

Problem stabilności energetycznych, równoległych napięciowych filtrów aktywnych

Streszczenie. W artykule przedstawiono problem stabilności równoległych energetycznych filtrów aktywnych pracujących na bazie detekcji odkształceń napięcia sieci, jako układów z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego. Zaproponowano także przykładowy sposób oceny stabilności takiego układu oraz przedstawiono wyniki eksperymentu symulacyjnego.

Abstract. This paper presents the problem of stability of parallel power active filters operating on the basis of the detection voltage distortion, as systems with closed-loop. Also proposed an exemplary method for assessing the stability of such a system and presents the results of simulation experiment. **The problem of stability of parallel power active filters**

Słowa kluczowe: Energetyczny filtr aktywny, kompensacja odkształceń napięcia, stabilność.

Keywords: Active power filter, voltage distortion's compensation, stability.

doi:10.12915/pe.2014.12.01

Wstęp

Problem eliminacji wyższych harmonicznych w sieciach zasilających jest zagadnieniem powszechnym i ciągle aktualnym. Spadki napięć powstające na impedancji sieci pod wpływem odkształconych prądów powodują groźniejsze odkształcenia napięć, tym większe, im mniejsza jest moc zwarcia sieci [1]. Nowoczesną metodą filtracji niepożądanych harmonicznych napięcia jest zastosowanie energetycznych filtrów aktywnych (APF – Active Power Filter) [2, 3, 4], szeregowych i równoległych.

Szeregowe APF są stosowane rzadko i tylko w przypadku indywidualnych odbiorów, głównie ze względu na zmianę impedancji zwarcia sieci. W większości aplikacji wymagany jest również szeregowy transformator. Ponadto, możliwość awarii szeregowego APF wymusza zastosowanie dodatkowego bypass'u. W praktyce najczęściej stosuje się równoległe APF, bocznikujące główny tor zasilania [4, 5]. W przypadku ich awarii (odłączenia) odbiorca nie jest pozbawiany dostawy energii elektrycznej, a co najwyżej czasowo otrzymuje energię o gorszych parametrach.

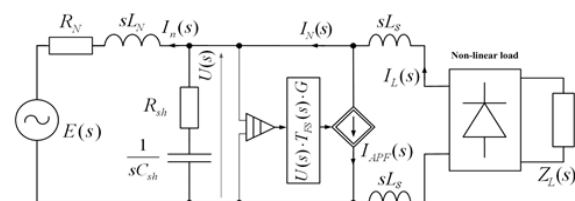
Działanie równoległych APF zazwyczaj opiera się na detekcji odkształcenia prądu sieci lub odbiornika i generowaniu odpowiedniego prądu kompensującego. Jeśli źródłem odkształceń jest odbiór, to taka filtracja pozwala przywrócić sinusoidalność przebiegu napięcia. Natomiast, gdy odkształcenia pochodzą również od sieci (np. są skutkiem podłączenia innych niekompensowanych odbiorów nieliniowych), otrzymanie sinusoidalnego napięcia w punkcie przyłączenia filtra (PCC) jest praktycznie niemożliwe. W tym przypadku pożądane jest zastosowanie sterowania równoległego układu APF pracującego w oparciu o detekcję odkształcenia napięcia w punkcie PCC.

Celem niniejszego artykułu jest omówienie problemu zapewnienia stabilności równoległego napięciowego układu APF z uwzględnieniem przyjętej transmitancji filtru

sygnałowego (podstawowej harmonicznej) i zadanych parametrów sieci, w tym również zagadnień związanych z utrzymaniem stabilnej pracy APF w warunkach zmian niektórych parametrów układu. Dodatkowo, przedstawiono prosty eksperyment symulacyjny, potwierdzający słuszność rezultatów teoretycznych.

Równoległe napięciowe filtry aktywne VPAPF – Voltage Parallel Active Filters

Rozwiązania równoległych APF działających na podstawie identyfikacji odkształceń napięcia sieci były już poruszane w publikacjach naukowych [3, 6, 7], jednak jak dotychczas, nie poświęcono temu zagadnieniu tyle uwagi, co układom klasycznym. Przemysł również nie wykazywał większego zainteresowania tym rozwiązaniem, albowiem układ napięciowy pracuje zawsze z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego (napięcie sieci U panujące na zaciskach układu jest jednocześnie napięciem zasilającym odbiornik, co zilustrowano na rysunku 1). Ten fakt sprawia, że stabilność takiego układu APF musi być zapewniona poprzez jej analizę na etapie projektowania. Dla omawianych układów zagadnienie stabilności jest o tyle uciążliwe, że zależy ona również od parametrów sieci.



Rys. 1. Model napięciowego, równoległego APF

Układ VPAPF w pierwszym przybliżeniu można być rozpatrywany jako rezystor, którego konduktancja G

przybiera bardzo małą wartość dla częstotliwości podstawowej i bardzo dużą dla niepożądanych składowych częstotliwości [3, 6]. Niepożądane harmoniczne prądu generowane przez odbiornik zamkną się w obwodzie filtra nie powodując spadków napięć na impedancji sieci Z_N .

W celu dokonania analizy stabilności rozważmy uproszczony, jednofazowy model układu VPAPF przedstawiony na rysunku 1, w którym rzeczywisty układ aktywny zastąpiono sterowanym źródłem prądu. Oznaczenia elementów na rysunku 1, przedstawione w postaci transformata Laplace'a, odpowiadają: $E(s)$ – napięcie generatora zastępczego, $U(s)$ – napięcie sieci na zaciskach przyłączeniowych, $I_h(s)$ – prąd sieci, $I_L(s)$ – prąd obciążenia, $I_{APF}(s)$ – prąd kompensacyjny, $I_N(s) = I_L(s) - I_{APF}(s)$, R_N – rezystancja sieci, sL_N – reaktancja operatorowa sieci, $1/sC_{sh}$ – reaktancja operatorowa kondensatora bocznikującego, R_{sh} – rezystancja tłumiąca kondensator bocznikujący, $T_{FS}(s)$ – transmitancja filtra sygnałowego, G – współczynnik wzmocnienia (odpowiadający konduktancji „rezystora”).

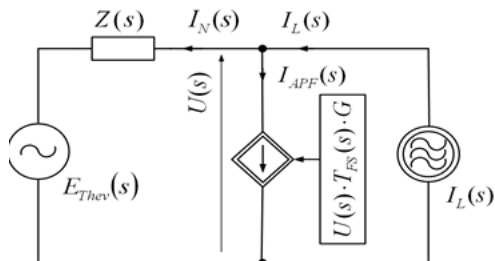
Rolą kondensatora jest tłumienie skokowych zmian wartości chwilowych napięcia U powodowanych wstrzykiwaniem prądu o dużej stromości. Wprowadzając kolejne uproszczenia, rezystancję i indukcyjność sieci zapisano w postaci jednej impedancji $Z_N(s)$, podobnie postąpiono z pojemnością i rezystancją doprowadzeń kondensatora, wprowadzając oznaczenie $Z_{sh}(s)$. Następnie, obciążenie nieliniowe zastąpiono źródłem prądu generującym składowe harmoniczne $I_L(s)$. Metodą Thevenina, sprowadzono impedancje $Z_N(s)$ i $Z_{sh}(s)$ oraz źródło napięcia $E(s)$ do jednej impedancji $Z(s)$ oraz jednego źródła napięcia panującego w stanie jałowym na zaciskach. Impedancja $Z(s)$ ma postać

$$(1) \quad \begin{aligned} Z(s) &= Z_N(s) \parallel Z_{sh}(s) = \\ &= \frac{(R_N + sL_N) \cdot \left(R_{sh} + \frac{1}{sC_{sh}} \right)}{(R_N + sL_N) + \left(R_{sh} + \frac{1}{sC_{sh}} \right)} = \\ &= \frac{s^2(R_{sh} + L_N) + s \left(R_N \cdot R_{sh} + \frac{L_N}{C_{sh}} \right) + \frac{R_N}{C_{sh}}}{s^2 \cdot L_N + s(R_N + R_{sh}) + \frac{1}{C_{sh}}} \end{aligned}$$

Z kolei zastępcze źródło Thevenina występujące w stanie jałowym na zaciskach PCC opisuje zależność

$$(2) \quad E_{Thev}(s) = E(s) \frac{Z_{sh}(s)}{Z_N(s) + Z_{sh}(s)}$$

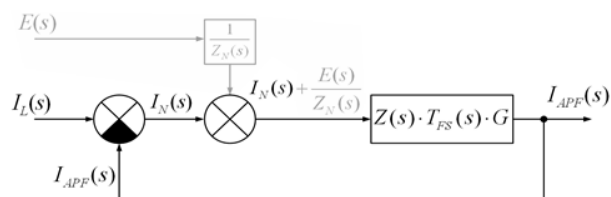
Ilustruje to rysunek 2.



Rys. 2. Uproszczony model napięciowego, równoległego APF

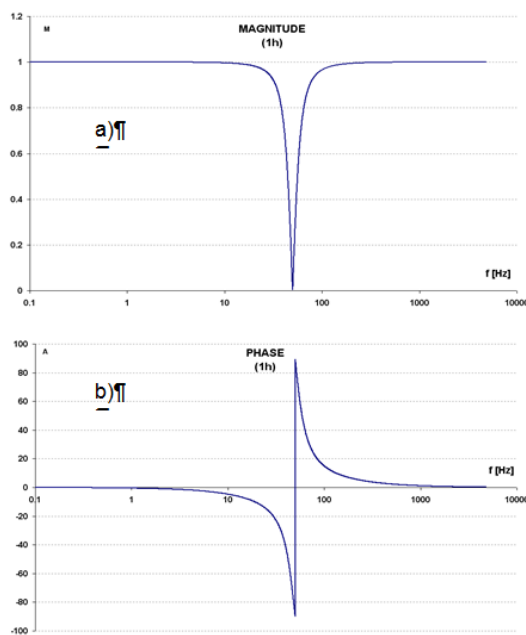
Założono, że wypadkowa siła elektromotoryczna opisana wyrażeniem (2) oraz prądowe źródło wyższych harmonicznych $I_L(s)$ są wielkościami wymuszającymi,

natomiast odpowiedzią układu jest prąd $I_{APF}(s)$. Uwzględniając powyższe, schemat blokowy układu VPAPF można sprowadzić do postaci przedstawionej na rysunku 3, bezpośrednio wykorzystywanej przez autorów do analizy stabilności równoległego napięciowego APF w różnych warunkach pracy.



Rys. 3. Przekształcony schemat blokowy napięciowego, równoległego APF

Jak łatwo zauważyć stabilność filtra aktywnego będzie zależała od transmitancji $T_{FS}(s)$ filtra sygnałowego, współczynnika wzmocnienia G oraz od impedancji zastępczej $Z(s)$, na które – zgodnie z (1) i (2) – składają się parametry kondensatora R_{sh} i C_{sh} oraz parametry sieci R_N i L_N . Nie istnieje zatem rozwiązanie uniwersalne, a projektując filtr należy znać chociaż przybliżone wartości parametrów sieci i zakładając granice ich możliwych zmienności, oceniać stabilność w tych granicach.



Rys. 4. Charakterystyki Bode filtra pasmowo zaporowego rzędu 2
a) charakterystyka amplitudowa
b) charakterystyka fazowa

Filtr sygnałowy

Jednym z elementów modelu matematycznego układu APF jest filtr sygnałowy opisany transmitancją $T_{FS}(s)$. Jego zadaniem jest odfiltrowanie z przebiegu napięcia $U(s)$ harmonicznej podstawowej tak, aby układ reagował tylko na składowe niepożądane. W idealnym przypadku filtra sygnałowy nie powinien przesuwac w fazie przenoszonych składowych, tak aby układ filtra aktywnego możliwie dokładnie generował przebieg prądu kompensującego. Zatem charakterystyka fazowa filtra sygnałowego w paśmie przepustowym powinna przyjmować wartości zerowe. Tak postawione zadanie w akceptowalnym stopniu spełnia filtr pasmowozaporowy rzędu 2, wyrażony transmitancją

$$(3) \quad T_{BSF}(s) = \frac{s^2 + \omega_c^2}{s^2 + B \cdot s + \omega_c^2};$$

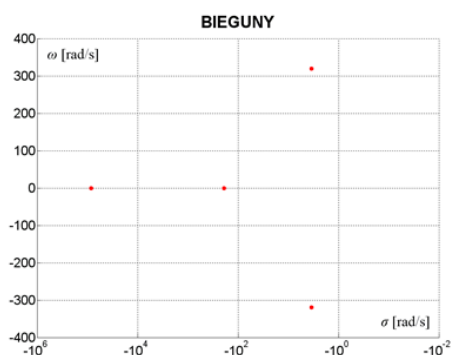
gdzie: ω_c – pulsacja odcięcia, B – szerokość pasma zaporowego. Charakterystyki Bode tego filtra dla $\omega_c = 2\pi \cdot 50 \text{ rad/s}$ i $B = 2\pi \cdot 20 \text{ rad/s}$ przedstawiono na rysunku 4.

Analiza stabilności układu VPAPF

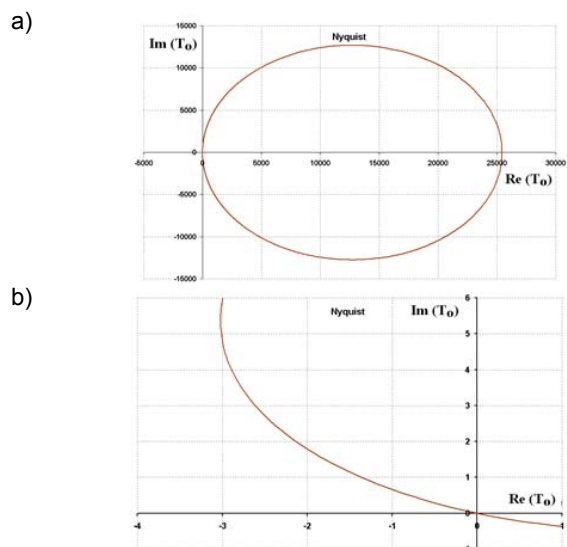
Analizie poddano jednofazowy układ VPAPF włączony do sieci zasilającej niskiego napięcia o amplitudzie $E = 325 \text{ V}$ i częstotliwości $f_F = 50 \text{ Hz}$ (rys. 1). Wartości parametrów wynosiły kolejno: $R_N = 0,1 \Omega$, $L_N = 0,636 \text{ mH}$, $C_{sh} = 10 \mu\text{F}$, $R_{sh} = 100 \mu\Omega$, $R_L = 1 \Omega$, $L_L = 100 \text{ mH}$, $G = 40$. Obciążenie nieliniowe w postaci dwupulsowego prostownika diodowego, podłączono do sieci zasilającej za pośrednictwem dławików sieciowych o indukcyjności $L_s = 2 \text{ mH}$ każdy.

Na podstawie schematu z rysunku 1 stworzono schemat zastępczy (rys. 3), na którym została wyszczególniona transmitancja układu z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego, oznaczona niżej $T_o(s)$. Natomiast transmitancję układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego i sprzężeniem całkowitym zapisuje się zależnością

$$(4) \quad T_z(s) = \frac{T_o(s)}{1 + T_o(s)} = \frac{Z(s) \cdot T_{FS}(s) \cdot G}{1 + Z(s) \cdot T_{FS}(s) \cdot G}.$$



Rys. 5. Położenie biegunów transmitancji filtra aktywnego z pasmowozaporowym filtrem sygnałowym

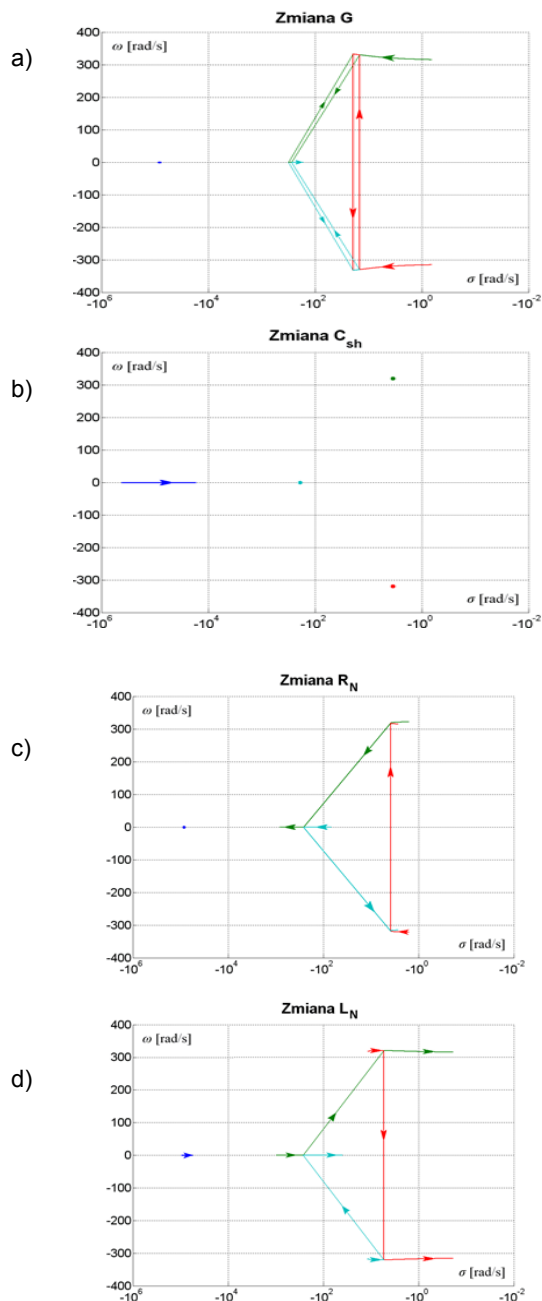


Rys. 6. Charakterystyka amplitudowo-fazowa układu z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego (pasmowozaporowy filtr sygnałowy):

- cała charakterystyka amplitudowo-fazowa
- wycinek charakterystyki w otoczeniu punktu (-1; 0)

Dla filtra sygnałowego pasmowozaporowego, na mocy (1), (3) i (4), zarówno licznik jak i mianownik transmitancji układu zamkniętego $T_z(s)$ stanowią wyrażenia czwartego stopnia, zatem układ ma cztery zera i cztery bieguny. Na rysunku 5 przedstawiono wycinek płaszczyzny zespolonej s , obrazując położenie wszystkich biegunów. Ponieważ część rzeczywista każdego z nich jest ujemna, rozpatrywany układ APF jest stabilny.

Na rysunku 6 przedstawiono charakterystykę amplitudowo-fazową $T_o(j\omega)$ układu otwartego w celu oceny stabilności według kryterium Nyquista. Przedstawiona charakterystyka nie obejmuje punktu (-1; 0), zatem układ jest stabilny.



Rys. 7. Linie pierwiastkowe na płaszczyźnie zespolonej s dla układu z pasmowozaporowym filtrem sygnałowym; trajektorie pierwiastków przy zmianie parametru: a) G ; b) C_{sh} ; c) R_N ; d) L_N

Analiza stabilności filtra aktywnego przy zmianie parametrów układu

Poniżej przedstawiono analizę stabilności układu VPAPF metodą linii pierwiastkowych. Zmieniając kolejno

wartości jednego z parametrów: G , C_{sh} , R_N i L_N (przy ustalonych wartościach pozostałych parametrów) wykreślono trajektorie wszystkich biegunów na płaszczyźnie zespolonej s . Każdy parametr zmieniano w granicach od 20% do 500% jego ustalonej wartości.

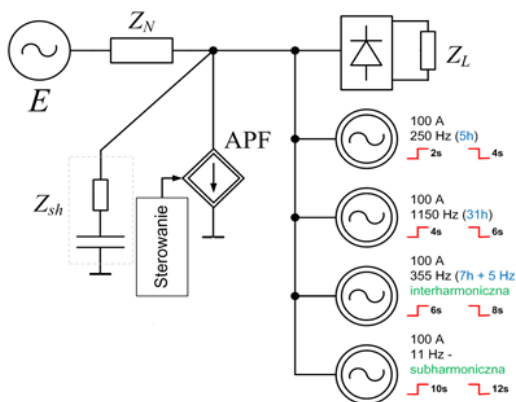
Ze względu na znikomą wartość rezystancji R_{sh} na tle pozostałych parametrów, jej zmiana w wyznaczonych granicach praktycznie nie miała wpływu na przemieszczanie się pierwiastków. Nie przedstawiono zatem wyników w funkcji zmian wartości R_{sh} . Dla lepszego zilustrowania wpływu zmian wartości każdego z wyżej wymienionych parametrów na położenie pierwiastków, wszystkie rysunki przedstawiono w tej samej skali, na tym samym wycinku płaszczyzny zespolonej s .

Trajektorie biegunów w układzie z pasmowozaporowym filtrem sygnałowym zostały przedstawione na rysunku 7. W celu jednoznacznego odróżnienia od siebie linii pierwiastkowych pochodzących od różnych biegunów, każdej trajektorii pierwiastka przyporządkowano odrębny kolor. Dodatkowo, na dłuższych odcinkach linii pierwiastkowych zaznaczono strzałką kierunek, w którym przemieszcza się dany biegun.

Zwiększanie wzmocnienia G w przyjętych granicach wyraźnie wpływa na położenie trzech z czterech biegunów, z czego wykazują one tendencję do oddalania się od prawej połowy płaszczyzny s . Wobec tego zwiększenie wartości wzmocnienia w zbadanych granicach nie grozi utratą stabilności układu filtra aktywnego. Od wartości tego wzmocnienia zależy zarówno dynamika filtru jak i stopień tłumienia niepożądanych harmonicznych. Zwiększanie pojemności kondensatora C_{sh} wpływało w sposób znaczący na położenie jednego bieguna, który przesuwa się w kierunku dodatnich części rzeczywistych płaszczyzny zespolonej. Dalsze zwiększanie wartości pojemności kondensatora może grozić utratą stabilności. Nie należy jednak odłączać kondensatora od układu, albowiem w razie jego braku uzyska się przypadek niestabilny. Można to stwierdzić poddając analizie transmitancję (8) przy $Z(s) = Z_N(s)$.

Parametry sieci R_N i L_N również mają wyraźny wpływ na położenie biegunów na płaszczyźnie s . Zarówno zwiększanie jak zmniejszanie ich wartości powoduje przesuwanie się niektórych biegunów w kierunku prawej połowy płaszczyzny zespolonej.

Jak wynika z rysunku 7, w przyjętych granicach zmienności wszystkich parametrów układ filtra aktywnego jest stabilny.

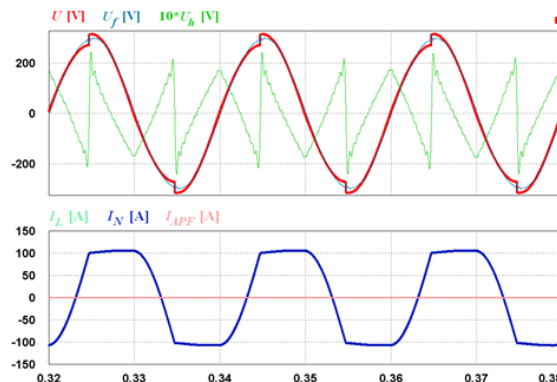


Rys. 8. Ogólny schemat symulacyjny

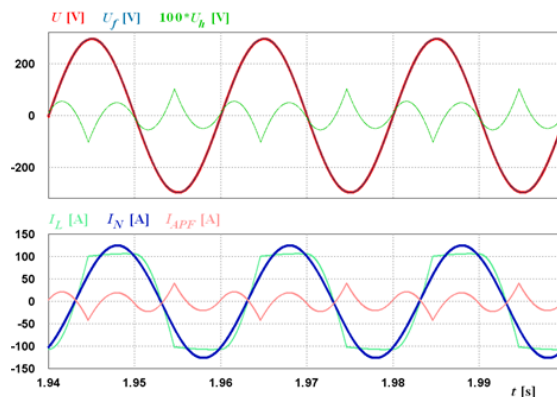
Eksperyment symulacyjny

W niniejszym punkcie przedstawiono działanie układu filtra aktywnego (rys. 1) w oparciu o eksperyment symulacyjny. Dla zbadania zachowania się układu filtra aktywnego z

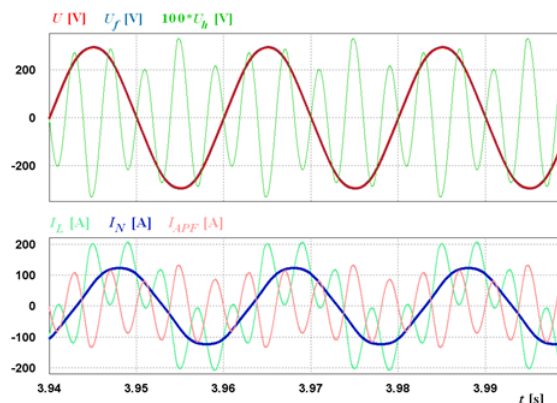
wybrany filtrem sygnałowym, załączano również dodatkowe źródła prądowe (od strony odbiornika), wszystkie o amplitudzie 100 A i różnej częstotliwości. Ogólny schemat symulacji przedstawiono na rysunku 8.



Rys. 9. Przebiegi prądów i napięć przed załączeniem filtra aktywnego (przy odłączonym kondensatorze)



Rys. 10. Przebiegi prądów i napięć po załączeniu filtra aktywnego (układ z pasmowozaporowym filtrem sygnałowym)



Rys. 11. Przebiegi prądów i napięć po załączeniu filtra aktywnego i dodatkowego źródła zaburzającego o $f = 250$ Hz (układ z pasmowozaporowym filtrem sygnałowym)

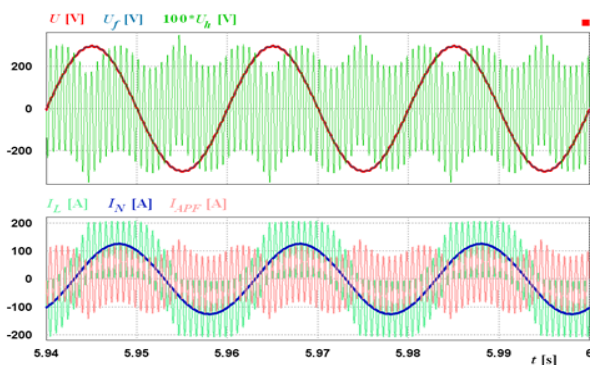
Na rysunku 9 przedstawiono przebiegi prądów i napięć przed załączeniem filtra aktywnego. Czerwony przebieg przedstawia napięcie na zaciskach, przebieg niebieski podstawową harmoniczną tego napięcia U_f (pożądane napięcie U), a przebieg zielony składową harmoniczną U_h , tłumioną przez filtr (w skali 10:1). Odształcenie napięcia U wynosi $THD_U = 5,49\%$. Z kolei prąd obciążenia I_L jest jednocześnie prądem sieci I_N , a jego odształcenie wynosi $THD_{I_L} = THD_{I_N} = 18,3\%$.

Po załączeniu filtra aktywnego (w tym tłumika Z_{sh}) odształcenie napięcia U zmniejszyło się do poziomu $THD_U = 0,23\%$. Przebieg prądu sieci również uległ znacznej

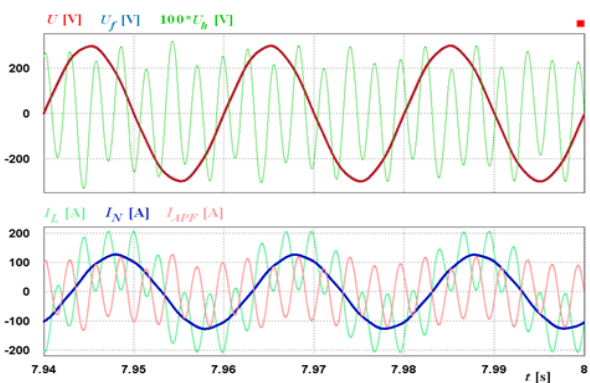
poprawie, poziom jego odkształceń zmniejszył się do $THD_{I_N} = 0,84\%$. Z kolei odkształcenie prądu odbiornika zwiększyło się do poziomu $THD_{I_L} = 19,7\%$. Na rysunku 10 przedstawiono przebiegi prądów i napięć w przypadku, gdy VPAPF jest włączony. Warto zwrócić uwagę na fakt, że kształt harmonicznej składowej napięcia U_h jest taki sam jak kształt prądu kompensującego I_{APF} , przy czym stosunek amplitud tych wielkości jest równy współczynnikowi wzmocnienia G . Jest to potwierdzeniem tego, że układ filtra aktywnego zachowuje się dla niepożądanych składowych jak rezystor o pewnej konduktancji.

Po załączeniu dodatkowego źródła zaburzającego o częstotliwości odpowiadającej piątej harmonicznej przebieg napięcia U i prądu sieci I_N uległy nieznacznemu pogorszeniu ($THD_U = 0,94\%$, $THD_{I_N} = 2,23\%$), co ilustruje rysunek 11.

Następnie dołączono źródło o częstotliwości trzydziestej pierwszej harmonicznej (rys. 12). W tym przypadku odkształcenie napięcia U wynosiło $THD_U = 0,87\%$, a odkształcenie prądu sieci $THD_{I_N} = 0,90\%$.



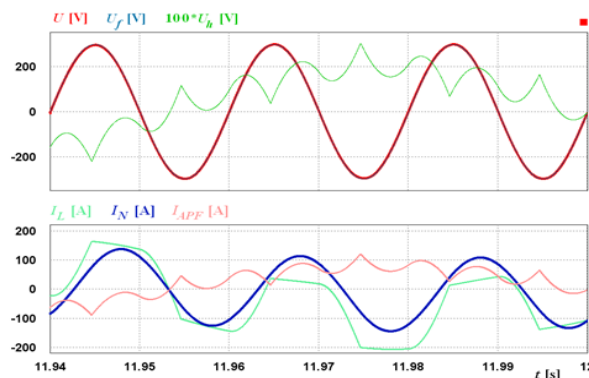
Rys. 12. Przebiegi prądów i napięć po załączeniu filtra aktywnego i dodatkowego źródła zaburzającego o $f = 1150$ Hz (układ z pasmowzaporowym filtrem sygnałowym)



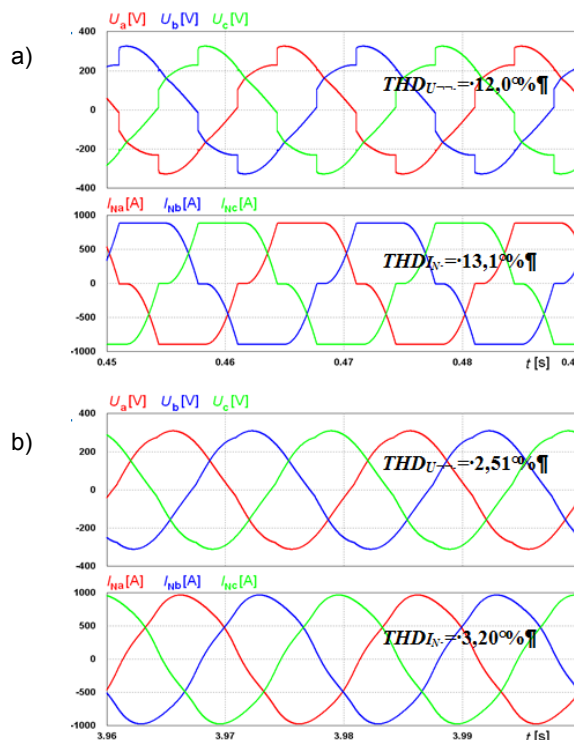
Rys. 13. Przebiegi prądów i napięć po załączeniu filtra aktywnego i dodatkowego źródła zaburzającego o $f = 355$ Hz (układ z pasmowzaporowym filtrem sygnałowym)

Następnie przebadano działanie układu w sytuacji, gdy źródło zaburzające nie stanowiło całkowitej wielokrotności częstotliwości podstawowej. Częstotliwość załączonego źródła zaburzającego wynosiła 355 Hz (rys. 13). Ponieważ charakterystyka amplitudowa filtra sygnałowego pasmowzaporowego (rys. 5) pozwala na przepuszczenie do układu sterowania informacji o tej składowej, będzie ona silnie tłumiona przez układ kompensatora, tak samo jak harmoniczne całkowitych rzędów. Poziom odkształceń napięcia U i prądu I_L wynoszą kolejno $THD_U = 0,88\%$ i $THD_{I_N} = 1,60\%$. Należy jednak mieć na uwadze, że wyznaczone w tym przypadku wartości THD są obciążone większym błędem, niż w przypadkach odkształceń wywołanych harmonicznymi całkowitych rzędów.

W ostatnim rozpatrywanym przypadku, dodatkowe źródło zaburzające generowało prąd o częstotliwości 11 Hz, czyli dużo poniżej częstotliwości podstawowej harmonicznej (rys. 14). O ile w napięciu U utrzymywało się odkształcenie na poziomie $THD_U = 0,53\%$, to w prądzie sieci I_L występowała nieduża składowa zaburzająca. Dzieje się tak dlatego, że w danym rozwiązaniu informacja o odkształceniu jest niesiona przez przebieg napięcia, które dla niskiej częstotliwości nie uległo istotnej deformacji. Z powodu widocznego odkształcenia prądu składową subharmoniczną (rys. 14), nie ma sensu wyznaczanie współczynnika THD dla tej wielkości.



Rys. 14. Przebiegi prądów i napięć po załączeniu filtra aktywnego i dodatkowego źródła zaburzającego o $f = 11$ Hz (układ z pasmowzaporowym filtrem sygnałowym)



Rys. 15. Przebiegi prądów i napięć przy zastosowaniu szczegółowego modelu symulacyjnego równoległego napięciowego APF

- a) przed załączeniem kompensatora;
- b) po załączeniu kompensatora.

Podsumowanie

Zarówno eksperyment symulacyjny jak i analizę stabilności przeprowadzono dla modelu uproszczonego, w którym element wykonawczy stanowiło idealne, sterowane źródło prądowe, a układ sterowania był układem quasi-głównym. Pozwoliło to na przeprowadzenie analizy w

dziedzinie zmiennej zespolonej s (przekształcenie Laplace'a). W układzie rzeczywistym rolę dodatkowego źródła prądowego spełnia falownik prądu lub części, odpowiednio sprzężony z siecią falownik napięcia, sterowany przy użyciu modulacji szerokości impulsów. Dodatkowo, w układzie rzeczywistym występują opóźnienia związane z koniecznością dokonania pomiarów odpowiednich wielkości fizycznych (napięcie na zaciskach U , a dla układu regulatora prądu, również I_{APF}) oraz czasu potrzebnego na dokonanie przez mikroprocesor stosownych obliczeń, które również należy uwzględnić (w przypadku analizy układów dyskretnych przy użyciu przekształcenia z występowanie opóźnienia z^{-n} jest tego naturalną konsekwencją). Niemniej zaproponowany sposób analizy stabilności stanowi istotny punkt wyjścia do dalszych działań związanych z pracami nad napięciowymi, równoległymi filtrami aktywnymi.

W opracowaniu skupiono się na filtracji odkształceń napięcia, których przyczyną jest nieliniowa charakterystyka prądowo-napięciowa odbiornika. Jednak w niektórych sieciach niskiego napięcia (jak np. rozgałęziona sieć zasilana z agregatu lub generatora rezerwowego o małej mocy zwarciowej, lub sieć zasilająca na okręcie), odkształcenia mogą pochodzić od strony zasilania. Wówczas napięcie na zaciskach rozpatrywanego węzła może być odkształcone nawet przy ich rozwarciu, a eliminacja odkształceń napięcia jest trudniejsza. Dodatkowo, poprawa kształtu napięcia w jednym punkcie może spowodować jego większe odkształcenie w innym [7, 8, 9, 10, 11]. Dlatego bardzo ważną kwestią jest dobór punktu przyłączenia kompensatora.

Jak wykazano w artykule, impedancja sieci, do której dołączono VPAPF ma istotny wpływ na położenie biegunów transmitancji modelu na płaszczyźnie zespolonej. Jednak istotnym elementem mającym znaczny wpływ na stabilność układu VPAPF oraz skuteczność procesu filtracji wyższych harmonicznych jest filtr sygnałowy. W zaproponowanym przykładzie rozpatrywano filtr analogowy o zadanej transmitancji ciągłej $T_{FS}(s)$.

Na podstawie przedstawionych rozważań opracowano również w pakiecie PSIM v8.0 model symulacyjny równoległego, napięciowego filtra aktywnego, pracującego w sieci trójfazowej niskiego napięcia 400 V / 50 Hz. W modelu uwzględniono pracę układu sterowania w dziedzinie czasu dyskretnego, opóźnienia związane z czasem potrzebnym na pomiary oraz wynikające z czasu potrzebnego na obliczenia prowadzone przez procesor (w sumie dwa cykle), modulację PWM, czasy martwe między przełączeniami tranzystorów w falowniku napięcia, stabilizację napięcia w obwodzie DC falownika i inne zjawiska występujące w układzie rzeczywistym. Układ przyłączono do sieci o rezystancji $R_N = 0,5 \text{ m}\Omega$ i indukcyjności $L_N = 0,15 \text{ mH}$. Obciążenie nieliniowe stanowił prostownik sześciopulsowy o obciążeniu $R_L = 0,5 \Omega$ i $L_L = 50 \text{ mH}$. Wartości pozostałych parametrów wynosiły kolejno: $C_{sh} = 1000 \mu\text{F}$, $R_{sh} = 2 \text{ m}\Omega$, $G = 20$. Układ sterowania pracował z częstotliwością cykli 50 kHz. Trójfazowy falownik napięcia był sprzężony z siecią dławikiem o parametrach $L_{APF} = 0,2 \text{ mH}$ i $R_{APF} = 0,1 \Omega$. Napięcie na kondensatorze w

obwodzie DC falownika ($C_{DC} = 2700 \mu\text{F}$) było stabilizowane na poziomie $U_D = 700 \text{ V}$.

Przykładowe przebiegi napięcia w punkcie PCC i prądu sieci w każdej fazie, przed i po załączeniu APF, przedstawiono na rysunku 15. Jak można zauważyć nastąpiło obniżenie współczynnika zawartości harmonicznych w napięciu sieci THD_U z 12,0 % do 2,51 %, natomiast odkształcenie prądu sieci THD_I_N zmalało z 13,1 % do 3,20 %. Mniejsza skuteczność układu niż w przypadku idealnych dodatkowych źródeł prądowych jest spowodowana wprowadzonymi rzeczywistymi czasami opóźnień i zastosowaniem falownika napięcia z dławikiem sprzęgającym jako źródła prądu dodatkowego. Na podstawie wyników symulacji aktualnie jest budowany model laboratoryjny.

LITERATURA

- [1] Moreno-Muñoz A.: Power Quality: Mitigation Technologies in a Distributed Environment, Springer-Verlag, London, 2007.
- [2] Strzelecki R., Supronowicz H.: Filtracja harmonicznych w sieciach zasilających prądu przemiennego, Wydawnictwo Adam Marszałek, Toruń, 1998
- [3] Akagi H., Watanabe E. H., Aredes M.: Instantaneous power theory and applications to Power conditioning, IEEE Press Series on Power Engineering, 2007.
- [4] Sozanski K., Strzelecki R., Kempki A.: Digital control circuit for active power filter with modified instantaneous reactive power control algorithm. IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, (2002), 1031-1036
- [5] Predictive control of active filter system with LCL coupling circuit. D Wojciechowski, R Strzelecki Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, 2276-2282
- [6] Huan Y.Z., Du, Y., A Novel Shunt Active Power Filter Based on Voltage Detection for Harmonic Voltage Mitigation, IEEE Trans. of Industry App., 42 (2007), n.5, 1616-1620
- [7] Cheng P.T., Lee T.L., Distributed Active Filter Systems (DAFSs): A New Approach to Power System Harmonics, IEEE Trans. of Industry App., 42 (2006), n.5, 1301-1309
- [8] Tlusty J., Valouch V., Santarius P., Kuzela M., Control Strategies of Active Power Filters for Harmonic Voltage Mitigation in Multibus Industrial Power Systems, Industrial Electronics Society (2005)
- [9] Tlusty, J., Valouch, V., Harmonic Voltage Mitigation in Industrial Power Systems by Using Multiple Active Power Filter Configuration, IEEE International Conference on Industrial Technology, (2006), 580-584
- [10] Santarius P., Tlusty J., Valouch V., Harmonic Voltage Mitigation in Power Systems by Using Cooperative Control of Active Power Filters without Mutual Communication, IEEE International Conference on Industrial Technology, (2008), 1-6
- [11] Mikołajuk K., The problems of harmonic compensators locations, ETEP Vol. 6 (1996), nr.6, 397-400

Autorzy: mgr inż. Piotr Grugel, Uniwersytet Technologiczno-Przyrodniczy w Bydgoszczy, Wydział Telekomunikacji, Informatyki i Elektrotechniki, Instytut Inżynierii Elektrycznej, Zakład Energoelektroniki, Maszyn i Napędów Elektrycznych, al. Prof. Sylwestra Kaliskiego 7, 85-789 Bydgoszcz, E-mail: p.gr@utp.edu.pl; dr inż. Natalia Strzelecka, Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, Katedra Automatyki Okrętowej, ul. Morska 81-87, 81-225 Gdynia, E-mail: nstrzele@am.gdynia.pl;