

Rezonansowy układ LCL w zastosowaniach przemysłowych

Streszczenie. Artykuł przedstawia wybrane aplikacje rezonansowego układu LCL. Zastosowanie w grzejnictwie indukcyjnym umożliwia budowę przekształtników modułowych oraz stworzenie przekształtników rezonansowych o zmiennej częstotliwości. Zastosowanie w ultradźwiękowych układach mocy umożliwia skuteczną filtrację wyższych harmonicznych przebiegu napięcia wyjściowego falownika oraz budowę przekształtników rezonansowych o praktycznie stałej częstotliwości, równej częstotliwości rezonansu mechanicznego przetwornika piezoceramicznego. Przedstawiono zasady pracy takich układów i podano podstawowy opis analityczny. Wykonano badania laboratoryjne, symulacyjne i zaprezentowano ich wyniki.

Abstract. The paper presents chosen applications of LCL resonant circuit. Its induction heating application results in easy modular system designing and allows creating the resonant converter with variable frequency. Application of ultrasonic power systems allows efficient filtration of higher harmonics of the inverter output voltage waveform and the construction of resonant converters for virtually constant frequency equal to the frequency of mechanical resonance piezoceramic transducer. The VSI-LCL IH system operation principles and the basic analytical analysis are described. The experimental and simulations test have been made. The research results are shown. **(LCL Resonant Circuit Industrial Applications).**

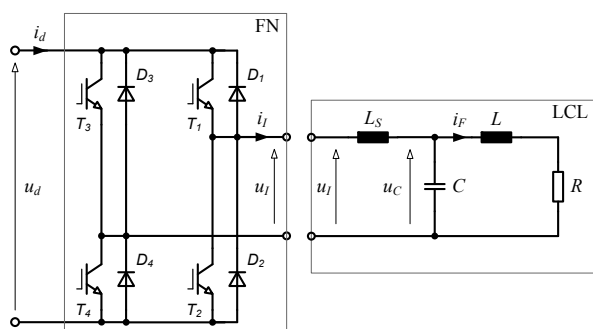
Słowa kluczowe: falownik napięcia, układ rezonansowy LCL, grzejnictwo indukcyjne, piezoceramiczne przetworniki ultradźwiękowe, układy ultradźwiękowe.

Keywords: voltage-fed inverter, resonant circuit LCL, induction heating, piezoelectric ceramic transducers, ultrasonic systems

doi:10.12915/pe.2014.11.17

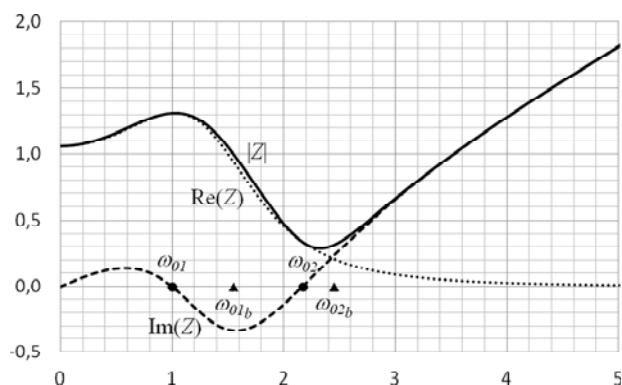
Wstęp

Artykuł przedstawia różne, wybrane zastosowania układu jednofazowego falownika napięcia (FN) z rezonansowym obciążeniem szeregowo-równoległym (LCL). Dla każdej aplikacji podstawowy schemat elektryczny układu jest podobny, a różnice polegają na zmianie topologii obwodu LCL. Na rysunku 1 pokazano topologię stosowaną w grzejnictwie indukcyjnym.



Rys. 1. Schemat falownika oraz rezonansowego układu LCL

Doskonałe właściwości aplikacyjne układu FN-LCL powodują, że jest on coraz szerzej stosowany – od zastosowań domowych (200W) do dużych instalacji przemysłowych (5MW). Podstawowym czynnikiem decydującym o popularności FN-LCL jest zgodność impedancyjna wyjścia falownika napięcia z obciążeniem LCL.



Rys. 2. Charakterystyki impedancyjne układu LCL

Rysunek 2 przedstawia przykładowe charakterystyki zmienności względnej impedancji obwodu LCL w funkcji częstotliwości. Wartościami odniesienia dla $|Z|$, $Re(Z)$, $Im(Z)$ i pulsacji są odpowiednio impedancja falowa (1) oraz pulsacja rezonansowa (2):

$$(1) Z_0 = \sqrt{L/C}$$

$$(2) \omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{2L\sqrt{L_S C}}} \sqrt{L^2 + 2L_S L - R^2 L_S C - \sqrt{\beta}}$$

$$(3) \omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{2L\sqrt{L_S C}}} \sqrt{L^2 + 2L_S L - R^2 L_S C + \sqrt{\beta}}$$

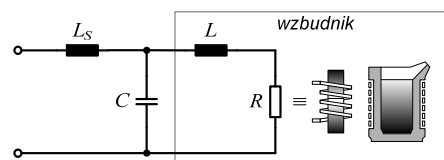
gdzie:

$$\beta = L_S^2 C^2 R^4 + (2L_S L^2 C - 4L_S^2 LC)R^2 + L^4$$

Pulsacje ω_{01}, ω_{02} wyznaczają wartości dla rezonansu równoległego i szeregowego. Ich odpowiednikami dla układu bezstratnego są pulsacje ω_{01b} i ω_{02b} .

Aplikacja w układach grzejnictwa indukcyjnego

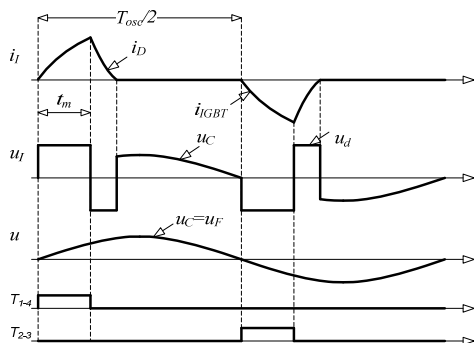
Grzejnictwo indukcyjne jest technologią znajdującą obecnie zastosowania we wszystkich gałęziach przemysłu i w aplikacjach domowych. Jest jedną z najczęściej stosowanych przemysłowo metod nagrzewania metali [1]. W wielu aplikacjach metalowy wsad wzbudnika jest wykorzystywany do zmiany temperatury innych materiałów, w tym cieczy i gazów. W zakresie średniej częstotliwości (do 6 kHz) i średniej mocy (do 1 MW) układ rezonansowy LCL jest używany coraz częściej. Wzbudnik pieca indukcyjnego wraz ze wsadem tworzą część obwodu rezonansowego (rys.3).



Rys. 3. Schemat zastępczy wzbudnika w układzie LCL

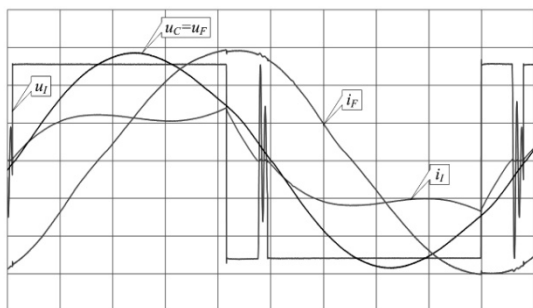
Zadaniem układu regulacji jest kontrola mocy przekazywanej do wsadu. Do sterowania falownika stosowane są metody modulacji zapewniające ograniczenie strat komutacyjnych półprzewodnikowych przyrządów mocy. Do tej grupy należy modulacja synchronizowana, której zasadę przedstawia rysunek 4. Sygnały załączające

zawory (T_1 - T_4 / T_2 - T_3) przekątnych falownika generowane są synchronicznie z napięciem u_C kondensatora.



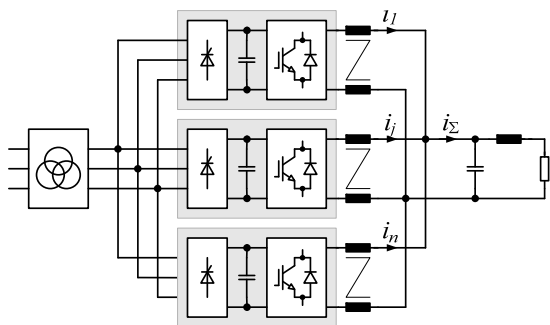
Rys.4. Podstawowe przebiegi napięć i prądów obwodu LCL oraz sygnały sterujące falownikiem

Spełnienie warunku ZVS-ZCS przy włączaniu tranzystorów IGBT wymaga osiągnięcia zerowej wartości prądu i_I przed zakończeniem półokresu $T_{osc}/2$. Poniżej przedstawiono oscylogramy przebiegów w układzie FN-LCL dla granicznej, bliskiej maksymalnej, wartości głębokości modulacji $m=2t_m/T_{osc}$.



Rys.5. Oscylogram napięć i prądów w układzie FN-LCL dla $m=0,86$ ($t:200\mu s/div$, $u:200V/div$, $i:20A/div$)

Synchronizm zapewnia pracę układu z częstotliwością rezonansową oraz optymalny transfer mocy. Sposób sterowania falownikiem i charakterystyki obwodu rezonansowego umożliwiają konstrukcję modułową [2] przekształtnika (Rys.6).

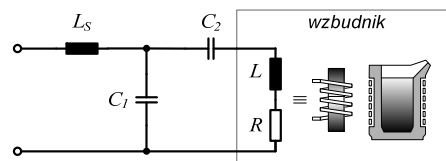


Rys.6. Łączenie równolegle przekształtników

Moduł zawiera falownik napięcia wraz z zasilaczem i filtrem obwodu pośredniczącego. Sterowanie prostowników (3T-3D) jest wykorzystywane wyłącznie w celu wstępnego naładowania kondensatorów filtra. W pozostałych warunkach prostowniki pracują z kątem opóźnienia wysterowania równym zero ($\alpha=0$). Wielomodułowy układ oraz odpowiedni transformator wejściowy, wymagany również ze względów bezpieczeństwa, gwarantuje niską wartość THD prądu sieci zasilającej. W systemie modułowym z modulacją synchronizowaną stosowany jest tylko jeden obwód regulacyjny i synchronizacyjny. Sygnałami sprzężenia zwrotnego są napięcie u_C oraz sumaryczny prąd wyjściowy

i_{Σ} falowników. Takie rozwiązanie jest zdecydowanie prostsze od innych systemów wymagających indywidualnych układów regulacji każdego falownika [3] łączonego równolegle.

Wzbudniki pieców indukcyjnych i nagrzewnic są projektowane niezależnie od układu zasilającego. Materiał wsadu, jego wymiary, założona moc, częstotliwość i natężenie pola magnetycznego determinują wielkość i kształt wzbudnika oraz odpowiednio jego parametry elektryczne, w tym oczekiwaną wartość napięcia zasilającego. Parametry wzbudnika często odbiegają od parametrów wyjściowych przekształtnika umożliwiających jego optymalne wykorzystanie. Wówczas niezbędne jest dopasowanie napięciowe. Dla wzbudników, których napięcie zasilania powinno być większe od napięcia obwodu pośredniczącego u_d , układ LCL może być zmodyfikowany poprzez dołączenie kondensatora C_2 . Przekształcony schemat przedstawiono na rysunku 7, a formuła (4) określa pulsacje własne układu LCCL.



Rys.7. Schemat układu rezonansowego LCCL

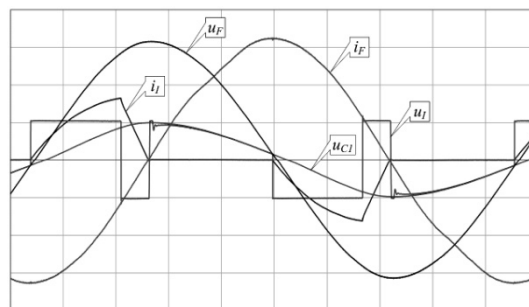
$$(4) \quad \begin{cases} \omega_{01b,02b}^* = \frac{\sqrt{C_1 + C_2}}{\sqrt{2} \sqrt{L_S L} \sqrt{C_1 C_2}} \sqrt{L_S + L k_2 \pm \sqrt{\beta^*}} \\ \omega_{03b}^* = \frac{\sqrt{C_1 + C_2}}{\sqrt{L} \sqrt{C_1 C_2}} \end{cases}$$

gdzie:

$$\beta^* = \sqrt{(L_S + L k_2)^2 - 4 L_S L k_1 k_2}$$

$$k_1 = C_1 / (C_1 + C_2), \quad k_2 = C_2 / (C_1 + C_2)$$

Topologia LCCL daje możliwość bardzo szerokiego wyboru wzmocnienia napięciowego. Przykładowe przebiegi pokazano na rysunku 8. Jednocześnie właściwy dobór wartości kondensatorów C_1 - C_2 nie wprowadza istotnej zmiany pozostałych właściwości układu.



Rys.8. Oscylogram napięć i prądów w układzie FN-LCCL ($t:200\mu s/div$, $u:500V/div$, $i:50A/div$)

Modyfikacja konfiguracji obwodu rezonansowego LCL na LCCL nie pociąga za sobą żadnych zmian w obwodzie przekształtnika ani układzie sterowania.

Jedną z cech charakterystycznych opisanego układu FN-LCL jest zjawisko zmienności topologii LCL, przedstawione w [4]. Dzięki temu obwód LCL stwarza możliwość budowy przekształtnika rezonansowego o zmiennej pulsacji ω_{osc} :

$$(5) \quad \omega_{osc} = \gamma_{osc} \cdot \omega_{01}; \quad \text{gdzie } \gamma_{osc} = f(m)$$

Granice zmienności pulsacji względnej γ_{osc} wynoszą:

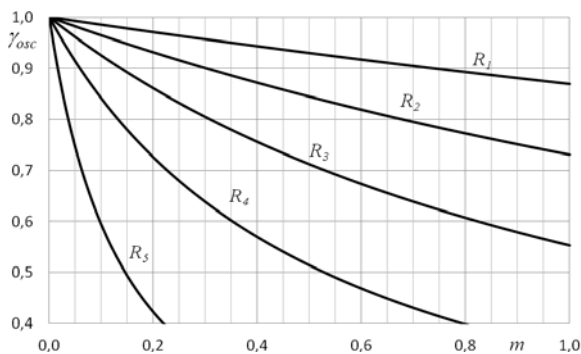
$$(6) \quad \gamma_{osc} = \begin{cases} dla m = 0: & 1 \\ dla m = 1: & \frac{1}{\sqrt{2L_S L}} \sqrt{L^2 + 2L_S L - R^2 L_S C - \sqrt{\beta}} \end{cases}$$

Zależność (7) przedstawia teoretyczne warunki prawidłowego działania przekształtnika FN-LCL o zmiennej częstotliwości.

$$(7) \quad \frac{LRC + 2L\sqrt{LC}}{4LRC - C^2 R^3} \geq k \geq \frac{CR^2}{L} - 1$$

gdzie $k=L_S/L$

Przykładowe charakterystyki zmian względnej częstotliwości pracy układu FN-LCL dla stałych wartości parametrów obwodu LCL oraz falownika, pokazano na rysunku 9.



Rys.9. Zmienność częstotliwości pracy układu rezonansowego LCL vs współczynnik m , dla różnych wartości rezystancji ($R_5 > \dots > R_1$)

Przekształtniki rezonansowe o zmiennej częstotliwości mają duży potencjał aplikacyjny w grzejnictwie indukcyjnym mogąc przyczynić się do uproszczenia wielu procesów technologicznych.

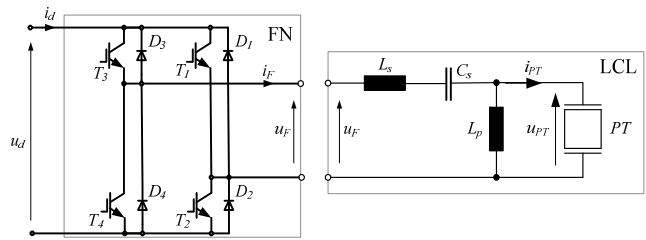
Aplikacja w układach zasilania przetworników piezoceramicznych mocy

Schemat układu falownika napięcia obciążonego przetwornikiem piezoceramicznym mocy oraz obwód LCL sprzęgający falownik i przetwornik przedstawiono na rysunku 10.

Tego typu układy są stosowane w urządzeniach do mycia technologicznego małych lub o skomplikowanych kształtach elementów i detali, a także w zgrzewarkach ultradźwiękowych. Moce tych urządzeń wahają się w zakresie od kilkudziesięciu watów do około 7 kW. Ultradźwiękowe przetworniki mocy mają tu złożoną konstrukcję typu Sandwich opartą na koncepcji Langevina.

W tych zastosowaniach częstotliwość prostokątnej fali napięcia wyjściowego falownika jest praktycznie stała i równa częstotliwości rezonansowej rezonansu mechanicznego przetwornika piezoceramicznego. Do sterowania częstotliwością stosuje się najczęściej mikroprocesorowe układy adaptacyjne, które wyszukują częstotliwość rezonansową przetwornika na podstawie pomiaru dostępnego parametru (prądu lub napięcia), który osiąga dla tej częstotliwości wartość ekstremalną (minimalną lub maksymalną). W układach dużych mocy korzystne jest zastosowanie regulatorów z estymatorami parametrów przetwornika.

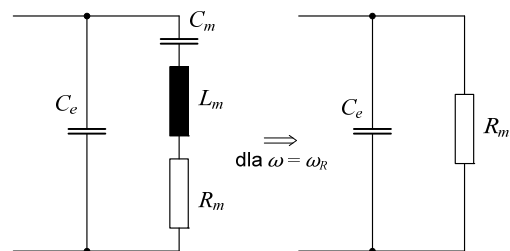
Zadaniem obwodu LCL, który na rysunku 10 jest reprezentowany przez dyskretne elementy L_s , C_s , L_p , jest odfiltrowanie pierwszej harmonicznej prądu i_{PT} zasilającego przetwornik tak, aby na zaciskach przetwornika przebieg napięcia miał kształt quasi sinusoidalny.



Rys. 10. Układ falownika napięcia z obwodem LCL obciążonego przetwornikiem piezoceramicznym mocy

Schemat zastępczy przetwornika piezoceramicznego, dla częstotliwości zbliżonych do częstotliwości rezonansu mechanicznego (rys.11) składa się z dwóch gałęzi: elektrycznej reprezentowanej przez pojemność elektryczną C_e zastosowanego stosu ceramicznego oraz mechanicznej reprezentowanej przez zastępczą indukcyjność L_m , pojemność C_m i rezystancję R_m , które odwzorowują wielkości mechaniczne przetwornika.

Kiedy przetwornik ultradźwiękowy PT drga oznacza to, że w gałęzi mechanicznej wystąpił rezonans napięć, reaktancje X_{Lm} i X_{Cm} kompensują się i w schemacie zastępczym w gałęzi mechanicznej występuje tylko rezystancja R_m , która reprezentuje straty mechaniczne i odbiornik energii akustycznej promieniowanej do ośrodka myjącego lub zgrzewanego.



Rys. 11. Liniowy elektryczny schemat zastępczy przetwornika piezoceramicznego mocy

Po rozwinięciu w szereg Fouriera prostokątną falę napięcia wyjściowego falownika $u_F(t)$ można przedstawić w postaci:

$$(8) \quad u_F(t) = \frac{4U_{Fm}}{\pi} \sum_{k=2l-1} \frac{\sin(k\omega_R t)}{k}$$

gdzie: $l = 1, 2, \dots$, U_{Fm} – wartość maksymalna napięcia $u_F(t)$, k – rząd harmonicznej, ω_R – pulsacja rezonansowa przetwornika, t – czas.

Skuteczne wartości składowej podstawowej i harmonicznych nieparzystych są zatem równe:

$$(9) \quad U_{Fk} = \frac{4U_{Fm}}{\sqrt{2}k\pi}$$

Napięcie na zaciskach przetwornika jest sumą odpowiedzi na wymuszenie wywołane każdą harmoniczną. Przyjmując oznaczenia:

$$(10) \quad x = \frac{\omega}{\omega_R}; \quad T = R_m C_m; \quad \omega_R^2 = \frac{1}{L_m C_m}; \quad L_p = L_s = \frac{l}{\omega_R^2 C_s};$$

$$a = \frac{L_p}{L_m}; \quad b = \frac{C_e}{C_s}; \quad d = \frac{C_m}{C_e}$$

skuteczne wartości harmonicznych napięcia U_{PTk} na przetworniku są wyrażone równaniem (11).

$$(11) \quad U_{PTk} = \frac{4U_{Fm}}{\sqrt{2}k\pi} \sqrt{\frac{x^4(x^2 - 1)^2 + x^6 \omega_R^2 T^2}{B + D}}$$

$$(12) \quad B = (x^2 - 1)^2 [x^2(a + 1) - (x^2 - 1)(x^2b - 1)]^2$$

$$(13) \quad D = x^2 \omega_R^2 T^2 [x^2 - (x^2 - 1)(x^2b - 1)]^2$$

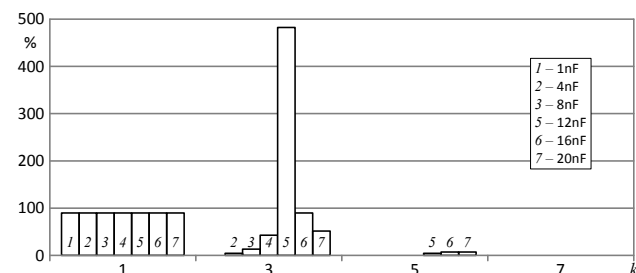
Na rysunku 12 przedstawiono skuteczne napięcia składowej podstawowej i harmonicznych 3, 5, 7 na przetworniku w odniesieniu do wartości maksymalnej napięcia wyjściowego falownika

$$f(x) = U_{PTk} / U_{Fm} \cdot 100\%, \text{ gdzie } x = k = 2l - 1, l = 1, 2, 3, 4$$

Do obliczeń przyjęto parametry rzeczywistego przetwornika ultradźwiękowego o częstotliwości rezonansowej $f_R = 24686$ Hz i zastępczych parametrach: $L_m = 52,95$ mH, $C_m = 785$ pF, $R_m = 136$ Ω , $C_e = 4$ nF.

Obliczenia wykonano dla kilku wartości pojemności kondensatora C_s w układzie LCL z zakresu od 1nF do 24nF.

Z analizy formuły (11) wynika, że o kształcie fali napięcia zasilającego przetwornik, w przyjętym zakresie zmian kondensatora C_s , decydują głównie 3 i 5 harmoniczna. Dominujący wpływ na ich udział w przebiegu napięcia $u_{PT}(t)$ ma współczynnik $b = C_e / C_s$ (10). Dla $b = 0,25$ amplituda 3 harmonicznej jest ponad czterokrotnie większa od amplitudy harmonicznej podstawowej. Dla jeszcze większych wartości pojemności kondensatora C_s rosną w sposób znaczący amplitudy kolejnych: 5 i 7 harmonicznej, dlatego korzystne jest zastosowanie w analizowanym układzie kondensatora C_s o pojemności porównywalnej z pojemnością elektryczną C_e przetwornika. W tym wypadku w zakresie od 1 nF do 8 nF. Wartości mniejsze są korzystniejsze, ale wymaga to zastosowania dławików L_s i L_p o większych indukcyjnościach (10) co nie zawsze jest technicznie możliwe lub wiąże się ze znacznymi kosztami.



Rys. 12. Udział 3, 5 i 7 harmonicznej w napięciu przetwornika dla różnych wartości pojemności C_s

Zakładając, że przebieg napięcia $u_{PT}(t)$ na zaciskach przetwornika ultradźwiękowego ma kształt sinusoidalny

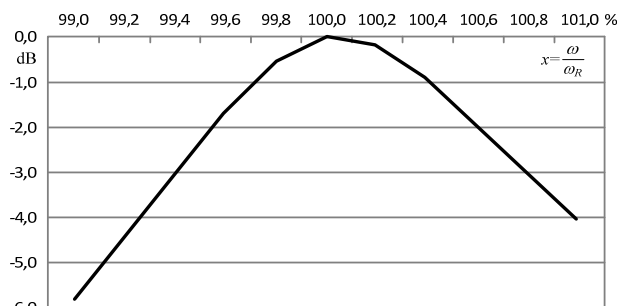
$$(14) \quad u_{PT}(t) = \frac{4U_{Fm}}{\pi} \sin(\omega t)$$

gdzie $\omega \approx \omega_R$ skuteczna wartość prądu przetwornika w wartościach względnych może być wyrażona wzorem:

$$(15) \quad \frac{I_{PT}}{U_F \omega_R C_e} = x^3 \sqrt{\frac{x^2 \omega_R^2 T^2 + (1 - x^2 - d)}{B + D}}$$

Ze względu na dużą dobrość zastępczego obwodu elektrycznego przetwornika ultradźwiękowego nawet niewielkie odstrojenie od częstotliwości rezonansowej może spowodować zerwanie lub znaczne zmniejszenie amplitudy drgań dlatego w procesie sterowania częstotliwością fali napięcia wyjściowego falownika ważne jest dokładne dostrojenie się do częstotliwości rezonansowej. Sygnałem, który w procesie sterowania może być tu wykorzystany jest skuteczny I_{PT} lub średni, półokresowy $I_{PT(AVG)}$ prąd przetwornika [5]. Dla częstotliwości rezonansowej sygnały te osiągają wartości maksymalne. Na rysunku 13 pokazano, w skali decybelowej jak względne odstrojenie $x = \omega / \omega_R$ od

częstotliwości rezonansowej przetwornika o $\pm 1\%$ wpływa na sygnały I_{PT} lub $I_{PT(AVG)}$.



Rys. 13. Zmiana sygnałów I_{PT} lub $I_{PT(AVG)}$ w funkcji względnego odstrojenia od częstotliwości rezonansowej przetwornika o $\pm 1\%$

W przypadku jednego przetwornika regulator adaptacyjny ma za zadanie wyszukać to maksimum [6]. Przy zasilaniu zespołu przetworników różniących się nieznacznie częstotliwościami rezonansowymi regulator ma trudniejsze zadanie, ponieważ musi znaleźć globalne maksimum dla tego zespołu.

Wnioski

Ze względu na swoje właściwości rezonansowy układ LCL coraz częściej jest stosowany w urządzeniach przemysłowych dużej mocy i domowych o mocach kilkudziesięciu watów.

W zastosowaniu do grzejnictwa indukcyjnego umożliwia konstrukcję elastycznych systemów, dających możliwość prostego poszerzania zakresu mocy i napięcia. Może też być wykorzystany przy konstruowaniu bardzo atrakcyjnych przemysłowo przekształtników rezonansowych o zmiennej częstotliwości.

W ultradźwiękowych generatorach mocy stosowanych do mycia lub zgrzewania ultradźwiękowego jest elementem sprzęgającym falownik napięcia z zespołem przetworników i stanowi skuteczny filtr wyższych harmonicznych napięcia i prądu zasilającego elementy drgające. Jest to szczególnie istotne, ponieważ zwiększa się w ten sposób sprawność energetyczna tych procesów.

LITERATURA

- [1] Lucia O., Maussion P., Dede E.J., Burdío J.M.: Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology and Future Challenges, *IEEE Trans. on IE*, vol. 57, no. 5, 2014, pp. 2509-2520
- [2] Dzieńkowski M.A., Fabiański J., Ibach R.: Modular LCL-Load Inverter For Induction Heating, *13th International Power Electronics and Motion Conference (EPE-PEMC)*, 1-3 Sept., 2008, Poznań, IEEE Catalog Number: CFP0834A-CDR
- [3] Schönknecht A., De Doncker R.W.: Novel Topology for Parallel Connection of Soft Switching, High Power, High Frequency Inverters, *IEEE IAS, 36th Annual Meeting*, Chicago, 2001, pp. 1477-1482
- [4] Dzieńkowski M.A.: LCL Topology Variability in the VSI-LCL Induction Heating System, *16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, 26.-28.8.2014, Lappeenranta, Finland
- [5] Fabiański P., Łągoda R.: Intelligent Control Unit for Ultrasonic Cleaning System, *Przegląd Elektrotechniczny*, R 88 NR 2/2012, ISSN 0033-2097, pp. 115-119
- [6] Fabiański P., Łągoda R.: Mikroprocesorowy układ sterowania częstotliwością fali napięcia wyjściowego zasilającej zespół przetworników ultradźwiękowych w urządzeniach do mycia technologicznego, *Elektronika: konstrukcje, technologie, zastosowania*, 11, ISSN 0033-2089, pp. 22-25, 11/2013

Autorzy: dr inż. Maciej A. Dzieńkowski, dr inż. Paweł Fabiański, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Koszykowa 75, 60-662 Warszawa, E-mail: mad@isep.pw.edu.pl, pawel@isep.pw.edu.pl