

## Predykcyjne algorytmy sterowania przekształtnikiem AC/DC z filtrem LCL

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono dwa algorytmy predykcyjnego sterowania przekształtnikiem AC/DC z filtrem LCL. Omawiane metody bazują na sterowaniu predykcyjnym ze skończoną liczbą sterowań FS-MPC (*finite states model predictive control*). Pierwszy z nich oparty jest na predykcji prądu od strony przekształtnika i algorytmie *active damping*. Drugi z nich bazuje na nowej koncepcji regulacji przekształtnika AC/DC z wykorzystaniem rozszerzonego modelu filtra LCL i rozbudowanej funkcji kosztu. W artykule dokonano porównania obydwu metod poprzez porównanie wartości współczynnika THD prądu sieciowego.

**Abstract.** The article presents two predictive control algorithms of the AC/DC converter with LCL filter. These methods are based on predictive control with a finite states FS-MPC (*finite states model predictive control*). The first one is based on a prediction of the converter current and the active damping algorithm. The second one is based on a new concept of AC/DC regulation using an extended model LCL filter and extensive cost function. The two methods in terms of THD grid current were compared in the article. (*Predictive control algorithms of an AC / DC converter with LCL filter*).

**Słowa kluczowe:** LCL, FS-MPC, przekształtnik AC/DC, odnawialne źródła energii.

**Keywords:** LCL, FS-MPC, AC/DC converter, renewable energy sources.

### Wstęp

Przekształtniki napięcia AC/DC zapewniające dwukierunkowy przepływ energii używane są w wielu aplikacjach do kojarzenia trójfazowej sieci elektroenergetycznej z obwodami prądu stałego. Są to między innymi falowniki zasilające silniki o dużym momencie bezwładności, zasobniki energii elektrycznej (UPS). Jednak najczęściej przekształtniki te wykorzystywane są w odnawialnych źródłach energii elektrycznej takich jak panele fotowoltaiczne czy też elektrownie wiatrowe. Ciągły rozwój tego segmentu rynku sprawia, że rosną również wymagania stawiane tym przekształtnikom. Układy te powinny mieć coraz wyższą sprawność, mniejsze gabaryty, pobierać/oddawać prąd o niższym THD, posiadać dodatkowe funkcje takie jak np. kompensacja mocy biernej. Najczęstszą strukturą przekształtników AC/DC są układy dwupoziomowe sprzężone z siecią poprzez filtr LCL, sterowane metodami liniowymi np. VOC-SVM (*voltage oriented control – space vector modulation*) [1], DPC-SVM (*direct power control – space vector modulation*) [2]. Stosowanie filtra typu LCL uzasadnione jest znacznie wyższym tłumieniem (60 dB/dek) w porównaniu do filtra typu  $L$  (20 dB/dek), co przekłada się na zmniejszenie gabarytów i kosztów całego przekształtnika. Wymienione metody sterowania pomimo stałej częstotliwości łączy  $f_{sw}$ , nie dają dobrych rezultatów przy bezpośrednim ich przeniesieniu z przekształtników z filtrem  $L$  na przekształtniki z filtrem LCL. Zastosowanie tych algorytmów w układach z obwodem sprzęgającym LCL wiąże się z koniecznością implementacji pasywnych lub aktywnych metod tłumienia rezonansu tego obwodu [3]. Metody pasywne polegają na dołączaniu do obwodu LCL elementów rezystancyjnych, w których to wydzielana jest energia w postaci ciepła. Powoduje to jednak zmniejszanie sprawności przekształtnika stąd też są one rzadko stosowane. Metody aktywne (*active damping*) polegają na emulacji elementów rezystancyjnych za pomocą odpowiedniego sprzężenia zwrotnego. Połączenie aktywnego tłumienia rezonansu w filtrze LCL oraz sterowania VOC-SVM przedstawiono w pracy [4]. W artykule otrzymano dobre wyniki jeśli chodzi o stany statyczne, natomiast stany dynamiczne charakteryzują się dosyć długim stanem przejściowym. Związane to jest z zastosowaniem liniowych regulatorów PI oraz z samym algorytmem *active damping* bazującym na filtrach

dolnoprzepustowych, które wprowadzają pewne opóźnienia.

Alternatywą dla metod liniowych są metody nieliniowe [5, 6], które charakteryzują się bardzo dobrymi właściwościami statycznymi oraz dynamicznymi. Wyżej wymienione metody bazują jednak na modelu z filtrem typu  $L$ . Podstawową wadą metod nieliniowych wymienianą w literaturze jest między innymi zmienna częstotliwość łączy  $f_{sw}$ , która znacznie utrudnia zastosowanie filtra LCL. Jako rozwiązanie tego problemu autorzy w pracy [7] zaproponowali zastosowanie nieliniowej metody bezpośredniej regulacji mocy DPC z algorytmem *active damping*. W opisanym algorytmie harmoniczne rezonansowe pojawiające się w napięciu na kondensatorach filtra zostały wyeliminowane poprzez zastosowanie odpowiedniego sprzężenia zwrotnego. Jak wskazują autorzy zabieg ten jednak objawia się pojawieniem w prądzie harmonicznych niższego rzędu tj. 5, 7, 11. W tekście [7] opisany został algorytm pozwalający na wyeliminowanie i tej wady, jednak zabieg ten znacznie utrudnia implementację tej metody.

Następną rodziną metod nieliniowych używanych od bardzo niedawna z filtrem LCL są metody predykcyjne FS-MPC (*finite states model predictive control*) [8, 9]. Ich szybki rozwój wynikający z ogromnych możliwości wiąże się ze wzrostem mocy obliczeniowej procesorów używanych do realizacji algorytmów sterujących. W wymienionych pracach autorzy łączą algorytm predykcyjny również z metodą *active damping*, przez co eliminują w prądzie sieci wyższe harmoniczne związane z częstotliwością rezonansową filtra LCL, ale przez to dodają również niższe harmoniczne tj. 5, 7, 11. W pracach tych, autorzy nie bazują na całym modelu filtra LCL przez co nie wykorzystują w pełni zalet sterowania typu FS-MPC takich jak możliwość jednoczesnej regulacji wielu zmiennych. W metodzie typu MPC optymalny wektor napięcia przekształtnika wyznaczany jest na podstawie funkcji kosztów (jakości)  $J_k$ . Od jej konstrukcji zależą uchyby regulowanych wielkości.

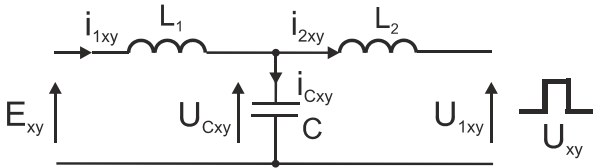
W niniejszym artykule opisane zostało całkowicie nowe podejście do procesu regulacji przekształtnika AC/DC z filtrem typu LCL. Metoda ta bazuje na rozbudowanej funkcji kosztu, w której regulowane są dwie wielkości związane z filtrem LCL (napięcie na kondensatorze oraz prąd przekształtnika). Podejście, w którym reguluje się zadane napięcie na kondensatorze filtra, pozwala na eliminację w

prądzie sieci harmonicznych związanych z częstotliwością rezonansową filtru bez dodatkowego układu *active damping* (który jak wspomniano wyżej wprowadza harmoniczne niskiego rzędu).

W artykule porównano właściwości statyczne (THD prądu pobieranego z sieci) nowej predykcyjnej metody regulacji przekształtnika z filtrem LCL z metodą predykcyjną wykorzystującą algorytm *active damping*. Dodatkowo w celu zobrazowania różnicy przedstawiono wyniki badań algorytmu predykcyjnego przeznaczonego do sterowania przekształtnikiem z filtrem L, przy zastosowaniu filtru LCL.

### Model matematyczny przekształtnika AC/DC z filtrem LCL

Schemat zastępczy przekształtnika AC/DC z filtrem LCL przedstawiono na rysunku 1 [10].



Rys.1. Schemat przekształtnika AC/DC z filtrem LCL w układzie xy

Do analizy wykorzystano równania w układzie współrzędnych xy wirującym z pulsacją sieci  $\omega$ :

$$(1) \quad L_1 \frac{d}{dt} i_{1xy} = E_{xy} - j\omega L_1 i_{1xy} - U_{cxy}$$

$$(2) \quad L_2 \frac{d}{dt} i_{2xy} = U_{cxy} - j\omega L_2 i_{2xy} - U_{xy}$$

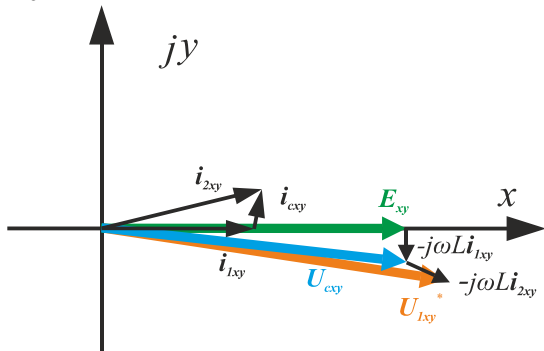
$$(3) \quad C \frac{d}{dt} U_{cxy} = i_{1xy} - i_{2xy} - j\omega C U_{cxy}$$

$$(4) \quad U_{xy} = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{DC} e^{j\left((n-1)\frac{\pi}{3} - \omega t\right)} \\ "0" \end{cases}$$

gdzie:

$i_{1xy}$  – wektor prądu sieci,  $i_{2xy}$  – wektor prądu przekształtnika,  $E_{xy}$  – wektora napięcia sieci,  $U_{cxy}$  – wektora napięcia na kondensatorach filtrujących,  $U_{xy}$  – wektora napięcia przekształtnika,  $L_1$  – indukcyjność filtrująca od strony sieci,  $L_2$  – indukcyjność filtrująca od strony przekształtnika,  $C$  – pojemność filtrująca,  $n = (1, 2, \dots, 6)$

Korzystając z równania (2), przy założeniu, że odtwarzany prąd przekształtnika  $i_{2xy}$  jest bliski sinusoidalnej wartości zadanej (stosując takie przybliżenie w stanie ustalonym wektor  $i_{2xy}$  jest stały, a jego pochodna równa zero) wprowadzono wielkość pierwszej harmonicznej napięcia przekształtnika  $U_{1xy}$  (5) graficznie zilustrowaną na rysunku 2.



Rys.2. Wektor pierwszej harmonicznej napięcia przekształtnika  $U_{1xy}$

$$(5) \quad U_{1xy} = U_{cxy} - j\omega L_2 i_{2xy}$$

Powyższe zależności (1-5) pozwalają na wyprowadzenie równań wykorzystywanych w procesie predykcji. W równaniach tych, ze względu na przeprowadzanie obliczeń w formie dyskretnej (co czas  $T_p$ ) przez procesor sygnałowy, wielkości pochodne zastąpiono ilorazem różnicowym.

Do wyznaczenia przewidywanych zmian prądu przekształtnika  $i_{2xy}$  po czasie  $T_p$  pochodzących od danego wektora napięcia przekształtnika  $U_{xy}$  wykorzystywane jest poniższe równanie:

$$(6) \quad \Delta i_{2xy} = \frac{U_{1xy} - U_{xy}}{L_2} T_p$$

Przyrosty tego prądu przekładają się na zmianę napięcia na kondensatorach filtru  $U_{cxy}$ :

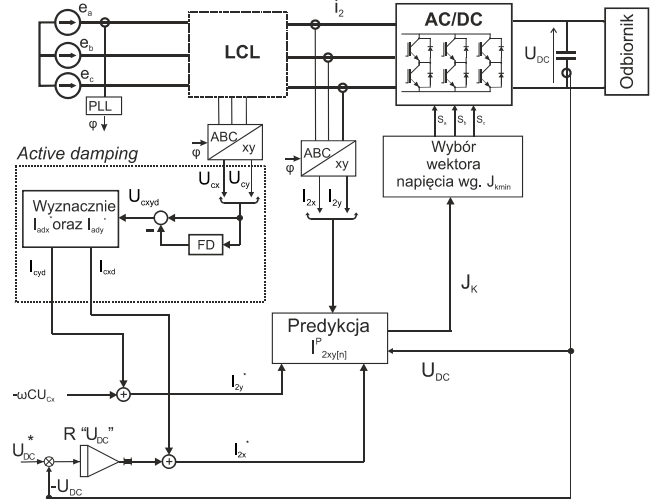
$$(7) \quad \Delta U_{cxy} = \frac{i_{1xy} - (i_{2xy} + 0,5\Delta i_{2xy}) - j\omega C U_{cxy}}{C} T_p$$

Równanie (7) jest prawdziwe przy wykorzystaniu założenia, że zmiana prądu przekształtnika  $i_{2xy}$  jest znacznie większa od zmiany prądu po stronie sieci  $i_{1xy}$ .

$$(8) \quad \Delta i_{2xy} \gg \Delta i_{1xy} \Rightarrow \Delta i_{1xy} = 0$$

### Predykcyjna regulacja przekształtnika AC/DC z filtrem LCL oraz układem *active damping*

Metoda ta bazuje na predykcyjnej regulacji prądu przekształtnika  $i_{2xy}$ , opisaną w [11, 12, 13, 14] oraz zmodyfikowanym algorytmie *active damping* [7]. Schemat metody sterowania przedstawiono na rysunku 3.



Rys.3. Schemat predykcyjnego układu regulacji przekształtnika AC/DC z filtrem LCL oraz układem *active damping*

Zadaniem algorytmu *active damping* jest emulacja rezystancji tłumiącej  $R_d$  podłączonej równolegle do kondensatorów filtru w celu tłumienia częstotliwości rezonansowych występujących w prądzie sieciowym  $i_{1xy}$ . W tym celu zmierzona wartość napięcia na kondensatorach filtrujących  $U_{cxy}$  poddawana jest filtracji w filtrze dolnoprzepustowym FD. Następnie odejmując od wartości zmierzonego napięcia  $U_{cxy}$  wartość odfiltrowaną uzyskuje się wyższe harmoniczne napięcia na filtrze pojemnościowym  $U_{cxyd}$ . Prąd wyższych harmonicznych, które mają zostać wytłumione oblicza się według poniższej zależności:

$$(9) \quad i_{cxyd} = k_d U_{cxyd}$$

gdzie  $k_d$  to współczynnik tłumienia równy odwrotności rezystancji tłumiącej  $R_d$ .

Rolą nadrzędnej pętli regulacji jest utrzymywanie zadanej wartości napięcia stałego w obwodzie DC. Regulator napięcia wypracowuje zadaną wartość składowej  $x$  wektora prądu przekształtnika  $i_{2x}$  proporcjonalną do mocy czynnej  $P$  dostarczanej lub oddawanej z sieci EE. Wartość zadana składowej  $y$  wektora prądu przekształtnika  $i_{2y}$  proporcjonalna do mocy biernej  $Q$  ustawiona jest tak by skompensować moc bierną pobieraną przez kondensatory filtrujące  $C$  (przy założeniu jednostkowego współczynnika mocy).

$$(10) \quad i_{2y} = -\omega C U_{cx}$$

Zadany wektor prądu przekształtnika  $i_{2xy}^*$  otrzymywany jest poprzez zsumowanie wektora prądu wyższych harmonicznych  $i_{cxyd}$  oraz wektora prądu z nadrzędnej pętli regulacji. Za regulację prądu odpowiada regulator predykcyjny FS-MPC bazujący na funkcji kosztu  $J_k$ , której zadaniem jest minimalizacja długości wektora uchybu prądu.

$$(11) \quad J_k = \sqrt{\varepsilon i_{2x[n]}^2 + \varepsilon i_{2y[n]}^2}$$

Proces predykcji prądu przekształtnika  $i_{2xy}^*$  jest identyczny jak ten opisany w pracach [11, 12], dlatego nie zostanie w niniejszej pracy omówiony. Dodanie do prądu zadanego przekształtnika  $i_{2xy}^*$  prądu wyższych harmonicznych sprawia, że w napięciu  $U_{cxy}$  na kondensatorach filtrujących  $C$  wyższe harmoniczne napięcia zostają zredukowane co wpływa również na zmniejszenie wartości wyższych harmonicznych w prądzie sieciowym  $i_{1xy}$ , który regulowany jest niejako w sposób pośredni.

#### Predykcyjny algorytm regulacji prądu przekształtnika bazujący na modelu filtru LCL

Schemat metody sterowania przedstawiono na rysunku 4. Tak jak w przypadku poprzednio opisywanej metody rolą nadrzędnej pętli regulacji jest utrzymywanie zadanej wartości napięcia. Regulator napięcia wypracowuje zadaną wartość składowej  $x$  wektora prądu sieci  $i_{1xy}^*$  proporcjonalną do mocy czynnej  $P$  dostarczanej lub oddawanej z sieci EE. W omawianym algorytmie zadana składowa  $i_{1y}^*$  wektora prądu sieci odpowiada bezpośrednio za moc bierną  $Q$ , nie ma więc potrzeby kompensacji mocy biernej pobieranej przez filtr pojemnościowy. Jak widać na schemacie w algorytmie tym nie ma niezależnego bloku typu *active damping*. Tłumienie wyższych harmonicznych prądu sieci odbywa się poprzez bezpośrednią kontrolę wielkości związanych z filtrem LCL tj. wektora napięcia na kondensatorach filtru  $U_{cxy}$  oraz wektora prądu przekształtnika  $i_{2xy}$ . Na podstawie zadanego wektora prądu sieci  $i_{1xy}^*$  wyznaczone są składowe wektora napięcia zadanego  $U_{cxy}^*$  na pojemności filtrującej według poniższej zależności.

$$(12a) \quad U_{cx}^* = E_x + \omega L_1 i_{1y}^*$$

$$(12b) \quad U_{cy}^* = E_y - \omega L_1 i_{1x}^*$$

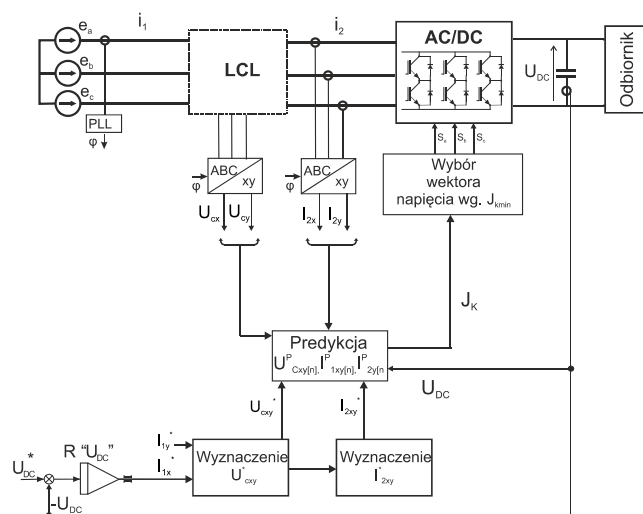
Następnie obliczane są zadane składowe wektora prądu przekształtnika  $i_{2xy}$ .

$$(13a) \quad i_{2x}^* = i_{1x}^* + \omega C U_{cy}^*$$

$$(13b) \quad i_{2y}^* = i_{1y}^* - \omega C U_{cx}^*$$

Proces predykcji rozpoczynany jest od pomiaru prądu przekształtnika oraz napięcia na kondensatorach i napięcia

$U_{DC}$  w obwodzie pośredniczącym. Pierwszym etapem predykcji jest wyznaczenie przewidywanej wartości wektora prądu przekształtnika  $i_{2xy}^p$  dla każdego z analizowanych wektorów napięcia przekształtnika  $U_{xy[n]}$ .



Rys.4. Schemat predykcyjnego układu regulacji przekształtnika AC/DC z filtrem LCL sterowaniu z rozbudowaną funkcją kosztu  $J_k$ .

W tym celu do wartości zadanych dodawane są przewidywane przyrosty wektora prądu według poniższych zależności.

$$(14) \quad \Delta i_{2xy} = \frac{U_{1xy} - U_{xy}}{L_2} T_p$$

$$(15) \quad i_{2xy}^p = i_{2xy} + \Delta i_{2xy}$$

Zakładając, iż zmiany prądu przekształtnika są znacznie większe od zmian prąd sieci  $\Delta i_{2xy} \gg \Delta i_{1xy}$  można założyć, że przyrost prądu sieci po czasie  $T_p$  jest zerowy  $\Delta i_{1xy} = 0$ . Założenie to pozwala na obliczenie przyrostu wektora napięcia  $\Delta U_{cxy}$  na kondensatorach filtrujących  $C$  na podstawie obliczonego wcześniej przyrostu wektora prądu przekształtnika  $\Delta i_{2xy}$ , a następnie przewidywanej wartości napięcia  $U_{cxy}^p$  po czasie  $T_p$ .

$$(16) \quad \Delta U_{cxy} = \frac{i_{1xy} - (i_{2xy} + 0,5 \Delta i_{2xy})}{C} T_p$$

$$(17) \quad U_{cxy}^p = U_{cxy} + \Delta U_{cxy}$$

Ponieważ przekształtnik 2-poziomowy posiada 6 wektorów aktywnych i 2 wektory zerowe cała procedura obliczania wartości przewidywanych powtarzana jest dla każdego wektora napięcia  $U_{xy[n]}$ . Porównanie przewidywanych wartości  $i_{2xy}^p$ ,  $U_{cxy}^p$  z wartościami zadanymi  $i_{2xy}^*$ ,  $U_{cxy}^*$  pozwala obliczyć przewidywane uchyby tych wielkości:

$$(18) \quad \varepsilon_{i_{2xy}[n]} = i_{2xy}^* - i_{2xy}^p$$

$$(19) \quad \varepsilon_{u_{cxy}[n]} = U_{cxy}^* - U_{cxy}^p$$

W ostatnim etapie predykcji na podstawie rozbudowanego wskaźnika kosztów  $J_k$  dokonuje się wyboru optymalnego wektora napięcia  $U_{xy}^p$ . Wskaźnik ten zdefiniowano jako kwadrat długości wektora zbudowanego z uchybów kontrolowanych wielkości:

$$(20) \quad J_k = \sqrt{w_{i_2}^2 (\varepsilon_{i_2x}^2 + \varepsilon_{i_2y}^2) + w_{u_c}^2 (\varepsilon_{u_cx}^2 + \varepsilon_{u_cy}^2)}$$

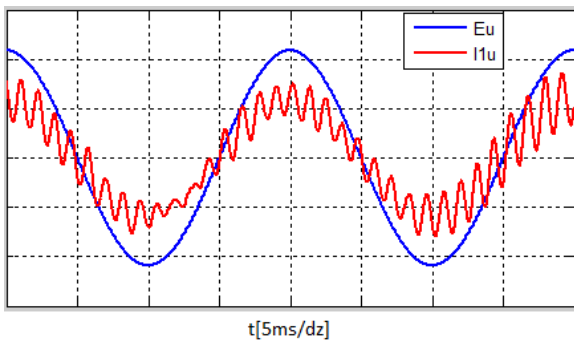
Współczynniki wagowe  $w_{uc}$ ,  $w_{i_2}$ , służą do zmiany właściwości regulatora predykcyjnego. Od ich wartości zależy jakość prądu sieci. Ostatecznie algorytm sterowania wybiera wektor napięcia  $U_{xy}$ , który będzie kształtowany przez przekształtnik w przyszłym okresie  $T_p$  dla funkcji kosztów  $J_k$  o najmniejszej wartości.

Podsumowując, nowym podejściem w omawianym algorytmie jest rozbudowanie funkcji jakości  $J_k$  o element związany z kontrolą napięcia zadanego  $U_{cxy}^*$  na kondensatorach filtru. Jak już wspomniano wektor napięcia zadanego  $U_{cxy}^*$  (12a, 12b) jest różnicą wektora napięcia sieci  $E_{xy}$  oraz spadku napięcia na indukcyjności dławika  $L_l$ . W celu eliminacji harmonicznych rezonansowych w prądzie sieci  $i_l$  układ sterowania musi odtwarzać zadane napięcie  $U_{cxy}^*$  na kondensatorach. Gdy napięcie  $U_{cxy}$  jest takie jak wektor napięcia sieci  $E_{xy}$  (pomniejszone o spadek napięcia na indukcyjności dławika  $L_l$ ) prąd sieci  $i_l$  jest sinusoidalny. W innym przypadku zgodnie z równaniem (1) prąd sieci  $i_l$  odbiega od wartości zadanej.

### Wyniki badań symulacyjnych

Badania symulacyjne omawianych algorytmów predykcyjnej regulacji prądu w przekształtniku AC/DC przeprowadzono w środowisku Matlab/Simulink. Celem badań było porównanie współczynnika THD prądu sieci  $i_l$  pomiędzy metodą predykcyjną z układem *active damping*, a metodą predykcyjną bazującą na rozbudowanej funkcji kosztów. Symulacje przeprowadzono w następujących warunkach: napięcie w obwodzie pośredniczącym  $U_{DC} = 650$  V, indukcyjność dławików od strony sieci  $L_l = 1,8$  mH, indukcyjność dławików od strony przekształtnika  $L_2 = 3,4$  mH, pojemność kondensatorów filtrujących  $C = 20$   $\mu$ F, wartość skuteczna prądu sieci  $I_l = 4,5$  A, moc czynna pobierana z sieci  $P = 3,1$  kW.

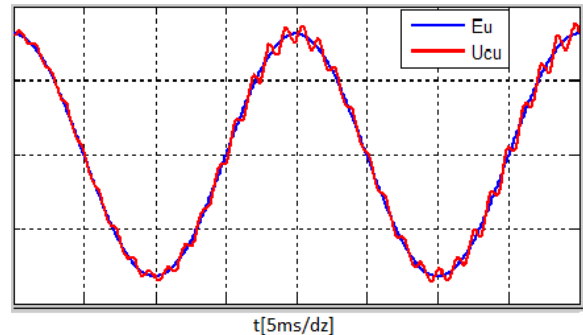
Na rysunkach 5, 6 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych w przypadku użycia predykcyjnej metody sterowania uwzględniającej w filtrze LCL tylko indukcyjność  $L_2$ . Rysunek 5 przedstawia fazowe napięcie sieci oraz prąd sieci. W przebiegu prądu sieci widać wyraźnie wyższe harmoniczne o częstotliwości rezonansowej filtru. THD prądu w tym przypadku wynosi 28%.



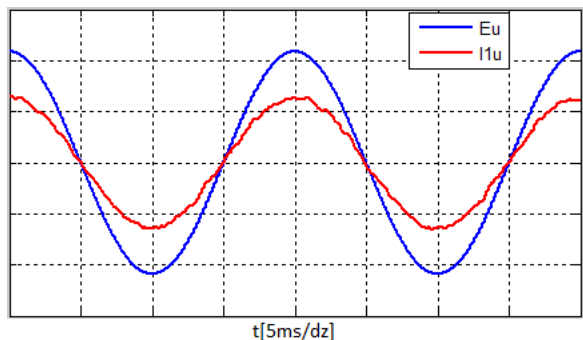
Rys.5. Napięcie sieci  $E_u$  (148V/dz) oraz prąd sieci  $i_{lu}$  (5A/dz) przy sterowaniu bez uwzględnienia filtra LCL,  $THD_i = 28\%$

Przyczyną tego stanu jest niesinusoidalne napięcie  $U_{cu}$  na kondensatorze filtru (rys. 6). Układ sterowania kontroluje zadany prąd przekształtnika  $i_2$ , nie ma jednak wpływu na napięcie  $U_{cu}$ . Zmienna częstotliwość łączeń  $f_{sw}$  powoduje, iż widmo prądu  $i_2$  przekształtnika jest rozmyte i pokrywa się z częstotliwością rezonansową filtru LCL, co negatywnie wpływa na napięcie  $U_c$ .

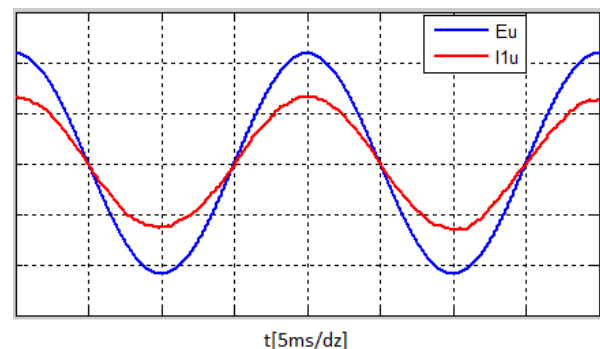
Na rysunkach 7, 8 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych omawianych algorytmów. W przypadku algorytmu z *active damping* (rys. 7) otrzymano THD prądu sieci na poziomie 3,6%. Niższą wartość THD tj. 2,9% otrzymano dla metody predykcyjnej z rozbudowaną funkcją kosztu  $J_k$ . W obydwu metodach napięcie na kondensatorze  $U_{cu}$  jest bliskie wartości napięcia sieci  $E_u$  (rys. 9), dzięki czemu prąd sieci  $i_{lu}$  jest bliski sinusoidy.



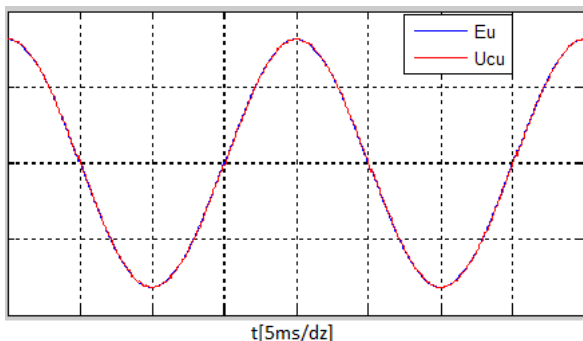
Rys.6. Napięcie sieci  $E_u$  (200V/dz) oraz napięcie  $U_{cu}$  (200V/dz) przy sterowaniu bez uwzględnienia filtra LCL



Rys.7. Napięcie sieci  $E_u$  (148V/dz) oraz prąd sieci  $i_{lu}$  (5A/dz) przebieg prądu w metodzie z układem *active damping*,  $THD_i = 3,6\%$



Rys.8. Napięcie sieci  $E_u$  (148V/dz) oraz prąd sieci  $i_{lu}$  (5A/dz) przy sterowaniu z rozbudowaną funkcją kosztu  $J_k$ ,  $THD_i = 2,9\%$



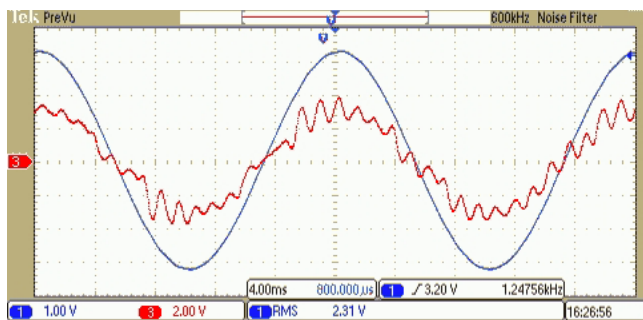
Rys.9. Napięcie sieci  $E_u$  (200V/dz) oraz napięcie  $U_{cu}$  (200V/dz) przy sterowaniu z rozbudowaną funkcją kosztu  $J_k$



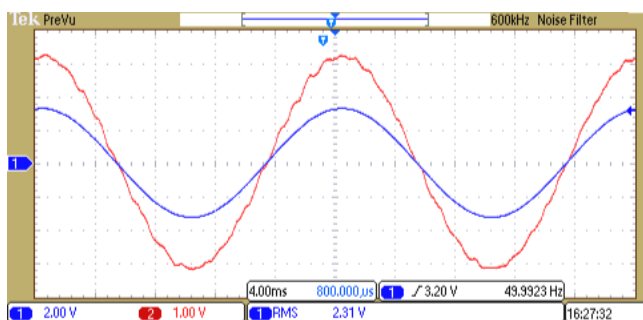
## Wyniki badań laboratoryjnych

Badania laboratoryjne zrealizowano na przekształtniku 2-poziomowym zbudowanym z wykorzystaniem inteligentnego modułu mocy PM25RSB120 firmy Mitsubishi. Układ sterowania przekształtnikiem zrealizowano na procesorze sygnałowym Sharc ADSP-21369 firmy Analog Devices. Za realizację sygnałów sterujących przekształtnikiem odpowiadał układ programowalny FPGA. Pomiar prądów i napięć zrealizowano za pomocą czujników LEM.

Na rysunkach 10, 11 przedstawiono wyniki badań laboratoryjnych w przypadku użycia predykcyjnej metody sterowania uwzględniającej w filtrze LCL tylko indukcyjność  $L_2$ . Rysunek 10 przedstawia fazowe napięcie sieci oraz prąd sieci. Tak jak w przypadku wyników symulacji (rys. 5) w przebiegu prądu sieci widać wyraźnie wyższe harmoniczne o częstotliwości rezonansowej filtra, THD<sub>i</sub> prądu w tym przypadku wynosi 18,3%. Spowodowane jest to oscylacjami w napięciu na kondensatorach  $U_c$  (rys. 11).



Rys.10. Napięcie sieci  $E_u$  (Ch1, 100V/dz) oraz prąd sieci  $i_{lu}$  (Ch3, 4A/dz) przy sterowaniu bez uwzględnienia filtra LCL, THD<sub>i</sub> = 18,3%

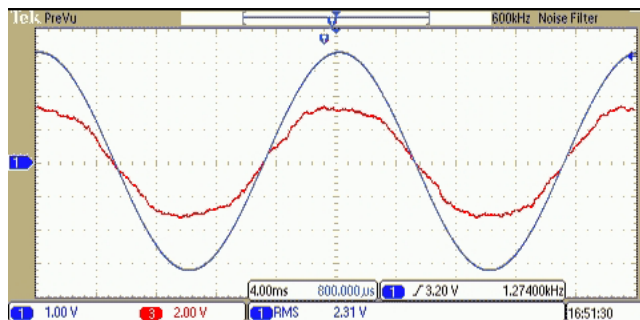


Rys.11. Napięcie sieci  $E_u$  (Ch1, 200V/dz) oraz napięcie  $U_{cu}$  (Ch2, 100V/dz) przy sterowaniu bez uwzględnienia filtra LCL

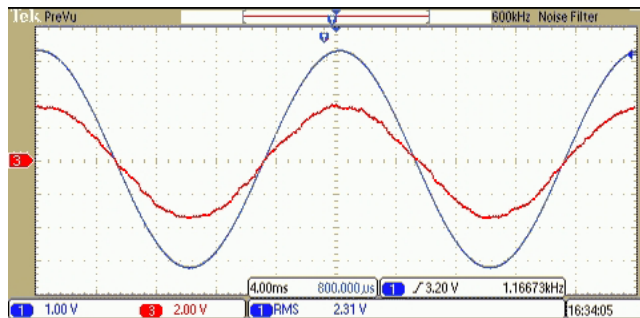
Na rysunku 12 przedstawiono przebiegi napięcia sieci  $E_u$  oraz prąd sieci  $i_{lu}$  w metodzie z układem *active damping*. W przebiegu prądu  $i_{lu}$  nie występują harmoniczne wysokich rzędów (związane z częstotliwością łączeń  $f_{sw}$ ), a współczynnik THD<sub>i</sub> wynosi 8,5%. Badana metoda działa zgodnie z założeniami, tzn. eliminuje wyższe harmoniczne w prądzie sieci związane z częstotliwością rezonansową filtra LCL, wprowadza jednak niskie harmoniczne tj. 5, 7, 11. Podobne zachowanie opisali autorzy w pracy [7].

Rysunek 13 przedstawia przebiegi napięcia sieci  $E_u$  oraz prąd sieci  $i_{lu}$  w metodzie z rozbudowanym wskaźnikiem jakości  $J_k$ . Tak jak w przypadku poprzedniego algorytmu, w przebiegu prądu sieci  $i_{lu}$  nie występują harmoniczne wysokich rzędów (związane z częstotliwością łączeń  $f_{sw}$ ). Zaletą jednak tego algorytmu w porównaniu do poprzedniego jest znacznie niższy współczynnik THD<sub>i</sub> wynoszący 4,6%. Spowodowane jest to tym, iż w przebiegu prądu sieci niskie harmoniczne 5, 7, 11 mają znacznie mniejszą wartość. Jak widać na rysunku 14 w napięciu  $U_{cu}$  na kondensatorze praktycznie nie występują żadne wyższe

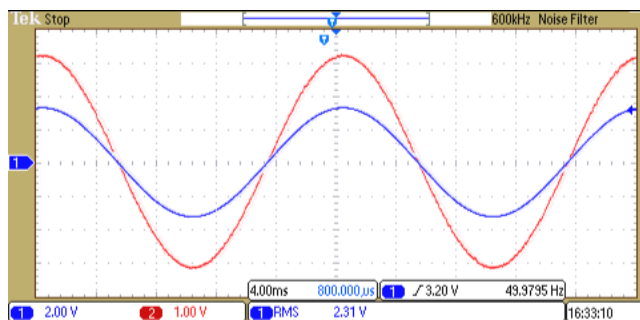
harmoniczne. Napięcie to jest bardzo zbliżone do napięcia sieci  $E_u$ .



Rys.12. Napięcie sieci  $E_u$  (Ch1, 100V/dz) oraz prąd sieci  $i_{lu}$  (Ch3, 4A/dz) w metodzie z układem *active damping*, THD<sub>i</sub> = 8,5%



Rys.13. Napięcie sieci  $E_u$  (Ch1, 100V/dz) oraz prąd sieci  $i_{lu}$  (Ch3, 4A/dz) metodzie z rozbudowanym wskaźnikiem jakości  $J_k$ , THD<sub>i</sub> = 4,6%



Rys.14. Napięcie sieci  $E_u$  (Ch1, 200V/dz) oraz napięcie  $U_{cu}$  (Ch1, 100V/dz) przy sterowaniu z rozbudowaną funkcją kosztu  $J_k$

## Wnioski

W artykule przedstawiono dwa algorytmy predykcyjnego sterowania przekształtnikiem AC/DC z filtrem LCL oraz porównano je do metody sterowania uwzględniającej tylko filtr typu L. Omawiane metody bazują na sterowaniu predykcyjnym ze skończoną liczbą sterowań FS-MPC. W wielu artykułach jako jedną z głównych wad algorytmów z tej rodziny wymienia się między innymi zmienną częstotliwość łączeń  $f_{sw}$ , która to zdaniem autorów uniemożliwia bądź znacznie utrudnia zastosowanie tego rodzaju metod w przekształtnikach z filtrem LCL. Potwierdzają to również otrzymane wyniki symulacyjne (rys. 5) oraz laboratoryjne (rys. 10). W omawianych algorytmach nie ma wydzielonego bloku PWM/SVM, a częstotliwość łączeń  $f_{sw}$  nie jest stała, i zależy od wielu różnych czynników. Przekłada się to na niesinusoidalne napięcie  $U_c$  na kondensatorach filtra (rys. 6, 11), co bezpośrednio wpływa na odkształcony prąd sieci (rys. 5, 10). Wyniki te dotyczą jednak algorytmu uwzględniającego tylko filtr typu L bez układu *active damping*. Przedstawione wyniki badań symulacyjnych (rys. 7, 8) oraz laboratoryjnych (rys. 12, 13) potwierdzają, iż możliwe jest użycie metod predykcyjnych

FS-MPC do sterowania przekształtnikiem AC/DC z filtrem LCL pomimo zmiennej częstotliwości łączy  $f_{sw}$  tranzystorów, a wyniki THD<sub>i</sub> prądu sieci są na niskim poziomie. Porównując dwie przedstawione w artykule metody (badania laboratoryjne) THD<sub>i</sub> prądu sieci w przypadku algorytmu z *active damping* wynosi 8,5%, natomiast w przypadku algorytmu z rozbudowaną funkcją kosztów wynosi 4,6%. Opracowany nowy algorytm bazujący na modelu filtru LCL z rozszerzoną funkcją kosztów  $J_k$  charakteryzuje się lepszymi właściwościami statycznymi (niższa wartość współczynnika THD<sub>i</sub>). W algorytmie tym dodanie do funkcji kosztów elementu związanego z kontrolą napięcia zadanego  $U_c^*$  na kondensatorach pełni rolę analogiczną do układu *active damping*. Omawiana metoda wykorzystuje możliwości jakie daje regulacja predykcyjna tj. jednoczesne sterowanie wieloma zmiennymi. Należy przy tym nadmienić, iż niska wartość współczynnika THD<sub>i</sub> prądu została otrzymana przy bardzo niewielkiej sumarycznej indukcyjności filtru tj.  $L_1 + L_2 = 5,2$  mH. Dla porównania autorzy w pracy [7] otrzymali co prawda niższe THD<sub>i</sub> tj. na poziomie 3,1% ale przy sumarycznej wartości indukcyjności  $L_1 + L_2 = 11,4$  mH (2,2 x więcej) i to przy znacznie większej mocy pobieranej z sieci równej  $P = 6,9$  kW.

Wyniki otrzymane w przypadku metody predykcyjnej bazującej na modelu filtru LCL i rozbudowanej funkcji kosztów pokazują, że możliwości jakie daje sterowanie predykcyjne pozwala dzięki niskiej wartości THD<sub>i</sub> na znaczne zmniejszenie wartości indukcyjności w filtrze LCL co bezpośrednio wpływa na spadek gabarytów oraz ceny przekształtników.

Praca dofinansowana ze środków z pracy MB/WE/2/2015.

**Autor:** mgr inż. Piotr Falkowski, Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych ul. Wiejska 45d, 15-351 Białystok, E-mail: [p.falkowski@pb.edu.pl](mailto:p.falkowski@pb.edu.pl)

#### LITERATURA

- [1] Malinowski M., Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers, *Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska*, Warszawa, 2001
- [2] Malinowski M., Jasinski M., Kazmierkowski M.P., Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector

- modulation (DPC-SVM), *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51 (2004), n.2, 447-454
- [3] Godbersen J., Claerbout J., Development of a 1.2MVA Active Front End Using Parallel Industrial Units, *Power Electronics and Applications*, 2007 European Conference, 2-5 Sept. 2007
- [4] Malinowski M., Bernet S., A Simple Voltage Sensorless Active Damping Scheme for Three-Phase PWM Converters With an Filter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55 (2008), n.4, 1876-1880
- [5] Kulikowski K.: Modified algorithms of direct power control of AC/DC converter co-operating with the grid, *Archives of Electrical Engineering*, 2012, 6 (2012)1, n.3, 373-388
- [6] Grodzki R., Sikorski A.: Predictive control of the AC/DC converter, 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, PEMC 2014, Antalya, Turkey, 2014, s. 131-136.
- [7] Serpa L.A., Ponnaluri S., Barbosa P.M., Kolar J.W., Modified Direct Power Control Strategy Allowing the Connection of Three-Phase Inverters to the Grid Through LCL Filters, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 43 (2007), n.5, 1388-1400
- [8] Scoltock J., Geyer T., Madawala U.K., A Model Predictive Direct Current Control Strategy With Predictive References for MV Grid-Connected Converters With LCL -Filters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30 (2015), n.10, 5926-5937
- [9] Miranda H., Teodorescu R., Rodriguez, P., Helle, L., Model predictive current control for high-power grid-connected converters with output LCL filter, *Industrial Electronics*, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, 3-5 Nov. 2009
- [10] Wojciechowski D.: Równoległe kompensatory aktywne dużej mocy, *Akademia Morska w Gdyni*, Gdynia 2013
- [11] Falkowski P., Sikorski A., Predykcyjna regulacja mocy czynnej przekształtnika AC/DC ze stałą średnią częstotliwością przełączeń, *Przegląd Elektrotechniczny*, 89 (2013), nr 12, 53-56
- [12] Falkowski P., Dubowski M., Porównanie właściwości wybranych wektorowych regulatorów prądu w stanach dynamicznych w przekształtniku AC/DC, *Przegląd Elektrotechniczny*, 90 (2014), nr 11, 58-62
- [13] Ruszczyk A., Nowe algorytmy predykcyjnych metod regulacji prądów przekształtników AC/DC i DC/AC, *Rozprawa doktorska, Politechnika Białostocka*, Białystok, 2005.
- [14] Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C.A., Correa, P., Lezana, P., Cortes, P., Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter, *IEEE Trans. Magn.*, 54 (2007), n.1, 495-503