

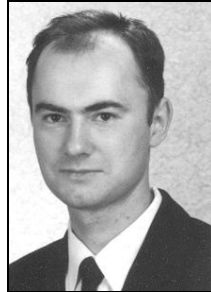
Sławomir KARYŚ

POLITECHNIKA ŚWIĘTOKRZYSKA W KIELCACH, KATEDRA ENERGOELEKTRONIKI
Al. Tysiąclecia Państwa Polskiego 7, 25-314 Kielce

Zjawiska komutacyjne w biegunowym rezonansowym falowniku napięcia o modulacji typu PWM

Dr inż. Sławomir KARYŚ

Urodził się w Kielcach w 1966. W 1991 roku uzyskał tytuł inżyniera, a w 2001 roku tytuł doktora na Politechnice Świętokrzyskiej w Kielcach. Głównymi obszarami zainteresowań naukowych są przekształtniki energoelektroniczne dużej mocy do zastosowań w pojazdach elektrycznych oraz hybrydowych.



e-mail: enesk@tu.kielce.pl

Streszczenie

W artykule przedstawiono problem związany ze zjawiskiem znacznego ograniczenia zakresu komutacji miękkiej w biegunowym falowniku napięcia, przełączanym w warunkach zerowego prądu – ZCS. Na podstawie przeprowadzonej analizy matematycznej oraz badań eksperymentalnych wykazano, że dotychczas stosowana metoda projektowania nie zapewnia warunków miękkiej komutacji dla prądów obciążenia o wartości bliskiej znamionowej. Zauważono, że w falowniku tego typu, wraz ze wzrostem wartości prądu obciążenia, maleje wartość napięcia na kondensatorze obwodu rezonansowego. Wskutek czego wartość maksymalna prądu obciążenia, dla którego spełnione są jeszcze warunki ZCS, jest o około 10% niższa od zakładanej na etapie projektowania wartości elementów obwodu rezonansowego. Nieuwzględnienie tego ograniczenia, prowadzi do znacznego wzrostu strat przełączania.

Słowa kluczowe: przełączanie miękkie, rezonans, ZCS.

Commutation effects in the resonant pole voltage feed inverter with PWM modulation

Abstract

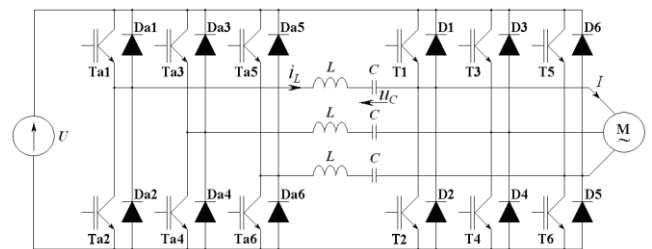
The paper presents a problem of major limitation of the soft commutation range in the pole voltage inverter, switched on the zero current condition – ZCS. On the base of the mathematical analysis and experimental investigation it has been shown that the design method used up to now does not assure the soft commutation conditions for the load currents of the value close to the nominal. It has been noticed that for the inverter of this type, the voltage value on the resonant circuit capacitor is falling down together with the rise of the load current value. In result, the load current maximum value, for which the ZCS conditions are still fulfilled, is about 10% lower than the value assumed in the design stage of the resonant circuit elements. Ignoring the limitation leads to major increment of the switching loss.

Keywords: soft switching, resonance, ZCS.

1. Wprowadzenie

Trójfazowy, biegunowy falownik napięcia przełączany w warunkach zerowego prądu (Zero-Current Switching) należy do szerszej grupy falowników z łącznikami pomocniczymi (ARPI-auxiliary resonant pole inverters) [1, 2]. Charakteryzuje się bardzo wysoką sprawnością (około 96% [3]). Do jego sterowania bez ograniczeń można stosować modulację typu PWM. Z tego względu znajduje on zastosowanie w nowoczesnych napędach pojazdów elektrycznych. Wśród falowników ARPI można wyróżnić dwie inne grupy o bardzo wysokiej sprawności, które znajdują zastosowanie w tym obszarze. Należą do nich falowniki biegunowe przełączane w warunkach zerowego napięcia (ZVS): z pomocniczym fazowym obwodem rezonansowym [4] oraz z transformatorami pomocniczymi [5, 6]. W ostatnich latach można zauważyć rosnące zainteresowanie tego typu rozwiązaniami [7, 8, 9, 10].

Konstrukcja biegunowego falownika o komutacji typu ZCS wywodzi się wprost od opracowanego w latach sześćdziesiątych XX wieku przez McMurraya rezonansowego falownika napięcia, który był zbudowany z zastosowaniem tyrystorów [11, 12]. Wraz z upowszechnieniem się tranzystorów IGBT podjęto próby opracowania nowej metody sterowania tego typu falownika, która umożliwiła by stosowanie modulacji typu PWM [13, 14]. Najbardziej popularną metodę sterowania przedstawiono w publikacji [15]. Tranzystory główne oraz pomocnicze przełączane są w warunkach zerowego prądu. Na rys. 1 przedstawiono schemat trójfazowego biegunowego falownika napięcia o komutacji typu ZCS.

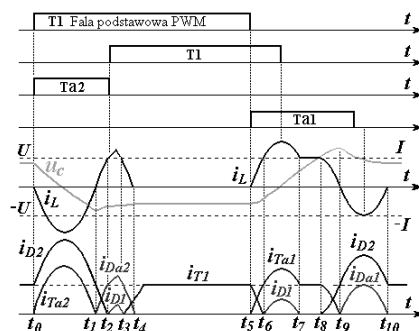


Rys. 1. Trójfazowy biegunowy falownik napięcia o komutacji typu ZCS
Fig. 1. Three-phase voltage feed ZCS pole inverter

Prawidłowy dobór wartości elementów obwodu rezonansowego jest podstawowym warunkiem, który należy spełnić by przeprowadzić komutację tranzystora głównego w warunkach zerowego prądu. Powszechnie uważa się, że procedura ta jest dobrze znana-analogiczna jak dla wspomnianego falownika McMurraya [16]. Jednak zaprojektowany według tej metody biegunowy falownik napięcia o komutacji typu ZCS nie działa prawidłowo. Prowadzone przez autora badania eksperymentalne wykazały, że dla prądów obciążenia o wartości bliskiej znamionowej, wyłączenie tranzystora głównego w warunkach zerowego prądu staje się niemożliwe. W dostępnej literaturze problem ten jest pomijany, a nie uwzględnianie tego zjawiska prowadzi do znacznego wzrostu strat przełączania w przypadku gdy falownik jest obciążony prądem znamionowym. W dalszej części artykułu przeprowadzono analizę matematyczną procesów komutacyjnych, która pozwoliła na wskazanie przyczyn tego negatywnego zjawiska.

2. Opis analizowanego układu

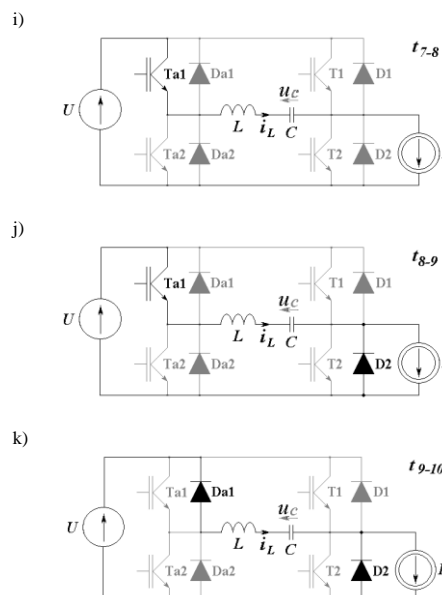
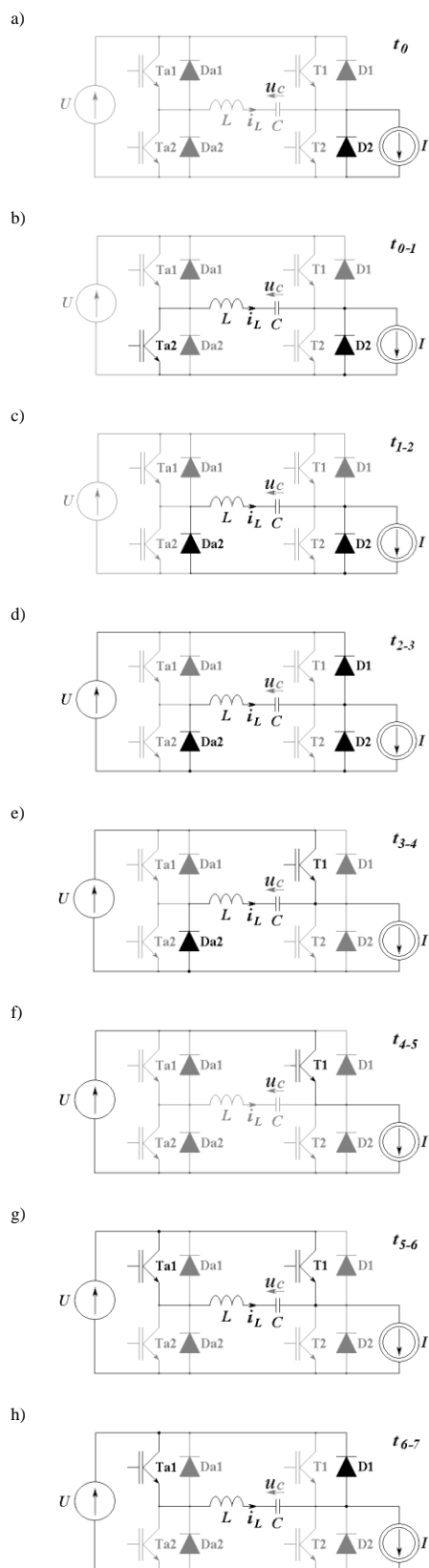
Na rys. 2 przedstawiono przebiegi sygnałów sterujących oraz charakterystyczne przebiegi napięć i prądów w falowniku biegunowym o komutacji typu ZCS dla prądu obciążenia $I > 0$.



Rys. 2. Sygnały sterujące, prądy i napięcia w falowniku o komutacji typu ZCS dla $I > 0$
Fig. 2. Control signals, currents and voltages in ZCS pole inverter for $I > 0$

W przypadku prądów obciążenia o ujemnej wartości $I < 0$ proces załączenia tranzystora głównego T2 inicjuje tranzystor pomocniczy Ta1, a proces wyłączenia tranzystor Ta2.

Zasada działania omawianego falownika jest szczegółowo opisana między innymi w pracach [15, 17], jednak dla pełniejszego przedstawienia poruszanej problematyki zostanie w skrócie omówiona. Rys. 3 przedstawia jednofazowe schematy zastępcze falownika w poszczególnych przedziałach czasu (kolorem czarnych zaznaczono aktywne konfiguracje układu).

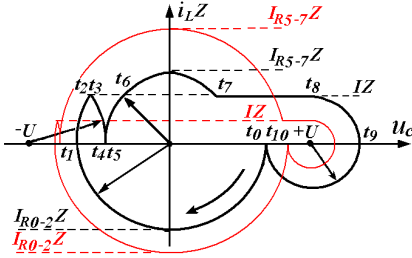


Rys. 3. Proces załączenia i wyłączenia tranzystora głównego T1 dla $I > 0$
Fig. 3. Turn-on and turn-off process of the main transistor T1 for $I > 0$

Założono, że za okres modulacji wartość chwilowa fazowego prądu obciążenia nie ulega zmianie (w schemacie zastępczym jako obciążenia wprowadzono źródło prądowe). W chwili t_0 cały prąd obciążenia płynie przez diodę D2 (rys. 3a). Proces załączenia tranzystora głównego T1 rozpoczyna się wraz z załączeniem tranzystora pomocniczego Ta2. Pod wpływem napięcia początkowego kondensatora C, w gałęzi pomocniczej narasta prąd i_L . W pierwszym półokresie rezonansowym (przedział czasu t_{0-1}) wartość prądu i_L ma znak ujemny, (rys. 3b). W chwili czasu t_1 prąd i_L osiąga wartość równą zero, a następnie zmienia znak, do przewodzenia wchodzi dioda pomocnicza Da2 (rys. 3c). Przewodzący dotąd tranzystor pomocniczy Ta2 wyłącza się w warunkach zerowego prądu. W chwili czasu t_2 , prąd i_L osiąga wartość prądu obciążenia, jednak dioda główna D2 nie odzyskała jeszcze właściwości zaworowych (rys. 3d). Dzięki temu w przedziale czasu t_{2-3} wartość prądu i_L wzrasta powyżej wartości prądu obciążenia, a do przewodzenia wchodzi dioda główna D1. Umożliwia to załączenie tranzystora głównego T1 w warunkach zerowego prądu (rys. 3e). W chwili czasu t_5 cały prąd obciążenia płynie przez tranzystor główny T1, proces jego załączenia jest zakończony (rys. 3f). W celu wyłączenia tranzystora głównego T1 należy załączyć tranzystor pomocniczy Ta1 (rys. 3g). Inicjuje to przeładowanie rezonansowe kondensatora C, w chwili czasu t_6 wartość prądu i_L osiąga wartość prądu obciążenia I . Następnie w przedziale czasu t_{6-7} jego wartość jest większa od wartości prądu obciążenia, a tranzystor główny jest wyłączany w warunkach zerowego prądu (rys. 3h). W chwili czasu t_7 prąd w gałęzi pomocniczej i_L osiąga wartość prądu obciążenia jednak wartość napięcia na kondensatorze C jest niższa od wartości napięcia zasilania U (rys. 2) przez co dioda główna D2 jest spolaryzowana zaporowo. W przedziale czasu t_{7-8} kondensator C ładuje się stałym prądem obciążenia (rys. 3i). Po przekroczeniu chwili czasu t_8 , wartość jego napięcia staje większa od wartości napięcia zasilania i do przewodzenia wchodzi dioda D2 (rys. 3j). Umożliwia to dalsze przeładowanie rezonansowe kondensatora C. W przedziale czasu t_{9-10} prąd i_L ma wartość ujemną, do przewodzenia wchodzi dioda pomocnicza Da1, tranzystor Ta1 jest wyłączany w warunkach zerowego prądu (rys. 3k). Prąd w gałęzi pomocniczej i_L maleje do zera, a prąd obciążenia płynie przez diodę D2, proces wyłączenia tranzystora głównego jest zakończony.

Komutacja tranzystora głównego w warunkach zerowego prądu jest możliwa tylko wtedy jeśli prąd w gałęzi pomocniczej narosnie do wartości większej od prądu obciążenia. Do przewodzenia wchodzi wtedy dioda równoległa komutowanego tranzystora. Z rys. 2 wynika, że w przypadku załączenia tranzystora głównego

T1 taka sytuacja zachodzi w przedziale czasu t_{2-3} natomiast w procesie wyłączenia w przedziale czasu t_{6-7} . Przykładowe trajektorie fazowe dla prądów obciążenia I o dwóch różnych wartościach (mniejszej-kolor czerwony oraz większej-kolor czarny) zamieszczono na rys. 4.



Rys. 4. Trajektorie fazowe falownika typu ZCS dla $I > 0$
Fig. 4. Phase trajectory of the ZCS pole inverter for $I > 0$

Można zauważyć, że wraz ze wzrostem wartości prądu obciążenia I , obie amplitudy prądów rezonansowych w gałęzi pomocniczej I_{R0-2} (w procesie załączenia) oraz I_{R5-7} (w procesie wyłączenia) maleją. Jednak amplituda prądu I_{R5-7} maleje znacznie szybciej niż I_{R0-2} oraz zachodzi wzajemna relacja $I_{R5-7} < I_{R0-2}$. Wynika stąd, że w procesie wyłączania tranzystora głównego może dojść do sytuacji, w której amplituda prądu rezonansowego I_{R5-7} będzie niższa od wartości prądu obciążenia I , a tym samym warunki ZCS nie mogą być spełnione. Wyznaczenie wartości prądu obciążenia dla której zachodzi to niekorzystne zjawisko wymaga przeprowadzenia analizy matematycznej omawianego falownika.

3. Analiza matematyczna

Wartość napięcia początkowego kondensatora C $u_c(t_0)$, wyrażona jest przez zależność

$$u_c(t_0) = U - IZ \quad (1)$$

gdzie: U - napięcie zasilania, I - prąd obciążenia, Z - impedancja charakterystyczna.

Z zależności (1) wynika, że wzrost wartości prądu obciążenia przyczynia się do zmniejszenia wartości napięcia początkowego kondensatora C . Określenie zmian wartości amplitudy prądu rezonansowego w procesie wyłączania tranzystora głównego I_{R5-7} w funkcji prądu obciążenia wymaga wcześniejszego rozwiązania szeregu równań opisujących napięcie u_c oraz prąd i_L w przedziale czasu t_{0-7} .

Przyjęto następujące założenia upraszczające: źródło napięcia posiada rezystancję wewnętrzną równą zeru zaś źródło prądu nieskończenie dużą, łączniki energoelektroniczne oraz elementy biernie R , L , C są idealne, drgania rezonansowe są nietłumione, w czasie t_{0-10} zmiany prądu obciążenia są pomijalnie małe-falownik jest obciążony źródłem prądu.

W przedziale czasu t_{0-2} napięcie u_c oraz prąd i_L są opisane przez następujące równania

$$u_{c0-2} = u_c(t_0) \cos(\omega_R t) \quad (2)$$

$$i_{L0-2} = -I_{R0-2} \sin(\omega_R t) \quad (3)$$

Amplituda prądu rezonansowego w przedziale czasu t_{0-2} jest równa

$$I_{R0-2} = \frac{u_c(t_0)}{Z} = \frac{U - IZ}{Z} \quad (4)$$

przy czym: $\omega_R = 2\pi/T_R = 1/\sqrt{LC}$ - pulsacja rezonansowa

Na podstawie zależności (1) oraz (2) napięcie $u_c(t_2)$ wynosi

$$u_c(t_2) = (U - IZ) \cos(\omega_R t_{0-2}) \quad (5)$$

przy czym:

$$t_{0-2} = T_R/2 + t_{1-2} \quad (6)$$

$$t_{1-2} = \sqrt{LC} \arcsin\left(\frac{I}{I_{R0-2}}\right) \quad (7)$$

W kolejnym przedziale czasu t_{3-4} słuszne są zależności

$$u_{c3-4} = -U + (U + u_c(t_2)) \cos(\omega_R t) + IZ \sin(\omega_R t) \quad (8)$$

$$i_{L3-4} = \frac{(-U - u_c(t_2))}{Z} \sin(\omega_R t) + I \cos(\omega_R t) \quad (9)$$

Wyznaczenie zależności określającej wartość przedziału czasu t_{3-4} jest znacznie prostsze jeśli przyjmie się, że prąd i_L narasta od zera do wartości prądu obciążenia I . Równanie (8) wyrażające prąd i_{L3-4} można wtedy zapisać w następujący sposób

$$i_{L3-4} = I_{R3-4} \sin(\omega_R t) \quad (10)$$

gdzie

$$I_{R3-4} = \sqrt{\left[\frac{(-U - u_c(t_2))}{Z}\right]^2 + I^2} \quad (11)$$

stąd

$$t_{3-4} = \sqrt{LC} \arcsin\left(\frac{I}{I_{R3-4}}\right) \quad (12)$$

Podstawiając do równania (8) za czas t wartość przedziału czasu t_{3-4} obliczoną na podstawie równania (12) otrzymujemy wartość $u_c(t_4)$. W przedziale czasu t_{5-7} obowiązują zależności

$$u_{c5-7} = u_c(t_4) \cos(\omega_R t) \quad (13)$$

$$i_{L5-7} = I_{R5-7} \sin(\omega_R t) \quad (14)$$

gdzie amplituda prądu rezonansowego w przedziale czasu t_{5-7} wynosi

$$I_{R5-7} = -\frac{u_c(t_4)}{Z} \quad (15)$$

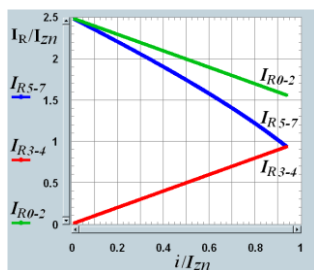
przy czym

$$t_{5-7} = \frac{T_R}{2} - \sqrt{LC} \arcsin\left(\frac{I}{I_{R5-7}}\right) \quad (16)$$

Przedstawione zależności określające wartość amplitud prądów rezonansowych oraz napięć kondensatora C zostaną zastosowane do graficznego wyznaczenia maksymalnej wartości prądu obciążenia, dla której spełnione są warunki komutacji typu ZCS.

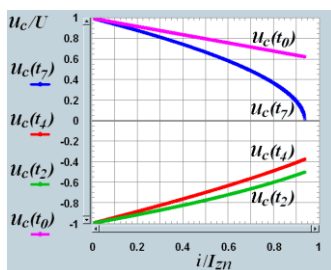
Zmiany unormowanej wartości amplitud prądów I_R oraz napięć u_c w funkcji prądu obciążenia przedstawiono na rys. 5, 6.

Z rys. 5 wynika, że amplituda prądu rezonansowego I_{R5-7} szybko maleje wraz ze wzrostem wartości prądu obciążenia. Wyłączenie tranzystora głównego w warunkach zerowego prądu staje się niemożliwe jeśli amplituda unormowanego prądu rezonansowego $I_{R5-7}/I_{zn} < 1$ (czyli $I_{R5-7} < I_{zn}$). Na podstawie rys. 5 można stwierdzić, że taka sytuacja ma miejsce gdy $i/I_{zn} > 0,9$. Oznacza to, że zakres zmian prądu obciążenia, w którym zachodzi komutacja typu ZCS jest o 10% niższy od zakładanego na etapie projektowania. Różnica ta jest spowodowana tym, że cały proces projektowania wartości elementów obwodu rezonansowego przeprowadza się pod kątem procesu załączenia tranzystora głównego, a nie uwzględnia się różnic występujących w procesie wyłączania.



Rys. 5. Unormowane wartości amplitud prądów rezonansowych w funkcji prądu obciążenia

Fig.5. Normalized values of the resonant current amplitude versus load current



Rys. 6. Unormowane wartości napięć kondensatora C w funkcji prądu obciążenia

Fig.6. Normalized values of the capacitor C voltage versus load current

W celu wyznaczenia wartości elementów obwodu rezonansowego stosuje się kryterium minimum energii oscylującej w obwodzie rezonansowym [18] znane dla falownika McMurraya. Funkcja opisująca energię osiąga minimum jeśli współczynnik $x=I/I_m$ wynosi $x=2/3$. I_m oznacza amplitudę prądu rezonansowego. Podstawiając za I_m prąd I_{R0-2} wyrażony równaniem (4) po przekształceniu otrzymuje się równanie na wartość impedancji charakterystycznej

$$Z = \frac{xU}{(1+x)I} \quad (18)$$

Znając wartości: napięcia zasilania falownika U , amplitudy znamionowej fazowego prądu obciążenia $I = I_{fRMSzn} \sqrt{2}$ oraz okresu rezonansowego T można łatwo obliczyć wartości elementów obwodu rezonansowego L, C

$$L = \frac{TZ}{2\pi} \quad (19)$$

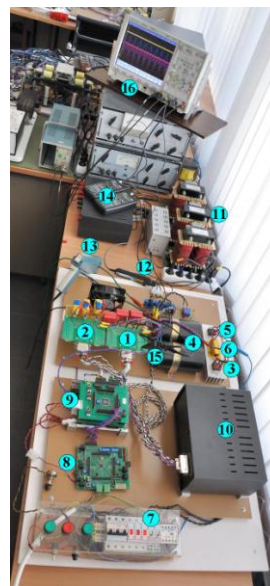
$$C = \frac{T}{2\pi Z} \quad (20)$$

Otrzymane w ten sposób wartości elementów zapewniają minimum energii oscylującej w obwodzie rezonansowym w procesie załączenia tranzystora głównego. Przeprowadzona analiza matematyczna jednoznacznie wykazała, że taka procedura projektowa nie pozwala na wyłączenie tranzystora głównego w warunkach ZCS w pełnym zakresie zmian wartości prądu obciążenia.

4. Badania eksperymentalne

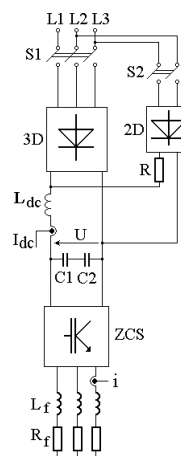
Badania eksperymentalne przeprowadzono na trójfazowym falowniku biegunowym o komutacji typu ZCS pokazanym na rys. 7. Jest to falownik o mocy 1,5kW, zasilany bezpośrednio z sieci trójfazowej. Rys. 8 przedstawia schemat blokowy stanowiska badawczego. Głównymi elementami stanowiska badawczego są: 1-falownik główny, 2-falownik pomocniczy, 3- trójfazowy mostek prostowniczy w układzie gwiazdowym, 4-bateria kondensatorów elektrolitycznych C1, C2, 5-pomocniczy mostek prostowniczy 2D obwodu wstępnego ładowania kondensatorów C1,C2, 6-rezystor wstępnego ładowania R, 7-zespół styczników S1, S2 8- nadrzędny modulator PWM, 9-układ sterowania falownika rezonansowego,

10-zasilacz obwodów elektronicznych, 11-dławiki obwodu obciążenia L_f , 12-sonda do pomiaru wartości fazowego prądu obciążenia Agilent N2783A 13-sonda do pomiaru wartości prądu w obwodzie DC Tektronix A6303, 14-cewki Rogowskiego CWT15B do pomiaru wartości prądów rezonansowych, sonda do pomiaru wartości napięcia Tektronix P5120, 16-oscylloskop Agilent MSO7034A.



Rys. 7. Stanowisko badawcze

Fig. 7. Research station



Rys. 8. Schemat stanowiska badawczego

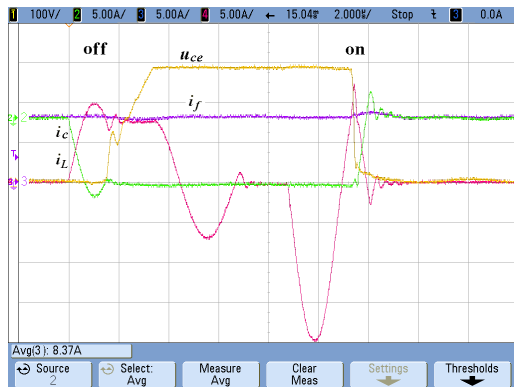
Fig. 8. The diagram of the research station

Na etapie projektowania wartości elementów obwodu rezonansowego przyjęto następujące założenia: średnia wartość napięcia wyprostowanego $U=270$ V, wartość amplitudy fazowego prądu obciążenia $I = I_{fRMSzn} \sqrt{2} = 7\sqrt{2} = 9,9$ A, wartość okresu rezonansowego $T_R=4,0$ μ s. Na podstawie zależności (18), (19), (20) obliczono: $L=6,9$ μ H, $C=58,4$ nF.

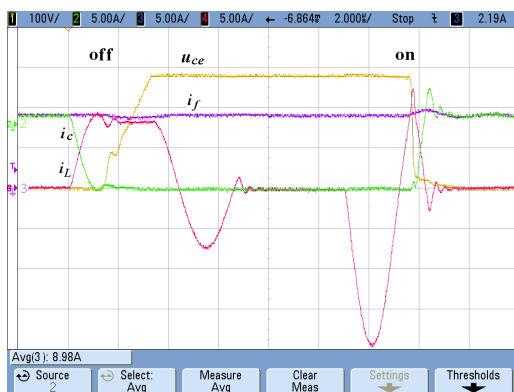
Na rys. 9, 10, 11 przedstawiono eksperymentalne przebiegi prądów i napięć podczas jednego cyklu załączenia i wyłączenia tranzystora głównego dla różnych wartości amplitudy prądu obciążenia.

Na rys. 9 można zauważyć, że proces wyłączenia tranzystora głównego nastąpił w warunkach zerowego prądu. Amplituda prądu rezonansowego była większa od prądu obciążenia $i_L > i_f$, a prąd kolektora tranzystora głównego i_c zmienił znak na ujemny, co umożliwiło wejście do przewodzenia jego diody równoległej. Na rys. 10 przedstawiono graniczny przypadek ($i_f=9$ A), w którym amplitudy prądu rezonansowego oraz obciążenia są sobie

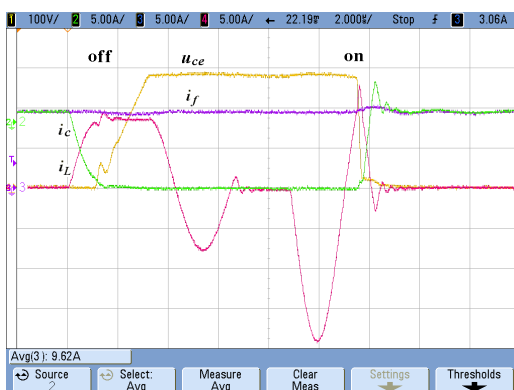
równe $i_L = i_f$. Dla prądów obciążenia o amplitudzie wyższej od 9 A (rys. 11) w procesie wyłączenia występuje komutacja twarda tranzystora głównego. Wyłączany jest prąd o wartości i_f , i_L , co wiąże się z większymi stratami dynamicznymi.



Rys. 9. Przebiegi: napięcia kolektor-emit u_{ce} , prądu kolektora i_c , prądu w indukcyjności rezonansowej i_L oraz fazowego prądu obciążenia $i_f = 8,4$ A
Fig. 9. Collector-emitter voltage u_{ce} , collector current i_c , resonant inductor current i_L and phase load current $i_f = 8,4$ A



Rys. 10. Przebiegi: napięcia kolektor-emit u_{ce} , prądu kolektora i_c , prądu w indukcyjności rezonansowej i_L oraz fazowego prądu obciążenia $i_f = 9$ A
Fig. 10. Collector-emitter voltage u_{ce} , collector current i_c , resonant inductor current i_L and phase load current $i_f = 9$ A



Rys. 11. Przebiegi: napięcia kolektor-emit u_{ce} , prądu kolektora i_c , prądu w indukcyjności rezonansowej i_L oraz fazowego prądu obciążenia $i_f = 9,6$ A
Fig. 11. Collector-emitter voltage u_{ce} , collector current i_c , resonant inductor current i_L and phase load current $i_f = 9,6$ A

5. Wnioski

Zarówno przeprowadzona analiza matematyczna jak i wyniki badań eksperymentalnych falownika biegunowego typu ZCS pokazują, że dla prądów obciążenia o wartości bliskiej znamionowej, proces wyłączenia tranzystora głównego w warunkach zero-

wego prądu jest niemożliwy. Wykazano, że standardowa procedura projektowania wartości elementów obwodu rezonansowego nie uwzględnia spadku amplitudy prądu rezonansowego wraz ze wzrostem prądu obciążenia. Dla prądów obciążenia o wartości większej od 0,9 wartości znamionowej, wyłączenie tranzystora głównego w warunkach ZCS jest niemożliwe. Pominięcie tego zjawiska prowadzi do znacznego wzrostu strat dynamicznych. Rozwiązaniem tego problemu, jest przyjęcie do obliczeń wartości elementów obwodu rezonansowego wartości prądu obciążenia o 10% większej od znamionowej.

6. Literatura

- [1] Pickert V., Johnson C. M.: Three-phase Soft-switching Voltage Source Converters for Motor Drives Part1: Overview and analysis. In Proceedings of IEEE Electric Power Applications, Vol. 146, No. 2, 1999, pp.147-154.
- [2] Dawidziuk J.: „Analiza strat mocy w biegunowych falownikach napięcia”. Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, Białystok 2002.
- [3] Dong W., Choi J., Li Y., Yu H., Lai J., Boroyevich D., Lee F.C.: Efficiency considerations of load side soft-switching inverters for electric vehicle applications. In Proceedings of IEEE-APEC, 2000, pp. 1049-1056.
- [4] De Doncker R. W., Lyons J.P.: The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter. In Proceedings of IEEE-IAS, 1990, pp. 1228-1235.
- [5] Sun P., Lai J. S., Qian H., Yu W., Smith C., Bates J.: High Efficiency Three-Phase Soft-Switching Inverter for Electric Vehicle Drives. In Proceedings of Vehicle Power and Propulsion Conference VPPC '09, 2009, pp. 761-766.
- [6] Sun P., Lai J. S., Yu H. Q. W., Smith Ch., Bates J., Arnet B., Litvinov A., Leslie S.: Efficiency Evaluation of A 55 kW Soft-Switching Module Based Inverter for High Temperature Hybrid Electric Vehicle Drives Application. In Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, pp.474-479.
- [7] de Oliveira Stein C. M., Gründling H. A., Pinheiro H., Pinheiro J. R., Hey H. L.: Zero-Current and Zero-Voltage Soft-Transition Commutation Cell for PWM Inverters, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 19, No. 2, March 2004, pp.396, 403.
- [8] Pan S., Pan J.: A Novel Zero-Voltage Switching Resonant Pole Inverter. In Proceedings of Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International, Vol 2, pp.1-5.
- [9] Hinrichesen F., Candors W.-R.: The resonant commutated twin pole inverter. In Proceedings of. IEEE-PESC 2008 pp. 1414-1420.
- [10] Toda H., Yamamoto M.: 1/3 Weight Core of A Capacitor-Less ARCP Method Three-Phase Voltage Source Soft-Switching Inverter suitable for EV. In Proceedings of Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, pp. 4101-4106.
- [11] McMurray W.: SRC Inverter Commutated by Auxiliary Impulse. IEEE Trans. on Communications and Electronics, Vol. 8-75 Nov/Dec., 1964, pp. 824-829.
- [12] McMurray W.: Thyristor Commutation in DC Choppers – a Comparative Study Transaction on Industry Applications, Vol. 14-6, 1978, pp. 547-558.
- [13] Hua G., Yang E., Jiang Y., Lee F. C.: Novel Zero-Current-Transition PWM Converters for High Power Applications. In Proceedings of IEEE-PESC, 1993, pp. 538-544.
- [14] Mao H., Lee F. C., Zhou X., Boroyevich D.: Improved Zero-Current – Transition Converters for High Power Applications. In Proceedings of IEEE-IAS, 1996, pp. 1145-1152.
- [15] Li Y., Lee F. C.: Design Considerations for a 50 kW Soft-Transition Inverter with Zero-Current and Near-Zero-Voltage Switching. In Proceedings of IEEE-APEC, 2001, pp. 931-937.
- [16] Bedford B. D., Hoft R. G.: Principles of inverter circuits. New York-London-Sydney 1964.
- [17] Karyś S.: Analiza strat trójfazowego falownika o komutacji miękkiej ZCS sterowanego metodą PWM. Elektronika, konstrukcje, technologie zastosowania. Warszawa 2009, nr 9, pp. 152-156.
- [18] Tunia H., Winiarski B.: Energoelektronika, WNT, Warszawa 1964.