

doi:10.15199/48.2016.03.39

## Uśredniony model okrętowego kompensatora udarów mocy SN budowanego na podstawie czteropozomowego falownika napięcia z diodami poziomującymi

**Streszczenie.** Artykuł przedstawia uśredniony model kompensatora udarów mocy, budowany na podstawie falownika czteropozomowego typu Diode Clamped i zasobnika superkondensatorowego, z przeznaczeniem do zastosowania w systemach elektroenergetycznych jednostek morskich. Opracowany model jest dedykowany do zadań związanych z syntezą i weryfikacją nadrzędnych algorytmów sterowania oraz symulacji izolowanych systemów elektroenergetycznych.

**Abstract.** Paper presents continuous average model of power surge compensator, based on a four level diode clamped inverter. The model is suitable for synthesis of control algorithms, as well for simulation of ship's power conditioning unit designed to an active power surge smoothing in isolated power plants. **Continuous average model of power surge compensator, based on a four level diode clamped inverter**

**Słowa kluczowe:** udary mocy, model uśredniony, kompensator mocy czynnej, super kondensator, falownik wielopozomowy.

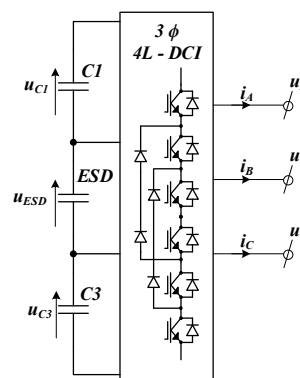
**Keywords:** power surge, average model, active power compensator, super capacitor, multilevel inverter.

### Wstęp

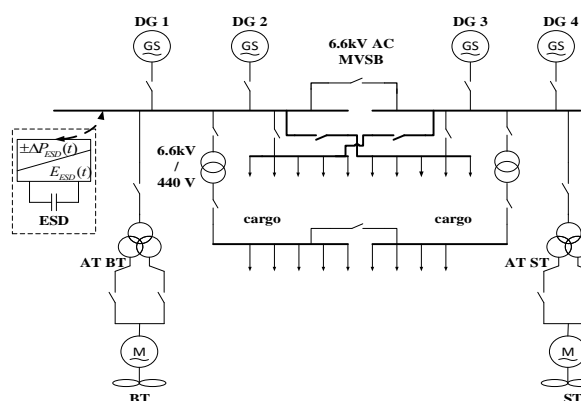
Kondycjonowanie energii elektrycznej jest jedną z intensywnie rozwijających się gałęzi sektora aplikacji energoelektronicznych [1]. Wynika to w głównej mierze z odpowiedzi na realne problemy praktyczne. Większość kondycjonerów energii elektrycznej, przeznaczona jest przy tym do poprawy kształtu przebiegów prądów i kompensacji mocy biernej. Prezentowany w artykule kompensator udarów mocy PSC (ang. Power Surge Compensator), stanowi propozycję uzupełniającego rozwiązania problemu kondycjonowanie energii elektrycznej, związanego z chwilowym wzrostem zapotrzebowania na moc w systemach izolowanych, w szczególności okrętowych. Analizowany układ stanowi połączenie czteropozomowego falownika napięcia o topologii diod poziomujących (rys.1) i napięciowego zasobnika energii elektrycznej ESD (ang. Energy Storage Device), np. superkondensatora, włączonego w pośredniczący obwód DC przekształtnika. Jego zadaniem jest łagodzenie udarowych zmian mocy czynnej bądź ich chwilowych fluktuacji w sieciach energetycznych o obniżonej odporności na występowanie zaburzeń (sieci okrętowe, platformy wiertnicze, systemy wyspowe), wpływających bezpośrednio na bezpieczeństwo energetyczne wspomnianych systemów.

Występujące w sieciach okrętowych udary mocy, będące wynikiem zmiany punktu pracy bądź chwilowych załączeń odbiorników średniej i dużej mocy, stanowią znaczący problem w kwestii bezpieczeństwa energetycznego statku lub platformy wydobywczej. W szczególnych przypadkach udarowa zmiana mocy z dużym  $dP/dt$ , wiąże się z przeciążeniem pracujących zespołów prądowców i wynikającą z tego utratą zasilania. Stan taki z powodów bezpieczeństwa żeglugi, przewożonego ładunku i personelu jest niedopuszczalny, a przyczyny jego występowania powinny być wyeliminowane. Nadrzędny algorytm sterowania układów PSC powinien więc umożliwiać łagodzenie lub nawet całkowitą eliminację oddziaływania udarów na sieć dystrybucyjną. W tym celu kompensator najprościej jest wyposażyć w funkcję uśredniania mocy obciążającej system energetyczny. Realizowany na tej podstawie proces łagodzenia udarów mocy zachodzi poprzez sterowane przekazywanie energii z zasobnika ESD do systemu w stanach udaru mocy i pobierania energii do ESD w sytuacji nadwyżek energetycznych w systemie. Uwzględniając przy tym fakt, że większość systemów energetycznych statków o dużych

mocach to systemy SN 6.6kV lub 11kV, układ PSC musi być dołączany przez transformator lub zbudowany jako falownik wielopozomowy bezpośrednio sprzęgający ESD z siecią, co przedstawia rysunek 2.



Rys. 1. Uproszczony schemat przekształtnika 4L-DCI z zasobnikiem ESD w obwodzie pośredniczącym



Rys. 2. Schemat systemu energetycznego statku z przyłączonym do sieci SN kompensatorem PSC

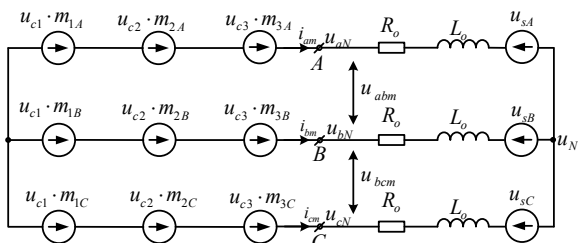
Celem artykułu jest przedstawienie opracowanego uśrednionego modelu ciągłego (analitycznego i symulacyjnego) czteropozomowego falownika napięcia o topologii diod poziomujących, przeznaczonego do zastosowania w aplikacji okrętowego kompensatora udarów mocy. Opracowany model zachowuje własności

statyczne i dynamiczne układu rzeczywistego, istotne z punktu analizy procesów elektroenergetycznych (transferu energii pomiędzy obwodem DC i AC). Jego zastosowanie znacząco przyspiesza symulacje (w szczególności wielowariantowe) eliminując stany łączeniowe elementów energoelektronicznych, nieistotne z punktu widzenia elektroenergetyki. Opracowany funkcjonalny model ciągły kompensatora stanowi podstawę do syntezy nadrzędnych algorytmów sterowania oraz modulacji układu.

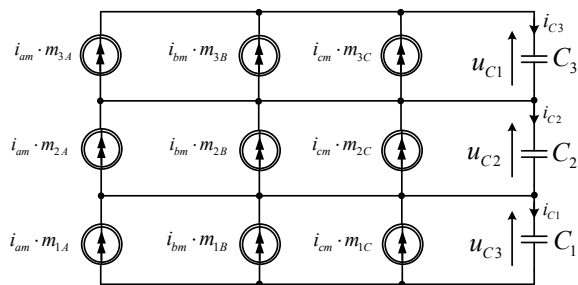
### Uśredniony model trójfazowego czteropoziomowego falownika napięcia z diodami poziomującymi

Ekwiwalenty obwód każdego przekształtnika energoelektronicznego może być łatwo zamodelowany w postaci źródeł napięcia i prądu [2]. Model taki zawiera dwa obwody: wejściowy (zbudowany ze źródeł prądowych) oraz wyjściowy (zbudowany ze źródeł napięciowych). Oba te obwody, wzajemnie na siebie oddziaływujące i podlegające wspólnemu sterowaniu adekwatnemu do przyjętego algorytmu modulacji (PWM), zachowując charakterystyczne własności statyczne i dynamiczne przekształtnika.

Dodatkowo zastępując w takim modelu nieliniowe sterowanie łączników energoelektronicznych przez funkcje ciągłe możliwe jest zbudowanie uśrednionego modelu AVM (*ang. Average Value Model*) przekształtnika [2],[3]. Na tej podstawie został też opracowany uśredniony model trójfazowego, czteropoziomowego falownika napięcia o topologii diod poziomujących (4L-DCI), przedstawiony na rysunku 3 i rysunku 4. W modelu wielkości  $u_{C1}$ ,  $u_{C2}$ ,  $u_{C3}$  oraz  $i_{C1}$ ,  $i_{C2}$  i  $i_{C3}$  są napięciami i prądami kondensatorów obwodu pośredniczącego DC przekształtnika, natomiast  $u_{aN}$ ,  $u_{bN}$ ,  $u_{cN}$  oraz  $i_{am}$ ,  $i_{bm}$  i  $i_{cm}$  odpowiadają napięciom fazowym i prądom obwodu wyjściowego. Obydwa obwody są skojarzone współczynnikami modulacji  $m_{ij}$ , gdzie  $i$  jest indeksem modulacji poszczególnego poziomu, a  $j$  oznacza fazę przekształtnika.



Rys. 3. Obwód wyjściowy modelu przekształtnika 4L-DCI



Rys. 4. Obwód wejściowy modelu przekształtnika 4L-DC VSI

Realizacja AVM przekształtnika 4L-DCI wiąże się z zastąpieniem nieliniowych procesów sterowania funkcjami ciągłymi. W przypadku wielopoziomowych falowników napięcia, wykorzystujących algorytmy wielopoziomowej modulacji SPWM (PO-SPWM, PD-SPWM), w których zwielfokrotnia się liczbę nośnych modulacji względem wymaganych poziomów w przebiegu napięcia wyjściowego, uśrednienie to można zastąpić ograniczonymi funkcjami

sinusoidalnymi. Trójfazowe funkcje modulacji SPWM opisane zależnościami (1):

$$(1) \quad \begin{cases} m_A(t) = m_i \cdot \sin(\omega_m t) \\ m_B(t) = m_i \cdot \sin(\omega_m t - 2\pi/3) \\ m_C(t) = m_i \cdot \sin(\omega_m t + 2\pi/3) \end{cases}$$

po wprowadzeniu ograniczeń (2):

$$(2) \quad ogr_3 = 2m_i; \quad ogr_2 = \frac{4}{3}m_i; \quad ogr_1 = \frac{2}{3}m_i$$

dostosowane są do poziomów modulacji falownika czteropoziomowego. Uśrednione, ciągłe funkcje sterujące źródła prądów i napięć w modelu 4L-DCI opisać można jako (3a-b):

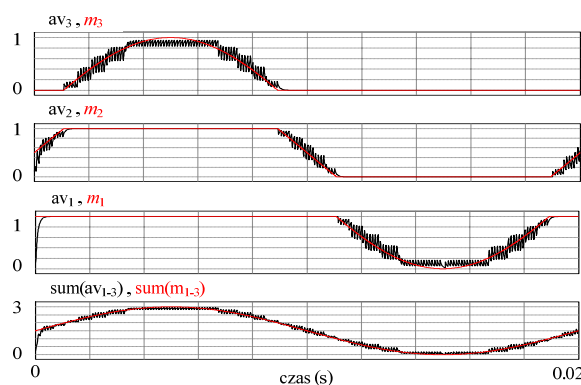
$$(3a) \quad m'_{1\{A,B,C\}}(t) = \begin{cases} ogr_1 \Leftrightarrow m_{\{A,B,C\}}(t) \geq ogr_1 \\ 0 \Leftrightarrow m_{\{A,B,C\}}(t) \leq 0 \\ m_{\{A,B,C\}} \Leftrightarrow 0 \leq m_{\{A,B,C\}}(t) \leq ogr_1 \end{cases}$$

$$(3b) \quad m'_{2\{A,B,C\}}(t) = \begin{cases} ogr_2 \Leftrightarrow m_{\{A,B,C\}}(t) \geq ogr_2 \\ ogr_1 \Leftrightarrow m_{\{A,B,C\}}(t) \leq ogr_1 \\ m_{\{A,B,C\}} \Leftrightarrow ogr_1 \leq m_{\{A,B,C\}}(t) \leq ogr_2 \end{cases}$$

$$(3c) \quad m'_{3\{A,B,C\}}(t) = \begin{cases} ogr_3 \Leftrightarrow m_{\{A,B,C\}}(t) \geq ogr_3 \\ ogr_2 \Leftrightarrow m_{\{A,B,C\}}(t) \leq ogr_2 \\ m_{\{A,B,C\}}(t) \Leftrightarrow ogr_2 \leq m_{\{A,B,C\}} \leq ogr_3 \end{cases}$$

Rysunek 5 przedstawia porównanie zastępczych funkcji sterujących oraz uśrednionych rzeczywistych funkcji kluczowania tranzystorów w modelu IGBT przekształtnika. Aby zachować ekwiwalent pomiędzy sterowaniem nieciągłym a zastępczymi funkcjami ciągłymi (3a-3b) wprowadzono współczynnik proporcjonalności (4), którego celem jest, zachowanie wartości zastępczych funkcji modulujących  $m_{ij}$  w przedziale od 0 do 1.

$$(4) \quad \delta_i = \frac{1}{2} (m'_{i\{A,B,C\}} - ogr_{i-1})$$



Rys. 5. Porównanie uśrednień funkcji sterujących łączników energoelektronicznych s oraz zastępczych funkcji ciągłych m

Uwzględniając (4), ciągły uśredniony modulator SPWM dla czteropoziomowego falownika napięcia typu 4L-DCI opisuje zależność (5):

$$(5) \quad \begin{aligned} m_{1\{A,B,C\}}(t) &= (1/2)m'_{1\{A,B,C\}}(t), \\ m_{2\{A,B,C\}}(t) &= \delta_{i=2}, \quad m_{3\{A,B,C\}}(t) = \delta_{i=3} \end{aligned}$$

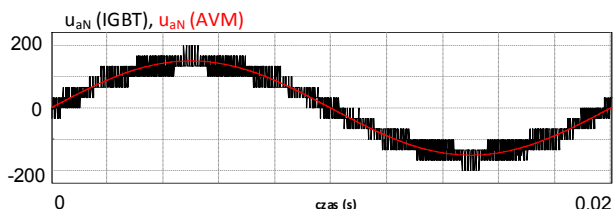
Bazując na znajomości zastępczych uśrednionych współczynników modulacji (5) oraz AVM przekształtnika 4L-

DC VSI, jego opis analityczny można przedstawić w postaci równań macierzowych (5) i (6):

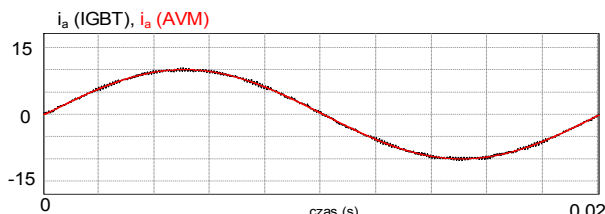
$$(5) \quad v_{\{A,B,C\}N} = \sum \begin{bmatrix} m_{1\{A,B,C\}} \\ m_{2\{A,B,C\}} \\ m_{3\{A,B,C\}} \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} v_{C1} & 0 & 0 \\ 0 & v_{C2} & 0 \\ 0 & 0 & v_{C3} \end{bmatrix}$$

$$(6) \quad i_{Ck} = \sum \begin{bmatrix} m_{kA} \\ m_{kB} \\ m_{kC} \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} i_{am} & 0 & 0 \\ 0 & i_{bm} & 0 \\ 0 & 0 & i_{cm} \end{bmatrix}$$

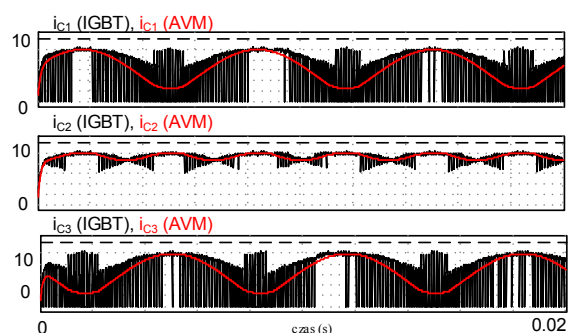
W celu weryfikacji powyższych zależności porównano wartości skuteczne napięć i prądów modelu łącznikowego i AVM analizowanego przekształtnika 4L-DCI (rys. 6 i 7). Porównano również wartości średnie prądów obciążających kondensatory obwodu pośredniczącego (rys.8). Błędy względne odtwarzania przebiegów na podstawie AVM, odniesione do referencyjnych wartości wyznaczonych na podstawie modelu łącznikowego zostały przedstawione w tabeli 1.



Rys. 6. Porównanie napięć fazowych modeli IGBT i AVM dla identycznych warunków obciążenia



Rys. 7. Porównanie prądów modeli IGBT i AVM dla identycznych warunków obciążenia



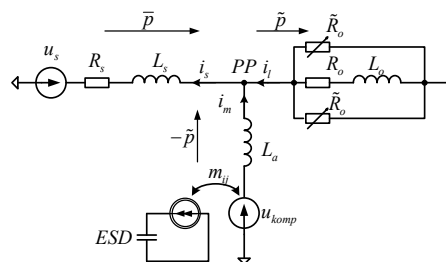
Rys.8. Porównanie wartości średnich prądów obciążających kondensatory obwodu DC w modelu IGBT i modelu AVM

Tabela 1. Zestawienie błędów względnych modelu AVM

Parametr	$ \delta $ [%]
$i_{am}$	0.4
$u_{aN}$	1.3
$i_{C1}$	1
$i_{C2}$	0.3
$i_{C3}$	0.6

## Nadrzędny algorytm sterowania okrętowego układu PSC

Nadrzędny algorytm sterowania układem PSC oparty został na teorii mocy chwilowej  $p-q$  [5], wykorzystywanej zarówno do śledzenia chwilowego obciążenia izolowanego systemu energetycznego mocą czynną jak i wyznaczenia wartości średnich jedną z dwóch metod: za pomocą klasycznego filtra dolnoprzepustowego (LPF) lub z zastosowaniem dekompozycji falkowych (WTD) [6]. Stąd, uśrednienie chwilowego obciążenia systemu jest realizowane poprzez wymianę energetyczną pomiędzy siecią, a ESD (analizę przeprowadzono na przykładzie superkondensatora o pojemności 41F) z wykorzystaniem przekształtnika 4L-DCI jako sprzęgu: system – zasobnik, co pokazuje uproszczony schemat jednofazowy przedstawiony na rysunku 9.



Rys. 9. Układ przyłączenia kompensatora udarów mocy do sieci energetycznej statku

W układzie sterowania nadrzędnego we współrzędnych stacjonarnych  $\alpha-\beta$ , na podstawie [7], obliczane są moce chwilowe czynna  $p$  i bierna  $q$ . Kolejno, stosując jedną ze wskazanych metod uśredniania opisanych ogólnie transmitancją  $H(s)$ , na podstawie zależności (8)

$$(8) \quad \tilde{p} = p - p \cdot H(s) = p - \bar{p}$$

są wyznaczane fluktuacje/udarowe zmiany mocy czynnej. Stąd, wartości referencyjne prądów generowanych przez przekształtnik 4L-DCI w celu kompensacji składowej biernej oraz fluktuacji/udarów mocy czynnej wynoszą (9):

$$(9) \quad \begin{bmatrix} i_{komp\alpha}^* \\ i_{komp\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} u_{\alpha} & u_{\beta} \\ u_{\beta} & -u_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ -q \end{bmatrix}$$

Do realizacji zamkniętej pętli regulacji referencyjne prądy kompensujące  $i_{komp}^*$  podlegają transformacji do układu wirującego, zsynchronizowanego z wydzieloną siecią energetyczną. W tym układzie współrzędnych  $d-q$  realizowane jest następnie sprzężenie zwrotne (10a)

$$(10a) \quad e_1 = i_{komp\_d}^* - i_{m\_d} ; \quad e_2 = i_{komp\_q}^* - i_{m\_q}$$

i regulacja (10b):

$$(10b) \quad m_{i\_d} = k_p e_1 + k_i \int e_1 ; \quad m_{i\_q} = k_p e_2 + k_i \int e_2$$

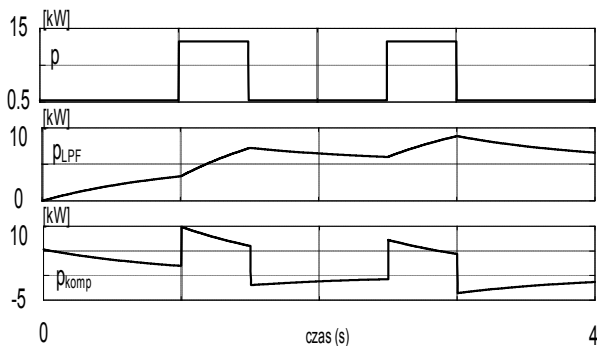
określająca wartości współczynników modulacji. Te współczynniki, przekształcone z powrotem do naturalnego – fazowego układu współrzędnych, stanowią wielkości wejściowe przedstawionego algorytmu SPWM (3) – (5) i są stosowane do sterowania modelu AVM przekształtnika 4L-DCI.

Zaproponowany algorytm sterowania wraz z AVM przekształtnika 4L-DCI i odpowiednim systemem zasilania z uwzględnieniem zmienności obciążenia został zamodelowany w środowisku MATLAB Simulink z pakietem SimPowerSystem. Parametry symulacji przedstawione zostały w tabelcy 2. Symulacji poddany został układ, w

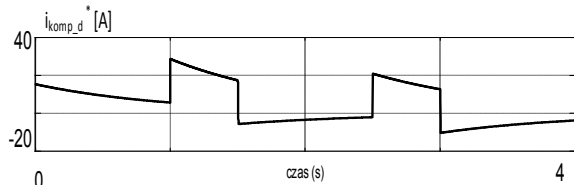
którym do ciągłego obciążenia dwukrotnie dodawany jest udar mocy wynikający z załączenia dodatkowych odbiorów rezystancyjnych. Na rys. 10 przedstawione zostały symulacyjne przebiegi mocy chwilowej, mocy uśrednionej (metodą LPF) oraz części oscylacyjnej rzeczywistej składowej mocy, która podlega kompensacji. Składowa oscylacyjna mocy przeznaczona do kompensacji jest odtwarzana w regulatorach PI prądu (rys. 11a , rys. 11b) i podawana ma model AVM w celu generacji kompensujących prądów dodawczych.

Tabela 2. Parametry symulacji układu kompensatora udarów mocy

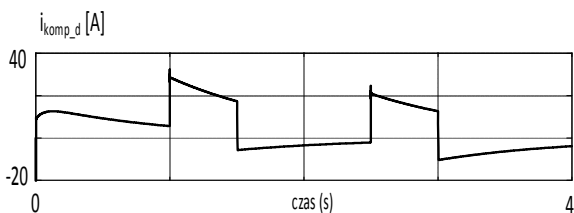
Parametr	Wartość
Krok symulacji	1 [μs]
Parametry sieci	$u_s = 230V, f_s = 50 \text{ Hz}, R_s = 0.5\Omega, L_s = 1mH$
Indukcyjność sprzęgająca	$L_a = 2mH$
Nastawy regulatorów $PI_d$ i $PI_q$	$k_p = 0.225$ $k_i = 10.5$
Napięcie obwodu pośredniczącego	$u_{DC} = 900V$ $u_{C1}=u_{C2}=u_{C3} = 300V$



Rys. 10. Moce zarejestrowane w symulowanym układzie. Od góry : moc pobierana przez odbiory, uśredniona moc odbiorów, referencyjna moc kompensująca

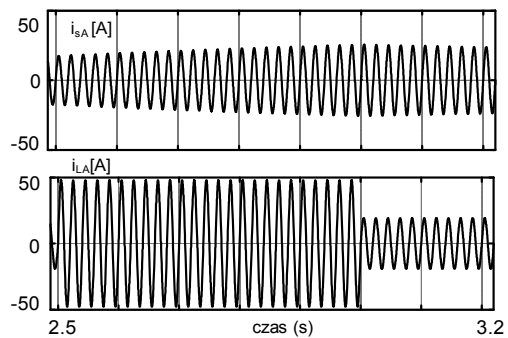


Rys. 11a. Zadany prąd kompensujący w układzie synchronicznym

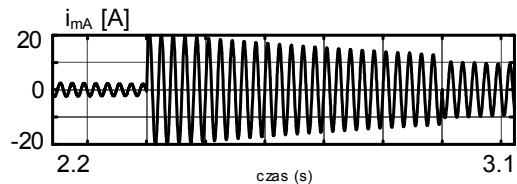


Rys. 11b. Wypracowywany przez przekształtnik prąd kompensujący w układzie synchronicznym

Przykładowy rezultat współdziałania badanego układu PSC z siecią ilustruje rys. 12, na którym przedstawiono symulacyjne przebiegi prądów sieci  $i_{sA}$  oraz obciążenia  $i_{LA}$ . Dla zachowania czytelności wyników przedstawiono wycinek czasowy przedstawiający stan systemu podczas drugiego udaru mocy. Kompensacja wzrostu wartości prądu sieci  $i_{sA}$  na skutek zmiany punktu pracy obciążenia, jest wynikiem dodania prądu kompensującego (rys. 13) generowanego przez równolegle przyłączony układ PSC.

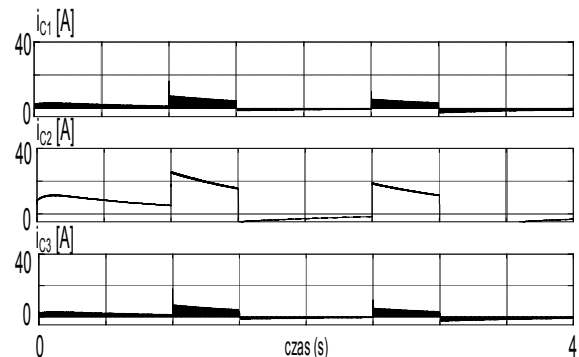


Rys. 12. Prąd sieci oraz prąd obciążenia dla fazy A symulowanego układu

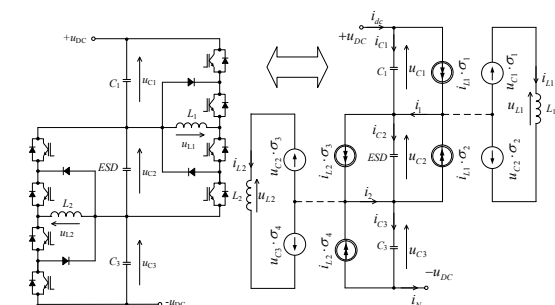


Rys.13.Prąd kompensujący modelu przekształtnika w fazie A

Zwiększenie wartości czynnego prądu kompensującego wiąże się także ze zwiększeniem prądu obciążenia kondensatorów obwodu pośredniczącego, co opisuje model matematyczny (6). W przypadku kompensatorów o topologii 4L-DCI wiąże się to z nierównomiernym obciążeniem kondensatorów obwodu DC, co przedstawiono na rys. 14. Dwukrotnie większe obciążenie kondensatora środkowego  $C_2$ , skutkuje nierównowagą napięć w obwodzie DC, co praktycznie uniemożliwia właściwe kształtowanie prądów kompensujących.



Rys. 14. Prądy kondensatorów obwodu DC modelu przekształtnika 4L-DCI



Rys. 15. Trójpoziomowa przetwornica balansująca z zasobnikiem energii włączonym w miejsce środkowego kondensatora

Jedną z możliwości równoważenia napięć na kondensatorach obwodu DC są algorytmy SVPWM

wykorzystujące stany redundantne [8], [9], [10]. Wadą tych rozwiązań są jednak zwiększona liczba łączy zaworów przekształtnika oraz wyższy poziom zaburzeń wspólnych. Ponadto możliwości tak modyfikowanych algorytmów są ograniczone wartością napięcia wyjściowego. Dlatego, dla układu PSC wybrano rozwiązanie sprzętowe, umożliwiające balansowanie napięć w obwodzie pośredniczącym z bezpośrednim przyłączeniem ESD. W tym celu, w obwodzie DC stosowane są dwie trójpoziomowe przetwornice DC/DC, których połączenie oraz model AVM przedstawia rys. 15.

Działanie zastosowanego układu balansującego (rys.15) polega na przekazywaniu energii pomiędzy kondensatorami DC za pośrednictwem indukcyjności  $L_1$  i  $L_2$ . W przypadku zanizonego napięcia na kondensatorze środkowym (ESD) przetwornica przekazuje energię z kondensatorów skrajnych  $C_1$  i  $C_3$  do kondensatora  $C_2$  lub odwrotnie, co opisują poniższe równania.

**PRZYPADK 1 (Ładowanie kondensatora  $C_2$ /ESD)**

$$\text{jeżeli } (u_{C1} > u_{C2(ESD)} < u_{C3}) \cap +i_{L1}(t) \cap -i_{L2}(t) \\ \text{wtedy} \\ i_{C1}(t) = i_{dc}(t) - i_{L1}(t)\sigma_1 \\ i_{C2(ESD)}(t) = i_{dc} + i_{L1}(t)\sigma_2 + i_{L2}(t)\sigma_3 \\ i_{C3}(t) = i_{dc}(t) - i_{L2}(t)\sigma_4$$

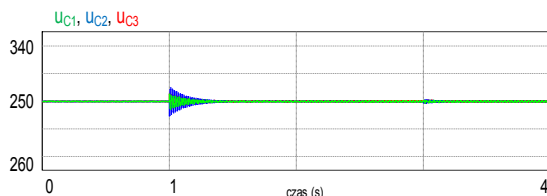
**PRZYPADK 2 (Rozładowywanie kondensatora  $C_2$ /ESD)**

$$\text{jeżeli } (u_{C1} < u_{C2(ESD)} > u_{C3}) \cap -i_{L1}(t) \cap +i_{L2}(t) \\ \text{wtedy} \\ i_{C1}(t) = i_{dc}(t) + i_{L1}(t)\sigma_1 \\ i_{C2(ESD)}(t) = i_{dc} - i_{L1}(t)\sigma_2 - i_{L2}(t)\sigma_3 \\ i_{C3}(t) = i_{dc}(t) + i_{L2}(t)\sigma_4$$

Oceną przydatności zaproponowanego układu balansującego (rys.15) w aplikacji PSC z przekształtnikiem 4L-DCI, zostały przeprowadzone odpowiednie badania symulacyjne (parametry symulacji przedstawiono w tabelicy 3). Wyznaczone przebiegi napięć na kondensatorach podczas udarów mocy (w chwili  $t = 1s$ ), przedstawia rysunek 16. Wyniki tych badań potwierdzają przydatność przyjętego rozwiązania przetwornicy do symetryzacji napięć w obwodzie DC czteropoziomowego układu PSC, w tym z możliwym dopasowaniem napięciowym ESD za pomocą przetwornicy 2-kierunkowej w.cz. .

Tabela 3. Parametry symulacji przetwornicy trójpoziomowej DC/DC

Parametr	Wartość
Krok symulacji	1 us
Referencyjne napięcia $u_{DC}$	900 V
Parametry kondensatorów $C_1$ i $C_3$	2250 uF, 300 V
Parametry zasobnika ESD	21 F, 360 V
Indukcyjności $L_1$ i $L_2$	2.5 mH



Rys. 16. Przebiegi napięć na kondensatorach w czasie udaru mocy

**Podsumowanie**

Przedstawiony w artykule model wielopoziomowego kompensatora udarów mocy spełnia stawiane mu we wstępie zadania. Pozwala na szybką symulację oraz syntezę algorytmów sterowania i modulacji

wielopoziomowego kompensatora udarów mocy, w skróconym czasie obliczeń. Zachowuje przy tym, te same własności energetyczne co model symulacyjny wykorzystujący łączniki energoelektroniczne o czym świadczą zestawienia błędów modelu.

Wykorzystując model AVM układu PSC zarejestrowano blisko pięciokrotne przyspieszenie czasu obliczeń w porównaniu do modelu z łącznikami przy zachowaniu tych samych parametrów symulacji. Opisany model matematyczny pozwala na łatwe odtwarzanie parametrów przekształtnika zarówno w obwodzie wejściowym jak i obwodzie pośredniczącym, co może być wykorzystane do ograniczenia punktów pomiarowych i wprowadzenia estymacji parametrów np. obwodu DC jedynie na bazie pomiarów ac przekształtnika.

Zaprezentowane rozwiązanie przetwornicy balansującej obwód DC pozwalana na przyłączenie zasobnika ESD bezpośrednio do obwodu DC (lub z wykorzystaniem dodatkowej przetwornicy izolującej w.cz. za pośrednictwem środkowego kondensatora C2 dla dopasowania napięć) i zapewnienie mu wymaganych warunków eksploatacji (symetria i stałość napięć). Zaprezentowany model w dalszych badaniach wykorzystywany jest do analizy układu z wykorzystaniem innych przetwornic balansujących oraz do wstępnych weryfikacji przydatności nowych algorytmów sterowania przed ich implementacją na modelu laboratoryjnym.

**Autor:** mgr inż. Maciej Grabarek, Akademia Morska w Gdyni, Katedra Automatyki Okrętowej, ul. Morska 81, 81-183 Gdynia, m.grabarek@we.am.gdynia.pl

Praca realizowana i finansowana w ramach projektu GEKON2/02/266561/11/2015.

**LITERATURA**

- [1] A. Moreno, "Power Quality", Springer, 2007.
- [2] M. Cespedes, T. Beechner and J. Sun, "Average Modeling and Analysis of Multilevel Converters", Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2010 IEEE 12<sup>th</sup> Workshop, June 2010, pp. 1-6
- [3] M. Saeedifard, R. Iravani and. J. Pou, "A space Vector Modulation Approach for Back -to -Back Connected Four-Level Converter", Power Electronics Specialists Conference PESC 2007, 2007, pp. 2043-2049.
- [4] G. Sinha, T. A. Lipo, "A Four-Level Inverter Based Drive with Passive Front End", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 15, NO. 2, 2000, pp.285 - 293
- [5] H. Akagi, E.H. Watanabe and M. Aredes, "Instantaneous Power Theory And Applications To Power Conditioning", Wiley - Interscience, 2007.
- [6] M. Grabarek, "Application of Wavelet Decomposition for Ship Power Surge Compensator", 9<sup>th</sup> International Conference on Compatibility and Power Electronics, Conference Materials, June 2015.
- [7] R. Strzelecki, "Zastosowanie teorii mocy chwilowej do sterowania energetycznych filtrów aktywnych", Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, Tom III, Zeszyt 1, AGH, 1997.
- [8] K. A. Corzine and S. K. Majeethia, "Analizisi of Novel Four - Level DC/DC Boost Converter", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APLPLICATIONS, VOL. 36, NO. 5, 2000, pp.1342-1350
- [9] Z. Pan, F. Peng, "Votage Balancing Control for Diode-Clamped Multilevel Rectifier/Inverter Systems", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL 41, NO. 6, 2005, PP. 1698 - 1706.
- [10] L. Costa, S. Mussa and I. Barbi, "Capacitor Voltage Balancing Control of Multilevel DC-DC Converters", Power Electronic Conference(COBEP), 2013, pp. 332-338.