

Koncepcja sprzęgu AC/DC/AC na bazie przekształtników wielokanałowych

Streszczenie. Przedstawione w pracy rozwiązanie sprzęgu typu AC/DC/AC generatora z siecią elektroenergetyczną dedykowane jest zastosowaniom w elektrowniach wykorzystujących tzw. odnawialne źródła energii – wiatrowych i ew. wodnych. Pozwala ono, poprzez obniżenie strat własnych, na podniesienie sprawności energetycznej systemu. Dzięki temu możliwy jest wzrost efektywności działania elektrowni rozumianej, jako możliwość pracy turbiny (generatora) w szerszym zakresie prędkości obrotowych, a zatem wyzyskanie energii mas powietrza (wody) już przy niewielkich prędkościach ich ruchu. Poza ogólną koncepcją systemu w artykule przedstawiono m.in. model symulacyjny sprzęgu – oparty na fizycznie dostępnych komponentach energoelektronicznych w postaci modułów IGBT – oraz wybrane wyniki jego badań.

Słowa kluczowe: alternatywne źródła energii, IGBT, sterowanie układami energoelektronicznymi, przekształtniki wielokanałowe

Wprowadzenie

Elektrownie bazujące na energii pochodzącej ze źródeł alternatywnych (tzw. odnawialnych) są od wielu lat intensywnie rozwijaną platformą służącą wytwarzaniu energii elektrycznej. Niezwykle ważnym elementem wpływającym na efektywność działania takich układów jest, oprócz samego generatora, sposób rozwiązania sprzęgu pomiędzy tymże generatorem, a siecią elektroenergetyczną. Istnieje wiele opracowanych i użytkowanych praktycznie – niejednokrotnie na dużą skalę (np. w tzw. fermach wiatrowych) – rozwiązań tego typu układów opisanych w niezwykle bogatej literaturze przedmiotu, np. [6,7]. Na sposób wyboru konkretnego rozwiązania sprzęgu wpływają głównie takie elementy, jak: wartość mocy generatorów zastosowanych w elektrowni, przewidywany zakres zmienności prędkości obrotowej turbin, charakter sieci z którą współpracować ma elektrownia (sieć lokalna lub publiczna), parametry sieci elektroenergetycznej (np. wartość napięcia znamionowego ew. mocy zwarciowej), zakres autonomii elektrowni – w sensie sposobu nadzoru i sterowania jej pracą (nadzór lokalny lub zdalny) itp.

Autorzy artykułu prezentują w nim zmodyfikowaną w stosunku do istniejących rozwiązań koncepcję sprzęgu energoelektronicznego generatora energii elektrycznej z publiczną siecią elektroenergetyczną. Prezentowanej propozycji rozwiązania sprzęgu przyświecały następujące założenia:

- a) współpraca generatora z turbiną wiatrową o poziomym wirniku i dużej zmienności prędkości obrotowej, przy czym wytwarzanie energii elektrycznej byłoby możliwe już od jej stosunkowo niewielkiej wartości, co zwiększa efektywność wyzyskania energii związanej z ruchem mas powietrza (podobnie – omawiany układ mógłby być wykorzystany do współpracy z turbiną wodną);
- b) bezpośrednia współpraca elektrowni z publiczną siecią N.N.,
- c) maksymalizacja sprawności energetycznej sprzęgu (co wpływa bezpośrednio na postulat wymieniony w p. a)),

- d) zastosowanie relatywnie prostego w sterowaniu generatora przy jednocześnie uzyskaniu jego dużej sprawności energetycznej,
- e) możliwie duża integracja podzespołów składowych sprzęgu, a zatem maksymalizacja niezawodności pracy układu – ważny element w kontekście minimalizacji kosztów eksploatacji elektrowni i bezobsługowości jej pracy (nadzór i sterowanie pracą elektrowni w oparciu o zdalne stanowisko operatorskie),
- f) minimalizacja negatywnego wpływu pracy układów energoelektronicznych na środowisko elektromagnetyczne przy zapewnieniu wysokiej jakości energii elektrycznej (w sensie określonego kryterium) przekazywanej do sieci.

Spośród wielu możliwych koncepcji rozwiązań elektrowni tego typu autorzy wybrali tą na którą składa się zastosowanie, jako generatora, 3-fazowej maszyny typu PMSM sprzężonej z turbiną w sposób bezpośredni (bez przekładni). Generator tego typu charakteryzuje się m.in. relatywnie wysoką sprawnością energetyczną oraz posiada szereg innych walorów techniczno-eksploatacyjnych [3,7]. Sprzężenie generatora z siecią nastąpiłoby poprzez przekształtnik typu AC/DC/AC, co pozwala m.in. na odseparowanie generatora od sieci.

Zaproponowana w artykule modyfikacja istniejących rozwiązań układów tego typu ukierunkowana jest na maksymalizację sprawności energetycznej sprzęgu (maksymalizację efektywności pracy elektrowni). Polega ona na zastosowaniu przekształtników energoelektronicznych pracujących w konfiguracji energoelektronicznych sterowanych źródeł prądu, jako układów wielokanałowych (przekształtniki typu *interleaved / multichannel*) [1,5]. Konfiguracja ta pozwala na zmniejszenie strat dynamicznych w zaworach przekształtnika poprzez zmniejszenie wartości częstotliwości nośnej modulacji impulsowej (MSI), przy jednoczesnym zapewnieniu wysokiej jakości prądu (w sensie odwzorowania go w sygnale referencyjnym) generowanego przez energoelektroniczne źródło sterowane. Dzięki swym właściwościom energoelektroniczne źródła sterowane wykorzystujące przekształtniki wielokanałowe wychodzą bezpośrednio naprzeciw postulatów wymienionym w p. c),d) i f).

Prezentowaną koncepcję układu odniesiono do istniejących rozwiązań techniczno-technologicznych podzespołów energoelektronicznych w postaci modułów IGBT oraz IPM/IGBT. Zastosowanie tego typu rozwiązań wychodzi naprzeciw postulatowi mówiącemu o maksymalizacji niezawodności pracy części silnopiętrowej układu i jego modularności – p. e).

W dalszej części artykułu przedstawiono koncepcję sprzęgu generatora PMSM z siecią elektroenergetyczną oraz wybrane wyniki badań modelu symulacyjnego układu. Badania te poprzedzono analizą modelu małosygnalowego energoelektronicznego sterowanego źródła prądu, jako istotnej części składowej systemu.

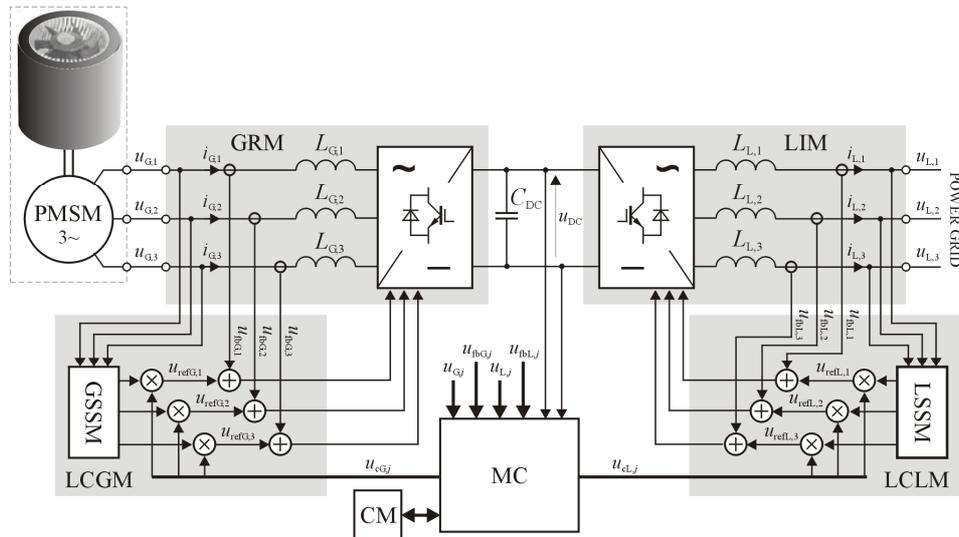
Struktura elektryczna sprzęgu

Ogólną strukturę sprzęgu generatora PMSM – sieć elektroenergetyczna pokazano na rysunku 1. W jej skład wchodzi główne bloki energoelektroniczne układu w postaci prostownika sterowanego (blok GRM) współpracującego z generatorem i falownika sieciowego (blok LIM). Oba bloki łączy obwód pośredniczący prądu stałego. Blok CM jest modułem komunikacyjnym z wbudowanymi funkcjami telemetrycznymi, umożliwiającym zdalny nadzór i sterowanie pracą elektrowni. Szczegóły jego pracy nie są jednak przedmiotem niniejszego opracowania.

Układ sterowania częścią wykonawczą posiada strukturę hierarchiczną – dwupoziomą. Składa się z dwóch kontrolerów lokalnych (t.j. poziomu pierwszego - podrzędnego) LCGM, sterującego bezpośrednio blokiem GRM oraz LCLM, sterującego blokiem LIM. Kontroler nadrzędny w postaci bloku MC steruje przepływem mocy w

VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

układzie generator – sieć elektroenergetyczna, operując na zmiennych wejściowych w postaci kluczowych dla działania sprzęgu napięć i prądów. W szczególności, jego zadaniem jest stabilizacja napięcia w obwodzie DC na zadanym poziomie.



Rys. 1. Schemat struktury elektrowni z wyszczególnionymi blokami wykonawczymi oraz sterowania.

Funkcja śledzenia wartości szczytowej napięcia sieci umożliwia pracę bloku LIM z minimalną wymagalną (z punktu widzenia możliwości przekazywania energii z obwodu DC do sieci) wartością napięcia w obwodzie DC. Dzięki temu możliwe jest dalsze obniżenie strat mocy w zaporach przekształtników. Kontroler nadrzędny – za pomocą generowanych przez siebie sygnałów $i_{cG,j} : j = 1,2,3$ i $i_{cL,j} : j = 1,2,3$ – wpływa m.in. na wartość (amplitudę) sygnałów odniesienia (referencyjnych) dla poszczególnych faz układu: $u_{refG,j} : j = 1,2,3$ i $u_{refL,j} : j = 1,2,3$.

Autorzy pracy skupili się głównie na zagadnieniach związanych z analizą i optymalizacją pracy kontrolerów poziomu pierwszego. Możliwe do zastosowania algorytmy sterowania związane z pracą kontrolera nadrzędnego – będące przedmiotem bardzo wielu opracowań naukowych i patentów, np. [2,8] – potraktowano w trakcie badań układu drugoplanowo.

Zadaniem kontrolerów poziomu pierwszego jest bezpośrednie sterowanie prądami fazowymi generatora $i_{G,j} : j = 1,2,3$ i sieci $i_{L,j} : j = 1,2,3$. Prądy te winny odzwierciedlać, z jak najmniejszym błędem odpowiednie sygnały odniesienia. W celu minimalizacji strat mocy w generatorze oraz sieci elektroenergetycznej – głównie poprzez redukcję wyższych harmonicznych prądów oraz – mocy biernej – sygnały odniesienia winny mieć z założenia kształt sinusoidalny oraz być w fazie z, odpowiednio, podstawową harmoniczną napięcia wyjściowego generatora $u_{G,j} : j = 1,2,3$ i sieci $u_{L,j} : j = 1,2,3$. Zadania synchronizacji sygnałów referencyjnych z odpowiednimi sygnałami zewnętrznymi realizują bloki GSSM – w module LCGM i LSSM – w module

LCLM autorską metodą, która nie wykorzystuje, standardowo stosowanych w tym celu, układów PLL. Oba moduły sterowania operują na sygnałach referencyjnych oraz sygnałach sprzężeń zwrotnych $u_{fbG,j} = r_{CT}i_{G,j} : j = 1,2,3$ i $u_{fbL,j} = r_{CT}i_{L,j} : j = 1,2,3$ pochodzącymi z przetworników pomiarowych prądów fazowych, gdzie wielkość r_{CT} jest ich stałą przetwarzania.

Odpowiednie sygnały referencyjne zdefiniowano – na podstawie wymienionych wyżej założeń – następującymi równaniami:

$$(1) \quad u_{refG,j}(t) = A_{refG,j} \sin(\omega_G t + \varphi_{G,j}) : j = 1,2,3,$$

$$(2) \quad u_{refL,j}(t) = A_{refL,j} \sin(\omega_L t + \varphi_{L,j}) : j = 1,2,3,$$

gdzie ω_G i ω_L są pulsacjami, odpowiednio, napięcia generatora i sieci.

Z założenia więc współczynniki mocy z jakim pracują generator i sieć elektroenergetyczna winny być jak najbardziej zbliżone do wartości 1,0. Jest to główne założenie algorytmu sterowania realizowanego przez bloki LCGM i LCLM.

Funkcję błędu odwzorowania sygnału wyjściowego (prądu) energoelektronicznego źródła sterowanego w sygnale zadany zdefiniowano następującym wyrażeniem – odniesionym do dziedziny czasu i przypadku szczególnego sygnałów referencyjnych danych wzorami (1) i (2):

$$(3) \quad \varepsilon_{CTR,j} = \sqrt{2} \frac{\sqrt{|u_{ref,j} - u_{fb,j}|^2}}{A_{ref,j}} 100\% : j = 1,2,3.$$

Okres całkowania dla wyznaczenia wartości średniokwadratowej sygnału błędu $|u_{ref,j} - u_{fb,j}|^2 : j = 1,2,3$ przyjęto, jako równy okresowi napięcia generatora T_G lub sieci T_L . We wzorze (3) zastosowano uproszczony opis symboliczny poszczególnych wielkości.

Równanie (3) opisuje w sposób kompleksowy jakość działania energoelektronicznego źródła prądu, stanowiąc jedno z dwóch (obok współczynnika *THD*) przyjętych w pracy kryteriów jego oceny.

Oba główne bloki sprzęgu stanowią zamknięte systemy elektryczne – w sensie zastosowanych tam lokalnych, ujemnych sprzężeń zwrotnych – a zatem istotne dla działania całego systemu staje się zagadnienie ich stabilności. Kwestia ta jest jednym z zagadnień poruszanych w następnym rozdziale artykułu.

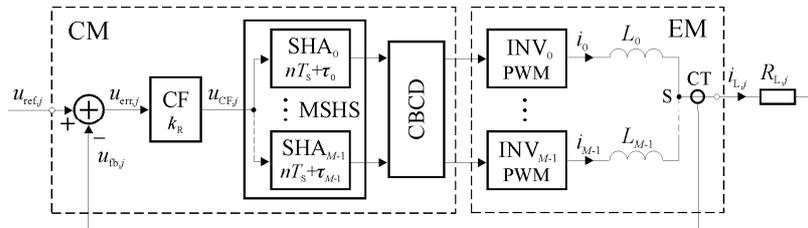
Przekształtniki pracują w trybie MSI ze stałą wartością częstotliwości nośnej, co – w połączeniu z zastosowanymi na ich wyjściach filtrami pasywnymi w postaci dławików – pozwala na ograniczenie poziomu emitowanych przez nie zaburzeń – przewodzonych oraz promieniowanych.

Sterowane źródło prądu bazujące na przekształtniku wielokanałowym i jego model małosygnałowy

Strukturę energoelektronicznego sterowanego źródła prądu bazującego na przekształtniku *M*-kanałowym przedstawia rysunek 2. Bloki GRM i LIM, jako układy 3-

VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

fazowe zawierają więc po trzy układy tego typu. Pracę przekształtników wielokanałowych przeanalizowano szczegółowo w wielu pracach, np. [5].



Rys. 2. Schemat blokowy energoelektronicznego sterowanego źródła prądu bazującego na przekształtniku M -kanałowym tworzącego jedną fazę układu.

Podsumowując ich właściwości – w postaci tak zalet, jak i wad – należy podkreślić następujące z nich:

- biorąc pod uwagę stabilność asymptotyczną układu, maksymalna wartość wzmocnienia regulatora wielkości wyjściowej (wielkość k_R w bloku CF) jest 2-razy większa w stosunku do układu 1-kanałowego [4],
- efektywna wartość częstotliwości najniższej położonych składowych pasywnych modulacji impulsowej wynosi Mf_c , gdzie f_c jest wartością częstotliwości nośnej modulatora,
- dynamika układu jest M -krotnie większa w stosunku do układu 1-kanałowego,
- problemem stanowiącym wadę układów tego typu jest nierównoważony rozptył prądu wyjściowego w poszczególnych kanałach przekształtnika.

Właściwości wymienione w p. a) – c) należy traktować jako zalety umożliwiające znacznie lepsze odwzorowanie sygnału wyjściowego w wielkości zadanej – w stosunku do układów 1-kanałowych. Natomiast istotną wadę rozwiązań tego typu stanowi właściwość wymieniona w p. d). W przypadku źródła sterowanego pokazanego na rysunku 2 blok CIBC jest kontrolerem odpowiedzialnym za minimalizację tego zjawiska. Jest on rozwiązaniem autorskim będącym przedmiotem niezależnego opracowania.

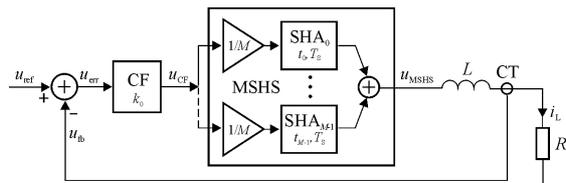
W analizowanym w pracy przypadku zastosowania przekształtnika wielokanałowego wybrano wartość $M = 4$ oraz $f_c = 2$ kHz. Było to wynikiem następujących przesłanek:

- kompromisu pomiędzy jakością prądu wyjściowego źródła, a złożonością (ceną) przekształtnika,
- wartości parametrów katalogowych wybranego dla modelowania symulacyjnego (i ew. realizacji praktycznej sprzęgu) modułu IGBT/IPM,
- przyjętej wartości indukcyjności dławików w poszczególnych kanałach przekształtnika, będącej z kolei kompromisem pomiędzy ich prądem roboczym a gabarytami (i zarazem kosztem ew. wykonania).

Istotną rolę pełni w układzie sterowania blok CF. Jest to filtr korekcyjny, będący elementem regulatora prądu wyjściowego energoelektronicznego źródła sterowanego, który dzięki swym właściwościom odpowiada w dużej mierze za jego stabilność. Sygnał w torze głównym układu obciążony jest bowiem znaczącym przesunięciem (opóźnieniem) fazy wynikającym z takich czynników jak: skończona wartość częstotliwości próbkowania w cyfrowym układzie sterowania, skończona wartość częstotliwości nośnej w

modulatorze impulsowym oraz obecność filtra pasywnego (cewki indukcyjnej) na wyjściu przekształtnika. Blok CF koryguje charakterystykę amplitudowo-fazową (korekta typu *lag-lead*) toru głównego źródła sterowanego, umożliwiając m.in. dalsze zwiększenie wartości współczynnika wzmocnienia regulatora prądu przy zachowaniu stabilności asymptotycznej układu.

Na rysunku 3 przedstawiono model małosygnałowy (liniowy) źródła sterowanego, na podstawie którego dobrano strukturę filtra korekcyjnego.



Rys. 3. Model małosygnałowy energoelektronicznego sterowanego źródła prądu bazującego na przekształtniku wielokanałowym.

Model ten składa się z następujących elementów (bloków): sumatora sygnałów referencyjnego u_{ref} i sprzężenia zwrotnego u_{fb} , generującego sygnał błędny sterowania u_{err} , filtra korekcyjnego (CF) o funkcji przenoszenia $K_{CF}(j\omega)$, wielowymiarowego układu próbkująco-pamiętającego (MSHS) o funkcji przenoszenia $K_{MHS}(j\omega)$ (funkcja ta uwzględnia tylko bloki *hold*, jako systemy elektryczne typu LTI), filtra wyjściowego (dławika) L i przetwornika pomiarowego prądu CT. Zakłada się, że rezystancja obciążenia $R_L=0$. Całkowity współczynnik wzmocnienia $k_0 = k_R k_{PM} k_{INV}$, gdzie: k_R , k_{PM} i k_{INV} są, odpowiednio, współczynnikami wzmocnienia: regulatora, modulatora impulsowego i przekształtnika – w odniesieniu do układu rzeczywistego. W opisie sygnałów pominięto numer fazy „ j ” w indeksie, gdyż zakłada się, że model małosygnałowy jest uniwersalny – w sensie odwzorowania w nim struktur poszczególnych faz układu rzeczywistego.

Analizę stabilności układu przeprowadzono w oparciu o kryterium Nyquista. Różnica zwrotna $F(j\omega) = 1 + K(j\omega)$ modelu dana jest następującym wzorem:

$$(4) \quad F(j\omega) = 1 + \frac{r_{CT} k_0}{j\omega L} K_{CF}(j\omega) K_{MHS}(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega),$$

gdzie transmitancje bloków MSHS i CF dane są następującymi równaniami [4]:

$$(5) \quad K_{MHS}(j\omega) = \text{Sa}\left(\omega \frac{T_S}{2}\right) \cos\left(\omega \frac{T_S}{4}\right) e^{-j\omega \frac{T_S}{2}},$$

$$(6) \quad K_{CF}(j\omega) = k_R \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{CF}}\right)^2 + j2\delta_{CF} \frac{\omega}{\omega_{CF}}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{CF}}\right)^2 + j2\delta_{CF}(1 + p_{CF}) \frac{\omega}{\omega_{CF}}},$$

VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

gdzie – w odniesieniu do (5): $T_S = \frac{1}{2f_c}$. Zależność ta jest charakterystyczna dla

modulatorów PWM realizowanych w formie cyfrowej – posiadających wbudowany na wejściu sygnału modulującego układ typu „sample-and-hold”. Znaleźć je można na strukturach specjalizowanych do zastosowań w energoelektronice nowoczesnych kontrolerów i procesorów sygnałowych.

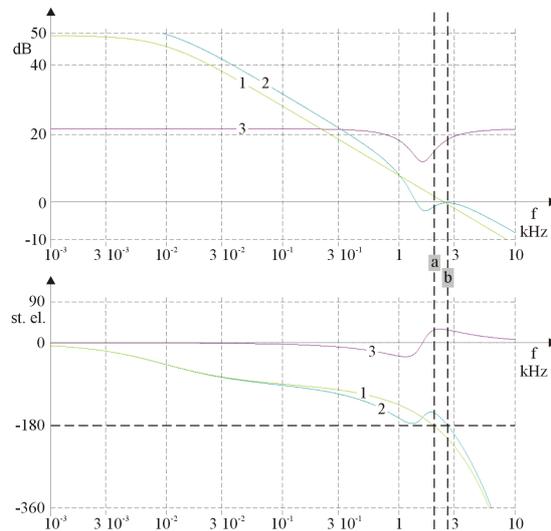
Dobór parametrów (k_R , ω_{CF} , δ_{CF} i p_{CF}) filtra korekcyjnego podlega zasadzie lokalnego zmniejszenia wzmocnienia regulatora (poniżej wartości 1,0) w obrębie krytycznej wartości argumentu stosunku zwrotnego $\arg\{K(j\omega_{cr})\} = -\pi$ – co zachodzi

dla pulsacji $\omega_{cr} = \frac{\pi}{T_S}$ (korekta typu *lag*) – oraz zwiększeniu wartości samego argumentu

(korekta typu *lead*). Częstotliwość $f_{cr} = \frac{\omega_{cr}}{2\pi}$ w omawianym przypadku była równa 2

kHz. Dobór parametrów równania (6) odbywa się metodą numeryczną – ich kolejnych przybliżeń do wartości zapewniających maksymalną dla danej konfiguracji układu wartość współczynnika wzmocnienia k_R . Pozostałe parametry modelu małosygnałowego źródła sterowanego – odniesione następnie do modelu symulacyjnego – były następujące: $L=1$ mH; $k_{PM}=1,0$; $k_{INV}=1,25$. W wyniku przeprowadzenia procedury optymalizacji parametrów filtra korekcyjnego uzyskano następujące ich wartości: $f_{CF}=1,6$ kHz; $\delta_{CF}=0,2$; $p_{CF}=2,0$; $k_R=12$.

Na rysunku 4 przedstawiono – dla wymienionych wcześniej parametrów – charakterystyki amplitudowo-fazowe: filtra korekcyjnego, stosunku zwrotnego $K(j\omega)$ układu bez korekcji i stosunku zwrotnego układu z filtrem korekcyjnym.



Rys. 4. Charakterystyki amplitudowo-fazowe: filtra korekcyjnego (3), stosunku zwrotnego układu bez korekcji (1) i stosunku zwrotnego układu z filtrem korekcyjnym (2) dla konfiguracji 4-kanalowej.

Jak wynika z zaprezentowanych wykresów układ bez filtra korekcyjnego dla częstotliwości f_{cr} charakteryzuje się – wyrażoną w dB – dodatnią wartością wzmocnienia k_0 (prosta „a”) jest więc niestabilny. Zastosowanie filtra spowodowało lokalne osłabienie wartości modułu stosunku zwrotnego oraz zwiększenie wartości jego argumentu. Układ dysponuje teraz pewnym (niewielkim) zapasem wzmocnienia, a jednocześnie wartość f_{cr} została przesunięta na częstotliwość ok. 2,6 kHz (prosta „b”). W efekcie pozwoliło to na ok. 50 % wzrost wartości współczynnika k_0 oraz pola wzmocnienia – w stosunku do układu bez filtra korekcyjnego. W konsekwencji zmalała wartość błędu odwzorowania prądu wyjściowego w prądzie referencyjnym ε_{CTR} z wartości 23 % do wartości ok. 15 %. W przypadku konfiguracji 1-kanalowej źródła prądu i pracy przy częstotliwości nośnej PWM równej 8 kHz: $\varepsilon_{CTR} = 6,5$ %. Mniejsza wartość błędu sterowania wynika ze znacznie większego (ok. 2,5-krotnego) współczynnika wzmocnienia w układzie regulacji prądu – w stosunku do układu 4-kanalowego – co było możliwe dzięki m.in., mniejszej wartości opóźnienia fazy sygnału sterującego.

Model symulacyjny sprzęgu

Model symulacyjny sprzęgu opracowano w środowisku ORCAD/PSpice. Głównym celem badań było porównanie mocy strat w układach przekształtnikowych dla konfiguracji tych układów, jako 1- i 4-kanalowych. Wybrany do badań symulacyjnych moduł IPM MITSUBISHI ELECTRIC charakteryzuje się największym w typoszeregu modułów 1200 V prądem znamionowym wynoszącym 150 A, umożliwiając uzyskanie (w opisywanej konfiguracji pracy źródeł prądu) mocy znamionowej sprzęgu równej 140 kW. Dla wariantu 1-kanalowego wybrano typowy 1-gałęziowy moduł IGBT tego samego producenta. W modelu symulacyjnym sprzęgu zastosowano:

- dla konfiguracji 1-kanalowej: moduł IGBT MITSUBISHI ELECTRIC 6-generacji typu CM600DXL-24S (1200V/600A):
 - łączna liczba modułów w blokach GRM i LIM: 3+3,
 - wartość częstotliwości nośnej MSI: 8 kHz,
- dla konfiguracji 4-kanalowej: moduł IGBT/IPM MITSUBISHI ELECTRIC 5-generacji typu PM150CL1A120 (1200V/150A),
 - łączna liczba modułów w blokach GRM i LIM: 4+4,
 - wartość częstotliwości nośnej MSI: 2 kHz.

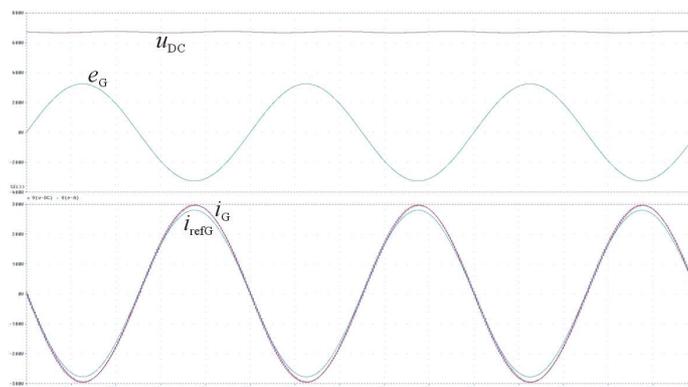
Założenia wspólne dla obu wymienionych wyżej konfiguracji modelu symulacyjnego sprzęgu były następujące:

- znamionowa moc wyjściowa sprzęgu: $P_{out,n} = 140$ kW,
- napięcie w obwodzie DC: $U_{DC} = 530 \div 650$ V,
- znamionowe napięcie (przewodowe) generatora: $U_{G,n} = 400$ V,
- prąd znamionowy prostownika sterowanego (GRM): $I_{G,n} = 215$ A,
- prąd znamionowy falownika sieciowego (LIM): $I_{L,n} = 202$ A,
- wartość indukcyjności dławików w poszczególnych fazach (kanałach) układu: 1 mH,
- analizowany zakres prędkości obrotowej generatora: $n = 0,05 \div 1,0$ n_n .

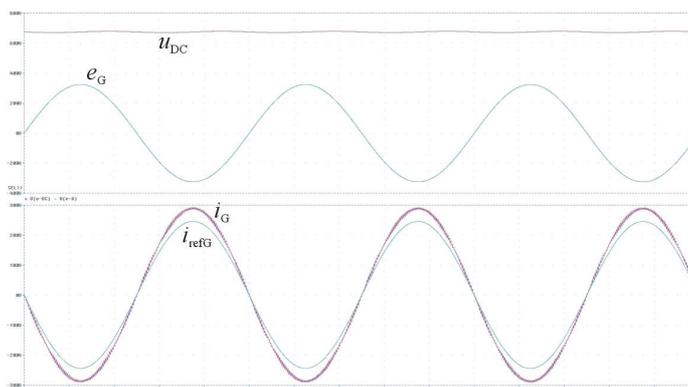
Na rysunku poniżej pokazano wybrane przebiegi prądów i napięć w modelu symulacyjnym sprzęgu – dla rozwiązania 1- i 4-kanalowego energoelektronicznego źródła prądu i w warunkach znamionowych pracy układu.

VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

a)



b)



Rys. 5. Przebiegi wybranych sygnałów w modelu symulacyjnym sprzęgu w postaci prądów odniesienia i_{refG} i fazowego i_G bloku GRM (jedna faza), s.em. generatora e_G i napięcia w obwodzie DC u_{DC} sprzęgu – dla konfiguracji pracy źródeł prądu: a) 1-kanalowej, b) 4-kanalowej.

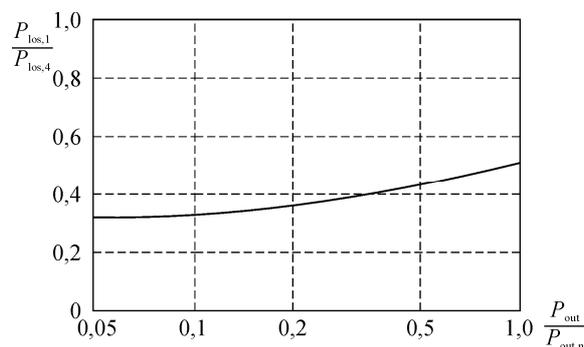
Zwraca zwłaszcza uwagę wysoki stopień odwzorowania kształtu prądu fazowego w przebiegu sinusoidalnym. W warunkach symulacji wartość współczynnika THD prądu fazowego (mierzona w paśmie 1 kHz) wahała się w przedziale $0,3 \div 0,5\%$ – w zależności od konfiguracji i warunków pracy układu. Na jego wartość miała także wpływ praca kontrolera nadrzędnego.

Same straty mocy w modułach IGBT oszacowano również za pomocą dedykowanej tej funkcji programu symulacyjnego MITSUBISHI ELECTRIC p.n. Melcosim Ver. 5.0.0. Podane poniżej wyniki analiz dotyczą łącznych strat mocy w blokach GRM i LIM:

- konfiguracja 1-kanalowa:
 - wartość mocy przekazywanej do sieci – znamionowa: $P_{los,1} = 4110$ W,
 - wartość mocy przekazywanej do sieci – 5 % mocy znamionowej: $P_{los,1} = 760$ W,

- konfiguracja 4-kanalowa:
 - wartość mocy przekazywanej do sieci – znamionowa: $P_{\text{los},4} = 2100 \text{ W}$,
 - wartość mocy przekazywanej do sieci – 5 % mocy znamionowej: $P_{\text{los},4} = 250 \text{ W}$.

Na rys. 6 pokazano relację łącznych mocy strat w obu przekształtnikach dla przypadku układu 1- i 4-kanalowego ($\frac{P_{\text{los},1}}{P_{\text{los},4}}$) w funkcji względnej wartości mocy oddawanej do sieci.



Rys. 6. Relacja całkowitej mocy strat w przekształtnikach dla układów 1- i 4-kanalowego w funkcji względnej wartości mocy wyjściowej sprzęgu.

Jak wynika z przeprowadzonych analiz łączne straty mocy w modułach IGBT dla konfiguracji 4-kanalowej układu są – w zależności od mocy wyjściowej sprzęgu – ok. 2÷3 - krotnie mniejsze w stosunku do konfiguracji 1-kanalowej. Wartości parametrów prądów fazowych dla obu analizowanych konfiguracji były bardzo zbliżone.

Podsumowanie

Wskazane w pracy rozwiązanie sprzęgu generatora PMSM z siecią elektroenergetyczną charakteryzuje się wysoką jakością przebiegów prądowych – tak od strony generatora, jak i od strony sieci elektroenergetycznej. Wykorzystanie w części wykonawczej systemu, realizującej funkcje energoelektronicznych sterowanych źródeł prądu, koncepcji przekształtników wielokanałowych pozwoliło (poprzez zmniejszenie wartości częstotliwości nośnej modulacji impulsowej) na obniżenie strat mocy w modułach IGBT. W rezultacie, tylko dzięki temu, uzyskano wzrost sprawności energetycznej systemu o ok. 1,5 %. Ponieważ poszczególne prądy fazowe są dobrze odwzorowane w przebiegach sinusoidalnych należy spodziewać się również zmniejszenia mocy strat w samym generatorze oraz innych elementach systemu.

Pewną wadą proponowanego rozwiązania – o charakterze przede wszystkim ekonomicznym – jest konieczność zwielokrotnienia liczby elementów wchodzących w skład systemu – w stosunku do rozwiązań konwencjonalnych. Niemniej, szacuje się, że udział ich kosztu w koszcie całkowitym systemu byłby stosunkowo niewielki. Zastosowanie modułów IPM/IGBT pozwala bowiem – z drugiej strony patrząc – na uproszczenie konstrukcji układu i obniżenie jego kosztów eksploatacyjnych poprzez np. poprawę niezawodności.

VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

Literatura

1. Huth S. DC/DC converters in Parallel Operation with digital load distribution control. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol. 2, pp. 808-813, 1996.
2. Jasiński M., Antoniewicz P., Kaźmierkowski M. P. Napędy indukcyjne zasilane w układzie prostownik PWM /falownik PWM ze sterowaniem wektorowym (Induction Motor Drive fed by PWM Rectifier/Inverter with Vector Control). (in Polish). Przegląd Elektrotechniczny, Nr 6/2005, ss. 1-5.
3. Fernandes B.G. Generators for wind power conversion. Tutorial. Department of Electrical Engineering, Indian Institute of Technology, Bombay, Nov. 2008: http://www.ee.iitb.ac.in/~npsc2008/NPSC_CD/Data/Tutorial%202/Generators%20for%20wind%20power%20conversion%20-%20Prof.%20B.G.%20Fernand.pdf.
4. Gwóźdź M. Stability of Discrete Time Systems on Base Generalized Sampling Expansion. Kwartalnik Elektryka, Politechnika Śląska, Zeszyt 1 (217), Gliwice 2011, ss. 29-40.
5. Gwóźdź M. Energoelektroniczne szerokopasmowe źródła sterowane napięć i prądów realizowane w oparciu o przekształtniki wielokanałowe. Przegląd Elektrotechniczny, Nr 10A/2012, ss. 132-134.
6. Blaabjerg F., Liserre M., Ma K. Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, Vol. 48, No. 2, pp. 708-719, 2012.
7. Akhilesh K.G., Himanshu B., Paulson S. Generator Topologies with Power Electronics Converters for a Wind Energy Conversion System: A Review. Proceedings of National Conference on Recent Trends in Energy Systems (NCRTES-2013), 04/2013.
8. Kaźmierkowski M. P., Malinowski M. Układ bezpośredniego sterowania mocą trójfazowego prostownika PWM (System of direct power control for three-phase PWM rectifier). Patent PL No. 354437.

Autorzy: dr hab. inż. Michał Gwóźdź, e-mail: Michal.Gwozdz@put.poznan.pl, dr inż. Michał Krystkowiak, e-mail: Michal.Krystkowiak@put.poznan.pl, Zakład Energoelektroniki i Sterowania, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej, Politechnika Poznańska, ul. Piotrowo 3A, 60-965 Poznań