

Roman Dudek, Stanisław Kosiorowski, Andrzej Stobiecki, Marek Żuchowicz
AGH, Kraków

STEROWANIE PRĄDEM WZBUDZENIA SILNIKÓW TRAKCYJNYCH LOKOMOTYW KOPALNIANYCH

CONTROL OF THE FIELD CURRENT OF THE MINE LOCOMOTIVES' TRACTION MOTORS

Abstract: In the majority of electric trolley locomotives operated in Polish mines, a significant (3:1) main poles' field weakening in the traction machines is necessary. In the paper, special attention was paid to an analysis and results of laboratory tests of a transistor-based system designed for a pulse-mode control of the traction motors' excitation current of the locomotive type Ld31 (90 kW). A capacitor connected in parallel to the excitation winding of the traction motor is discharged through a resistor in the described system. Consequences of the significant differences in the current overload capacity of power transistors and SCR thyristors were presented. The relationships between a field weakening rate and an armature current for different switch duty ratios of the transistor were obtained on the basis of an approximate analysis of the system operation. The steady-state characteristic curves of the excitation current versus the armature current and power losses in the resistor were found using Maple computer algebra system. Results of the laboratory tests concerning the relationship between the excitation current and the armature current and selected oscillograms of the voltage and current waveforms were also shown.

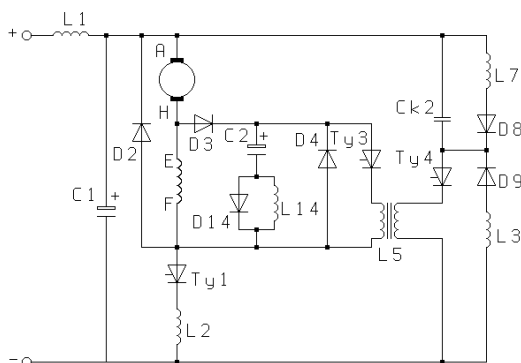
1. Wprowadzenie

W polskich kopalniach węgla, soli, rud miedzi, cynku i ołowiu eksploatowane są elektryczne lokomotywy przewodowe, napędzane dwoma silnikami szeregowymi prądu stałego o łącznej mocy od 60 do 100kW. Silniki tych lokomotyw zasilane są z sieci trakcyjnej prądu stałego o napięciu 250V, przy czym wahania napięcia sieci trakcyjnej mogą wynosić od -30% do +20%. W najczęściej użytkowanych typach lokomotyw (Ld31, Ld21) sterowanie prędkością obrotową silników odbywa się dwustrefowo. W pierwszej strefie regulację prędkości uzyskuje się poprzez zmianę wartości średniej napięcia na silniku, natomiast w drugiej strefie - powyżej charakterystyki naturalnej – sterowanie prędkością obrotową silnika wymaga znacznego (3:1) osłabiania pola magnetycznego biegunów głównych. Również z uwagi na cieplne warunki pracy uzwojenia wzbudzenia (przekrój) długotrwała praca silnika możliwa jest jedynie ze znacznym osłabianiem pola. Tyrystorowe układy sterowania prądem wzbudzenia silnika trakcyjnego [3] zwiększają koszt, gabaryty i masę urządzenia, toteż uzasadnione jest obecnie zastąpienie ich tranzystorowymi układami sterowania. Istotne różnice w przeciążalności prądowej tranzystorów i tyrystorów SCR skutkują znacznymi komplikacjami w tranzystorowych układach osłabiania pola w stosunku do

znanych rozwiązań z tyrystorami SCR. W artykule przedstawiono analizę i wyniki badań laboratoryjnych własności tranzystorowego układu osłabiania pola magnetycznego silnika trakcyjnego lokomotywy Ld31 ze wstępnym rozładowaniem kondensatora bocznikującego uzwojenie wzbudzenia poprzez dodatkową diodę oraz z rezystancyjnym rozładowaniem tego kondensatora podczas osłabiania pola silnika.

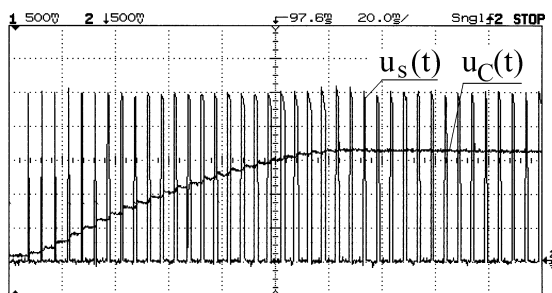
2. Tyrystorowy układ sterowania prądem wzbudzenia

W tyrystorowym układzie sterowania elektrycznych lokomotyw kopalnianych [3] do sterowania prądem wzbudzenia wykorzystano tyrystor Ty3 (rys. 1) wyłączany za pomocą obwodu komutacyjnego złożonego z następujących elementów: kondensator Ck2, tyrystor Ty4, dławik L7, dioda D8, dioda D9, dławik L3 oraz transformator L5. Kondensator C2 w obwodzie bocznikującym uzwojenie wzbudzenia zapobiega niekontrolowanym wyłączeniom tyrystora Ty3 wskutek przepięć wywołanych komutacją prądu w tworniku silnika. Wartość pojemności tego kondensatora ($\approx 3\text{mF}$) wpływa istotnie również na zakres sterowania prądem wzbudzenia oraz na kształt przebiegów prądu twornika i wzbudzenia.

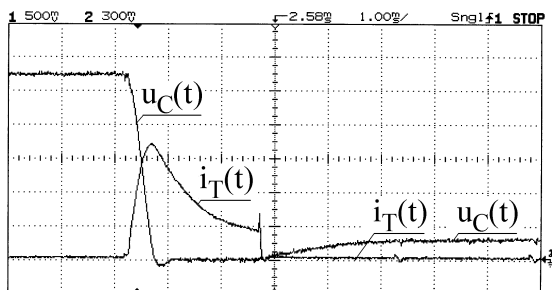


Rys. 1. Schemat tyrystorowego układu sterowania silnika trakcyjnego

Uzyskane w laboratoryjnym układzie tyrystorowego sterowania silnika trakcyjnego Lda 327a ($P_N=45\text{kW}$, $I_N=205\text{A}$, $U_N=250\text{V}$, $n_N=1080\text{obr/min}$) przebiegi napięcia na silniku i kondensatorze C2 podczas rozruchu oraz przebiegi napięcia kondensatora C2 i prądu tyrystora Ty3 w pierwszym cyklu pracy tyrystora Ty3 podano na rysunkach 2 i 3. Każdorazowo, podczas rozruchu silnika trakcyjnego, w początkowych kilku cyklach pracy tyrystora Ty1 napięcie kondensatora C2 wzrasta do stosunkowo dużej wartości (rys. 2) i utrzymuje się aż do zadziałania tyrystora Ty3.



Rys. 2. Napięcie na silniku (u_s) i kondensatorze C2 (u_C) podczas rozruchu



Rys. 3. Napięcie kondensatora C2 (u_C) i prąd tyrystora Ty3 (i_T)

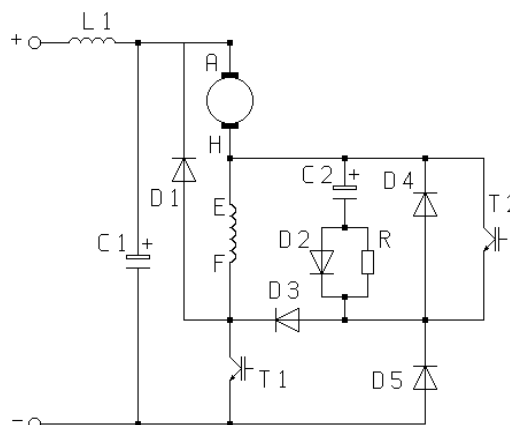
Po załączeniu tyrystora Ty3 napięcie kondensatora maleje do wartości bliskiej zeru, a prąd tyrystora osiąga bardzo duże natężenie (powyżej 1kA). Z uwagi na dużą przeciążalność prą-

dową tyrystorów stan taki jest dopuszczalny. Dla tyrystora ST203S10PF $I_{T(AV)}=205\text{A}$, a $I_{TSM}=4420\text{A}$. Przeciążalność tranzystorów IGBT oraz inteligentnych modułów mocy jest kilkakrotnie mniejsza niż tyrystorów SCR (np. dla IPM typ PM200DSA060: $I_C = 200\text{A}$, a ograniczenie prądowe $OC_{min}=310\text{A}$ [5]).

3. Tranzystorowy układ osłabiania pola

Schemat laboratoryjnego, tranzystorowego układu osłabiania pola silnika szeregowego prądu stałego Lda 327a zasilanego impulsowo ze wstępnym rozładowaniem kondensatora [2] przedstawiono na rysunku 4. Jako półprzewodnikowe łączniki T1 i T2 wykorzystano tranzystory IGBT inteligentnych modułów mocy IPM PM200DSA060. Wartość pojemności kondensatora C2 zmieniano w przedziale od 1mF do 3mF, a wartość rezystancji R zmieniano w zakresie od $0,32\Omega$ do 5Ω .

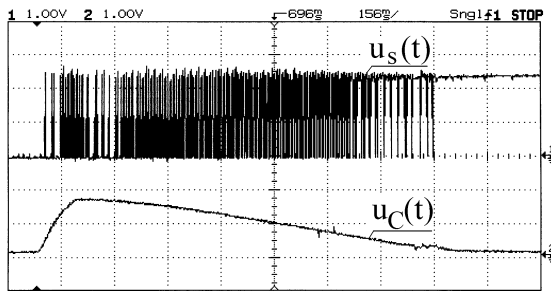
Zmianę wartości średniej napięcia na silniku uzyskuje się za pomocą tranzystora T1 (pierwsza strefa regulacji), a tranzystor T2 z elementami D2, D3, D4, C2 i R umożliwia sterowanie prądem wzbudzenia silnika.



Rys. 4. Schemat tranzystorowego układu sterowania prądem wzbudzenia

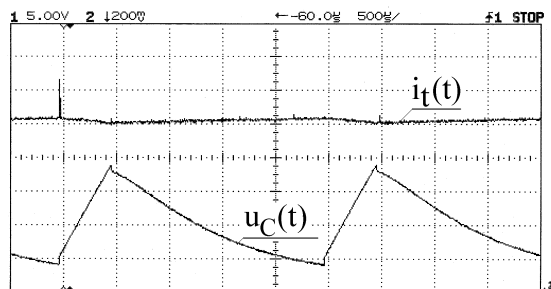
Samoczynne wstępne rozładowanie kondensatora C2, jeszcze przed załączeniem tranzystora T3, uzyskuje się dzięki dodatkowej diodzie D5 w obwodzie: kondensator C2, uzwojenie wzbudzenia silnika EF, tranzystor T1, dioda D5 i rezystor R. Przykładowe przebiegi napięcia silnika i napięcia kondensatora C2 uzyskane podczas rozruchu silnika na stanowisku laboratoryjnym zamieszczono na rysunku 5. W początkowej fazie rozruchu napięcie kondensatora C2 szybko narasta, do stosunkowo dużej wartości (powyżej 50% napięcia zasilania), a następnie – wraz ze wzrostem wysterowania tranzystora T1

– maleje do kilkunastu woltów z uwagi na rozładowanie się kondensatora poprzez diodę D5, uzwojenie silnika i tranzystor T1.

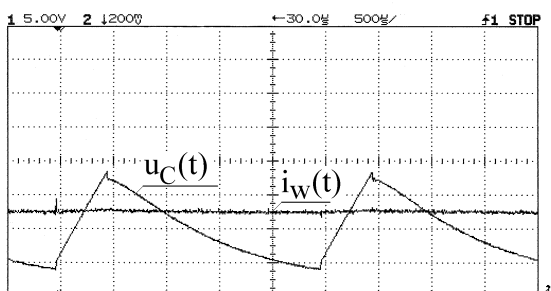


Rys. 5. Napięcie na silniku (u_s) i kondensatorze C2 (u_C) podczas rozruchu

Na podstawie pomiarów laboratoryjnych stwierdzono, że w ustalonym stanie pracy układu podczas osłabiania pola (druga strefa) dioda D5 nie wpływa na przebieg zależności prądu wzbudzenia od prądu twornika. Przykładowe przebiegi prądu twornika i wzbudzenia oraz napięcia kondensatora podano na rysunkach 6 i 7 przy następujących wartościach parametrów: $R=0.32\Omega$, $C_2=3\text{mF}$, $\varepsilon=0,8$ i częstotliwości impulsowania $f_i=400\text{Hz}$ oraz przy średniej wartości prądu twornika 150A i średniej wartości prądu wzbudzenia 67A. Warto zauważyć, że wahania prądu twornika podczas osłabiania pola w prezentowanym przypadku są nieznaczne, poniżej 2%.



Rys. 6. Przebiegi prądu twornika (i_t) i napięcia kondensatora (u_C) podczas osłabiania pola

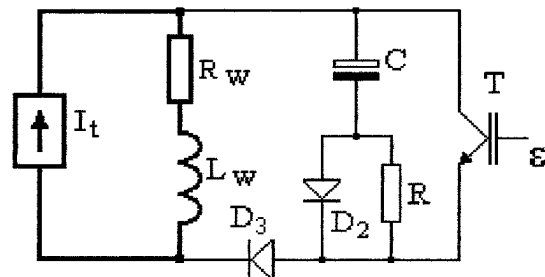


Rys. 7. Przebiegi prądu wzbudzenia (i_w) i napięcia kondensatora (u_C) podczas osłabiania pola

Dioda D5 praktycznie nie wpływa na przebiegi zamieszczone na rysunku 6. Powyższe przebiegi, po przerwaniu obwodu tej diody, nie zmieniają się.

4. Charakterystyki statyczne tranzystorowego układu osłabiania pola

W celu wyznaczenia zależności prądu wzbudzenia silnika trakcyjnego od prądu twornika i współczynnika wysterowania tranzystora T dokonano analizy pracy układu osłabiania pola z rezystorem w obwodzie rozładowania kondensatora. Założono, że układ napędowy podczas osłabiania pola magnetycznego pracuje pobierając stałą moc z sieci zasilającej ($U=\text{const}$), stabilizowaną układem automatycznej regulacji oraz, że wahania prądu twornika – przy dostatecznie dużej pojemności C oraz częstotliwości impulsowania – można pominąć (rys. 6). Przybliżoną analizę pracy układu w stanie ustalonym dokonano w oparciu o schemat zastępczy (rys. 8).



Rys. 8. Schemat zastępczy układu osłabiania pola z rezystorem w obwodzie rozładowania kondensatora

W cyklu pracy układu można wyróżnić dwa przedziały czasowe związane ze stanem pracy tranzystora T. Gdy tranzystor przewodzi obowiązują równania:

$$L_w \frac{di_w}{dt} + R_w i_w = \Delta U_D + \Delta U_T \quad (1)$$

$$u_C + CR \frac{du_C}{dt} = \Delta U_T \quad (2)$$

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} \quad (3)$$

$$I_t = i_w + i_T - i_C, \quad (4)$$

przy czym ΔU_D – spadek napięcia na diodzie, ΔU_T – spadek napięcia na tranzystorze.

Przebiegi prądu uzwojenia wzbudzenia i_w oraz napięcia kondensatora filtra u_C mają postać:

$$i_{w1}(t) = C_1 e^{-\frac{t}{T_w}} + \frac{\Delta U_D + \Delta U_T}{R_w} \quad (5)$$

$$u_{C1}(t) = C_2 e^{-\frac{t}{T_c}} + \Delta U_T (1 - e^{-\frac{t}{T_c}}) \quad (6)$$

przy czym $T_w = \frac{L_w}{R_w}$, $T_c = RC$, C_1 i C_2 – stałe całkowania.

Dla drugiego przedziału, gdy tranzystor T nie przewodzi, układ można opisać równaniami:

$$L_w \frac{di_w}{dt} + R_w i_w = u_C + 2\Delta U_D \quad (7)$$

$$I_t = i_w + C \frac{du_C}{dt} \quad (8)$$

Po rozwiązaniu powyższego układu równań - przy założeniu, że $R_w < 2\sqrt{\frac{L_w}{C}}$ - otrzymuje się:

$$u_{C2}(t) = e^{-\frac{t}{2T_w}} \left[(C_3 - a) \cos \omega t + \frac{C_3 R_w C - R_w C a + 2C_4 L_w}{2\sqrt{L_w C}} \sin \omega t \right] + a \quad (9)$$

$$\begin{aligned} i_{w2}(t) &= I_t - C \frac{du_{C2}(t)}{dt} = \\ &= I_t - C \left\{ -\frac{1}{2T_w} e^{-\frac{t}{2T_w}} \left[(C_3 - a) \cos \omega t + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{C_3 R_w C - R_w C a + 2C_4 L_w}{2\sqrt{L_w C}} \sin \omega t \right] + \right. \\ &\quad \left. + e^{-\frac{t}{2T_w}} \left[-(C_3 - a) \omega \sin \omega t + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \omega \cos \omega t \frac{C_3 R_w C - R_w C a + 2C_4 L_w}{2\sqrt{L_w C}} \right] \right\} \quad (10) \end{aligned}$$

przy czym: $a = I_t R_w - 2\Delta U_D$, C_3 , C_4 – stałe całkowania, $\omega = \sqrt{\frac{1}{L_w C} - \left(\frac{R_w}{2L_w}\right)^2}$.

Stałe całkowania – w tym przypadku [4] - można wyznaczyć z warunku równości rozwią-

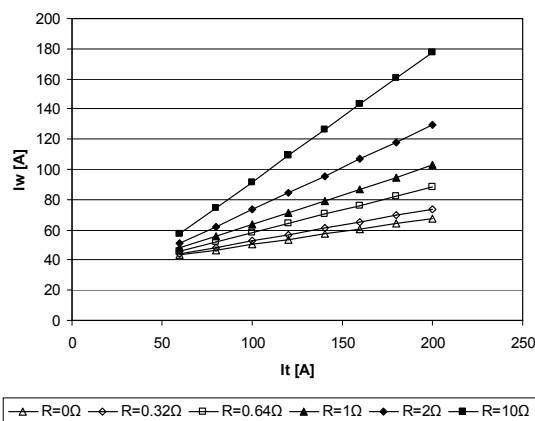
zań na brzegach przedziału. Do wyznaczenia stałych całkowania i przebiegów prądu wzbudzenia w poszczególnych przedziałach wykorzystano program do obliczeń symbolicznych Maple. Również wykorzystując ten program wyznaczono wartość średnią prądu wzbudzenia w funkcji prądu twornika i współczynnika wysterowania tranzystora ($\varepsilon = \frac{t_1}{t_1 + t_2}$).

$$I_w = \frac{1}{t_1 + t_2} \left(\int_0^{t_1} i_{w1}(t) dt + \int_0^{t_2} i_{w2}(t) dt \right) \quad (11)$$

Uproszczona postać tego wzoru jest następująca:

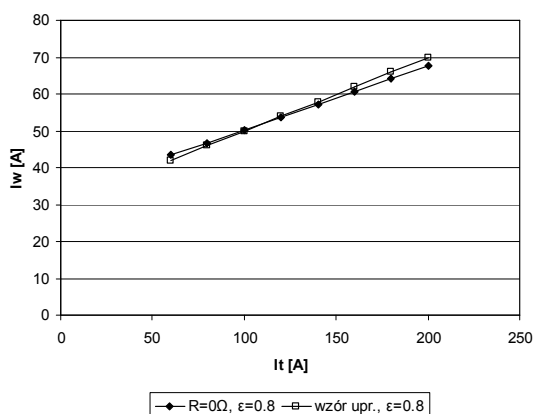
$$I_w = \frac{\Delta U_T + \Delta U_D}{R_w} \varepsilon + I_t (1 - \varepsilon) + f(R, R_w, L_w, \dots) \quad (12)$$

Trzeci składnik wzoru (12) zależy od wielu czynników i ma skomplikowaną postać trudną do interpretacji. Z tego powodu korzystając z wzorów (5, 10) wyznaczono zależność prądu wzbudzenia od prądu twornika w funkcji rezystancji R obwodu rozładowania kondensatora C. Przykładowe zależności - uzyskane za pomocą programu Maple - zamieszczono na rys. 9.



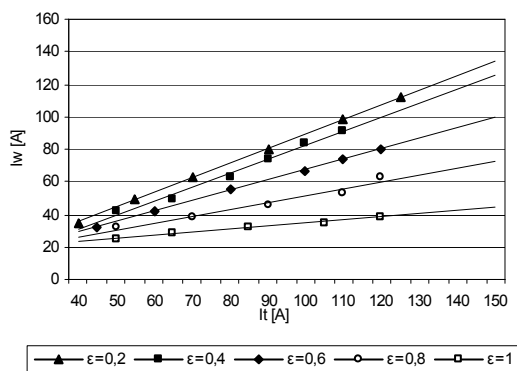
Rys. 9. Charakterystyki $I_w = f(I_t)$

Wraz ze zmniejszaniem rezystancji R rośnie stopień osłabiania pola silnika, przy czym w granicznym przypadku przy $R \rightarrow 0$ charakterystyki $I_w = f(I_t)$ różnią się nieznacznie (rys. 10) od charakterystyki otrzymanej na podstawie wzoru uproszczonego, uwzględniającego tylko dwa pierwsze składniki wzoru (12).



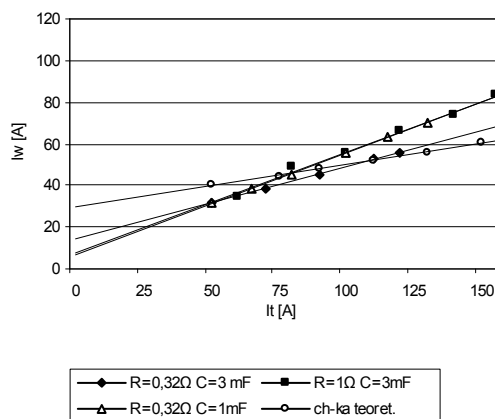
Rys. 10. Charakterystyki $I_w=f(I_t)$

Wykonano również badania laboratoryjne (dla układu według schematu rys. 4) zależności prądu wzbudzenia od prądu twornika dla różnych współczynników wysterowania przy $R=0,32\Omega, C=3mF, f_i=400Hz$ (rys. 11). Wraz ze wzrostem wysterowania tranzystora rośnie stopień osłabiania pola i zwłaszcza przy większych prądach twornika zapewniony jest wymagany zakres zmian stopnia osłabiania pola w stosunku 3:1.



Rys. 11. Charakterystyki doświadczalne $I_w=f(I_t)$

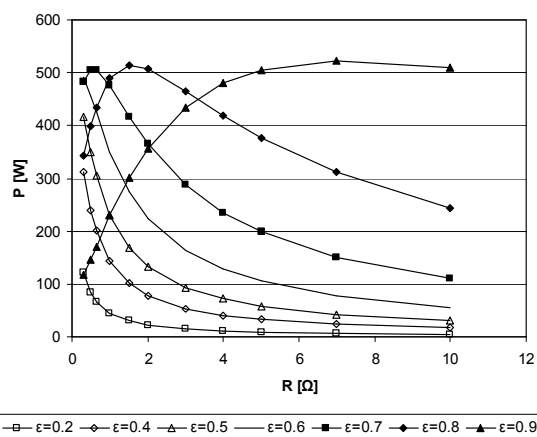
Charakterystyki na rysunku 12 ilustrują wpływ wartości rezystancji R i pojemności C na stopień osłabiania pola. Im mniejsza wartość rezystancji R i większa wartość pojemności C tym większy stopień osłabiania pola. Dodatkowo na tym rysunku zamieszczono charakterystykę wynikającą z wzoru (13). Również w tym przypadku, przy dużej wartości pojemności ($C=3mF$) i małej wartości rezystancji ($R=0,32\Omega$) oraz $f_i=400Hz$ charakterystyka może być praktycznie przybliżona charakterystyką uzyskaną na podstawie wzoru (13). Różnice nie przekraczają kilkunastu procent.



Rys. 12. Charakterystyki doświadczalne $I_w=f(I_t)$ przy $\epsilon=0,8$

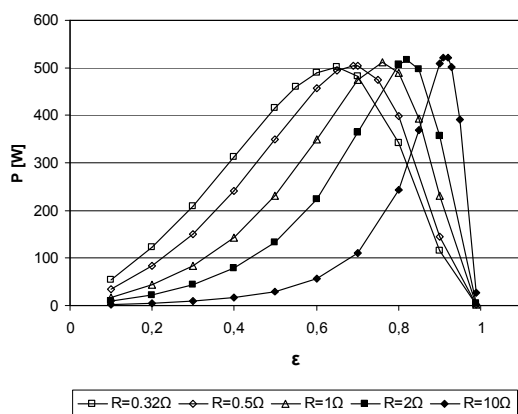
5. Straty mocy w rezystorze

Straty mocy w rezystorze wyznaczono na podstawie skutecznej wartości przebiegu napięcia kondensatora $u_c(t)$ (rys. 6) bocznikującego uzwojenie wzbudzenia, w przedziale, w którym przewodzi tranzystor T. Obliczenia wykonano w programie Maple na podstawie wzoru (6). Wyniki obliczeń strat mocy dla $C=3mF, I_t=200A, f_i=400Hz$ w funkcji rezystancji dla różnych współczynników wysterowania tranzystora zaprezentowano na rysunku 13



Rys. 13. Straty mocy w funkcji rezystancji R

Również dla wymienionych wyżej parametrów wyznaczono charakterystyki strat mocy w funkcji współczynnika wysterowania tranzystora, przy różnych wartościach rezystancji R (rys. 14).



Rys. 14. Straty mocy w funkcji rezystancji R

Na podstawie uzyskanych charakterystyk można stwierdzić, że maksymalne straty w nieznanym stopniu zależą od rezystancji i wynoszą około 500W, to jest nieco powyżej 1% mocy silnika. W celu weryfikacji uzyskanych zależności obliczono straty w rezystorze układu laboratoryjnego na podstawie oscylogramu przebiegu napięcia kondensatora (rys. 6), zakładając liniową zmienność tego napięcia od wartości 17V do 3V. Obliczone straty wynoszą około 280W. Wyznaczone na podstawie obliczeń analitycznych straty mocy w rezystorze (rys. 14), przy $R=0,32\Omega$, $\varepsilon=0,8$, $C=3\text{mF}$ wynoszą około 320W.

6. Podsumowanie

Na podstawie wyników przeprowadzonych badań można stwierdzić, że zaproponowany układ wstępnego rozładowania kondensatora bocznikującego uzwojenie wzbudzenia zapewnia ograniczenie wartości napięcia tego kondensatora, co umożliwia zastosowanie – podczas osłabiania pola magnetycznego silnika – rezystora w obwodzie rozładowania kondensatora o małej rezystancji. Przy małej wartości rezystancji tego rezystora zależność pomiędzy prądem wzbudzenia, a prądem twornika – dla ustalonej wartości współczynnika wysterowania – może być opisana funkcją liniową, co pozwala na analityczne wyznaczenie statycznych charakterystyk mechanicznych silnika przy osłabianiu pola na podstawie danych katalogowych [1]. Mimo, że straty w rezystorze układu są stosunkowo małe, to można je wyeliminować zastępując rezystor dławikiem, przy czym koszt i gabaryty dławika, a także dodatkowe zjawiska (np. straty mocy w diodzie) mogą być istotne przy wyborze konkretnej wersji układu.

7. Literatura

- [1]. Bielawski S.: *Teoria napędu elektrycznego*. WNT, Warszawa 1978
- [2]. Dudek R., Kosiorowski S., Stobiecki A., Żuchowicz M.: *Dwustrefowy układ sterowania silnika szeregowego prądu stałego*. Opis patentowy PL 184311. 2002
- [3]. Dudek R., Kosiorowski S., Żuchowicz M.: *Impulsowy układ dwustrefowej regulacji prędkości kątowej silników trakcyjnych lokomotyw kopalniowych*. Mechanizacja i Automatykacja Górnictwa. Nr 4-5 (264). 1992
- [4]. Osiowski J.: *Zarys rachunku operatorowego*. WNT, Warszawa 1972
- [5]. *Power Module MOS. Data Book*. Mitsubishi Semiconductors. 1995

Autorzy

Roman Dudek
(dudek@kaniup.agh.edu.pl)
tel. 012-6172862

Stanisław Kosiorowski
(kosiorsk@kaniup.agh.edu.pl)
tel. 012-6172811

Andrzej Stobiecki
(astob@kaniup.agh.edu.pl)
tel. 012-6172862

Marek Żuchowicz
(zuchow@kaniup.agh.edu.pl)
tel. 012-6172811

Akademia Górniczo-Hutnicza im. S. Staszica
Al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków