

## Właściwości przekształtnika sieciowego z filtrem LCL ze sprzężeniem od wspólnego pomiaru prądów cewek filtru

**Streszczenie.** Artykuł przedstawia właściwości układu przekształtnika sieciowego z filtrem typu LCL z wykorzystaniem sprzężenia od wspólnego pomiaru prądu cewek filtru. Przedstawiono analizę porównawczą układów wykorzystujących sprzężenie od pojedynczego prądu jednej bądź drugiej cewki filtru LCL oraz możliwości poprawy odpowiedzi na wymuszenie prądu zadanego w układzie ze sprzężeniem zawierającym wyłącznie człon proporcjonalny. Przedstawiono wyniki symulacji i eksperymentu potwierdzającego pewne korzystne cechy wykorzystania wspólnego czujnika prądu.

**Abstract.** The paper presents properties of grid converter with LCL filter utilizing a common measurement and feedback of filter inductors currents. Comparative analysis of single inductor current feedback (inverter side or grid side inductor of LCL filter) and improvement of response on reference current change using only proportional term in the feedback loop are presented. Simulation and experimental tests results confirming some positive features of single current measurement of both inductors currents are shown. (Properties of grid connected converter with LCL filter and with common measurements of filter inductors currents).

**Słowa kluczowe:** przekształtnik sieciowy, filtr LCL, pomiar prądu

**Keywords:** grid converter, LCL filter, current measurement

### Wstęp

Wraz z dynamicznym rozwojem nowych sposobów pozyskiwania energii elektrycznej takich jak energetyka wiatrowa, wodna czy fotowoltaika oraz systemów generacji rozproszonej, rośnie wykorzystanie sieciowych przekształtników energoelektronicznych DC/AC [1][2]. Aby zapewnić odpowiednie parametry oddawanej do sieci energii elektrycznej przekształtnikom stawiane są konkretne wymagania. W celu ich spełnienia wykorzystywane są różne metody sterowania oraz różne struktury filtrów sieciowych. Filtr LCL dzięki lepszemu tłumieniu wyższych częstotliwości w porównaniu do filtru typu L pozwala na zastosowanie mniejszych wartości indukcyjności i uzyskanie większej gęstości mocy oraz zmniejszenie kosztów układu. Cechą filtru LCL jako układu 3-go rzędu jest możliwość wystąpienia zjawiska rezonansu dla konkretnej częstotliwości co powoduje problemy ze stabilnością układu. W literaturze znaleźć można wiele metod tłumienia rezonansu, które można podzielić na:

- metody pasywne [3]-[4]
- metody aktywne [5]-[7]

Najprostsze tłumienie pasywne zakłada wykorzystanie rezystora dołączonego do obwodu szeregowo z kondensatorem w gałęzi poprzecznej filtru LCL. Takie rozwiązanie wprowadza dodatkowe straty mocy więc zastępowane jest metodami aktywnego tłumienia. Te natomiast tłumią rezonans poprzez sprzężenie zwrotne od zmiennych stanu takich jak:

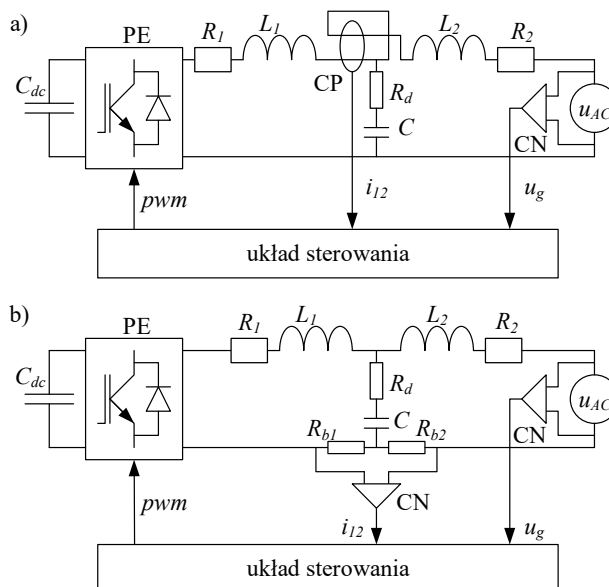
- prąd kondensatora i prąd cewki od strony sieci
- prąd kondensatora i prąd cewki od strony przekształtnika
- napięcie na kondensatorze i prąd cewki od strony sieci
- napięcie na kondensatorze i prąd cewki od strony przekształtnika,

lub zakładają szerszą znajomość stanu obiektu tj. wykorzystują pomiar prądów obydwu cewek i przynajmniej jednego z napięć (napięcia sieci lub napięcia kondensatora filtru LCL) [8][9], co jednak powoduje zwiększenie kosztów, szczególnie w układach mniejszej mocy, w których koszt czujników w stosunku do kosztów przyrządów półprzewodnikowych i elementów biernych jest wyższy.

W literaturze można spotkać się z metodami tłumienia rezonansu wykorzystującymi filtr pasmowo-zaporowy [10], kompensator całkująco-różniczkujący [11], rozdzielone

kondensatory w gałęzi poprzecznej filtru (LCCL) [12], oraz średnią ważoną prądów (*WAC* – *weighted average current*) [13] czy podwójną pętlę regulacji prądu [14]. Struktury programowe (różnego rodzaju filtry cyfrowe) niwelują rezonans ale najczęściej kosztem dynamiki regulacji, natomiast struktury wykorzystujące pomiar obydwu prądów cewek filtru zwiększają liczbę użytych czujników.

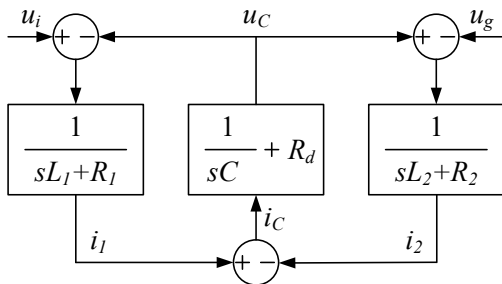
W niniejszej pracy zaproponowano i przeanalizowano strukturę, w której prądy cewek filtru LCL mierzone są wspólnym czujnikiem prądu [15]. Jest to struktura w pewien sposób analogiczna do wspomnianej wcześniej koncepcji wykorzystania średniej ważonej prądów, ale wykorzystująca jeden czujnik i z góry określone wagi dla mierzonych prądów cewek filtru od strony przekształtnika i od strony sieci. W praktyce wspólny pomiar prądu może odbywać się za pomocą czujnika w rdzeniu magnetycznym, w oknie którego przeplecione są obydwie przewody z prądami mierzonymi (Rys. 1a), lub też w mniejszej mocy układach za pomocą boczników rezystancyjnych (Rys. 1b).



Rys. 1. Sposób realizacji wspólnego pomiaru prądu cewek filtru LCL w przekształtniku sieciowym, a) z czujnikiem prądu wykorzystującym pomiar bezkontaktowy, oraz b) z bocznikami rezystancyjnymi.

## Model i właściwości filtru LCL

Model matematyczny filtru LCL z uwzględnieniem rezystancji cewek filtru oraz szeregowo dołączonej do kondensatora rezystancji tłumiącej przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat blokowy filtru LCL z uwzględnieniem rezystancji cewek oraz dodatkowej rezystancji tłumiącej  $R_d$  ( $u_i$  – napięcie generowane przez przekształtnik,  $u_c$  – napięcie kondensatora filtru LCL,  $u_g$  – napięcie sieci,  $i_1$ ,  $i_2$  – prądy cewek filtru,  $i_c$  – prąd kondensatora).

Transmitancje filtru  $G_1(s)$ ,  $G_2(s)$  wyznaczane jako:

$$(1) \quad G_1(s) = \frac{i_1(s)}{u_i(s)} = \frac{s^2 C(L_2 + L_g) + s(R_d + R_2)C + 1}{\left( s^3(L_2 + L_g)L_1 C + s^2 C((L_2 + L_g)(R_d + R_1) + L_1(R_d + R_2)) + s(L_1 + L_2 + L_g + C(R_d R_2 + R_d R_1 + R_2 R_1)) + R_2 + R_1 \right)}$$

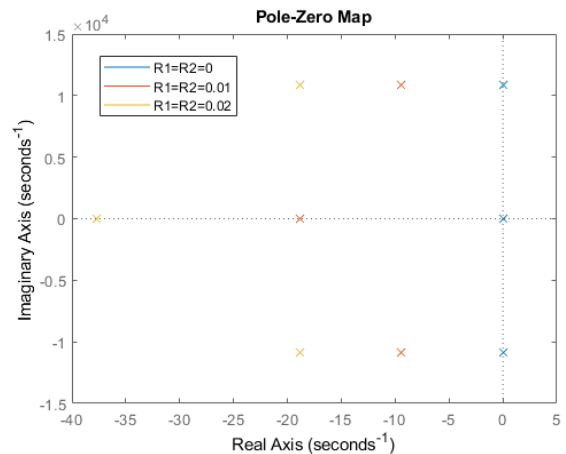
$$(2) \quad G_2(s) = \frac{i_2(s)}{u_i(s)} = \frac{s R_d C + 1}{\left( s^3(L_2 + L_g)L_1 C + s^2 C((L_2 + L_g)(R_d + R_1) + L_1(R_d + R_2)) + s(L_1 + L_2 + L_g + C(R_d R_2 + R_d R_1 + R_2 R_1)) + R_2 + R_1 \right)}$$

uwzględniają dodatkowo indukcyjność własną sieci  $L_g$  szeregową do cewki filtru od strony sieci. Częstotliwość rezonansowa filtru LCL wynosi:

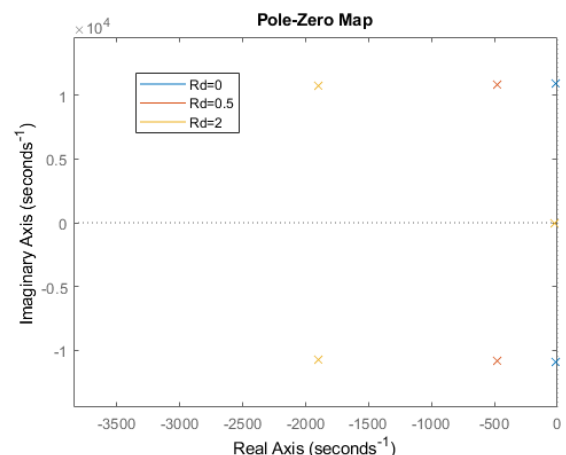
$$(3) \quad f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}}$$

Na kolejnych rysunkach przedstawiono rozkład biegunów filtru otrzymany dla następujących wartości elementów filtra:  $L_1 = L_2 = 1,06$  mH,  $C = 16$  uF,  $R_d = 0$ ,  $L_g = 0$ . Aby obiekt był stabilny pierwiastki równania charakterystycznego transmitancji muszą znajdować się w lewej półpłaszczyźnie zespolonej. Filtr LCL posiada trzy bieguny, w tym jeden biegun na osi rzeczywistej oraz dwa bieguny sprzężone. Pomijając wartości rezystancji przewodów (obiekt idealny) oraz przy braku rezystora tłumiącego, filtr LCL znajduje się na granicy stabilności co wynika z położenia biegunów na osi urojonej. W rzeczywistym układzie występują jednak choćby niewielkie wartości rezystancji dławików. Rozkład biegunów filtru LCL dla różnych wartości rezystancji  $R_1$ ,  $R_2$  przedstawia się jak na rysunku 3.

Wraz ze wzrostem wartości  $R_1$  i  $R_2$  nieznacznie rośnie tłumienie obiektu. Pomimo ich położenia w lewej półpłaszczyźnie zespolonej, nadal znajdują się blisko granicy stabilności. Najprostszą metodą zwiększenia tłumienia jest włączenie do obwodu rezystora dodatkowego  $R_d$ , połączonego szeregowo z kondensatorem filtru. Wpływ jego wartości na rozkład biegunów zaprezentowano na rysunku 4.



Rys. 3. Rozkład biegunów filtru LCL dla różnych rezystancji cewek.



Rys. 4. Wpływ wartości rezystora tłumiącego na rozkład biegunów filtru LCL.

Dodanie rezystora tłumiącego pozwala na znaczące zmniejszenie wzmocnienia w pobliżu częstotliwości rezonansowej oraz odsunięcie biegunów filtru daleko od granicy stabilności. Takie rozwiązanie powoduje jednak gorsze tłumienie w zakresie wysokich częstotliwości co wymagałoby zwiększenia wartości elementów filtru, a co za tym idzie kosztów układu. Dodatkowo zastosowanie rezystora powoduje straty mocy spowodowane głównie przez przepływ prądu o wielokrotnościach częstotliwości łąceń przekształtnika.

Zakładając, że  $L = L_1 + L_2 + L_g$ ,  $\alpha = L_1/L$  i  $L_g = 0$  oraz pomijając występujące w obwodzie rezystancje cewek, transmitancje filtru LCL przybierają postać:

$$(4) \quad G_1(s) = \frac{i_1(s)}{u_i(s)} = \frac{s^2(1-\alpha)LC + sR_d C + 1}{s^3\alpha(1-\alpha)L^2 C + s^2 R_d LC + sL}$$

$$(5) \quad G_2(s) = \frac{i_2(s)}{u_i(s)} = \frac{sR_d C + 1}{s^3\alpha(1-\alpha)L^2 C + s^2 R_d LC + sL}$$

Wprowadzając do analizy prąd  $i_{12}$  będący średnią prądów cewek filtru LCL możemy go zapisać jako:

$$(6) \quad i_{12} = (i_1 + i_2)/2$$

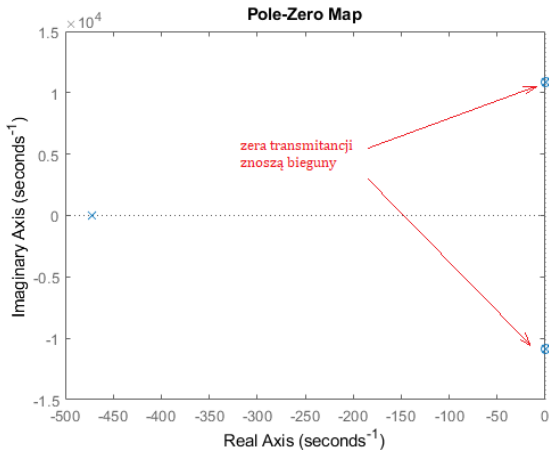
Transmitancja  $G_{12}(s)$  przybiera w takim wypadku postać:

$$(7) \quad G_{12}(s) = \frac{i_{12}(s)}{u_i(s)} = \frac{G_1(s) + G_2(s)}{2} = \frac{0,5s^2(1-\alpha)LC + sR_d C + 1}{Ls(s^2\alpha(1-\alpha)L^2 C + sR_d C + 1)}$$

Jeśli indukcyjności filtru są sobie równe ( $L_1 = L_2$ ) to  $\alpha = 1/2$ , a transmitancja  $G_{12}(s)$  redukuje się z rzędu trzeciego do rzędu pierwszego:

$$(8) \quad G_{12}(s) = \frac{i_{12}(s)}{u_i(s)} = \frac{1}{Ls}$$

i przybiera postać transmitancji filtru typu L. Istotną różnicą jest jednak to, że tętnienia prądu przekształtnika wynikające z częstotliwości łączeń wciąż są tłumione przez filtr trzeciego rzędu. Rozkład zer i biegunów transmitancji  $G_{12}(s)$  zilustrowano na rysunku 5.



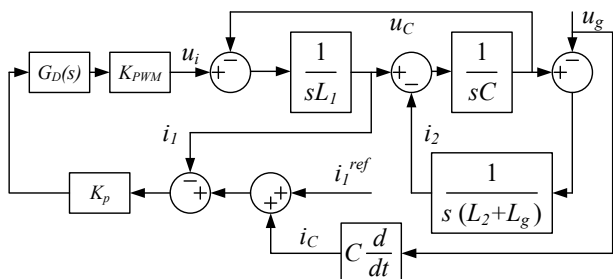
Rys. 5. Rozkład zer i biegunów filtru LCL dla transmitancji  $G_{12}(s)$ .

### Model przekształtnika sieciowego z filtrem LCL i proporcjonalną pętlą sprzężenia prądu

Na rysunku 6 przedstawiono model układu przekształtnika z filtrem LCL i proporcjonalnym regulatorem prądu wykorzystującego pomiar prądu po stronie przekształtnika z pominięciem rezystancji występujących w obwodzie oraz bez rezystora tłumiącego  $R_d$ , gdzie:  $K$  jest wzmocnieniem regulatora proporcjonalnego,  $K_{PWM}$  wzmocnieniem przekształtnika równym wartości napięcia w obwodzie DC, a  $G_D(s)$  symbolizuje całkowite opóźnienie układu sterowania, na które składa się opóźnienie związane z próbkowaniem ( $=T_s$ ) oraz modulacją PWM ( $=0,5T_s$ ) [15]. Można je zgrubnie aproksymować członem inercyjnym pierwszego rzędu o transmitancji:

$$(9) \quad G_D(s) = \frac{1}{1 + 1,5T_s s}$$

gdzie  $T_s$  – okres próbkowania sygnałów.



Rys. 6. Model przekształtnika z filtrem LCL i proporcjonalnym sprzężeniem zwrotnym od prądu cewki od strony przekształtnika.

Przy tym rodzaju sprzężenia zwrotnego synchronizacji z napięciem sieciowym podlega prąd przekształtnika. W celu uzyskania synchronizacji prądu sieci z napięciem sieci i uzyskania jednostkowego współczynnika mocy do wartości referencyjnej prądu przekształtnika  $i_1^{ref}$  należy dodać przewidywaną wartość prądu kondensatora  $i_C$ . Przy pominięciu spadków napięć na cewce  $L_2$  można przyjąć, że

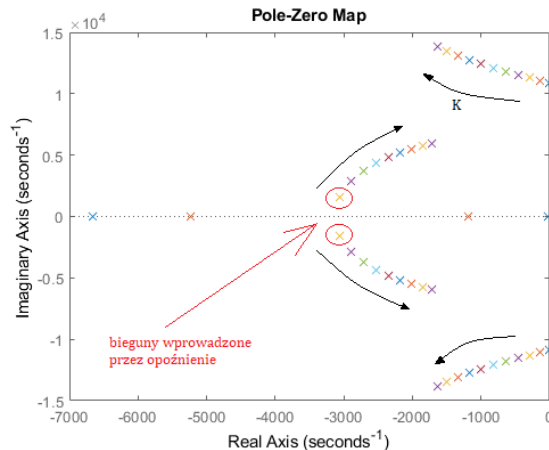
$$(10) \quad u_C = u_g \cdot$$

Znając wartość pojemności kondensatora filtru LCL otrzymujemy przybliżony wzór na prąd kondensatora  $i_C$ :

$$(11) \quad i_C = C \frac{du_g}{dt}$$

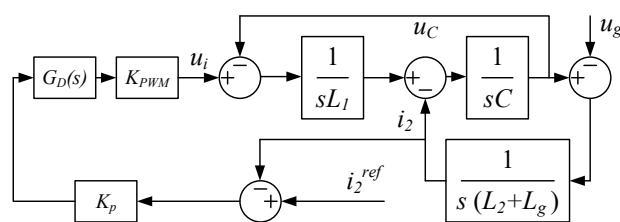
Uwzględnianie prądu kondensatora w korekcie sygnału zadanego prądu jest mało znaczące dla podstawowej harmonicznej o ile pojemność kondensatora jest niewielka, a taka jest zazwyczaj w filtrze typu LCL. Obliczanie pochodnej napięcia sieci może być natomiast obciążona błędami wynikającymi z szumów pomiarowych. Estymacja prądu kondensatora gałęzi poprzecznej filtru może mieć jednak znaczenie przy wyznaczaniu zawartości wyższych harmonicznych niskich rzędów występujących w napięciu sieci. Model estymatora może być bardziej rozbudowany, w celu unieważnienia go na szumy pomiarowe.

Rozkład biegunów układu zamkniętego przy zmianie wartości wzmocnienia regulatora  $K$  zaprezentowano na rysunku 7. Wraz ze wzrostem wzmocnienia bieguny transmitancji związane z filtrem LCL przesuwają się w lewą stronę płaszczyzny zespolonej co skutkuje lepszą dynamiką układu sterowania, jednakże bieguny wprowadzone przez opóźnienie podążają kierunku granicy stabilności.



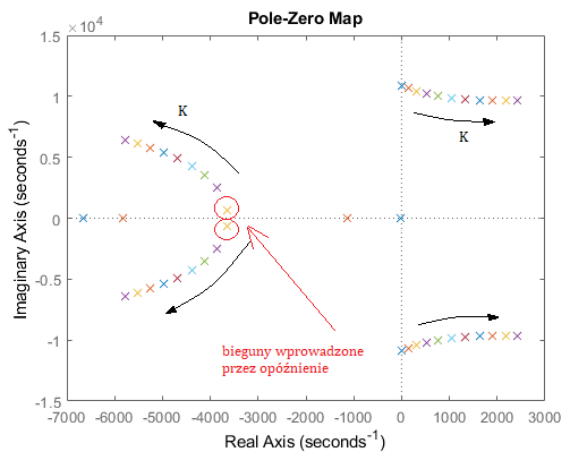
Rys. 7. Rozkład biegunów układu zamkniętego przy sprzężeniu od prądu cewki od strony przekształtnika.

Na rysunku 8 przedstawiono model układu przekształtnika z filtrem LCL i proporcjonalnym regulatorem prądu z wykorzystaniem sprzężenia od pomiaru prądu po stronie sieci z pominięciem rezystancji występujących w obwodzie oraz bez rezystora tłumiącego  $R_d$ .



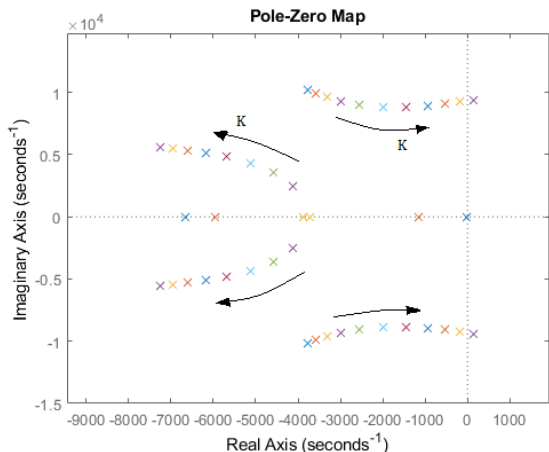
Rys. 8. Model przekształtnika z filtrem LCL i proporcjonalnym sprzężeniem zwrotnym od prądu cewki od strony sieci.

W takim układzie prąd oddawany do sieci bezpośrednio podlega kontroli i nie jest wymagany estymator prądu kondensatora gałęzi poprzecznej filtru. Przy sprzężeniu od prądu sieciowego, bieguny związane ze strukturą filtru LCL mają tendencję do odchodzenia od granicy stabilności wraz ze zwiększającym się wzmocnieniem  $K$  regulatora (Rys. 9).



Rys. 9. Rozkład biegunów układu zamkniętego przy sprzężeniu od prądu cewki od strony przekształtnika.

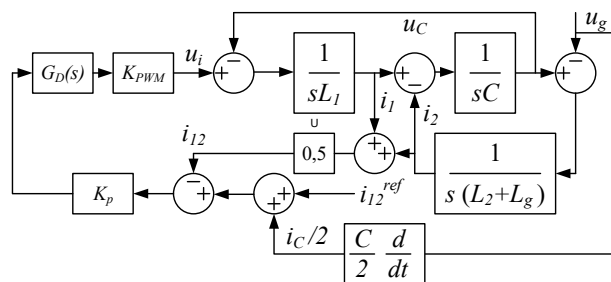
Przy takim rozwiązaniu wymagane jest zastosowanie rezystora tłumiącego. Im większa wartość dodatkowej rezystancji tłumiącej, tym dalej pozycja bazowa biegunów układu zamkniętego przesuwa się w lewą stronę płaszczyzny zespolonej i tylko dla najwyższych wzmocnień układ przechodzi do obszaru niestabilnego. Rozkład biegunów dla takich samych wartości  $K$  oraz dla rezystancji dodatkowej  $R_d = 4 \Omega$  przedstawiono na rysunku 10.



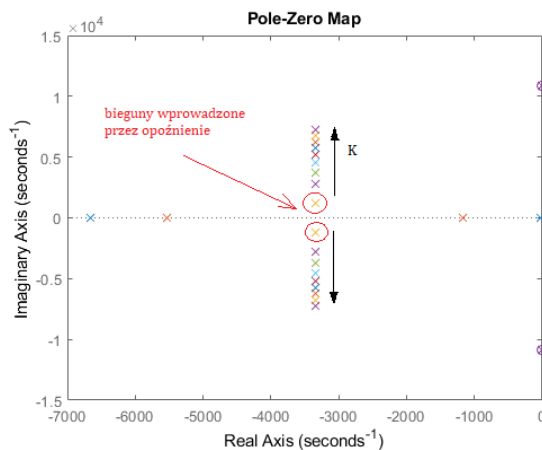
Rys. 10. Rozkład biegunów układu zamkniętego przy sprzężeniu od prądu cewki od strony przekształtnika i zastosowaniu dodatkowej rezystancji tłumiącej o wartości  $R_d = 4 \Omega$ .

Proponowaną metodą sterowania jest wykorzystanie sprzężenia od sumy prądów: po stronie przekształtnika  $i_{\Sigma}$  oraz po stronie sieci  $i_2$ . W literaturze znajdziemy podobne strategie, ale wykorzystujące dwa czujniki prądu. W takim przypadku stosuje się sprzężenie od średniej ważonej mierzonych prądów [13]. Istotą badanego rozwiązania jest jednak pomiar sumy prądów za pomocą jednego czujnika poprzez przeplecenie przez okno obwodu magnetycznego czujnika obydwu przewodów (tj. przewodu z prądem przekształtnika i przewodu z prądem sieci – Rys. 1). Dzięki takiemu rozwiązaniu w układzie regulacji wykorzystano informację o sumie prądów przy zredukowanej liczbie czujników. Schemat z regulatorem proporcjonalnym z wykorzystaniem sprzężenia od mierzonej sumy prądów cewek filtru LCL przedstawiono na rysunku 11.

Rozkład biegunów układu zamkniętego przy zmianie wzmocnienia regulatora proporcjonalnego zaprezentowano na rysunku 12. Niezależnie od wartości wzmocnienia regulatora bieguny wprowadzone przez filtr LCL nie zmieniają swojego położenia i są kompensowane przez zera układu.



Rys. 11. Model przekształtnika z filtrem LCL i proporcjonalnym sprzężeniem od sumy prądów cewek filtru LCL.



Rys. 12. Rozkład biegunów układu zamkniętego przy sprzężeniu od  $i_{12}$  dla różnych wartości wzmocnień regulatora proporcjonalnego.

Takie rozwiązanie nie sprawdzi się jednak dobrze w przypadku pracy na sieć miękką o wysokiej wartości indukcyjności sieci  $L_g$  w porównaniu z indukcyjnościami filtru, gdyż zera transmitancji nie będą w pełni kompensować biegunów.

### Wyniki badań symulacyjnych

Badania symulacyjne przedstawione w pracy nie skupiają się na zagadnieniach synchronizacji prądu i napięcia a jedynie na porównaniu cech układu sterowania z wykorzystaniem poszczególnych sygnałów sprzężenia zwrotnego. W Tabeli 1 zawarto parametry symulowanego układu jednofazowego jednołąźniowego przekształtnika DC/AC z dzielonym obwodem DC oraz symetrycznym filtrem LCL z niewielką wartością indukcyjności własnej sieci oraz niewielką rezystancją rezystora tłumiącego.

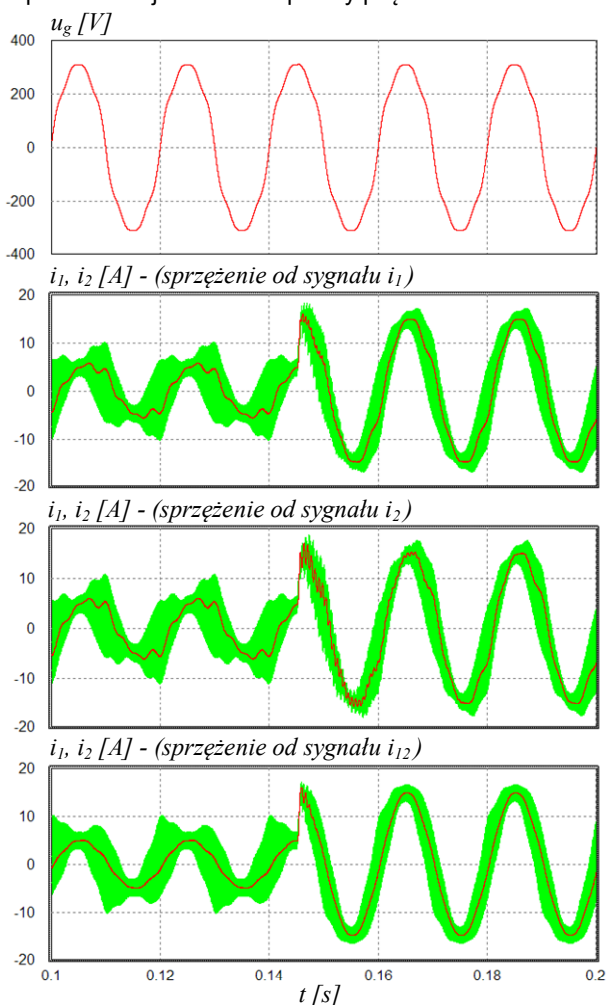
Tabela 1. Parametry symulowanego układu z filtrem LCL

| Parametr                             | Symbol     | Wartość       |
|--------------------------------------|------------|---------------|
| Napięcie obwodu DC                   | $U_{dc}$   | 700 V         |
| Indukcyjności cewek filtru           | $L_1, L_2$ | 1,06 mH       |
| Rezystancje cewek filtru             | $R_1, R_2$ | 0,02 $\Omega$ |
| Indukcyjność sieci                   | $L_g$      | 0,1 mH        |
| Pojemność filtru                     | $C$        | 16 $\mu$ F    |
| Rezystancja rezystora tłumiącego     | $R_d$      | 0,1 $\Omega$  |
| Napięcie fazowe sieci                | $U_g$      | 230 V         |
| Częstotliwość podstawowa sieci       | $f_g$      | 50 Hz         |
| Częstotliwość łączeń przekształtnika | $f_{sw}$   | 10 kHz        |

Na rysunku 13 przedstawiono wyniki symulacyjne badanego przekształtnika w czasie skoku amplitudy prądu zadanego z 5 A na 15 A w chwili 0,145 s. Kształt prądu w przypadkach sprzężenia od pojedynczego prądu cewki (od strony przekształtnika lub od strony sieci) w stanie ustalonym jest zbliżony. Wzmocnienie regulatora prądu wynosi  $K_p = 5$  i jest to wzmocnienie bliskie maksymalnemu, które nie powoduje długotrwałych oscylacji. Nieco większe i dłużej trwające oscylacje w stanie przejściowym wykazuje

układ ze sprzężeniem od prądu cewki od strony sieci. Sprzężenie w przód od napięcia sieci nie kompensuje w pełni wpływu harmonicznego napięcia sieci na odpowiedź układu, a stosunkowo niskie wzmocnienie regulatora prądu nie jest w stanie również skompensować tego wpływu.

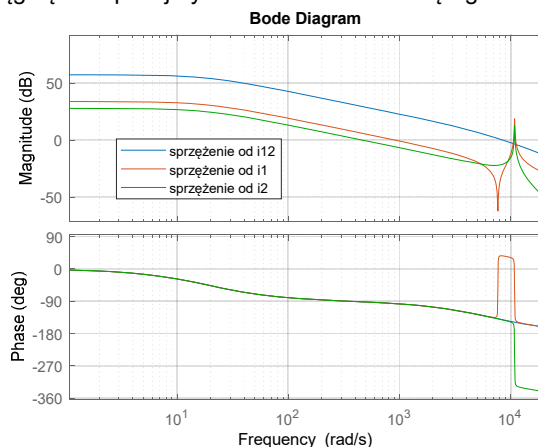
Układ regulacji można dalej rozszerzać o człony w torze sprzężenia umożliwiające eliminację harmonicznego prądu, natomiast celem niniejszej pracy jest pokazanie, że samo wykorzystanie innego rodzaju sprzężenia od prądu poprawia jakość nawet prostej regulacji z proporcjonalnym sprzężeniem zwrotnym. Ostatnia część rysunku 13 przedstawia pracę przekształtnika w tych samych warunkach przy wykorzystaniu sprzężenia od sumy prądów cewek filtru. Możliwość ustawienia znacznie większego wzmocnienia regulatora proporcjonalnego (ustawiona wartość wynosi  $K_p = 15$ ) bez wchodzenia w obszar niestabilności znacznie zmniejsza zawartość harmonicznego wywołanego napięcia sieci (mniejszy uchyb ustalony przy wyższym wzmocnieniu regulatora proporcjonalnego). Ponadto tak wysokie wzmocnienie wprowadza wysokie tłumienie w obszarze częstotliwości rezonansowej filtru LCL, co skutkuje znacznie krótszym czasem zanikania oscylacji widocznych tuż po skokowej zmianie amplitudy prądu.



Rys. 13. Przebiegi odkształconego napięcia sieci oraz prądu cewki od strony przekształtnika i prądu cewki od strony sieci kolejno dla sprzężenia od prądu cewki od strony przekształtnika, cewki od strony sieci, oraz od sumy prądów.

Porównanie cech poszczególnych typów analizowanych sprzężeń zwrotnych widać wyraźnie na charakterystykach częstotliwościowych układu zamkniętego przedstawionych na rysunku 14. W przypadku zaproponowanej w pracy

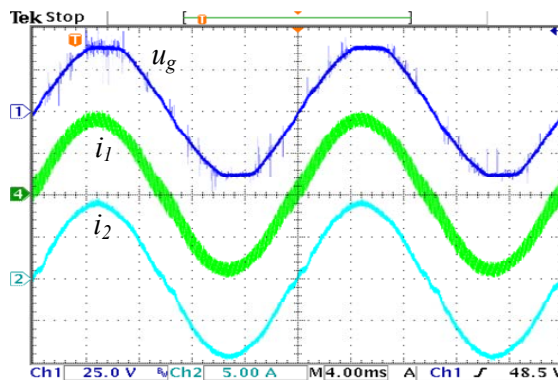
strategii wykorzystującej pomiar sumy prądów, dzięki zredukowaniu transmitancji filtru LCL do rzędu pierwszego można osiągnąć dużo większe wartości wzmocnienia  $K$  zachowując podobne tłumienie w pobliżu częstotliwości rezonansowej. Wyższe wzmocnienie układu dla podstawowej harmonicznej pozwala więc na uzyskanie stosunkowo mniejszego uchybu ustalonego oraz osiągnięcie lepszej dynamiki układu zamkniętego.



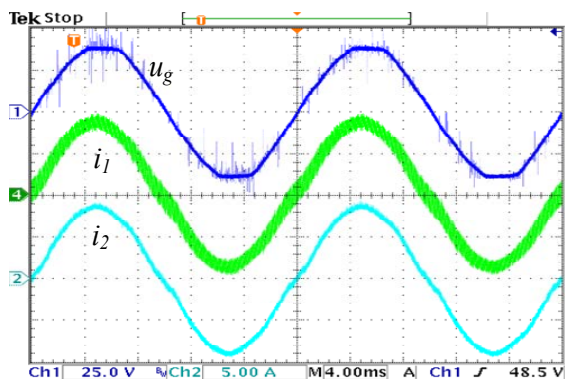
Rys. 14. Charakterystyki częstotliwościowe dla porównywanych zamkniętych układów sterowania z różnymi sprzężeniami.

### Wyniki badań eksperymentalnych

Układ rzeczywisty jest również przekształtnikiem jednofazowym jednogłęziowym o takich samych parametrach filtru jak w badaniach symulacyjnych, przy czym badania eksperymentalne były realizowane na obniżonym napięciu sieci. Na rysunkach 15-17 umieszczono oscylogramy napięcia sieci oraz prądu przekształtnika i prądu sieci odpowiednio dla sprzężenia od prądu cewki od strony przekształtnika (Rys. 15), prądu cewki od strony sieci (Rys. 16), oraz od sumy prądów cewek (Rys. 17). Przy stosunkowo niewielkiej zawartości harmonicznego napięcia sieci prąd sieci jest bardziej zbliżony do sinusoidalnego bez wyraźnych zawartości harmonicznego. Ze względu na niższe możliwe do uzyskania wzmocnienie regulatora proporcjonalnego w przypadkach sprzężenia od pojedynczego prądu ( $K_p = 5,5$  dla sprzężenia od prądu cewki od strony przekształtnika oraz  $K_p = 7$  dla sprzężenia od prądu cewki od strony sieci) uchyb ustalony jest nieco większy (amplituda sygnału zadanego prądu wynosi 10A) od uchybu ustalonego osiąganego w przypadku proporcjonalnego sprzężenia od sumy prądów ( $K_p = 15$ ).

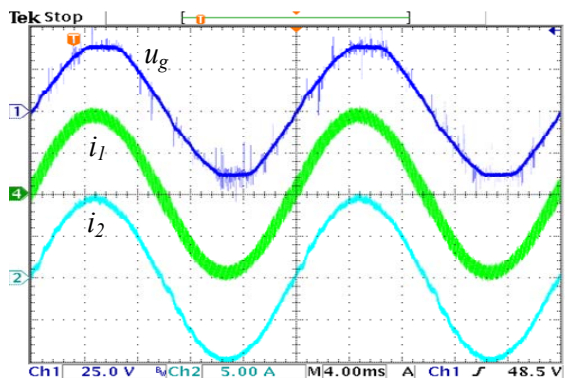


Rys. 15. Oscylogramy napięcia sieci oraz prądu przekształtnika i prądu sieci w stanie ustalonym dla układu sterowania ze sprzężeniem od prądu cewki po stronie przekształtnika.

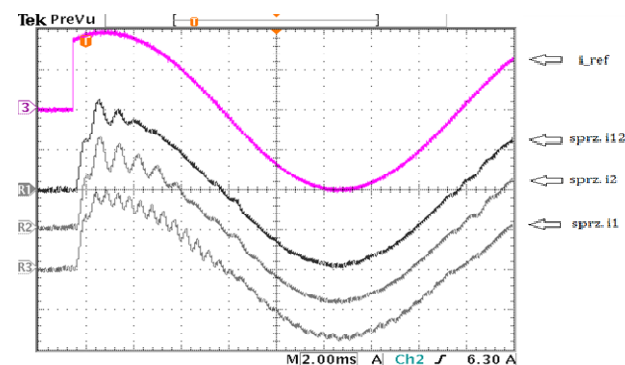


Rys. 16. Oscylogramy napięcia sieci oraz prądu przekształtnika i prądu sieci w stanie ustalonym dla układu sterowania ze sprzężeniem od prądu cewki po stronie sieci.

Na rysunku 18 zaprezentowano oscylogramy prądu zadanego oraz prądu sieci w stanie przejściowym przy skoku prądu zadanego od zera dla wszystkich omawianych przypadków sprzężenia zwrotnego. Test był realizowany dokładnie w tych samych warunkach dla wszystkich trzech przypadków. Wartość amplitudy prądu zadanego po skoku wynosi 10A. Podobnie jak w przypadku wyników symulacyjnych najkrócej trwające oscylacje po skoku wartości zadanej prądu mają miejsce w przypadku sprzężenia od sumy prądów cewek filtru.



Rys. 17. Oscylogramy napięcia sieci oraz prądu przekształtnika i prądu sieci w stanie ustalonym dla układu sterowania ze sprzężeniem od sumy prądów cewek filtru LCL.



Rys. 18. Oscylogramy prądu zadanego sieci oraz prądu sieci w stanie przejściowym po skokowej zmianie wartości prądu zadanego dla układów sterowania z różnymi rodzajami sprzężeń prądu.

## Podsumowanie

Wykorzystanie sprzężenia zwrotnego od sumy prądów cewek filtru LCL przekształtnika energoelektronicznego mierzonej za pomocą pojedynczego czujnika prądu daje możliwość ponad trzykrotnego zwiększenia wzmocnienia regulatora proporcjonalnego w warunkach symulacyjnych, co powoduje trzykrotne zmniejszenie uchybu ustalonego dla podstawowej harmonicznej oraz trzykrotne zmniejszenie

zawartości poszczególnych harmonicznych (odpowiednio trzeciej, piątej oraz siódmej) prądu wywołanych harmonicznymi w napięciu sieci. Dodatkowo zmniejsza się czas trwania oscylacji rezonansowych w odpowiedzi na skokową zmianę prądu zadanego.

Wszystkie opisane w artykule rodzaje sprzężeń można oczywiście rozszerzyć o dodatkowe człony dynamiczne eliminujące wpływ harmonicznych napięcia sieci na kształt prądu, natomiast niezależnie od tego sama struktura sprzężenia od sumy prądów będzie tak czy inaczej poprawiać jakość sterowania.

**Autorzy:** dr hab. inż. Grzegorz Iwański, Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, E-mail: grzegorz.iwanski@pw.edu.pl; mgr inż. Patryk Chustecki, Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa; dr inż. Andrzej Gałecki, Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, E-mail: andrzej.galecki@pw.edu.pl;

## LITERATURA

- [1] Strzelecki R., Benysek G., Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks, Springer-Verlag, London, UK, 2008
- [2] Al-Hadad K., Abu-Rub H., Malinowski M., Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications, John Wiley, Ltd, Chichester, UK, 2015
- [3] Beres R.N., Wang X., Blaabjerg F., Liserre M., Bak C.L., Optimal Design of High-Order Passive Damped Filters for Grid-Connected Applications, *IEEE Trans. Ind. Electr.*, 31 (2006), nr 3, 2083-2098.
- [4] Kouchaki A., Nymund M., Analytical Design of Passive LCL Filter for Three-Phase Two-Level Power Factor Correction Rectifiers, *IEEE Trans. Ind. Electr.*, 33 (2018), nr 4, 3012-3022.
- [5] Parker S.G., McGrath B.P., Holmes D.G., Regions of Active Damping Control for LCL Filters, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 50 (2014), nr 1, 424-432.
- [6] Li X., Fang J., Tang Y., Wu X., Geng Y., Capacitor-Voltage Feedforward with Full Delay Compensation to Improve Weak Grids Adaptability of LCL-Filtered Grid-Connected Converters for Distributed Generation Systems, *IEEE Trans. Power Electr.*, 33 (2018), nr 1, 749-764.
- [7] Busada C.A., Gomez Jorge S., Solsona J.A., Full-State Feedback Equivalent Controller for Active Damping in LCL-Filtered Grid-Connected Inverters Using a Reduced Number of Sensors, *IEEE Trans. Ind. Electr.*, 62 (2015), nr 10, 5993-6002.
- [8] Falkowski P., Sikorski A., Kulikowski K., Korzeniewski M., Properties of Active Rectifier with LCL Filter in the Selection Process of the Weighting Factors in Finite Control Set-MPC, *Bull. Pol. Acad. Sci. Tech. Sci.*, 68 (2020), nr 1, 51-60.
- [9] Bielecka A., Wojciechowski D., Predykcijne Sterowanie Równoległym Filtrzem Aktywnym ze Sprzężeniem od Prądu Zasilającego, *Przegląd Elektrotechn.*, 95 (2019), nr 6, 128-132.
- [10] Yao W., Yang Y., Zhang X., Blaabjerg F., Ioh P.C., Design and Analysis of Robust Active Damping for LCL Filters using Digital Notch Filters, *IEEE Trans. Power Electr.*, 32 (2017), nr 3, 2360-2375.
- [11] Pena-Alzola R., Liserre M., Blaabjerg F., Sebastian R., Dannehl J., Fuchs W., Systematic Design of Lead-Lag Network Method for Active Damping in LCL-Filter Based Three Phase Converters, *IEEE Trans. Ind. Electr.*, 57 (2015), nr 6, 43-52.
- [12] Shen G., Zhu X., Zhang J., Xu D., A New Feedback Method for PR Current Control of LCL-Filter-based Grid-Connected Inverter, *IEEE Trans. Ind. Electr.*, 62 (2010), nr 10, 2033-2041.
- [13] Shen G., Xu D., Cao L., Zhu X., An Improved Control Strategy for Grid-Connected Voltage Source Inverters with an LCL Filter, *IEEE Trans. Power Electr.*, 23 (2008), nr 4, 1899-1906.
- [14] Guan Y., Wang Y., Xie Y., Liang Y., Lin A., Wang X., The Dual-Current Control Strategy of Grid-Connected Inverter with LCL Filter, *IEEE Trans. Power Electr.*, 34 (2019), nr 6, 5940-5952.
- [15] Iwański G., Gałecki A., Układ pomiaru prądu oraz sposób pomiaru prądu w układzie przekształtnika energoelektronicznego z filtrem sieciowym LCL, zgłoszenie patentowe, UPRP, numer zgłoszenia P.434910, 06.08.2020
- [16] Yang S., Tong X., "Voltage Feedforward Control with Time-Delay Compensation for Grid-Connected Converters," *Journal of Power Electronics*, 16 (2016), nr 5, 1833-1842.