

JAKOŚĆ ENERGII ELEKTRYCZNEJ

CZĘŚĆ 4 – Wyższe harmoniczne napięć i prądów (c.d.)

Zbigniew Hanzelka

Akademia Górniczo-Hutnicza, 30-019 Kraków, Al. Mickiewicza 30
tel: (012) 617 28 78, tel/fax: (012) 633 22 84, e-mail: hanzel@uci.agh.edu.pl
Konsultant techniczny Twelve Electric.

4. SKUTKI OBECNOŚCI WYŻSZYCH HARMONICZNYCH

4.6. Źródła światła

Wzrost wartości szczytowej odkształconego napięcia powoduje skrócenie czasu eksploatacji żarowych źródeł światła. Lamy wyładowcze - fluorescencyjne i ręciovowe - wyposażane bywają w szeregowy dławik ograniczający prąd, który w połączeniu z często stosowanymi równoległym kondensatorem wejściowym (dla poprawy współczynnika mocy) tworzy obwód rezonansowy. Stan bliski rezonansu jest źródłem dodatkowych strat.

4.7. Wyłączniki

Odkształcenie harmoniczne prądu ma wpływ na zdolność łączeniową wyłączników w przypadku wyłączania małych prądów, nie prądów zwarciovych. Obecność wh może spowodować większą wartość pochodnej prądu di/dt przy jego przejściu przez wartość zerową (w porównaniu z przebiegiem sinusoidalnym). Czyni to trudniejszym proces przerywania prądu.

Przykładowo wg [22] przy 50% odkształcenia napięcia, w wyłączniku 15 kV wystąpiło wyraźne zmniejszenie zdolności wydmuchiwania łuku przez cewkę wydmuchową. Proces wyłączania trwał dłużej i występowały ponowne zapłony. W znacznie mniejszym stopniu dotyczy to wyłączników próżniowych. W wyłącznikach z czujnikami termicznymi stwierdzono wyłączenia przy wartościach prądów mniejszych od nastawy. Jest to rezultat wystąpienia dodatkowych strat od prądów harmonicznych, podwyższających temperaturę termika.

4.8. Prądy zwarc doziemnych

W systemach zasilających, głównie średniego napięcia, z izolowanym lub uziemionym poprzez obwód rezonansowy punktem neutralnym, w których napięcie jest odkształcone, prądy zwarc doziemnych mogą wzrosnąć do niedopuszczalnych wartości. Nie obserwuje się tego zjawiska w sieciach uziemionych (bezpośrednio lub przez małą rezystancję), ponieważ impedancja obwodu zwarcia ma omowo-indukcyjny charakter i harmoniczne są naturalnie ograniczone wraz ze wzrostem częstotliwości. W izolowanych i uziemionych poprzez obwód rezonansowy systemach zasilających, impedancja obwodu prądu zwarcia jest omowo-pojemnościowa w przedziale praktycznie występujących harmonicznych napięcia. Stąd wynika zmniejszenie tej impedancji wraz ze wzrostem częstotliwości. Prądy zwarcia określone przez pojemności doziemne w izolowanych systemach mogą przyjąć - ze względu na harmoniczne i interharmoniczne napięcia - wartości, które nie gwarantują samogaszenia ziemnozwarciowych łuków.

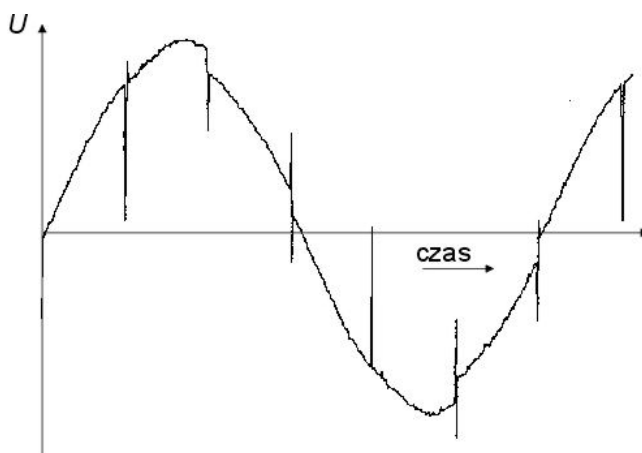
W systemach z punktem neutralnym uziemionym poprzez obwód rezonansowy, poziomy prądów zwarciovych są generalnie mniejsze. Jest jednakże możliwe zwielokrotnienie normalnej wartości prądu w przypadku silnie odkształconego napięcia sieci.

4.9. Układy przekształtnikowe i sprzęt elektroniczny

Układy przekształtnikowe traktowane są w literaturze głównie jako źródło wh, znacznie rzadziej jako odbiorniki podlegające zakłóceniom. W praktyce jednakże ten rodzaj sprzętu, podobnie jak większość urządzeń elektronicznych, jest wrażliwy na różnego rodzaju zaburzenia, w tym również na obecność wh. Będące tego rezultatem nieprawidłowości ich działania, związane są głównie z następującymi zjawiskami:

1. błędy synchronizacji

W wielu rodzajach sprzętu stosuje się przejście napięcia (znacznie rzadziej prądu) przez wartość zerową (dla częstotliwości podstawowej) do celów czasowej synchronizacji ich działania. W przypadku dużego odkształcenia (np. w warunkach rezonansowych, lecz nie tylko) przebiegi czasowe wielkości synchronizującej mogą przechodzić przez zero więcej niż jeden raz w każdej połowie okresu (rys. 23).

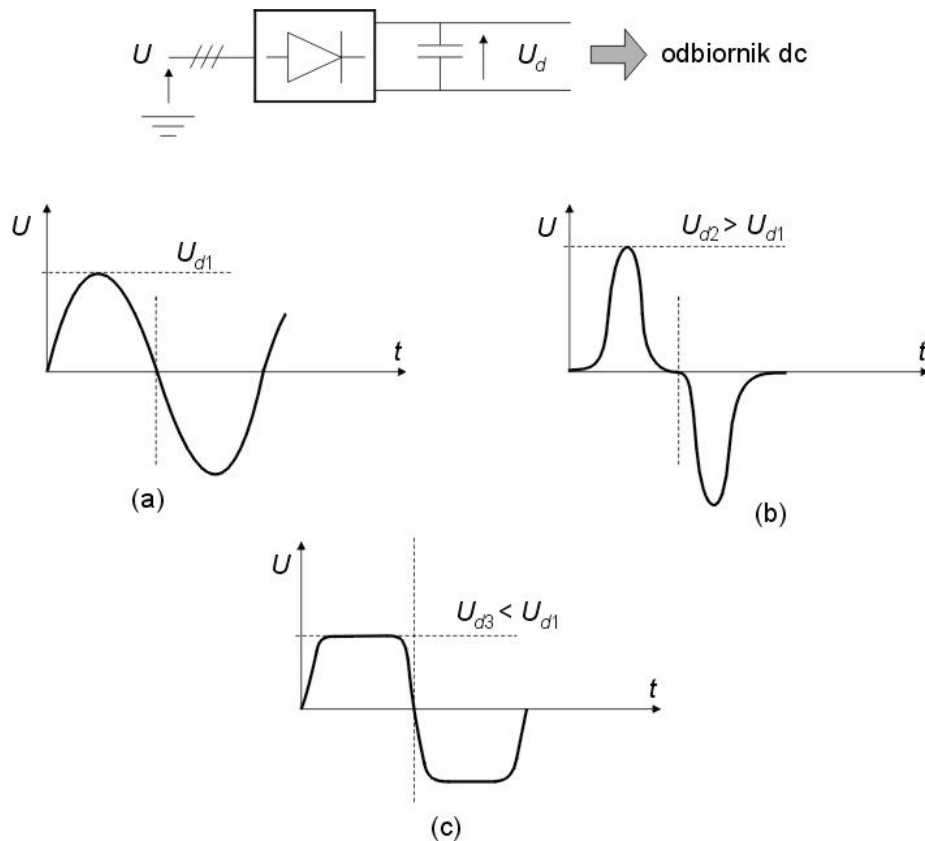


Rys. 23. Przebieg napięcia zasilającego o zwiększonej liczbie przejść przez wartość zerową

W układach sterowania sieciowo komutowanych przekształtników, synchronizowanych przejściami napięć zasilających przez wartość zerową, na skutek odkształcenia napięcia wokół tej wartości może wystąpić nierówność kątów wysterowania poszczególnych elementów półprzewodnikowych. Skutkiem tego jest generowanie przez przekształtnik wh nie charakterystycznych, w tym również parzystych, potrójnych rzędów i interharmonicznych oraz w szczególnych warunkach składowej stałej. Błędy synchronizacji mogą wystąpić również w tych przypadkach, w których dokonywana jest komparacja dwóch przebiegów czasowych. Załączanie elementów półprzewodnikowych w niewłaściwej dla nich chwili czasu jest szczególnie groźne w zakresie pracy inwertorowej przekształtnika.

2. uszkodzenia elementów układu na skutek wzrostu wartości maksymalnej napięcia zasilającego w efekcie jego odkształcenia harmonicznego.

W wielu urządzeniach stosowane są w ich układach zasilających nie sterowane prostowniki z filtrem pojemnościowym po stronie prądu stałego. W zależności od częstotliwości wh i ich fazowego przesunięcia względem harmonicznej podstawowej, może ulec zmniejszeniu lub zwiększeniu wartość szczytowa napięcia zasilającego. W rezultacie napięcie stałe może być mniejsze lub większe od wartości znamionowej przy tej samej wartości skutecznej napięcia wejściowego (rys. 24). Z tego powodu producenci sprzętu elektronicznego ograniczają wartość współczynnika kształtu napięcia zasilającego.



Rys. 24. Wpływ kształtu przebiegu czasowego napięcia wejściowego na wartość napięcia stałego prostownika

3. Błędy w czujnikach pomiarowych sygnałów wejściowych do układów sterowania (np. błąd w pomiarze mocy biernej w SVC, pomiarze prądu w pętlach sprzężeń zwrotnych układów napędowych itp.) oraz zakłócenia w cyfrowych układach sterowania przekształtników.
4. Zakłócenia w pracy elementów diagnostyki i zabezpieczeń.
5. Niekorzystny wpływ na kondensatory występujące w strukturze układów energoelektronicznych (również innych rodzajów sprzętu elektronicznego), w obwodach ochrony przepięciowej, filtrach EMC itp.

Sprzęt informatyczny podobnie jak np. sterowniki programowalne, wymaga, aby w sieci, z której jest zasilany, współczynnik odkształcenia napięcia oraz względne wartości każdej z występujących harmonicznych nie przekroczyły zadanych, dopuszczalnych wartości. Wyższe poziomy odkształcenia powodują błędy w działaniu, często przekłamania lub utratę danych, charakterystyczne „brzęczenie” napędów dysków itp. Może to mieć w wielu przypadkach groźne konsekwencje, szczególnie w takich dziedzinach jak: służba zdrowia, banki, transport lotniczy itp. Z tych powodów wiele funkcjonujących tam urządzeń jest zasilonych poprzez specjalne interfejsy wejściowe o podwyższonych wskaźnikach energetycznych.

Większość sprzętu elektronicznego podlega radiacyjnemu wpływowi harmonicznych.

4.10. Przyrządy pomiarowe

Są zwykle kalibrowane do pomiarów przebiegów sinusoidalnych. Użycie ich w obwodach z przebiegami odkształconymi może więc być źródłem błędów. Wartości tych błędów - zarówno dodatnie jak i ujemne - zależą od wielu czynników tj. rodzaj realizowanego pomiaru, rodzaj zastosowanego przyrządu, rzędy, wartości i fazy poszczególnych harmonicznych itp. Wobec ogromnego zróżnicowania przyrządów pomiarowych, różnych zasad ich działania, różnej techniki wykonania (analogowa lub cyfrowa) trudno formułować generalne opinie. Poniższe uwagi mają więc nieunikniony w takiej sytuacji stopień ogólności i odnoszą się do wybranych przyrządów stosowanych w technice pomiarowej.

4.10.1. Mierniki skutecznych wartości napięć i prądów

Nowoczesne przyrządy dokonują pomiarów wartości skutecznych napięć i prądów w oparciu o przetworzony ciąg danych wejściowych (w postaci binarnej) zgodnie z definicją. Ich wskazania będą więc prawidłowe, jeżeli występujące w mierzonych przebiegach harmoniczne mieszczą się w określonym przedziale częstotliwości (parametr katalogowy przyrządu) i współczynnik szczytu przebiegu nie przekracza określonej wartości.

4.10.2. Mierniki mocy

Moc pozorna

Odształcenie przebiegów napięć i prądów może powodować znaczące błędy w pomiarze mocy pozornej zdefiniowanej, w jednofazowych układach związkami (12):

$$S_1 = UI \quad (12)$$

W pewnych rodzajach przyrządów określa się wartość mocy pozornej w oparciu o pomiar wartości średnich: napięcia - $U_{\dot{s}r}$ i prądu $I_{\dot{s}r}$ (uzyskanych np. w efekcie prostowania tych wielkości). Przyrządy te są kalibrowane dla przebiegów sinusoidalnych przy założeniu stałego współczynnika proporcjonalności, zgodnie z zależnością:

$$U = (1,11)U_{\dot{s}r} \quad I = (1,11)I_{\dot{s}r} \quad (13)$$

Stąd:

$$S_2 = (1,11)^2 U_{\dot{s}r} I_{\dot{s}r} \quad (14)$$

Odształcenia prądu lub napięcia dają w rezultacie inną wartość współczynnika proporcjonalności ($\neq 1,11$). Jest to źródłem niedokładności pomiaru w stosunku do wyniku otrzymanego zgodnie z zależnością definicyjną (12).

Inna kategoria przyrządów działa w oparciu o zależności:

$$S_3 = \sqrt{P_3^2 + Q_3^2} \quad (15a)$$

Dla przebiegów odkształconych:

$$P_3 = \sum_n U_{(n)} I_{(n)} \cos \varphi_{(n)} \quad Q_3 = \sum_n U_{(n)} I_{(n)} \sin \varphi_{(n)} \quad (15b)$$

gdzie $U_{(n)}$, $I_{(n)}$, $\varphi_{(n)}$ - wartość napięcia, prądu i przesunięcia fazowego dla n -tej harmonicznej. W zależności (15a) - prawdziwej dla przebiegów sinusoidalnych - nie występuje moc odkształcenia D , której brak w przypadku pomiarów w obwodach z przebiegami odkształconymi będzie źródłem błędów.

Moc czynna i bierna

Pomiar mocy czynnej zgodnie z zależnością (15b) lub w efekcie całkowania iloczynu napięcia i prądu w wybranym przedziale czasu gwarantuje poprawność wyników. Nie będzie tak, jeżeli moc czynna będzie mierzona w układach trójfazowych zgodnie z zależnością:

$$P = \sqrt{3}UI \cos \quad (16)$$

która jest słuszna dla symetrycznych układów trójfazowych o sinusoidalnych przebiegach napięcia i prądu.

W wielu produkowanych miernikach, moc bierna jest obliczana jako wartość średnia z iloczynu prądu i przesuniętego w fazie przebiegu czasowego napięcia:

$$Q' = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) u(t - \tau) dt \quad (17a)$$

gdzie T - jest okresem składowej o częstotliwości podstawowej, $\tau = \frac{T}{4} = \frac{\pi}{2}$ dla $T = 2\pi$.

W przypadku obecności wh, zależność (17a) jest równoważna związkowi (17b):

$$Q' = \sum_n I_{(n)} U_{(n)} \cos \left[\varphi_{(n)} - n \frac{\pi}{2} \right] \quad (17b)$$

Tak określona wielkość nie spełnia żadnej ze znanych definicji mocy biernej i taki pomiar będzie obarczony błędem zależnym od rzędów, wartości i faz występujących w przebiegach harmonicznym.

4.10.3. Licznik energii czynnej

Typowy elektromagnetyczny miernik energii jest z zasady swego działania małym silnikiem, którego wirnik stanowi poruszająca się tarcza. Składowa prądu odbiornika, płynącego przez uzwojenie przyrządu, współfazowa z napięciem zasilającym, wytwarza moment obrotowy wprawiający tarczę licznika w ruch. Liczba obrotów jest miarą dostarczonej do odbiornika energii. Pojawienie się harmonicznym w napięciu i prądzie, powoduje wytworzenie dodatkowych momentów harmonicznym działających na tarczę. Momenty te mogą działać zgodnie lub przeciwnie do momentu podstawowego. Wynikające stąd błędy pomiaru - o wartości zarówno dodatniej jak i ujemnej - zależą od wielu czynników, wśród których wymienić należy: stopień odkształcenia mierzonych przebiegów, rzędy i wartości harmonicznym, kierunek przepływu mocy itp. Elementy konstrukcyjne licznika wiodące strumień są nieliniowe w funkcji częstotliwości i wartości harmonicznym, tym samym zmieniają swoje wartości te składowe strumienia, które są w przyrządzie przeznaczone do jego kalibracji (np. kompensacji momentu tarcia).

Zauważalny błąd pomiaru występuje, jak pokazują badania, dopiero przy znaczących odkształceniach napięcia i prądu (przekraczających 20%), co w realnych układach jest rzadkością. Istnieją jednakże publikacje prezentujące krańcowo odmienną opinię, co dowodzi jak wielkie jest różnicowanie w tej grupie przyrządów.

Cyfrowy licznik energii czynnej oblicza energię w oparciu o próbkowanie przebiegów czasowych napięć i prądów. Podobnie jak w każdym tego typu przyrządzie, szerokość pasma przepustowego jest ograniczona częstotliwością próbkowania. Komercyjnie dostępne liczniki cyfrowe mają w zasadzie płaską charakterystykę częstotliwościową do częstotliwości wejściowej wynoszącej ok. 1000Hz. Wskazania licznika w tym przedziale są, więc prawidłowe, co nie wyklucza występowania błędów związanych z techniką próbkowania i przetwarzania danych.

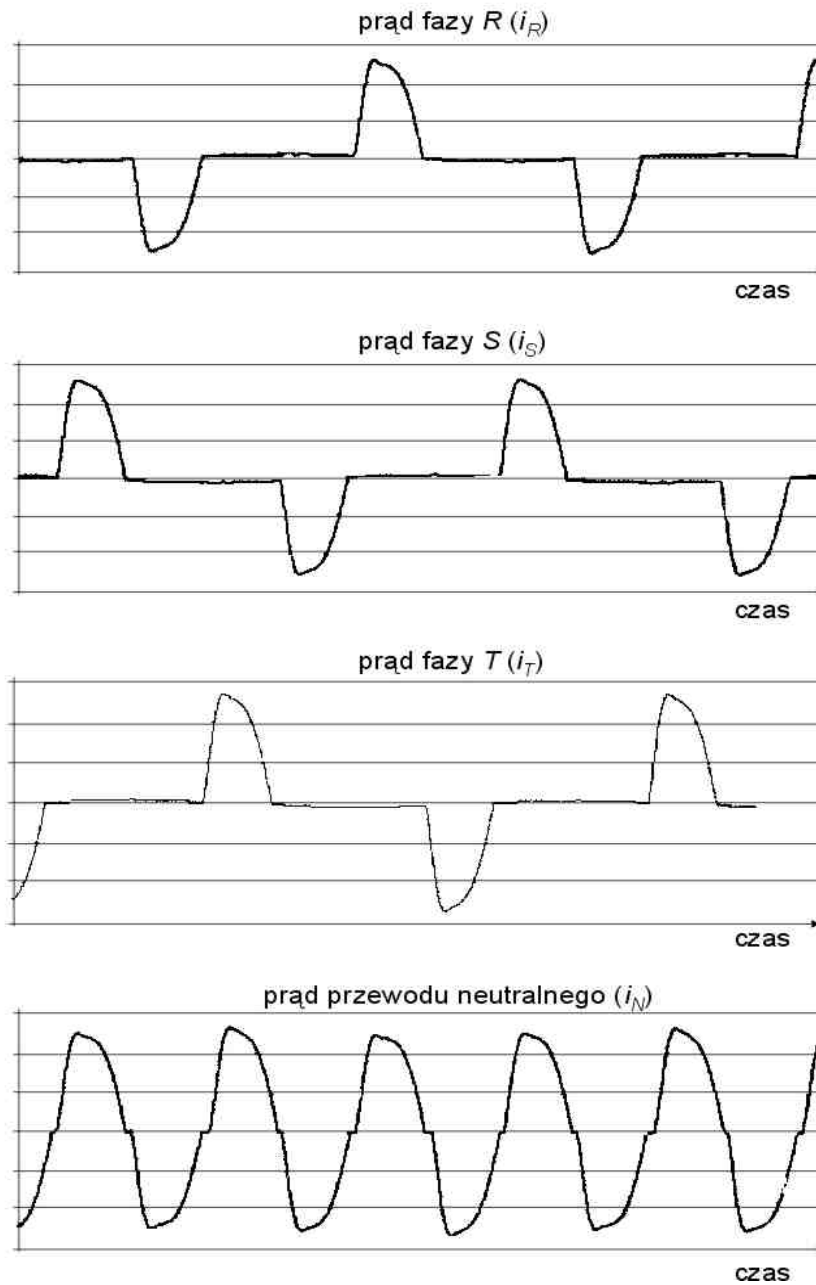
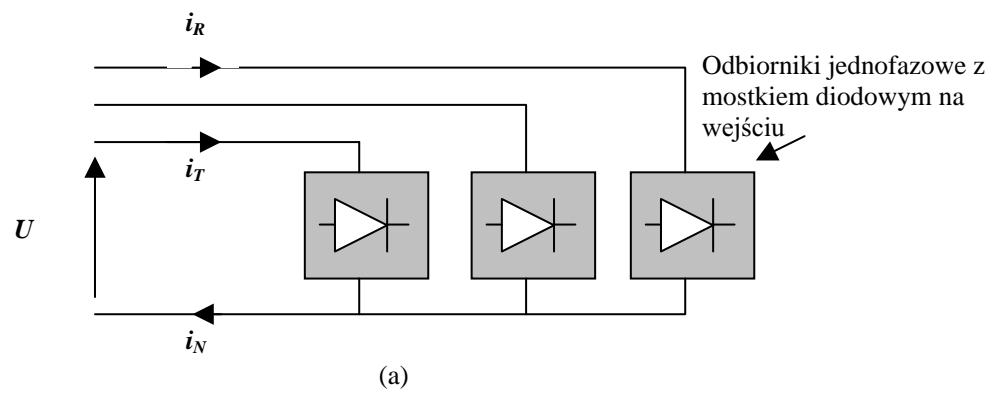
4.11. Przewody elektryczne

Istnieją dwa mechanizmy powodujące wzrost strat cieplnych w przewodach zasilających, w warunkach odkształcenia prądu w relacji do strat przy prądzie sinusoidalnym.

Pierwszy to efekt naskórkowości i efekt *sąsiedztwa* polegający na wypieraniu strug prądu w sąsiadujących przewodach zasilających. Obydwa zjawiska prowadzą do wzrostu efektywnej rezystancji przewodów. W pierwszym przypadku rezystancja rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości harmonicznej składowej prądu oraz średnicą przewodu. Efekt *sąsiedztwa* związany jest z wzajemnym oddziaływaniem pól elektromagnetycznych i strug prądów płynących w przylegających do siebie przewodach. W przewodach o przekroju okrągłym skutek tego zjawiska jest mniejszy niż efekt naskórkowości¹.

Drugi mechanizm wpływu wH związany jest ze wzrostem wartości skutecznych prądów fazowych, a przede wszystkim z nadmiernym obciążeniem przewodu neutralnego w 3- fazowych, 4 przewodowych systemach zasilających. Jednofazowe odbiorniki małej mocy mają w większości przypadków interfejsy AC/DC przyłączone na wejściu pomiędzy fazę i przewód neutralny (rys. 25a).

¹ Przykładowo wg [1] na skutek występowania powyższych czynników, rezystancja dla piątej harmonicznej w badanym przewodzie wzrosła 1,33 razy w stosunku do rezystancji dla prądu stałego.



Rys.25. a) Schemat ideowy 3-fazowego, 4-przewodowego układu zasilającego jednofazowe odbiorniki przekształtnikowe, b) typowe przebiegi czasowe wybranych wielkości

W prądzie zasilającym takiego odbiornika - i_i ($i = R, S, T$) występują wszystkie nieparzyste wh tj. 1,3, 5, 7, 9,...itd. (rys. 24b) $i_i = i_{i(1)} + i_{i(3)} + i_{i(5)} + i_{i(7)} + i_{i(9)}... itd.$ W przypadku większej liczby takich odbiorników, przyłączonych do pozostałych faz sieci zasilającej prąd w przewodzie neutralnym opisany jest związkiem:

$$i_N = i_R + i_S + i_T = [i_{R(1)} + i_{S(1)} + i_{T(1)}] + [i_{R(3)} + i_{S(3)} + i_{T(3)}] \\ + [i_{R(5)} + i_{S(5)} + i_{T(5)}] + [i_{R(7)} + i_{S(7)} + i_{T(7)}] \\ + [i_{R(9)} + i_{S(9)} + i_{T(9)}] + ... itd.$$

Równość mocy poszczególnych odbiorników fazowych i symetria napięcia zasilającego sprawia, że w przewodzie neutralnym płyną będą głównie harmoniczne potrójnych rzędów. Prąd ten może mieć bardzo znaczącą wartość. Ponieważ przewód neutralny jest zwykle tak samo wymiarowany jak przewód fazowy, może wystąpić jego prądowe przeciążenie. Problem ten jest szczególnie istotny w instalacjach budynków biurowych, centrach komputerowych itp., gdzie występuje duża liczba jednofazowych odbiorników. Korzystnym i stosowanym rozwiązaniem jest zwiększenie, nawet dwukrotne, przekroju przewodu neutralnego w stosunku do przekroju przewodów fazowych.

W kablach elektrycznych prócz zwiększonych strat mocy czynnej występuje jeszcze dodatkowy stres dla izolacji związany z możliwym wzrostem - na skutek odkształcenia harmonicznego - szczytowej wartości napięcia zasilającego. Następuje również przyspieszony proces starzenia izolacji jako rezultat zwiększenia wartości pojemnościowego prądu upływu i wynikających stąd niekorzystnych procesów fizyko-chemicznych. Zjawisko to drastycznie wzrasta, gdy pojemność doziemna kabla jest elementem obwodu będącego w stanie rezonansu.

4.12. Zabezpieczające układy przekaźnikowe i stycznikowe

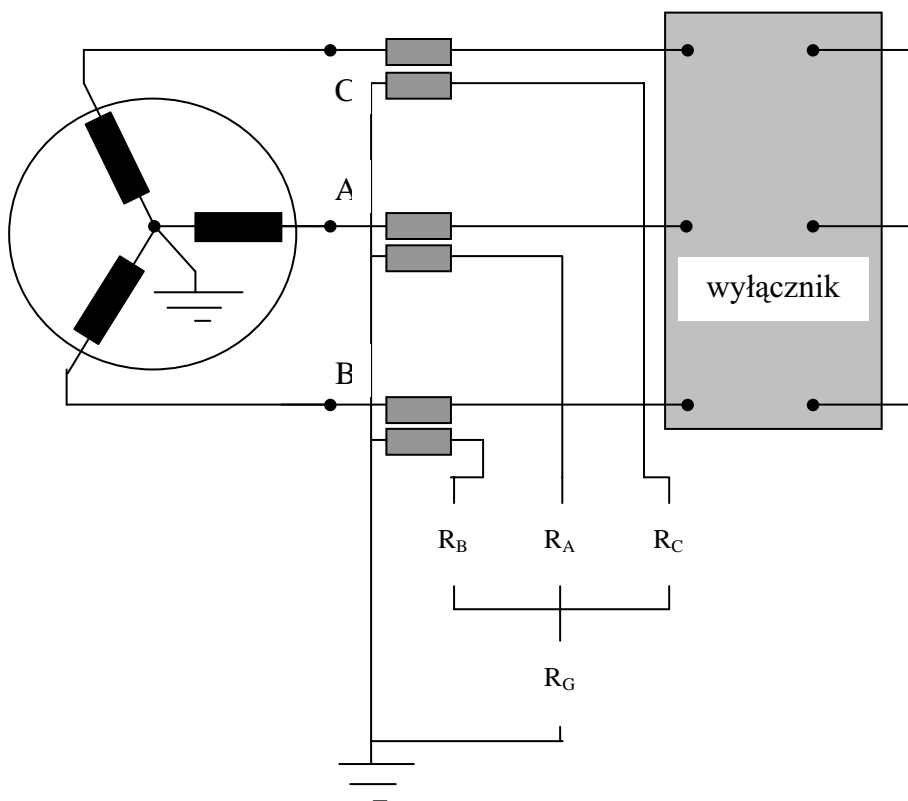
Większość opublikowanych dotychczas wyników badań przekaźników i styczników pracujących w środowisku o przebiegach odkształconych dotyczy konstrukcji elektromechanicznych, w mniejszym stopniu rozwiązań elektronicznych. Publikacje te stanowią uzasadnienie dla następujących stwierdzeń:

- Styczniki/przekaźniki działają bardzo różnie w obecności zakłóceń harmonicznych. Ich reakcja zależna jest nie tylko od rodzaju, typu, producenta tych urządzeń, lecz zmienia się również wraz ze zmianą badanego egzemplarza oraz zmianą cech charakterystycznych widma przebiegu.
- Czułość styczników/przekaźników na harmoniczne prądu lub napięcia maleje wraz ze wzrostem rzędów harmonicznych.
- Większość styczników/przekaźników jest niewrażliwa na odkształcenie napięcia nie przekraczające 20% [1]. Powyżej tej wartości może wystąpić nieprawidłowość ich działania zarówno w typowych jak i nietypowych warunkach pracy zabezpieczanego obiektu.

Przekaźniki prądowe są pobudzane do działania dla dużych wartości prądu np. podczas zwarć, gdy przekracza ona wielokrotnie wartość znamionową. W takich przypadkach

harmoniczne nie mają w zasadzie wpływu na poprawność ich działania, bowiem ich udział w całkowitym prądzie zwarcia jest z reguły bardzo mały².

Występują szczególne przypadki, gdy odkształcenie harmoniczne może powodować nieprawidłowe działanie elementów zabezpieczających w normalnych warunkach pracy systemu. Może tak wystąpić, np. w przekaźnikach zabezpieczających przed doziemieniem, a instalowanych łącznie z nadprądowymi układami zabezpieczającymi. Np. generator na rysunku 26 jest wyposażony w fazowe przekaźniki nadprądowe – R_A , R_B , R_C , dla detekcji prądów zwarcie w systemie. Nastawy tych przekaźników ustawione są na wysokim poziomie w celu wykluczenia ich pobudzającego działania na wyłącznik główny podczas typowych stanów łączeniowych np. rozruchu dużych silników itp. Czwarty przekaźnik R_G - reagujący na doziemienie - jest zwykle instalowany w przewodzie neutralnym, jak na rysunku 26 i reaguje na prądy składowej symetrycznej kolejności zerowej związanej z niesymetrią impedancyjną odbiorników. Ponieważ prąd ten jest zwykle mały, nastawa przekaźnika doziemienia może być dużo mniejsza niż nastawa przekaźników fazowych. Jej niska wartość pozwala na wykrycie zwarcie doziemnych o prądach tak małych, że nie zostaną one wykryte przez przekaźniki fazowe. W przypadku, jeżeli prąd odbiornika będzie zawierał znacząca wartość harmonicznych potrójnych rzędów – głównie trzeciej – mogą one spowodować fałszywe zadziałanie przekaźnika doziemienia, a w konsekwencji pobudzenie/wyłączenie wyłącznika głównego.



Rys. 26 Nadprądowe zabezpieczenie przekaźnika generatora

² Ze względu na możliwe w takim przypadku nasycenie pomiarowych przekładników prądowych, wystąpić może duże odkształcenie prądu wtórnego (szczególnie dla znaczącej wartości składowej stałej prądów uzwojenia pierwotnego). Bardzo trudno wówczas prawidłowo odtworzyć przebieg czasowy prądu, który jest podstawą działania przekaźników instalowanych na wtórnej stronie przekładników.

Innym rodzajem przekaźników, które mogą podlegać wpływowi wh są np. przekaźniki podczęstotliwościowe. Celem ich działania jest odłączenie poszczególnych odbiorników w przypadku deficytu mocy w systemie, co objawia się zmniejszeniem częstotliwości poniżej zadanej wartości. W niektórych rozwiązaniach technicznych, rejestracja częstotliwości polega na zliczaniu przejść przez zero przebiegu czasowego napięcia. Więcej niż dwa przejścia przez zero w każdym okresie mogą spowodować błędny odczyt częstotliwości, a w konsekwencji nieprawidłowe działanie zabezpieczenia np. brak odłączenia odbiornika mimo rzeczywistego zmniejszenia częstotliwości. Obecnie produkowane przekaźniki cyfrowe są mniej czułe na błędne przejścia przez zero [22].

W sieciach nn wyłącznik główny bywa niekiedy wyposażony w czujniki napięcia/prądu działające w oparciu o pomiar wartości szczytowej. Odształcenie harmoniczne może powodować jej wzrost i zadziałanie wyłącznika nawet w przypadku, gdy wartość skuteczna pozostaje w przedziale bezpiecznych wartości.

Bardzo ważnym jest wpływ odształcenia przebiegów na pomiar impedancji dokonywany w przekaźnikach impedancyjnych. Obecność harmonicznych może spowodować znaczny błąd pomiaru w relacji do wartości impedancji dla podstawowej harmonicznej.

W wielu rozwiązaniach technicznych nadprądowych zabezpieczeń czasowych stwierdzono [5] iż czas jego działania (zwłoka czasowa) jest funkcją amplitud i faz harmonicznych odształcających przebieg czasowy prądu. Zasadą działania wielu rozwiązań technicznych jest bowiem odwrotna proporcjonalność pomiędzy czasem ich działania a wartością średnią przebiegu czasowego prądu. Ta ostatnia może podlegać bardzo znaczącym zmianom w zależności od rodzaju odształcenia harmonicznego. Te same badania wykazały, że współczesne rozwiązania przekaźników elektronicznych są mniej czułe na obecność wh.

4.13. Zakłócenia telekomunikacyjne

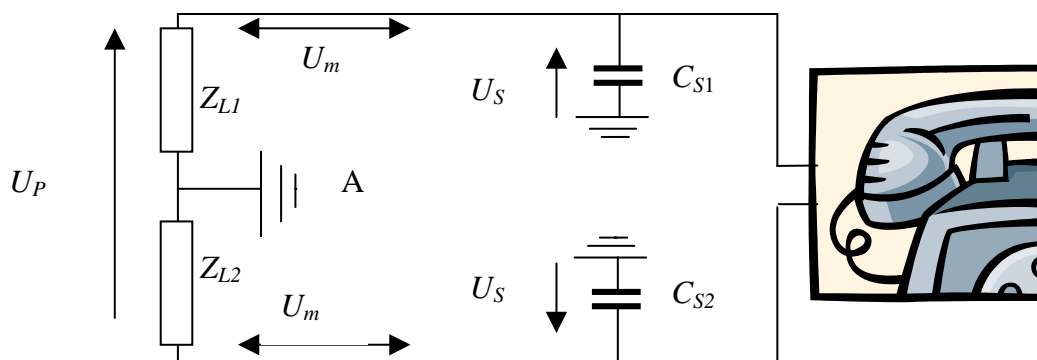
Ten rodzaj zakłóceń jest jednym z najwcześniej rozpoznanych problemów związanych z obecnością wyższych harmonicznych w systemach zasilających. W latach 20-tych, kiedy prostowniki statyczne były po raz pierwszy stosowane w warunkach przemysłowych, bardzo często ich przewody zasilające umieszczano w pobliżu sieci telefonicznych. Będący tego rezultatem „szum” w obwodach telekomunikacyjnych powodował odczucie dyskomfortu u użytkownika. Wysoki poziom szumu obniżał znacząco jakość transmisji, prowadząc niekiedy do całkowitej utraty informacji. Udokumentowano - szczególnie w latach trzydziestych i czterdziestych - liczne przypadki, gdy załączanie dużych odbiorników prostownikowych powodowało przerwy w komunikacji telefonicznej niekiedy na bardzo znaczących obszarach.

Również obecnie dążenie do poprawy jakości transmisji sygnałów wymaga ciągłej analizy interferencji występujących w liniach telefonicznych lokalizowanych w pobliżu dużych systemów elektroenergetycznych, jednakże niebezpieczeństwo ich zaistnienia jest małe. Trzy czynniki współdziałają przy wywołaniu zakłóceń w liniach telekomunikacyjnych. Są to:

- a) *wpływ obwodów energetycznych*. Efekt ich działania zależy od lokalizacji źródeł harmonicznych występujących w systemie elektroenergetycznym w stosunku do obwodów telekomunikacyjnych oraz od amplitud i częstotliwości składowych zakłócających;
- b) *rodzaj i siła sprzężeń występujących w obwodach telekomunikacyjnych*. Mechanizm oddziaływania zewnętrznych czynników zaburzających (harmonicznych napięć i/lub prądów) na obwody telekomunikacyjne może polegać na zjawisku indukcji elektromagnetycznej, elektrostatycznej oraz przewodzeniu.
- c) *wrażliwość obwodów telekomunikacyjnych na zaburzenia zewnętrzne*.

Zakłócenia występują jako rezultat równoczesnego działania wszystkich trzech czynników.

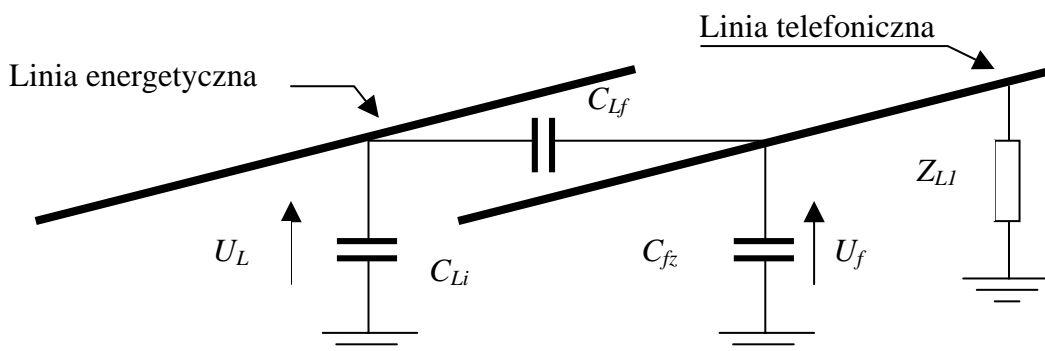
Uproszczony schemat ideowy obwodu telefonicznego, złożonego z przewodów oraz urządzeń terminalowych przedstawia rysunek 27.



Rys. 27. Schemat ideowy obwodu telefonicznego.

Z_{L1} i Z_{L2} reprezentują terminalowe impedancje doziemne przewodów telefonicznych. Ich duże wartości uzasadniają zaniechanie w tych rozważaniach dużo mniejszej własnej impedancji linii telefonicznej. C_{S1} i C_{S2} przedstawiają pasożytnicze pojemności doziemne. Efektem zjawiska indukcji elektromagnetycznej jest napięcie U_m , a indukcji elektrostatycznej napięcie U_S . Można wyróżnić cztery mechanizmy sprzężenia się linii telefonicznych i energetycznych:

- A. Pole magnetyczne linii energetycznej indukuje napięcie poprzeczne U_P w pętli utworzonej przez dwa przewody telefoniczne. Praktyka stosowania skręconych przewodów telefonicznych bardzo znacząco redukuje zakłócający efekt tego zjawiska.
- B. Drugi mechanizm sprzężenia się jest bardzo zbliżony do pierwszego, z tą jedynie różnicą, że pętla indukcji utworzona jest pomiędzy przewodem telefonicznym a ziemią tworzącą przewód zwrotny dla prądu zakłócenia. Ponieważ powierzchnia pętli może być bardzo duża, to zjawisko jest główną przyczyną interferencji w sieciach telefonicznych, których rezultatem jest indukowanie się podłużnych napięć zaburzających U_m .
- C. Trzeci mechanizm to pojemnościowe sprzężenie pomiędzy liniami elektroenergetycznymi i przewodami telefonicznymi. Pojemności wzajemne i doziemne przewodów tworzą dzielniki pojemnościowe sprawiając, że napięcie linii energetycznej U_L dzieli się na pojemności C_{Lf} i C_{fz} ustalając potencjał U_f przewodu telefonicznego (rys. 28).



Rys. 28. Pojemnościowe sprzężenie pomiędzy linią energetyczną i przewodem telefonicznym.

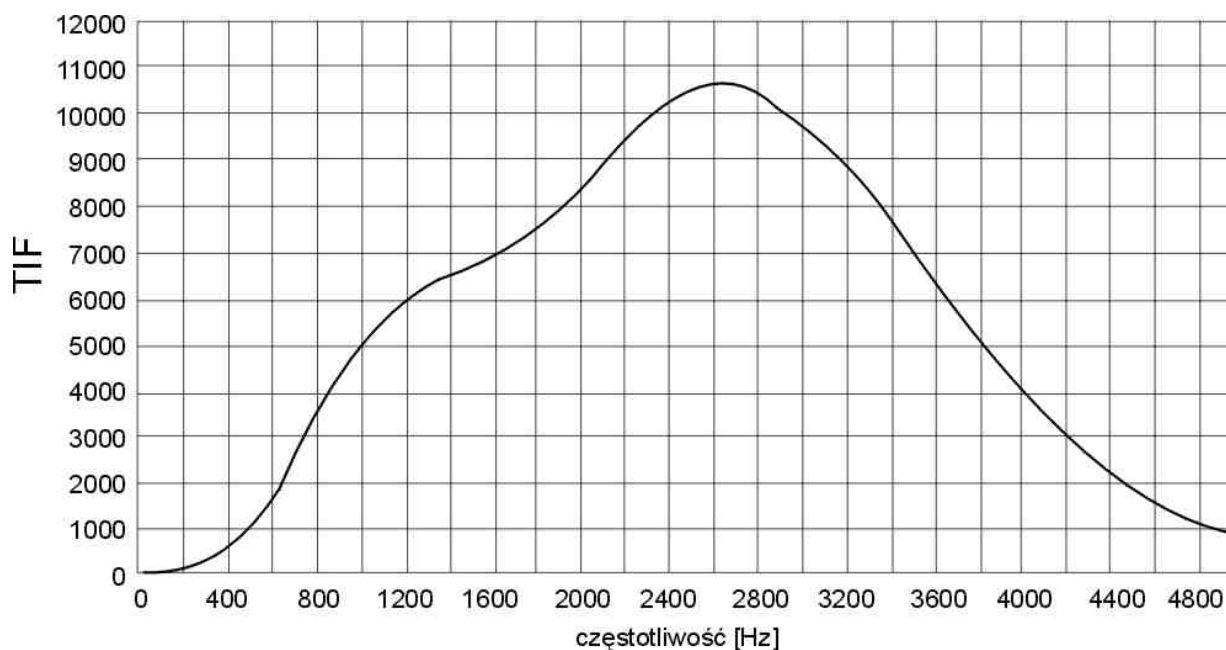
Wartość napięcia U_f jest z reguły bardzo mała w relacji do U_L . Ten rodzaj zaburzeń może odgrywać pewną rolę w przypadku dużej wartości U_L lub dużej wartości C_{Lf} (gdy długie linie przecinają się lub biegną bardzo blisko siebie).

Ekranowanie kabli telefonicznych jest bardzo skutecznym sposobem eliminacji zjawiska indukcji elektrostatycznej, ma natomiast znacznie mniejszy wpływ na redukcję skutków indukcji elektromagnetycznej.

D. Czwarty mechanizm zaburzeń ma charakter przewodzony i związany jest ze wzrostem potencjału ziemi na skutek przepływu prądów wynikających z niesymetrii impedancyjnej odbiorników. Powoduje to wzrost potencjału odniesienia dla sieci telefonicznej, jakim jest potencjał ziemi. W ślad za tym następuje przepływ niesymetrycznych prądów zakłócających, wynikających z różnicy potencjałów pomiędzy punktem odniesienia o podwyższonym lokalnie potencjale (np. punkt A na rys. 27), a odległym uziemionym punktem obwodu telefonicznego. Daje to wzrost napięcia poprzecznego U_p i związane z tym występowanie zakłóceń. Znaczenie tego mechanizmu jest istotne na skutek:

- wielokrotnego uziemiania przewodów neutralnych, co prowadzi do zwiększenia wartości prądów zaburzających. Na tego rodzaju prądy są szczególnie czułe obwody telefoniczne. Stąd minimalizacja ich wartości jest jednym z bardzo ważnych czynników redukcji dokuczliwości zjawiska zakłóceń telekomunikacyjnych;
- wzrasta rezystancja ziemi w następstwie między innymi stosowania nie przewodzących powłok kablowych.

Jeżeli linia telefoniczna lub zastępcze impedancje terminalu nie są symetryczne w odniesieniu do ziemi, indukowane w linii wzdłużne napięcia mogą wywołać różną od zera wartość napięcia poprzecznego U_p . Przykładowo, jeżeli impedancje doziemne Z_{L1} i Z_{L2} dwóch przewodów jak na rysunku 27 są różne, a wartość indukowanych w nich napięć wzdłużnych jest taka sama, wówczas w następstwie przepływu różnych prądów, wystąpi napięcie poprzeczne U_p będące źródłem zakłóceń.



Rys. 29. Zależność współczynnika TIF od częstotliwości

Zakłócenia telefoniczne powodowane przez harmoniczne napięcia i prądu występujące w systemie energetycznym wartościowane są ilościowo za pomocą np. telefonicznego współczynnika odkształcenia harmonicznego TIF (*Telephone Influence Factor*). Współczynnik ten uwzględnia subiektywną wrażliwość percepcji układu: ucho-słuchawka telefoniczna na sygnały zakłócające o różnych częstotliwościach zawarte w paśmie akustycznym. Jest to podstawą idei ważenia poszczególnych harmonicznych prądu i napięcia przy pomocy współczynników, których wartość jest miarą dokuczliwości sygnału.

System współczynników ważenia został po raz pierwszy opracowany w USA. W oparciu o badania przeprowadzone dla ponad 500 różnego typu instalacji telefonicznych, dla licznej populacji (w celu uśrednienia subiektywnych wrażeń) w 1960 r. ustalono zależność współczynnika TIF od częstotliwości.

Wartość każdej harmonicznej napięcia lub prądu jest mnożona przez odczytane z wykresu na rysunku 29 wartości współczynnika wagi.

Poziom zakłóceń występujących w liniach telefonicznych zależy także od wartości harmonicznej napięcia lub prądu występujących w systemie energetycznym. Uwzględniają to stosowane w praktyce wielkości tj.:

$$IF = \left[\sum_{n=1}^{\infty} (I_{(n)} TIF_{(n)})^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

gdzie:

$I_{(n)}$ - skuteczna wartość n -tej harmonicznej prądu występującej w systemie elektroenergetycznym;

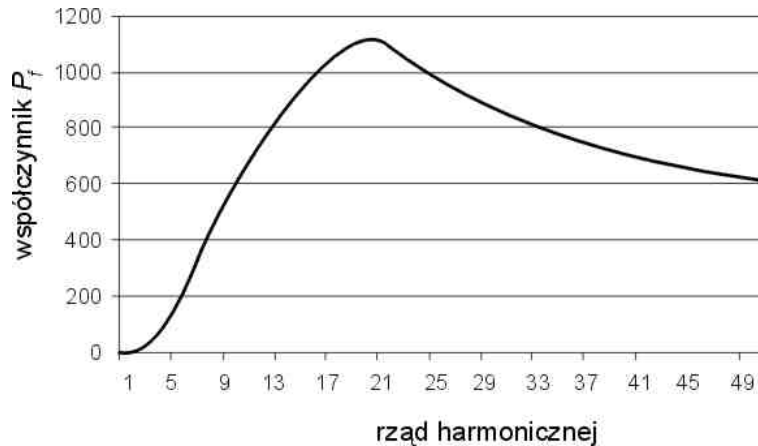
$TIF_{(n)}$ - wartość współczynnika TIF dla n -tej harmonicznej;

$$kVT = \left[\sum_{n=1}^{\infty} (kU_{(n)} TIF_{(n)})^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

$kU_{(n)}$ - skuteczna wartość n -tej harmonicznej napięcia w kV.

Systemy transmisji i rozdziału energii elektrycznej muszą spełniać wymagania normalizacyjne określające maksymalne wartości współczynników IF lub kVT , w przypadkach, gdy ze względu na wzajemne ułożenie mogą znacząco oddziaływać na znajdujące się w pobliżu sieci telefoniczne. Wartość tych współczynników zmienia się w zależności od rozważanych regionów.

W Europie podobny system został przyjęty później, a opracowany przez *International Consultation Commissions on Telephone and Telegraph Systems*. Jest to tzw. *psophometric weighting system*. Każda harmoniczna (również podstawowa) jest mnożona przez odpowiedni współczynnik ważenia p_f (rys. 30) uwzględniający reakcję ludzkiego ucha oraz charakterystykę sprzętu mikrofonowego w paśmie częstotliwości akustycznych. Występuje niewielka różnica wartości współczynników wagi pomiędzy systemem europejskim i amerykańskim.



Rys. 30. Zależność współczynnika p_f od częstotliwości

W praktyce pomiar dokuczliwości zakłóceń jest wykonywany za pomocą psfometru, (miernika poziomu szumów), mierzącego wartość skuteczną sygnału, wyposażonego w filtr wejściowy o charakterystyce częstotliwościowej odtwarzającej charakterystykę ważenia harmonicznego. Efektem pomiaru jest między innymi tzw. psfometryczny prąd:

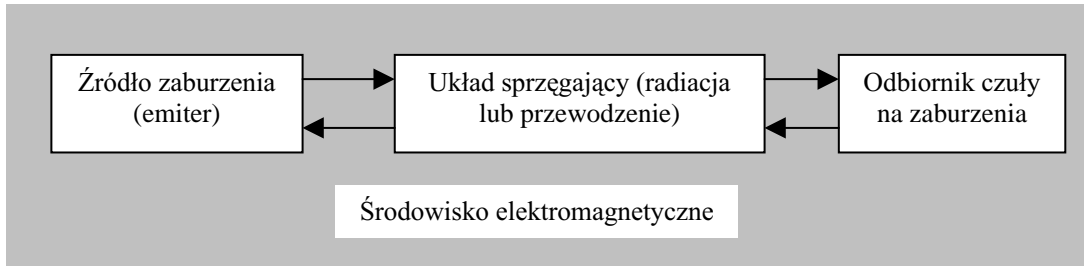
$$I_P = \frac{1}{P_{800Hz}} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (p_f I_{(n)}^2)^2} \quad \text{gdzie} \quad P_{800Hz} = 1000$$

W obydwu stosowanych obecnie systemach współczynniki wagi podlegają rewizji w miarę rozwoju systemów komunikacji telefonicznej.

Dziś ten rodzaj interferencji ciągle występuje. Stanowi jednakże znacznie mniejszy problem. Upowszechnia się pogląd, że znaczenie zaburzeń harmonicznego staje się coraz mniejsze w następstwie stosowania w telekomunikacji nowych technik: hardware (światłowody) i software (fazowa modulacja).

5. SPOSOBY REDUKCJI NEGATYWNYM SKUTKÓW WH

5.1. Sposoby redukcji odkształcenia napięcia



Rys. 31. Wzajemne oddziaływania elementów środowiska elektromagnetycznego

W środowisku elektromagnetycznym, w procesie wzajemnego oddziaływania uczestniczą trzy elementy składowe (rys. 31):

- A. źródło zaburzenia, w rozważanym przypadku oddziaływania harmonicznego, jest to nieliniowy odbiornik będący źródłem harmonicznym,
- B. odbiornik podlegający zewnętrznemu zaburzeniu, które w wielu przypadkach może doprowadzić do degradacji jakości jego pracy,
- C. układ sprzęgający odbiornik ze źródłem zaburzenia, inaczej – ścieżka transmisji zaburzenia. Dla rozważanych zaburzeń, o charakterze głównie przewodzonego, będzie to sieć zasilająca.

Redukcja wartości wh napięcia, tym samym redukcja skutków ich obecności, to zespół technicznych działań dotyczących każdego z trzech wyszczególnionych powyżej elementów środowiska elektromagnetycznego. Błędem jest obarczanie odpowiedzialnością za złą jakość energii elektrycznej wyłącznie końcowych jej odbiorców i zmuszanie wyłącznie ich do ograniczenia wartości generowanych harmonicznym. Również dostawca energii powinien wśród wielu różnych działań prowadzić ciągłą kontrolę poziomu odkształcenia napięcia, aby wykluczyć niebezpieczeństwo jego rezonansowego wzrostu.

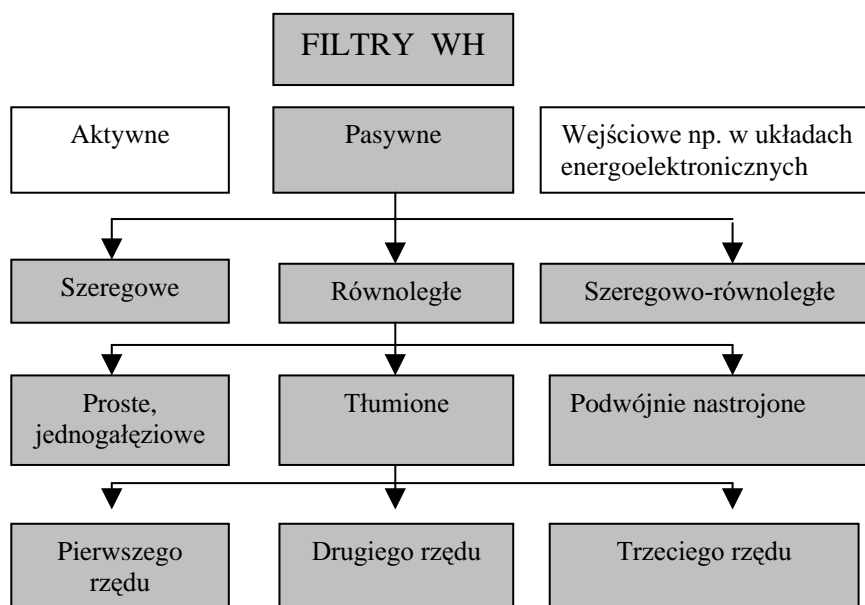
5.2. Redukcja emisji harmonicznym

5.2.1. Równoległe filtry wyższych harmonicznym (wh)

Filtry pasywne

W przypadku, gdy współczynnik odkształcenia napięcia przekracza (dla instalacji istniejących) lub przekroczyłby (dla nowo projektowanych instalacji) dopuszczalna wartość, powstaje potrzeba przyłączenia do szyn zasilających filtry wh. Są to obecnie prawie wyłącznie filtry równoległe, które w efekcie odpowiedniego doboru wartości elementów biernych LC stanowią gałąź o małej impedancji bocznikującą impedancję sieci zasilającej. Spełniają podwójną rolę. Odciażają system zasilający od wh prądu oraz są źródłem potrzebnej do kompensacji mocy biernej podstawowej harmonicznym. Wszystkie konfiguracje filtrów dla tej harmonicznym mają charakter pojemnościowy.

Układ filtrów jest projektowany każdorazowo dla konkretnego punktu zasilania systemu tak, aby uzyskać pożądany przebieg częstotliwościowej charakterystyki impedancyjnej. Rysunek 32 przedstawia schemat klasyfikujący różne rodzaje filtrów wh.



Rys. 32. Przykładowy schemat klasyfikujący różne rodzaje filtrów wh

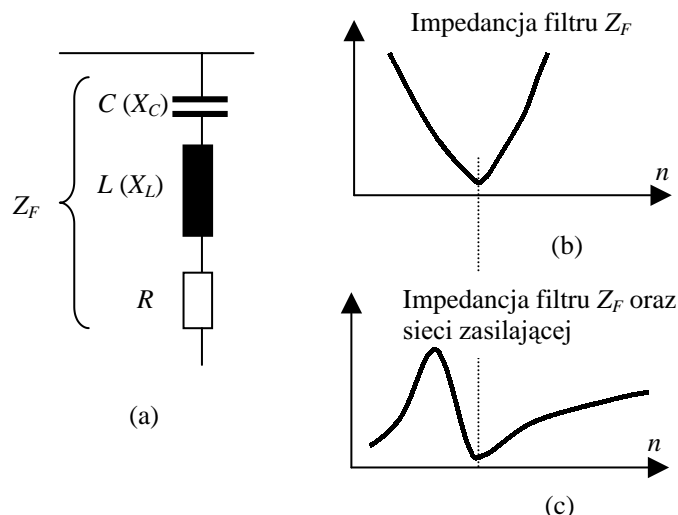
Źródło wh	Filtr	Sieć zasilająca
Moc bierna podstawowej harmonicznej wynikająca z potrzeb kompensacyjnych	Rodzaj i moc	Częstotliwościowa charakterystyka impedancyjna
Spektrum prądu filtrowanego odbiornika	Miejsce przyłączenia	Pierwotne widmo harmoniczne napięcia
		Poziomy kompatybilności

Rys. 33. Zbiór danych potrzebnych przy projektowaniu filtru

Filtry rezonansowe proste i podwójnie nastrojone gwarantują małą impedancję dla wybranych częstotliwości rezonansu szeregowego gałęzi, podczas gdy filtry tłumione mają małą impedancję w szerokim przedziale wartości częstotliwości. Stąd ich inna nazwa – filtry szerokopasmowe. Najczęściej stosuje się filtry rezonansowe dla pojedynczych harmonicznych oraz filtr szerokopasmowy. Nie wyklucza to oczywiście możliwości stosowania innych rozwiązań – korzystnych technicznie i ekonomicznie - w konkretnych przypadkach zastosowań.

Wiele różnych, wzajemnie zależnych czynników ma wpływ na projektowanie filtrów wh. Ich zbiór przedstawiony jest schematycznie na rysunku 33.

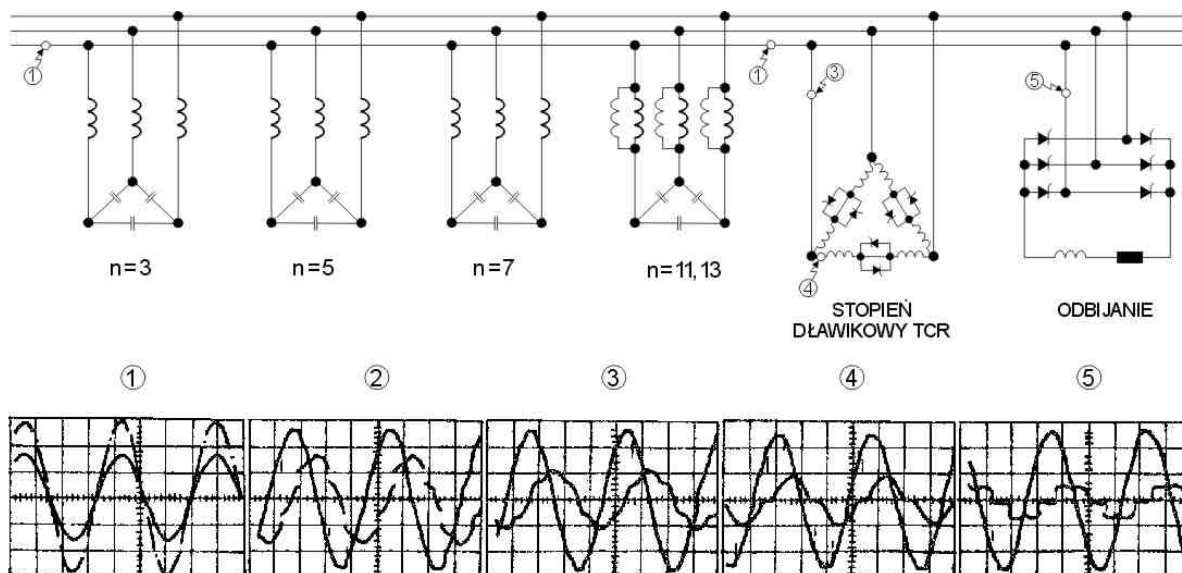
Filtr rezonansowy pojedynczej harmonicznej (filtr prosty)



Rys. 34. Schemat zastępczy filtru prostego oraz jego typowe charakterystyki impedancyjne: b) filtru; c) filtru wraz z siecią zasilającą

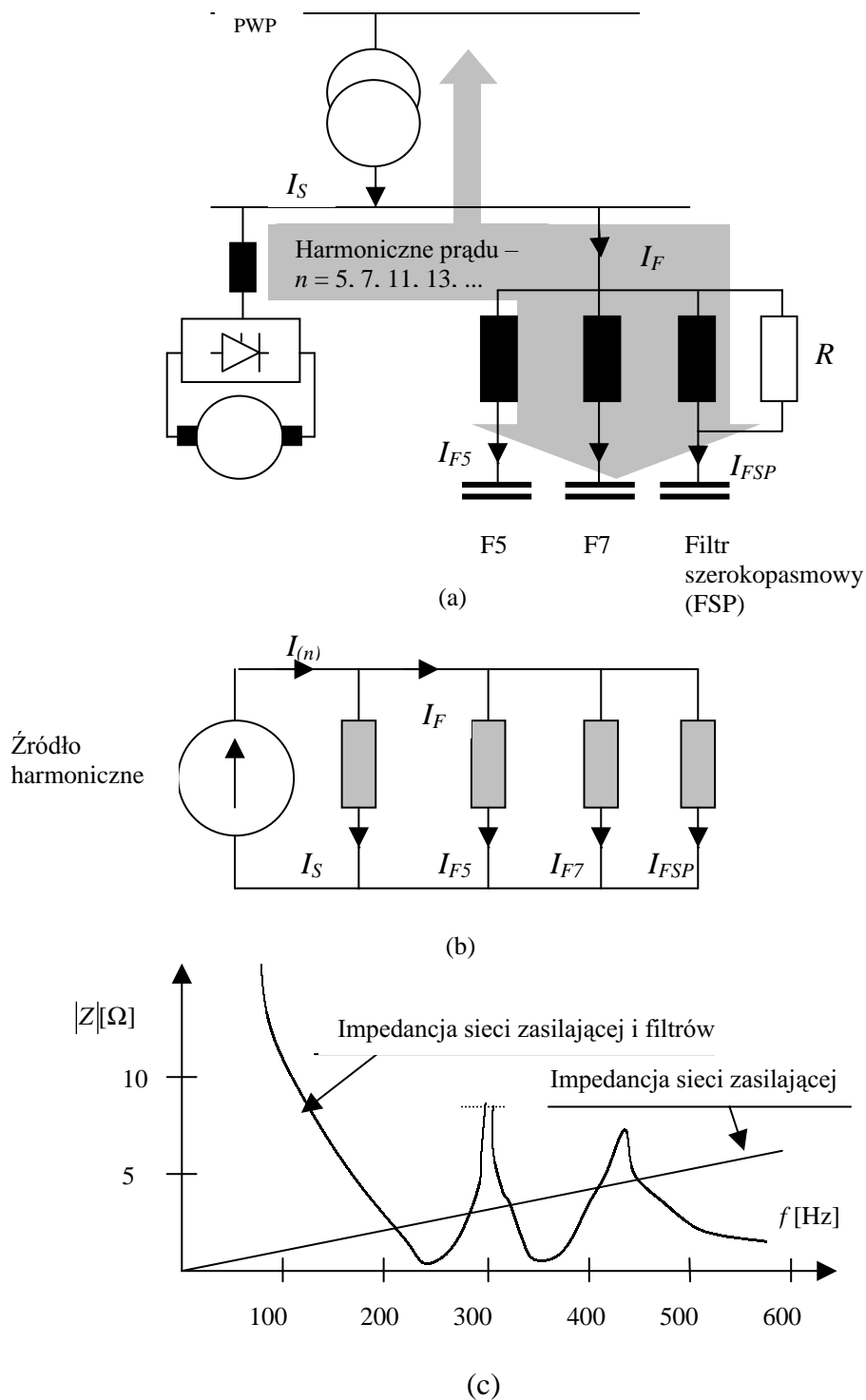
Schemat zastępczy oraz typowe charakterystyki impedancyjne filtru prostego oraz układu filtr prosty - sieć zasilająca przedstawia rysunek 34. Rezystancja R jest głównie rezystancją dławika, bowiem jej wartość dla kondensatorów jest praktycznie pomijalna.

Gałąź filtru przyłączona do zacisków odbiornika nieliniowego dostrojona do generowanej przez niego harmonicznej n -tego rzędu powoduje, że w idealnych warunkach płynie ona tylko w jego obwodzie, a nie jest obecna w sieci zasilającej.



Rys. 35 Schemat instalacji kompensatora przeznaczonego do kompensacji prądu biernego i filtracji wh 6-pulsowego

Filtry są w zasadzie projektowane tak, aby każda z filtrowanych częstotliwości miała swój własny obwód filtracyjny dostrojony – poprzez odpowiedni dobór wartości indukcyjności i pojemności – do rezonansu szeregowego dla wybranej częstotliwości filtrowanej harmonicznej.



Rys. 36. a) Przykładowa instalacja filtrów dla napędu przekształtnikowego prądu stałego wraz z: b) schematem zastępczym oraz c) charakterystyką impedancyjną w PWP

Znając wartości wh prądu występujących w miejscu przewidywanego zainstalowania filtrów, zakłada się ich eliminację zaczynając od najmniejszej występującej harmonicznej sprawdzając następnie kolejno współczynnik odkształcenia napięcia, aż do uzyskania pożądanego ograniczenia jego wartości. Efekt działania kilku filtrów stanowiących elementy składowe nadążnego kompensatora FC/TCR przeznaczonych do kompensacji mocy biernej mostka tyrystorowego przedstawiono na rysunku 35.

Do współpracy z układem przekształtnikowym 6 pulsowym stosuje się najczęściej filtry 5 harmonicznej, rzadziej, głównie przy dużych mocach układów tyrystorowych – filtry 5 i 7 harmonicznej. W tym ostatnim przypadku istotny jest optymalny – z punktu widzenia przyjętego kryterium np. minimum strat, kosztów lub gabarytów itp. – rozdział mocy biernej dla harmonicznej podstawowej pomiędzy poszczególne filtry. Rysunek 36 przedstawia przykładową instalację filtrów dla napędu przekształtnikowego prądu stałego wraz ze schematem zastępczym oraz charakterystyką impedancyjną w PWP.

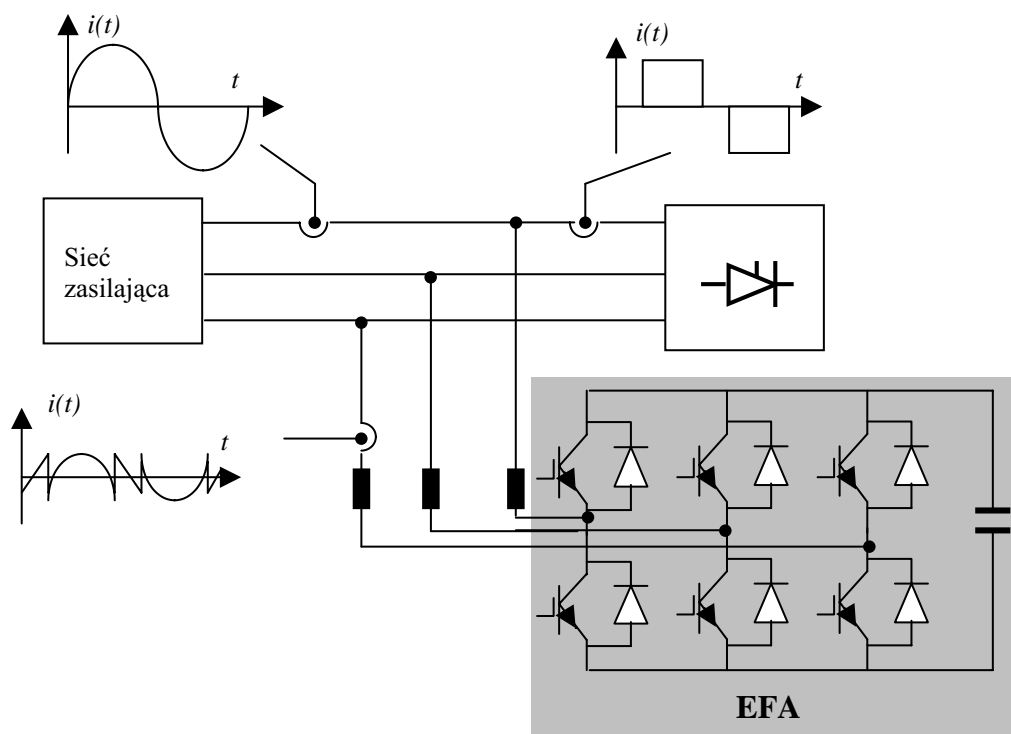
Wady filtrów pasywnych³

1. System elektroenergetyczny wraz z filtrami pasywnymi stanowi słabo tłumiony układ RLC wymagający na etapie projektowania uważnej analizy charakterystyk częstotliwościowych w celu wykluczenia zjawisk rezonansowych. Już dla częstotliwości bliskiej częstotliwości rezonansowej następuje silne wzmocnienie tej harmonicznej w napięciu zasilających (pod warunkiem, że występuje pobudzenie harmoniczne w układzie).
2. Skuteczność działania filtru zależy bardzo silnie od impedancji systemu zasilającego w punkcie jego przyłączenia. Zwykle jej wartość nie jest dokładnie znana i zmienia się wraz ze zmianą konfiguracji sieci.
3. Filtry ulegają rozstrojeniu na skutek zmian częstotliwości zasilania oraz zmian wartości elementów składowych LC (np. w efekcie procesu starzenia kondensatorów). Negatywny tego skutek można zredukować między innymi poprzez odpowiednie dostrojenie filtru lub zmniejszenie jego dobroci. Ten ostatni sposób daje jednakże wzrost strat mocy czynnej oraz wzrost nie filtrowanej harmonicznej w napięciu. Idealna filtracja przy pomocy filtrów pasywnych nie jest więc możliwa szczególnie w przypadku niestacjonarnych wh .
4. W prądzie filtru zawarte są również wh płynące pod wpływem harmonicznych napięcia źródła zasilania. Możliwy jest przypadek rezonansu szeregowego filtru z impedancją systemu.
5. Filtrowaniu podlegają tylko wybrane wh o dominujących wartościach. Nie są filtrowane harmoniczne uznane za niecharakterystyczne dla odbiornika, które mogą jednakże wystąpić w jego prądzie zasilającym.
6. Filtry pasywne stanowią duży i kosztowny element systemów kompensacji. W przypadku filtrów pojedynczych harmonicznych ich liczba odpowiada ilości filtrowanych wh . Stosowanie w ich miejsce filtrów wyższych rzędów w praktyce obniża skuteczność filtracji, wymaga elementów składowych o dużych mocach oraz obniża sprawność instalacji.
7. Filtry powodują zakłócenia teletransmisyjne.

³ Opracowano wiele aktywnych układów energoelektronicznych, które instalowane w gałęziach filtrów pasywnych poprawiają skuteczność ich działania.

Równoległe filtry aktywne

Zasada działania tych układów energoelektronicznych polega na eliminacji z prądów odbiornika nieliniowego tych składowych, które nie są prądami czynnymi tzn. sinusoidalnymi i współfazowymi z odpowiednimi napięciami fazowymi (rys. 37). Układ energoelektroniczny realizując zasadę aktywnej filtacji generuje więc przebieg czasowy prądu będącego w przeciwfazie względem niepożądanego składowego w prądzie odbiornika. Tym samym sprawia, że w sieci zasilającej płynie prąd sinusoidalny.

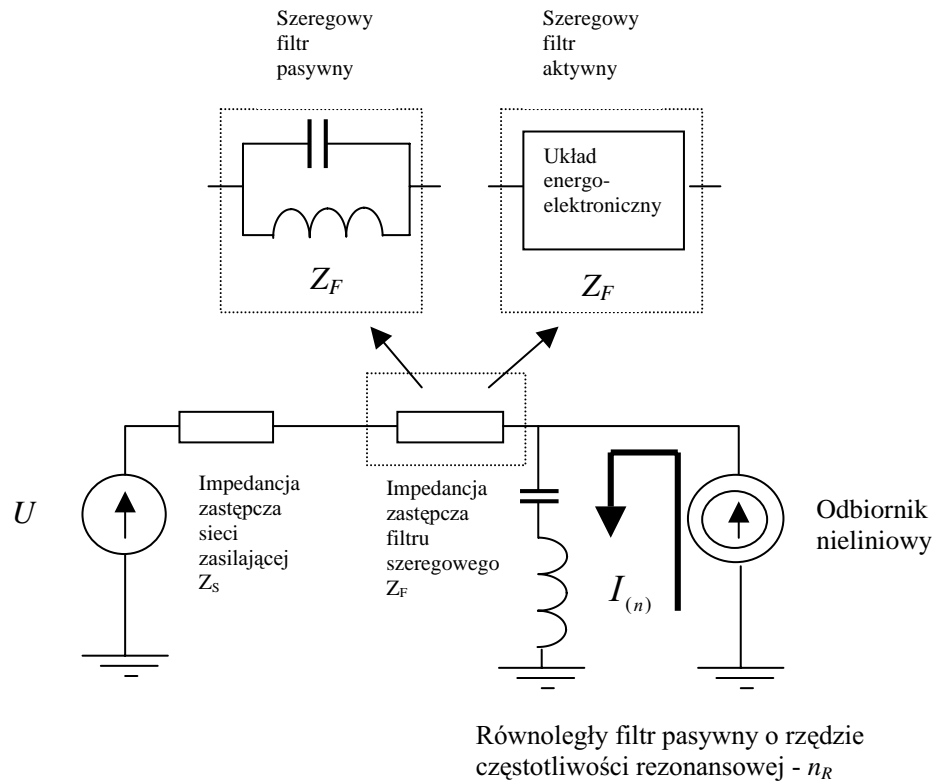


Rys. 37. Zastosowanie równoległego filtra aktywnego do kompensacji trójfazowego prostownika

5.2.2. Filtry szeregowe

Do grupy rozwiązań technicznych kształtujących impedancję sieci zasilającej należy zaliczyć również filtry szeregowe. W tym przypadku celem działania nie jest redukcja impedancji zastępczej źródła zasilania lecz wręcz przeciwnie jej wzrost dla wybranej/wybranych wh (rys. 38b). Dzięki temu zasadniczej poprawie podlega skuteczność działania równoległych filtrów pasywnych przyłączanych do zacisków nieliniowego odbiornika reprezentowanego na rysunku 38 przez źródło prądu $I_{(n)}$. Impedancja zastępcza filtra szeregowego Z_F powinna mieć wartość:

- bliską zero dla podstawowej harmonicznej (aby nie wpływała na wymianę energii pomiędzy źródłem zasilania i odbiornikiem w dziedzinie tej harmonicznej),
- bardzo dużą dla harmonicznej filtrowanej przez pasywny filtr równoległy (o rzędzie n_R). Spowoduje to, że prąd tej harmonicznej będzie płynął prawie wyłącznie w obwodzie tego filtra, nie będzie obecny w sieci zasilającej.



(a)



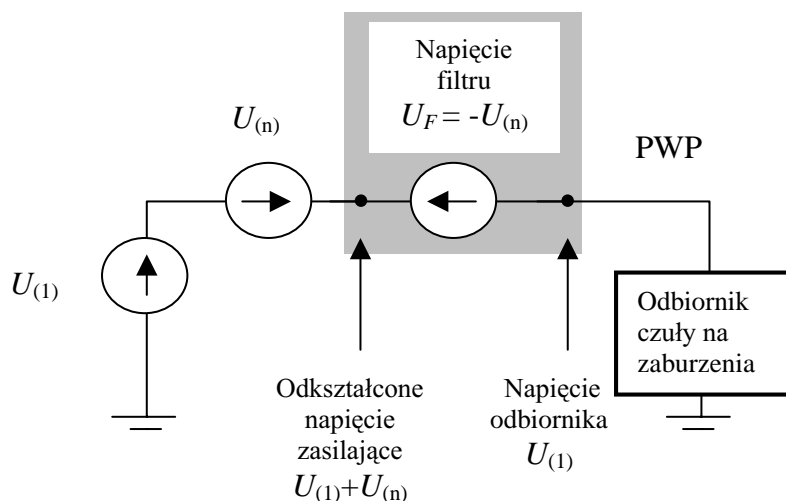
(b)

Rys. 38. Filtr szeregowy do redukcji wh w sieci zasilającej (a) oraz charakterystyki częstotliwościowe szeregowego filtru pasywnego (b)

Filtr szeregowy może być zrealizowany jako układ pasywny lub aktywny. W pierwszym przypadku będzie to w najprostszej postaci dwójnik równoległy LC połączony szeregowo pomiędzy źródło zasilania i odbiorniki, w którym występuje rezonans równoległy dla harmonicznej o rzędzie n_R . Dla tej harmonicznej impedancja filtru ma bardzo dużą wartość, tym samym blokowany jest jej przepływ w sieci zasilającej.

W szeregowym filtrze aktywnym wartość impedancji Z_F jest kształtowana za pomocą odpowiedniego układu energoelektronicznego.

Jeżeli napięcie źródła zasilania prócz harmonicznego podstawowego zawiera również wyższą harmoniczną, to może ona być eliminowana z zacisków czułego odbiornika za pomocą aktywnego filtra szeregowego w układzie jak na rysunku 39. Filtr ten wytwarza napięcie będące w przeciwfazie w stosunku do niepożądanego składowej odkształcającej napięcie zasilania gwarantując sinusoidalność jego przebiegu czasowego w PWP.



Rys. 39. Aktywna filtacja szeregową harmonicznego napięcia zasilającego

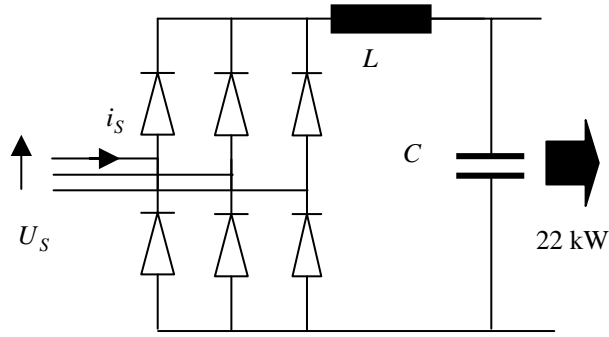
5.2.3. Redukcja emisji harmonicznego w odbiorniku nieliniowym

Prócz omówionych pasywnych i aktywnych układów filtracyjnych, inne rozwiązania techniczne podejmowane w celu redukcji wartości generowanych harmonicznego zależą od rodzaju odbiornika. Dotyczą bowiem zmian w jego strukturze lub zmian technologicznych. Przykładowo w przypadku pieca łukowego jest to cały zespół działań zmierzających do „uspokojenia” pracy pieca. Na rysunku 40 przedstawiono schematycznie zestawienie różnych przedsięwzięć technicznych, celem, których jest zmniejszenie szkodliwego harmonicznego oddziaływania układów nieliniowych na sieć zasilającą. Szczegółowe omówienie każdego z nich przekracza ramy tego opracowania. Zainteresowani czytelnicy mogą zapoznać się z nimi w licznych pozycjach książkowych z dziedziny energoelektroniki. Tu zostały omówione przykładowo tylko najbardziej powszechne sposoby.

Dławiki wejściowe

W wielu przypadkach zastosowanie dławików wejściowych w obwodzie prądu przemiennego lub w obwodzie prądu stałego (rys. 41a) zmniejsza w zasadniczy sposób poziom odkształcenia prądu przekształtnika.

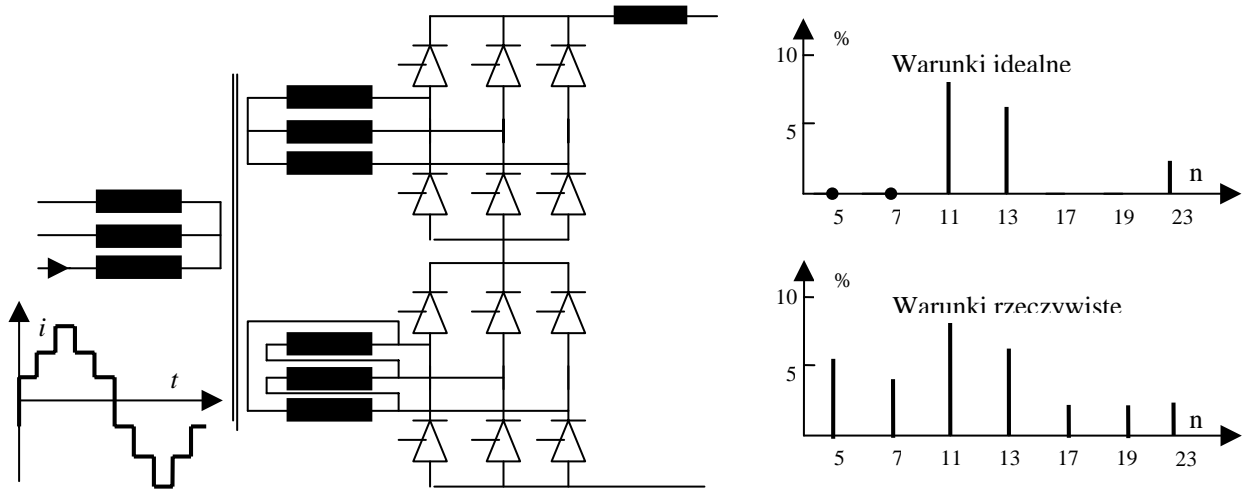
Na rysunkach 41b-e przedstawiono przebiegi czasowe prądu wybranej fazy układu dla niesterowanego prostownika obciążonego po stronie prądu stałego mocą 22 kW, dla różnych wartości indukcyjności dławika L i pojemności kondensatora C . W przypadku (41b) współczynnik odkształcenia prądu ma wartość 30%, podczas gdy dla przypadku (41e), ze względu na małą indukcyjność dławika, THD wzrasta do poziomu 180%.



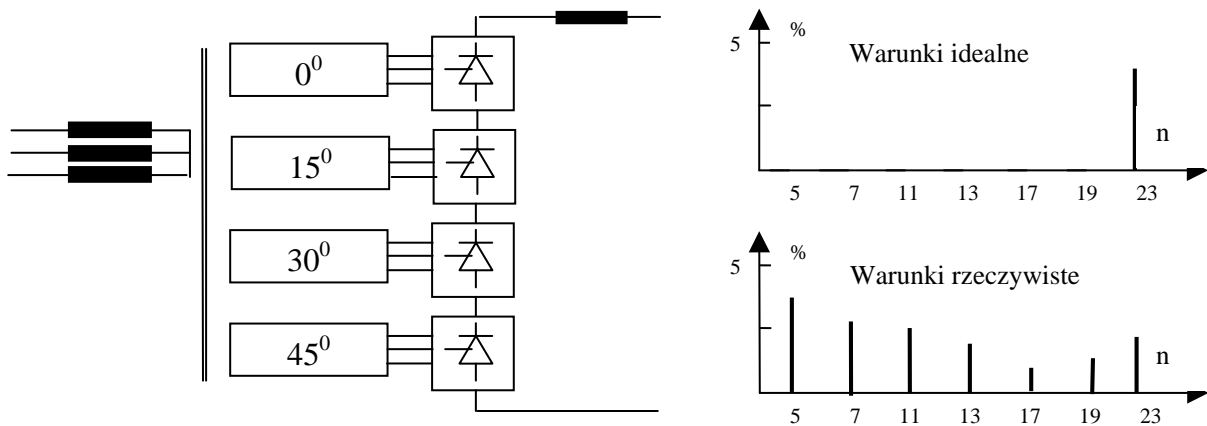
(a)

Rys. 41. Wpływ wartości dławika i kondensatora w obwodzie prądu stałego na poziom odkształcenia prądu wejściowego prostownika

Układy wielopulsacyjne



(a)

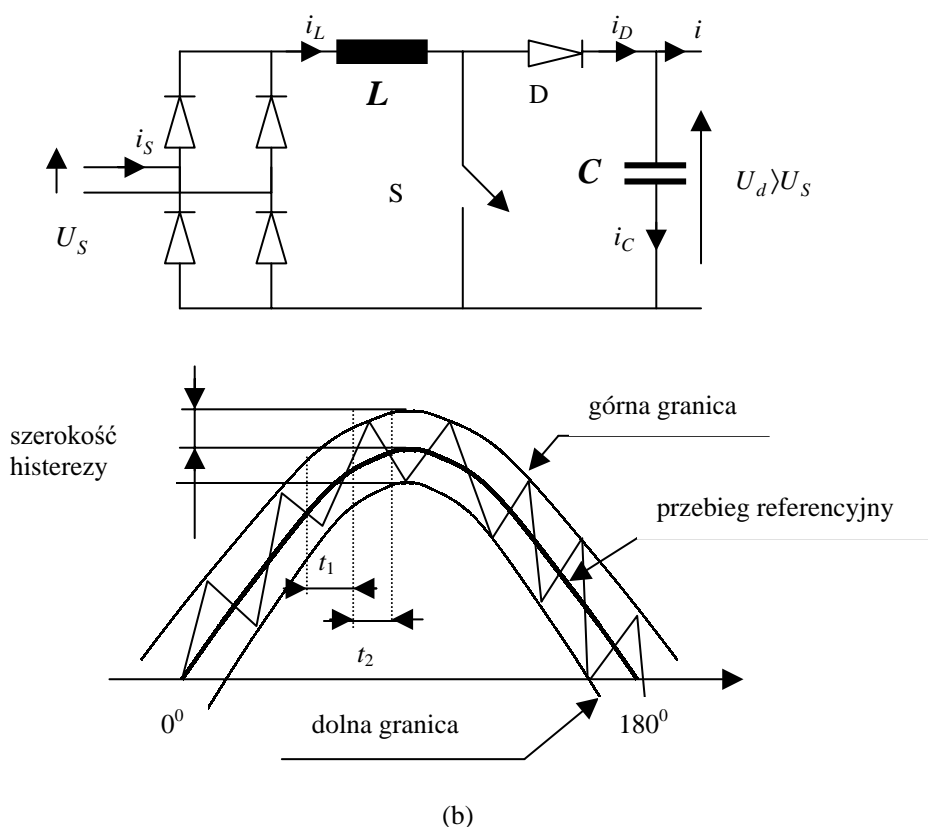


(b)

Rys. 42. Redukcja zawartości wh prądu w układzie przekształtnika: a) 12-pulsowego, b) 24- pulsowego

Dla zmniejszenia współczynnika odkształcenia prądu przekształtnika, a tym samym wyeliminowania negatywnych skutków obecności wh w sieci zasilającej, najbardziej rozpowszechnionym sposobem jest zwiększenie liczby pulsów. Ekwiwalentny, wielopulsacyjny reżim pracy można uzyskać poprzez szeregowe lub równoległe łączenie przekształtników o mniejszej liczbie pulsów. Na rysunku 42a przedstawiono sposób realizacji układu 12 pulsowego, a na rysunku 42b układu 24-pulsowego. Uwzględniając związki określające wartości wh charakterystycznych przekształtnika $n = pk \pm 1$ $k=1, 2, 3$ oraz ich amplitud $I_{(n)} = \frac{1}{n}$ (teoretycznie) widać wyraźnie korzystny wpływ wzrostu liczby pulsów polegający na eliminacji (w praktyce redukcji wartości) harmonicznych o niższych rzędach.

Aktywne kształtowanie prądu wejściowego przekształtnika

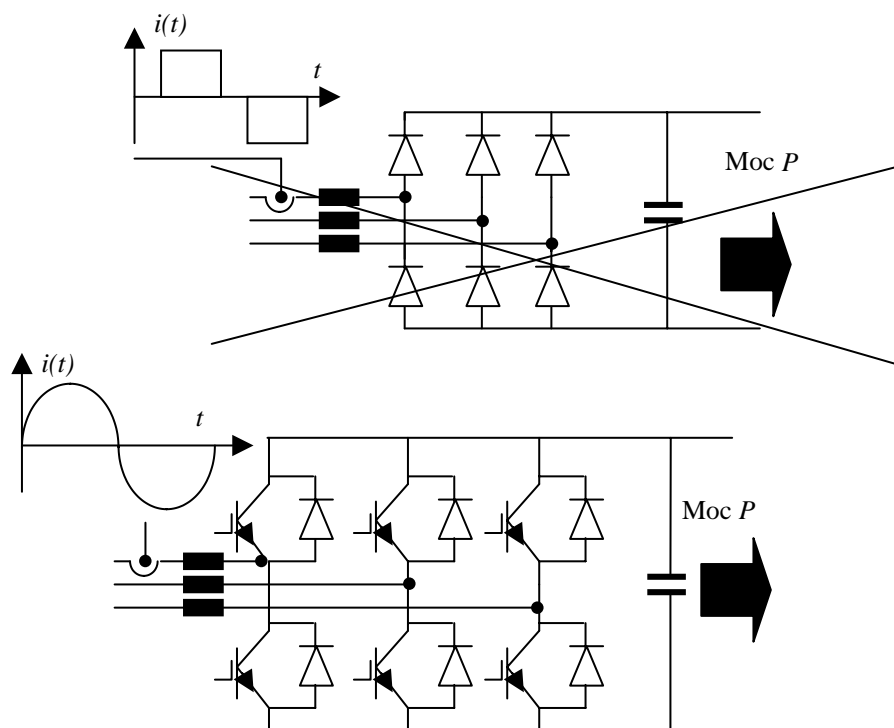


Rys. 43. Zasada aktywnego kształtowania prądu wejściowego (b) w układzie jednofazowego prostownika (a)

Na rysunku 43 przedstawiono przykładowo koncepcję aktywnego kształtowania przebiegu czasowego prądu wejściowego jednofazowego prostownika z filtrem pojemnościowym, powszechnie stosowanego w sprzęcie domowym i biurowym.

Zamknięcie łącznika S powoduje wzrost prądu wejściowego prostownika oraz wzrost energii zgromadzonej w polu magnetycznym dławika L – t_1 (rys. 43b). Otwarcie łącznika wymusza przepływ prądu i_d , pod wpływem siły elektromotorycznej samoodukcji, przez diodę D i kondensator C . W tym okresie prąd i_s maleje – t_2 (rys. 43b). Chwila otwarcia i zamknięcia łącznika S określona jest osiągnięciem przez prąd źródła zasilania górnej lub dolnej granicy wartości dopuszczalnej. Zmniejszenie szerokości histerezy jak na rysunku 43b umożliwia dokładniejsze odtworzenie prądu referencyjnego współfazowego z napięciem sieci zasilającej.

Zastosowanie techniki modulacji szerokości impulsów (PWM), rozwój technologii elementów półprzewodnikowych dużej mocy (IGBT, tranzystory mocy) dopuszczających duże graniczne częstotliwości łączenia czyni możliwym coraz powszechniejsze stosowanie aktywnego kształtowania prądu wejściowego przekształtnika. Ten rodzaj układów zastępuje w coraz większym stopniu dotychczas stosowane rozwiązania (rys. 44). Wadą tych układów jest ciągle jeszcze znaczny ich koszt.

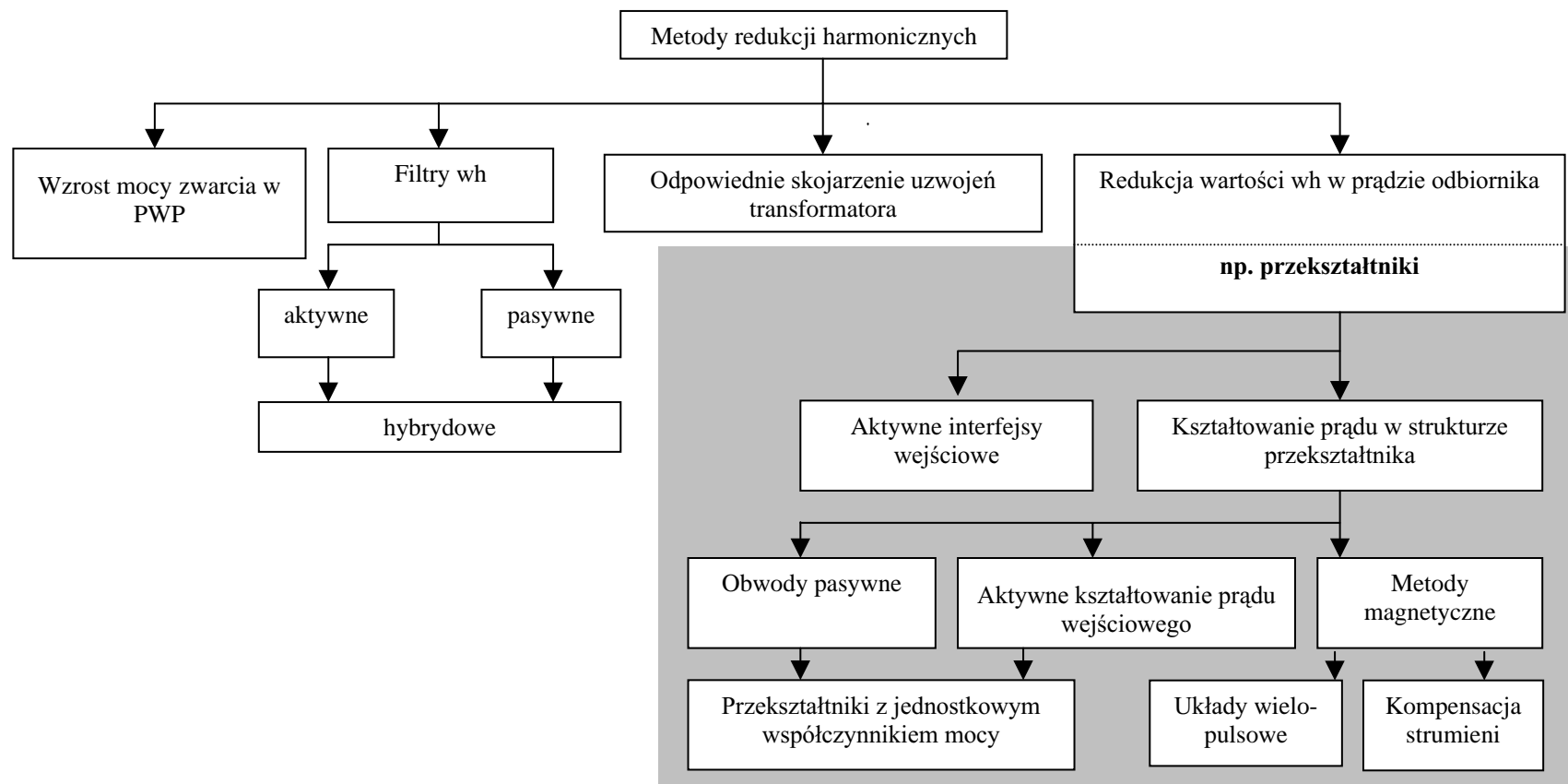


Rys. 44. Trójfazowy układ przekształtnika z aktywnym kształtowaniem sinusoidalnego prądu wejściowego

5.3. Redukcja sprzężenia czułego na zaburzenia odbiornika ze źródłem harmonicznych

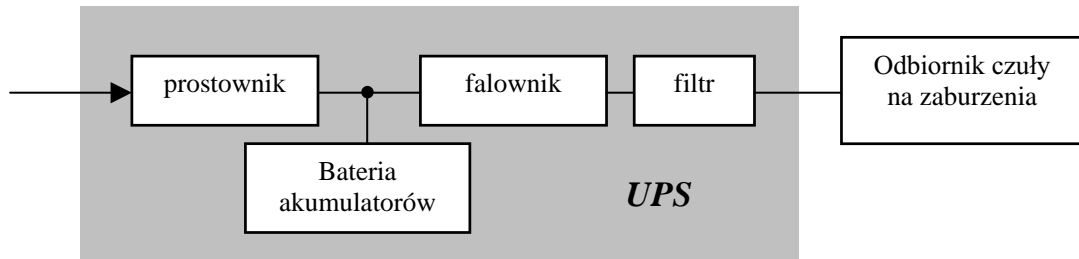
Redukcja (lub ogólnie kształtowanie) impedancji sieci zasilającej $Z_{s(n)}$, pozwala, przy założeniu stałej wartości prądu odbiornika $I_{(n)} = const$, zmniejszyć wartość spadku napięcia $\Delta U_{(n)}$ tym samym zmniejszyć wartość jego odkształcenia (rys. 17). Wzrost mocy zwarcia w PWP, czyli zmniejszenie impedancji zastępczej linii zasilającej (w praktyce zastępczej reaktancji indukcyjnej bowiem $R_s \cong 0$ a $Z_{s(n)} \cong n\omega L_{(s)}$, gdzie R_s , L_s – rezystancja i indukcyjność zastępcza linii) można zrealizować w różny sposób, np. poprzez: rozbudowanie systemu zasilającego, eliminację dławków szeregowych, równoległą pracę linii zasilających i transformatorów, wzrost mocy transformatorów i/lub zmniejszenie ich napięć zwarcia itp. Do tej grupy działań można również zaliczyć kompensację impedancji linii przy pomocy kondensatorów szeregowych o stałej lub coraz częściej zmiennej wartości.

Korzystnym jest zasilanie nieliniowych odbiorników dużej mocy bezpośrednio z linii WN. Gwarantuje to dostatecznie dużą wartość mocy zwarcia w miejscu ich przyłączenia.



Rys. 40. Metody redukcji skutków obecności wyższych harmoniczych

5.3.1. Bezprzerwowe układy zasilające



Rys. 45. Schemat blokowy podstawowej konfiguracji UPS

Są to układy, celem działania których jest automatyczne, bez opóźnienia i bez stanów przejściowych zagwarantowanie zasilania w każdym przypadku, gdy normalny układ zasilający przestanie prawidłowo funkcjonować (rys. 45). Prócz zagwarantowania ciągłości zasilania UPS spełniają również często funkcję układów zasilających o podwyższonych wskaźnikach energetycznych tzn. gwarantują stabilizację napięciu oraz chronią odbiorniki przed większością zakłóceń pochodzących z sieci zasilającej, w tym również przed występującym tam odkształceniem.

5.4. Zmniejszanie czułości odbiorników na zaburzenia.

W przypadku zaburzeń harmonicznych obserwuje się proces przeciwny do zamierzonego. Czułość współczesnych odbiorników wzrasta z bardzo nielicznymi wyjątkami, których pozytywnym przykładem mogą być np. odbiorniki telewizyjne. Normalizacja w dziedzinie testów odpornościowych sprzętu rozwija się bardzo wolno, kształtowana głównie przez środowiska elektroenergetyków i producentów.

6. POMIAR HARMONICZNYCH

Pomiar w oparciu jest na transformacji Fouriera i jej modyfikacjach oraz udoskonaleniach. Transformata ta może być zastosowana do dowolnej funkcji zarówno okresowej jak i nie okresowej. Wynikiem transformaty jest spektrum w dziedzinie częstotliwości, które w przypadku nieokresowej funkcji czasu jest ciągłe i nie posiada składowej podstawowej. Jego szczególnym przypadkiem jest okresowa funkcja, dla której spektrum jest dyskretne, a poszczególne linie są składowymi: podstawową i harmonicznymi.

Dyskretna transformata Fouriera (*Discrete Fourier Transform* - DFT) jest cyfrową aplikacją klasycznej transformaty. Analogowy sygnał który podlega analizie jest przetwarzany w przetworniku A/D, a wyniki próbkowania przechowywane w pamięci. W praktyce sygnał jest analizowany w ograniczonym czasie (oknie T_w) stosując ograniczoną liczbę (M) próbek sygnału rzeczywistego. Wynik DFT zależy od wyboru wartości T_w i M . Odwrotnością T_w jest podstawowa częstotliwość DFT f_b .

DFT jest stosowana do rzeczywistego sygnału wewnątrz okna. Sygnał nie jest analizowany na zewnątrz okna, lecz obowiązuje założenie, że jest on identycznym powtórzeniem. Tak więc rzeczywisty sygnał jest przybliżany wirtualnym przebiegiem który jest okresowy i którego okres jest równy czasowi okna.

Aby rezultaty DFT zastosowane do funkcji rozważanych jako okresowe były takie same jak wyniki analizy w oparciu o szeregi Fouriera, czas trwania okna pomiarowego T_w powinien być całkowitą krotnością okresu harmonicznego podstawowej tzn. $T_w = NT_1$ (wymaga to, aby częstotliwość próbkowania f_s była całkowitą krotnością częstotliwości podstawowej DFT $f_b = Mf_b = M/(NT_1)$). Synchronizacja próbkowania ma zasadnicze znaczenie. Jej utrata może zmienić spektrum, dając dodatkowe składowe (prążki) i zmieniając ich amplitudy.

Przed realizacją DFT, próbki sygnału uzyskane w oknie pomiarowym T_w są często ważone w efekcie ich mnożenia przez specjalną symetryczną funkcję (kształt okna). Dla sygnałów okresowych i synchronizowanego próbkowania preferowane jest stosowanie prostokątnego okna ważonego, które mnoży każdą próbkę przez 1.

Jako ilustrację można rozważyć superpozycję sinusoidalnego sygnału zdalnego sterowania o częstotliwości 175 Hz nałożonego na sinusoidalny sygnał napięcia zasilającego o częstotliwości 50 Hz. Daje to w rezultacie okresowe napięcie o okresie 40 ms i częstotliwości 25 Hz. Klasyczna analiza szeregu Fouriera tego napięcia daje składową podstawową 25 Hz z zerową amplitudą i dwie składowe z niezerowymi amplitudami, drugą harmoniczną (50 Hz) z amplitudą równą napięciu zasilającemu i 7 harmoniczną (175 Hz) z amplitudą równą amplitudzie sygnału zdalnego sterowania.

Szybka transformata Fouriera (*Fast Fourier Transform* - FFT) jest specjalnym algorytmem pozwalającym skrócić czas obliczeń. Wymaga ona, aby liczba próbek sygnału (M) była całkowitą krotnością 2 ($M=2^i$). Innymi słowy, wymaga, aby współczynnik krotności pomiędzy częstotliwością próbkowania i podstawową częstotliwością DFT był wyrażony poprzez 2 w potęgę całkowitej. Możliwość współczesnych procesorów sygnałowych sprawiają, że stosowane w DFT tabele funkcji sin i cos mogą być korzystną modyfikacją algorytmu.

Gdy analizie podlega napięcie systemu zasilającego, składową o częstotliwości podstawowej jest ta o największej amplitudzie. Nie zawsze jest to pierwsza linia w spektrum uzyskanym w efekcie zastosowania DFT do funkcji czasowej.

Gdy analizie podlega prąd, składowa podstawowa częstotliwości podstawowej niekoniecznie jest składową o największej wartości.

Szczegółowe informacje o pomiarze harmonicznym można znaleźć w normie PN IEC 61000-4-7.

7. ZAKOŃCZENIE

Wyższe harmoniczne, mimo stosowania coraz powszechniej dostępnych środków technicznych służących do redukcji ich wartości, są nadal realnym zagrożeniem dla systemu elektroenergetycznego i zasilanych z niego odbiorników. Znamionym dla współczesnego stanu techniki, szczególnie urządzeń energoelektronicznych będących podstawowym źródłem odkształcenia napięć i prądów, jest obserwowany coraz powszechniej trend redukcji wartości harmonicznych niższych rzędów przy równoczesnym wzroście wartości składowych wyższych rzędów, tym samym przesunięcie pasma emisji w przedział częstotliwości nawet do 1 GHz.

LITERATURA

1. Arrillaga J., Bradley D. A., Bodger P.S.: *Power system harmonics*. John Wiley & Sons 1985.
2. Arsenau R., Filipski P. S., Zelle J.: *A VA-meter-error analyzer*. IEEE Trans. On Power Delivery, vol. 6, no. 4, Oct. 1991.
3. Balda J. C., Olejniczak K. J., Barbre B., Samotyj M. J.: *Comments on the derating of distribution transformers serving nonlinear loads*. Proc. of Second International Conference on Power Quality, PQA'92, 28-30 Sept. Atlanta, Georgia (USA).
4. Chauprade R.: *Le statocompensateur: une solution moderne de compensation de L'energie reactive*. Jeumont-Schneider Revue, No 23, December 1976
5. Dini D. A.: *Testing and rating of transformers for use with nonlinear loads*. Proc. of Second International Conference on Power Quality, PQA'92, 28-30 Sept. Atlanta, Georgia (USA).
6. Datta S. K., Nafsi A.: *Distribution relay performance under harmonics conditions*. PQA'92 Atlanta, Georgia, USA.
7. Douglas J.: *Power quality solutions*. IEEE Power Engineering Review, March 1994.
8. Elmore W. A., Kramer C. A., Zocholl E.: *Effect of waveform distortion on protective relays*. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 29, no. 2, March/April 1993.
9. Girgis A. A., Nims J. W., Jacomino J., Dalton J. G., Bishop A.: *Effect of voltage harmonics on the operation of solid-state relays in industrial applications*. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 28, vol. 5, Sep/Oct. 1992.
10. Henderson R. D., Rose P. J.: *Harmonics: the effects on power quality and transformers*. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 30, no. 3, May/June 1994.
11. Hanzelka Z., Piróg S.: *Symmetrical follow-up static reactive current compensator*. IEEE Applied Power Electronics Conf. San Diego, California 1993.
12. Hanzelka Z.: *Kompensator statyczny ze sterownikiem prądu indukcyjnego*. Rozprawy Elektrotechniczne, 1988, 34.
13. Hanzelka Z. i inni: *Jakość i użytkowanie energii elektrycznej oraz urządzenia do rozdziału i przetwarzania*. Materiały seminarium, AGH marzec 1996
14. Informacja uzyskana od G. T. Heydta z Purdue University (USA).
15. Kloss A.: *Stromrichter-Netzrückwirkungen in Theorie und Praxis*. AT Verlag 1981.
16. Makram E., Haines R. B., Girgis A. A.: *Effect of harmonics distortion in reactive power measurement*. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 28, no. 4, July/August 1992.
17. Massey G.: *Estimation methods for power system harmonic effects on power distribution transformers*. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 30, no. 2, March 1994.
18. Makram E. B., Haines R. B., Girgis A. A.: *Effect of harmonic distortion in reactive power measurement*. IEEE Trans. on Industry Application, vol. 28, No. 4 July/August, 1992.
19. Maurer G., Motte J. P. I inni: *Le four a'arc d'acierin alimente en courant continu*. Rev. Metall. 1984(3) 237-246.
20. Purkayastha I., Savoce P. J.: *Effect of harmonics on power measurement*. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 26, no. 5, Sep./Oct. 1990.
21. PN-88/E-02000. *Urządzenia elektroenergetyczne. Napięcia znamionowe*.
22. PN-T-01030 – *Kompatybilność Elektromagnetyczna. Terminologia*.
23. Power System Harmonics-Power Technologies, INC, 1989, USA.
24. Shepherd W., Zand P. (1979): *Energy flow and power factor in non-sinusoidal circuits*. Cambridge University Press, New York ANSI/IEEE Standard c 57.110-1986. Recommended Practice for Establishing Transformer Capability when supplying nonsinusoidal load currents.
25. Stade D., Shau H.: *Influence of voltage harmonics on single-phase earth fault currents*. PQA'91.
26. Saito N., Yagi M., i inni: *Investigation and analysis of voltage fluctuation in the dc arc furnace*. 12th Congress UIE Montreal Quebec Canada June 1992.
27. van Wyk D. J.: *Power quality, power electronics and control*. EPE Conf. Brighton, 1993.
28. Wacks K. P.: *The impact of home automation on power electronics*. APEC'93 San Diego (USA).
29. *Wskazówki projektowania dotyczące ograniczania odkształcenia i wahań napięcia w sieciach 110kV, ŚN i nn energetyki zawodowej*. Instytut Energetyki Warszawa – Zakład Sieci Rozdzielczych Katowice, 1987.
30. *Wytyczne kontroli oraz ograniczania odkształcenia i wahań napięcia w sieciach 110kV, ŚN i nn energetyki zawodowej*. Instytut Energetyki Warszawa – Zakład Sieci Rozdzielczych Katowice, 1987.
31. Yacamini R., Chang S. C.: *Noise and vibration from induction machines fed from harmonic sources*. Proc. of IEEE ICHPS VI, Bologna, Sept. 21-23, 1994.
32. Żeżelenko: *Wyższe harmoniczne w systemach zasilających odbiorniki przemysłowe*. Moskwa Elektroatomizdat, 1994.