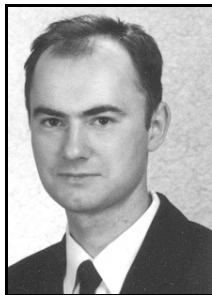


**Sławomir KARYŚ**POLITECHNIKA ŚWIĘTOKRZYSKA W KIELCACH, KATEDRA ENERGOELEKTRONIKI  
Al. Tysiąclecia P.P. 7, 25-314 Kielce**Dobór wartości elementów obwodu rezonansowego falownika typu ARCP**

Dr inż. Sławomir KARYŚ

Sławomir Karyś urodził się w Kielcach w 1966 roku. W 1991 roku uzyskał stopień naukowy magistra inżyniera, a następnie w 2001 roku doktora w Politechnice Świętokrzyskiej w Kielcach. Głównymi obszarami zainteresowań naukowych są przekształtniki o komutacji miękkiej do napędu pojazdów elektrycznych i hybrydowych.



e-mail: enesk@tu.kielce.pl

**Streszczenie**

W artykule przedstawiono metodę doboru wartości elementów obwodu rezonansowego dla klasy falowników biegunowych z pomocniczym obwodem rezonansowym – ARCP. Wyprowadzone równania matematyczne umożliwiają dokładne obliczenie wartości elementów obwodu rezonansowego. Dokonano analizy stosowanych metod doboru wartości elementów. W sposób analityczny udowodniono, że często stosowana metoda projektowania, zalecająca duże wartości pojemności rezonansowych, prowadzi do zwiększenia strat mocy w obwodzie rezonansowym.

**Słowa kluczowe:** miękkie przełączanie, rezonans, ARCP.

**Selection of the values of the ARCP inverter resonant circuit elements****Abstract**

The paper presents a method for selection of the resonant circuit element values for the auxiliary resonant commutated pole class inverter - ARCP. This type of inverter was developed twenty years ago. Since then the appropriate design method for selection of the resonant element value has not been elaborated. Nowadays the electric and hybrid drive systems are the main area of implementation for the ARCP inverter. The high efficiency can be achieved by right selection of the resonant element values and advanced control technique. The proposed selection method is based on minimisation of the energy oscillating in the resonant circuit. The derived mathematical equations make it possible to precisely calculate the values of the resonant circuit elements. The analysis of the selection method that has been used up to now was performed. It was analytically proved that the design method still in use, recommending a large resonant capacitor value, increases the power loss in the resonant circuit. Due to The proposed method enables significant reduction in the power loss and EMI interferences.

**Keywords:** soft switching, resonance, ARCP.

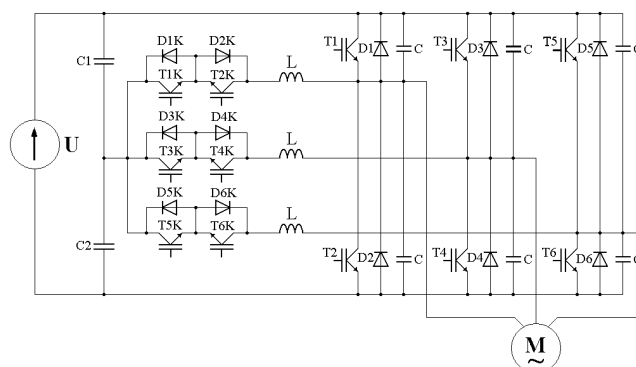
**1. Wprowadzenie**

Przekształtniki o komutacji miękkiej są stosowane w przypadku wysokich częstotliwości przełączania lub dużych mocy odbiornika. Pomimo złożonej budowy i skomplikowanego sterowania umożliwiają ograniczenie strat mocy związanych z procesem przełączania przyrządów energoelektronicznych w celu zwiększenia dopuszczalnej częstotliwości przełączania zaworów. Ciągły postęp w dziedzinie budowy łączników, a szczególnie tranzystorów polowych, w znacznym stopniu doprowadził do wyparcia przekształtników o komutacji miękkiej przez wysokosprawne, prostsze przekształtniki o komutacji twardej.

Falownik typu ARCP jest sterowany metodą PWM, dzięki czemu może współpracować z nowoczesnymi modulatorami wektorowymi. Osiąga wysoką sprawność, ponieważ łączniki główne przełączane są w warunkach zerowego napięcia, natomiast łączniki pomocnicze w warunkach zerowego prądu. Falowniki tego typu znajdują zastosowanie w napędach elektrycznych dużej mocy, a szczególnie napędach pojazdów elektrycznych dzięki czemu są aktualną i rozwijaną tematyką prac naukowych.

Wysoką sprawność uzyskuje się poprzez ograniczenie wartości energii oscylującej w obwodzie rezonansowym. Efekt ten możliwy jest do osiągnięcia w dwóch obszarach: poprzez tzw. optymalny wybór wartości elementów obwodu rezonansowego oraz przez zawansowany układ sterowania. Zagadnienia układu sterowania, który na podstawie pomiaru wartości chwilowej prądu obciążenia, utrzymuje prąd dodatkowy na stałym poziomie przedstawiono szerzej w [2,3,4]. Należy jednak podkreślić, że fundamentalne znaczenie ma odpowiedni dobór wartości elementów obwodu rezonansowego. Błędy popełnione na tym etapie prowadzą do dużych strat mocy w rezystancji wypadkowej obwodu rezonansowego.

Rys. 1 przedstawia klasyczny falownik typu ARCP, którego koncepcja została przedstawiona w 1990 roku przez R.W. De Donckera [1]. Obecnie zasada działania jest dobrze znana jednak dla lepszego zrozumienia problemu zostanie krótko przypomniany proces załączenia tranzystora głównego na przykładzie jednej fazy przy prądzie obciążenia dopływającym do silnika. Prąd obciążenia płynie przez diodę D2. W celu załączenia tranzystora głównego T1 w warunkach zerowego napięcia należy załączyć łącznik pomocniczy T1K. Prąd diody D2 maleje wówczas liniowo do zera, a prąd w gałęzi pomocniczej narasta liniowo do wartości prądu obciążenia. Dalszy wzrost prądu w gałęzi pomocniczej zapewnia wysterowany do przewodzenia tranzystor T2. Prąd dodatkowy kompensuje straty w rezystancji obwodu rezonansowego. Z chwilą wyłączenia tranzystora T2 rozpoczyna się proces przeładowania rezonansowego kondensatorów połączonych równoległe do tranzystorów głównych. Po czasie równym połowie okresu rezonansowego kondensator równoległy tranzystora T1 jest w pełni rozładowany, a tranzystor można załączyć w warunkach zerowego napięcia. Prąd w gałęzi pomocniczej zanika liniowo do zera i tranzystor pomocniczy T1K jest wyłączany w warunkach zerowego prądu. Istnieje szereg odmian omawianego falownika w tym wersji z dławikami sprzężonymi. Pomimo upływu 20 lat, nie dopracowano się dobrej metody projektowania wartości elementów obwodu rezonansowego.



Rys. 1. Falownik typu ARCP  
Fig. 1. ARCP inverter

**2. Dotychczas stosowane metody doboru wartości elementów obwodu rezonansowego**

W literaturze można znaleźć dwie metody doboru wartości elementów obwodu rezonansowego. Pierwsza z nich bazuje na ciekawej właściwości falownika rezonansowego typu ARCP, mianowicie podczas wyłączenia tranzystora głównego, powyżej pewnej wartości prądu obciążenia, jest on zdolny przeładować pojemność rezonansową w czasie martwym bez potrzeby

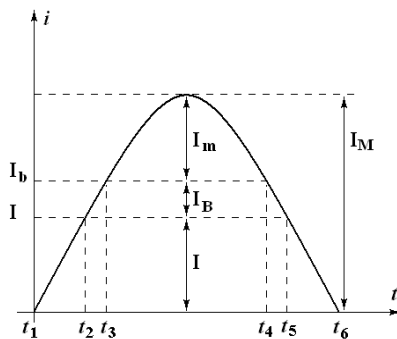
włączania obwodu pomocniczego. Zakładając: napięcie zasilania falownika  $U$ , graniczny prąd obciążenia  $I_g$  oraz czas martwy  $T_d$  można obliczyć maksymalną wartość pojemności rezonansowej  $C_{Rmax}$  (1).

$$C_{Rmax} = \frac{I_g T_d}{U} \quad (1)$$

Jednak przy zadanym okresie rezonansowym, duża wartość pojemności rezonansowej powoduje, że wartość indukcyjności rezonansowej jest mała. Efektem tego jest duża stromość prądu pomocniczego  $i$  w tzw. fazie liniowego narastania  $t_{3-1}$ , rys. 2.

Należy zatem wprowadzić arbitralne ograniczenie na maksymalną stromość narastania prądu. Umożliwia to obliczenie minimalnej wartości indukcyjności rezonansowej  $L_{min}$  (2).

$$L_{min} = \frac{U}{2 \frac{di}{dt}}, \quad (2)$$



Rys. 2. Prąd pomocniczy w procesie załączenia  
Fig. 2. Auxiliary current during the turn-on process

Górne ograniczenie na wartość indukcyjności wynika z minimalnej stromości narastania prądu pomocniczego, czyli czasu  $t_{3-1}$  jakim dysponujemy na fazę narastania prądu  $i$  do wartości granicznej  $I_g$ , zależność (3).

$$L_{max} = \frac{U t_{3-1}}{2 I_g}, \quad (3)$$

Zatem obliczamy wartość pojemności z równania (1), następnie przyjmując okres rezonansowy na podstawie równania (3) określamy wartość indukcyjności i sprawdzamy czy mieści się ona w dozwolonym przedziale  $L_{min} < L < L_{max}$ . Procedura ta została opisana w [5, 6]. Ma ona szereg wad. Kładzie nacisk na stosowanie dużej wartości pojemności rezonansowej, ponieważ jak podkreślają jej autorzy, powoduje to zmniejszenie strat wyłączania tranzystora głównego. Jednak jak zostanie to wykazane w dalszej części artykułu, tego typu podejście prowadzi do zwiększenia się strat mocy w rezystancji obwodu rezonansowego  $P_{ESR}$ , które są dominującym składnikiem strat przełączania. W efekcie łączne straty przełączania tego typu falownika rezonansowego są wyższe niż falownika o komutacji twardej. W tej metodzie projektowania, trudno jest też określić maksymalną wartość stromości narastania prądu pomocniczego. Przyjęcie dużych wartości tego współczynnika powoduje wzrost zakłóceń EMI.

Odmiernym podejściem do problemu doboru wartości elementów obwodu rezonansowego jest znalezienie takiej ich wartości, która zapewni minimum energii oscylującej w tym obwodzie. Tego typu analiza została przedstawiona w [7, 8]. Jednak mimo daleko idących uproszczeń co do kształtu prądu pomocniczego, autor otrzymał bardzo złożone zależności matematyczne. W praktyce trudno jest je zastosować do celów projektowych.

### 3. Minimalizacja energii oscylującej w obwodzie rezonansowym

Energia zgromadzona w indukcyjności rezonansowej jest wyrażona przez równanie (4)

$$W_L = L \frac{I_M^2}{2} \quad (4)$$

gdzie :

$$I_M = I + I_B + I_m \quad (5)$$

$I$  – prąd obciążenia,  $I_B$  – prąd dodatkowy,  $I_m$  – amplituda prądu

rezonansowego równa  $I_m = \frac{U}{2Z}$ , gdzie:  $Z = \sqrt{\frac{L}{C_R}}$ ,  $C_R = 2C$ .

W celu kompensacji strat w obwodzie rezonansowym przez prąd dodatkowy  $I_B$ , musi być spełnione równanie (6).

$$\frac{L I_B^2}{2} \geq \int_0^{T_R/2} i_r^2 R dt \quad (6)$$

gdzie:  $R$  – rezystancja wypadkowa obwodu rezonansowego,  $i_r = I_m \sin(\omega_R t)$ ,  $\omega_R = 2\pi / T_R = 1 / \sqrt{LC_R}$  – pulsacja rezonansowa,  $T_R = 2\pi \sqrt{LC_R}$  – okres rezonansowy.

Stąd:

$$I_B \geq I_m \sqrt{\frac{\pi}{Q}} \quad (7)$$

gdzie:  $Q = \frac{Z}{R}$  – dobroć obwodu rezonansowego.

Zakładając, że  $I_B = I_m \sqrt{\frac{\pi}{Q}}$  i podstawiając do wyrażenia (5) otrzymujemy

$$I_M = I + I_m \sqrt{\frac{\pi}{Q}} + I_m = I + I_m \left( 1 + \sqrt{\frac{\pi}{Q}} \right) = I + a I_m \quad (8)$$

gdzie:

$$a = 1 + \sqrt{\frac{\pi}{Q}} \quad (9)$$

Wartość unormowanej energii obwodu rezonansowego wyraża równanie (10)

$$\frac{W_L}{W_0} = \frac{L I_M^2}{2 U I \frac{T_R}{2}} \quad (10)$$

Podstawiając równanie (8) do (10) otrzymujemy

$$\begin{aligned} \frac{W_L}{W_0} &= \frac{L(I + a I_m)^2}{U I T_R} = \frac{L(I + a I_m)^2}{2\pi \sqrt{LC_R} U I} = \frac{(I + a I_m)^2}{4\pi I \frac{U}{\sqrt{LC_R}}} = \\ &= \frac{(I + a I_m)^2}{4\pi I I_m} = \frac{I^2 + 2 I I_m a + I_m^2 a^2}{4\pi I I_m} \end{aligned} \quad (11)$$

Wprowadzając współczynnik  $x = \frac{I}{I_m}$  równanie (11) można zapisać w postaci

$$F(x) = \frac{W_L}{W_0} = \frac{1}{4\pi} \left( x + 2a + \frac{a^2}{x} \right) \quad (12)$$

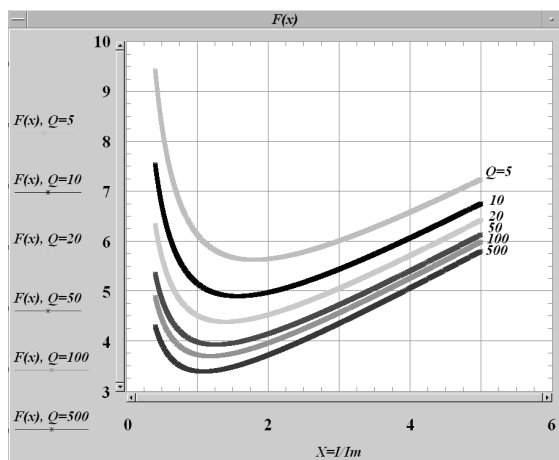
Funkcja  $F(x)$  osiąga minimum dla  $x=a$ .

Analizując uzyskane rozwiązanie równania (12) można sformułować następujące wnioski:

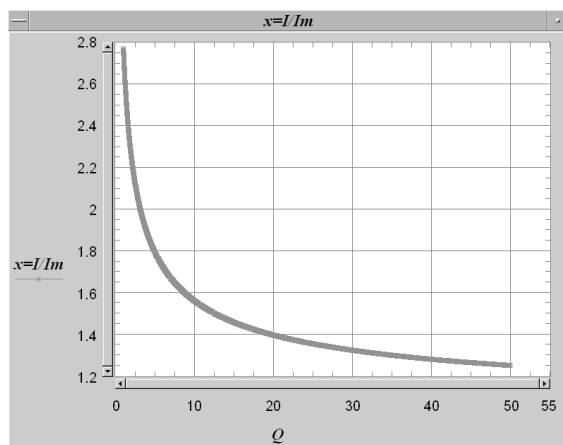
- amplituda prądu rezonansowego wynosi  $I_m = \frac{I}{a} = \frac{I}{1 + \sqrt{\pi/Q}}$
- jeśli  $Q \rightarrow \infty$  wtedy  $I_m = I$
- wartość maksymalna prądu w obwodzie pomocniczym  $I_M = I + aI_m = 2I$  zależy wyłącznie od prądu obciążenia
- wartość prądu dodatkowego wynosi

$$I_B = I_m \sqrt{\frac{\pi}{Q}} = I \frac{a-1}{a} = \frac{I}{1 + \sqrt{Q/\pi}}$$

Rys. 3 przedstawia zmiany wartości energii unormowanej  $F(x)$  w funkcji współczynnika  $x$ . Zmiany wartości współczynnika  $x = \frac{I}{I_m}$  w funkcji dobroci obwodu rezonansowego  $Q$  zamieszczono na rys. 4.



Rys. 3. Energia unormowana  $F(x)$  w funkcji współczynnika  $x$   
Fig. 3. Normalized energy  $F(x)$  vs. factor  $x$



Rys. 4. Współczynnik  $x$  w funkcji dobroci obwodu rezonansowego  
Fig. 4. Coefficient  $x$  vs. the quality factor  $Q$

Wartości elementów obwodu rezonansowego, które zapewniają minimum energii oscylującej w obwodzie rezonansowym można wyznaczyć z układu równań (13)

$$\begin{cases} T_R = 2\pi\sqrt{LC_R} \\ \frac{I}{a} = \frac{U}{2Z} \end{cases} \quad (13)$$

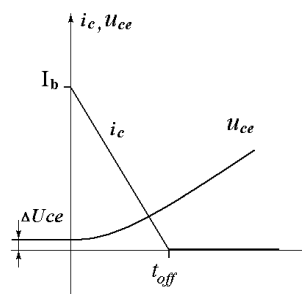
Otrzymujemy rozwiązanie na  $C_R$  (14) oraz  $L$  (15)

$$C_R = \frac{IT_R}{a\pi U} \quad (14)$$

$$L = \frac{aUT_R}{4\pi I} \quad (15)$$

#### 4. Wpływ wartości elementów obwodu rezonansowego na straty mocy

Rys. 5 przedstawia typowy proces wyłączenia tranzystora głównego w falowniku typu ARCP.



Rys. 5. Prąd kolektora  $i_c$  oraz napięcie kolektor-emiter  $u_{ce}$  podczas procesu wyłączenia  
Fig. 5. Collector current  $i_c$  and collector-emitter voltage  $u_{ce}$  during the turn-off process

Ponieważ kondensatory  $C$  ( $C_R = 2C$ ) podłączone są równoległe do tranzystorów głównych, zatem większa ich wartość powoduje ograniczenie strat mocy w procesie wyłączenia. Straty mocy opisuje równanie (16)

$$W_{off} = \int_0^{t_{off}} i_c u_{ce} dt \quad (16)$$

gdzie:

$$i_c = I_b \left( 1 - \frac{t}{t_{off}} \right) \quad (17)$$

$$u_{ce} = \frac{U}{2} (1 - \cos(\omega_R t)) + I_b Z \sin(\omega_R t) - \frac{I}{C_R} t + \Delta U_{ce} \quad (18)$$

stąd:

$$W_{off} = \int_0^{t_{off}} \left[ I_b \left( 1 - \frac{t}{t_{off}} \right) \right] \left[ \frac{U}{2} (1 - \cos(\omega_R t)) + I_b Z \sin(\omega_R t) - \frac{I}{C_R} t + \Delta U_{ce} \right] dt =$$

$$= I_b \left[ t_{off} \left( \frac{U}{4} + \frac{\Delta U_{ce}}{2} - \frac{I_{off}}{6C_R} \right) + \frac{I_b Z}{\omega_R} \left( 1 - \frac{1}{t_{off} \omega_R} \sin(\omega_R t_{off}) \right) \right] + \left[ -\frac{U}{2t_{off} \omega_R^2} (1 - \cos(\omega_R t_{off})) \right] \quad (19)$$

Jak wspomniano w rozdziale 2 duża wartość pojemności rezonansowej przy stałej wartości okresu, prowadzi do małych wartości indukcyjności. Impedancja charakterystyczna maleje, a amplituda prądu rezonansowego rośnie. Powoduje to szybki wzrost strat w rezystancji obwodu rezonansowego  $W_{esr}$ . (20).

$$W_{esr} = I_{6-1rms}^2 R t_{6-1} \quad (20)$$

gdzie:

$$I_{6-1rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[ \int_0^{t_{3-1}} \left( \frac{I_b}{t_{3-1}} t \right)^2 dt + \int_0^{T_R/4} (I_b + I_m \sin(\omega_R t))^2 dt \right]} = \sqrt{\frac{t_{3-1}^2 I_b^2}{3T} + \frac{T_R}{T} \left[ \frac{I_b^2}{4} + \frac{I_b I_m}{\pi} + \frac{I_m^2}{8} \right]} \quad (21)$$

przy czym:  $T = t_{3-1} + T_R / 4 = t_{6-1} / 2$ ,  $t_{3-1} = \frac{2L I_b}{U}$ .

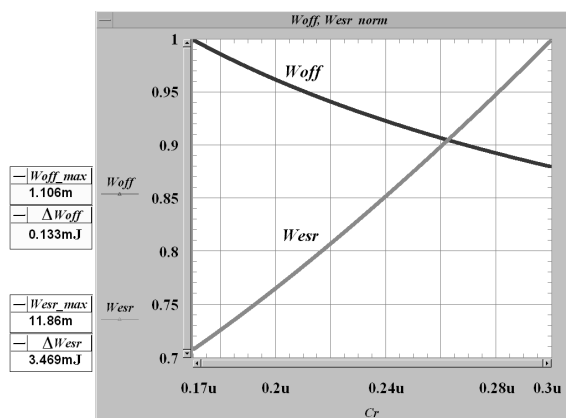
Po podstawieniu wyrażenia (21) do równania (20) otrzymujemy

$$W_{esr} = 2R \left[ t_{3-1} \frac{I_b^2}{3} + T_R \left( \frac{I_b^2}{4} + \frac{I_b I_m}{\pi} + \frac{I_m^2}{8} \right) \right] \quad (22)$$

W celu określenia wpływu wartości elementów obwodu rezonansowego na straty energii  $W_{off}$  oraz  $W_{esr}$  dokonano obliczeń dla typowych parametrów falownika:  $U=540V$ ,  $I=100A$ ,  $\Delta U_{ce}=2,2V$ ,  $t_{off}=0,5\mu s$ ,  $T_R=4\mu s$ ,  $T_d=2\mu s$ ,  $Q=30$ .

Na rys. 6 przedstawiono unormowane straty energii  $W_{off}$  oraz  $W_{esr}$  w funkcji zmian wartości pojemności rezonansowej  $C_R$ .

Na podstawie równania (1) preferującego duże wartości pojemności rezonansowej, przy założeniu  $I_g=0.8I$  uzyskano następujące wartości:  $C_R=296nF$ ,  $L=1.37\mu H$ . Natomiast na podstawie równań (14), (15) zapewniających minimum energii oscylującej w obwodzie rezonansowym:  $C_R=178nF$ ,  $L=2.28\mu H$ . Wartość rezystancji obwodu rezonansowego wyniosła  $R=0.12\Omega$ .



Rys. 6. Unormowane wartości strat energii  $W_{off}$  oraz  $W_{esr}$  w funkcji pojemności  $C_R$

Fig. 6. Normalized energy losses  $W_{off}$  and  $W_{esr}$  vs. capacitance  $C_R$

Analizując rys. 6 można zauważyć, że dominującym składnikiem strat energii są straty w rezystancji obwodu rezonansowego  $W_{esr}$ . Wraz ze wzrostem pojemności rezonansowej (od 170nF do 300nF) energia tracona na wyłączenie maleje  $\Delta W_{off} = 0.133mJ$ , jednak znacznie szybciej rosną straty  $\Delta W_{esr} = 3.469mJ$ . Zatem dotychczasowa, najczęściej stosowana metoda doboru wartości elementów obwodu rezonansowego kładąca nacisk na stosowanie dużych wartości pojemności jest nieprawidłowa, ponieważ powoduje wzrost strat całkowitych.

## 5. Wnioski

Uzyskanie niskiego poziomu strat w analizowanym falowniku rezonansowych typu ARCP jest możliwe poprzez ograniczenie wartości energii oscylującej w obwodzie rezonansowym. Bardzo istotnym etapem w procesie projektowania falownika jest właściwy dobór wartości elementów obwodu rezonansowego. Wypróbowano zależności matematyczne do obliczenia tych wartości. Jak wykazano na przykładzie falownika o typowych parametrach, szeroko stosowana metoda projektowania [5, 6] daje zbyt duże wartości pojemności rezonansowej. Rośnie wartość prądu w gałęzi pomocniczej, a co za tym idzie straty w rezystancji obwodu rezonansowego  $W_{esr}$ . Ponieważ są one dominującym składnikiem strat dynamicznych, przyjęcie błędnych wartości elementów  $C_R$ ,  $L$  prowadzi do tego, że falownik o komutacji twardej wykazuje wyższą sprawność od falownika typu ARCP [6].

Przedstawiona metoda bazująca na minimalizacji energii oscylującej w obwodzie rezonansowym pozwala uniknąć wspomnianych błędów projektowych. Tego typu podejście do problemu doboru wartości elementów obwodu rezonansowego przedstawiono wcześniej w literaturze [7, 8]. Pomimo daleko idących uproszczeń, uzyskane zależności są bardzo skomplikowane i przez to trudne do praktycznego zastosowania. Pokazane w niniejszym artykule rozwiązania są przejrzyste, łatwe do zastosowań projektowych, pozwalają wyjaśnić analitycznie wpływ prądu obciążenia, dobroci układu na wartość elementów obwodu rezonansowego.

## 6. Literatura

- [1] De Doncker R., Lyons J., P.L. The Auxiliary Resonant Commutated pole Converter, IEEE IAS Conf. Rec (1990), 1228-1235.
- [2] Pickert V., Johnson C. M.: DSP Controlled Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter without Switch Status Sensors. Power Electronics and Variable Speed Drives, 24-23 September 1998, Conference Publication No. 456, IEE 1998.
- [3] Karyś S.: Power Loss Comparison for the ARCP Resonant Inverter Regard to Control Method. Przegląd Elektrotechniczny, Warszawa 11'2008 p.64-68.
- [4] Yu H., Dong W., Song B.H., Lai J.: Variable timing control for coupled-inductor feedback ZVT inverter. Power Electronics and Motion Control Conf. in Proc.2000, pp. 1138-1143.
- [5] Dong W., Choi J., Yu H., Lee F. C.: A 50 kW Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter for Electric Vehicle Applications-Practical Issues. In Proc. IEEE-PESC Conf. Rec., 2001, pp. 136-141.
- [6] Dong W., Choi J., Lee F. C., Boroyevich D., Lai J.: Comprehensive Evaluation of Auxiliary Resonant Comutated Pole Inverter for Electric Vehicle Applications. In Proc. IEEE-PESC Conf. Rec., 2001, pp. 625 - 630.
- [7] Dawdziuk J.: Analiza strat mocy w biegunowych falownikach napięcia. Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, Białystok 2002.
- [8] Dawdziuk J.: Optymalizacja i projektowanie elementów rezonansowych falownika. SENE, 2005, pp. 69-74.

otrzymano / received: 25.09.2010

przyjęto do druku / accepted: 01.11.2010

artykuł recenzowany