

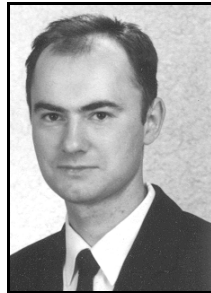
Sławomir KARYŚ

POLITECHNIKA ŚWIĘTOKRZYSKA W KIELCACH, KATEDRA ENERGEOELEKTRONIKI

Wpływ metody sterowania na straty mocy w falowniku napięcia o komutacji miękkiej typu ZVS z dławikami sprzężonymi

Dr inż. Sławomir KARYŚ

Tytuł magistra inżyniera otrzymał w 1991 roku na Politechnice Świętokrzyskiej w Kielcach gdzie również obronił w 2001 roku pracę doktorską. Jego główne zainteresowania naukowe dotyczą falowników stosowanych w napędach pojazdów elektrycznych i hybrydowych.



e-mail: enesk@tu.kielce.pl

Streszczenie

W artykule poddano analizie matematycznej wpływ metody sterowania na straty mocy trójfazowego falownika o komutacji miękkiej typu ZVS z dławikami sprzężonymi. Przeprowadzona analiza pozwala oszacować wartość o jaką można zredukować straty mocy w łącznikach analizowanego przekształtnika dzięki zastosowaniu metody sterowania o zmiennym czasie trwania sygnałów sterujących - uzależnionym od wartości chwilowej prądu obciążenia. W klasycznej metodzie sterowania czas trwania i położenie sygnałów sterujących jest stałe, niezależne od wartości chwilowej prądu fazowego odbiornika. W efekcie gromadzona jest nadmierna energia w elementach obwodu rezonansowego, której cyrkulacja powoduje straty mocy. Zastosowanie uproszczonego modelu strat pozwoliło na uzyskanie bezpośrednich wyrażeń matematycznych opisujących straty w poszczególnych elementach falownika. Na ich podstawie konstruktor może szybko obliczyć straty oraz sprawność falownika w funkcji: prądu obciążenia, częstotliwości przełączania, parametrów wybranych łączników energoelektronicznych. Na przykładzie konkretnego falownika pokazano, że precyzyjne sterowanie czasem trwania i położeniem sygnałów sterujących umożliwia istotne ograniczenie strat mocy.

Słowa kluczowe: przełączenie miękkie, ZVS.

Influence of control method on power loss of the inductor-coupled voltage-source ZVS soft-commutated inverter

Abstract

This paper presents mathematical analysis of the inductor-coupled voltage-source soft-commutated inverter as regards to control method. The analysis makes it possible to estimate the reduction of the power loss in the switches of the analysed inverter, by using the variable-time control method - depending on instantaneous value of the load current. At classical control method the duration and the location of the control signals are constant, independent of the instantaneous value of the load current. In the result, superfluous energy has been accumulated in the resonant tank elements. Energy circulation produces power loss. Loss in particular inverter elements is directly expressed by mathematical equation thanks to the simplified model of the power loss. Designer can quickly compute the loss and efficiency versus the load current, switching frequency, and parameters of switches. On the example of the definite inverter it is shown that precise control of the duration and location of the control signals contributes to real power loss reduction.

Keywords: soft switching, ZVS.

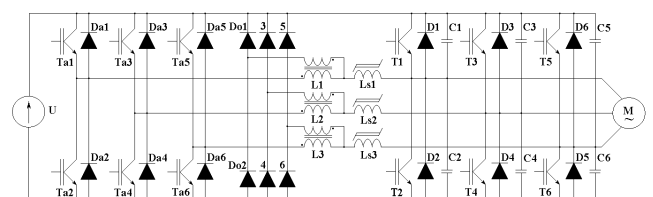
1. Wprowadzenie

Wśród wielu rozwiązań trójfazowych falowników napięcia o komutacji miękkiej, sterowanych metodą PWM na szczególną uwagę zasługują następujące falowniki: biegunowy o komutacji typu ZCS, z łącznikami pomocniczymi - ARCP o komutacji typu

ZVS, oraz falownik z dławikami sprzężonymi również o komutacji typu ZVS. Falowniki te mogą być sterowane nowoczesnymi metodami wektorowymi. Charakteryzują się wysoką - ponad 95% sprawnością, osiąganą w warunkach znamionowych [1]. Mogą współpracować z dowolnym nadrzędnym układem sterowania ponieważ są wyposażone w autonomiczny sterownik. Ze względu na wymienione zalety, falowniki rezonansowe tego typu mogą znaleźć szerokie zastosowanie w napędach pojazdów elektrycznych oraz napędach dużej mocy.

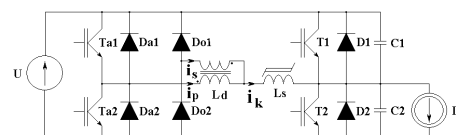
Ciekawą właściwością dwóch z wymienionych falowników (przełączanych w warunkach zerowego napięcia -ZVS) jest możliwość dodatkowego podniesienia sprawności poprzez zastosowanie zmodyfikowanego algorytmu sterowania. Zostanie to szerzej wyjaśnione w dalszej części artykułu. W literaturze światowej można znaleźć nieliczne artykuły opisujące ów algorytm sterowania [2, 3] brak jest natomiast publikacji przedstawiających analizę porównawczą sprawności falownika z dławikami sprzężonymi sterowanego metodą klasyczną i zmodyfikowaną. Umożliwiła by ona ocenę, czy stosowanie złożonego algorytmu sterowania jest opłacalne. W artykule [1] autorzy opracowali modele strat różnych typów falowników sterowanych klasycznie i przez badania symulacyjne wytypowali rozwiązania charakteryzujące się najwyższą sprawnością. Zamieszczono również wykresy, na których porównano straty dwóch falowników (w tym z dławikami sprzężonymi) ze względu na metodę sterowania, ale bez jakichkolwiek zależności matematycznych, które umożliwiły by weryfikację uzyskanych wyników.

Najczęściej spotykana odmiana falownika o komutacji miękkiej z dławikami sprzężonymi przedstawiona jest na rys. 1. Schemat zastępczy jednej fazy przedstawiono na rys. 2.



Rys. 1. Trójfazowy falownik napięcia o komutacji miękkiej ZVS z dławikami sprzężonymi

Fig. 1. The three-phase inductor-coupled voltage-source soft-commutated ZVS inverter

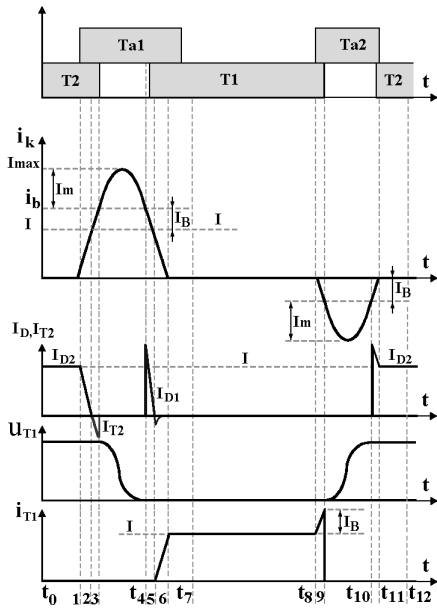


Rys. 2. Schemat zastępczy jednej fazy falownika napięcia z dławikami sprzężonymi

Fig. 2. The equivalent circuit of single-phase inductor-coupled voltage-source ZVS inverter

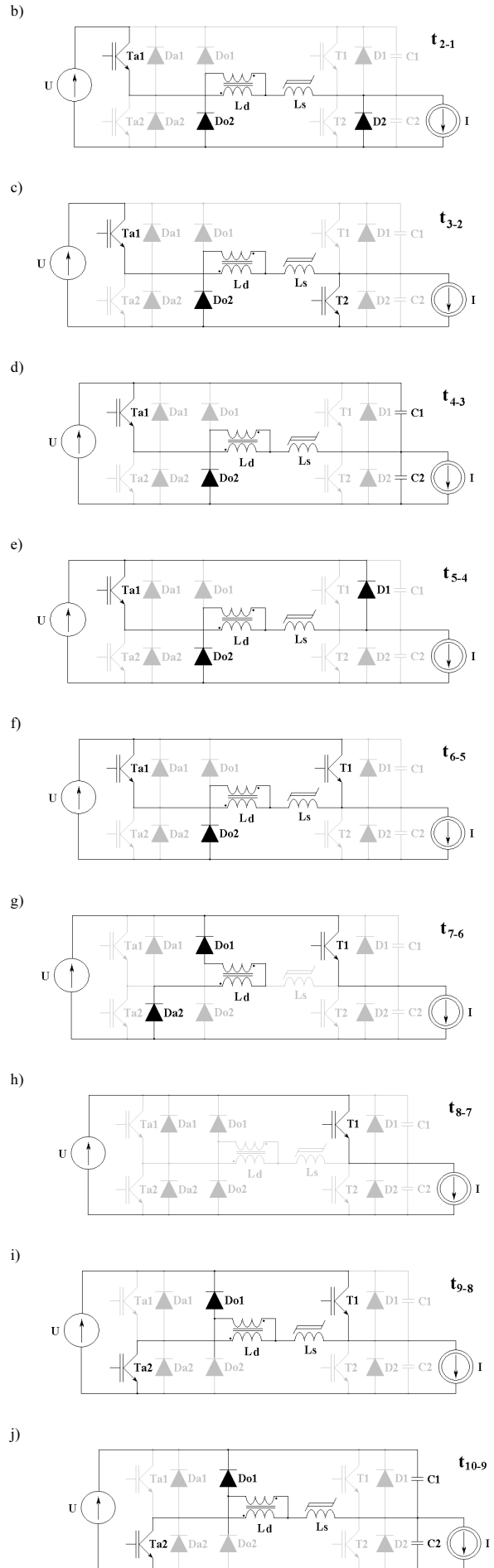
Falownik składa się z tranzystorów głównych T1, T2 wyposażonych w diody równoległe D1, D2 oraz tranzystory pomocnicze Ta1, Ta2 z diodami równoległymi Da1 i Da2. Dławik sprzężony Ld oraz kondensatory C1, C2 stanowią elementy obwodu rezonansowego. Dławik Ls pracuje w nasyceniu i służy do tłumienia przepięć podczas zaniku prądu w gałęzi pomocniczej. Diody Do1 i Do2 są niezbędne do poprawnej pracy dławika sprzężonego.

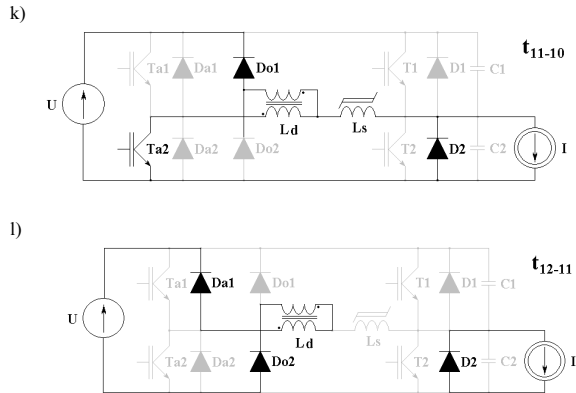
Sygnaly sterujące wraz z przebiegami prądów i napięć w charakterystycznych punktach układu przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Sygnaly sterujące oraz przebiegi prądów i napięć
Fig. 3. The waveforms of control signals, current and voltage

Sterowanie prezentowanego falownika przebiega w sposób znany z falownika o komutacji miękkiej typu ARCP [4, 5, 6]. Zasadę działania ilustrują rysunki 4a...4l. Jeśli prąd obciążenia jest zgodny z rys. 2, to proces załączenia tranzystora T1 rozpoczyna włączenie tranzystora pomocniczego Ta1 (chwila t_1 – rys. 4b). Prąd i_k w gałęzi pomocniczej z dławikiem L_d narasta liniowo. W chwili t_2 osiąga wartość prądu obciążenia i narasta do wartości I_B (chwila t_3 , rys. 4c). Dla typowej wartości przekładni zwojowej dławika wynoszącej 1:1, przez tranzystor pomocniczy Ta1 oraz diodę Do2 płynie połowa prądu i_k . Wyłączenie tranzystora T2 rozpoczyna proces przeładowania rezonansowego kondensatorów C1, C2 (przedział t_{4-3} , rys. 4d). W chwili t_4 kondensator C1 jest w pełni rozładowany, wchodzi do przewodzenia dioda D1 (rys. 4e). W przedziale czasu $t_{6,5}$ następuje włączenie tranzystora głównego w warunkach zerowego napięcia (rys. 4f). Prąd w gałęzi pomocniczej dalej maleje liniowo, w chwili t_6 osiąga wartość zero. Tranzystor pomocniczy T1a można wyłączyć w warunkach zerowego prądu. Ponieważ gałąź magnesująca dławika L_d zgromadziła energię, a dławik L_s ma bardzo dużą impedancję, do przewodzenia wchodzi dioda Da2, Do1 (rys. 4g). W chwili t_7 prąd w gałęzi magnesującej zanika do zera. Proces załączenia tranzystora T1 jest zakończony (rys. 4h). Przy małych prądach obciążenia proces wyłączenia tranzystora T1 rozpoczyna włączenie tranzystora pomocniczego Ta2 (chwila t_8 , rys. 4i). Prąd w gałęzi pomocniczej narasta liniowo i w chwili t_9 osiąga wartość I_B . Po wyłączeniu tranzystora T1 w warunkach zerowego napięcia, rozpoczyna się proces przeładowania rezonansowego kondensatorów C1, C2 (przedział czasu t_{10-9} , rys. 4j), prąd I_B zapewnia pełne ich przeładowanie. W przedziale czasu t_{11-10} następuje włączenie tranzystora T2 w warunkach zerowego napięcia. Ze względu na kierunek prądu obciążenia do przewodzenia wchodzi dioda D2 (rys. 4k). Prąd w gałęzi magnesującej dławika L_d zanika przez diody Da1, Do2 (rys. 4l).





Rys. 4. Komutacja dioda – łącznik a) – h) oraz łącznik – dioda przy małym prądzie obciążenia h) – l)

Fig. 4. Commutation from diode to switch a) – h) and from switch to diode at low load current h) – l)

Prąd dodatkowy I_B (rys.3) ma za zadanie skompensować straty powstałe w obwodzie rezonansowym, zatem musi spełniać zależność (1).

$$\frac{LI_B^2}{2} \geq T_R/2 \int_0^T i_r^2 R dt \quad (1)$$

gdzie: R - rezystancja obwodu rezonansowego, $i_r = I_m \sin(\omega t)$ - prąd w obwodzie rezonansowym. Stąd po przekształceniu

$$I_B \geq \frac{U}{2Z} \sqrt{\frac{\pi}{Q}} \quad (2)$$

gdzie: U - napięcie zasilania, $Z = \sqrt{L/C}$ - impedancja charakterystyczna obwodu rezonansowego, $Q = Z/R$ - współczynnik dobroci, $C_1 = C_2 = 2C$, $L = 2Ld$ dla przekładni zwojowej $g = 1/1$.

W przedziale czasu t_{3-1} suma wartości prądu dodatkowego I_B oraz prądu dławika po stronie pierwotnej wynosi

$$i_b = \frac{1}{1+g} i + I_B \quad (3)$$

gdzie: i - wartość chwilowa prądu obciążenia, g - współczynnik przekładni zwojowej dławika sprzężonego.

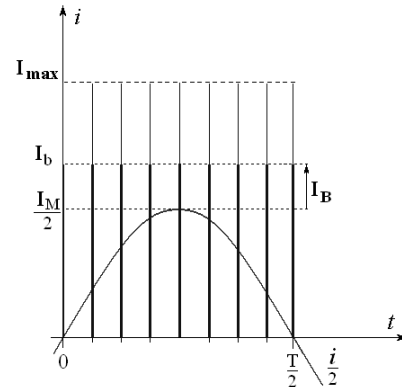
W dalszej części artykułu są przedstawione zależności dla najczęściej spotykanego współczynnika przekładni zwojowej $g=1$. Dla odbiorników prądu przemiennego $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$. Wynika stąd, że wartość prądu i_b powinna zmieniać się w ślad za wartością chwilową prądu obciążenia. Wymaga to obliczania czasu t_{3-1} zgodnie z zależnością (4)

$$t_{3-1} = \frac{L}{U} i_b \quad (4)$$

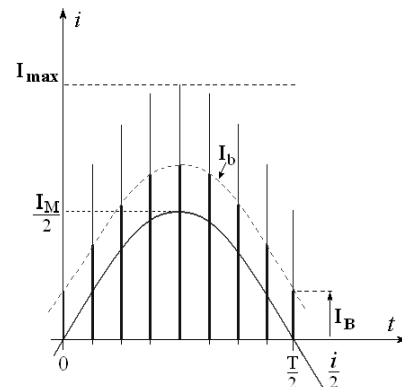
W powszechnie stosowanych – klasycznych metodach sterowania przyjmowano stały czas trwania sygnałów sterujących. Dzięki takiemu założeniu otrzymuje się prosty do realizacji układ sterowania, jednak prąd i_b jest dostrojony zawsze do wartości maksymalnej prądu obciążenia $i_b = 0,5I_M + I_B$. Prowadzi to do niepotrzebnych cyrkulacji energii w falowniku, co z kolei jest przyczyną nadmiernych strat mocy. Na rys. 5 pokazano przykładowy prąd i_b na tle półokresu prądu obciążenia przy zastosowaniu klasycznej metody sterowania o stałym czasie trwania sygnałów sterujących. Natomiast rys.6 przedstawia przebieg prądu i_b przy zastosowaniu metody o zmiennym czasie trwania sygnałów sterujących. Z porównania obu rysunków można wprost zauważyć, że przy zasto-

sowaniu drugiej metody sterowania, wartości prądu w kolejnych chwilach przełączeń zmieniają się wraz z prądem obciążenia od wartości I_B do I_{max} , dzięki czemu można się spodziewać, że straty w elementach pomocniczych, a także głównych będą mniejsze.

Dokładne sterowanie wartością prądu i_b można osiągnąć przy zastosowaniu układów logiki programowalnej CPLD, ponieważ umożliwia ona sterowanie z rozdzielczością kilkudziesięciu ns. W układzie tego typu realizuje się szereg liczników odmierzających niezbędne czasy i sekwencje sygnałów sterujących. Jak wynika z zależności (4), dodatkowy układ pomiarowy musi mierzyć bieżącą wartość prądu obciążenia, oraz wartość napięcia zasilania U . Koszty budowy tego typu złożonych układów sterujących ciągle spadają. W dalszej części artykułu przeprowadzona zostanie analiza matematyczna sprawności falownika w zależności od zastosowanej metody sterowania.



Rys. 5. Prąd i_b przy zastosowaniu klasycznej metody sterowania
Fig. 5. Current i_b for classic control



Rys. 6. Prąd i_b przy zastosowaniu metody sterowania o zmiennym czasie trwania sygnałów sterujących
Fig. 6. Current i_b for variable-time control

2. Analiza strat mocy

Analiza strat mocy została przeprowadzona przy pomocy uproszczonego modelu łącznika (5) oraz diody (6)

$$U_{CE} = U_T + R_{CE} i \quad (5)$$

$$U_{AK} = U_D + R_{AK} i \quad (6)$$

gdzie: U_T , U_D – spadek napięcia odpowiednio na tranzystorze oraz diodzie przy zerowym prądzie przewodzenia, R_{CE} , R_{AK} – wartość średnia rezystancji dynamicznych tranzystora i diody.

Zastosowany model strat jest adekwatny do postawionego zadania - umożliwia wyprowadzenie zależności analitycznych, na podstawie których można porównać wpływ obu analizowanych

metod sterowania na sprawność falownika. Straty mocy dzieli się na straty związane z procesem przełączania oraz przewodzenia. Straty przełączania tranzystorów opisuje równanie (7) natomiast wyłączenia (8).

$$P_{on} = f_s E_{on} = f_s k_{on} I \quad (7)$$

$$P_{off} = f_s E_{off} = f_s k_{off} I \quad (8)$$

gdzie: f_s – częstotliwość przełączania tranzystorów głównych, I – prąd przełączany, E_{on} – straty energii przy załączeniu tranzystora, E_{off} – straty przy wyłączeniu tranzystora, k_{on} , k_{off} – stałe.

Straty przewodzenia głównych elementów półprzewodnikowych falownika przy zastosowaniu modulacji wektorowej SVM i sinusoidalnej SPWM są w przybliżeniu równe, jeśli w efekcie zastosowanej modulacji pierwsze harmoniczne napięcia wyjściowego są równe [7]. Założenie to szczególnie sprawdza się w ocenie strat falowników dużej mocy. Zależność (9) opisuje straty przewodzenia w tranzystorach, zaś zależność (10) w diodach.

$$P_{CT} = \frac{U_T I_M}{2} \left(\frac{1}{\pi} + a \cos \varphi \right) + \frac{R_{CE} I_M^2}{2} \left(\frac{1}{8} + \frac{1}{3\pi} a \cos \varphi \right) \quad (9)$$

$$P_{CD} = \frac{U_D I_M}{2} \left(\frac{1}{\pi} - a \cos \varphi \right) + \frac{R_{AK} I_M^2}{2} \left(\frac{1}{8} + \frac{1}{3\pi} a \cos \varphi \right) \quad (10)$$

gdzie: a – współczynnik modulacji amplitudowej, I_M – amplituda prądu obciążenia, $\cos \varphi$ – współczynnik mocy.

Straty przewodzenia w sześciu tranzystorach głównych wraz z diodami określa wyrażenie (11)

$$P_C = 6(P_{CT} + P_{CD}) \quad (11)$$

Natomiast straty przewodzenia w łącznikach pomocniczych wyraża równanie (12)

$$P_{CA} = 3 \left[I_{avA} (U_T + U_D) + I_{rmsA}^2 (R_{CE} + R_{AK}) \right] \quad (12)$$

gdzie: I_{avA} , I_{rmsA} – odpowiednio: wartość średnia i skuteczna prądu w łączniku pomocniczym.

Przy założeniu, że nadrzędny algorytm sterowania falownika wykorzystuje metodę SVM wartość średnia prądu w łącznikach pomocniczych jest wyrażona przez równanie (13), a wartość skuteczna przez wyrażenie (14)

$$I_{avA} = \frac{2}{3} (2I_{av3-1} + I_{av4-3} + 2I_{av9-8} + I_{av10-9}) \quad (13)$$

$$I_{rmsA} = \sqrt{\frac{2}{3} (2I_{rms3-1}^2 + I_{rms4-3}^2 + 2I_{rms9-8}^2 + I_{rms10-9}^2)} \quad (14)$$

gdzie: I_{av3-1} , I_{av4-3} , I_{av9-8} , I_{av10-9} , I_{rms3-1} , I_{rms4-3} , I_{rms9-8} , $I_{rms10-9}$ – wartości średnie i skuteczne prądów w odpowiednich przedziałach czasu.

W zależności od zastosowanej metody sterowania otrzymuje się różne wyrażenia określające wartości średnie i skuteczne prądów w równaniach (13) i (14). Ze względu na ograniczoną ilość miejsca zostaną przedstawione końcowe zależności opisujące prądy będące składnikami wymienionych równań. Wartości średnie prądów wyrażają wzory od (15) do (18) natomiast wartości skuteczne równania od (19) do (22). W przypadku klasycznej metody sterowania prąd $i_b = 0,5I_M + I_B$, natomiast w przypadku metody o zmiennym czasie trwania sygnałów sterujących $i_b = 0,5I_M \sin(\omega t - \varphi) + I_B$.

$$I_{av3-1} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{3-1}} \frac{I_b}{t_{3-1}} dt = I_b \frac{t_{3-1}}{2T_S} = \frac{I_b}{2} \delta_{3-1} \quad (15)$$

$$I_{av4-3} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_R/2} (I_b + I_m \sin(\omega_R t)) dt = \left(\frac{I_b}{2} + \frac{I_m}{\pi} \right) \delta_R \quad (16)$$

$$I_{av9-8} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{9-8}} \frac{I_B}{t_{9-8}} dt = I_B \frac{t_{9-8}}{2T_S} = \frac{I_B}{2} \delta_{9-8} \quad (17)$$

$$I_{av10-9} = \left(\frac{I_B}{2} + \frac{I_m}{\pi} \right) \delta_R \quad (18)$$

$$I_{rms3-1} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_{3-1}} \left(\frac{I_b}{t_{3-1}} \right)^2 dt} = I_b \sqrt{\frac{\delta_{3-1}}{3}} \quad (19)$$

$$I_{rms4-3} = \sqrt{\frac{T_R}{T_S} \left(\frac{I_m^2}{4} + \frac{I_m I_b}{\pi} + \frac{I_b^2}{2} \right)} = \sqrt{\left(\frac{I_m^2}{4} + \frac{2I_m I_b}{\pi} + \frac{I_b^2}{2} \right)} \delta_R \quad (20)$$

$$I_{rms9-8} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_{9-8}} \left(\frac{I_B}{t_{9-8}} \right)^2 dt} = I_B \sqrt{\frac{\delta_{9-8}}{3}} \quad (21)$$

$$I_{rms10-9} = \sqrt{\left(\frac{I_m^2}{4} + \frac{2I_m I_b}{\pi} + \frac{I_b^2}{2} \right)} \delta_R \quad (22)$$

gdzie:

$$t_{3-1} = \frac{L}{U} i_b, \quad t_{9-8} = \frac{L}{U} I_B, \quad T_R = 2\pi\sqrt{LC},$$

$$\delta_{3-1} = \frac{t_{3-1}}{T_S}, \quad \delta_{9-8} = \frac{t_{9-8}}{T_S}, \quad \delta_R = \frac{T_R}{T_S}, \quad T_S = \frac{1}{f_S},$$

$$NT_S = T, \quad n \in (1; N).$$

Ponieważ tranzystor główny T1 jest załączany w warunkach zerowego napięcia straty powstałe podczas jego załączenia można pominąć. Dominującym składnikiem strat przełączania są straty związane z wyłączeniem tranzystorów głównych. Wartość średnia prądu dla tranzystora T2 występująca w równaniu (8) w przypadku metody klasycznej wyznacza się ze wzoru (23)

$$I_{avT2off} = \frac{4}{T} \int_0^{T/6} (I_M + I_B - i) dt = \frac{2}{3} I_B + I_M \left(\frac{2}{3} - \frac{1}{\pi} \right) \quad (23)$$

W metodzie ze zmiennym czasem trwania sygnałów sterujących prąd ten wyraża zależność (24)

$$I_{avT2off} = \frac{4}{T} \int_0^{T/6} I_B dt = \frac{2}{3} I_B \quad (24)$$

Wartość średnia prądu tranzystora T1 w procesie wyłączenia dla obu metod sterowania określona jest przez wzór (25)

$$I_{avT1off} = \frac{4}{T} \int_0^{T/6} (i + I_B) dt = \frac{2}{3} I_B + \frac{I_M}{\pi} \quad (25)$$

Proces załączenia i wyłączenia łączników obwodu pomocniczego odbywa się w warunkach zerowego prądu, stąd też straty przełączania w tych przyrządach można pominąć. Pominięto również straty związane z procesem rozładowania energii w gałęzi magnesyjnej dławika ze względu na ich znikomy udział w bilansie strat.

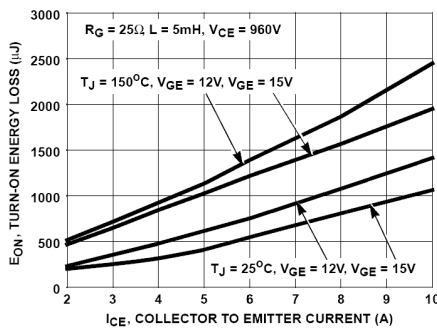
Do strat związanych z procesem przełączania należy również zaliczyć straty występujące w rezystancji R obwodu rezonansowego (26)

$$P_{ESR} = 3I_{rmsA}^2 R \quad (26)$$

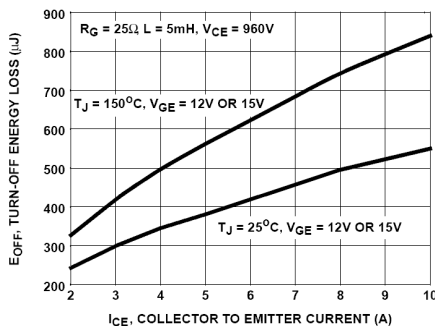
3. Obliczenia strat mocy

W niniejszym rozdziale przedstawiono wyniki badań symulacyjnych w oparciu o przedstawione zależności matematyczne z rozdziału 2. Sumaryczne straty mocy zostały obliczone jako suma wyrażeń (7), (8) oraz (11), (12). Obliczenia zostały przeprowadzone dla falownika, który jest obecnie budowany na bazie tranzystorów IGBT typu HG7G5N120BND ($I_{CMAX(25)}=21A$, $U_{BR}=1200V$). Przyjęto następujące parametry pracy falownika: $U=540V$, $I_M=10A$, $\cos\phi=0,85$, $f_s=20kHz$, $T_R=13.4\mu s$, $T=20ms$, $\alpha=0,8$.

Energię traconą podczas procesu załączenia i wyłączenia (występującą w wyrażeniach (7), (8)) można odczytać z wykresów na rys. 7 i 8, dostarczonych przez producenta – firmę Fairchild [8].

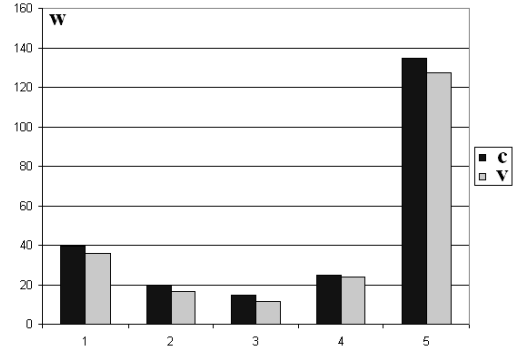


Rys. 7. Straty energii podczas załączenia
Fig. 7. Turn-on energy loss

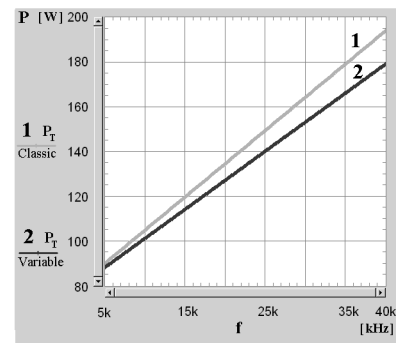


Rys. 8. Straty energii podczas wyłączenia
Fig. 8. Turn-off energy loss

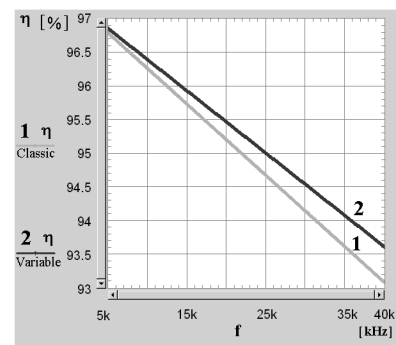
Na rys. 9 przedstawiono graficznie wyniki obliczeń strat mocy. Można zauważyć, że zastosowanie sterowania ze zmiennym czasem trwania sygnałów sterujących przyczynia się do zmniejszenia strat mocy. Efekt ten występuje w każdym z analizowanych składników strat. Na kolejnych rysunkach przedstawiono wpływ zmiany częstotliwości przełączania – rys. 10, 11 oraz prądu obciążenia – rys. 12, 13 na straty mocy oraz sprawność falownika dla obu analizowanych metod sterowania. Cyfrą 1 oznaczono przebiegi dla metody klasycznej, zaś cyfrą 2 dla metody o zmiennym czasie trwania sygnałów sterujących.



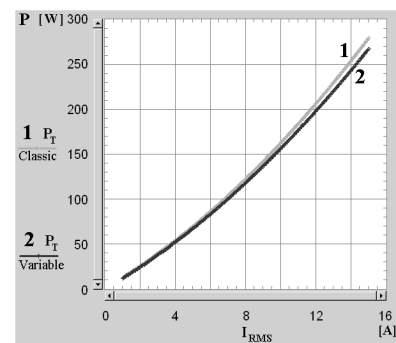
Rys. 9. Zestawienie strat mocy : 1 – P_{CT} przewodzenia tranzystorów głównych, 2 – P_{CA} przewodzenia tranzystorów pomocniczych, 3 – P_{ESR} w rezystancji obwodu rezonansowego, 4 – $P_{on}+P_{off}$ przełączania tranzystorów głównych, 5 – sumaryczne, ■ – metoda klasyczna, □ – metoda o zmiennym czasie trwania sygnałów sterujących
Fig. 9. Set of the loss: 1 – P_{CT} main conduction loss, 2 – P_{CA} auxiliary conduction, 3 – P_{ESR} , ESR, 4 – $P_{on}+P_{off}$ main switching, 5 – summary, ■ – classic, □ – variable timing control



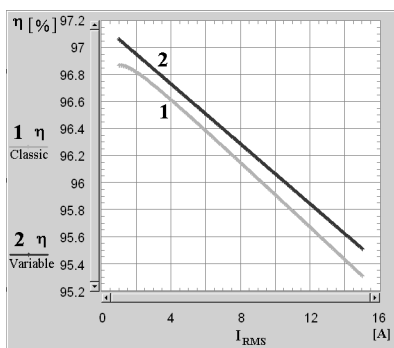
Rys. 10. Całkowite straty mocy w funkcji częstotliwości przełączania f_s , $I_M=10A$
Fig. 10. Total power loss versus the switching frequency f_s , $I_M=10A$



Rys. 11. Sprawność w funkcji częstotliwości przełączania f_s , $I_M=10A$
Fig. 11. Efficiency versus the switching frequency f_s , $I_M=10A$



Rys. 12. Całkowite straty mocy w funkcji prądu obciążenia, $f_s=20kHz$
Fig. 12. Total power loss versus value of the load current, $f_s=20kHz$



Rys. 13. Sprawność w funkcji prądu obciążenia, $f_s=20$ kHz
 Fig. 13. Efficiency versus value of the load current, $f_s=20$ kHz

4. Wnioski

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń można stwierdzić, że zastosowanie metody sterowania o zmiennym czasie trwania sygnałów sterujących wpływa na zmniejszenie strat mocy w analizowanym falowniku. Z rysunków od 10 do 13 wynika, że efekt ten jest bardziej znaczący przy pracy falownika z wyższymi częstotliwościami przełączania lub przy większych wartościach prądu obciążenia. Przykładowe symulacje przeprowadzono dla budowanego falownika, którego moc ze względów na koszt prototypu ograniczono do kilku kilowatów. Sprawność obliczeniowa falownika sterowanego metodą klasyczną wyniosła 95,2%, natomiast po zastosowaniu metody ze zmiennym czasem trwania sygnałów sterujących, sprawność wzrosła do 95,5%. Różnice uzyskane dla budowanego falownika wydają się niewielkie, jednak należy pamiętać, że głównym obszarem zastosowań tego typu falowników są napędy dużej mocy. W tym przypadku każde nawet niewielkie różnice oznaczają setki watów energii, którą trzeba odprowadzić z falownika poprzez system chłodzący. Można postawić pytanie o opłacalność stosowania bardziej złożonej metody sterowania. Nie wymaga ona dodatkowych czujników prądu – korzysta się z wbudowanych w falownik. Pomiar napięcia w gałęzi pośredniczącej, które jest składnikiem równań do obliczenia czasu trwania sygnałów sterujących, można zrealizować

niskim nakładem kosztów, za pomocą wzmacniaczy różnicowych. Układ sterowania tego typu falownika jest w obecnych czasach i tak budowany przy zastosowaniu struktur programowalnych, zatem cena układu cyfrowego pozostaje niezmienna. Koszt opracowania programu sterującego jest ponoszony jednorazowo na etapie opracowania prototypu. Z powyższych względów wydaje się zasadne stosowanie zaawansowanych metod sterowania podnoszących sprawność falownika z dławikami sprzężonymi. Przedstawiony model strat może znaleźć praktyczne zastosowanie na etapie założeń konstrukcyjnych do szybkiego oszacowania poziomu strat w poszczególnych łącznikach półprzewodnikowych w zależności od ich parametrów, prądu obciążenia lub częstotliwości przełączania.

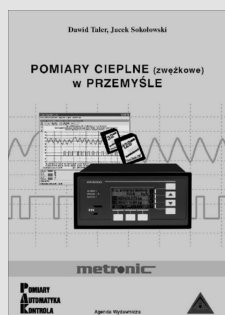
5. Literatura

- [1] 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. Proc. IEEE-APEC, 2000, pp. 1049-1056.
- [2] 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.
- [3] Pickert V., Johnson C.M.: DSP controlled auxiliary resonant commutated pole inverter without switch status sensors, Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference, p.p. 650-655
- [4] De Doncker R.W., Lyons J.P.: The auxiliary resonant commutated pole converter, IEEE IAS Conf. Rec.1990, pp. 1228-1235.
- [5] Dawidziuk J.: Analiza strat mocy w biegunowych falownikach napięcia, Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, Białystok 2002.
- [6] Citko T., Tunia H., Winiarski B.: Układy rezonansowe w energoelektronice, Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, Białystok 2001.
- [7] Kolar J. W., Etrl H., Zach F.C.: Influence of the modulation method on conduction and switching loss of a PWM converter system. IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 27, No6, Nov./Dec. 1991.
- [8] HGTG5N120BND, HGTP5N120BND Fairchild Semiconductors Datasheet, May 2003.

Artykuł recenzowany

INFORMACJE

Książka Wydawnictwa PAK



Książka „Pomiary cieplne (zwęzłkowe) w przemyśle” przedstawia problematykę pomiarów strumienia masy i ciepła płynów przepływających w przewodach przy użyciu węzłków pomiarowych. Książka przeznaczona jest dla inżynierów i techników zajmujących się zagadnieniami cieplno-przepływowymi w przemyśle, energetyce i ogrzewnictwie. W książce omówiono przyrządy i układy do pomiarów węzłkowych strumienia ciepła, produkowane przez firmę Metronic.

Zamówienia prosimy składać na adresy PAK:

Wydawnictwo PAK
 00-050 Warszawa, ul. Świętokrzyska 14A,
 tel./fax: 022 827 25 40

Redakcja PAK
 44-100 Gliwice, ul. Akademicka 10, p. 30b,
 tel./fax: 032 237 19 45
 e-mail: wydawnictwo@pak.info.pl