

Zastosowanie metody predykcyjnej o ograniczonej liczbie stanów do sterowania 4-gałęziowym równoległym filtrem aktywnym

Streszczenie. W artykule przedstawiono nową metodę implementacji sterowania predykcyjnego 3-poziomym 4-gałęziowym przekształtnikiem z kondensatorami o zmiennym potencjale, pracującym jako równoległy filtr aktywny. W proponowanej metodzie sterowania wykorzystywany jest model o ograniczonej liczbie stanów. Na zakończenie zamieszczono wyniki badań eksperymentalnych, potwierdzających poprawność działania sterowania.

Abstract. Paper presents the new implementation of predictive control to 3-level 4-leg Flying Capacitor Converter operating as Shunt Active Power Filter. Proposed method employs a finite-state model. At the end experimental results, which validate a correct operation of the proposed method are presented. (*Application of Finite-State Model Predictive Control to 4-leg Shunt Active Power Filter*).

Słowa kluczowe: jakość energii, aktywny filtr mocy, przekształtnik wielopoziomowy z kondensatorami o zmiennym potencjale, układ czterogałęziowy, sterowanie predykcyjne

Keywords: power quality, predictive control, Active Power Filter, flying capacitor multilevel converter, four-leg converter

Wstęp

Zagadnienie jakości energii elektrycznej stanowi bardzo istotną kwestię z punktu widzenia zarówno odbiorców, jak i dostawców energii. Różnorodność urządzeń odbiorczych, dołączanych do sieci elektroenergetycznej, zwłaszcza odbiorników nieliniowych (np. diodowe mostki prostownicze), może powodować znaczną asymetrię i odkształcenie prądów sieci oraz napięć, co wpływa negatywnie na współczynnik THDi (zawartość wyższych harmonicznych prądu). Dodatkowym problemem jest zwiększony pobór mocy biernej. Jednym ze skutecznych sposobów kompensacji generowanych zakłóceń jest zastosowanie równoległego aktywnego filtra mocy (ang. *Shunt Active Power Filter – SAPF*). Urządzenia te, poprzez generowanie prądów kompensujących o odpowiednim kształcie, pozwalają na ograniczenie istniejących zakłóceń, minimalizację współczynnika THDi i zapotrzebowania na moc bierną z sieci elektroenergetycznej [1].

Przekształtniki wielopoziomowe znajdują coraz szersze zastosowanie w energoelektronice. Posiadają one szereg zalet, do których zaliczyć można m.in.: ograniczenie tętnień prądów, ze względu na niższe skoki napięć wyjściowych du/dt , co w niektórych przypadkach przekłada się także na niższe napięcia na elementach półprzewodnikowych [3–5], zredukowane (w stosunku do przekształtników 2-poziomowych) wartości indukcyjności filtru wyjściowego. W związku z tym, w niniejszym artykule przedstawiono zastosowanie 3-poziomowego 4-gałęziowego przekształtnika z kondensatorami o zmiennym potencjale (ang. *Flying Capacitor Converter – FCC*) w układzie równoległego aktywnego filtra mocy *SAPF*. Opisane rozwiązanie pozwoli na uzyskanie:

- Lepszej kompensacji zakłóceń prądów sieciowych, w związku ze zmniejszeniem skokowych zmian napięcia wyjściowego, a w związku z tym, ograniczeniem generowanych pulsacji prądów [4],
- Większej elastyczności działania układu, wynikające z możliwości niezależnego sterowania każdą z gałęzi przekształtnika *FCC*, co wyróżnia tę topologię na tle pozostałych w zastosowaniu do *SAPF* [2].

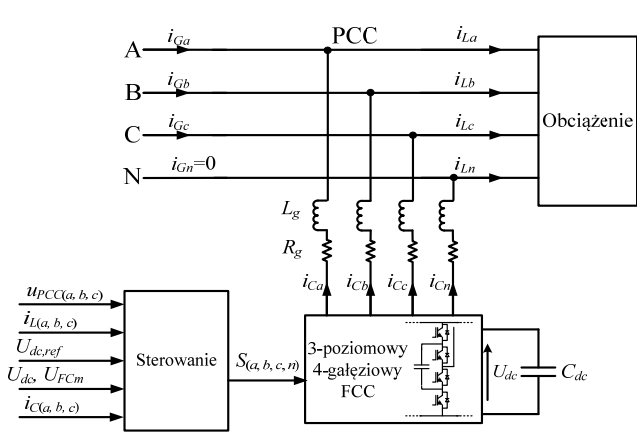
W celu osiągnięcia zakładanej funkcjonalności konieczne jest także zaimplementowanie odpowiedniego algorytmu sterowania. Musi on zapewnić odpowiednio wysoką dynamikę i dokładność w generowaniu prądów kompensujących. W przypadku urządzeń dużej mocy

istotna jest także minimalizacja częstotliwości łączeń. Niestety, w przypadku klasycznego rozwiązania, w postaci regulatora proporcjonalno-całkującego (ang. *proportional-integral – PI*), dynamika w dużym stopniu zależy od częstotliwości próbkowania oraz, co za tym idzie, częstotliwości łączeń. Wprowadza to ograniczenia w pracy *SAPF*, ze względu na straty łączeniowe. Innymi, stosowanymi rozwiązaniami są cyfrowy regulator histerezowy lub delta-modulacja [8, 9], które pozwalają uzyskać bardzo dobrą dynamikę odpowiedzi przy odpowiednio wysokiej częstotliwości próbkowania. Niestety, otrzymana zmienna częstotliwość łączeń powoduje, że możliwe spektrum i poziom generowanych zakłóceń stanowią problem przy doborze pasywnego filtra wyjściowego [7, 8]. Alternatywnym, do klasycznych metod, rozwiązaniem jest sterowanie predykcyjne, które w ciągu ostatnich kilku lat znalazło zastosowanie w wielu różnych aplikacjach [9–21].

Sterowanie predykcyjne wykorzystujące model o ograniczonej liczbie stanów (ang. *Finite Control States-Set Model Predictive Control – FS-MPC*), mimo generowania zmiennej częstotliwości łączeń, posiada szereg cech, odpowiadających wymaganiom stawianym *SAPF*. Zaliczyć do nich należy:

- Bardzo szybka odpowiedź w stanach dynamicznych uzyskana poprzez:
 - Predykcję wartości regulowanych zmiennych,
 - Prosty sposób kompensacji opóźnień platformy sterującej, bazujący na tym samym algorytmie predykcji,
- Możliwość uwzględnienia w pętli regulacji w funkcji kosztu kilku zmiennych różnego typu (prądy kompensujące, częstotliwość łączeń, napięcia itp.),
- Dobór optymalnego dla wybranych kryteriów stanu łączników.

Dotychczasowe publikacje dotyczące implementacji sterowania *FS-MPC* do przekształtników 3- i 4-gałęziowych, 2-poziomowych [16, 22–29] oraz 3-gałęziowych, 3-poziomowych z diodami poziomującymi (ang. *Diode Clamped Converter – DCC*) oraz *FCC* [15, 16, 18, 19, 30] pracujących jako *SAPF* przedstawiają bardzo dobre i obiecujące wyniki.



Rys.1. Schemat układu 3-poziomowego 4-gałęziowego SAPF

Istnieje natomiast tylko kilka publikacji odnoszących się do zastosowania metody *FS-MPC* do 3-poziomowego 4-gałęziowego przekształtnika *FCC* pracującego jako *SAPF* (*FCC-SAPF*) [31, 32] i temat ten podlega obecnie rozwojowi.

W związku z powyższym, w artykule przedstawiono wyniki prac dotyczących nowej metody sterowania dla wspomnianego przypadku. Uwzględniono analizę zagadnień, które, choć znane indywidualnie, występując wspólnie stanowiły kluczowy problem przy implementacji. Do wspomnianych problemów zaliczyć należy:

- Modelowanie analityczne 4-gałęziowego *SAPF* dla sterowania predykcyjnego,
- Generowanie i kształtowanie prądu w przewodzie neutralnym,
- Analiza możliwych stanów łączników i przełączeń między nimi:
- Uwzględnienie ograniczenia dotyczącego niedozwolonych przełączeń oraz stanów redundantnych
- Sterowanie *FCC* oraz kontrola napięć na kondensatorach o zmiennym potencjale (ang. *Flying Capacitor – FC*),
- Identyfikacja, eliminacja oraz kompensacja opóźnień wprowadzanych przez platformę sterującą.

Analizowany układ został poddany badaniom symulacyjnym w programie Matlab-Simulink [32, 33] oraz badaniom eksperymentalnym na stanowisku wyposażonym w przekształtnik *FCC* o mocy 10 kVA oraz platformę dSPACE DS1006.

4-gałęziowy SAPF – informacje ogólne

Badany układ przedstawiony jest na rys. 1. Układ *FCC-SAPF* podłączony jest do sieci elektroenergetycznej w punkcie wspólnym (ang. Point of Common Coupling – PCC) przez pasywny indukcyjny filtr wyjściowy o indukcyjności L_g . Generowane przez niego prądy kompensujące $i_{C,m}$ (gdzie m odnosi się do gałęzi a, b, c lub n) służą zminimalizowaniu zakłóceń wprowadzanych przez prąd obciążenia $i_{L,m}$ do prądów sieci $i_{G,m}$. Działanie to można opisać zależnością:

$$(1) i_{G,m}(t) = -i_{C,m}(t) + i_{L,m}(t)$$

Przy założeniu symetrii napięć zasilających oraz prądu w przewodzie neutralnym sieci $i_{Gn}=0$, cały prąd płynący w przewodzie neutralnym obciążenia i_{Ln} musi być kompensowany przez i_{Cn} . W ten sposób powstaje zestaw równań:

$$i_{L,n}(t) = -(i_{La}(t) + i_{Lb}(t) + i_{Lc}(t))$$

$$(2) i_{Cn}(t) = i_{Ln}(t)$$

$$i_{Gn}(t) = 0,$$

który wraz z (1) przedstawia w sposób matematyczny ideę działania 4-gałęziowego *FCC-SAPF*. Warto nadmienić, że w przypadku całkowitej kompensacji prądu w przewodzie neutralnym, dokonywana jest kompensacja asymetrii obciążenia, co może wymagać dużej mocy wyjściowej *SAPF*.

Sterowanie predykcyjne o ograniczonej liczbie stanów

W klasycznych algorytmach sterowania *SAPF* pętla regulacji prądu oparta jest na regulatorze histerezowym (w postaci cyfrowej lub delta-modulacja) lub regulatorach PI [8, 34]. Pierwszy z nich zapewnia wysoką dynamikę pracy, niestety, przy zmiennej częstotliwości łączeń, co stanowi problem przy projektowaniu urządzeń dużej mocy. Natomiast sterowanie z regulatorem PI zapewnia stałą częstotliwość łączeń dzięki zastosowaniu modulatora. Niestety ograniczenie częstotliwościowe regulatora (przeznaczony do sygnałów stałych w stanie ustalonym) ma znaczący wpływ na możliwości kompensacji wyższych harmonicznych przez *SAPF*. W związku z powyższym, w artykule zaprezentowano nową metodę, sterowanie predykcyjne o ograniczonej liczbie stanów 3-poziomowym 4-gałęziowym przekształtnikiem *FCC* pracującym jako *SAPF*. Metoda ta należy do wymagających obliczeniowo, co stanowiło poważny problem w jej rozwoju, jednak współczesne platformy sterujące pozwalają na skuteczną implementację i uruchomienie. Ostatnie lata przyniosły duże zainteresowanie tą metodą i aplikacje w różnych układach przekształtnikowych, co przedstawiono w licznych publikacjach [11, 12, 27, 35–38].

Proponowana w artykule metoda charakteryzuje się prostą strukturą, mającą na celu ograniczenie wymagań obliczeniowych, co jest istotnym zagadnieniem w odniesieniu do badań eksperymentalnych. Jednocześnie należało uzyskać stabilność pracy oraz dokładność kompensacji zakłóceń prądów, co stanowi istotę działania *SAPF*.

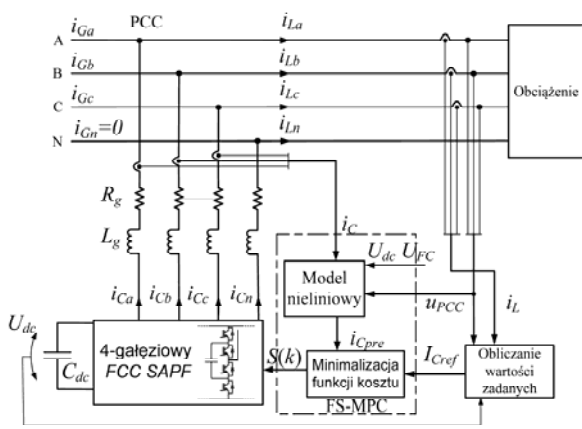
Na rysunku 2 przedstawiono schemat blokowy sterowania *FS-MPC* dla układu *FCC-SAPF*. W zależności od rodzaju aplikacji (prostownik, falownik, *SAPF* itd.) zastosować można różne rodzaje modelu [28]. W przypadku analizowanego układu *SAPF* pojedynczą gałąź opisano równaniem:

$$(3) L_g \frac{i_{Cm}(k) - i_{Cm}(k-1)}{\Delta T_s} + R_g i_{Cm}(k) + S_m(k) U_{dc} = u_{PCCm}(k) + u_{nN}(k)$$

które po przekształceniu daje:

$$(4) i_{pre,m}(k+1) = i_{C,m}(k+1) = \frac{T_s}{L_g + R_g T_s} [u_{PCCm}(k+1) + u_{nN}(k+1) - S_m(k+1) U_{dc}] + \frac{L_g}{L_g + R_g T_s} i_{Cm}(k)$$

gdzie: k – bieżący krok algorytmu; i_{pre} oraz i_C – w kolejności: przewidywana i zmierzona wartość prądów *FCC-SAPF*, T_s – okres próbkowania; U_{dc} – napięcie DC obwodu prądu stałego *FCC-SAPF*; u_{PCC} – napięcie sieci w punkcie PCC; u_{nN} – napięcie między zaciskiem ujemnym DC oraz przewodem neutralnym sieci; S_m – stan łączników w danej gałęzi przekształtnika *FCC-SAPF*; L_g oraz R_g – indukcyjność i rezystancja pasywnego filtra wyjściowego L.



Rys.2. Schemat układu 3-poziomowego 4-gałęziowego SAPF

Wartość napięcia u_{nN} obliczana jest na podstawie stanu łączników we wszystkich gałęziach, co niepotrzebnie zwiększa złożoność modelu i wymaganą ilość obliczeń. W związku z tym, na podstawie równania (4) opracowano model międzygałęziowy, co pozwoliło uzyskać następujące równanie predykcji [23] (przy założeniu $R_g=0$):

$$(5) \quad i_{pre,jm}(k+1) = \frac{T_s}{L_g} [U_{dc}(S_j(k+1) - S_m(k+1)) - (u_{PCCj}(k) - u_{PCCm}(k))] + [i_{cj}(k) - i_{cm}(k)]$$

gdzie indeksy j, m odnoszą się do gałęzi a, b, c lub n ($j \neq m$) układu FCC-SAPF.

Korzystając z równania (5) można uwzględnić w procesie predykcji wszystkie prądy i stany łączników przekształtnika. Należy jednak zaznaczyć, że równanie to można wykorzystać na różne sposoby, np. poprzez zastosowanie równań międzyfazowych, otrzymując $i_{pre,jm}$ ($j, m \in (a, b, c), j \neq m$) lub równań wyznaczających prąd $i_{pre,jn}$ ($j \in (a, b, c)$), między przewodem fazowym j , a neutralnym n .

Zmierzone wartości prądów kompensujących i_c , napięć sieci U_{PCC} , napięcia na kondensatorze DC U_{dc} oraz wybrany stan łączników, po podstawieniu do (5) zostają wykorzystane w predykcji wartości prądów kompensujących FCC-SAPF $i_{pre,jm}$ na koniec kolejnego okresu próbkowania. Obliczenia te wykonywane są w pętli, dla każdego dozwolonego stanu łączników, czyli wszystkich możliwych stanów wyjściowych sterowania. W związku z powyższym, w przypadku 3-poziomowego 4-gałęziowego FCC oznaczałoby to $4^4=256$ obiegów pętli w każdym okresie próbkowania, co jest dużym wymaganiem obliczeniowym. Jednak biorąc pod uwagę pewne uproszczenia, co zostanie wyjaśnione w jednym z kolejnych rozdziałów, liczbę tę można znacznie zmniejszyć.

Wartości zadane prądów kompensujących obliczane są na podstawie teorii mocy chwilowych [34]. W pierwszym kroku dokonywana jest transformacja do układu $\alpha\beta$ napięć sieci i prądów obciążenia, po czym obliczana jest chwilowa moc czynna i bierna, na podstawie zależności:

$$(6) \quad \begin{aligned} p_L &= u_{PCC\alpha} i_{L\beta} + u_{PCC\beta} i_{L\alpha} \\ q_L &= -u_{PCC\beta} i_{L\alpha} + u_{PCC\alpha} i_{L\beta} \end{aligned}$$

Następnie, przy pomocy filtra górnoprzepustowego, wydzielana jest składowa zmienna p_{Lvar} mocy czynnej p_L . W wyznaczonej w ten sposób mocy czynnej zadanej uwzględniana jest moc czynna $p_{dU_{dc}}$, będąca wynikiem pętli regulacji napięcia DC. W ostatnim kroku wyznaczane są zadane prądy kompensujące, na podstawie zależności:

$$(7) \quad \begin{bmatrix} i_{Cref\alpha} \\ i_{Cref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_{PCC\alpha}^2 + u_{PCC\beta}^2} \begin{bmatrix} u_{PCC\alpha} & -u_{PCC\beta} \\ u_{PCC\beta} & u_{PCC\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -p_{comp} \\ -q_{comp} \end{bmatrix}$$

gdzie $p_{comp} = p_{Lvar} + p_{dU_{dc}}$, $q_{comp} = q_L$. Dla każdego z rozpatrywanych stanów łączników obliczane są wartości prądów $i_{pre,jm}$ and $i_{pre,jn}$, które następnie porównywane są z wartościami zadanymi. Otrzymane uchyby stanowią argumenty funkcji kosztu:

$$(8) \quad \begin{aligned} J(S_{abcn}(k+1)) = & w_{f1} \sum_{j=a,b,c} abs(i_{Cref,jn}(k+1) - i_{pre,jn}(k+1)) + \\ & + w_{f2} \sum_{j,m=a,b,c,n} abs(i_{Cref,jm}(k+1) - i_{pre,jm}(k+1)) \end{aligned}$$

Ostatnim zadaniem algorytmu jest wybranie stanu łączników, dla którego funkcja kosztu $J(S_{abcn})$ przyjmuje wartość najmniejszą:

$$(9) \quad J(S_{min}(k+1)) = \min(J(S_{abcn}(k+1)))$$

Współczynniki wagowe (w_{f1} , w_{f2}) określają zatem wpływ odpowiednich argumentów funkcji na jej wartość, a co za tym idzie - wybór stanu. Ich dobór jest kluczowy do zachowania stabilności pracy układu. W przypadku rozbudowanej, wieloargumentowej funkcji kosztu [28] pozwalają także na uzależnienie, w pewnym stopniu, wyboru stanu od dodatkowych czynników. Należy jednak zaznaczyć, że literatura nie podaje analitycznych kryteriów doboru ich wartości, co wynika m.in. z różnorodności składników funkcji kosztu. W omawianym przypadku w_{f1} i w_{f2} dobrano w sposób empiryczny, przyjmując ich wartości równe 1.

Tabela 1. Regulacja napięć na kondensatorach FC [2]

Stan zmiennych	Stan łączników w gałęzi
jeżeli ($i_{Cm} \geq 0$) oraz ($U_{FCm} \geq U_{FCref}$) jeżeli ($i_{Cm} < 0$) oraz ($U_{FCm} < U_{FCref}$)	Stan(T_{m1}, T_{m2})=[0,1]
jeżeli ($i_{Cm} \geq 0$) oraz ($U_{FCm} < U_{FCref}$) jeżeli ($i_{Cm} < 0$) oraz ($U_{FCm} \geq U_{FCref}$)	Stan(T_{m1}, T_{m2})=[1,0]
U_{FCm} - napięcie na FC w gałęzi m U_{FCref} - napięcie zadane FC	T_{m1}, T_{m2} - dwa górne łączniki w gałęzi $m \in (a, b, c, n)$ (rysunek 3)

Wybrany stan generowany jest poprzez odpowiednie układy wyjściowe i zadawany na cały kolejny okres próbkowania (brak modulacji), co skutkuje zmienną częstotliwością łączeń. Ten sposób realizacji stanu łączników jest podobny do metod opartych na cyfrowych regulatorach histerezowych. Opracowanych jest jednak kilka metod, mających na celu ograniczenie i stabilizację częstotliwości łączeń, jak np. w [39]. Należy jednak zaznaczyć, że ta operacja może mieć negatywny wpływ na dynamikę i wartość współczynnika THDI prądów.

3-poziomowy 4-gałęziowy FCC pracujący jako filtr aktywny

Znanych jest kilka istotnych cech przekształtnika FCC, które muszą być uwzględnione w sterowaniu. Przede wszystkim, w układzie tym, podobnie jak w innych wielopoziomowych, występują dodatkowe kondensatory, które potrzebne są do generowania dodatkowych poziomów napięcia wyjściowego. Prawidłowe realizowanie tej operacji uzależnione jest od utrzymania napięć na tych kondensatorach na odpowiednim poziomie. W 3-poziomym FCC występuje jeden dodatkowy kondensator FC w każdej gałęzi, a wymagane napięcie na nim wynosi połowę napięcia zasilającego U_{dc} . Zaletą tej topologii, w porównaniu do znanej topologii DCC [7], jest możliwość

regulacji napięć na kondensatorach FC niezależnie dla każdej gałęzi, co wprowadza dodatkowy stopień swobody w sterowaniu. Służą do tego dwa redundantne stany łączników, które pozwalają także na generowanie dodatkowego poziomu napięcia wyjściowego – daje to możliwość pracy z niesymetrycznym obciążeniem. Wybór jednego z nich odbywa się na podstawie wartości zmierzonego napięcia oraz znaku prądu wyjściowego gałęzi, przez sprawdzenie warunków zebranych w tabeli 1 [3]. Działanie to wykonywane jest poza pętlą predykcji, dzięki czemu model do predykcji jest uproszczony, tym samym znacznie ograniczając ilość obliczeń.

Ogólna liczba dozwolonych stanów łączników wynosi 256, jednak liczba ta może zostać zredukowana. Biorąc pod uwagę, że stany redundantne „1a” i „1b” generują ten sam poziom napięcia, można je określić jako jeden stan „1”, odpowiadające napięciu $U_{dc}/2$. Dołączając do tego stan „0”, jako poziom 0, oraz „2” (rys. 3), jako poziom U_{dc} ogólna liczba dozwolonych stanów zmniejszy się do 81.

Innym zagadnieniem, związanym z topologią FCC, są przejścia między stanami łączników i związane z tym straty łączeniowe. Biorąc pod uwagę wybrane poniżej dwa możliwe przełączenia, a mianowicie (rys. 3):

- A. Stan 2 (1100) \leftrightarrow Stan 0 (0011),
- B. Stan 1a (1010) \leftrightarrow Stan 1b (0101).

Można zauważyć, że każde z nich spowoduje jednoczesne przełączenie wszystkich tranzystorów w danej gałęzi, co prowadzić może do wystąpienia dużych przepięć na elementach i zwiększenia strat łączeniowych. Przełączenia tego rodzaju są określone, jako niedozwolone i są eliminowane w opracowanym sterowaniu $FS-MPC$. Za realizację tego odpowiedzialna jest dodatkowa funkcja, która jednocześnie pozwala na ograniczenie liczby wymaganych pętli predykcji i co za tym idzie, ilości obliczeń. Zastosowane rozwiązanie bazuje na porównaniu stanu wybranego w poprzednim okresie próbkowania i stanu aktualnie analizowanego w pętli. Jeśli wykryta zostaje możliwość niedozwolonego przełączenia, algorytm wybiera jedno z dwóch działań:

- Działanie 1: dla przełączeń typu A stan jest wykluczony,
- Działanie 2: dla przełączeń typu B predykcja jest wykonywana, ale stan łączników w danej gałęzi nie ulega zmianie.

Realizacja działania 2 może niestety negatywnie wpływać na efektywność regulacji napięć na FC . W związku z tym, w przypadku działania 2 do funkcji kosztu dodawane są uchyby napięć na FC , a funkcja kosztu przyjmuje postać:

$$\begin{aligned}
 J(S_{abcn}(k+1)) = & \\
 (9) \quad & w_{f1} \sum_{j=a,b,c} \text{abs}(i_{Cref,jn}(k+1) - i_{pre,jn}(k+1)) + \\
 & + w_{f2} \sum_{j,m=a,b,c,n} \text{abs}(i_{Cref,jm}(k+1) - i_{pre,jm}(k+1)) \\
 & + w_{f3} \sum_{j=a,b,c,n} \text{abs}(U_{FCref}(k) - U_{FC,j}(k))
 \end{aligned}$$

Tym sposobem wahania tych napięć ulegają znacznemu zmniejszeniu, przy jednoczesnym ograniczeniu liczby przełączeń i strat z tym związanych.

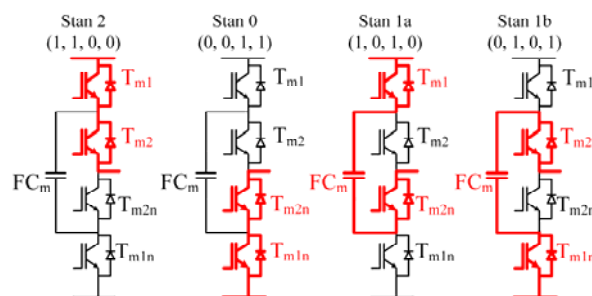
Badania symulacyjne i eksperymentalne

Badania opracowanego algorytmu sterowania wykonane zostały w modelu symulacyjnym, w programie Matlab-Simulink [32, 33]. Po weryfikacji wyników przeprowadzono badania laboratoryjne. Parametry modelu zestawiono w tabeli 2. Stanowisko laboratoryjne (rys. 4) składa się z modułowej platformy sterującej dSpace

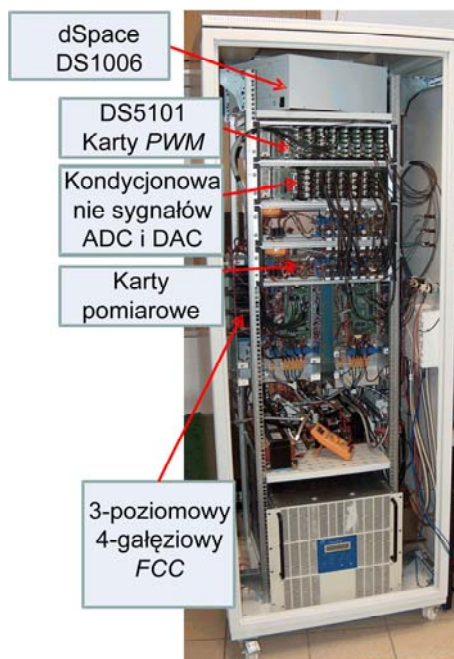
DS1006 z procesorem wielordzeniowym, układów pomiarowych oraz kondycjonujących sygnały dla przetworników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych, 3-poziomego 4-gałęziowego przekształtnika FCC o mocy 10kVA, pasywnego filtra wyjściowego w postaci 4 dławików oraz dwóch rodzajów obciążenia: asymetrycznego oraz równoległego 3-fazowego mostka diodowego (rys. 5). Wyniki uzyskano przy pomocy oscyloskopu firmy Tektronix DPO5104B, gdzie zarejestrowano je w postaci plików danych cyfrowych, a następnie wizualizowano w programie Matlab.

Tabela 2. Parametry modelu symulacyjnego i laboratoryjnego

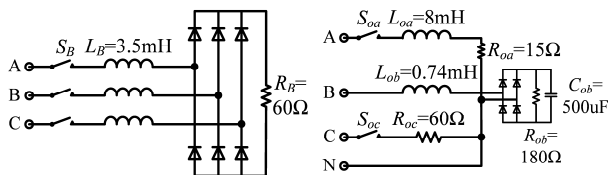
Napięcie sieci RMS $U_{PCC-RMS}$	230V
Napięcie DC U_{dc} SAPPF	700V
Częstotliwość próbkowania F_s	30kHz
Indukcyjność filtra wyjściowego L_g	2mH



Rys.3. Możliwe stany łączników w układzie 3-poziomego przekształtnika FCC



Rys.4. Stanowisko laboratoryjne



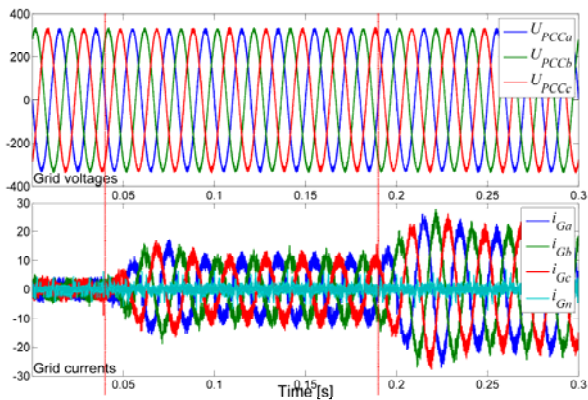
Rys.5. Układ obciążenia.

Sterowanie wykorzystuje 14 kanałów pomiarowych ADC (ang. *Analog-Digital Conversion*). Niestety obsługa tyłu

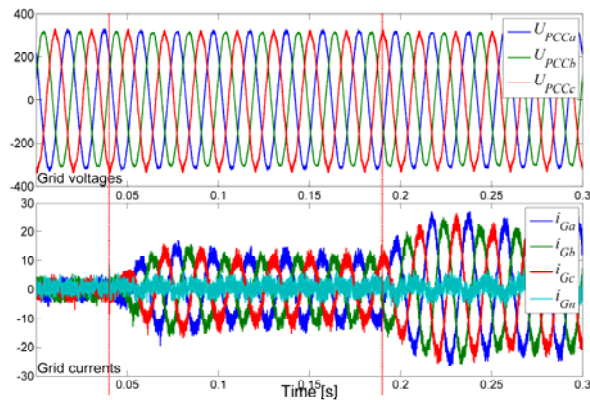
kanalów wiązała się ze znacznym opóźnieniem wprowadzonym przez platformę sterującą, które sięgało 27 μ s. Biorąc dodatkowo pod uwagę czas potrzebny na obliczenia, minimalny okres próbkowania T_s wynosi około 50 μ s, przy przetwarzaniu kodu algorytmu sterowania za pomocą jednego rdzenia. W połączeniu z zadawaniem stanów na cały okres T_s , skutkuje to ograniczoną możliwością kompensacji harmonicznym prądu przez SAPF.

Rozwiązaniem tego problemu było wykorzystanie dwóch rdzeni mikroprocesora. Pierwszy cpu_1 , wyzwalany z wewnętrznego zegara, realizuje obsługę pomiarów. Drugi rdzeń, cpu_2 , pobiera dane z cpu_1 i wykonuje algorytm predykcji.

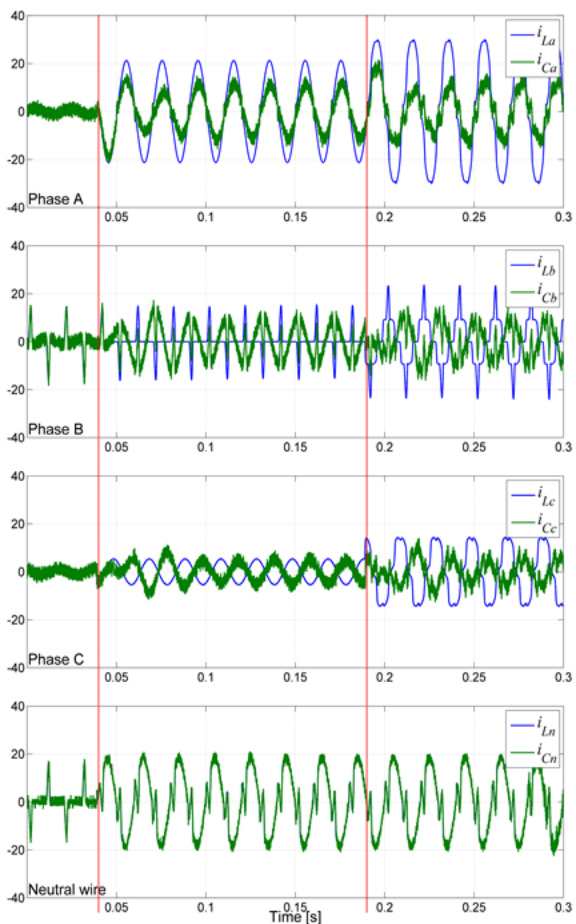
Tym sposobem częstotliwość próbkowania jest zwiększona dwukrotnie. Opóźnienie wprowadzane przez cpu_1 , wartości zmierzonej względem rzeczywistej, wynosi około 15 μ s, natomiast dla cpu_2 wynosi ono T_s .



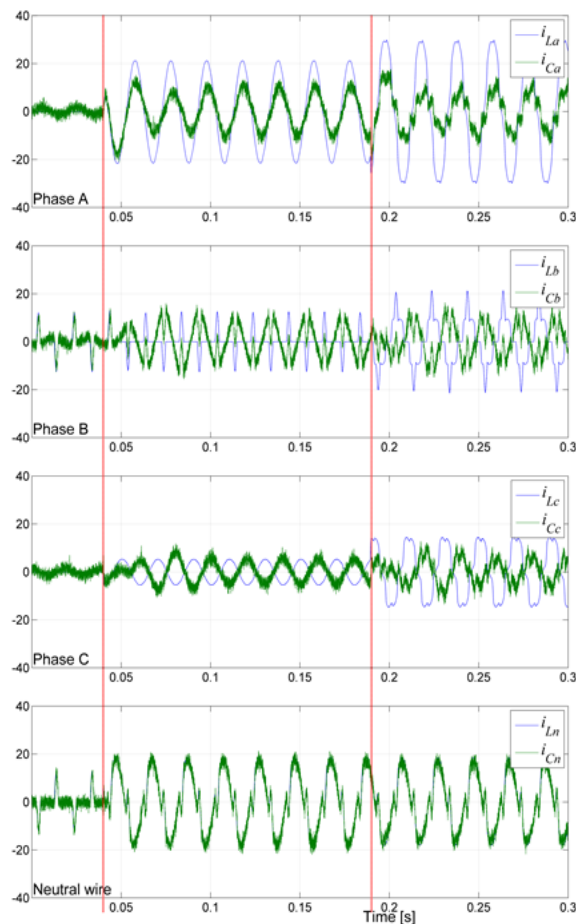
a1)



b1)¶



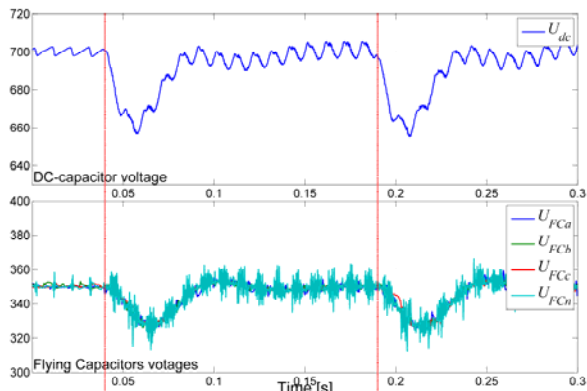
a2) Wyniki-symulacyjne



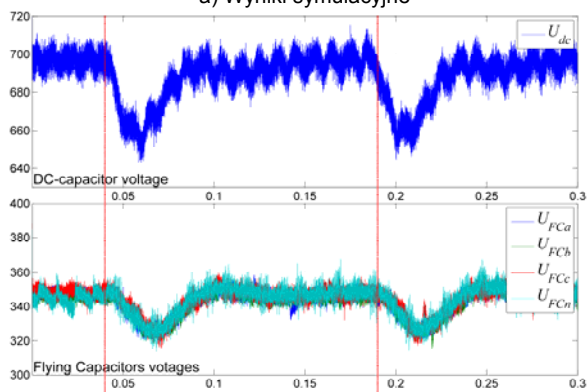
b2) Wyniki-eksperymentalne¶

Rys.6. Działanie układu FCC-SAPF ze sterowaniem FS-MPC w stanach dynamicznych (linie pionowe – przełączenie obciążenia) w modelu: a) symulacyjnym i b) eksperymentalnym. Od góry: a1), b1) – napięcia sieci U_{PCCa} , U_{PCCb} , U_{PCCc} , prądy sieci i_{Ga} , i_{Gb} , i_{Gc} , i_{Gn} (wyniki symulacyjne – $THD_{50}(i_{Ga})=5\%$, $THD_{50}(i_{Gb})=5.1\%$, $THD_{50}(i_{Gc})=4.8\%$; wyniki eksperymentalne – $THD_{50}(i_{Ga})=5.5\%$, $THD_{50}(i_{Gb})=5.5\%$, $THD_{50}(i_{Gc})=5.0\%$); a2), b2) – prądy obciążenia i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln} porównane z odpowiednimi prądami kompensującymi i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} , i_{Cn} .

W przypadku sterowania *FS-MPC* znajomość wartości opóźnień jest bardzo przydatna, w celu kompensacji opóźnień i ich wpływu na dokładność predykcji. Działanie to realizowane jest na podstawie równania 5, służącego do predykcji. Podstawiając odpowiednie wartości prądów kompensujących, stanów łączników z poprzednich okresów próbkowania oraz czasów opóźnień można w dużym stopniu ograniczyć ich wpływ na przebieg aktualnej predykcji.



a) Wyniki symulacyjne



b) Wyniki eksperymentalne

Rys.7. Regulacja napięć na kondensatorach *FC* w stanach dynamicznych w modelu: a) symulacyjnym i b) eksperymentalnym. Od góry: napięcie na kondensatorze DC U_{dc} , napięcia na kondensatorach *FC* U_{FCa} , U_{FCb} , U_{FCc} , U_{FCn} .

Badania opracowanego sterowania polegały na wykonaniu dwóch skoków obciążenia. Najpierw załączone zostały przełączniki S_{oa} , S_{oc} (rys. 5), a następnie trójfazowy mostek prostowniczy (S_B). Na rysunku 6 przedstawiono porównanie wyników uzyskanych w modelu symulacyjnym (rys. 6a1, a2)) i eksperymentalnym (rys. 6b1, b2)). Momenty przełączania obciążenia oznaczono pionowymi liniami ($t_1=0.045$ s i $t_2=0.195$ s). Jak widać, zakłócenie wprowadzane przez prądy obciążenia i_L są skutecznie kompensowane przez prąd generowane przez prądy i_C *FCC-SAPF*. Otrzymane prądy sieci i_G są zbliżone do sinusoidalnych i w fazie z odpowiednimi napięciami. Dodatkowo, wartości współczynników $THDi_{50}$ (do 49 harmonicznej) uzyskanych w modelu symulacyjnym i eksperymentalnym są porównywalne, co wskazuje na prawidłową konstrukcję modelu.

Na rysunku 7 przedstawiono wyniki działania pętli regulacji napięcia DC U_{dc} oraz funkcji do regulacji napięć na kondensatorach *FC* U_{FCm} . Regulacja napięć odbywa się w sposób prawidłowy, także w stanach dynamicznych. Świadczy to o skuteczności opracowanego rozwiązania i zdolności do utrzymania prawidłowego poziomu wszystkich

napięć. Widoczne na napięciu U_{FCn} w czwartej gałęzi tętnienia są efektem innej konstrukcji obwodu z przewodem neutralnym, co powoduje duże, skokowe zmiany napięcia.

Podsumowanie i wnioski

W artykule przedstawiono nową metodę sterowania 3-poziomym, 4-gałęziowym przekształtnikiem z kondensatorami o zmiennym potencjale pracującym jako równoległy aktywny filtr mocy *FCC-SAPF*. Jest to nowe zastosowanie algorytmu sterowania predykcyjnego z ograniczoną liczbą stanów *FS-MPC*. Na podstawie zamieszczonego opisu metody oraz wyników eksperymentalnych sformułowano następujące wnioski:

- Równania międzygałęziowe, zastosowane w modelu filtru aktywnego, pozwalają na uproszczenie równań predykcji, a dzięki uniwersalności, można je wykorzystać na kilka sposobów, np. podstawiając napięcia fazowe (prądy w przewodach fazowym i neutralnym) lub międzyfazowe (prądy w przewodach fazowych) itp.,
- Regulacja napięć na kondensatorach o zmiennym potencjale *FC* odbywa się prawidłowo, pomimo nie uwzględniania ich w równaniach predykcji,
- Zastosowanie funkcji preselekcji, eliminującej niedozwolone przełączenia ($2 \leftrightarrow 0$, $1a \leftrightarrow 1b$) pozwala na ograniczenie przepięć na elementach oraz skrócenie pętli predykcji, zmniejszając ilość obliczeń,
- Wprowadzenie uchybów napięć na kondensatorach *FC* do funkcji kosztu pozwala na zmniejszenie tętnień tych napięć.

Na podstawie powyższych wniosków można stwierdzić, że osiągnięto stabilną pracę układu przy nieskomplikowanej strukturze proponowanego sterowania *FS-MPC*. W związku z tym, metoda ta może być ciekawym rozwiązaniem do implementacji na mikrokontrolerze.

Materiał przedstawiony w niniejszej publikacji jest oparty o wersję angielską [40].

Projekt finansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki na podstawie decyzji: DEC-2013/09/B/ST7/01608.

Autorzy: mgr inż. Kamil Antoniewicz, Politechnika Warszawska, Instytut Techniki Ciepłej, ul. Nowowiejska 21/25, 00-665 Warszawa, E-mail: kamil.antoniewicz@itc.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] Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M., *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, IEEE Press-Wiley, (2007)
- [2] Meynard T.A., Foch H., "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," *PESC '92 Rec. 23rd Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, IEEE, (1992), 397–403
- [3] Meynard T.A., Foch H., Forest F., Turpin C., Richardeau F., Delmas L., Gateau G., Lefeuvre E., "Multicell converters: derived topologies," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 49 (2002), nr 5, 978–987
- [4] Rodriguez J., Franquelo L.G., Kouro S., Leon J.I., Portillo R.C., Prats M.A.M., Perez M.A., "Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications," *Proc. IEEE*, 97 (2009), nr 11, 1786–1817
- [5] Ali S.M., Kazmierkowski M.P., "Current regulation of four-leg PWM/VSI," *IECON '98. Proc. 24th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (Cat. No.98CH36200)*, IEEE, 3 (1998), 1853–1858
- [6] Dzieniakowski M., Kazmierkowski M., "Microprocessor-based novel current regulator for VSI-PWM inverters," *23rd Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf. 1992. PESC '92 Rec.*, (1992), 459–464 vol. 1

- [7] Kouro S., Malinowski M., Gopakumar K., Pou J., Franquelo L.G., Wu B., Rodriguez J., Perez M.A., Leon J.I., "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57 (2010), nr 8, 2553–2580
- [8] Bhattacharya S., Frank T.M., Divan D.M., Banerjee B., "Active filter system implementation," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, 4 (1998), nr 5, 47–63
- [9] Zhang X., Wang Y., Yu C., Guo L., Cao R., "Hysteresis Model Predictive Control for High-Power Grid-Connected Inverters With Output LCL Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 63 (2016), nr 1, 246–256
- [10] Aguilera R.P., Quevedo D.E., "Predictive Control of Power Converters: Designs With Guaranteed Performance," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, 11 (2015), nr 1, 53–63
- [11] Acuna P., Moran L., Rivera M., Aguilera R., Burgos R., Agelidis V.G., "A Single-Objective Predictive Control Method for a Multi-Variable Single-Phase Three-Level NPC Converter-Based Active Power Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62 (2015), nr 7, 1–1
- [12] Subudhi B., Panda P.C., Panigrahi R., "Model predictive-based shunt active power filter with a new reference current estimation strategy," *IET Power Electron.*, 8 (2015), nr 2, 221–233
- [13] Sikorski A., Grodzki R., "Predictive control of the AC/DC converter," *2014 16th Int. Power Electron. Motion Control Conf. Expo.*, IEEE, (2014), 131–136
- [14] Vazquez S., Leon J.I., Franquelo L.G., Rodriguez J., Young H.A., Marquez A., Zanchetta P., "Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, 8 (2014), nr 1, 16–31
- [15] Vatani M., Hovd M., Molinas M., "Finite Control Set Model Predictive Control of a shunt active power filter," *2013 Twenty-Eighth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, IEEE, (2013), 2156–2161
- [16] Rodriguez J., Kazmierkowski M.P., Espinoza J.R., Zanchetta P., Abu-Rub H., Young H.A., Rojas C.A., "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, 9 (2013), nr 2, 1003–1016
- [17] Scoltock J., Geyer T., Madawala U., "Model Predictive Direct Current Control for a grid-connected converter: LCL-filter versus L-filter," *2013 IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, IEEE, (2013), 576–581
- [18] Acuna P., Moran L., Rivera M., Dixon J., Burgos R., "An active power filter using single-phase NPC converters and predictive control for medium voltage distribution systems," *IECON 2013 - 39th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, IEEE, (2013), 8516–8521
- [19] Defay F., Llor A.M., Fadel M., "Predictive control of flying capacitor active power filter," *2010 IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, (2010), 1820–1825
- [20] Panten N., Hoffmann N., Fuchs F., "Finite Control Set Model Predictive Current Control for Grid-Connected Voltage-Source Converters with LCL-Filters: A study based on different State Feedbacks," *IEEE Trans. Power Electron.*, 31 (2015), nr 7, 5189–5200
- [21] Wang F., Li S., Mei X., Xie W., Rodriguez J., Kennel R.M., "Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, 11 (2015), nr 3, 671–681
- [22] Orłowska-Kowalska T., Blaabjerg F., Rodriguez J., *Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives*, Springer, 531 (2014)
- [23] Acuna P., Moran L., Rivera M., Dixon J., Rodriguez J., "Improved Active Power Filter Performance for Renewable Power Generation Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, IEEE, 29 (2014), nr 2, 687–694
- [24] Ziani A.C., Llor A.M., Fadel M., "Model predictive current controller for four-leg converters under unbalanced conditions," *Proc. 2011 14th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, (2011), 1–10
- [25] Antoniewicz K., Malinowski M., "Comparison of Current Control Strategies for Four-Leg Shunt Active Power Filter in Matlab-Simulink," *Prz. Elektrotechniczny*, R. 90, nr (2014), 214–220
- [26] Stolze P., Kramkowski M., Mouton T., Tomlinson M., Kennel R., "Increasing the performance of Finite-Set Model Predictive Control by oversampling," *2013 IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, (2013), 551–556
- [27] Rivera M., Yaramasu V., Llor A., Rodriguez J., Wu B., Fadel M., "Digital Predictive Current Control of a Three-Phase Four-Leg Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 60 (2013), nr 11, 4903–4912
- [28] Rodriguez J., Cortes P., *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, Wiley-IEEE Press, (2012)
- [29] Zanchetta P., Cortes P., Perez M., Rodriguez J., Silva C., "Finite States Model Predictive Control for Shunt Active Filters," *IECON 2011 - 37th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, (2011), 581–586
- [30] Defay F., Llor A.-M., Fadel M., "A Predictive Control With Flying Capacitor Balancing of a Multicell Active Power Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, IEEE, 55 (2008), nr 9, 3212–3220
- [31] Antoniewicz K., Jasinski M., Kazmierkowski M.P., Malinowski M., "Experimental research on model predictive control of 3-level 4-leg Flying Capacitor Converter operating as Shunt Active Power Filter," *IECON 2015 - 41st Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, IEEE, (2015), 000036–000041
- [32] 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 Int. Conf. Ind. Technol.*, IEEE, (2015), 2288–2294
- [33] Antoniewicz K., "Comparison of Current Control Strategies for Three-level Four-leg Shunt Active Power Filter," *Closing Conf. Proj. Doctoral Sch. Energy Geotechnol. II*, Parnawa: Doctoral School of Energy and Geotechnology II, (2015), 99–101
- [34] Aredes M., Hafner J., Heumann K., "Three-phase four-wire shunt active filter control strategies," *IEEE Trans. Power Electron.*, 12 (1997), nr 2, 311–318
- [35] Choi D.-K., Lee K.-B., "Dynamic Performance Improvement of AC/DC Converter Using Model Predictive Direct Power Control With Finite Control Set," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62 (2015), nr 2, 757–767
- [36] Xia C., Liu T., Shi T., Song Z., "A Simplified Finite-Control-Set Model-Predictive Control for Power Converters," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, 10 (2014), nr 2, 991–1002
- [37] Geyer T., Quevedo D.E., "Performance of Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics," *IEEE Trans. Power Electron.*, 30 (2015), nr 3, 1633–1644
- [38] Vatani M., Bahrani B., Saeedifard M., Hovd M., "Indirect Finite Control Set Model Predictive Control of Modular Multilevel Converters," *IEEE Trans. Smart Grid*, 6 (2015), nr 3, 1520–1529
- [39] Rodriguez J., Pontt J., Silva C.A., Correa P., Lezana P., Cortes P., Ammann U., Jos R., Jorge P., Csar a S., Pablo C., Pablo L., Patricio C., Ulrich A., "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 54 (2007), nr 1, 495–503
- [40] Antoniewicz K., Jasinski M., Kazmierkowski M., Malinowski M., "Model Predictive Control for 3-Level 4-Leg Flying Capacitor Converter Operating as Shunt Active Power Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 63 (2016), nr 8, 5255–5262