolne zmiany w świadomości inżynierów elektryków zaczęły być widoczne. Z biegiem lat, przy coraz częściej występujących nieliniowych obciążeniach i bardzo odkształconych przebiegach, ograniczeń stosowanych formuł nie można było dłużej tolerować.

Bardzo znaczącym wydarzeniem stała się publikacja w roku 2000 przez organizację IEEE standardu 1459, którego nazwa brzmi: „Definicje do pomiarów wielkości związanych z mocą elektryczną w warunkach sinusoidalnych, niesinusoidalnych, symetrycznych i niesymetrycznych”. Po raz pierwszy moc bierna wg definicji Budeanu znalazła się w grupie definicji niezalecanych, i których nie należy stosować w nowych miernikach mocy i energii biernej. Widoczne też było podzielenie wielu wielkości na te związane z podstawową składową prądu i napięcia (pierwszą harmoniczną) i pozostałymi wyższymi harmonicznymi. W większości przypadków uznaje się bowiem, że użyteczna część energii jest przenoszona właśnie za pomocą składowych 50/60 Hz, przy dużo mniejszym i często szkodliwym udziale wyższych harmonicznymi.

W standardzie pojawiła się również nowa wielkość – *moc nieaktywna* N , która reprezentuje wszystkie nieaktywne składniki mocy:

$$N = \sqrt{S^2 - P^2}$$

Moc bierna jest jednym ze składników mocy nieaktywnej N . W układach jednofazowych z sinusoidalnymi przebiegami napięć i prądów, N jest równe Q , zatem w mocy nieaktywnej nie ma innych składników. W obwodach trójfazowych taką właściwość mają jedynie sieci symetryczne, sinusoidalne, ze zrównoważonym odbiornikiem czysto rezystancyjnym.

Kolejne składniki mocy nieaktywnej są związane z konkretnymi zjawiskami fizycznymi. Według jednej z najlepiej tłumaczących zjawiska fizyczne w obwodach trójfazowych teorii prof. Czarneckiego równanie mocy w takich układach można zapisać następująco:

$$S^2 = P^2 + D_s^2 + Q^2 + D_u^2$$

D_s jest mocą rozrzutu, która pojawia się w systemie, jako skutek zmian konduktancji odbiornika wraz ze zmianą częstotliwości. Zatem obecność w odbiorniku elementów reakcyjnych może skutkować pojawieniem się mocy rozrzutu.

Moc bierna Q w tym równaniu pojawia się przy istnieniu przesunięcia fazowego między harmonicznymi napięcia i prądu.

D_u oznacza moc niezrównoważenia, która jest miarą niezrównoważenia odbiornika trójfazowego. Składnik ten wyjaśnia sytuację, w której niezrównoważony odbiornik trójfazowy o charakterze czysto rezystancyjnym, skutkuje współczynnikiem mocy mniejszym od jedności. Taki odbiornik nie ma mocy biernej Q , a mimo to, z trójkąta mocy S , P , Q wynika coś zupełnie innego (teoria mocy Budeanu ze swoją mocą odkształcenia też nie potrafi wyjaśnić tej sytuacji – w odbiorniku czysto rezystancyjnym moc odkształcenia D_B jest równa zero).

Próba połączenia standardu IEEE 1459-2000 z teorią mocy Czarneckiego prowadzi do wniosku, że moc nieaktywna ukrywa w sobie co najmniej trzy osobne zjawiska fizyczne, które wpływają na zmniejszenie efektywności przesyłu energii ze źródła do odbiornika, czyli zmniejszenie współczynnika mocy:

$$PF = \frac{P}{S_e} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + D_s^2 + Q^2 + D_u^2}}$$

W standardzie IEEE 1459-2000 znana pod oznaczeniem literowym Q moc bierna została ograniczona do składowej podstawowej i dotyczy to zarówno układów jednofazowych jak i trójfazowych.

W układach jednofazowych:

$$Q_1 = U_1 I_1 \sin \varphi_1$$

W układach trójfazowych bierze się pod uwagę jedynie składową zgodną tej mocy:

$$Q_1^+ = 3U_1^+ I_1^+ \sin \varphi_1^+$$

Aby moc ta była poprawnie mierzona wymagana jest zgodna kolejność wirowania faz (czyli faza L2 opóźniona o 120° w stosunku do L1, faza L3 opóźniona o 240° w stosunku do L1). Pojęcie składowej zgodnej zostanie szerzej omówiona przy okazji omawiania asymetrii.

Wartość mocy biernej składowej podstawowej jest główną wielkością, która pozwala oszacować wielkość kondensatora poprawiającego współczynnik DPF, czyli przesunięcia składowej podstawowej napięcia względem tej samej składowej prądu (czyli kompensatora mocy biernej podstawowej harmonicznej).

5.3 Moc bierna a układy 3-przewodowe

Poprawny pomiar mocy biernej jest niemożliwy w niesymetrycznych odbiornikach połączonych 3-przewodowo (układy typu trójkąt i gwiazda bez przewodu N). Stwierdzenie to może niejednego zaskoczyć.

Odbiornik możemy potraktować jako „czarną skrzynkę” o dostępnych jedynie 3 zaciskach. Nie jesteśmy w stanie określić budowy wewnętrznej takiego odbiornika. Aby obliczyć moc bierną konieczna jest znajomość kąta przesunięcia fazowego między prądem a napięciem występujących na każdej gałęzi takiego odbiornika. Niestety kąta tego nie znamy. W układzie odbiornika typu „trójkąt” znamy napięcia występujące na poszczególnych impedancjach, ale nie znamy prądu; w takich układach mierzone są napięcia międzyfazowe i prądy liniowe. Każdy z prądów liniowych jest sumą dwóch prądów fazowych. W odbiornikach typu gwiazda bez N znamy prądy płynące przez impedancje, natomiast nie znamy napięć (każde z napięć międzyfazowych jest sumą dwóch napięć fazowych).

Trzeba sobie uzmysłowić fakt, iż przy danych napięciach na zaciskach i prądach wpływających do takiej „czarnej skrzynki” istnieje nieskończenie wiele wariantów budowy wewnętrznej odbiornika, które dadzą nam identyczne wyniki pomiarów prądów i napięć widocznych na zewnątrz takiej czarnej skrzynki.

Jak to zatem jest możliwe, że istnieją liczniki mocy biernej przeznaczone do pomiarów w sieciach 3-przewodowych oraz analizatory sieci, które w takich warunkach umożliwiają pomiar mocy biernej?

W obu przypadkach producenci uciekają się do sztuczki, która polega na sztucznym wytworzeniu punktu odniesienia (wirtualny zacisk neutralny N). Taki punkt można bardzo łatwo wytworzyć podłączając do zacisków naszej „czarnej skrzynki” układ trzech rezystorów o tej samej wartości i połączonych w gwiazdę. Potencjał punktu centralnego układu rezystorów jest używany do wyliczenia „napięć fazowych”. Oczywiście cudzysłów jest tutaj jak najbardziej na miejscu - takie wirtualne zero da w miarę poprawne wyniki tylko, gdy niezrównoważenie odbiornika jest minimalne. W każdym innym przypadku wskazania mocy biernej takiego przyrządu należy traktować z dużą dozą nieufności.

Przyrząd pomiarowy w żadnym przypadku nie powinien wprowadzać w błąd użytkownika, a tego rodzaju aproksymację można dopuścić wyłącznie po wyraźnym zastrzeżeniu, że wskazywana wartość nie jest wynikiem rzeczywistego pomiaru, a jedynie wartością przybliżoną.

5.4 Moc bierna a liczniki energii biernej

Licznik energii biernej to przyrząd raczej nieznanymi użytkownikom domowym – te używane powszechnie i będące podstawą rozliczeń z dostawcą to liczniki energii czynnej, mierzonej w Wh lub kWh. Użytkownik domowy jest więc w komfortowej sytuacji – płaci jedynie za energię użyteczną i nie musi zastanawiać się, jaki jest współczynnik mocy w jego instalacji.

Odbiorcy przemysłowi – w odróżnieniu od tej pierwszej grupy – są zobligowani, na podstawie podpisanych umów i często pod groźbą kar finansowych, do utrzymywania współczynnika mocy na odpowiednim poziomie.

Rozporządzenie Ministra Gospodarki w sprawie szczegółowych warunków funkcjonowania systemu elektroenergetycznego precyzuje parametry jakościowe, które powinny być spełnione przez dostawcę energii dla różnych tzw. grup przyłączeniowych. Wśród tych parametrów znajdziemy np. częstotliwość sieci, wartość skuteczną napięcia, współczynnik zawartości harmonicznych (THD) i dopuszczalne poziomy poszczególnych harmonicznych napięcia. Jednak dostawca nie musi tych wymogów spełnić, jeśli odbiorca energii nie zapewnia wartości współczynnika $tg\varphi$ poniżej 0,4 (wartość umowna, która może

być zmieniona w umowie między dostawcą a odbiorcą energii) i/lub przekracza uzgodniony poziom pobieranej mocy czynnej.

Współczynnik $tg\varphi$ zakorzeni się głęboko w polskim prawodawstwie energetycznym i definiuje się go jako stosunek naliczonej energii biernej do energii czynnej w danym okresie rozliczeniowym. Jeśli wrócimy na chwilę do trójkąta mocy w układach sinusoidalnych to zauważymy, że tangens kąta przesunięcia fazowego między prądem a napięciem jest równy stosunkowi mocy biernej Q do mocy czynnej P . Tak więc kryterium utrzymywania $tg\varphi$ poniżej 0,4 oznacza nic innego tylko ustalenie, że maksymalny poziom naliczonej energii biernej nie może być wyższy niż 0,4 wartości naliczonej energii czynnej. Każdy ponadumowny pobór energii biernej podlega dodatkowej opłacie.

Czy jednak znajomość tak obliczanego współczynnika $tg\varphi$ daje obu zainteresowanym stronom rzeczywisty obraz efektywności przesyłania energii? Czy nie zostało wspomniane wcześniej, że moc bierna jest tylko jednym ze składników mocy nieaktywnej, które mają wpływ na obniżenie współczynnika mocy? Rzeczywiście, wydaje się, że zamiast $tg\varphi$ należałoby użyć współczynnika mocy PF, który uwzględni również pozostałe czynniki.

Obecne przepisy niestety nie dają innego wyboru, tak więc poprawny pomiar mocy biernej wydaje się kluczową sprawą. Warto teraz postawić pytanie: czy wobec opisanych wyżej kontrowersji wobec definicji mocy biernej liczniki tej energii zapewniają właściwe odczyty? I co tak naprawdę mierzą stosowane powszechnie liczniki mocy biernej?

Odpowiedzi na te pytania można próbować uzyskać w normie przedmiotowej dotyczącej tych liczników – IEC 62053-23. Niestety, ku naszemu rozczarowaniu nie znajdziemy w niej jakichkolwiek odniesień do pomiarów w warunkach niesinusoidalnych – formuły obliczeniowe odnoszą się do sytuacji sinusoidalnych (w normie możemy przeczytać, że z powodów „praktycznych” ograniczono się wyłącznie do przebiegów sinusoidalnych). Nie ma podanej w niej żadnych kryteriów badań, które pozwoliłyby na zbadanie właściwości licznika przy odkształconych przebiegach napięć i prądów. Może również dziwić fakt, iż starsza norma IEC 61268 (już wycofana) definiowała test polegający na badaniu dokładności pomiaru przy 10% poziomie trzeciej harmonicznej prądu.

Obecna sytuacja pozostawia konstruktorom liczników dowolność wyboru metody pomiarowej, co niestety prowadzi do znacznych różnic wskazań energii biernej w obecności dużego poziomu zniekształceń harmoniczných.

Liczniki starszego typu, czyli elektromechaniczne, mają charakterystykę podobną do filtru dolno-przepustowego – wyższe harmoniczne są w nim tłumione, przez co pomiar mocy biernej w obecności harmoniczných jest bardzo bliski wartości mocy biernej składowej podstawowej.

Coraz powszechniejsze liczniki elektroniczne mogą przeprowadzać pomiar różnymi metodami. Dla przykładu mogą mierzyć moc czynną i moc pozorną, a moc bierną wyliczają z trójkąta mocy (pierwiastek kwadratowy z sumy kwadratów obu tych mocy). Tak naprawdę więc, w świetle standardu IEEE 1459-2000, mierzą one moc nieaktywną a nie bierną. Inny producent może zastosować metodę z przesunięciem przebiegu napięcia o 90° , co daje wynik zbliżony do mocy biernej składowej podstawowej.

Im większa zawartość harmoniczných, tym większa będzie różnica w odczytach, no i oczywiście w konsekwencji inne będą opłaty za naliczoną energię.

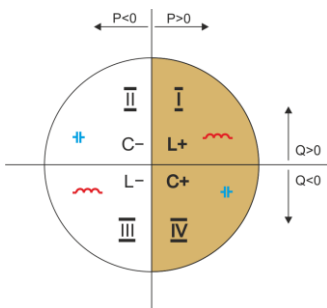
Jak to zostało wcześniej zasygnalizowane, pomiar mocy biernej w układach 3-przewodowych niezrównoważonych za pomocą tradycyjnych liczników jest obciążony dodatkowym błędem, spowodowanym wytworzeniem wewnątrz licznika wirtualnego zera, mającego niewiele wspólnego z rzeczywistym zerem odbiornika.

Na domiar złego producenci zwykle nie podają żadnych informacji na temat zastosowanej metody pomiarowej.

Pozostaje tylko z niecierpliwością czekać na kolejną wersję normy, która – miejmy nadzieję – zdefiniuje w dużo bardziej precyzyjny sposób metodę pomiarową i sposób badania także w warunkach niesinusoidalnych.

5.5 4-kwadrantowe liczniki energii biernej

W energetyce stosuje się w wielu sytuacjach podział energii biernej na cztery niezależne składowe, z których każda zliczana jest osobno. Podział na tzw. kwadranty bazuje na znakach mocy czynnej i biernej tak jak pokazano to na Rys. 3.



Rys. 3. Podział czterokwadrantowy przepływu mocy i energii.

- kwadrant I (oznaczenie „L+”): moc czynna jest dodatnia (pobór energii czynnej), moc bierna jest dodatnia (pobór energii biernej). W takich warunkach charakter obciążenia jest indukcyjny.
- kwadrant II (oznaczenie „C-”): moc czynna jest ujemna (oddawanie energii czynnej), moc bierna jest dodatnia (pobór energii biernej). Charakter obciążenia jest pojemnościowy.
- kwadrant III (oznaczenie „L-”): moc czynna jest ujemna (oddawanie energii biernej), moc bierna jest również ujemna (oddawanie energii biernej). W takich warunkach charakter obciążenia jest indukcyjny.
- kwadrant IV (oznaczenie „C+”): moc czynna jest dodatnia (pobór energii czynnej), moc bierna jest ujemna (oddawanie energii biernej). Charakter obciążenia jest pojemnościowy.

Znaki plus i minus w oznaczeniach kwadrantów wskazują znak mocy czynnej.

Podany podział pozwala na zbudowanie liczników energii biernej, które zwiększają swój stan jedynie wtedy, gdy przepływ energii odbywa się w danym kwadrancie. Oznacza to jednocześnie, że w danym momencie tylko jeden z liczników może zwiększać swój stan.

W typowym przypadku dostarczania energii do odbiornika praca odbywa się w dwóch kwadrantach: I (L+) i IV (C+). W tych dwóch kwadrantach jest też monitorowany współczynnik tangens φ (w warunkach polskich) w przypadku odbiorców podłączonych do sieci średniego i wysokiego napięcia. Czterokwadrantowe współczynniki $tg\varphi$ wyznacza się na podstawie zarejestrowanych poborów odpowiednich energii:

$$tg\varphi_{(L+)} = \frac{\Delta E_{Q(L+)}}{\Delta E_{P+}}$$

$$tg\varphi_{(C+)} = \frac{\Delta E_{Q(C+)}}{\Delta E_{P+}}$$

Jeśli stosowana jest konwencja, że wszystkie liczniki energii mają znak dodatni, wyliczone wartości tangensów uzupełnia się o znak wynikający ze znaków mocy biernej i czynnej w danym kwadrancie. Tym samym znak $tg\varphi_{(L+)}$ będzie zawsze dodatni, a w przypadku $tg\varphi_{(C+)}$ zawsze ujemny.

Wyliczone wartości tangensów mogą być podstawą do naliczenia ewentualnych kar za ponadumowny pobór energii biernej. W przypadku kwadranta I (L+) typową wartością graniczną, powyżej której są naliczane opłaty, jest 0,4. W przypadku kwadranta IV (C+) często jakkolwiek pobór energii biernej jest podstawą do naliczenia kar. Wynika z tego również praktyczny wniosek, że najbardziej opłacalna (z punktu widzenia odbiorcy) jest praca w kwadrancie pierwszym (L+) w zakresie $tg\varphi_{(L+)}$ między 0 a 0,4.

5.6 Moc pozorna

Moc pozorną S wyraża się jako iloczyn wartości skutecznych napięcia i prądu:

$$S = UI$$

Jako taka moc pozorna nie ma interpretacji fizycznej; jest natomiast wykorzystywana przy projektowaniu urządzeń przesyłowych. Jest ona co do wartości równa maksymalnej mocy czynnej, która może być dostarczona do obciążenia przy danych wartościach skutecznych napięcia i prądu. Zatem moc pozorna określa maksymalną możliwą zdolność źródła do dostarczania użytecznej energii do odbiornika.

Miarą efektywności wykorzystania dostarczanej mocy przez odbiornik jest współczynnik mocy, czyli inaczej stosunek mocy czynnej do mocy pozornej.

W układach sinusoidalnych:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{UI \cos \varphi}{UI} = \cos \varphi$$

W układach niesinusoidalnych takie uproszczenie nie jest jednak dopuszczalne i współczynnik mocy wylicza się na podstawie rzeczywistego stosunku mocy czynnej i pozornej:

$$PF = \frac{P}{S}$$

W sieciach jednofazowych moc pozorną wylicza się tak jak to pokazano we wzorze powyżej i nie ma tutaj żadnych niespodzianek. Okazuje się jednak, że w sieciach trójfazowych obliczanie tej mocy sprawia równie poważne problemy jak te związane z mocą bierną. Oczywiście dotyczy to rzeczywistych sieci z przebiegami niesinusoidalnymi, które dodatkowo mogą być niesymetryczne.

Badania pokazały, że używane do tej pory formuły mogą dawać błędne wyniki, jeśli sieć nie jest zrównoważona. Ponieważ moc pozorna jest wielkością umowną i nie ma interpretacji fizycznej, ustalenie, która z proponowanych definicji mocy pozornej jest właściwa, mogło sprawiać trudność. Podjęto jednak próby opierając się na obserwacji, że moc pozorna ściśle jest związana ze stratami przesyłowymi i współczynnikiem mocy. Znając straty przesyłowe i współczynnik mocy można pośrednio określić poprawną definicję mocy pozornej.

Stosowane do tej pory definicje to m.in. arytmetyczna moc pozorna oraz geometryczna moc pozorna. Przeprowadzone badania pokazały jednak, że ani arytmetyczna definicja, ani geometryczna nie daje w efekcie poprawnej wartości współczynnika mocy. Jedyną, która w takiej sytuacji nie zawodziła okazała się definicja, którą już w 1922 roku zaproponował niemiecki fizyk F. Buchholz:

$$S_e = 3U_e I_e$$

Opiera się ona na efektywnych wartościach napięcia i prądu, a samą moc nazywa się efektywną mocą pozorną (z tego też powodu dla układów trójfazowych dodaje się do oznaczenia indeks „e”). Owe efektywne wartości napięcia i prądu to takie teoretyczne wartości, które reprezentują napięcia i prądy w równoważnym energetycznie symetrycznym układzie trójfazowym. Kluczowe jest więc określenie wielkości U_e i I_e .

Standard IEEE 1459 podaje następujące formuły. W sieciach trójprzewodowych:

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2}{3}}$$

$$U_e = \sqrt{\frac{U_{ab}^2 + U_{bc}^2 + U_{ca}^2}{9}}$$

W sieciach czteroprzewodowych:

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2}{3}}$$

$$U_e = \sqrt{\frac{3(U_a^2 + U_b^2 + U_c^2) + U_{ab}^2 + U_{bc}^2 + U_{ca}^2}{18}}$$

gdzie I_a, I_b, I_c , to odpowiednio wartości skuteczne prądów poszczególnych faz (liniowych lub fazowych), I_n jest wartością skuteczną prądu przewodu zerowego, U_a, U_b, U_c to wartości skuteczne napięć fazowych, a U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} to wartości skuteczne napięć międzyfazowych.

Tak obliczona wartość S_e uwzględnia zarówno straty mocy w przewodzie zerowym (w sieciach czteroprzewodowych) jak i wpływ nierównoważenia.

5.7 Moc odkształcenia D_B a efektywna moc pozorna odkształcenia S_{eN}

Przy okazji omawiania mocy biernej zostało pokazane, że moc odkształcenia wg definicji Budeanu nie może być używana przy dużych odkształceniach napięć i prądów oraz asymetrii układów trójfazowych (paradoks mocy odkształcenia, która nie jest miarą rzeczywistego odkształcenia). Jednak mimo to moc ta jest często używana przez specjalistów zajmujących się analizą jakości energii i producentów układów kompensujących moc bierną.

Należy tu jasno stwierdzić, że opieranie się na tym parametrze dawało w miarę dobre wyniki jedynie w warunkach niewielkiego odkształcenia przebiegów i małej asymetrii.

Standard IEEE 1459-2000 wymienia tę definicję mocy, jednak tak samo jak w przypadku mocy biernej Budeanu, obciążona jest ona nieusuwalną wadą i zalecane jest jej całkowite wycofanie z użytku.

W miejsce mocy D_B zaproponowano inną wielkość, która w dużo lepszy sposób charakteryzuje całkowitą moc zniekształceń w systemie – moc pozorną odkształcenia S_{eN} . Moc S_{eN} pozwala na szybką ocenę, czy obciążenie pracuje w warunkach małego czy dużego odkształcenia harmonicznymi, jest również podstawą oszacowania wielkości statycznych lub aktywnych filtrów oraz kompensatorów.

Wg definicji (dla układów trójfazowych):

$$S_{eN} = \sqrt{S_e^2 - S_e^2}$$

gdzie:

$$S_{e1} = 3I_{e1}U_{e1}$$

Efektywny prąd i napięcie skuteczne składowej podstawowej (odpowiednio I_{e1} i U_{e1}) oblicza się podobnie jak I_e i U_e z tą różnicą, że zamiast wartości skutecznych napięć fazowych lub międzyfazowych i wartości skutecznych prądów liniowych podstawia się wartości skuteczne ich składowych podstawowych.

W układach jednofazowych do wyliczenia mocy pozornej odkształcenia można wykorzystać prostszy wzór:

$$S_N = \sqrt{S^2 - (U_1 I_1)^2}$$

gdzie U_1 i I_1 są wartościami skutecznymi składowych podstawowych napięcia fazowego i prądu.

5.8 Współczynnik mocy

Prawdziwy współczynnik mocy, czyli ten, który uwzględni także obecność wyższych harmonicznych nazywa się po prostu współczynnikiem mocy (ang. *True Power Factor*, *TPF* lub *PF*). Dla obwodów sinusoidalnych zrównuje się on z tzw. współczynnikiem przesunięcia fazowego, czyli popularnym $\cos\varphi$ (ang. *Displacement Power Factor*, *DPF*).

DPF jest zatem miarą przesunięcia fazowego między składowymi podstawowymi napięcia i prądu:

$$DPF = \frac{P_1}{S_1} = \frac{U_1 I_1 \cos\varphi_{U1I1}}{U_1 I_1} = \cos\varphi_{U1I1}$$

$$PF = \frac{P}{S}$$

W przypadku obciążenia czysto rezystancyjnego (w sieci jednofazowej) moc pozorna jest równa co do wartości mocy czynnej, a moc bierna jest równa zeru, zatem obciążenie takie w pełni wykorzystuje potencjał energetyczny źródła i współczynnik mocy wynosi 1. Pojawienie się składowej reaktancyjnej nieuchronnie prowadzi do zmniejszenia efektywności przekazywania energii – moc czynna jest wtedy mniejsza od mocy pozornej, a moc bierna rośnie.

W układach trójfazowych na zmniejszenie współczynnika mocy ma też wpływ niezrównoważenie odbiornika (patrz dyskusja dot. mocy biernej). W tych układach poprawną wartość współczynnika mocy uzyskuje się wykorzystując efektywną moc pozorną S_e , czyli wielkość zdefiniowaną m.in. w standardzie IEEE 1459-2000.

6 Harmoniczne

Rozkład przebiegów okresowych na składowe harmoniczne jest bardzo popularną operacją matematyczną opierającą się na twierdzeniu Fouriera, które mówi, że każdy przebieg okresowy można przedstawić jako sumę składowych sinusoidalnych o częstotliwościach będących całkowitą wielokrotnością częstotliwości podstawowej takiego przebiegu. Przebieg czasowy można poddać operacji szybkiego przekształcenia Fouriera (w skrócie FFT), który w wyniku daje amplitudy i fazy składowych harmonicznych w dziedzinie częstotliwości.

W idealnej sytuacji napięcie jest wytwarzane w generatorze, który daje na swoim wyjściu czysty przebieg sinusoidalny 50/60 Hz (brak jakichkolwiek wyższych harmonicznych). Jeśli odbiornik jest układem liniowym to również prąd jest w takich idealnych warunkach czystym przebiegiem sinusoidalnym. W rzeczywistych systemach zarówno przebiegi napięcia jak i prądu są odkształcone, zatem muszą zawierać oprócz składowej podstawowej również harmoniczne wyższych rzędów.

Dlaczego obecność wyższych harmonicznych w sieci jest niepożądana?

Jednym z powodów jest zjawisko naskórkowości, które polega na odpychaniu elektronów od środka przewodnika (przewodu) na zewnątrz wraz ze zwiększaniem częstotliwości prądu. W efekcie im większa częstotliwość tym elektrony mają do dyspozycji mniejszy efektywny przekrój przewodnika, co jest równoznaczne ze zwiększeniem jego rezystancji. W efekcie tego zjawiska im wyższy rząd harmonicznej prądu tym większa jest efektywna rezystancja okablowania dla tej harmonicznej, a to z kolei nieuchronnie prowadzi do większych strat mocy i nagrzewania się przewodów.

Klasyyczny przykład związany z tym efektem dotyczy przewodu zerowego w sieciach trójfazowych. W sieci o małych zniekształceniach, niewielkim niezrównoważeniu i odbiorniku symetrycznym (lub o małej asymetrii) prąd w przewodzie zerowym ma tendencję do zerowania się (jest on znacznie mniejszy od wartości skutecznych prądów fazowych). Obserwacja ta skusiła wielu projektantów do oszczędności polegającej na instalowaniu w takich systemach okablowania z przewodem zerowym o mniejszym przekroju od przewodów fazowych. I wszystko działało bardzo dobrze do momentu, gdy w sieci pojawiły się harmoniczne nieparzystych rzędów będące wielokrotnością 3 (trzecia, dziewiąta, itd.). Nagle przewód neutralny zaczynał się przegrzewać, a pomiar prądu wskazywał na jego bardzo wysoką wartość skuteczną. Wyjaśnienie tego zjawiska jest jednak dość proste. Projektant nie uwzględnił w powyższym przykładzie dwóch okoliczności: w sieciach o odkształconych przebiegach wyższe harmoniczne mogą nie zerować się w przewodzie neutralnym, a wręcz przeciwnie – sumować, i po drugie efekt naskórkowości i wysokie wartości prądów harmonicznych dodatkowo zwiększyły jego nagrzewanie się.

Spróbujmy teraz odpowiedzieć na dwa podstawowe pytania:

Jaka jest przyczyna pojawiania się składowych harmonicznych w napięciu?

Jaka jest przyczyna pojawiania się składowych harmonicznych w prądzie?

Pozornie te dwa pytania wydają się niemal identyczne, jednak rozdzielenie napięcia i prądu jest niezwykle istotne dla zrozumienia sedna sprawy.

Odpowiedź na pierwsze pytanie jest następująca: harmoniczne w napięciu są skutkiem niezerowej impedancji sieci dystrybucyjnej, między generatorem (przyjmujemy, że generuje on czystą sinusoidę) a odbiornikiem.

Natomiast harmoniczne w prądzie są wynikiem nieliniowego przebiegu impedancji odbiornika. Oczywiście należy zauważyć, że odbiornik liniowy zasilany napięciem odkształconym, będzie miał tak samo odkształcony przebieg prądu.

W literaturze używa się często stwierdzenia, że „odbiornik generuje harmoniczne”. Należy pamiętać, że odbiornik w takim przypadku nie jest fizycznym źródłem energii (jak to sugeruje słowo „generuje”). Jedynym źródłem energii w układzie jest system rozdzielczy. Jeśli odbiornik jest urządzeniem pasywnym, to energia przesyłana z odbiornika do systemu rozdzielczego pochodzi z tego samego systemu rozdzielczego. Mamy tu do czynienia z niekorzystnym i bezużytecznym dwukierunkowym przepływem energii. Jak to było już wcześniej omawiane przy okazji współczynnika mocy, takie zjawisko prowadzi do niepotrzebnych strat energii, a prąd „generowany” w odbiorniku powoduje dodatkowe obciążenie systemu rozdzielczego.

Rozpatrzmy następujący przykład. Typowy nieliniowy odbiornik, taki jak np. powszechnie używane zasilacze impulsowe (np. komputerowe), zasilimy z idealnego generatora napięcia sinusoidalnego. Na

razie założymy, że impedancja połączeń między generatorem a odbiornikiem ma zerową wartość. Napięcie zmierzone na zaciskach odbiornika będzie miało przebieg sinusoidalny (brak wyższych harmonicznych) – jest to po prostu napięcie generatora. Przebieg prądu odbiornika jednak będzie już zawierał składowe harmoniczne – odbiornik nieliniowy często pobiera prąd tylko w określonych momentach całego okresu sinusoidy (np. maksimum prądu może przypadać na okolice szczytów sinusoidy napięcia).

Jednak odbiornik nie generuje tych harmonicznych prądu, on po prostu pobiera prąd w sposób zmienny lub nieciągły. Całą energię dostarcza tylko i wyłącznie generator.

W następnym kroku można zmodyfikować obwód wtrącając między generator a odbiornik pewną impedancję, która reprezentuje rezystancję okablowania, uzwojeń transformatora itp.

Pomiary harmonicznych napięcia i prądu odbiornika dadzą nieco inne wyniki. Co się zmieni? Pojawią się niewielkie składowe harmoniczne napięcia, a dodatkowo nieco zmieni się widmo częstotliwościowe prądu.

Przy analizie przebiegu napięcia na odbiorniku można by zauważyć, że pierwotny przebieg sinusoidalny został nieco odkształcony. Jeśli odbiornik pobierał prąd głównie w momentach szczytowych napięcia to będzie ono miało widocznie ścięte wierzchołki. Duży prąd pobierany w tych momentach skutkuje większym spadkiem napięcia na impedancji sieci. Część idealnego przebiegu sinusoidalnego odkłada się teraz na tej impedancji. Pewna zmiana w widmie prądu wynika z nieco innego przebiegu napięcia zasilającego teraz odbiornik.

Przykład tu opisany i „płaskie wierzchołki” sinusoidy napięcia to niezwykle często widziany obrazek w typowych sieciach, do których są przyłączone powszechnie spotykane konstrukcje zasilaczy impulsowych.

6.1 Metoda pomiaru składowych harmonicznych

Pomiar harmonicznych jest przeprowadzany zgodnie z zaleceniami normy IEC 61000-4-7. Podaje ona sposób obliczania poszczególnych składowych harmonicznych.

Cały proces składa się z kilku etapów:

- próbkowanie synchroniczne (10/12 okresów),
- analiza FFT (szybkie przekształcenie Fouriera),
- grupowanie.

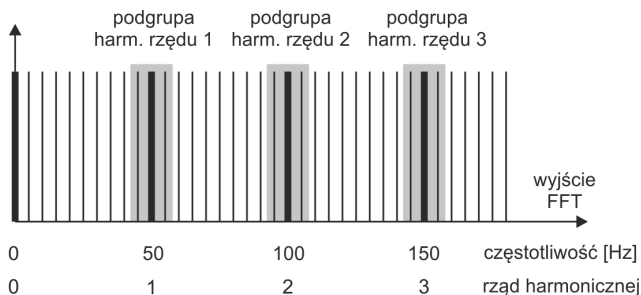
Analizie FFT poddawane jest okno pomiarowe 10/12 okresowe (ok. 200 ms). W jej wyniku otrzymywany jest zbiór prążków widmowych od częstotliwości 0 Hz (DC) do połowy częstotliwości próbkowania. Odstęp między kolejnymi prążkami wynika wprost z przyjętego czasu trwania okna pomiarowego i wynosi w przybliżeniu 5 Hz.

Bardzo istotne jest utrzymanie stałej synchronizacji częstotliwości próbkowania z siecią energetyczną. FFT może zostać wykonane jedynie na danych zawierających całkowitą wielokrotność okresu sieci. Spełnienie tego warunku jest konieczne w celu zminimalizowania tzw. przecieku widma, które prowadzi do zafalszowania informacji o rzeczywistych poziomach prążków widmowych.

Ponieważ częstotliwość sieci może podlegać czasowym fluktuacjom, norma przewiduje grupowanie razem z prążkami głównymi harmonicznych również prążki leżące w bezpośrednim ich sąsiedztwie. Wynika to stąd, że energia składowych może częściowo przechodzić do sąsiednich składowych widmowych.

Przewidziano dwie metody grupowania:

- grupa harmoniczna (grupuje się prążek główny oraz po pięć lub sześć sąsiednich składowych interharmonicznych),
- podgrupa harmoniczna (grupuje się prążek główny oraz po jednym z prążków sąsiednich). Ta metoda jest wykorzystywana w analizatorze.



Rys. 4. Wyznaczanie podgrup harmonicznych (sieć 50 Hz).

Przykład Aby wyliczyć składową 3-ciej harmonicznej w sieci 50 Hz należy wziąć pod uwagę prądek główny 150 Hz oraz prądkę sąsiednie 145 Hz i 155 Hz. Amplitudę wynikową wylicza się metodą RMS.

6.2 Moce czynne harmonicznych

Rozkład napięcia i prądu odbiornika na składowe harmoniczne pozwala na bardziej wnikliwe poznanie szczegółów przepływu energii między dostawcą a odbiorcą.

Załóżmy, że analizator jakości zasilania podłączamy między źródłem napięcia a odbiornikiem. Zarówno napięcie jak i prąd zasilający poddajemy analizie FFT, w wyniku której otrzymujemy amplitudy harmonicznych wraz z ich przesunięciami fazowymi.

Okazuje się, że znajomość harmonicznych napięcia i prądu oraz przesunięcia fazowego między tymi harmonicznymi, pozwala na wyliczenie mocy czynnych każdej harmonicznej z osobna:

$$P_h = U_h I_h \cos \varphi_h$$

gdzie:

P_h – moc czynna harmonicznej h-tego rzędu,

U_h – wartość skuteczna harmonicznej napięcia h-tego rzędu,

I_h – wartość skuteczna harmonicznej prądu h-tego rzędu,

φ_h – kąt przesunięcia fazowego między harmonicznymi napięcia i prądu rzędu h.

Jeśli moc P_h ma znak dodatni, oznacza to, że dominujące źródło energii tej harmonicznej znajduje się po stronie dostawcy energii. Jeśli jest ona ujemna, to dominującym źródłem jest odbiornik. Trzeba zauważyć, że nie można stwierdzić na podstawie zmierzonych w ten sposób mocy czynnych harmonicznych, że tylko jedna ze stron jest wyłącznym źródłem harmonicznej, gdyż mierzona moc jest wypadkową dostawcy i odbiorcy.

Przykład Jeśli dostawca generuje moc czynną harmonicznej $PhD = 1 \text{ kW}$, a odbiorca „generuje” moc tej harmonicznej o wartości $PhO = 100 \text{ W}$, to wypadkowa moc zmierzona na zaciskach między odbiorcą a dostawcą, będzie wynosić $Ph = PhD - PhO = 0,9 \text{ kW}$.

W sytuacji jak w powyższym przykładzie mamy do czynienia z dwoma osobnymi źródłami przepływu energii. Niestety na podstawie takiego pomiaru nie da się wprost wskazać rzeczywistego rozkładu.

W rzeczywistych układach określenie źródła dominującego jest jednak często wystarczające. Grupując składowe harmoniczne o znakach dodatnich uzyskujemy zbiór mocy, odpowiedzialnych za przepływ energii od źródła do odbiornika, czyli energii użytecznej.

Z kolei zbiór harmonicznych mocy czynnych o znakach ujemnych charakteryzuje część energii, która nie pełni użytecznej roli i jest „zwracana” z powrotem do systemu rozdzielczego.

Sumując wszystkie składowe moce czynne harmonicznych otrzymujemy moc czynną odbiornika. Zauważamy więc, że istnieją co najmniej dwie alternatywne metody pomiaru mocy czynnej.

Metoda pierwsza polega na wyliczeniu średniej wartości chwilowej mocy czynnej, którą oblicza się na podstawie kolejnych próbek napięcia i prądu:

$$P = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M U_i I_i$$

gdzie U_i jest kolejną próbką napięcia, I_i jest kolejną próbką prądu, a M jest liczbą próbek w oknie pomiarowym.

Druga metoda to sumowanie poszczególnych mocy czynnych harmonicznych, które otrzymujemy poprzez rozkład FFT:

$$P = \sum_h U_h I_h \cos \varphi_h$$

6.3 Moce bierne harmonicznych

W podobny sposób jak moce czynne można wyliczyć moce bierne harmonicznych:

$$Q_h = U_h I_h \sin \varphi_h$$

Znajomość mocy biernych harmonicznych jest cenną informacją wykorzystywaną przy opracowywaniu reaktancyjnych równoległych kompensatorów mocy biernej. Kompensatory takie składają się z gałęzi LC, strojonych do konkretnych częstotliwości harmonicznych.

Znak poszczególnych składowych mocy mówi o charakterze obciążenia dla tej składowej. Jeśli znak jest dodatni świadczy to o charakterze indukcyjnym, a jeśli ujemny to o charakterze pojemnościowym.

Prąd bierny źródła można zmniejszyć do zera przy spełnieniu warunku dla każdej harmonicznej¹:

$$B_h + B_{kh} = 0$$

gdzie:

B_h – susceptancja odbiornika dla h -tej harmonicznej,

B_{kh} – susceptancja równoległego kompensatora dla h -tej harmonicznej.

Ponieważ złożoność kompensatora rośnie proporcjonalnie do liczby harmonicznych podlegających kompensacji, zwykle kompensuje się tylko składową podstawową i co najwyżej kilka wyższych harmonicznych o największych wartościach. Jednak nawet sama kompensacja składowej podstawowej może dać już znaczące poprawienie współczynnika mocy.

6.4 Charakterystyka harmonicznych w układach trójfazowych

Harmoniczne określonego rzędu mają w układach 3-fazowych pewną specyficzną cechę, którą pokazuje poniższa tabela:

Rząd	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Częstotliwość [Hz]	50	100	150	200	250	300	350	400	450
Kolejność (+ zgodna, – przeciwna, 0 zerowa)	+	–	0	+	–	0	+	–	0

¹ L.S. Czarniecki: „Moce w obwodach elektrycznych z niesinusoidalnymi przebiegami prądów i napięć”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2005

Wiersz „Kolejność” nawiązuje do metody składowych symetrycznych, która pozwala na rozkład dowolnych 3 wektorów na trzy zestawy wektorów: kolejności zgodnej, przeciwnej i zerowej (więcej w części poświęconej zagadnieniu asymetrii).

Posłużmy się przykładem. Załóżmy, że silnik trójfazowy zasilamy z symetrycznej, 4-przewodowej sieci (czyli wartości skuteczne napięć fazowych są sobie równe, a kąty między poszczególnymi składowymi podstawowymi wynoszą po 120°).

Znak „+” w wierszu określającym kolejność dla 1-harmonicznej oznacza normalny kierunek obrotu wału silnika. Harmoniczne napięcia, dla których znak ten również jest „+” powodują powstanie momentu obrotowego zgodnego z kierunkiem składowej podstawowej. Harmoniczne rzędów 2, 5, 8, 11 są harmonicznymi kolejności przeciwnej, czyli wytwarzają moment obrotowy, który przeciwdziała normalnemu kierunkowi obrotu silnika, co może powodować nagrzewanie i niepotrzebne straty energetyczne i spadek wydajności. Ostatnią grupą są harmoniczne kolejności zerowej, takie jak trzecia, szósta i dziewiąta, które nie wytwarzają żadnego momentu obrotowego, ale płynąc przez uzwojenia silnika powodują jego dodatkowe nagrzewanie.

Na podstawie danych z tabeli można łatwo zauważyć, że sekwencja +, -, 0 powtarza się dla wszystkich kolejnych rzędów harmonicznymi. Formułę wiążącą typ kolejności z rzędem jest bardzo prosta i dla k będącego dowolną liczbą całkowitą:

Kolejność	Rząd harmonicznej
zgodna „+”	$3k + 1$
przeciwna „-”	$3k - 1$
zerowa „0”	$3k$

Harmoniczne parzystych rzędów nie występują, gdy dany przebieg jest symetryczny względem linii jej wartości średniej, a taką własność mają przebiegi w większość systemów zasilających. W typowej sytuacji zmierzone poziomy harmonicznymi parzystych rzędów mają minimalne wartości. Jeśli weźmiemy pod uwagę tę właściwość to okaże się, że grupa harmonicznymi o najbardziej niepożądanymi cechach to 3-cia, 9-ta, 15-ta (kolejność zerowa) oraz 5-ta, 11-ta, 17-ta (kolejność przeciwna).

Harmoniczne prądu będące wielokrotnością liczby 3 powodują dodatkowe problemy w niektórych systemach. W układach 4-przewodowych mają one bardzo niepożądaną cechę sumowania się w przewodzie zerowym. Okazuje się, że w odróżnieniu od harmonicznymi innych rzędów, których suma wartości chwilowych prądów fazowych się zeruje, przebiegi tych harmonicznymi są ze sobą w zgodnej fazie, co powoduje dodawanie się prądów fazowych tej składowej w przewodzie zerowym. Może to doprowadzić do przegrzewania się tego przewodu (w szczególności w układach rozdzielczych, w których zastosowano mniejszy przekrój tego przewodu niż fazowych, a do niedawna była to jeszcze powszechna praktyka). Z tego też względu, w sieciach o nieliniowych obciążeniach i dużymi odkształceniami prądu zaleca się obecnie, aby przekrój przewodu neutralnego był większy od przekroju przewodów fazowych.

W układach typu trójkąt harmoniczne tych rzędów nie są obecne w prądach liniowych (z zastrzeżeniem, że mowa o układach symetrycznych), natomiast cyrkulują one w gałęziach obciążenia również powodując niepotrzebne straty mocy.

Charakter poszczególnych harmonicznymi tak jak przedstawiono to w tabeli zachowuje pełną ścisłość jedynie w trójfazowych układach symetrycznych. Tylko i wyłącznie w takich układach harmoniczna podstawowa ma charakter kolejności wyłącznie zgodny. W rzeczywistych układach, w których występuje pewien stopień asymetrii napięcia zasilającego i niesymetria obciążenia, pojawiają się niezerowe składowe kolejności przeciwnej i zerowej. Miarą tej niesymetrii są tzw. współczynniki asymetrii. I właśnie ze względu na tę asymetrię składowej podstawowej, a dodatkowo różnice w amplitudach i fazach wyższych harmonicznymi w każdej z faz, również te harmoniczne będą miały składniki kolejności zgodnej, przeciwnej i zerowej. Im większa asymetria, tym większy będzie także udział pozostałych składowych.

Norma IEC 61000-4-30 zaleca, aby w analizatorach sieci stosować metodę podgrup harmonicznymi.

6.5 Współczynnik THD

Współczynnik zniekształceń harmoniczných THD (ang. *Total Harmonic Distortion*) jest najpopularniejszym wskaźnikiem odkształcenia przebiegów. W praktyce używane są dwie odmiany tego współczynnika:

- THD_F (THD-F lub po prostu THD) – współczynnik zniekształceń harmoniczných odniesiony do składowej podstawowej przebiegu (z ang. *fundamental*),
- THD_R (THD-R) – współczynnik zniekształceń harmoniczných odniesiony do wartości skutecznej (RMS) przebiegu.

W obu przypadkach THD jest wyrażane w procentach. Poniżej podano definicje:

$$THD_F = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n A_h^2}}{A_1} \times 100\%$$

$$THD_R = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n A_h^2}}{A_{RMS}} \times 100\%$$

gdzie: A_h – wartość skuteczna harmoniczných h-tego rzędu,
 A_1 – wartość skuteczna składowej podstawowej,
 A_{RMS} – wartość skuteczna przebiegu.

Ograniczenie liczby harmoniczných uwzględnianých przy wyliczaniu THD ma charakter umowy i wynika przede wszystkim z ograniczeń pomiarowych urządzenia. Ponieważ analizator umożliwia pomiar składowých harmoniczných do 50-tego rzędu, przy wyliczaniu THD uwzględniane są harmoniczne do rzędu 50-tego.

Należy pamiętać, że dwie wymienione definicje będą dawały znacznie różniące się od siebie wartości przy mocno odkształconých przebiegach. THD_R nie może przekroczyć wartości 100%, natomiast THD_F takiego limitu nie ma i może przyjmować wartości nawet 200% lub więcej. Taki przypadek zaobserwować można przy pomiarach znacznie odkształconego prądu. Zniekształcenia harmoniczne napięć zwykle nie przekraczają kilku procent (zarówno THD_F i THD_R); np. norma EN 50160 za limit przyjmuje wartość 8% (THD_F).

6.6 Współczynnik zniekształcenia prądu TDD

Współczynnik zniekształcenia prądu TDD (ang. *Total Demand Distortion*) jest wskaźnikiem reprezentującym poziom wartości skutecznej wyższych harmoniczných prądów odniesiony do maksymalnego prądu zapotrzebowanego (ang. *Demand Current*). Wywodzi się ze współczynnika THD i jego wartość wyrażona jest wzorem:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I_L} \times 100\%$$

gdzie: I_h – wartość skuteczna harmoniczných h-tego rzędu,
 I_L – prąd zapotrzebowany.

Porównując powyższy wzór z wzorem na THD prądów widać, że różnią się one jedynie wartością mianownika. Licznik pozostaje bez zmian i reprezentuje wartość skuteczną wyższych harmoniczných.

Prąd zapotrzebowany I_L jest maksymalną wartością średnią składowej podstawowej prądu zarejestrowaną w okresie obserwacji. Jako okres obserwacji zwykle przyjmuje się tydzień lub miesiąc.

Aby wyjaśnić różnicę pomiędzy THD i TDD posłużmy się przykładem. Załóżmy, że składowa podstawowa prądu w obwodzie zmienia się między wartościami 1000 A i 10 A. Odkształcenie przebiegu prądu jest w przybliżeniu na tym samym poziomie w całym przedziale zmienności składowej podstawowej i ma poziom skutkujący współczynnikiem THD-F ok. 50%. Gdyby wygenerować wykres zmian

współczynnika THD w czasie otrzymamy mniej więcej stałą wartość 50% w całym przedziale czasu. Zauważmy, że mimo faktu, iż w badanym przedziale czasu składowa podstawowa zmieniała się 100-krotnie, na podstawie wykresu THD nie można wyciągnąć wniosków o stratach energetycznych w obwodzie wynikających z przepływu składowych harmonicznych. Gdyby wygenerować podobny wykres współczynnika TDD miałby on przebieg zbliżony do wykresu składowej podstawowej prądu – maksymalne wartości TDD osiągnęłyby 50%, a minimalne ok. 0,5%. Tym samym TDD lepiej oddaje zmiany wartości skutecznej wyższych harmonicznych – jeśli prąd osiąga wartość maksymalną, wartość TDD jest zbliżona do THD, jeśli jednak wartość prądu w obwodzie maleje, maleje również współczynnik TDD.

Aby obliczyć współczynnik TDD, potrzebne jest wcześniejsze ustalenie lub wyliczenie prądu I_L . Analizatory PQM udostępniają dwie możliwe metody:

- automatyczna – prąd I_L jest wyznaczany przez aplikację jako maksymalna zarejestrowana wartość średnia składowej podstawowej prądu (w całym przedziale rejestracji, spośród wszystkich mierzonych kanałów prądowych). Analizator po włączeniu rejestracji TDD automatycznie rejestruje parametry potrzebne do wyliczenia jego wartości,
- ręczna – prąd I_L jest podawany przez użytkownika (w aplikacji, przy analizie danych). Wartości TDD są przeliczane na podstawie wpisanej wartości.

6.7 Współczynnik K strat w transformatorze (K-Factor)

Współczynnik K, zwany również współczynnikiem strat w transformatorze (K-Factor) jest wielkością wykorzystywaną przy określaniu wymagań dotyczących transformatorów zasilających. Wyższe harmoniczne w prądzie powodują wzrost strat cieplnych w uzwojeniach i elementach metalowych transformatora. Główną przyczyną są prądy wirowe generowane przez składowe prądu o wyższych częstotliwościach oraz efekt naskórkowości.

Wzrost temperatury transformatora jest wprost proporcjonalny do kwadratu częstotliwości składowych prądu, dlatego wielkość zwana współczynnikiem strat w transformatorze, inaczej współczynnikiem K, uwzględnia ten fakt i jest on wyliczany na podstawie następującego wzoru:

$$KFactor = \sum_{h=1}^n I_{hr}^2 h^2 = \frac{\sum_{h=1}^n I_h^2 h^2}{I_1^2}$$

gdzie: I_{hr} - względna wartość składowej harmonicznej h -tego rzędu prądu (względem składowej podstawowej),
 I_h - amplituda harmonicznej h -tego rzędu prądu,
 I_1 - amplituda składowej podstawowej prądu,
 h - rząd harmonicznej,
 n - maksymalny rząd uwzględnianych harmonicznych.

Parametr ten przykłada zatem dużo większą wagę do wyższych harmonicznych niż do niższych – każda składowa harmoniczna jest mnożona przez kwadrat jej rzędu.

Współczynnik K jest przydatny przy definiowaniu wymagań odnośnie transformatorów, które muszą pracować w warunkach znacznych odkształceń prądu. Przyjmuje się, że transformator pracujący w warunkach, dla których współczynnik K wynosi x , będzie generował x razy więcej ciepła, niż w sytuacji prądu czysto sinusoidalnego (K równy 1).

6.8 Współczynnik redukcji obciążenia (Factor K)

Współczynnik redukcji obciążenia w transformatorze (Factor K) jest opracowaną w Europie metodą wyznaczania wymagań dla transformatorów zasilających. Współczynnik ten wyznaczany jest wg wzoru podanego w normie HD 538.3.S1:

$$Factor\ K = \sqrt{1 + \frac{e}{1 + e} \left(\frac{I_1}{I}\right)^2 \sum_{h=2}^n \left(h^q \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2\right)}$$

gdzie: e – stosunek strat wirowych przy częstotliwości podstawowej do strat czynnych, w tej samej temperaturze,

I_h – amplituda harmoniczej h -tego rzędu prądu,

I_1 – amplituda składowej podstawowej prądu,

I – wartość skuteczna prądu,

h – rząd harmoniczej,

n – maksymalny rząd uwzględnianych harmoniczych,

q – wykładnik – stała zależna od rodzaju uzwojenia i od częstotliwości. Typowe wartości wynoszą 1,7 dla transformatorów, w których obydwaj uzwojenia są nawinięte przewodem o przekroju kołowym lub prostokątnym, oraz 1,5 dla transformatorów z uzwojeniem niskiego napięcia nawiniętym przewodem foliowym.

Wartość wyliczonego w ten sposób współczynnika określa w jakim stopniu należy obniżyć moc znamionową transformatora, aby straty przy odkształconym harmonicznymi prądzie nie przekroczyły strat dla składowej podstawowej prądu.

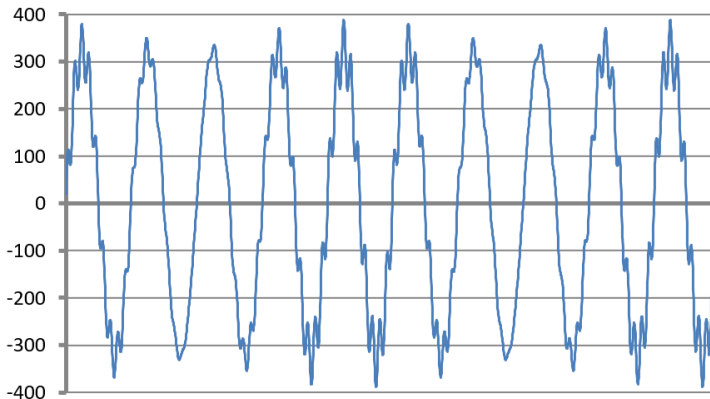
7 Interharmoniczne

Interharmoniczne są składowymi widma częstotliwościowego w napięciu lub prądzie, których częstotliwość nie jest wielokrotnością częstotliwości podstawowej sieci (50 lub 60 Hz). Przyczyną powstawania interharmonicznych mogą być m.in. procesy asynchroniczne i stany nieustalone towarzyszące procesom łączeniowym, przemienniki częstotliwości, które generując częstotliwość wyjściową różną od częstotliwości sieci zasilającej wprowadzają do systemu składowe widmowe interharmoniczne, piece łukowe i silniki indukcyjne oraz napędy o zmiennym obciążeniu. Sygnały sterujące, czyli sygnały o ściśle określonej częstotliwości generowane w układach sterowania i wprowadzane do sieci energetycznej również należy traktować jako składowe interharmoniczne. Składowe interharmoniczne o częstotliwościach mniejszych niż częstotliwość podstawowa sieci nazywa się subharmonicznymi.

Skutki obecności interharmonicznych mogą być następujące:

- wzrost strat w silnikach mechanicznych, wzrost temperatury; w szczególności szkodliwe są subharmoniczne, gdyż straty mocy wzrastają wraz z obniżaniem się częstotliwości,
- migotanie światła; również w tym przypadku szczególnie uciążliwe są subharmoniczne. Np. subharmoniczna o częstotliwości 8,8 Hz powoduje modulację napięcia sieci w zakresie, gdzie oko ludzkie jest najbardziej wrażliwe na to zjawisko (patrz również rozdział 4),
- oscylacje niskoczęstotliwościowe w układach mechanicznych,
- zakłócenia pracy układów sterowania i zabezpieczeń,
- interferencje telekomunikacyjne i akustyczne,
- nasycanie rdzeni magnetycznych przez składowe subharmoniczne (przekładniki, silniki itp.).

Interakcja wyższych harmonicznych i interharmonicznych może również prowadzić do nieoczekiwanych zjawisk jak zduńnienie się na niskich częstotliwościach. Dla przykładu harmoniczna 9-ta (450 Hz) wraz z interharmoniczną o częstotliwości 460 Hz powoduje powstanie efektu zduńnienia na częstotliwości 10 Hz, mimo, że w widmie częstotliwościowym nie występuje składowa o tej częstotliwości. Oko ludzkie jest w tym zakresie częstotliwości bardzo wrażliwe i taka interakcja doprowadzić do znaczącego efektu migotania światła. Przebieg napięcia 230 V/50 Hz w takiej sytuacji pokazano na Rys. 5 (założono dużo większy poziom interharmonicznej niż typowo, aby uwidocznić efekt na rysunku).



Rys. 5. Efekt interakcji harmonicznej 9-tej (450 Hz, 10% Unom) i interharmonicznej 460 Hz (10% Unom). Widoczna zmiana obwiedni napięcia z częstotliwością 10 Hz, mogąca wywołać zjawisko migotania światła (Unom = 230 V RMS, 50 Hz).

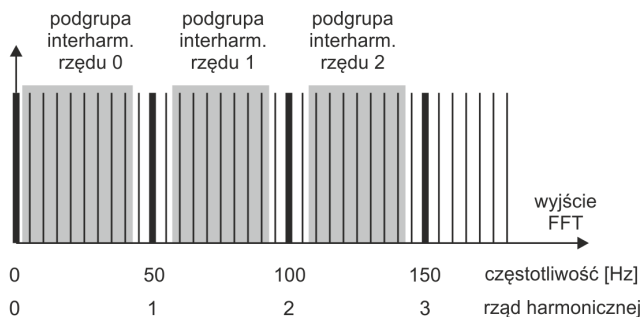
7.1 Metoda pomiaru interharmonicznych

Pomiar interharmonicznych jest przeprowadzany zgodnie z zaleceniami normy IEC 61000-4-7 i IEC 61000-4-30. Podają one sposób obliczania poszczególnych składowych interharmonicznych w analizatorach jakości zasilania.

Cały proces podobnie jak dla składowych harmonicznych składa się z kilku etapów:

- próbkowanie synchroniczne (10/12 okresów),
- analiza FFT (szybkie przekształcenie Fouriera),
- grupowanie.

Analizie FFT poddawane jest okno pomiarowe 10/12 okresowe (ok. 200 ms). W jej wyniku otrzymywany jest zbiór prążków widmowych od częstotliwości 0 Hz (DC). Odstęp między kolejnymi prążkami wynika z przyjętego czasu trwania okna pomiarowego i wynosi w przybliżeniu 5 Hz.



Rys. 6. Wyznaczanie podgrup interharmonicznych (sieć 50 Hz)

Każda podgrupa interharmoniczna jest sumą RMS 7-miu (w przypadku sieci 50 Hz) lub 9-ciu (dla sieci 60 Hz) prążków widmowych uzyskiwanych przez przekształcenie Fouriera. Wyjątkiem jest podgrupa rzędu zerowego, czyli podgrupa subharmoniczna, która zawiera jeden prążek więcej – 5 Hz). Pokazuje to Rys. 6 na przykładzie sieci 50 Hz. Podgrupa interharmoniczna rzędu 0, czyli subharmoniczna, składa się z siedmiu prążków usytuowanych między podgrupami harmonicznymi, np. podgrupa rzędu pierwszego zawiera prążki widmowe o częstotliwościach od 60 Hz do 90 Hz. W przypadku podgrupy subharmonicznej rozszerzono zakres prążków o prążek 5 Hz, gdyż w przeciwnym wypadku energia w tym najniższym paśmie częstotliwości byłaby nie uwzględniona i utracona. Wszystkie kolejne prążki widmowe są uwzględniane albo w podgrupie harmonicznej albo podgrupie interharmonicznej.

7.2 Współczynnik zniekształceń interharmonicznych TID

Miarą całkowitej obecności interharmonicznych w sygnale jest współczynnik zawartości interharmonicznych TID, który zdefiniowano jako:

$$TID_F = \frac{\sqrt{\sum_{ih=0}^n A_{ih}^2}}{A_1} \times 100\%$$

$$TID_R = \frac{\sqrt{\sum_{ih=0}^n A_{ih}^2}}{A_{RMS}} \times 100\%$$

gdzie: TID_F - współczynnik zawartości interharmonicznych względem składowej podstawowej,
 TID_R - współczynnik zawartości interharmonicznych względem wartości skutecznej,
 A_{ih} - wartość skuteczna interharmonicznej ih -tego rzędu (podgrupy interharmonicznej),
 A_1 - wartość skuteczna składowej podstawowej,
 A_{RMS} - wartość skuteczna przebiegu,
 n - liczba uwzględnianych składowych interharmonicznych (np. 50).

TID jest stosunkiem wartości skutecznej wszystkich interharmonicznych do składowej podstawowej (dla TID_F) lub wartości skutecznej (dla TID_R).

Akceptowalny poziom zakłóceń interharmonicznych w napięciu jest kwestią dyskutowaną w kręgach związanych z jakością energii elektrycznej. Część źródeł podaje, że całkowity współczynnik zniekształceń interharmonicznych w napięciu nie powinien przekraczać 0,2%.

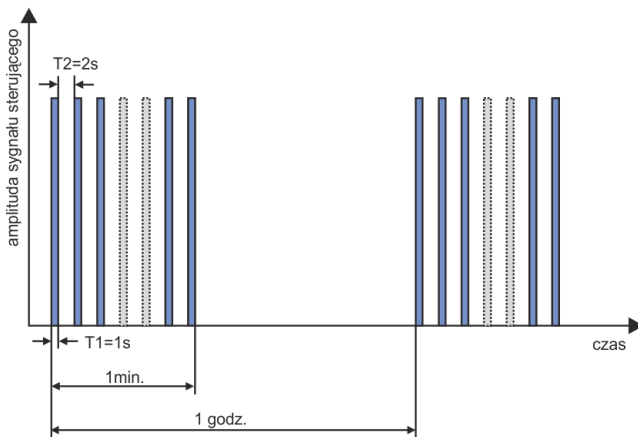
8 Sygnały sterujące

Sygnałami sterującymi (ang. *mains signalling*) nazywa się sygnały wprowadzane do sieci elektrycznej w celu sterowania i kontroli zdalnymi urządzeniami podłączonymi do tej samej sieci. Oprócz przesyłania energii elektrycznej sieć dystrybucyjna jest więc w tym przypadku wykorzystywana jako medium transmisyjne do komunikacji między urządzeniami. W normie EN 50160 rozrózono trzy rodzaje sygnałów:

- sygnały niskiej częstotliwości od 110 do 3000 Hz, w języku angielskim nazywane *ripple control signals* (dosłownie: tętniące sygnały sterujące),
- sygnały wykorzystujące nośną, ang. *Power Line Carrier Communication, PLCC*, zakres częstotliwości od 3 do 148,5 kHz,
- sygnały znacznikowe (ang. *marking signals*), krótkie transjenty nałożone w określonym punkcie na przebieg napięciowy.

Ponieważ wprowadzenie takich sygnałów do sieci zasilającej może mieć negatywne skutki dla niektórych urządzeń, podobnie jak wpływ taki mają harmoniczne lub interharmoniczne, norma EN 50160 określiła limity na średnie wartości 3-sekundowe takich sygnałów, co pokazano na Rys. 8. Podczas trwania pomiaru, 99% średnich wartości 3-sekundowych sygnałów sterujących musi być poniżej wskazanego limitu.

Sygnały niskiej częstotliwości (do 3 kHz) wykorzystuje się w celu włączania i wyłączania obciążeń, filtrów, zabezpieczeń. Jednym z zastosowań jest sterowanie oświetleniem ulicznym lub stosowane w niektórych krajach zdalne sterowanie urządzeniami grzewczymi i klimatyzacyjnymi. Często sygnały tego rodzaju wykorzystywane są przy obsłudze klientów dwutaryfowych (np. w tańszej taryfie nocnej dostawca energii automatycznie wyłącza wybrane obciążenia). Ten rodzaj komunikacji jest zwykle jednokierunkowy. Ze względu na tłumienność sieci dystrybucyjnej, która zwiększa się wraz ze wzrostem częstotliwości, komunikacja tą metodą pozwala na uzyskanie największego zasięgu transmisji (nawet setki kilometrów). W trakcie transmisji sygnał sterujący jest przesyłany w kilku paczkach i powtarzany co określony czas. Sam czas, podczas którego sygnał jest aktywny może być dość długi, np. 2 sekundy sygnał włączony, 2 sekundy wyłączony, powtarzane kilka razy. Znane są przypadki, gdy taki rodzaj transmisji powoduje powstanie niepożądanego efektu migotania światła. Przykład transmisji tego rodzaju pokazano na Rys. 7.

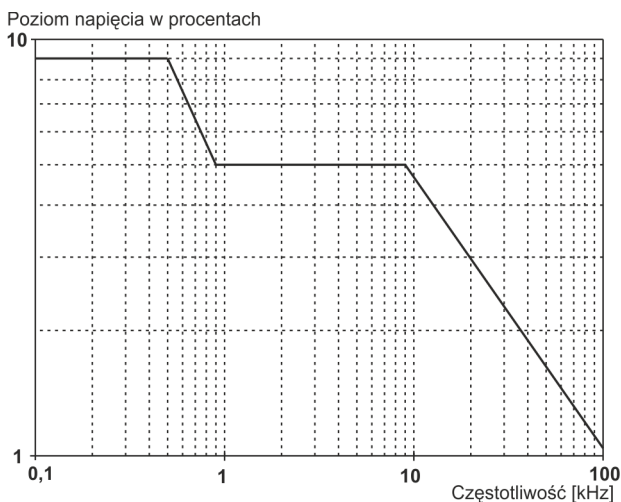


Rys. 7. Przykład transmisji sygnału sterującego niskiej częstotliwości.

Wyższe częstotliwości transmisji (a co za tym idzie, również wyższe szybkości transmisji) są domeną komunikacji typu PLCC. Ten rodzaj komunikacji wykorzystuje modulację amplitudy lub częstotliwości nośnej (ewentualnie innej metody modulacji). Nowoczesne metody wykorzystują skomplikowane algorytmy przetwarzania sygnałów, aby uzyskać jak największą odporność na zakłócenia i szybkość transmisji. Transmisja PLCC zyskuje cały czas na popularności zwiększając obszary zastosowań. Komunikacja między punktami sieci może być dwukierunkowa. Koncepcja inteligentnej sieci tzw. *smart grid*, robi znaczny użytek z PLCC, która jest jednym z głównych metod komunikacji między licznikami energii elektrycznej a punktami centralnymi. Główne zastosowania to telemetria, optymalizacja poboru energii, zdalne sterowanie obciążen. Tłumienie sieci dystrybucyjnej ogranicza maksymalny zasięg transmisji. Maksymalny zasięg może sięgać pojedynczych km, przy czym występuje silna zależność między rodzajem modulacji, szybkością transmisji i osiąganymi odległościami.

Równocześnie trwają prace standaryzacyjne dotyczące wykorzystania wyższych zakresów częstotliwości (powyżej 148,5 kHz, do kilkudziesięciu MHz) dla celów krótkodystansowej transmisji danych.

W sieciach o znacznych zawartościach harmonicznych, gdzie stosuje się dodatkowe filtry, mające zmniejszyć poziom zakłóceń, konsekwencją ich stosowania może być również dodatkowe tłumienie zakresu częstotliwości wykorzystywanych na potrzeby sygnalizacji. Zarówno obecność filtrów jak i wysokiego poziomu zakłóceń harmonicznych i interharmonicznych może znacząco ograniczyć możliwość efektywnego wykorzystania sieci dystrybucyjnej do komunikacji metodą niskoczęstotliwościową lub PLCC.



Rys. 8. Dopuszczalne poziomy sygnałów sterujących zawarte w normie EN 50160.

Norma IEC 61000-4-30 podaje następującą metodę pomiaru sygnałów sterujących:

- jeśli częstotliwość sygnału sterującego jest wielokrotnością 5 Hz (czyli pokrywa się dokładnie z prążkiem wyjściowym analizy częstotliwościowej FFT), wtedy brany jest pod uwagę tylko ten jeden prążek i jego wartość skuteczna,
- jeśli częstotliwość nie jest wielokrotnością 5 Hz, to wyliczana jest wartość skuteczna czterech najbliższych tej częstotliwości prążków FFT.

9 Asymetria

Asymetria jest pojęciem związanym z sieciami trójfazowymi i może się odnosić do:

- asymetrii napięć zasilających,
- asymetrii prądów obciążenia,
- asymetrii odbiornika.

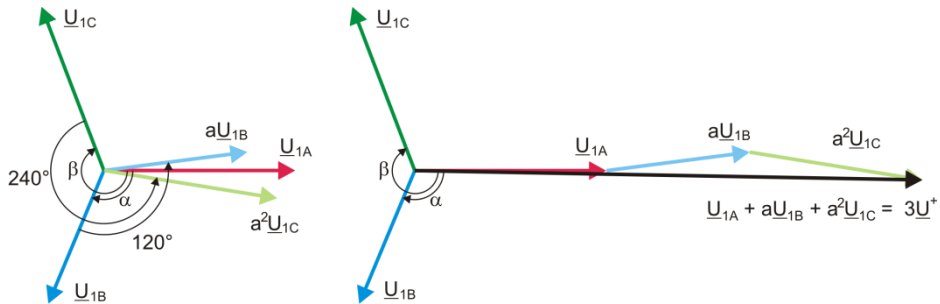
Asymetria napięć (prądów) występuje w sieciach trójfazowych, gdy wartości trzech napięć (prądów) składowych różnią się między sobą i/lub kąty między poszczególnymi fazami są różne od 120° .

Asymetria odbiornika występuje wtedy, gdy impedancje poszczególnych gałęzi odbiornika nie są sobie równe.

Zjawiska te są szczególnie groźne dla silników trójfazowych, w których nawet niewielka asymetria napięć może prowadzić do wielokrotnie większej asymetrii prądów. W takich warunkach moment obrotowy silnika ulega zmniejszeniu i powstają zwiększone straty ciepłe w uzwojeniach i zużycie mechaniczne. Asymetria niekorzystnie odbija się również na transformatorach zasilających.

Najczęstszym źródłem asymetrii jest nierównomierne obciążenie poszczególnych faz. Dobrym przykładem jest podłączanie do sieci trójfazowych dużych obciążeń jednofazowych takich jak kolejowe silniki trakcyjne.

Analizator pozwala na pomiar asymetrii napięć i prądów metodą składowych symetrycznych. Metoda ta opiera się na założeniu, że każdy zestaw trzech niezrównoważonych wektorów składowych można rozłożyć na sumę trzech grup wektorów: składowej zgodnej, przeciwnej i zerowej.



Rys. 9. Przykład wyznaczania składowej symetrycznej zgodnej.

Jako przykład podano sposób obliczania składowej zgodnej napięcia. Z definicji:

$$\underline{U}^+ = \frac{1}{3}(\underline{U}_{1A} + a\underline{U}_{1B} + a^2\underline{U}_{1C})$$

gdzie: \underline{U}^+ jest wektorem składowej zgodnej,

\underline{U}_{1A} , \underline{U}_{1B} , \underline{U}_{1C} są wektorami składowych podstawowych napięć fazowych U_A , U_B , U_C

$$a = 1e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}j$$

$$a^2 = 1e^{j240^\circ} = -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}j$$

Na Rys. 9 przedstawiono graficzny sposób wyznaczania tej składowej. Jak widać z podanej definicji, wektor składowej zgodnej jest równy jednej trzeciej sumy składników: \underline{U}_{1A} , $a\underline{U}_{1B}$, $a^2\underline{U}_{1C}$. Operator a i a^2 to jednostkowe wektory o kątach 120° i 240° . Procedura jest następująca: wektor napięcia \underline{U}_{1B} należy obrócić o kąt 120° przeciwnie do ruchu wskazówek zegara (mnożenie przez a) i dodać do wektora \underline{U}_{1A} .

Następnie wektor \underline{U}_{IC} należy obrócić o kąt 240° i dodać do poprzedniej sumy wektorów. W efekcie powstaje wektor $3\underline{U}^*$. Wektor \underline{U}^* jest szukaną składową symetryczną kolejności zgodnej. Zauważmy, że w przypadku idealnej symetrii (równe napięcia i kąty) składowa zgodna będzie równa co do wartości napięciom fazowym.

Składowa zgodna jest miarą podobieństwa badanego zestawu wektorów trójfazowych do symetrycznego zestawu wektorów kolejności zgodnej.

Analogicznie, składowa przeciwna jest miarą podobieństwa do symetrycznego zestawu trójfazowych wektorów kolejności przeciwnej.

Składowa zerowa istnieje w systemach, w których suma trzech napięć (lub prądów) nie jest równa zero.

Powszechnie używaną w energetyce wielkością charakteryzującą asymetrię sieci są współczynniki asymetrii składowej przeciwnej i zerowej (wzory dla napięcia):

$$u_0 = \frac{U_0}{U_1} \cdot 100\%$$

$$u_2 = \frac{U_2}{U_1} \cdot 100\%$$

gdzie: u_0 – współczynnik asymetrii składowej zerowej,
 u_2 – współczynnik asymetrii składowej przeciwnej,
 U_0 – składowa symetryczna zerowa,
 U_1 – składowa symetryczna zgodna,
 U_2 – składowa symetryczna przeciwna.

Najwygodniejszą metodą obliczania składowych symetrycznych i współczynników asymetrii jest posłużenie się rachunkiem liczb zespolonych. Parametrami wektorów są amplituda składowej podstawowej napięcia (prądu) oraz jej bezwzględny kąt przesunięcia fazowego. Obie te wartości są uzyskiwane z przekształcenia FFT.

10 Zapady, wzrosty i przerwy w napięciu

Zapady, wzrosty i przerwy w napięciu są zaburzeniami sieci, w czasie których wartość skuteczna napięcia znacznie różni się od wartości nominalnej. Każdy z tych trzech stanów może zostać wykryty przez analizator po włączeniu detekcji zdarzeń i określeniu przez użytkownika wartości progów.

Zapad napięcia jest stanem, w którym wartość skuteczna napięcia jest niższa od ustalonego przez użytkownika progu zapadu. Podstawą pomiaru zapadu jest wartość $U_{RMS(1/2)}$, czyli wartość skuteczna okresowa odświeżana co pół okresu.

Definicja zapadu (za normą IEC 61000-4-30):

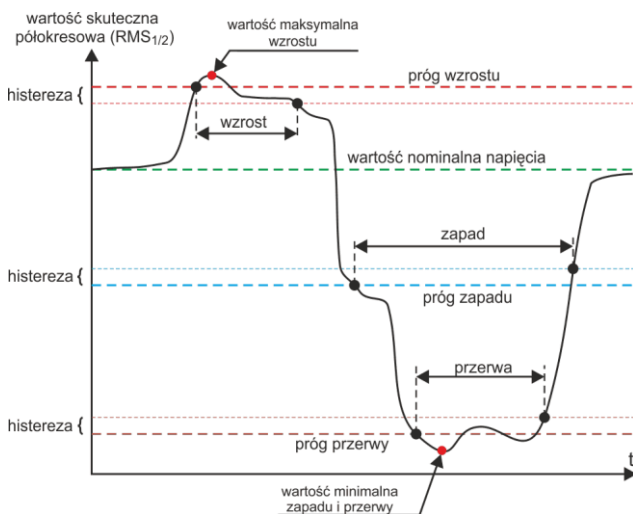
Zapad napięcia rozpoczyna się w chwili, w której napięcie $U_{RMS(1/2)}$, zmaleje poniżej wartości progowej zapadu, i kończy w chwili, w której wartość napięcia $U_{RMS(1/2)}$ jest równa lub większa od progu zapadu powiększonego o histerezę napięcia.

Próg zapadu ustala się zwykle na poziomie 90% U_{nom} . W czasie trwania zapadu analizator zapamiętuje minimalną zarejestrowaną wartość napięcia (wartość ta zwana napięciem resztkowym U_{res} jest jednym z parametrów charakteryzujących zapad) oraz średnią wartość napięcia.

Przerwa w zasilaniu jest stanem, w którym napięcie $U_{RMS(1/2)}$ jest niższe od ustalonego progu przerwy. Zwykle próg przerwy jest ustalany znacznie niżej od progu zapadu, na poziomie ok. 1..10% U_{nom} .

Przerwa rozpoczyna się w chwili, w której napięcie $U_{RMS(1/2)}$, zmaleje poniżej wartości progowej przerwy, a kończy w chwili, w której wartość napięcia $U_{RMS(1/2)}$ jest równa lub większa od progu przerwy powiększonego o histerezę napięcia.

W czasie trwania przerwy analizator zapamiętuje minimalną zarejestrowaną wartość napięcia oraz średnią wartość napięcia.



Rys. 10. Wzrosty, zapady i przerwy napięcia.

Wzrost napięcia jest stanem podwyższonej wartości napięcia. Próg wzrostu zwykle ustala się na poziomie zbliżonym do 110% U_{nom} .

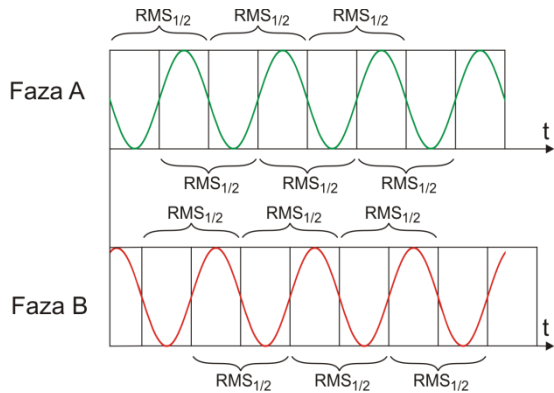
Wzrost rozpoczyna się w chwili, w której napięcie $U_{RMS(1/2)}$, wzrośnie powyżej wartości progowej wzrostu, a kończy w chwili, w której wartość napięcia $U_{RMS(1/2)}$ jest równa lub mniejsza od progu wzrostu pomniejszonego o histerzę napięcia. W czasie trwania wzrostu analizator zapamiętuje maksymalną zarejestrowaną wartość napięcia oraz średnią wartość napięcia.

Wartość histerzy dla tych trzech stanów jest taka sama i wyrażona jest jako ustalona przez użytkownika wartość procentowa napięcia nominalnego.

Analizator zapamiętuje czas rozpoczęcia i zakończenia zdarzenia (z dokładnością do połowy okresu).

Minimalny czas trwania zdarzenia zapadu, przerwy i wzrostu wynosi pół okresu.

Wartości $U_{RMS(1/2)}$, są wyznaczone w czasie 1 okresu w chwili przejścia przez zero składowej podstawowej napięcia i odświeżane co pół okresu niezależnie dla każdego kanału napięciowego. Oznacza to, że wartości te będą otrzymywane w różnych czasach dla różnych kanałów. Rys. 11 ilustruje sposób wyznaczania wartości $RMS_{1/2}$ na przykładzie dwóch faz napięcia. Informacja o przejściu przez zero składowej podstawowej jest uzyskiwana drogą przekształcenia FFT.



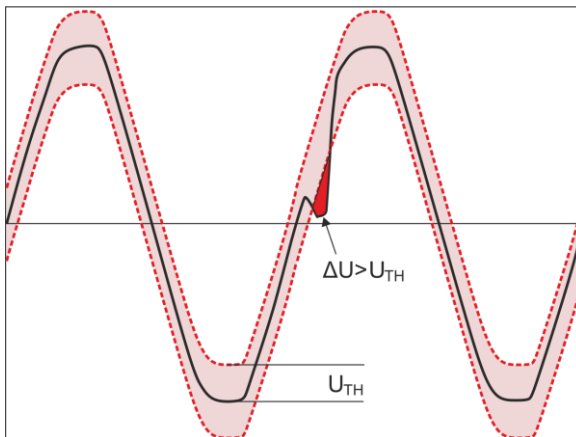
Rys. 11. Wyznaczanie wartości $U_{RMS(1/2)}$

11 Zmiany kształtu obwiedni przebiegu

Bardzo przydatną funkcją diagnostyczną jest możliwość wykrywania zaburzeń w kształcie przebiegu napięciowego: tzw. zdarzenia od zmiany kształtu obwiedni.

W tej metodzie porównywane są ze sobą dwa sąsiednie okresy przebiegu napięciowego – wyliczana jest różnica między nimi i sprawdzana jest jej maksymalna amplituda, która następnie jest porównywana z progiem ustawionym przez użytkownika. Procentowy próg odnosi się najczęściej do wartości nominalnej napięcia. Jeśli wyliczona zmiana amplitudy przekracza próg wyzwalane jest zdarzenie od obwiedni. Zdarzenie to może być uznawane za zakończone jeśli przez kilka kolejnych okresów przebiegu nie wykryto przekroczenia progu tolerancji.

Sposób działania algorytmu można wyjaśnić posiłkując się Rys. 12. Na każdy okres przebiegu napięciowego nakładany jest przedział dopuszczalnych zmian (jasno-czerwony obszar na rysunku), o szerokości (w woltach) $2U_{TH}$, który tworzy się na podstawie przebiegu napięcia w poprzednim okresie. U_{TH} jest to próg detekcji zdarzenia, który ustawia użytkownik w konfiguracji pomiarowej. Jeśli chwilowa wartość napięcia przekroczy granice wyznaczone przez ten obszar, to wykrywane jest zdarzenie. ΔU reprezentuje różnicę wartości próbek napięciowych dwóch sąsiednich okresów.



Rys. 12. Wykrywanie zdarzeń od zmiany kształtu obwiedni.

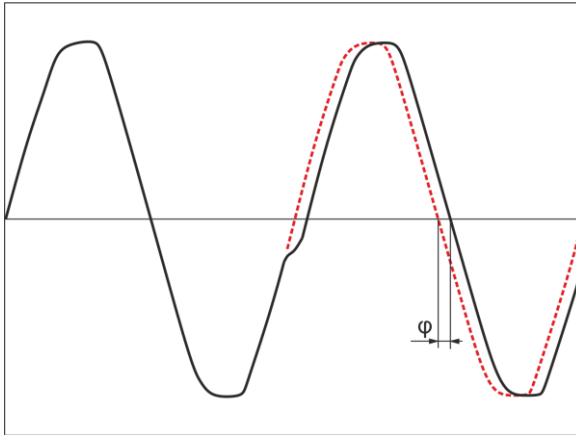
Funkcjonalność ta jest bardzo pomocna przy wykrywaniu wszelkich niestacjonarnych zaburzeń w sieci zasilającej, szczególnie wtedy, gdy nie jest wyposażony w moduł wykrywania szybkich transjentów.

12 Skoki fazy

Niektóre analizatory umożliwiają wykrywanie zmian fazy składowej podstawowej napięcia. Algorytm detekcji porównuje kąty składowej podstawowej napięcia dwóch lub trzech sąsiednich okresów. Jeśli różnica kątów jest większa niż ustawiony przez użytkownika próg wyrażony w stopniach kątowych, to zapisywana jest informacja o wykryciu zdarzenia wraz ze zmierzoną wartością skoku kąta fazowego.

Skoki fazy najczęściej są efektem towarzyszącym zapadom napięcia – zmiana impedancji obciążenia w stosunku do impedancji sieci zasilającej powoduje zmianę obserwowanego kąta składowych podstawowych napięcia (przesunięcie miejsc przejść przez zero).

Przykładowy skok fazy pokazano na Rys. 13. Informacja o wykrytym zdarzeniu zawiera czas wystąpienia oraz wyznaczoną wartość skoku wyrażoną w stopniach kątowych (kąt φ na rysunku).



Rys. 13. Skok fazy.

13 Szybkie zmiany napięcia (RVC)

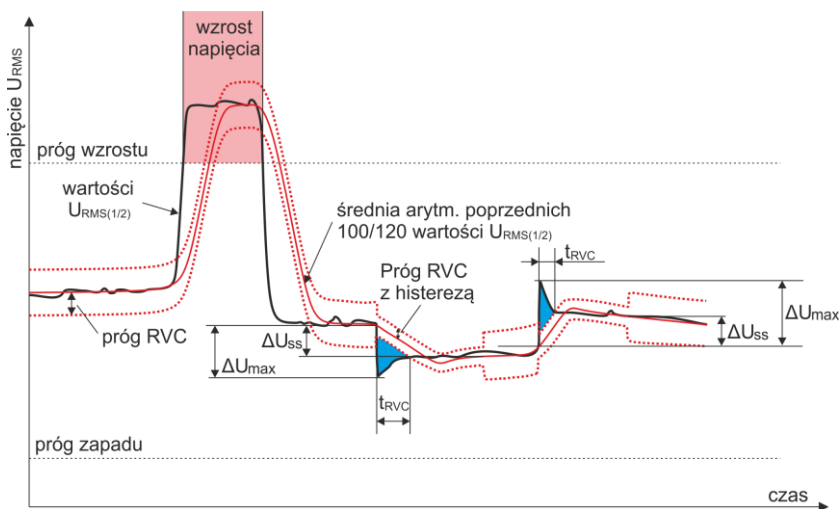
Definicja szybkich zmian napięcia (z jęz. angielskiego: *Rapid Voltage Change, RVC*) jest następująca: jest to nagła zmiana wartości skutecznej napięcia między dwoma stanami stabilnymi, podczas której wartość skuteczna napięcia nie przekracza progów w spadku i wzrostu.

W uproszczeniu można stwierdzić, że RVC są to zjawiska mające pewne podobieństwa w charakterze do zapadów i wzrostów, ale o mniejszej amplitudzie. Zdarzenia tego typu najczęściej są skutkiem zmian w obciążeniu sieci energetycznej, efektami przełączeń lub awarii.

W obu tych typach zdarzeń wykorzystuje się te same dane źródłowe – są to wartości skuteczne 1-okresowe odświeżane co pół okresu oznaczane symbolem $U_{RMS(1/2)}$.

Algorytm pomiaru szybkich zmian napięcia jest następujący (zobacz Rys. 14):

- Wyliczona zostaje średnia arytmetyczna poprzednich 100/120 wartości $U_{RMS(1/2)}$ (około 1s). Ta średnia jest następnie uaktualniana z każdą kolejną wartością $U_{RMS(1/2)}$. Na rysunku pokazaną ją ciągłą krzywą w kolorze czerwonym.
- Jeśli wszystkie 100/120 poprzednie wartości $U_{RMS(1/2)}$ mieszczą się w obszarze wyznaczonym przez wartość średnią rozszerzonym z obu stron o histerezę (dwie czerwone linie przerywane na rysunku), to uznaje się, że napięcie jest w stanie „stabilnym”.
- W momencie gdy warunek „stabilności” nie jest spełniony, tzn. jedna lub więcej wartości $U_{RMS(1/2)}$ przekracza dozwolony zakres rozpoczyna się zdarzenie RVC (na rysunku są to obszary w kolorze niebieskim). Jednocześnie na próg zostaje nałożona histereza (dopuszczalny zakres zmian zostaje zmniejszony o histerezę), a dodatkowo zmiany sygnału określającego „stabilność” napięcia zostają zablokowane na czas 100/120 półokresów sieci. Z tego powodu zdarzenia RVC nie będą wykrywane częściej niż raz na ok. sekundę.



Rys. 14. Szybkie zmiany napięcia (RVC) - przykład.

- Gdy ponownie zostaje spełniony warunek „stabilności” napięcia, zdarzenie RVC jest kończone. Czas końca zdarzenia zostaje cofnięty o 100/120 półokresów sieci w stosunku do zmiany sygnału stabilności ze stanu „niestabilnego” do „stabilnego”.

- Jeśli w czasie trwania zdarzenia RVC wystąpi zapad lub wzrost napięcia, takie zdarzenie RVC jest porzucane. Na rysunku pokazano wzrost napięcia – to zdarzenie anuluje potencjalne zdarzenia RVC, gdyby zostały wtedy wykryte.

Parametrami charakterystycznymi dla szybkiej zmiany napięcia są:

- ΔU_{SS} (z ang. steady-state) – jest to różnica między średnimi („stabilnymi”) napięciami przed i po zdarzeniu RVC.
- ΔU_{MAX} – jest to maksymalna odchyłka wartości $U_{RMS(1/2)}$ od wartości średniej w czasie trwania zdarzenia. ΔU_{MAX} jest zwykle większe od ΔU_{SS} .
- Czas trwania (na Rys. 14 oznaczony „ t_{RVC} ”). Najkrótsze możliwe zdarzenie RVC ma długość jednego półokresu sieci.

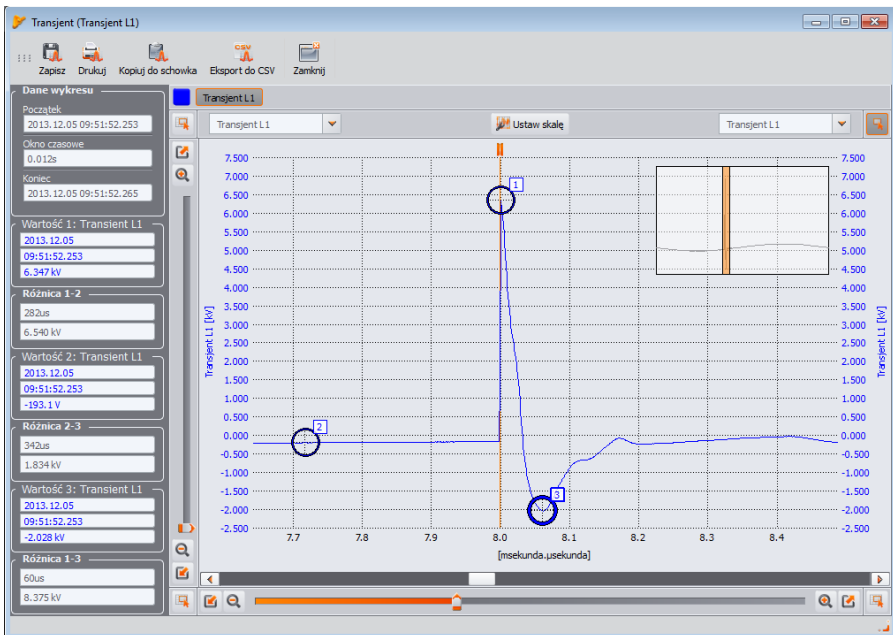
W chwili publikacji tej instrukcji nie ma międzynarodowych standardów dot. dopuszczalnych wartości szybkich zmian napięcia w sieciach elektroenergetycznych. Europejska norma EN 50160 (wydanie z 2010 roku) nie podaje wymogów normatywnych dla tego rodzaju zdarzeń. Niektóre kraje wprowadziły własne kryteria dla RVC, np. wykrywa się zdarzenia po przekroczeniu progu na poziomie 5% U_{NOM} (czyli wykrywane są zdarzenia, dla których $\Delta U_{MAX} > 5\% U_{NOM}$). Czasem też określa się dopuszczalny limit liczby zdarzeń RVC na dobę.

14 Transjenty i przebiecia

Transjenty to niepożądane, szybkie i krótkotrwałe zaburzenia w sieci zasilającej. Towarzyszy im gwałtowna zmiana napięcia i prądu. Czas trwania zaburzenia zwykle wynosi od kilku nanosekund do kilku milisekund. Często używa się wobec nich określeń takich jak przebiecia, szpilki napięciowe, udary, impulsy, oscylacje, jednak są to określenia zawężające. Transjent określa zaburzenie sygnału w dziedzinie czasu, i jako takie obejmuje znaczeniowo wszystkie wymienione określenia. Można je klasyfikować ze względu na czas trwania i narostu, amplitudę, widmo częstotliwościowe, przeniesioną energię, źródło pochodzenia, itd. Najbardziej niebezpieczne dla urządzeń elektrycznych są transjenty powodujące znaczny wzrost napięcia w linii zasilającej (przebiecia). Ze względu na źródło najczęściej dzieli się te transjenty na następujące grupy:

- przebiecia piorunowe, powstające na skutek wyładowań atmosferycznych,
- przebiecia o charakterze oscylacyjnym spowodowane najczęściej przełączaniem baterii kondensatorów,
- inne przebiecia przełączeniowe (w tym ferorezonans).

Przebiecia spowodowane wyładowaniami atmosferycznymi mogą mieć destrukcyjne skutki ze względu na bardzo dużą energię wyzwalaną podczas wyładowania. Większość obserwowanych w sieciach przebiec tego typu to skutek wyindukowania w przewodach sieci zasilającej napięcia w wyniku bliskiego, ale nie bezpośredniego uderzenia pioruna. W okolicy uderzenia generowane jest bardzo silne pole elektromagnetyczne i długie linie napowietrzne lub podziemne indukują duże napięcia przedostające się do sieci dystrybucyjnej. Przebiecia te mają charakter impulsowy, o czasie narostu czoła impulsu rzędu mikrosekund. Przykładowy impuls piorunowy zarejestrowany analizatorem PQM-703 o amplitudzie ok. 6,6 kV pokazano na Rys. 15.

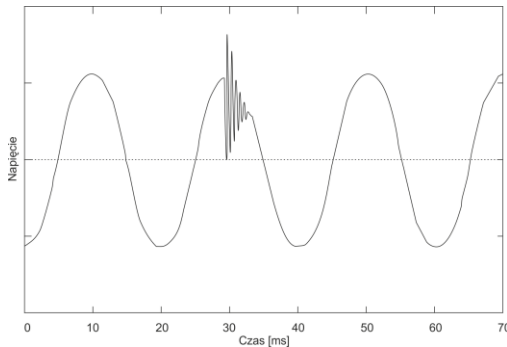


Rys. 15. Przykładowe przebiecie piorunowe.

W ramach badań urządzeń teleinformatycznych przed dopuszczeniem ich do sprzedaży, wymagane jest przeprowadzenie testów odporności na impulsy symulujące przebiegi piorunowe. Przyłącza zasilania AC są badane impulsami ± 2 kV podanymi między linie zasilające i uziemienie, oraz ± 1 kV bezpośrednio między linie zasilające. Ustandaryzowany impuls ma czas narostu napięcia $1,2 \mu\text{s}$ i opadania $50 \mu\text{s}$. W przypadku przyrządów pomiarowych, które mogą być podłączane bezpośrednio do sieci dystrybucyjnej przy tablicach rozdzielczych lub transformatorze niskiego napięcia, określa się kategorię pomiarową (przebiegiową) przyrządu, która mówi o stopniu zabezpieczenia przed przebiegami. Przykładowo, dla kategorii pomiarowej IV 600 V wymagana jest odporność na impulsy $1,2 \mu\text{s}/50 \mu\text{s}$ o amplitudzie 8 kV podawanymi bezpośrednio między zaciski pomiarowe, przy impedancji źródła 2Ω . Prąd szczytowy przy zwarcium źródła może zatem wynieść 4 kA.

Głównymi środkami zabezpieczenia przed tego typu przebiegami jest montaż układów ograniczających maksymalne napięcie takich jak iskierniki i warystory. Ich konstrukcja musi umożliwić przyjęcie energii udaru i ograniczyć do bezpiecznego poziomu napięcie przedostające się do dalszych obwodów urządzenia.

Transjenty spowodowane przełączaniem pojemności kompensacyjnych w odróżnieniu do udarów piorunowych mają swoje źródło wewnątrz sieci dystrybucyjnej. Kompensacja jest stosowana w celu poprawy współczynnika mocy i efektywności przesyłania energii do odbiorcy. W chwili załączenia kondensator stanowi zwarcie dla instalacji, stąd w pierwszym momencie następuje gwałtowne obniżenie napięcia prawie do zera, po czym następuje tzw. odbicie do napięcia znacznie wyższego od nominalnego (zwykle nie więcej niż do ok. 2-krotności napięcia szczytowego w warunkach normalnych), a następnie oscylacyjne wygaszenie zaburzenia. Oscylacyjny charakter zaburzenia jest spowodowany interakcją pojemnością kondensatora z indukcyjnością sieci i powstaniem zjawiska rezonansu. Częstotliwość oscylacji wynosi zwykle ok. kilkaset Hz. Na skutek istnienia rezystancji w obwodzie, oscylacje te stopniowo są tłumione. Cały transjent trwa zwykle nie dłużej niż kilka- kilkadziesiąt milisekund. Przykład takiego transjentu pokazano na Rys. 16.



Rys. 16. Przykład transjentu po włączeniu baterii kondensatorów.

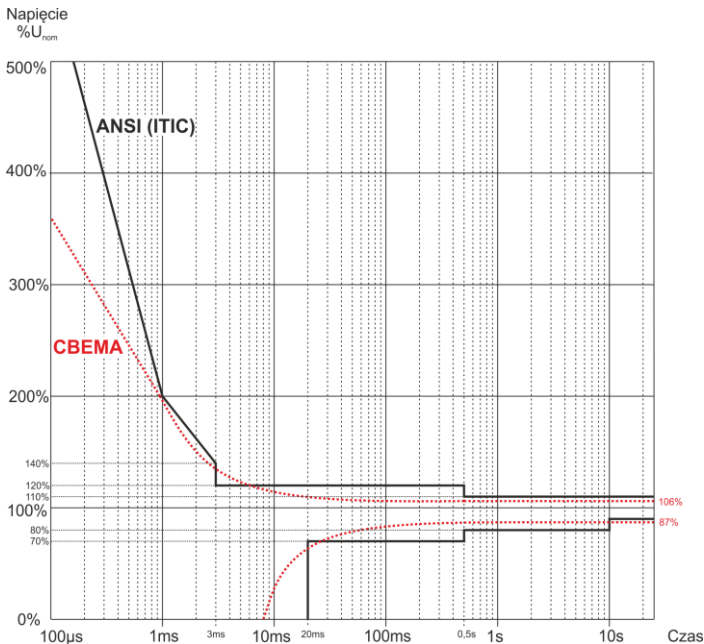
Transjenty w sieci poza wymienionymi przyczynami powstają jako efekt włączania i wyłączania obciążeń pojemnościowych, indukcyjnych, przy zadziałaniu zabezpieczeń (bezpieczników) i zwarców w obwodzie. Załączanie obciążeń (linii) podłączonych do uzwojeń transformatorów często prowadzi do powstania ferorezonansu, czyli transjentu o charakterze oscylacyjnym spowodowanym rezonansem między pojemnościami w obwodzie i nieliniową indukcyjnością transformatora o rdzeniu ferromagnetycznym. Rozłączaniu obciążeń indukcyjnych towarzyszy często zjawisko iskrzenia styków. Napięcie powstające na stykach przełącznika przewyższa napięcie graniczne dielektryka i następuje przeskok iskry, który może się powtarzać, aż do momentu, gdy szczelina jest wystarczająco duża.

Transjenty mogą być również propagowane w różny sposób między segmentami sieci, np. udar piorunowy w sieci średniego napięcia może częściowo przedostać się za pośrednictwem transformatora do podsieci niskiego napięcia. Tłumiące właściwości transformatora zwykle znacznie zmniejszają amplitudę przebiegu, jak również zmieniają jego parametry czasowe.

15 Krzywe CBEMA i ANSI

Krzywa CBEMA została pierwszy raz zaproponowana w latach 70-tych ubiegłego wieku przez organizację, od której pochodzi nazwa krzywej - *Computer and Business Equipment Manufacturers Association* (dzisiaj organizacja ITI, *Information Technology Industry*), która zrzeszała producentów sprzętu komputerowego i biurowego. Krzywa miała służyć jako wskazówka przy konstrukcji zasilaczy sieciowych i pierwotnie przedstawiała wykres tolerancji sprzętu na wielkość i czas trwania zaburzeń w sieci energetycznej. W późniejszym okresie krzywą wykorzystywano przy projektowaniu sprzętu czułego na wahańa napięcia jako referencyjny zakres, w którym sprzęt musi działać poprawnie. W końcu krzywa zaczęła być powszechnie używana przy analizie jakości zasilania dotyczącej zaburzeń typu przepięcie, zanik i zapad w sieci.

Na wykresie na osi pionowej jest wartość napięcia podana w procentach względem wartości nominalnej, a na osi poziomej jednostką jest czas (w skali logarytmicznej). Środkowa część wykresu (między krzywymi) reprezentuje obszar poprawnej pracy urządzenia. Obszar powyżej wyznacza stany podwyższonego napięcia, które mogą doprowadzić do uszkodzenia bądź wyzwolenia zabezpieczeń nadnapięciowych, zaś obszar pod krzywymi odnosi się do sytuacji obniżonego napięcia w sieci, co może spowodować wyłączenie zasilania lub chwilowy niedobór energii powodujący niewłaściwą pracę urządzeń.



Rys. 17. Krzywe tolerancji napięcia zasilającego ANSI (ITIC) i CBEMA.

Jak widać na wykresie, istnieje zależność między wartością napięcia i czasem występowania zaburzenia. Dla przykładu, wzrost napięcia o poziomie $200\%U_{nom}$ i czasie trwania 1 ms w typowych przypadkach nie skutkuje awarią lub błędnym działaniem (punkt między krzywymi), ale zaburzenie o takiej amplitudzie trwające pół okresu sieci może mieć fatalne skutki (punkt powyżej obu krzywych). Generalnie przyjęto, że w typowej sytuacji zdarzenia występujące w sieci energetycznej, jeśli chodzi o wartość napięcia sieciowego, powinny być zawarte w obszarze środkowym wykresu (między krzywymi) i nie powinny one wtedy prowadzić do błędnego działania lub uszkodzenia podłączonych urządzeń. Producenci urządzeń (a w szczególności zasilaczy sieciowych) często kierują się tym wykresem przy projektowaniu,

aby w tym obszarze zapewnić ich bezawaryjną pracę i utrzymanie właściwego napięcia wyjściowego. Należy jednak pamiętać, że krzywa reprezentuje przypadki typowe i nie może być gwarancją poprawnej pracy każdego urządzenia, gdyż tolerancja na zaburzenia jest różna.

Krzywa ITIC jest następcą krzywej CBEMA, opracowaną przez ITI w 1994 roku, a później zmodyfikowaną do obecnej postaci w roku 2000. Krzywa ta ma postać dwóch łamanych i znana jest również pod nazwą krzywej ANSI, po tym jak została adaptowana przez amerykański instytut standaryzacyjny ANSI (ang. *American National Standards Institute*). Obie krzywe pokazano na Rys. 17.

16 Uśrednianie wyników pomiarów

Monitorowanie sieci w dłuższym okresie czasu oznacza zebranie ogromnej ilości danych. Aby późniejsza analiza tych danych w ogóle była możliwa do przeprowadzenia, konieczne stało się wprowadzenie mechanizmów, które zmniejszają rozmiar danych do wielkości akceptowalnej zarówno przez maszyny jak i człowieka.

Za przykład niech posłuży badanie sieci na zgodność z normą jakości energii EN 50160. Podstawowy okres badania sieci wynosi tydzień. Gdyby zapamiętać wszystkie 200-milisekundowe wartości skuteczne napięcia otrzymamy 3,024 mln pomiarów. Obróbka takiej ilości danych może być czasochłonna i utrudniona.

Wprowadzono zatem koncepcję uśredniania, polegającą na zapisywaniu do celów analizy po jednej wartości na pewien określony przedział czasu. Dla normy EN 50160 wynosi on 10 minut. Analizator w takim przypadku wylicza wartość średnią 10-minutową na podstawie ok. 3000 wartości 200-milisekundowych (w przybliżeniu, gdyż umowna wartość 200-milisekundowa to w rzeczywistości wartość 10/12-okresowa zsynchronizowana z częstotliwością sieci). Co 10 minut zapisywana jest kolejna wartość średnia napięcia, co prowadzi do zebrania „jedynie” 1008 wyników pomiaru.

Uśrednianie wyników pomiarów powoduje utratę wartości ekstremalnych (wygładzenie wyników). W przypadkach, gdy informacja o granicznych wartościach mierzonego parametru jest istotna, użytkownik może skorzystać z możliwości pomiaru wartości minimalnej, maksymalnej i chwilowej w okresie uśredniania. Jeśli dany parametr mierzony jest w czasie 10/12 okresów, to wartość maksymalna i minimalna jest odpowiednio największą i najmniejszą wartością 10/12-okresową zmierzoną w danym przedziale uśredniania. Z kolei wartość chwilowa jest ostatnią wartością 10/12-okresową w danym okresie uśredniania.

W przypadku wartości skutecznych prądów i napięć można wyszukiwać wartości minimalnych i maksymalnych z największą czułością – z dokładnością do 1-okresowej wartości $U_{RMS(1/2)}$, odświeżanej co pół okresu.

Wybór właściwego czasu uśredniania nie jest prostą sprawą. W dużej mierze uwarunkowany jest rodzajem zaburzeń obecnych w sieci oraz oczekiwaniami użytkownika dotyczącymi końcowej analizy danych. Często występuje sytuacja, gdy wiadomy jest jedynie sam fakt występowania pewnych problemów w sieci zasilającej, a pomiary analizatorem mają dopiero pomóc wskazać właściwą przyczynę. W takiej sytuacji lepiej jest użyć krótszych czasów uśredniania (np. 10 sekund) oraz włączyć zapis wartości minimalnych i maksymalnych (dla napięć i prądów zalecane jest w takiej sytuacji wybranie okresu usredniania wartości minimalnej i maksymalnej na najkrótszy możliwy czas, czyli pół okresu). Krótki czas uśredniania pozwoli na wykreślenie dokładniejszych wykresów zmian parametrów w czasie, a minima i maksima zostaną wykryte i zapamiętane. Rejestracje z krótkimi czasami uśredniania wykonuje się najczęściej w dość ograniczonym czasie, przede wszystkim ze względu na szybki przyrost danych; celem takiej rejestracji jest bowiem wykrycie możliwej przyczyny anomalii, a nie analizy długoterminowej.

Rejestracja z krótkim czasem uśredniania może być wystarczająca do oceny pracy sieci i zaburzeń w niej występujących. Jednak równie szczegółowe informacje będzie można prawdopodobnie uzyskać przy dłuższym czasie (rzędu minut), ale z włączoną rejestracją wartości minimalnej i maksymalnej oraz aktywną detekcją zdarzeń. Ważną zaletą w takiej sytuacji jest dużo mniejsza objętość danych rejestracji co oznacza szybszy odczyt danych i analizę.

Z kolei badania jakości zasilania przyjęto się wykonywać zgodnie z kryteriami normy IEC 50160. W tym przypadku analiza jest przeprowadzana w dłuższym czasie (np. 7 dni), dlatego też wybrany czas uśredniania jest również długi – 10 minut.

Należy pamiętać, że nie ma jednego najlepszego ustawienia zarówno czasu uśredniania jak i pozostałych parametrów czy progów zdarzeń. Każda sieć jest inna i różne są cele badania sieci. W związku z tym optymalna konfiguracja analizatora może wymagać kilku podejść i będzie również zależała od doświadczenia operatora.

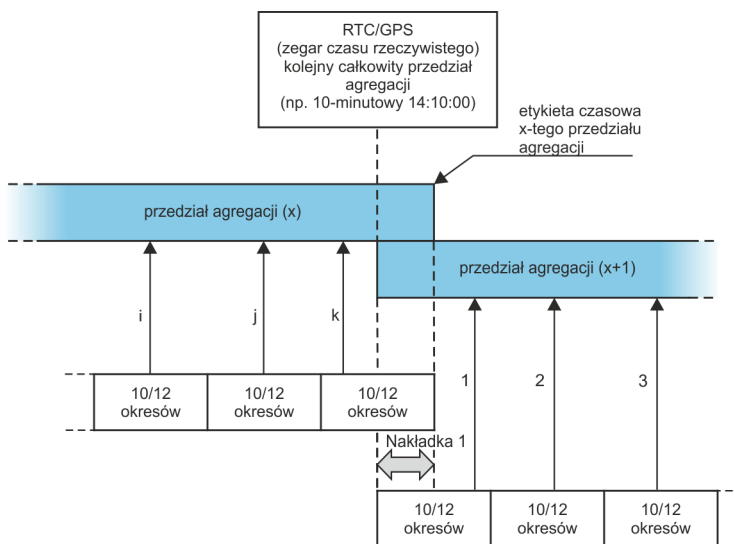
16.1 Klasa A

Na Rys. 18 pokazano, w jaki sposób analizator resynchronizuje 10/12-okresowe bloki pomiarowe w przypadku uśredniania 10-minutowego.

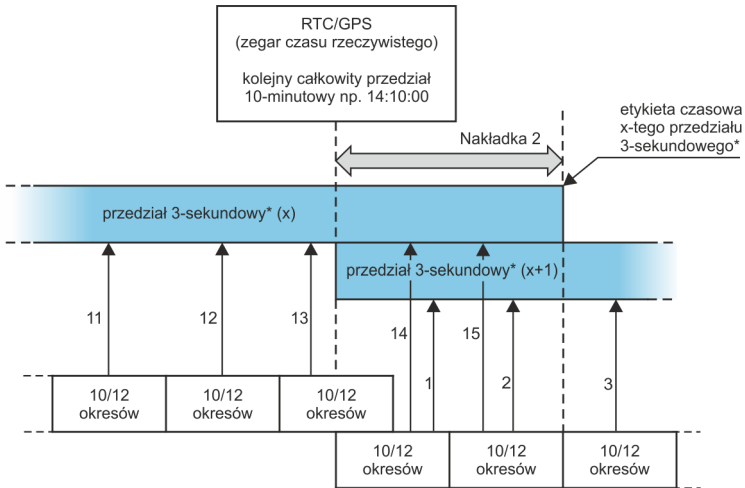
Wartości średnie są synchronizowane z zegarem czasu rzeczywistego w następujący sposób. Gdy zegar odmierzy kolejną całkowitą wielokrotność okresu uśredniania, zachodzą dwa procesy:

- bieżący przedział 10/12-okresowy (k -ty pomiar na Rys. 18) jest znaczone jako ostatni w przedziale agregacji (x),
- równoległe rozpoczynany jest pierwszy przedział 10/12-okresowy kolejnego przedziału uśredniania ($x+1$).

Taki sposób resynchronizacji prowadzi do powstania *Nakładki 1* (patrz Rys. 18). Dane z tego obszaru są przetwarzane dwukrotnie, gdyż każdy z przedziałów 10/12-okresowych jest analizowany niezależnie. Celem takiego sposobu resynchronizacji jest zapewnienie, że dwa analizatory klasy A, podłączone do tego samego układu i zsynchronizowane z czasem uniwersalnym UTC, dadzą identyczne wyniki pomiarów.



Rys. 18. Resynchronizacja bloków pomiarowych przy wyznaczaniu wartości średnich 10-minutowych w przypadku analizatorów klasy A.



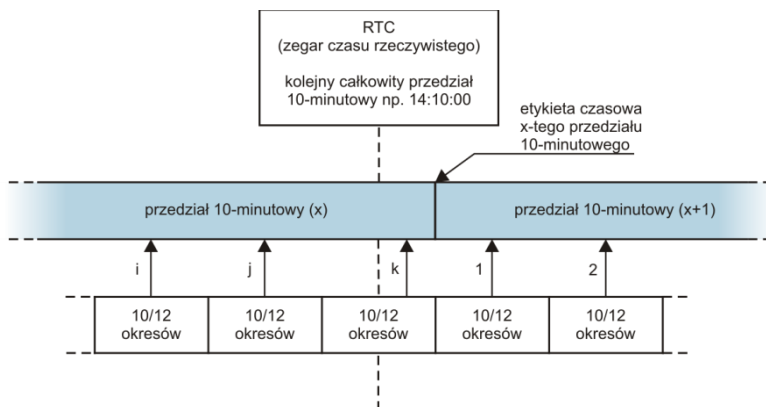
(*) w rzeczywistości jest to przedział 150/180 - okresowy

Rys. 19. Resynchronizacja bloków pomiarowych przy wyznaczaniu wartości średnich 150/180-okresowych w przypadku analizatorów klasy A.

Nieco inaczej wygląda uśrednianie dla wartości 150/180-okresowych (~3 sekundowych). Sposób określania wartości średnich dla tych okresów obrazuje Rys. 19. Również tutaj wykonywana jest resynchronizacja przedziałów 10/12-okresowych, lecz jest ona wykonywana zawsze co całkowity czas zegarowy 10 minut. Gdy zegar odmierzy kolejną całkowitą wielokrotność okresu 10 minut, resynchronizowany jest kolejny przedział agregacji i jest rozpoczynany kolejny przedział, przy czym przedział agregacji (x) jest kończony normalnie, aż do zebrania określonej liczby okien 10/12-okresowych (np. w przypadku uśredniania 3-sekundowego zbieranych jest zawsze 15 takich przedziałów). Skutkiem resynchronizacji jest powstanie *Nakładki 2* (patrz Rys. 19), gdzie przetwarzane są równolegle dane dwóch przedziałów agregacji (przedział (x) jest kończony, przedział (x+1) rozpoczynany). Wielkość nakładki jest zależna od wahań częstotliwości sieci. Etykieta czasowa odpowiada końcowi przedziału agregacji.

16.2 Klasa S

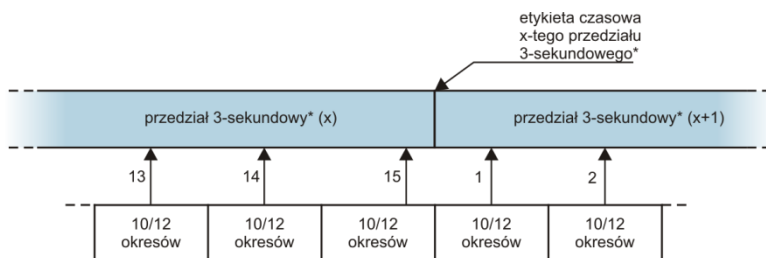
Na Rys. 20 i Rys. 21 pokazano sposób wyznaczania średnich wartości przez analizator klasy S.



Rys. 20. Wyznaczanie przedziałów uśredniania danych 10-minutowych w analizatorach klasy S.

Wartości średnie 10-minutowe są synchronizowane z zegarem czasu rzeczywistego w następujący sposób. Gdy zegar odmierzy kolejną całkowitą wielokrotność okresu uśredniania, bieżący pomiar 10/12-okresowy jest dołączany jako ostatni do wartości średniej (k-ty pomiar na Rys. 20). Jednocześnie kończący się przedział uśredniania się znakowany etykietą czasową odpowiadającą jego końcowi. Następny pomiar 10/12-okresowy jest pierwszym w kolejnym przedziale uśredniania.

Nieco inaczej wygląda uśrednianie dla danych 150/180-okresowych. Sposób określania wartości średnich dla tych okresów obrazuje Rys. 21. Nie ma tutaj zastosowania synchronizacja z zegarem czasu rzeczywistego. Po zebraniu określonej liczby pomiarów 10/12-okresowych bieżący przedział uśredniania jest kończony i rozpoczynany jest kolejny. Etykieta czasowa odpowiada końcowi przedziału.



(*) w rzeczywistości jest to przedział 150/180 - okresowy

Rys. 21. Wyznaczanie przedziałów uśredniania danych 150/180-okresowych.

NOTATKI

NOTATKI