

Adam MAREK

Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, Zakład Energoelektroniki

WPLYW CZĘSTOTLIWOŚCI PRACY NA WŁAŚCIWOŚCI UKŁADU FALOWNIKA L-LC DO NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO

Streszczenie. W artykule przedstawiono najważniejsze właściwości falownika L-LC zasilającego nagrzewnicę indukcyjną i pracującego w pobliżu dwóch częstotliwości: częstotliwości rezonansu równoległego f_r oraz częstotliwości rezonansu szeregowego f_s . Zwrócono uwagę na ograniczenia wynikające: z możliwości doprowadzenia do rezonansu obwodu R, L, C, L_k oraz z udziału wyższych harmonicznnych w prądzie wyjściowym falownika. Omówiono także zalety i wady pracy układu przy obu wspomnianych częstotliwościach. Wybór częstotliwości pracy związany jest więc z wymaganiami projektowymi falownika L-LC (zapewnienie stałości napięcia na wzbudniku w całym procesie technologicznym, ograniczenie wyższych harmonicznnych w prądzie wyjściowym falownika I, przystosowanie do pracy równoległej itp.).

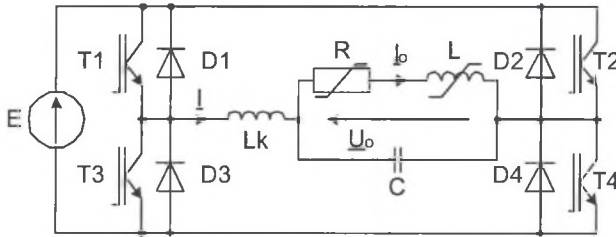
INFLUENCE OF THE OPERATING FREQUENCY ON PROPERTIES OF THE L-LC INVERTER FOR INDUCTION HEATING

Summary. The paper outlines the most important properties of the L-LC inverter feeding induction heater and its operation near two frequencies: parallel resonant frequency f_r and series resonant frequency f_s . The attention is paid to the limitations which are the result of: the possibility of bringing R, L, C, L_k circuit to resonance and participation of higher harmonics in the inverter output current. Advantages and disadvantages of the operating system at the both mentioned frequencies are also discussed. The choice of the operating frequency is related to the assumed requirements for the L-LC inverter (providing the heating inductor voltage stability in all technological processes, limitation of higher harmonics in the inverter output current I, adaptation to parallel work etc.).

1. WSTĘP

Przedstawiony na rys. 1 przekształtnik stanowi połączenie dwóch najczęściej stosowanych falowników do nagrzewania indukcyjnego: falownika prądu z równoległym obwodem rezonansowym i falownika napięcia z szeregowym obwodem rezonansowym. Omawiany układ łączy korzystne cechy obu falowników. Topologia falownika L-LC jest podobna do układu z szeregowym obwodem rezonansowym, z czego wynikają zasadnicze korzyści. Falownik zasilany jest ze źródła napięcia (brak konieczności stosowania w obwodzie pośredniczącym dławika o dużej indukcyjności i gabarytach), ma ograniczone straty przełączania zaworów oraz

krótszy czas trwania komutacji. Przekształtnik taki nie wymaga stosowania dodatkowego układu startowego. Równoległe połączenie nagrzewnicy indukcyjnej z kondensatorem kompensującym sprawia, że wartość skuteczna prądu płynącego przez odbiornik może być kilka razy większa od wartości skutecznej prądu wyjściowego falownika płynącego przez indukcyjność L_k . Do wad układu można zaliczyć: wrażliwość układu na możliwość pojawienia się zwarcia wzbudnika (choć mniejszą niż w przypadku falownika napięcia z szeregowym obwodem rezonansowym), możliwość wystąpienia zwarcia skrośnego półmostka falownika, występowanie dużej stromości narastania napięcia na zaworach podczas przełączania zaworów oraz dodatkowe straty w dławiku L_k .



Rys. 1. Falownik L- LC (z szeregowo-równoległym obwodem rezonansowym)
Fig. 1. L- LC inverter (with series-parallel resonant circuit)

2. CZĘSTOTLIWOŚĆ PRACY

Postać obciążenia falownika (rys. 1) wskazuje na występowanie charakterystycznych częstotliwości rezonansowych układu. Przewidziano więc, że praca układu może odbywać się przy następujących częstotliwościach:

- rezonansu szeregowego obwodu R, L, C, L_k (f_s):

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{1}{2L_k C} - \frac{R^2}{2L^2} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{2L^2}{R^2 L_k C} \left(1 + \frac{L^2}{2R^2 L_k C} \right) - \frac{4L}{R^2 C}} \right)}, \quad (1)$$

- rezonansu równoległego (f_r):

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{1}{2L_k C} - \frac{R^2}{2L^2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2L^2}{R^2 L_k C} \left(1 + \frac{L^2}{2R^2 L_k C} \right) - \frac{4L}{R^2 C}} \right)}, \quad (2)$$

- zawierających się pomiędzy f_r a f_s ($f_r < f < f_s$),
- przy której występuje maksimum I_o/I (dla pierwszej harmonicznej):

$$f_{(I_o/I)\max} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{2L^2}}, \quad (3)$$

- rezonansu równoległego obwodu R, L, C (f_{rown}):

$$f_{rown} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}, \quad (4)$$

- drgań własnych nietłumionego obwodu równoległego R, L, C (f_o):

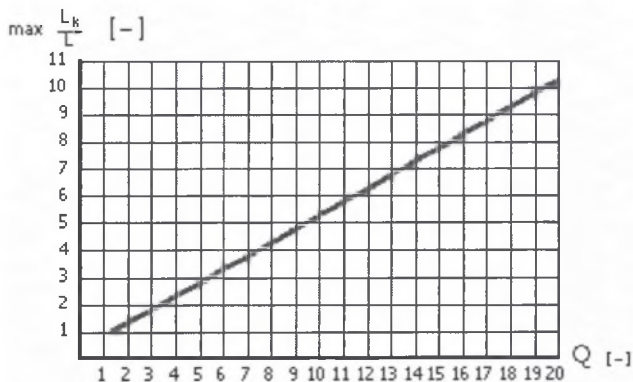
$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}, \quad (5)$$

- drgań własnych nietłumionego obwodu równoległego R, L, C, L_k (f_{so}):

$$f_{so} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{1}{L_k C}}. \quad (6)$$

Odrzuca się pracę przy $f_{(f_o / I) max}$ oraz f_o . Tłumaczy się to tym, że zysk wynikający z pracy przy $f_{(f_o / I) max}$, w stosunku do pracy przy f_r czy f_{rown} , jest nieduży (dla $Q = 2$ wynosi około 3%, dla $Q = 3$ wynosi około 1,5%), natomiast występują trudności wyznaczania takiej częstotliwości w czasie rzeczywistym (zmiana parametrów wraz z temperaturą i częstotliwością pracy układu). Z tych samych powodów zrezygnowano z pracy przy f_o . Praca falownika L-LC przy f_r oraz f_{rown} charakteryzuje się podobnymi właściwościami. Przyjęto więc, że układ powinien pracować w pobliżu f_r lub f_s . Należy przy tym zauważyć, że rozwiązania otrzymane na podstawie zależności (1) oraz (2) muszą znajdować się w dziedzinie liczb rzeczywistych. Wobec tego, wyrażenia znajdujące się wewnątrz pierwiastków muszą być większe od zera. Na podstawie tego założenia uzyskano warunek na maksymalną wartość stosunku L_k/L (7), a jego interpretację graficzną pokazano na rys. 2.

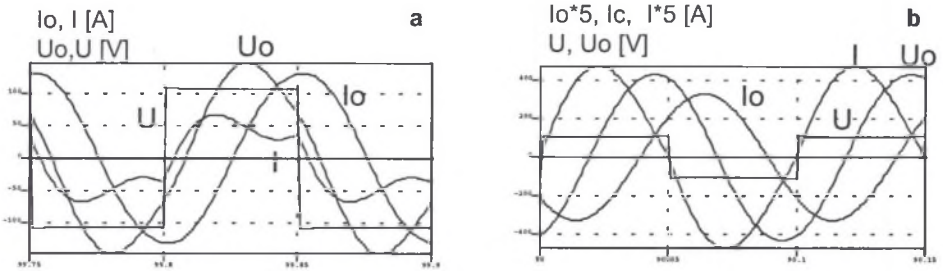
$$L_k \leq \frac{Q^2}{2Q-1} L. \quad (7)$$



Rys. 2. Wykres zależności maksymalnego stosunku $L_k/L = f(Q)$
 Fig. 2. Dependence of maximum ratio L_k/L on quality factor Q

Wykres zależności $L_k/L = f(Q)$ ogranicza maksymalną dopuszczalną wartość indukcyjności dławika dodatkowego (dla danej dobroci Q), powyżej której nie jest możliwe doprowadzenie do zgodności faz napięcia i prądu wyjściowego falownika (dla pierwszej harmonicznej). Przykładowo dla $Q = 3$ stosunek $L_k/L \leq 1,8$. Ze wzrostem Q wartość dopuszczalnego stosunku L_k/L zmierza do $0,5Q$.

Ograniczenie minimalnej wartości stosunku L_k/L wynika z konieczności ograniczenia wyższych harmonicznych w prądzie wyjściowym falownika oraz ograniczenia negatywnych skutków powstałych w przypadkach zwarcia międzyzwojowego wzbudnika. Generalnie większa wartość indukcyjności dławika L_k w większym stopniu ogranicza względny udział wartości skutecznych prądów wyższych harmonicznych w prądzie wyjściowym falownika oraz szybkość narastania prądu zaworów do wartości maksymalnej. Przyjęcie określonej wartości stosunku L_k/L staje się kompromisem pomiędzy ograniczeniem wyższych harmonicznych w prądzie wyjściowym falownika i strat dodatkowych w dławiku L_k a możliwością doprowadzenia do zgodności faz napięcia i prądu wyjściowego falownika (dla pierwszej harmonicznej) oraz utrzymaniem określonego napięcia na wzbudniku w całym procesie grzejnym. Na rys. 3 pokazano przebiegi najważniejszych napięć i prądów w układzie przy pracy układu w pobliżu f_r (a) oraz f_s (b).



Rys. 3. Przebiegi napięć i prądów falownika L-LC pracującego w pobliżu częstotliwości: rezonansu równoległego f_r (a); rezonansu szeregowego f_s (b)

Fig. 3. Voltage and current waveforms of L-LC inverter operating near: parallel resonant frequency f_r (a); series resonant frequency f_s (b)

2.1. Praca układu w pobliżu częstotliwości rezonansu równoległego

Z pracy układu w takich warunkach wynikają dwie zasadnicze korzyści. Pierwsza związana jest występowaniem maksimum stosunku wartości skutecznych prądów I_o/I w pobliżu f_r . Wartość tego maksimum zależy od Q oraz od stosunku L_k/L . Dzięki temu wykorzystanie zaworów falownika jest w takim stanie pracy lepsze niż w przypadku falownika napięcia z szeregowym obwodem rezonansowym ($I_o/I = 1$) czy pracy układu w pobliżu f_s (rys. 4). Przyjęto, że:

n – nieparzyste harmoniczne,

R – rezystancja uwzględniająca wpływ częstotliwości pracy na rezystancję zastępczą układu grzejnego wzbudnik – wsad [2]: $R = R_o \sqrt{f/f_o} = R_o \sqrt{nk}$,

R_o – rezystancja zastępcza układu grzejnego wzbudnik – wsad przy częstotliwości pracy układu równej f_o ,

Q – dobroć obwodu równoległego R, L, C dla pulsacji ω_o : $Q = \omega_o L / R_o = 1 / R_o \omega_o C$,

k – względna pulsacja:

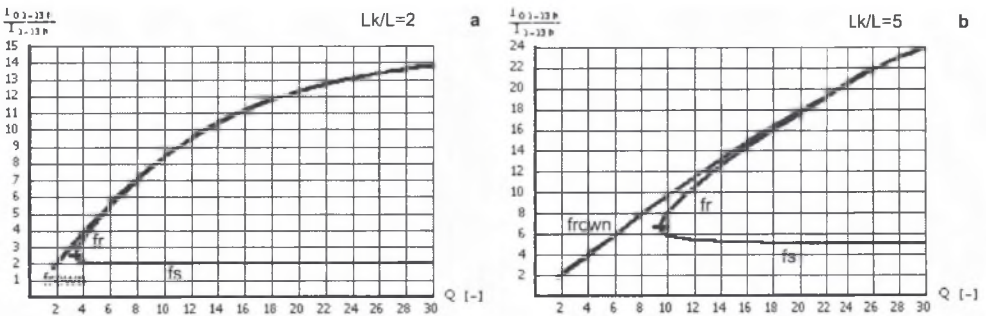
a) przy f_{rown} : $k_1 = \frac{\omega_{rown}}{\omega_o} = \sqrt{\frac{Q^2 - 1}{Q^2}}$,

b) przy f_r : $k_2 = \frac{\omega_r}{\omega_o} = \sqrt{1 + \frac{1}{2\frac{L_k}{L}} - \frac{1}{2Q^2} - \sqrt{\frac{1}{4Q^4} - \frac{1}{Q^2} + \frac{1}{2\frac{L_k}{L}Q^2} + \frac{1}{4\left(\frac{L_k}{L}\right)^2}}$,

c) przy f_s : $k_3 = \frac{\omega_s}{\omega_o} = \sqrt{1 + \frac{1}{2\frac{L_k}{L}} - \frac{1}{2Q^2} + \sqrt{\frac{1}{4Q^4} - \frac{1}{Q^2} + \frac{1}{2\frac{L_k}{L}Q^2} + \frac{1}{4\left(\frac{L_k}{L}\right)^2}}$.

Stosunek wartości skutecznych prądów I_o/I zmienia się według zależności (dla napięcia wyjściowego w postaci przebiegu prostokątnego):

$$\frac{I_o}{I} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{4E}{\sqrt{2n\pi R_o} \sqrt{nk} \sqrt{\left(1 - n^2 k^2 \frac{L_k}{L}\right)^2 + nkQ^2 \left(1 + \frac{L_k}{L} (1 - n^2 k^2)\right)^2}} \right]^2}}{\sqrt{\sum_{m=1}^{\infty} \left[\frac{4E \sqrt{Q^2 (1 - n^2 k^2)^2 + n^3 k^3}}{\sqrt{2n\pi R_o} \sqrt{nk} Q \sqrt{\left(1 - n^2 k^2 \frac{L_k}{L}\right)^2 + nkQ^2 \left(1 + \frac{L_k}{L} (1 - n^2 k^2)\right)^2}} \right]^2}} \quad (8)$$

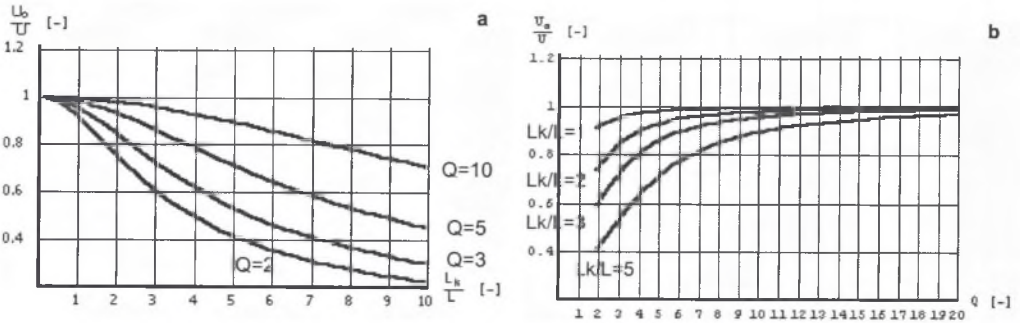


Rys. 4. Wykresy zależności: $I_o/I = f(Q)$; $L_k/L = 2$ (a); $L_k/L = 5$ (b)
 Fig. 4. Dependences of: ratio I_o/I on quality factor Q (a) and on ratio L_k/L (b)

Drugą zasadniczą zaletą pracy układu w pobliżu f_r jest możliwość utrzymania napięcia o określonej wartości na wzбудniku w szerokim zakresie zmian Q (rys. 5). Takiej właściwości nie ma żaden z wymienionych we wstępie najczęściej używanych falowników. Stosunek wartości skutecznych napięć U_o/U opisany jest funkcją:

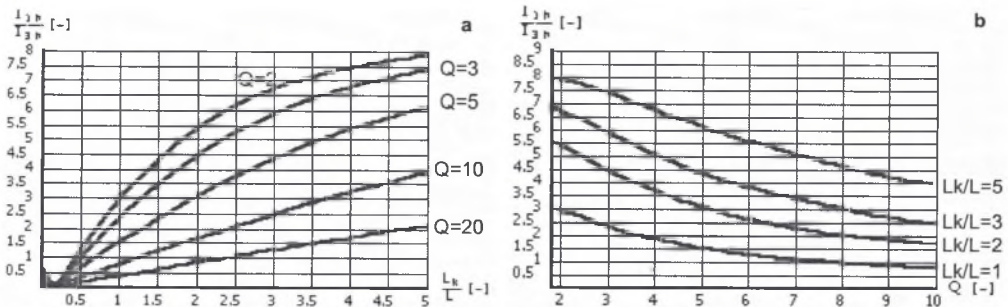
$$\frac{U_o}{U} = \frac{\sqrt{1+k^2Q^2}}{\sqrt{\left(1-k^2\frac{L_k}{L}\right)^2 + k^2Q^2\left(1+\frac{L_k}{L}-k^2\frac{L_k}{L}\right)^2}}, \tag{9}$$

gdzie: przyjęto $f = f_{rown} \rightarrow$ względna pulsacja $k = \frac{\omega_{rown}}{\omega_o} = \sqrt{\frac{Q^2-1}{Q^2}}$.



Rys. 5. Wykresy zależności: $U_o/U = f(L_k/L)$, ($Q = \text{var} \rightarrow$ a); $U_o/U = f(Q)$, ($L_k/L = \text{var} \rightarrow$ b) przy $f = f_{rown}$
 Fig. 5. Dependences of: ratio U_o/U on ratio L_k/L (a) and on quality factor Q (b) at $f = f_{rown}$

Najważniejszą niedogodnością pracy układu w pobliżu f_r jest względnie duża zawartość wyższych harmonicznych (zwłaszcza trzeciej) w prądzie wyjściowym falownika (rys. 6). Udział wyższych harmonicznych w prądzie wyjściowym falownika wzrasta wraz z obniżaniem stosunku L_k/L oraz ze wzrostem Q .



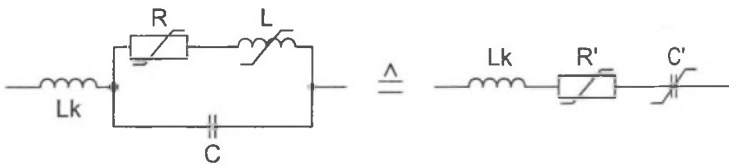
Rys. 6. Wykresy zależności: $I_{1h}/I_{3h} = f(L_k/L)$, ($Q = \text{var}$) a); $I_{1h}/I_{3h} = f(Q)$, ($L_k/L = \text{var}$) b) przy $f = f_{rown}$
 Fig. 6. Dependences of: ratio I_{1h}/I_{3h} on ratio L_k/L a) and on quality factor Q b) at $f = f_{rown}$

Inna niedogodność związana jest z pracą równoległą półmostków falownika. W takim wypadku należy poprzestać na równoległym łączeniu samych półmostków falownika. Stosowanie modułowego łączenia półmostków falownika mogłoby z kolei prowadzić do pojawienia się dużej nierównomierności obciążenia poszczególnych zaworów falownika.

2.2. Praca układu w pobliżu częstotliwości rezonansu szeregowego

Funkcjonowanie układu w takich warunkach (f_s) różni się pod kilkoma względami w porównaniu do pracy układu w pobliżu częstotliwości f_r . Na korzyść pracy przekształtnika przy f_s przemawia względnie niższy udział wyższych harmonicznych (zwłaszcza trzeciej) w prądzie wyjściowym falownika, co wynika głównie stąd, że impedancja przy częstotliwości f_s jest znacznie mniejsza niż przy częstotliwości f_r (wraz ze wzrostem Q różnica tych częstotliwości maleje). Różnica widoczna jest zwłaszcza w kształcie prądu wyjściowego falownika (rys. 3 b). W przypadku pracy układu z f_s kształt prądu jest zbliżony do kształtu sinusoidalnego. Dzięki temu uzyskuje się możliwość przełączania zaworów falownika przy zerowym prądzie (ZCS) i napięciu (ZVS) (co praktycznie jest niemożliwe w pobliżu f_r). Praca przy częstotliwościach f_s jest także korzystniejsza w przypadku pracy równoległej półmostków falownika. Możliwe jest w takim wypadku łącznie równoległe półmostków wraz z dławikami dodatkowymi L_k . Połączenie takie ogranicza nierównomierność rozprywu prądu (wynikającą z różnych czasów opóźnienia załączenia zaworów czy też różnych parametrów równoległe połączonych zaworów) w poszczególnych równoległe połączonych zaworach. Praca układu z częstotliwościami f_s wprowadza również niekorzystne konsekwencje. Najważniejszą z nich jest brak możliwości utrzymania napięcia na wzbudniku na zbliżonym poziomie w szerokim zakresie zmian dobroci Q (jest to możliwe do uzyskania w przypadku pracy falownika z częstotliwością $f_r - >$ rys. 5). W takich warunkach pracy układ charakteryzuje się również mniejszym stosunkiem I_o/I przy tym samym stosunku L_k/L (rys. 4), a w przypadku gdy $L_k/L \leq 1$ stosunek I_o/I jest mniejszy od 1 (rys. 3 b).

Inną niekorzystną konsekwencją pracy falownika z częstotliwościami f_s jest wpływ doboru stosunku L_k/L na dobroć obwodu szeregowego R, L, C, L_k . W wyjaśnieniu pojawiającego problemu pomoże sprowadzenie rzeczywistego obciążenia R, L, C, L_k do zastępczego układu szeregowego R', L_k, C' .



Rys. 7. Zastępcza postać obciążenia falownika pracującego z $f=f_s$

Fig. 7. Equivalent scheme of the inverter load operating at $f=f_s$

Parametry R' oraz C' wyznacza się na podstawie impedancji zastępczej układu R, L, C . Pomijając wyższe harmoniczne oraz zakładając $Q = \omega_o L / R = 1 / (R \omega_o C)$ i $\omega = \omega_s = 2\pi f_s$ (1) wyznacza się zależność na zastępczą rezystancję R_s' układu pracującego w pobliżu częstotliwości f_s :

$$R_s' = \frac{R}{\left(-\frac{L}{2L_k} + \frac{1}{2Q^2} - \sqrt{e}\right)^2 + \frac{1}{Q^2} \left(1 + \frac{L}{2L_k} - \frac{1}{2Q^2} + \sqrt{e}\right)}, \quad (10)$$

$$e = \frac{1}{4Q^4} + \frac{1}{Q^2} \left(\frac{L}{2L_k} - 1\right) + \frac{L^2}{4L_k^2}.$$

Na podstawie równania (10) opisującego rezystancję R_s' można wyznaczyć ostatecznie zależność na dobroć Q_s' :

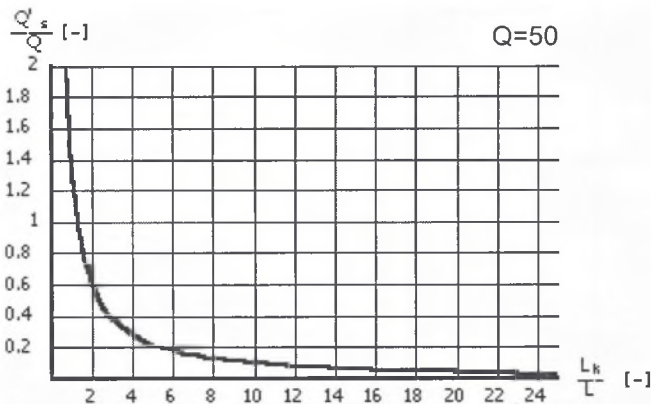
$$Q_s' = \frac{\omega_{s0} L_k}{R_s'},$$

$$Q_s' = Q \frac{L}{L_k} \sqrt{\frac{L}{L_k} + 1} \left[\left(-\frac{1}{2} + \frac{1}{2Q^2} \frac{L_k}{L} - \frac{L_k}{L} \sqrt{e}\right)^2 + \frac{1}{Q^2} \left(\frac{L_k}{L}\right)^2 \left(1 + \frac{L}{2L_k} - \frac{1}{2Q^2} + \sqrt{e}\right) \right]. \quad (11)$$

Przy dużych dobrociach Q zależność (11) redukuje się do postaci:

$$Q_s' = Q \frac{L}{L_k} \sqrt{\frac{L}{L_k} + 1}. \quad (12)$$

Wobec tego wzrost stosunku L_k/L powoduje zmniejszanie się dobroci układu Q_s' (praca przy f_s) w porównaniu do dobroci Q (praca w pobliżu f_r). Spostrzeżenia te potwierdza wykres zależności stosunku Q_s'/Q w funkcji stosunku L_k/L przy parametrycznych zmianach dobroci Q .



Rys. 8. Wykresy zależności $Q'_s/Q = f(L_k/L)$, ($Q = \text{var}$) przy $f = f_s$
 Fig. 8. Dependence of ratio Q'_s/Q on ratio L_k/L at $f = f_s$

Powyższe wykresy potwierdzają niekorzystną właściwość zmniejszenia wartości stosunku Q'_s/Q wraz ze wzrostem stosunku L_k/L ($f = f_s$). W sytuacji wzrostu stosunku L_k/L powyżej 1,5 stosunek dobroci $Q'_s/Q < 1$. Opisana niekorzystna właściwość pracy układu z f_s ma znaczenie

zwłaszcza przy dużych stosunkach L_k/L , gdzie (jeśli tylko można doprowadzić do rezonansu szeregowego) należy liczyć się z możliwością wystąpienia znacznie mniejszej wartości dobroci Q'_s w porównaniu do dobroci Q (przykładowo dla $L_k/L = 20$ dla $Q = 50 \rightarrow Q'_s \approx 2$).

3. WNIOSKI

Omawiany falownik L–LC, zależnie od wyboru częstotliwości pracy, posiada odmienne właściwości. W przypadku przełączania zaworów falownika z częstotliwością bliską częstotliwości rezonansu równoległego f_r układ charakteryzuje się dużym stosunkiem I_o/I (zależnym od dobroci Q oraz stosunku L_k/L , rys. 4), możliwością utrzymania praktycznie stałego napięcia na wzbudniku w całym procesie grzejmym (przy ograniczonym stosunku L_k/L , rys. 5), względnie dużą zawartością wyższych harmonicznych (głównie trzeciej) w prądzie wyjściowym falownika I (rys. 3 a, rys. 6) oraz ograniczonymi możliwościami równoległego łączenia półmostków falownika (tylko bezpośrednie łączenie półmostków falownika). Natomiast praca układu przy częstotliwościach bliskich rezonansowi szeregowemu f_s jest korzystniejsza głównie ze względu na: niższy udział wyższych harmonicznych w prądzie wyjściowym falownika, możliwość przełączania falownika przy zerowym prądzie (ZCS) i napięciu (ZVS) (mniejsze straty wyłączenia) oraz możliwość równoległego łączenia półmostków falownika wraz z dławikami L_k (mała nierównomierność rozplywu prądu w równolegle połączonych zaworach). Na niekorzyść, w tym przypadku, przemawia zwłaszcza brak możliwości utrzymania na stałym poziomie napięcia na wzbudniku (przy szerokich zmianach dobroci Q), niższa wartość stosunku I_o/I (dla $L_k/L \leq 1 \rightarrow I_o/I < 1$) oraz zmniejszanie się wartości dobroci Q'_s obwodu szeregowego R', L_k, C' (rys. 7) wraz ze wzrostem stosunku L_k/L (rys. 8). Przeprowadzone badania falownika L–LC: symulacyjne i laboratoryjne potwierdzają jego przydatność jako alternatywnego źródła zasilającego nagrzewnice indukcyjne pracujące przy dużych częstotliwościach oraz dla dużych mocy.

LITERATURA

1. Espí JM., Dede EJ., García R., Castelló J., Martí JM.: *Nuevas tendencias basadas en osciladores de tres elementos para Calentamiento por Inducción: el inversor L–LC*. Ediciones Técnicas Rede, Enero 2001.
2. Geisel H., Remscheid: *Das Betriebsverhalten von Schwingkreisumrichter für induktive Erwärmung*. Elektrowärme international. Bd. 27 Nr 6 1969.
3. Marek A.: *Wybrane aspekty pracy falownika L–LC do nagrzewania indukcyjnego*. XI Sympozjum PPEE'2005, Wisła 2005.
4. Marek A.: *Wybrane zagadnienia związane z pracą falownika L–LC*. SENE 2005, Łódź w druku
5. Matthes H.–G.: *Der statistische Frequenz – Umrichter zum Einsatz in der industriellen*. Elektrowärme international. Heft B3, 1977.
6. Matthes H.–G., Jurgens R.: *HF–Rohrschweissen mit IGBT–Reihenschwingkreis–umrichter*. Elektrowärme international. Heft B4, 1998.
7. Matthes H.–G., Mauler E.: *Stromversorgungseinrichtungen für Induktionserwärmungsanlagen*. Elektrowärme international. Heft B2, 1978.

8. Schönknecht A., De Doncker R. W.: *Novel topology for parallel connection of soft-switching high-power high-frequency inverters*. IEEE transactions on industry applications, vol. 39, No. 2, March / April 2003.
9. Schwarzer U., Schönknecht A., De Doncker R. W.: *Hochleistungs-IGBT-Umrichter für induktive Erwärmungsanwendungen*. Elektrowärme international. Heft 2/2001.

Pracę wykonano w ramach projektu badawczego Nr 4 T10A 066 25 finansowanego przez Ministerstwo Edukacji i Nauki.

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 października 2005 r.

Recenzent: Dr hab. inż. Maciej Tondos prof. nadzw. AGH