

Nowe sterowanie predykcyjne 3-poziomym 4-gałęziowym równoległym filtrem aktywnym - zastosowanie modelu o ograniczonej liczbie stanów

Streszczenie. W artykule opisano modelowanie 3-poziomowego 4-gałęziowego przekształtnika z kondensatorami o zmiennym potencjale pracującego jako równoległy filtr aktywny do stosowania w sterowaniu predykcyjnym wykorzystującym model nieliniowy. Przedstawiono sposób modelowania poszczególnych elementów układu: przekształtnika z kondensatorami o zmiennym potencjale z pasywnym filtrem wyjściowym L. W celu weryfikacji opisanego rozwiązania przedstawiono wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych.

Abstract. This paper presents modelling of 3-level 4-leg Flying Capacitor Converter operating as Shunt Active Power Filter (SAPF) for Model Predictive Control based on nonlinear model. The main parts of the model are described: Flying Capacitor Converter, output L-type passive filter, 4-leg SAPF. (The new Model Predictive Control of 3-level 4-leg Shunt Active Power Filter – finite states set model approach).

Słowa kluczowe: model nieliniowy przekształtnika 3-poziomowego, sterowanie predykcyjne, przekształtnik z kondensatorami o zmiennym potencjale, przekształtnik wielopoziomowy, filtr aktywny.

Keywords: nonlinear model of 3-level converter, predictive control, flying capacitor converter, multilevel converter, active power filter.

Wstęp

W artykule opisano modelowanie 3-poziomowego 4-gałęziowego przekształtnika z kondensatorami o zmiennym potencjale [1], [2] (ang. *Flying Capacitor Converter – FCC*) pracującego jako równoległy filtr aktywny [3], [4] (ang. *Shunt Active Power Filter - SAPF*). Opracowany model zastosowany został w sterowaniu predykcyjnym wykorzystującym model nieliniowy (o ograniczonej liczbie stanów) (ang. *Finite Control Set Model Predictive Control – FS-MPC*) [5]–[7]. Metoda ta stała się w ostatnich latach przedmiotem badań dotyczących jej zastosowania do różnych urządzeń energoelektronicznych, w tym równoległych filtrów aktywnych mocy [8]–[21]. W omawianym sterowaniu na podstawie modelu dokonywana jest predykcja wartości prądów wyjściowych 3-poziomowego 4-gałęziowego SAPF, dla wszystkich dozwolonych stanów łączników $S(a, b, c, n)$ przekształtnika.

Następnie przedstawiono metodę wyboru stanu łączników S , dla którego funkcja kosztu, w której sumowane są przewidywane uchyby prądów, osiąga wartość minimalną. Zaproponowaną funkcję kosztu w sposób stosunkowo prosty można rozbudować o dodatkowe składniki. Dzięki temu możliwe jest uwzględnienie w niej również innych zmiennych stanu (np. częstotliwość łączeń, napięcie na kondensatorach obwodu prądu stałego DC) [7].

W artykule szczególną uwagę zwrócono na prawidłowy opis układu za pomocą dyskretnych równań matematycznych. Równania te są kluczowym elementem, bezpośrednio wpływającym na efektywność kompensacji zakłóceń prądów sieci elektroenergetycznej wprowadzanych przez odbiornik nieliniowy.

Materiał przedstawiony w artykule podzielono na 3 następujące części:

- modelowanie 3-poziomowego 4-gałęziowego przekształtnika FCC,
- modelowanie układu 4-gałęziowego SAPF z pasywnym filtrem wyjściowym typu L,
- analiza opóźnień wprowadzanych przez platformę sterującą w układzie eksperymentalnym.

Przeprowadzono badania symulacyjne opracowanego modelu, a następnie zweryfikowano je z badaniami laboratoryjnymi. Zamieszczone wyniki potwierdziły słuszność założeń upraszczających oraz dokładność opisanego modelu.

Modelowanie 3-poziomowego, 4-gałęziowego przekształtnika z kondensatorami o zmiennym potencjale

Na rysunku 1 przedstawiono schemat 3-poziomowego 4-gałęziowego FCC. Pary sygnałów dla łączników T_{m1} i T_{m1n} oraz T_{m2} i T_{m2n} są komplementarne (gdzie $m = \{a, b, c, n\}$). Biorąc pod uwagę pojedynczą gałąź przekształtnika oraz dozwolone stany łączników, można przyjąć, że poziomy (wartości) wyjściowego napięcia gałęziowego względem szyny ujemnej DC przyjmują wartości [8], [22], [23]:

- '1100' (2) - poziom U_{dc}
- '0011' (0) - poziom 0
- '1010' (1a) - poziom $U_{dc}/2$
- '0101' (1b) - poziom $U_{dc}/2$

Stany 1a i 1b, rozpatrywane są w modelu, jako jeden stan 1, czyli $U_{dc}/2$ (U_{dc} – napięcie wejściowe DC) [24]. Tym sposobem możliwe stany łączników gałęzi przekształtnika można ograniczyć do (rys. 2):

$$(1) \quad S_m = \{2, 1, 0\}$$

Na uwagę zasługuje fakt, iż możliwe jest ograniczenie ogólnej liczby rozpatrywanych w sterowaniu stanów łączników z 256 do 81 [8], [15].

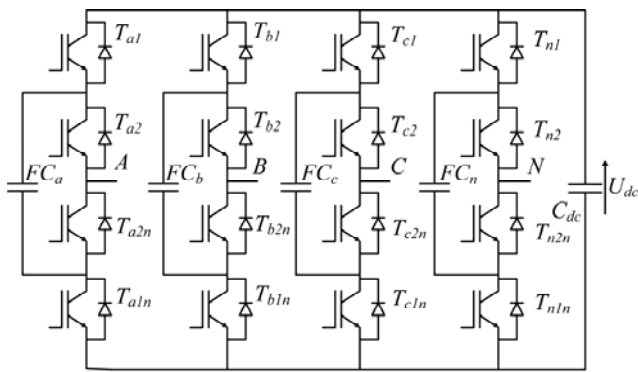
Poziom napięcia na kondensatorach o zmiennym potencjale (ang. *Flying Capacitor – FC*) regulowany jest poprzez wybór odpowiedniego stanu łączników 1a lub 1b w zależności od uchybu wartości napięcia na kondensatorze $U_{FC,m}$ względem napięcia zadanego U_{FCref} oraz znaku prądu wyjściowego $i_{C,m}$ danej gałęzi. Odpowiednie zależności z tym związane przedstawiono w tabeli 1. Dla rozpatrywanego FCC napięcie U_{FCref} określa się zależnością:

$$(2) \quad U_{FCref} = \frac{U_{dc}}{2}$$

Na podstawie równań (1) i (2), przy założeniu, że napięcia $U_{FC,m}$ utrzymywane są na stałym, zadanym poziomie, napięcie wyjściowe jednej gałęzi w postaci dyskretnej określić można następującym równaniem:

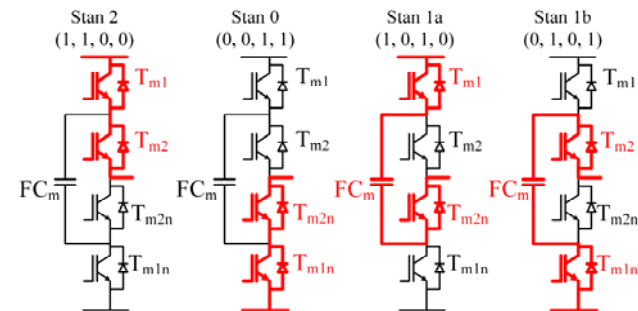
$$(3) \quad U_{C,m}(k) = S_m(k) \frac{U_{dc}}{2}$$

, gdzie k oznacza obecny krok próbkowania.



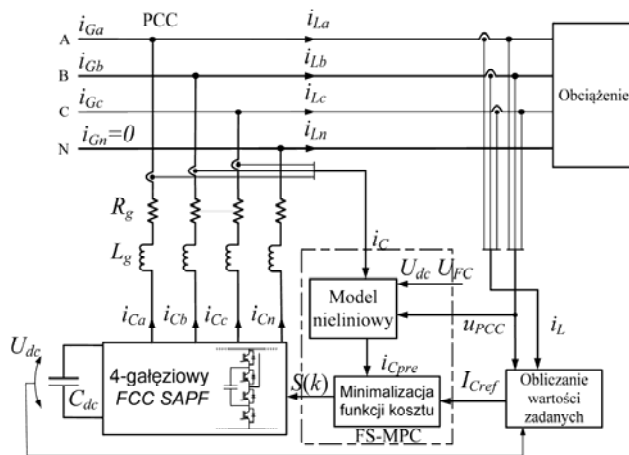
T_{m1}, T_{m1n} oraz T_{m2}, T_{m2n} – pary sygnałów komplementarnych $m = \{a, b, c, n\}$

Rys. 1. Schemat 3-poziomowego, 4-gałęziowego FCC



Rys. 2. Dozwolone stany łączników dla jednej gałęzi przekształtnika FCC

Zmienne stanu	Stan łączników dla gałęzi
$i_{C,m} \geq 0; U_{FC,m} \geq U_{FCref}$	$S(T_{m1}, T_{m2}) = [0, 1] - 1a$
$i_{C,m} < 0; U_{FC,m} < U_{FCref}$	$S(T_{m1}, T_{m2}) = [1, 0] - 1b$
$i_{C,m} \geq 0; U_{FC,m} < U_{FCref}$	$S(T_{m1}, T_{m2}) = [1, 0] - 1b$
$i_{C,m} < 0; U_{FC,m} \geq U_{FCref}$	$S(T_{m1}, T_{m2}) = [0, 1] - 1a$
$U_{FC,m}$ – napięcie kondensatora gałęzi m U_{FCref} – napięcie zadane dla FC $i_{C,m}$ – prąd wyjściowy gałęzi m	T_{m1}, T_{m2} – górne łączniki gałęzi m



Rys. 3. Schemat układu 3-poziomowego 4-gałęziowego równoległego filtra aktywnego mocy sterowanego za pomocą metody predykcyjnej wykorzystującej model nieliniowy (ang. Finite Control Set Model Predictive Control – FS-MPC)

Modelowanie układu równoległego filtra aktywnego z pasywnym filtrem wyjściowym typu L

Na rysunku 3 przedstawiono schemat układu 3-poziomowego, 4-gałęziowego SAPPF, który podłączony jest do sieci elektroenergetycznej w punkcie wspólnym (ang. Point of Common Coupling – PCC), za pośrednictwem filtra pasywnego typu L.

W celu opracowania modelu takiego układu wykorzystano model FCC, zdefiniowany w poprzednim paragrafie. Uproszczony schemat układu przedstawiono na rysunku 4.

Na wstępie analizie poddano pojedynczą gałąź układu. Otrzymano w ten sposób równanie obwodu fazy m opisane zależnością:

$$L_g \frac{(i_{C,m}(k) - i_{C,m}(k-1))}{\Delta T_s} + R_g i_{C,m}(k) + u_{PCC,m}(k) = (4) S_m(k) U_{dc} + u_{nN}(k)$$

gdzie k i $k-1$ oznaczają obecny i poprzedni krok próbkowania, u_{nN} – napięcie między szyną ujemną DC a przewodem neutralnym sieci, L_g i R_g – odpowiednio indukcyjność i rezystancja pasywnego filtra wyjściowego, $i_{C,m}(k)$, $i_{C,m}(k-1)$ zmierzone prądy wyjściowe SAPPF, które są prądami kompensującymi w stosunku do prądów obciążenia – w krokach k i $k-1$ odpowiednio, $u_{PCC,m}$, zmierzone w punkcie PCC napięcie fazy m .

Odpowiednie przekształcenie i wprowadzenie przesunięcia o jeden krok próbkowania pozwala uzyskać wyrażenie określające wartość przewidywanego prądu kompensującego $i_{pre,m}(k+1)$:

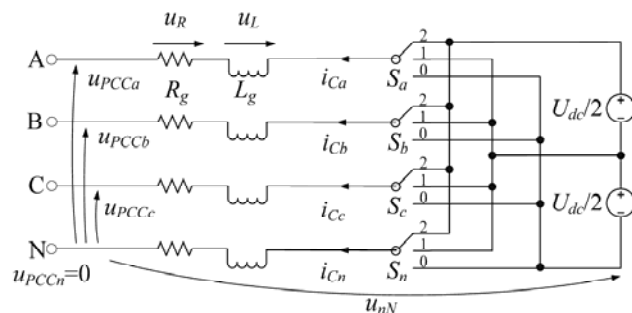
$$i_{pre,m}(k+1) = \frac{L_g}{(R_g T_s + L_g)} i_{C,m}(k) + \frac{T_s}{(R_g T_s + L_g)} [U_{dc} S_m(k+1) + u_{nN}(k+1) - u_{PCC,m}(k+1)] (5)$$

Przy założeniu odpowiednio małego kroku próbkowania T_s (w rozpatrywanym przykładzie $T_s = 33 \mu s$) w stosunku do okresu napięcia sieci (20ms), można przyjąć, że $u_{PCC,m}(k+1) = u_{PCC,m}(k)$ [6], [7].

Należy zwrócić uwagę, iż istotną kwestią jest również predykcja napięcia przewodu neutralnego $u_{nN}(k+1)$, które zależne jest od stanu łączników we wszystkich gałęziach FCC. W celu uproszczenia modelu i eliminacji napięcia przewodu neutralnego, wyznaczono równania między gałęziami [14] A-B, B-C, C-A oraz A-N, B-N, C-N, otrzymując ogólne równanie predykcji prądu (przy założeniu, że rezystancja $R_g \approx 0$):

$$i_{pre,jm}(k+1) = [i_{C,j}(k) - i_{C,m}(k)] + \frac{T_s}{L_g} \cdot [U_{dc} (S_j(k+1) - S_m(k+1)) - (u_{PCC,j}(k) - u_{PCC,m}(k))] (6)$$

gdzie $j = \{a, b, c, n\}$, $m = \{a, b, c, n\}$ $j \neq m$. Ze względu na symetrię napięć zasilających $u_{PCCn} = 0$.



Rys.4. Uproszczony schemat 3-poziomowego 4-gałęziowego SAPPF

W równaniu (6) napięcie wyjściowe przekształtnika opisano zależnością (3), zatem nie uwzględniono bezpośrednio napięć na kondensatorach FC. Oznacza to,

że przy implementacji sterowania wymagane jest założenie, że napięcia na wszystkich kondensatorach FC spełniają zależność (2). Dlatego pętlę regulacji tych napięć zaprojektowano, jako oddzielną funkcję w algorytmie sterowania, która na podstawie tabeli 1 określa, który z redundantnych stanów łączników w poszczególnych gałęziach powinien zostać wybrany.

Analiza opóźnień platformy sterującej w układzie eksperymentalnym

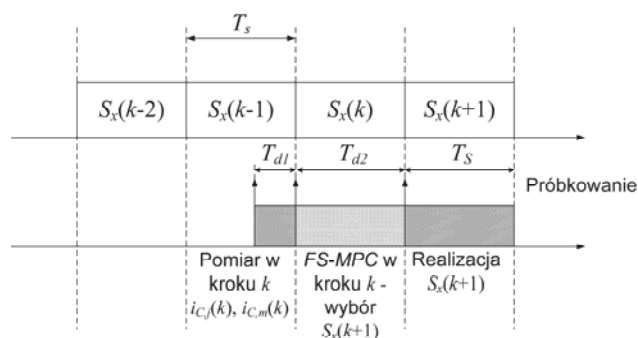
Innym istotnym zagadnieniem powiązanim z zastosowaniem opisanego modelu do badań wybranej metody sterowania $FS-MPC$ w układzie eksperymentalnym są różnego rodzaju opóźnienia sprzętowe (np. przesył sygnałów pomiarowych, realizacja algorytmu sterowania, przedstawione na rysunku 5). Dokładność predykcji prądów kompensujących $i_{pre,jm}(k+1)$ jest zależna zarówno od precyzji określenia parametrów elementów układu, jak i od aktualności danych pomiarowych oraz czasu realizacji sygnałów wyjściowych. Zastosowanie odpowiednich członów opóźniających w modelu symulacyjnym jest zatem konieczne, w celu prawidłowego odwzorowania układu eksperymentalnego wykorzystywanego do badań metody sterowania $FS-MPC$.

W związku z powyższym, przed uruchomieniem pętli predykcji wykorzystującej równanie (6), należy najpierw dokonać kompensacji występujących opóźnień. Rozwiązaniem jest tu zastosowanie również (6) z odpowiednimi danymi wejściowymi. Dla przypadku z rysunku 5 odbywać się to będzie w dwóch, następujących po sobie etapach. W pierwszym etapie nastąpi kompensacja opóźnienia, wynikającego z realizacji pomiarów T_{d1} :

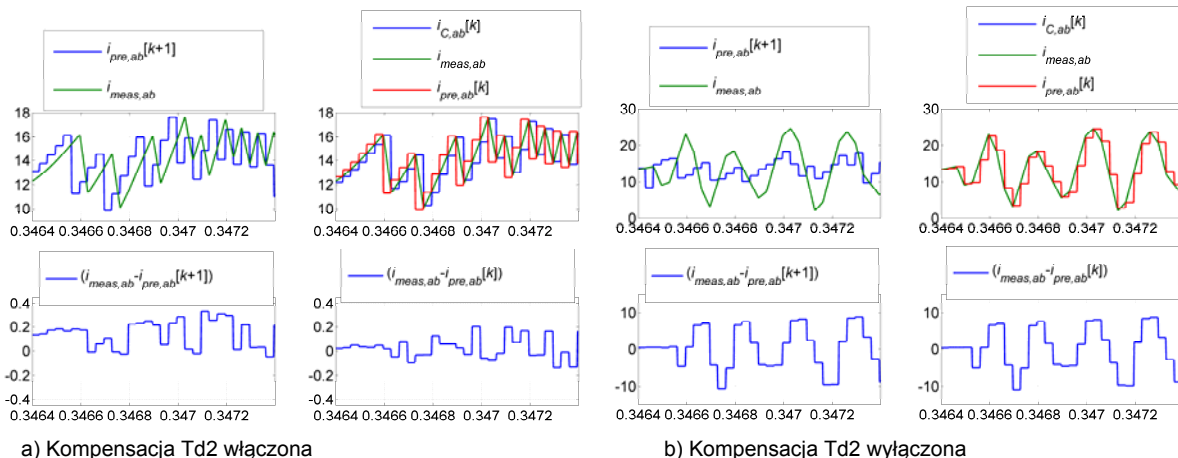
$$i_{pre,jm}(k-1) = [i_{C,j}(k) - i_{C,m}(k)] + \frac{T_{d1}}{L_g} \cdot [U_{dc}(S_j(k-1) - S_m(k-1)) - (u_{PCC,j} - u_{PCC,m})] \quad (7)$$

gdzie $i_{pre,jm}$ oznacza prąd ze skompensowanym opóźnieniem T_{d1} , $i_{C,j}(k)$, $i_{C,m}(k)$ zmierzone w kroku próbkowania k prądy kompensujące (rysunek 5). Uzyskane w ten sposób wartości wykorzystane zostaną w drugim etapie, gdzie na tej samej zasadzie skompensowane zostanie opóźnienie T_{d2} , wynikające z realizacji algorytmu sterowania $FS-MPC$.

$$i_{pre,jm}(k) = i_{pre,jm}(k-1) + \frac{T_{d2}}{L_g} \cdot [U_{dc}(S_j(k) - S_m(k)) - (u_{PCC,j} - u_{PCC,m})] \quad (8)$$



Rys.5. Ilustracja opóźnienia platformy sterującej na wykorzystanym stanowisku eksperymentalnym



Rys. 6. Zastosowanie opracowanego modelu w sterowaniu $FS-MPC$ do predykcji wartości prądu kompensującego $i_{C,ab}$ w kroku $k+1$, dla przypadków a) – włączonej i b) - wyłączonej kompensacji 33us opóźnienia realizacji algorytmu sterowania, gdzie: $i_{meas,ab}$ – wartość prądu $i_{C,ab}$ mierzonego z krokiem symulacji (1us), $i_{C,ab}(k)$ – wartość prądu $i_{C,ab}$ w pomiarze dyskretnym (T_s)

Wynikiem (8) jest przewidywana wartość prądów kompensujących na koniec kroku próbkowania k , którą należy zastosować w pętli predykcji, do wyznaczenia stanu łączników w kolejnym kroku. $S(k+1)$.

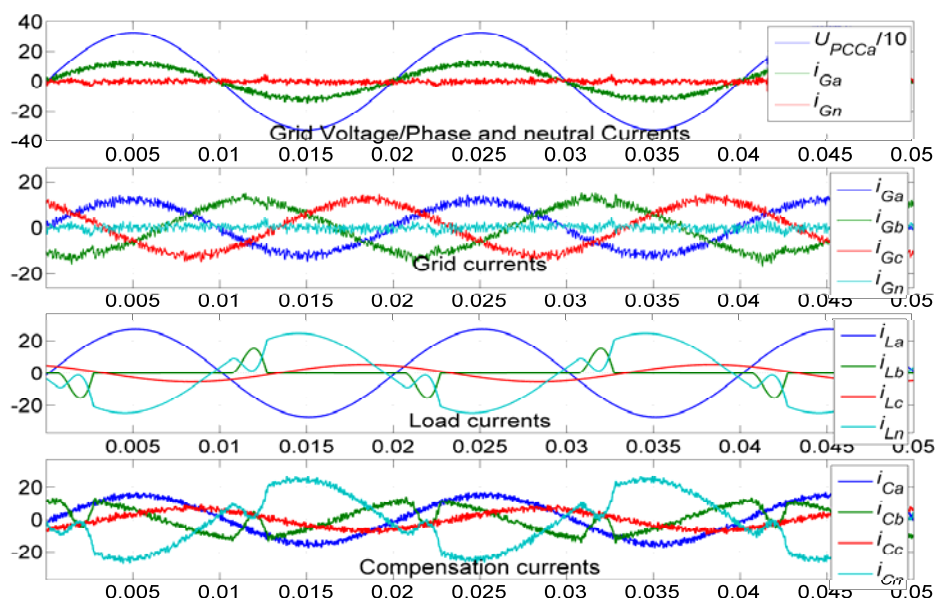
Tabela 2. Parametry modelu symulacyjnego

Napięcie sieci RMS	230V
Napięcie DC U_{dc} SAPF	700V
Częstotliwość próbkowania F_s	30kHz
Indukcyjność filtru wyjściowego L_g	2mH

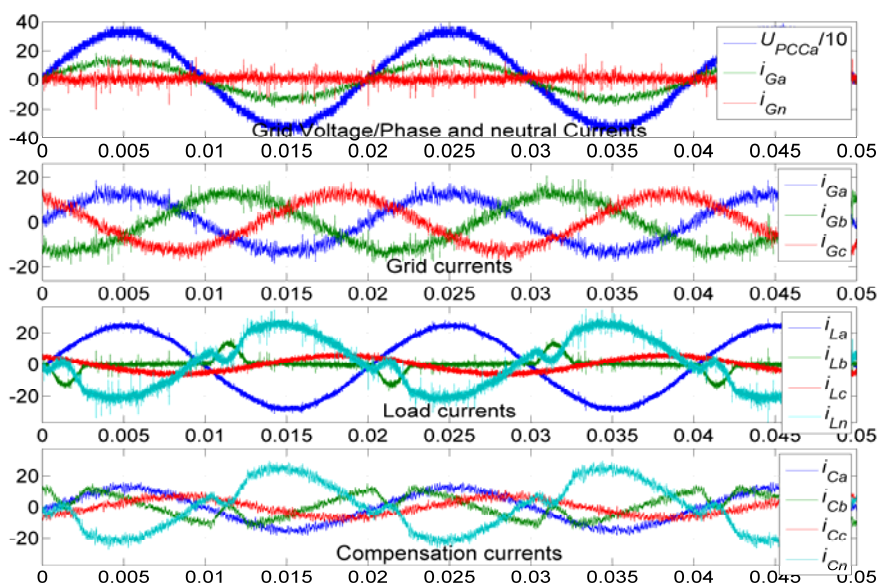
Wyniki badań symulacyjnych

W celu weryfikacji opracowanego modelu przeprowadzono szereg badań symulacyjnych w programie Matlab-Simulink. Podstawowe parametry układu zestawiono w tabeli 2.

W pierwszym etapie sprawdzono dokładność modelu określonego zależnością (6) w predykcji prądów kompensujących w sterowaniu $FS-MPC$.



Rys. 7. Wyniki badań symulacyjnych – działanie algorytmu *FS-MPC* z kompensacją 33us opóźnienia realizacji zadanego stanu łączników. Od góry: napięcie i prąd sieci fazy A i prąd sieci w przewodzie neutralnym, prądy sieci, prądy obciążenia, prądy kompensujące aktywnego filtra mocy



Rys. 8. Wyniki badań eksperymentalnych – działanie algorytmu *FS-MPC* z kompensacją 33us opóźnienia realizacji zadanego stanu łączników. Od góry: napięcie i prąd sieci fazy A i prąd sieci w przewodzie neutralnym, prądy sieci, prądy obciążenia, prądy kompensujące aktywnego filtra mocy

Na rysunku 6a), na przebiegach po lewej stronie przedstawiono porównanie prądu przewidywanego $i_{pre,ab}[k+1]$ oraz zmierzonego z krokiem symulacji, wynoszącym 1us $i_{meas,ab}$. Uchyb predykcji widoczny jest na dolnym przebiegu. Z prawej strony znajduje się porównanie prądu $i_{pre,ab}[k]$ po kompensacji opóźnienia T_{d2} , z rysunku 5, oraz prądu zmierzonego $i_{meas,ab}$, natomiast na dolnym przebiegu widoczny jest uchyb kompensacji. Jak widać, odtworzony przebieg $i_{pre,ab}[k]$ dokładnie pokrywa się z przebiegiem $i_{meas,ab}$ oraz $i_{C,ab}[k]$, co świadczy o skuteczności zastosowanego rozwiązania. Rysunek 6b) przedstawia analogiczne, do rysunku 6a) przebiegi, z tą różnicą, że algorytm *FS-MPC* działa bez kompensacji opóźnienia T_{d2} . W efekcie, dokładność predykcji ulega radykalnemu pogorszeniu, co jest widoczne na przebiegach po lewej stronie. Przebiegi po prawej stronie pokazują (przebieg $i_{C,ab}[k]$ pokrywa się z przebiegiem $i_{pre,ab}[k]$) jak duży wpływ

na aktualność wejściowych danych pomiarowych algorytmu *FS-MPC* ma opóźnienie T_{d2} .

Na rysunku 7 przedstawiono działanie *SAPF* ze sterowaniem *FS-MPC*, w którym zastosowano opisany model układu oraz metodę kompensacji opóźnień. W modelu uwzględniono opóźnienie realizacji algorytmu sterowania $T_{d2}=33\mu s$. Na przebiegach widoczna jest skuteczność działania sterowania, czego wynikiem są sinusoidalne prądy sieci elektroenergetycznej i_G . Wskazuje to na prawidłowość proponowanego modelu i dokładną pracę *FS-MPC*.

Na rysunku 8 przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych, na których zobrazowano działanie *SAPF* ze sterowaniem *FS-MPC*, w którym wykorzystano opracowany model. W algorytmie uwzględniono kompensację opóźnień realizacji zadanego stanu łączników $T_{d2}=33\mu s$.

Widoczne jest, że zastosowane rozwiązanie oraz model pozwalają na uzyskanie precyzyjnej predykcji prądów i_C , a co za tym idzie skutecznej kompensacji zakłóceń wprowadzanych przez prądy odbiornika i_L , oraz sinusoidalnych prądów sieci elektroenergetycznej.

Podsumowanie i wnioski

W artykule przedstawiono prosty sposób modelowania 3-poziomowego, 4-gałęziowego przekształtnika z kondensatorami o zmiennym potencjale (ang. *Flying Capacitor Converter – FCC*) i jego implementację w układzie równoległego filtra aktywnego mocy (ang. *Shunt Active Power Filter – SAPF*), sterowanego za pomocą metody predykcyjnej, wykorzystującej model nieliniowy (ang. *Finite Control Set Model Predictive Control – FS-MPC*). Opisano kolejne etapy projektowania modelu dyskretnego, z podziałem na:

- modelowanie 3-poziomowego, 4-gałęziowego przekształtnika FCC,
- modelowanie układu 3-poziomowego, 4-gałęziowego SAPF z pasywnym filtrem wyjściowym typu L,
- analizę możliwych opóźnień wprowadzanych przez platformę sterującą w wykorzystanym układzie eksperymentalnym.

Opracowany model został poddany analizie w modelu symulacyjnym oraz eksperymentalnym, w którym do sterowania omawianym układem SAPF zastosowano sterowanie FS-MPC. Przedstawione wyniki świadczą o poprawności opisanego sposobu modelowania układu, co zostało zobrazowane poprzez porównanie wartości przewidywanych oraz zmierzonych.

Zaletami proponowanego podejścia są:

- prosta struktura modelu,
- eliminacja z modelu przekształtnika napięć na kondensatorach o zmiennym potencjale,
- nieskomplikowane obliczenia,
- wysoka dokładność obliczeń.

Do wad opisanego rozwiązania należą:

- wrażliwość na precyzję wyznaczenia indukcyjności pasywnego filtra wyjściowego,
- wrażliwość na opóźnienia występujące w układzie rzeczywistym
- zależność od skuteczności regulacji napięć na kondensatorach o zmiennym potencjale,
- pominięcie wpływu indukcyjności po stronie sieci.

Opracowany model FCC wykorzystano do kompensacji opóźnień występujących w układzie eksperymentalnym. Pozwoliło to na znaczne zwiększenie dokładności późniejszych obliczeń w pętli predykcji opracowanej metody sterowania FS-MPC.

Projekt częściowo finansowany przez Narodowe Centrum Nauki na podstawie decyzji nr: DEC-2013/09/B/ST7/01608.

Autorzy: mgr inż. Kamil Antoniewicz, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, E-mail: antoniek@ee.pw.edu.pl; dr inż. Marek Jasiński, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, E-mail: mja@isep.pw.edu.pl

LITERATURA

- [1] Sedlak M., Stynski S., Kazmierkowski M.P., Malinowski M., Operation of four-leg three-level flying capacitor grid-connected converter for RES, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IEEE (2013), 1100–1105
- [2] Kouro S., Malinowski M., Gopakumar K., i in., Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57 (2010), n.8, 2553–2580
- [3] Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M., Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning, IEEE-Wiley (2007)
- [4] Aredes M., Hafner J., Heumann K., Three-phase four-wire shunt active filter control strategies, *IEEE Transactions on Power Electronics* 12 (1997), n.2, 311–318
- [5] Cortes P., Kazmierkowski M.P., Kennel R.M., Quevedo D.E., Rodriguez J., Predictive Control in Power Electronics and Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55 (2008), n.12, 4312–4324
- [6] Orłowska-Kowalska T., Blaabjerg F., Rodriguez J., Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives. Springer, 2014
- [7] Rodriguez J. Cortes P., Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives. Wiley-IEEE Press, 2012
- [8] Antoniewicz K., Comparison of Current Control Strategies for Three-level Four-leg Shunt Active Power Filter, Doctoral School of Energy and Geotechnology II, (2015), 99–101
- [9] Subudhi B., Panda P.C., Panigrahi R., Model predictive-based shunt active power filter with a new reference current estimation strategy, *IET Power Electronics* 8 (2015), n.2, 221–233
- [10] Aguilera R.P. Quevedo D.E., Predictive Control of Power Converters: Designs With Guaranteed Performance, *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 11 (2015), n.1, 53–63
- [11] Choi D.-K. Lee K.-B., Dynamic Performance Improvement of AC/DC Converter Using Model Predictive Direct Power Control With Finite Control Set, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 6 (2015), n.2, 757–767
- [12] Geyer T. Quevedo D.E., Performance of Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics, *IEEE Transactions on Power Electronics* 30 (2015), n.3 1633–1644
- [13] Xia C., Liu T., Shi T., Song Z., A Simplified Finite-, *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 10 (2014), n.2, 991–1002
- [14] Acuna P., Moran L., Rivera M., Dixon J., Rodriguez J., Improved Active Power Filter Performance for Renewable Power Generation Systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29 (2014), n.2, 687–694
- [15] Antoniewicz K. i Malinowski M., Comparison of Current Control Strategies for Four-Leg Shunt Active Power Filter in Matlab-Simulink, *Przegląd Elektrotechniczny*, 90 (2014), 214–220
- [16] Vazquez S., Leon J.I., Franquelo L.G. i in., Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 8 (2014), n.1, 16–31
- [17] Rivera M., Yaramasu V., Llor, A., Rodriguez J., Wu B., Fadel, M., Digital Predictive Current Control of a Three-Phase Four-Leg Inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60 (2013), n.11, 4903–4912
- [18] Rodriguez J., Kazmierkowski M.P., Espinoza J.R. i in., State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9 (2013), n.2, 1003–1016
- [19] Wojciechowski D., Novel Controller for 3-Phase Active Power Filter with LCL coupling circuit, *Przegląd Elektrotechniczny*, 85 (2009), 208–212
- [20] Cortes P., Rodriguez J., Silva C., Flores, A., Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59 (2012), n.2, 1323–1325
- [21] Defay F., Llor A.M., Fadel M., Predictive control of flying capacitor active power filter, 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), (2010), 1820–1825
- [22] Antoniewicz K., Jasinski M., Kazmierkowski M.P., Model predictive control of three-level four-leg flying capacitor converter operating as Shunt Active Power Filter, 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), IEEE (2015), 2288–2294
- [23] Meynard T. A., Foch H., Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. PESC '92 Record. 23rd Annual, IEEE Power Electronics Specialists Conference, IEEE (1992), 397–403
- [24] Defay F., Llor A.-M., Fadel M., A Predictive Control With Flying Capacitor Balancing of a Multicell Active Power Filter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55 (2008), n.9, 3212–3220