

Damian Mazur
Politechnika Rzeszowska, Rzeszów

OPTYMALNE STEROWANIE FALOWNIKA PRZY JEGO PRACY NA SIEĆ SYSTEMU ENERGETYCZNEGO

OPTIMAL INVERTER CONTROLLING DURING ITS OPERATION FOR POWER GRID

Abstract: The inverter circuit is supposed to operate for grid with low internal impedance (for fixed grid). The goal of the presented circuit is to provide the given current of the main harmonic to the grid. The grid can contain higher harmonics of the voltage, which due to the low impedance of the grid lines spreads to the voltage of the inverter output. Therefore we need to calculate the first (main) harmonic of this voltage and find such inverter controlling, that the main harmonic of the current flowing to the grid from the considered circuit would be in the given angle position to it and at the given value. The second important goal of the circuit is, as far as possible, to eliminate the voltage higher harmonics at the circuit output getting there from the grid. Obviously eliminating the ripples from voltage higher harmonics of the receiver is limited by the capabilities of the examined inverter circuit.

1. Wstęp

Wraz z wyczerpywaniem się naturalnych źródeł energii koniecznym staje się sięganie do źródeł odnawialnych. Wytwarzają one najczęściej napięcie stałe, którego parametry nie odpowiadają potrzebom użytkowników. Z drugiej strony energia wytwarzana np. przez generatory w elektrowniach wiatrowych może mieć też parametry odbiegające od potrzeb odbiorców. Dlatego wygodnie jest najpierw przetworzyć tą energię do postaci DC [5]. Układ falownikowy przetwarza energię prądu stałego DC na wymagane parametry AC [3, 4]. Układ ten przewidziany jest do współpracy z siecią energetyczną. Należy w tym celu zapewnić optymalne sterowanie falownika [2].

2. Zasada współpracy układu falownika z siecią energetyczną

Zadaniem rozpatrywanego układu jest dostarczenie do sieci zadanego prądu podstawowej harmonicznej $[I_0]$. Jest to równoważne zapewnieniu właściwej wartości podstawowej harmonicznej prądu $[I_s]$. Sieć $[ea; eb; ec]$ może zawierać wyższe harmoniczne, które przez małą impedancję jej przewodów $R_a, L_a, (R_b, L_b; R_c, L_c)$ przenosi się na napięcie na pojemnościach C_o . W związku z tym należy obliczyć pierwszą (podstawową) harmoniczną tego napięcia $[V_0]$ i znaleźć takie sterowanie falownika, aby podstawowa harmoniczna prądu przesyłanego do sieci z rozpatrywanego układu, $[I_s]$ była w zadanym do niej położeniu kątowym oraz

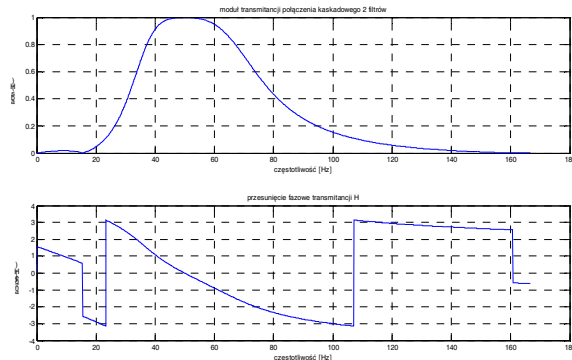
zadanej wielkości. Drugim ważnym zadaniem układu jest, w miarę możliwości likwidowanie tętnień (napięć) wyższych harmonicznych napięć $[V_0]$ na wyjściu układu. Przedostają się one tam z sieci i mogą być spowodowane np. wyższymi harmonicznymi napięć źródłowych $[ea, eb, ec]$, czy też impulsowym obciążeniem sieci. Oczywiście likwidowanie tętnień od wyższych harmonicznych napięcia odbiornika $[V_0]$ jest ograniczone możliwościami badanego układu.

Dla sprostania tym zadaniom należy wyodrębnić podstawową harmoniczną składowych α i β napięć $[V_0]$, jak też prądów $[I_s]$, czyli dokonać czterech filtracji. W tym celu wykorzystano 4 zestawy filtrów, każdy zestaw złożony z 2 filtrów o nieskończonej odpowiedzi impulsowej IIR, jeden dolnoprzepustowy, drugi górnoprzepustowy, połączone kaskadowo. Takie kaskadowe zestawienie 2 filtrów jest bardziej stabilne pod względem numerycznym. Przy właściwym doborze filtrów dodatkowo może zapewnić zerowe przesunięcie fazowe wyfiltrowanej częstotliwości podstawowej 50 Hz względem rzeczywistej fazy napięć $[V_0]$, co również odnosi się do prądów $[I_s]$. W ten sposób można uniknąć poprawy fazy wyfiltrowanych wielkości.

3. Tworzenie równań dla filtrów podstawowej harmonicznej

Przedstawione filtry podstawowej harmonicznej powinny zostać uwzględnione w modelu ukła-

du. Dzięki temu będą one również brały udział w obliczaniu optymalnego sterowania falownika [1, 2]. W związku z tym zarówno zmienne stanu, jak i ich równania zostały rozszerzone.



Rys. 1. Moduł transmitancji i przesunięcie fazowe kaskadowego połączenia dwóch filtrów celem wyodrębnienia podstawowej harmonicznej składowych α i β napięć [Vo] oraz prądów [Is]

Rozszerzenie to dotyczy 4 zastosowanych zestawów filtrów wyodrębniających częstotliwość podstawową 50 Hz, z których każdy składa się z 2 kaskadowo połączonych filtrów IIR 3 rzędu.

4. Tworzenie równań dla filtrów podstawowej harmonicznej

Przedstawione filtry podstawowej harmonicznej powinny zostać uwzględnione w modelu układu. Dzięki temu będą one również brały udział w obliczaniu optymalnego sterowania falownika [1, 2]. W związku z tym zarówno zmienne stanu, jak i ich równania zostały rozszerzone. Rozszerzenie to dotyczy 4 zastosowanych zestawów filtrów wyodrębniających częstotliwość podstawową 50 Hz, z których każdy składa się z 2 kaskadowo połączonych filtrów IIR 3 rzędu. Współczynniki tych filtrów to wielomiany bl oraz al , czy też bh , ah o charakterystykach np. dla filtru dolnoprzepustowego (bl, al):

$$Hl(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{bl(1) + bl(2) \cdot z^{-1} + bl(3) \cdot z^{-2} + bl(4) \cdot z^{-3}}{al(1) + al(2) \cdot z^{-1} + al(3) \cdot z^{-2} + al(4) \cdot z^{-3}} \quad (1)$$

Podobny wzór obowiązuje dla filtru górnoprzepustowego $Hh(z)$ ze współczynnikami bh i ah . Równanie dla tego filtru Hl można zapisać w sposób dyskretny [1,2]:

$$+al(1) \cdot y(k+1) - bl(1) \cdot x(k+1) = bl(2) \cdot x(k) + bl(3) \cdot x(k-1) + bl(4) \cdot x(k-2) - al(2) \cdot y(k) - al(3) \cdot y(k-1) - al(4) \cdot y(k-2) \quad (2)$$

Równanie każdego z czterech zestawów filtrów po dwa filtry w zestawie ($Hl(z) \cdot Hh(z)$) były dopisywane do równań układu. Obliczenia oraz sterowanie było realizowane w sposób dyskretny. Dlatego należało równanie układu, zapisane w sposób ciągły, przekształcić wcześniej, np. niejawną metodą Crank–Nicolsona. Tworząc pełny, dyskretny układ równań układu oraz zestawów filtrów należało wartości nieznane, czyli odnoszące się do następnego kroku czasowego zostawić po lewej stronie równań, a wielkości znane po stronie prawej. Oznacza to przykładowo pozostawienie dla filtru $Hl(z)$ z powyższego równania, elementów $y(k+1)$ oraz $x(k+1)$ po lewej stronie. Przy połączeniu kaskadowym filtrów $Hl(z)$ z $Hh(z)$ należy wprowadzić sygnał dodatkowy $q(z)$ na wyjściu filtru $Hl(z)$ i jednocześnie na wejściu filtru $Hh(z)$:

$$q(z) = Hl(z) \cdot X(z) \quad , \quad Y(z) = Hh(z) \cdot q(z) \quad (3)$$

Do podstawowych zmiennych stanu \bar{x} w liczbie $n = 13$ dodajemy po 9 nowych zmiennych dla każdego z 4 zestawów filtrów Hl , Hh (zestawy dla $Vo\alpha$, $Vo\beta$, $Is\alpha$, $Is\beta$) połączonych kaskadowo według schematu:

$$\bar{x} = [Vi\alpha, Vi\beta, Ii\alpha, Ii\beta, Voa, Vob, Voc, Isa, Isb, Isc, Ioa, Iob, Ioc]^T$$

nr: 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13

		Hh											
		$x(k)$	$x(k-1)$	$x(k-2)$	$q(k)$	$q(k-1)$	$q(k-2)$	$y(k)$	$y(k-1)$	$y(k-2)$	dla:		
nr.:	14	15	16	17	18	19	20	21	22	Vo α			
	23	24	25	26	27	28	29	30	31	Vo β			
	32	33	34	35	36	37	38	39	40	Is α			
	41	42	43	44	45	46	47	48	49	Is β			

Hl

(4)

Zmienne $x(k+1)$, $q(k+1)$, $y(k+1)$ dla kroku następnego przenosimy na lewą stronę. Przy dopisywaniu równań dla filtrów należy uwzględnić, że filtracji powinny podlegać składowe α i β napięć [Vo] na wyjściu układu. Są one brane jako elementy $x(k+1)$ z dyskretnego zapisu wzorów filtru. Dlatego napięcia [Vo] na wyjściu układu pomnożyć przez macierz K. Wyniki filtracji to elementy $y(k)$. Oznacza to elementy 20 i 29 wektora \bar{x} dla składowych α i β podstawowej harmonicznej napięć wyjściowych [Vo]. Podobnie elementy 39 i 48 wektora \bar{x} to harmoniczna podstawowa składowych α i β prądów [Is].

5. Wskaźnik jakości sterowania

Przyjęto kwadratowy wskaźnik jakości sterowania [2, 3, 4]:

$$e(t) = \frac{1}{2} \int_t^{\infty} [\dot{\vec{x}}^T \cdot Q \cdot \dot{\vec{x}} + \vec{u}^T \cdot R \cdot \vec{u}] d\mu \quad (5)$$

gdzie \vec{x} to wektor zmiennych stanu, zaś \vec{u} to przyjęte sterowanie. Za wielkość sterującą przyjęto składowe α, β prądów płynących przez dławiki $[I_i]$, ale w próbki czasowej następnej. Macierz $[R]$ ma zapewnić ograniczenie wielkości sterowania, aby nie przekroczyć prądów znamionowych dławików. W przypadku przekroczenia tych wartości znamionowych były zmniejszane proporcjonalnie obie składowe α i β tego sterowania $[I_i]$. Jednocześnie była sprawdzana wielkość napięcia na wyjściu falownika $[V_f]$, która wynikała ze sterowania. W przypadku przekroczenia jej wartości znamionowej, sterowanie $[I_i]$ było również proporcjonalnie zmniejszane. Wtedy zmieniano też sterowanie $[I_i]$ [2, 3]. Macierz Q dla wskaźnika jakości była określana przy pomocy błędu \vec{ee} , który winien być zmniejszany:

$$\vec{ee} = QQ \cdot \vec{x} \Rightarrow \vec{ee}^T \cdot \vec{ee} = \vec{x}^T \cdot \underbrace{QQ^T \cdot QQ}_{Q} \cdot \vec{x} \quad (6)$$

Dążymy do zapewnienia następującej zależności między podstawowymi harmonicznymi składowych α i β napięć na wyjściu $[V]$ oraz prądów $[I_s]$:

$$\underbrace{x(38) + j x(47)}_{[I_s](\alpha, \beta) \text{ 50 Hz}} = \underbrace{(x(20) + j x(29))}_{[V_o](\alpha, \beta) \text{ 50 Hz}} \cdot \underbrace{(AD_a + j AD_p)}_{\underline{Y}} \quad (7)$$

Przez przyjęcie składowej czynnej AD_a oraz biernej AD_p admitancji \underline{Y} można zapewnić odpowiedni prąd wpływający z układu falownika do sieci. Odpowiednie elementy tej zależności, oddzielnie dla składowej czynnej i biernej tworzą macierz QQ . Do tak tworzonej macierzy QQ można też dodać odpowiednio składowe czynne i bierne błędu:

$$\begin{aligned} \vec{ee} = error = & \underbrace{x(20) + j x(29)}_{[V_o](\alpha, \beta) \text{ 50 Hz}} - \\ & - \underbrace{([K](1, :) + j [K](2, :))}_{\text{przeliczenie na składowe } \alpha \text{ oraz } \beta} \cdot \underbrace{x(5:7)^{tr}}_{[V_{oa}, V_{ob}, V_{oc}]^{tr}} \end{aligned} \quad (8)$$

Błąd ten określa składowe α i β wyższych harmonicznymi napięcia na wyjściu układu. Jest on liczony jako różnica podstawowej harmonicznymi napięcia oraz jego składowych α i β , rzeczywiście występujących na zaciskach.

Można też podać w tabeli wykaz harmonicznymi napięcia na odbiorniku, które winny być zmniejszone. Dla każdej podanej w ten sposób harmonicznymi o numerze h należy dodatkowo rozszerzyć układ rozwiązywanych równań o zestaw 4 równań:

$$\begin{aligned} \vec{ni} [(l-1) \cdot 4 + 1; (l \cdot 4)] = & \\ = & \frac{\begin{bmatrix} [0]_{2 \times 2} & [I]_{2 \times 2} \\ -h^2 \cdot \omega_0^2 \cdot [I]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \end{bmatrix}}{Ar[(l-1) \cdot 4 + 1; (l \cdot 4), (l-1) \cdot 4 + 1; (l \cdot 4)]} \cdot \vec{ee} \quad (9) \\ & + \frac{\begin{bmatrix} [0]_{2 \times 2} \\ [I]_{2 \times 2} \end{bmatrix}}{Br[(l-1) \cdot 4 + 1; (l \cdot 4), 1; 2]} \cdot \vec{ee} \end{aligned}$$

Równania te mają za zadanie wyodrębnić składowe α oraz βh harmonicznymi błędu \vec{ee} .

Powyższe równania na wektor \vec{ni} stanowią dwie odrębne części. Równanie 1 i 3 stanowi część dla składowej α , harmonicznymi h -tej błędu \vec{ee} . Podobnie równania 2 i 4 są równaniami dla składowej β , tej samej harmonicznymi h -tej błędu \vec{ee} . Biorąc pod uwagę składową α , czyli równanie 1 i 3 z (9) można obliczyć transformatę zmiennej, czyli:

$$NI(s) = \frac{EE(s)}{s^2 + h^2 \cdot (\omega_0)^2} \quad (10)$$

gdzie $EE(s)$ to transformata Laplace'a błędu \vec{ee} . Zgodnie z tym równaniem, układ (9) powyższych równań jest filtrem, który sygnał monoharmoniczny o pulsacji $h \cdot \omega_0$, czyli dla $s = j \cdot (h \cdot \omega_0)$ przepuszcza (wyodrębnia) ze wzmocnieniem równym nieskończoności. Pozostałe harmoniczne są tłumione tym zestawem 4 równań (9). Każdy następny zestaw 4 równań pozwala w ten sam sposób wyodrębnić kolejną h -tą harmonicznymi. Harmoniczne te są po to wyodrębniane, aby można było je wytłumić (czyli wytłumić wyodrębnione pulsacje $h \cdot \omega_0$) poprzez wstawienie ich do wskaźnika jakości procesu (5).

Ponieważ zmienne stanu \bar{x} są rozszerzone o niewiadome \bar{ni} , tworząc wektor \bar{z} , więc wystarczy wstawić na odpowiedniej pozycji w macierzy QQ wartość 1. Spowoduje to zmniejszenie tej h harmoniczej.

6. Przebieg symulacji obliczeniowych

Wszystkie przedstawione równania zapisuje się w postaci dyskretnej:

$$\bar{z}_{k+1} = A \cdot \bar{z}_k + B \cdot \bar{u}^* \quad \text{gdzie } \bar{z} = [\bar{x}; \bar{ni}] \quad (11)$$

Optymalne sterowanie \bar{u}^* , którym są prądy dławików $[Ii]$ w następnym, $(k+1)$ kroku całkowania oblicza się ze wzoru:

$$\bar{u}^* = [\bar{Ii_g}]_{k+1} = [K_st] \cdot \bar{z} \quad (12)$$

Macierz sterowania $[K_st]$ oblicza się dla rozważanego układu przy pomocy procedury systemu Matlab [1, 2]:

$$[-K_st, S, E] = dlqr(A, B, Q, R) \quad (13)$$

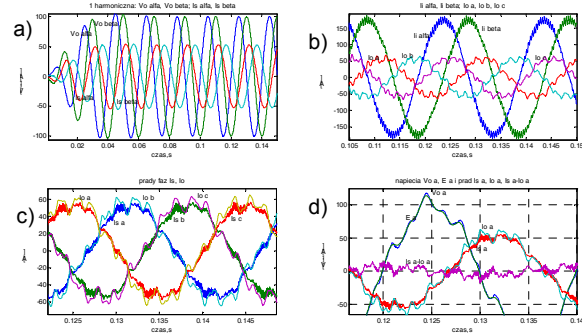
Przyjmuje się, że są mierzone (w układzie rzeczywistym lub tu w symulujący go modelu 'dokładnym') prądy płynące przez indukcyjności $[Ii]$, prądy obciążenia $[Io]$, napięcia obciążenia $[Vo]$. Te wielkości pomierzone wstawiane są do wektora \bar{z} w celu jego uaktualnienia. Przyjęcie do pomiarów wektora $[Ii]$ zwiększa czułość sterowania, lecz w prądzie $[Is]$ pojawiają się drobne drgania (rys. 4). Można ich uniknąć mierząc prąd $[Is]$ zamiast prądu $[Ii]$.

Model, którym posługujemy się podczas obliczeń jest modelem przybliżonym. Parametry układu równań nie są dokładnie znane. Dlatego podstawianie wielkości pomierzonych do rozszerzonego wektora zmiennych stanu \bar{z} w każdym kroku czasowym umożliwia w bardzo dużym stopniu zwiększenie poprawności przebiegów i sterowania.

Podczas symulacji było sprawdzane przetężenie prądowe prądów dławików $[Ii]$ (czyli sterowanie) oraz przepięcia napięciowe $[Vf]$ na wyjściu falownika. W razie przekroczenia wielkości znamionowych obie składowe α i β były proporcjonalnie zmniejszane. Obliczenia mają charakter symulacyjny. Oznacza to, że pomiary nie były wykonywane na modelu rzeczywistym układu, lecz na modelu obliczeniowym, który go symulował. Model ten był nazwanym modelem „dokładnym”. Miał on zmienione parametry w zakresie do 10% w porównaniu do

modelu służącego do obliczania optymalnego sterowania.

7. Wyniki symulacji



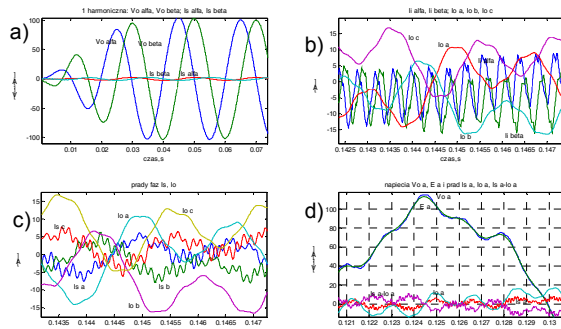
Rys. 2. Przebiegi dla założonej admitancji: $AD_a = -0,3 S$, $AD_p = -0,5 S$, $(-0,3 - j 0,5)$; na pozycji: a) – składowe α , β napięcia $[Vo]$ i prądu $[Is]$; na pozycji b) – składowe α , β prądu $[Ii]$ i prądy fazowe $[Io]$; na pozycji c) – prądy fazowe $[Is]$ oraz $[Io]$; na pozycji d) – napięcie fazowe Voa , napięcie fazy źródła sieci Ea , prąd fazy Isa , prąd fazy Ioa oraz różnica prądów $(Isa - Ioa)$, zasilająca kondensator Co (duża zawartość wyższych harmonicznymi napięcia sieci)

W przedstawionych obliczeniach celowo zaburzone napięcia źródłowe faz sieci Ea , Eb , Ec stosunkowo dużymi wyższymi harmonicznymi, co widać na rysunkach 2-4.

Na rysunku 3 założono mały prąd podstawowej harmoniczej, płynący do sieci z układu falownika. Dlatego przyjęto małe wartości admitancji ($AD_a + j AD_p$). Układ koncentruje się na zmniejszeniu zawartości wyższych harmonicznymi w napięciach wyjścia $[Vo]$.

W przedstawionych w tym podrozdziale równaniach modelu rzeczywistego ('dokładnego') (11), który zastępuje model rzeczywisty, wkomponowano równania filtrów. Wyodrębniają one potrzebne sygnały podstawowej harmoniczej. W rzeczywistości winny one uzupełniać pomiary na obiekcie rzeczywistym w postaci zastosowania np. filtrów cyfrowych. W przedstawionym programie zapewnia się założoną wartość podstawowej harmoniczej prądów $[Is]$ względem podstawowej harmoniczej napięcia na zaciskach wyjściowych $[Vo]$. Służy temu równanie (7), gdzie założono admitancję \underline{Y} , w postaci jej składowej czynnej AD_a oraz biernej AD_p . Ponieważ składową podstawową prądu wpływającego do kondensatorów Co łatwo jest obliczyć, znając napięcie

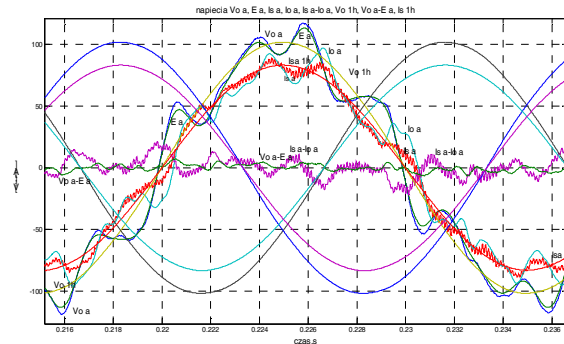
[V_o], więc przedstawione sterowanie zapewnia też właściwą, założoną wielkość prądu podstawowej harmonicznej, wpływającego do sieci. Rozpatrywany układ zmniejsza też wyższe harmoniczne występujące w napięciu wyjścia [V_o] (czyli też w sieci zasilającej), w miarę swoich możliwości mocowych.



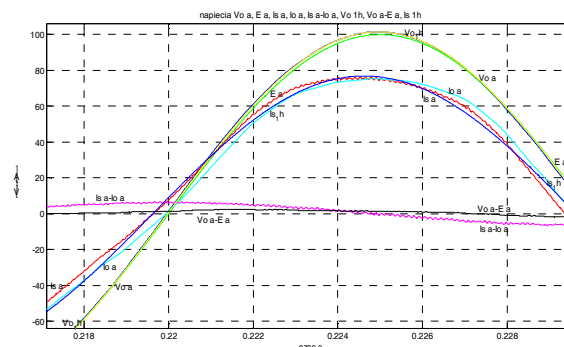
Na rysunku 4 założono występowanie w sieci dużej zawartości harmonicznych napięcia. Wiadać, że prąd [I_s] zawiera małe drgania wysokich harmonicznych i stara się nadażyć za harmonicznymi prądów sieciowych [I_o]. Drgań tych można uniknąć, przyjmując zamiast pomiarów prądów [I_i], prądy [I_s]. Po obserwacji szeregu przebiegów, to rozwiązanie wydaje się godne polecenia.

Pierwsza harmoniczna prądu [I_s] spełnia równanie (7) z pewnym niedomiarem. W związku z tym można przewidzieć sterowanie wartością założonej admittancji ($AD_a + j AD_p$). Celem jest osiągnięcie założonej wartości prądu wpływającego do sieci [I_o]. Podobnie jak przy każdej zmianie parametru, również zmiana założonej admittancji wymaga każdorazowo nowego policzenia macierzy wzmocnienia K_{st} z (13).

Dla potwierdzenia poprawności pracy układu przy proponowanym sterowaniu, przedstawiono na rysunku 5 jego przebiegi przy braku wyższych harmonicznych w napięciu sieci.



Rys. 4. Przebiegi dla założonej admittancji: $AD_a = 1 S$, $AD_p = 0 S$, $(1 + j 0)$ przy dużym poziomie wyższych harmonicznych napięcia sieci: 10% 5 harmonicznej, 15% 7 harmonicznej, 5% 11 harmonicznej



Rys. 5. Przebiegi dla założonej admittancji: $AD_a = 1 S$, $AD_p = 0 S$, $(1 + j 0)$ przy braku wyższych harmonicznych w napięciu sieci

8. Wnioski

Z przedstawionych rozważań i symulacji można wyciągnąć wniosek, że opisana metoda optymalnego sterowania układu falownika przy jego współpracy z siecią energetyczną sprawdza się. Można było zadawać prąd podstawowej harmonicznej, który miał być wysyłany do sieci. Równocześnie układ starał się, w miarę swoich możliwości, zmniejszyć wyższe harmoniczne w napięciu sieci. Układ spełniał swoje założenia mimo tego, że podczas sterowania użyto tylko jego przybliżonych parametrów.

9. Literatura

- [1]. Gołębiowski L., Gołębiowski M.: *Obwody elektryczne*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów 2009.
- [2]. Gołębiowski L., Kulig S. T.: *Metody numeryczne w technice*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów 2012.
- [3]. Gołębiowski L., Lewicki J.: *Układy elektromagnetyczne w energoelektronice*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów 2012.

[4]. Keyhani A., Marwali M., Dai M.: *Integration of green and renewable energy in electric power systems*, John Wiley & Sons, 2010.

[5]. Tunia H., Winiarski B.: *Energoelektronika*, WNT, Warszawa 1994.

Autorzy

Dr inż. Damian Mazur, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki
ul. W. Pola 2, B206, 35-959 Rzeszów
e-mail: mazur@prz.edu.pl.