

Maciej GRABAREK¹, Ryszard STRZELECKI²

Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, Katedra Automatyki Okrętowej (1)
Instytut Elektrotechniki w Warszawie, Zakład Przekształtników Mocy (2)

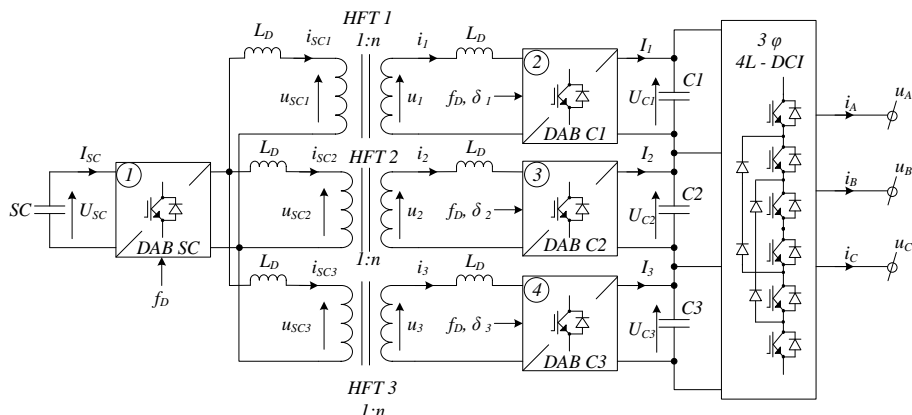
Przetwornica DAB w układzie kompensatora udarów mocy dla morskich systemów elektroenergetycznych

Streszczenie. Referat przedstawia analityczne i eksperymentalne wyniki badań przetwornicy DC/AC/DC typu Dual Active Bridge, stanowiącej funkcjonalny fragment wielopoziomowego aktywnego kondycjonera energii elektrycznej, przeznaczonego do kompensacji wahań lub udarów mocy. W aplikacji przetwornica DAB wykorzystywana jest do transferu energii z zasobnika energii elektrycznej do obwodu pośredniczącego przekształtnika 4L-DCI. Przedstawione w artykule analityczne modele przetwornicy DAB stanowią podstawę do dalszych syntez nadrzędnych algorytmów sterowania kondycjonera. Referat formułuje także motywację badań jako odpowiedź na realne zapotrzebowanie w przemyśle morskim.

Słowa kluczowe : udary mocy, statek, off-shore, przetwornica DAB, model analityczny

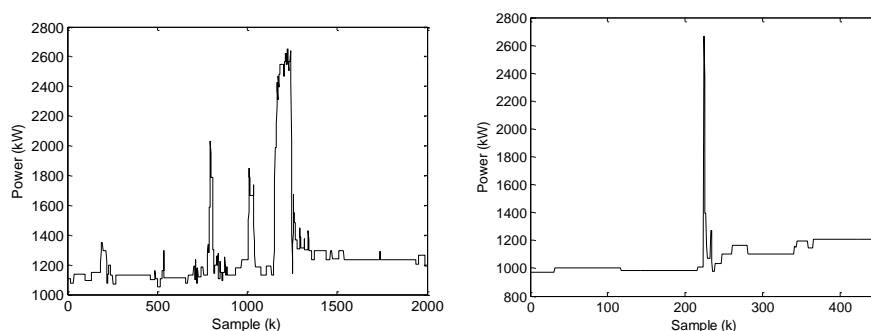
Wprowadzenie

Systemy elektroenergetyczne zasilające nowoczesne jednostki pływające oraz instalacje górnictwa morskiego tj. platformy wiertnicze lub pływające rafinerie FPSO, ze względu na swoją autonomiczność podlegają podwyższonym reżimom eksploatacji. Wiąże się to z zapewnieniem redundancji funkcjonalnej elementów systemu jak i zaostrzeniem parametrów jakościowych zasilania w odniesieniu do instalacji lądowych [1]. Normatywne wskaźniki jakości zasilania dla sieci okrętowych, zdefiniowane w [2] dotyczą głównie zaburzeń związanych z okresowymi przebiegami napięć i prądów. Norma [2] w treści pomija natomiast, źródło powstawania w/w zaburzeń jakim są niestacjonarne i nieliniowe obciążenia systemu, skupiając się wyłącznie na analizie efektów ich oddziaływania na system.



Rys. 1. Propozycja topologii KUD z wykorzystaniem przekształtnika 4L-DCI oraz wieloterminalowej przetwornicy DC/AC/DC typu DAB.

Przedstawione na rys.2, pomiary z obiektu rzeczywistego jakim był nowoczesny kontenerowiec o wyporności 80 226DWT i mocy zainstalowanej systemu wynoszącej 16.4 MW, potwierdzają że udarowe lub oscylacyjne zmiany mocy wywołane rozruchem bądź zmianą punktu pracy odbiorników dużej mocy stanowią źródło zaburzeń normalizowanych w [2]. W skrajnym przypadku, odpowiednio duża udarowa zmiana mocy obciążenia, może doprowadzić (poprzez wywołanie zapadu napięcia i częstotliwości) do zaniku warunków synchronizacji pracujących zespołów generacyjnych lub ich przeciążenia, co skutkuje awaryjnym wyłączeniem zasilania (tzw. *blackout*). Sytuacja taka ze względów bezpieczeństwa żeglugi, personelu pokładowego, ochrony środowiska morskiego oraz procesów technologicznych (tj. *przetwarzanie ropy naftowej, schładzanie gazu do postaci LNG*) jest niedopuszczalna i powinna być wyeliminowana lub ryzyko jej wystąpienia zminimalizowane.



Rys. 2. Przykładowe udary mocy zarejestrowane na obiekcie [3].

Dotychczasowe próby przeciwdziałania zjawiskom związanym z utratą zasilania w skutek szybkich i przypadkowych zmian mocy obciążenia, wiązały się z wprowadzaniem coraz bardziej rozbudowanych systemów zarządzania elektrowni okrętowych (*ang. Power Managment System*) w obszarze rozwiązań programistycznych. W zakresie eksploatacyjnym natomiast, utrzymywaniem zwiększonej rezerwy mocy dostępnej, co przekładało się na prace kilku zespołów generacyjnych obciążonych w zakresach niskich sprawności. Sytuację zmieniło wprowadzenie w życie nowelizacji konwencji MARPOL zawierającej tzw. dyrektywę siarkową oraz definiującą obszary kontroli emisji siarki (*ang. SECA*). Nowelizacja ta, wymusiła na operatorach statków lub instalacji off-shore używania droższych paliw (*o mniejszym negatywnym wpływie na środowisko naturalne*), a to z kolei wprowadzenie oszczędności w eksploatacji systemów okrętowych i tym samym wyeliminowaniu z pracy dodatkowych zespołów pełniących dotychczas rolę rezerwy mocy.

Alternatywą pozwalającą na zabezpieczenie okrętowego systemu energetycznego, przed negatywnymi efektami udarów mocy jest ich częściowa lub całkowita eliminacja, przy pomocy aktywnego kondycjonera tzw. kompensatora udarów mocy (*KUD*), którego rozwiązanie przedstawiono w [4]. W prezentowanym rozwiązaniu *KUD* współpracuje z zasobnikiem energii elektrycznej (*ZEE*) o wysokiej dynamice, pełniącym rolę bufora energetycznego. Dzięki odpowiednio dobranej topologii i sterowaniu pozwala na realizację zadania, jakim jest kontrolowana eliminacja udarów lub wahań mocy. Tym samym analizowane rozwiązanie kondycjonera, wpływa na poprawę bezpieczeństwa energetycznego i eksploatacji morskich systemów energetycznych.

Celem referatu jest prezentacja efektów badań analitycznych i eksperymentalnych fragmentu funkcjonalnego obwodu kondycjonera *KUD*, wykorzystującego przetwornice DC/AC/DC typu Dual Active Bridge (*DAB*), w kluczowym dla *KUD* procesie wymiany energii pomiędzy siecią elektroenergetyczną a *ZEE*. Zaprezentowane modele

IX Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2016

analizy stanowią podstawę do syntezy algorytmów sterowania nadrzędnego związanego z transferem energii i procesem stabilizacji napięcia w obwodzie pośredniczącym części falownikowej kondycjonera KUD.

Topologia kondycjonera KUD dla okrętowych sieci SN

Wymóg instalacji w sieciach okrętowych odbiorników o mocach jednostkowych rzędu MW (tj. *stery strumieniowe*), a także rozwój napędów głównych elektrycznych (o mocach *dziesiątek MW*), wymusił zastąpienie dotychczas stosowanych generatorów niskiego napięcia, zespołami generacyjnymi¹ pracujących w zakresach średnich napięć (SM). Kondycjoner KUD przeznaczony do współpracy z systemem SN, przyłącza się poprzez transformator dopasowujący lub bezpośrednio wykonując KUD w topologii wielopoziomowej. Ze względów gabarytowych, a także ekonomicznych (*koszt transformatora*), rozwiązanie wykorzystujące wielopoziomowy przekształtnik sprzęgający stałonapięciowy ZEE, z systemem energetycznych statku wydaje się bardziej uzasadnione eksploatacyjnie (rys. 1).

Jednym z możliwych rozwiązań średnionapięciowego KUD, jest jego realizacja w czteropoziomowej topologii diod poziomujących 4L-DCI (*ang. 4 Level Diode Clamped Inverter*) którą przedstawiono w [4]. Wybór tej technologii budowy przekształtnika wielopoziomowego, pozwala na uniknięcie problematycznej stabilizacji napięć na kondensatorach poziomujących (*znanej z topologii FCC*), a także nie wymaga stosowania wielu separowanych źródeł DC (*występujących w topologiach kaskadowych*). Jest także stosunkowo łatwa w sterowaniu w odniesieniu do rozwiązań matrycowych lub hybrydowych falowników wielopoziomowych [5],[6],[7]. Wymaga natomiast, stosowania algorytmów lub układów stabilizacji napięć w obwodzie pośredniczącym, a także wykorzystania szybkich diod poziomujących.

Zatem z punktu widzenia funkcjonalności KUD opartego o topologię 4L-DCI, problem utrzymywania stałego napięcia i dostarczania energii do obwodu pośredniczącego przekształtnika odgrywał będzie kluczową rolę w procesie kompensacji udarów mocy.

Zagadnienie nierównomiernego rozkładu napięć w obwodzie pośredniczącym przekształtnika 4L-DCI zostało analitycznie wyjaśnione z wykorzystaniem opracowanego uśrednionego modelu przekształtnika oraz opisujących go zależności (1), (2) [4]. W modelu tym, mierząc wartości prądów obciążenia przekształtnika $\{i_{a,b,cm}\}$ oraz znając zastępcze uśrednione funkcje modulacji $\{m\}$, możliwe jest wyliczenie wartości prądów obciążających kondensatory obwodu pośredniczącego w danym punkcie pracy.

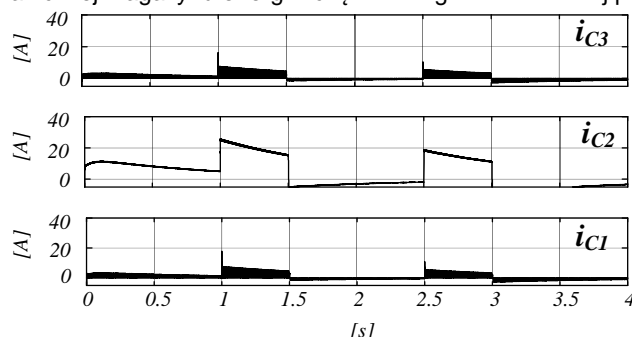
Model ten dowodzi, że w wyniku skokowej zmiany obciążenia przekształtnika 4L-DCI (*ekwiwalentnemu do kompensacji udaru mocy przez KUD*), zgodnie z (1),(2) prądy obciążające kondensatory DC przekształtnika $\{i_{c1,2,3}\}$ zwiększą się, a udział w procesie modulacji zmiennych $\{m\}$ związanych z zakresem niskich indeksów modulacji wprowadzi ich nierównoważne obciążenie, co przedstawiono na rys. 3.

$$(1) u_{\{A,B,C\}N} = \sum \left(\begin{bmatrix} m_{\{A,B,C\}}^T \\ m_{2\{A,B,C\}} \\ m_{3\{A,B,C\}} \end{bmatrix} \right)^T \times \begin{bmatrix} u_{C1} & 0 & 0 \\ 0 & u_{C2} & 0 \\ 0 & 0 & u_{C3} \end{bmatrix} \quad (2) i_{ck} = \sum \left(\begin{bmatrix} m_{kA} \\ m_{kB} \\ m_{kC} \end{bmatrix} \right)^T \times \begin{bmatrix} i_{cm} & 0 & 0 \\ 0 & i_{bm} & 0 \\ 0 & 0 & i_{cm} \end{bmatrix}$$

Jednym z możliwych rozwiązań problemu równoważenia obciążeń kondensatorów DC i stabilizacji na nich napięć, może być zaproponowana w [8] podwójna trójpoziomowa przetwornica równoważąca DC/DC. Jej zastosowanie w kondycjonerze

¹ prądnica synchroniczna napędzana silnikiem Diesla lub turbina gazowa najczęściej o napięciach znamionowych 6.6 kV lub 11kV.

KUD wymuszałyby jednak, dołączenie ZEE bezpośrednio do obwodu pośredniczącego przekształtnika, co znacząco ograniczyłoby zakres mocy kompensujących². Rozwiązanie takie zmniejsza także bezpieczeństwo eksploatacyjne układu, ze względu na brak separacji galwanicznej magazynu energii i części energoelektronicznej przekształtnika.



Rys. 3. Wyniki symulacyjne prądów obciążających kondensatory DC analitycznego skalowanego modelu przekształtnika 4L-DCI, przy kompensacji udaru mocy wynoszącego 7kW.

Innym rozwiązaniem problemu balansowania napięć kondensatorów przekształtnika, dostarczania energii do obwodu pośredniczącego i zwiększenia bezpieczeństwa współpracy ZEE z KUD jest ich wzajemne sprzęgnięcie przez separowaną na wysokiej częstotliwości dwukierunkową przetwornicą DC/AC/DC typu DAB. W układzie tym, dzięki zastosowanym transformatorom wysokiej częstotliwości HFT (*ang. High Frequency Transformer*) istnieje możliwość wykorzystanie zasobników o relatywnie niskich napięciach znamionowych lecz o wysokich pojemnościach energetycznych

Przetwornica DAB w układzie KUD dla sieci SN

Na rys. 1. przedstawione zostało rozwiązanie KUD, w którym kondensatory przekształtnika 4L-DCI zasilane są poprzez indywidualne mostki IGBT stanowiące część wtórną trójterminalowej przetwornicy DAB. Uzwojenia pierwotne transformatorów HFT są zrównoleglone i zasilane przez terminal wejściowy sprzęgnięty z ZEE (w wybranym rozwiązaniu – superkondensator SC). Dzięki indywidualnemu sterowaniu poszczególnych mostków wtórnych $\{\delta_{1,2,3}\}$ steruje się kierunkiem przepływu energii oraz stabilizuje wartość napięcia na kondensatorach obwodu pośredniczącego. Odbywa się to kosztem energii zgromadzonej w ZEE. Dławiki dodatkowe L_d włączone w obwód AC przetwornic ograniczają wartości prądów szczytowych płynących w obwodzie AC, powstających w wyniku niesymetrycznego przełączania łączników energoelektronicznych δ^3 . Wpływają także zgodnie z (3), na wartość mocy jaka może być przetransferowana przez dany terminal przetwornicy [9],[10].

$$(3) \quad P_T = \frac{nU_1U_2\delta(\pi - |\delta|)}{\omega\pi L_d}$$

Zastosowanie transformator o przekładni n pozwala na dopasowanie ZEE (o niskim napięciu znamionowym) do poziomu napięć wymaganych w obwodzie DC falownika

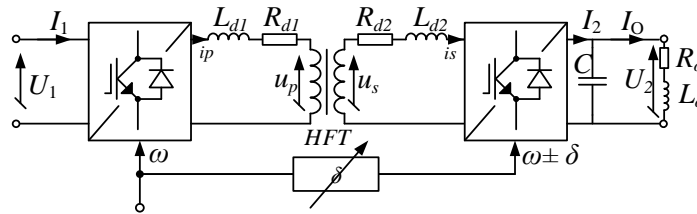
² Zasobniki energii elektrycznej o wysokiej dynamice (tj. superkondensatory) to układy niskonapięciowe. Bezpośrednie przyłączenie obwodu DC falownika, wymaga ich szeregowego łączenia, a tym samym dodatkowego balansowania lub zastosowania zasobników o wyższych napięciach znamionowych lecz o niższych pojemnościach energetycznych.

³ Najczęstszym sposobem sterowania niesymetrycznego przetwornic DAB jest modulacji fazy PSM (*ang. Phase Shift Modulation*) przebiegów prostokątnych o stałym wypełnieniu $d = 50\%$.

IX Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2016

4L-DCI i wprowadzenie separacji galwanicznej, której brak w rozwiązaniu z [8]. Wykorzystanie wyższych częstotliwości (>20kHz), umożliwia zmniejszenie wymiarów samych transformatorów HFT i dławików L_d .

Brak sprzężeń magnetycznych pomiędzy terminalami (*występujący z rozwiązania ze wspólnym transformatorem o k – odczepach wtórnych*) eliminuje kłopotliwe sprzężenia skrośne w przesyłach mocy i wprowadza modułowość rozwiązania. Dlatego też, dalsza analiza poświęcona zostanie pojedynczemu modułowi DAB, którego strukturę przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Wykorzystywana w układzie KUD przetwornica DAB.

W modelu tym kondensator C symbolizuje kondensator obwodu DC przekształtnika 4L-DCI, natomiast elementy R_o , L_o obciążenie tego kondensatora wynikającym z pracy falownika zgodnie z (2). Napięcie pierwotne przetwornicy DAB (rys.4) opisać można jako (4):

$$(4) \quad u_p(t) = U_1 \cdot s_1(t) - i_p R_{d1} - L_{d1} \frac{di_p(t)}{dt},$$

gdzie $s_1(t)$ i $s_2(t)$ reprezentują funkcje sterowania obu mostków (5):

$$(5) \quad s_1(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t \leq \pi \\ -1, & \pi < t \leq 2\pi \end{cases} \quad s_2(t) = \begin{cases} 1, & (0 \pm \delta) < t \leq (\pi \pm \delta) \\ -1, & (\pi \pm \delta) < t \leq (2\pi \pm \delta) \end{cases}$$

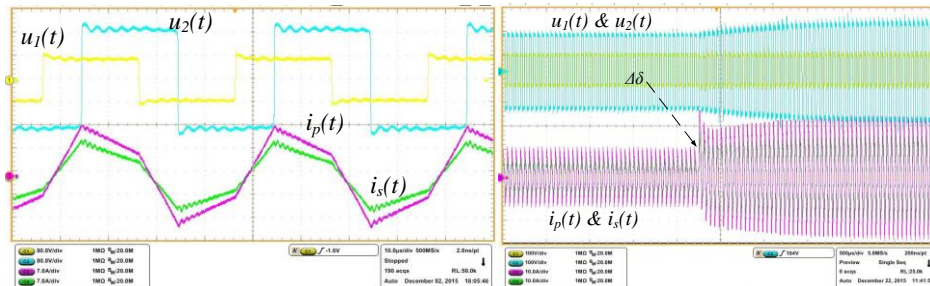
Parametry obwodu CRL na wyjściu układu opisują (6) i (7)

$$(6) \quad U_2 = \left| n \cdot u_p(t) + i_p R_{d2} / n + L_{d2} \frac{d(i_p / n)(t)}{dt} \right|$$

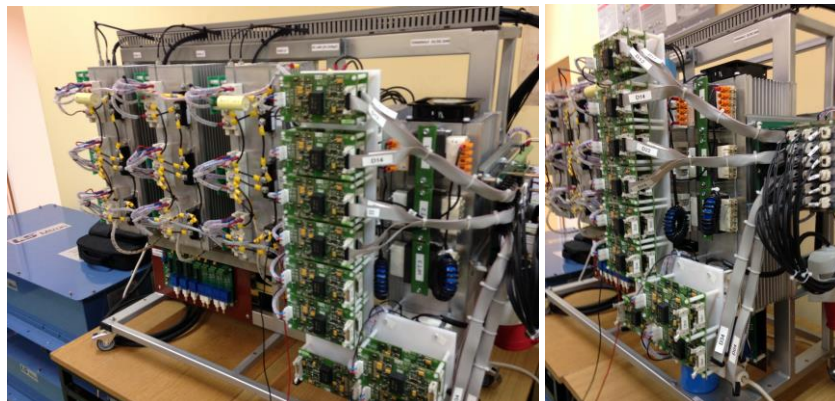
$$(7) \quad I_2 = i_s(t) \cdot s_2(t)$$

Powyższe zależności analityczne zostały potwierdzone modelem eksperymentalnym (rys.5), którego fotografię przedstawiono na rys. 6.

Model zbudowany został w oparciu o szybkie moduły tranzystorowe IGBT oraz planarne transformatory HFT. Sterowany jest z dedykowanej karty kontrolnej, zawierającej procesor sygnałowy TI serii C2000 oraz strukturę programowalną ALTERA CYLCONE IV. W procesorze DSP realizowane są przekształcenia i obliczenia wymagane w przyjętych algorytmach sterowania. Układ FPGA odpowiada natomiast za realizację modulatorów, SPWM dla falownika 4L-DCI oraz PSM dla modułów DAB. FPGA wykorzystywane jest także do detekcji błędów sterowników tranzystorów IGBT.



Rys. 5. Oscylogramy eksperymentalnego modelu DAB w stanie ustalonym (lewy) i w stanie przejściowym (prawy) po zmianie kąta przesunięcia fazowego o $\Delta\delta = 45^\circ$.



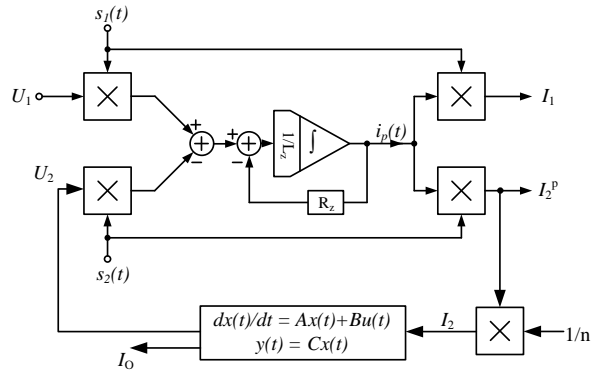
Rys. 6. Fotografie eksperymentalnego skalowanego modelu KUD (z lewej) oraz części wieloterminowej DAB (z prawej).

W analizie układu DAB, transformator HFT wraz z elementami R_d i L_d , został zastąpiony zastępczym elementem $R_z L_z$ (sprowadzonym na stronę pierwotną z uwzględnieniem przekładni), co pozwoliło na wyznaczenie uproszczonej postaci dynamicznego modelu przetwornicy DAB (rys. 7) równoważnego modelowi z rys. 4. W modelu tym zastąpiono także obciążenie CRL, opisem z wykorzystaniem równań stanu (8), co ujedynolilo zapisu matematyczny modelu.

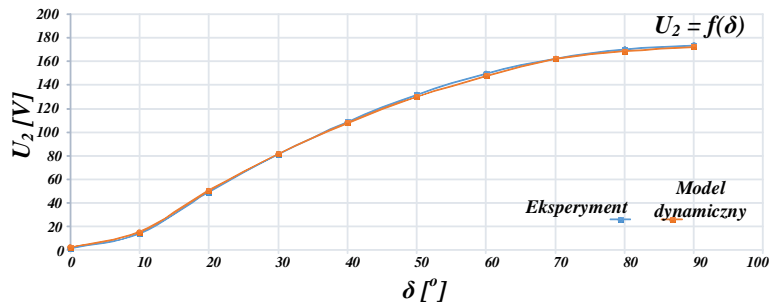
Model dynamiczny został zweryfikowany na układzie eksperymentalnym poprzez wyznaczenie i porównanie charakterystyki sterowania (rys. 8) oraz porównanie dynamik odpowiedzi obu układów na skokową zmianę kąta sterowania δ (rys. 9). Opracowany w ten sposób model przetwornicy DAB, może zastąpić modele symulacyjne (IGBT) w trakcie syntezy nadrzędnych algorytmów sterowania KUD.

$$(8) \quad \begin{bmatrix} dU_2(t)/dt \\ dI_o(t)/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/C \\ 1/L_o & -R_o/L_o \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_2 \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/C & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_2 \\ I_o \end{bmatrix}$$



Rys. 7. Model dynamiczny przetwornicy DAB.

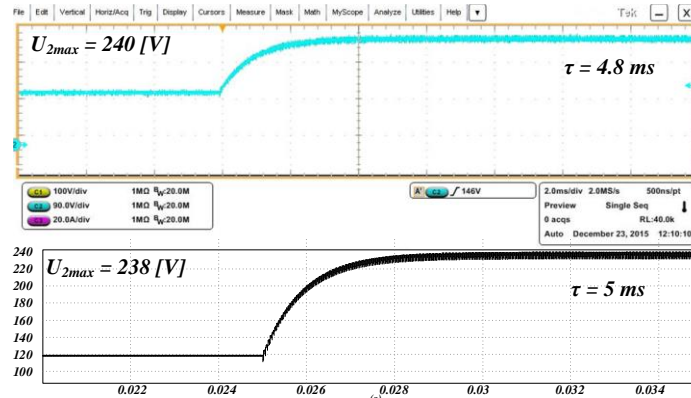


Rys. 8. Porównanie charakterystyk sterowania modelu dynamicznego i eksperymentalnego przetwornicy DAB, przy $U_1 = 60$ V i $L_d = 50$ uH.

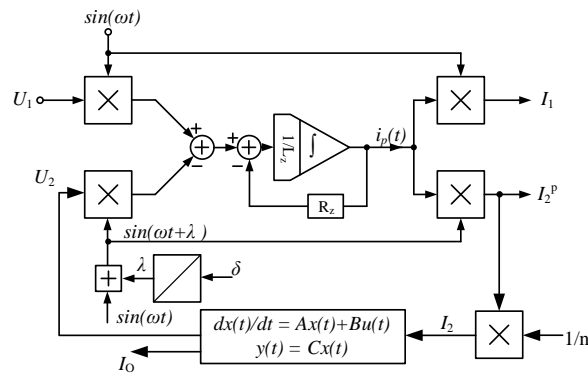
Posiada on jednak wciąż cechy układu impulsowego, co zarówno wydłuża procesy obliczeniowe jak i utrudnia samą syntezę sterowania. Dlatego też, model z rys. 7 został przeniesiony do modelu inwariantnego, w którym napięcia prostokątne zastąpiono przebiegami sinusoidalnymi. Zachowanie niezmienności mocy, zrealizowane zostało przez przyrównanie (3), do adekwatnej zależności z systemów sinusoidalnych (9) i wprowadzenie korekcji kąta do nowej wartości λ .

$$(9) \quad \frac{nU_1U_2\delta(\pi-|\delta|)}{\omega\pi L_d} = \frac{nU_1U_2 \sin(\delta)}{\omega L_d} \rightarrow \frac{U_1U_2 \sin(\lambda)}{X_L}$$

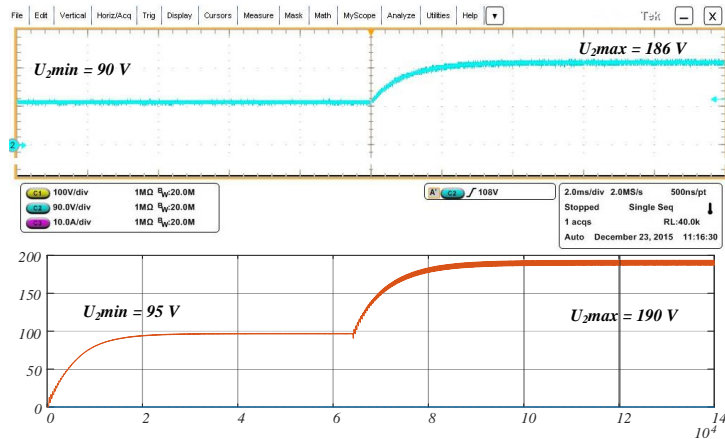
Zmodyfikowany w ten sposób, ciągle sinusoidalny model przetwornicy DAB (rys. 10) zachowuje te same własności energetyczne co dynamiczny model impulsowy i jest zbieżny w stosunku do modelu eksperymentalnego co przedstawiono na rys.11.



Rys. 9. Porównanie dynamiki zmian napięcia U_2 w wyniku zmiany $\Delta\delta = 65[^\circ]$ w modelu eksperymentalnym (górny oscylogram) i modelu dynamicznym (dolny przebieg symulacyjny).



Rys. 10. Inwariantny sinusoidalny model DAB.



Rys. 11. Porównanie modelu eksperymentalnego (górny oscylogram) z sinusoidalnym modelem analitycznym przetwornicy DAB.

IX Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2016

Podsumowanie

Przedstawione w referacie modele dynamiczne impulsowy i inwariantny sinusoidalny przetwornicy DAB, zostały pomyślnie zweryfikowane na modelu eksperymentalnym. Zauważana redukcja czasu obliczeń modelu sinusoidalnego (*wynikająca z eliminacji impulsowych zmiennych*) pozwala na efektywniejsze prowadzenie prac związanych z syntezą algorytmu sterowania całego kondycjonera KUD.

Zaprezentowany model sinusoidalny jest także alternatywą do tworzenia modeli małosygnałowych przetwornic DAB, w stosunku do proponowanych w literaturze ([10]) rozwiązań bazujących na modelach impulsowych.

Badania potwierdzają także, że przetwornica DAB zastosowana w obwodzie pośredniczącym kondycjonera KUD, może pełnić rolę układu równoważenia napięć o wysokiej dynamice i szerokim zakresie sterownia.

Bibliografia

1. P. Crapse, J. Wang, J. Abrams, Y. Shin and R. Dougal, "Power Quality Assessment and Management in an Electric Ship Power System", Electric Ship Technologies Symposium, ESTS'07, May 2007, pp. 328-334.
2. Norma PN – IEC – 60092 – 101 : 2001P „Instalacje elektryczne na statkach. Definicje i wymagania ogólne”.
3. M. Grabarek, „Application of Wavelet Decomposition for Ship Power Surge Compensator”, 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics, CPE 2015, June 2015, str. 364-368.
4. M. Grabarek, M. Parchomiuk, R. Strzelecki, „Power Surge Compensator based on a Four Level Diode Clamped Inverter for Ship Application. Average Model”, 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics, CPE 2015, June 2015, str. 447-453.
5. J. Rodriguez, J. Lai, F.Z. Peng, „Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Control, and Applications”, IEEE Transactions on Industry Electronics, vol. 49, no. 4, 2002, str.724-738.
6. S. Kouro, M. Malinowski, i inni, „Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters”, IEEE Transactions on Industry Electronics, vol. 57, no. 8, 2010, str.2553-2580.
7. D. Soto, T.C. Green, „A Comparison of High Power Converter Topologies for the Implementation of FACTS Controllers”, IEEE Transactions on Industry Electronics, vol. 49, no. 5, 2002, str.1072-1080.
8. R. Strzelecki, P. Szczepankowski, M. Parchomiuk, M. Grabarek, „Dwukierunkowy przekształtnik 4L-DC z aktywną regulacją napięć w obwodzie pośredniczącym”, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 12a, str. 12-17.
9. B. Zhao, Q.Song, i inni, „Overview of Dual Active Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High Frequency Link Power System”, IEEE Transactions on Industry Electronics, vol. 29, no. 8, 2014, str.4091-4106.
10. F. Krismer, J. W. Kolar, „Accurate Small Signal Model for Digital Control of an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge”, IEEE Transactions of Power Electronics, vol. 24, no. 12, str. 2756 – 2768.

Autorzy: mgr inż. Maciej Grabarek, Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, Katedra Automatyki Okrętowej, ul. Morska 81-87, 81-225 Gdynia, e-mail: m.grabarek@we.am.gdynia.pl, prof. dr hab. inż. Ryszard Strzelecki; Instytut Elektrotechniki w Warszawie, Zakład Przekształtników Mocy, ul. Pożaryskiego 28,04-703 Warszawa, e-mail: profesor1958@gmail.com.