

Konrad ZAJKOWSKI, Stanisław DUER

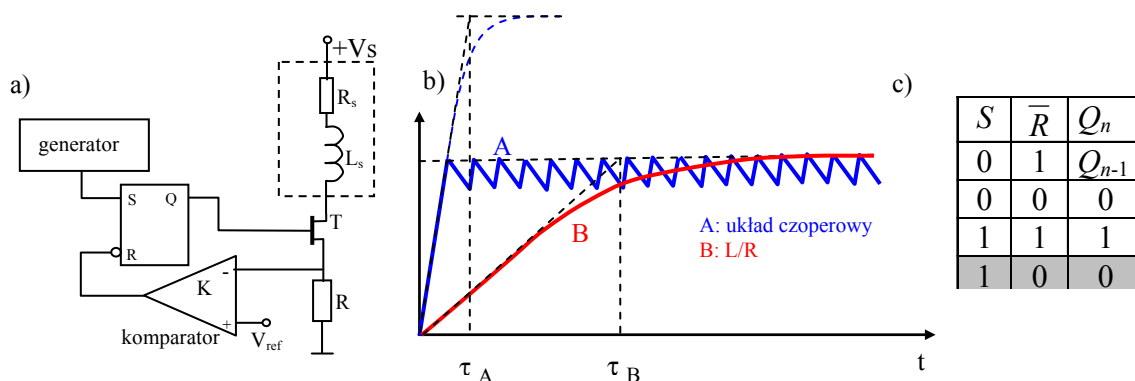
ANALIZA STANU NIEUSTALONEGO W OBWODZIE SILNIKA SKOKOWEGO Z UKŁADEM CZOPEROWYM

Streszczenie

W artykule przedstawiono analizę stanu nieustalonego w obwodzie prądu zasilającego pasmo silnika skokowego przy zastosowaniu układu czoperowego. Omówiono zjawiska występujące w układzie bez elementu ograniczającego przepięcia. Przedstawiono wyniki symulacji przy zastosowaniu nieliniowego elementu ochronnego.

WSTĘP

Współczesne układy sterowania silników skokowych pracujących przy dużych częstotliwościach są oparte na układzie sterowania napięciowego zwanego czoperowym. Zaletą tego układu sterowania jest możliwość ograniczenia prądu płynącego w paśmie silnika, uzależnienie go od wartości napięcia V_{ref} , oraz zmniejszenie stałej czasowej przebiegu prądu z τ_B do τ_A co umożliwia zwiększenie prędkości silnika (częstotliwości impulsów sterujących).



Rys. 1. a) układ czoperowy; b) wraz z przebiegami prądu w paśmie; c) oraz tablicą prawdy dla przerzutnika RS

Źródło: Opracowanie własne na podstawie [1].

Dzięki zmniejszeniu stałej czasowej przebiegu prądu szybciej osiąga zadaną wartość, a przy dużej częstotliwości generatora moment wytwarzany przez uzwojenie silnika zdąża osiągnąć wartość znamionową.

Tranzystor spełnia rolę klucza włączającego prąd płynący przez uzwojenie, jak również kluczuje ten prąd w taki sposób, aby nie przekroczyć wartości zadanej. Wykorzystano tu pętlę

sprężenia zwrotnego w celu sterowania dwupołożeniowego. Rezystor R o niewielkiej wartości umożliwi pomiar prądu płynącego przez uzwojenie. W chwili włączenia tranzystora sterowanego przez przerzutnik, prąd w uzwojeniu zaczyna narastać. Równocześnie rośnie prąd w rezystorze R i napięcie podawane na wejście pomiarowe komparatora. Po przekroczeniu napięcia V_{ref} komparator zmienia stan na „0”, blokując impulsy generatora w przerzutniku (rys. 1c). Tranzystor zostaje wyłączony. Zmiana stanu komparatora na „1” nie powoduje od razu załączenia tranzystora. Następuje to dopiero, gdy generator poda „1” na wejście S przerzutnika. Częstotliwość generatora f_g będzie wpływać na amplitudę prądu w uzwojeniu oraz na częstotliwość zmian prądu f_s . Częstotliwość f_s będzie też zależeć od stałej czasowej przebiegu prądu τ i napięcia odniesienia V_{ref} .

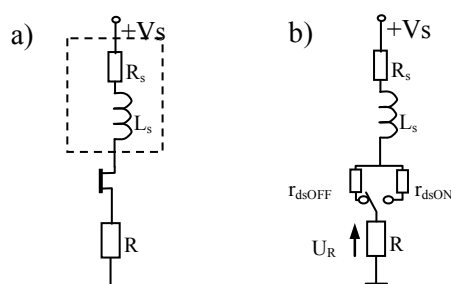
$$f_s = f(\tau, f_g, V_{ref}) \quad (1)$$

Dzięki takiemu sterowaniu prąd płynący przez uzwojenie osiąga szybko wartość nominalną, a następnie jest kluczowany wokół zadanej wartości. Regulując napięcie V_{ref} , można ustawić żadaną wartość prądu płynącego przez pasmo.

W układzie czoperowym mamy do czynienia z częstszymi komutacjami niż w układzie sterowania L/R lub L/nR. Częstsze komutacje powodują powstawanie nieokreślonych stanów nieustalonych. Szczególnie nieprzewidywalne przebiegi występują w przypadku, gdy czas załączenia klucza jest krótszy niż czas ustania składowych przejściowych, a przebieg prądu nie zdąży osiągnąć stanu ustalonego.

OPIS MATEMATYCZNY STANU UKŁADU

Częstotliwość generatora, który zazwyczaj jest zewnętrznym elementem niezwiązanym ze scalonymi driverami sterującymi [8], wpływa na częstotliwość i amplitudę przebiegu prądu. Nadmienić trzeba, że częstotliwość ta jest związana z generatorem układu nadrzędnego – na przykład mikroprocesora taktującego, a nie prędkością silnika. Jest to rozwiązanie wystarczające w przypadku stałych obrotów silnika skokowego. W tym przypadku częstotliwość jest tak dobrana, aby oscylacje prądu nie powodowały drastycznego spadku momentu w zakresie jednego kroku. Jednak, gdy następuje zmiana prędkości obrotowej silnika, częstotliwość generatora układu czoperowego będzie powodować pogorszenie momentu.



Rys. 2. a) obwód prądowy układu czoperowego, b) model do analizy

Źródło: Opracowanie własne na podstawie [1].

Zbyt duża częstotliwość generatora układu czoperowego będzie powodować powstawanie komutacji przy różnych niezerowych warunkach początkowych prądu, natomiast zbyt mała częstotliwość będzie pogarszać moment w zakresie jednego kroku. Obydwa przypadki są niekorzystne. Przypadek małej częstotliwości jest zrozumiały i łatwy do analizy, jednak gdy częstotliwość generatora jest zbyt duża, analiza staje się bardzo skomplikowana.

Cewkę jednej fazy można aproksymować dwoma parametrami: rezystancją i reaktancją indukcyjną. Obydwa te parametry przyjmiemy jako liniowe, pomijając wpływ pozostałych

faz i zmiany impedancji po przemieszczeniu kątowym wirnika. Obydwie te wielkości wyznaczono w stanie ustalonym przy zatrzymanym silniku.

Przyjęty model (rys. 2b) można opisać równaniem niejednorodnym liniowym 1 rzędu:

$$u_R + (R_s + r_{ds}) \cdot i + L_s \frac{di}{dt} = V_s \quad (2)$$

gdzie:

$$u_R = R \cdot i$$

Rezystancja r_{ds} jest rezystancją nieliniową zależną od wartości napięcia V_{GS} na tranzystorze kluczującym typu MOS. Dla przyjętego tranzystora BUZ11 wartości tego rezystora według danych katalogowych producenta wynoszą:

w stanie otwartym:

$$R_{dsOFF} = \frac{V_{DS}}{I_{DSS}(V_{GS} = 0)} = \frac{50V}{20\mu A} = 2.5 M\Omega \quad (3)$$

w stanie zamkniętym:

$$R_{dsON} = 0.03 \Omega \quad (4)$$

Dla idealnie skokowej zmiany napięcia sterującego V_{GS} przyjąć można aproksymację równania (2) metodą dwóch odcinków – dla dwóch wartości rezystancji R_{dsOFF} i R_{dsON} .

Do analizy przyjęto silnik skokowy typ 23LM-C232-03, 24 V (0.2 A)/fazę, dwufazowy unipolarny 9.6 W mocy elektrycznej. Silnik ten w stanie ustalonym (w spoczynku) można aproksymować wartościami: $L_s = 128$ mH, $R_s = 120 \Omega$.

Równanie (2) opisane przy pomocy aproksymacji wieloodcinkowej, najwygodniej analizować po przekształceniu na równanie różnicowe. Dokonujemy tego po podstawieniu:

$$\begin{aligned} dt &\Rightarrow \Delta t \\ t &\Rightarrow n \cdot \Delta t \\ i &\Rightarrow i_n \\ di &\Rightarrow i_n - i_{n-1} \\ u_R &\Rightarrow u_{Rn} = R \cdot i_{n-1} \end{aligned} \quad (5)$$

W wyniku podstawienia (5) do wzoru (2) otrzymamy:

$$i_n = \frac{V_s - u_{Rn} + \frac{L_s}{\Delta t} i_{n-1}}{R_s + r_{ds} + \frac{L_s}{\Delta t}} \quad (6)$$

Sygnal wyjściowy komparatora \bar{R} przyjmuje dwa stany $\{0, 1\}$. Wartość \bar{R} zależy od różnicy sygnałów analogowych $V_{ref} - u_{Rn}$.

$$\bar{R} = \begin{cases} 0 & V_{ref} - u_{Rn} \leq 0 \\ 1 & V_{ref} - u_{Rn} > 0 \end{cases} \quad (7)$$

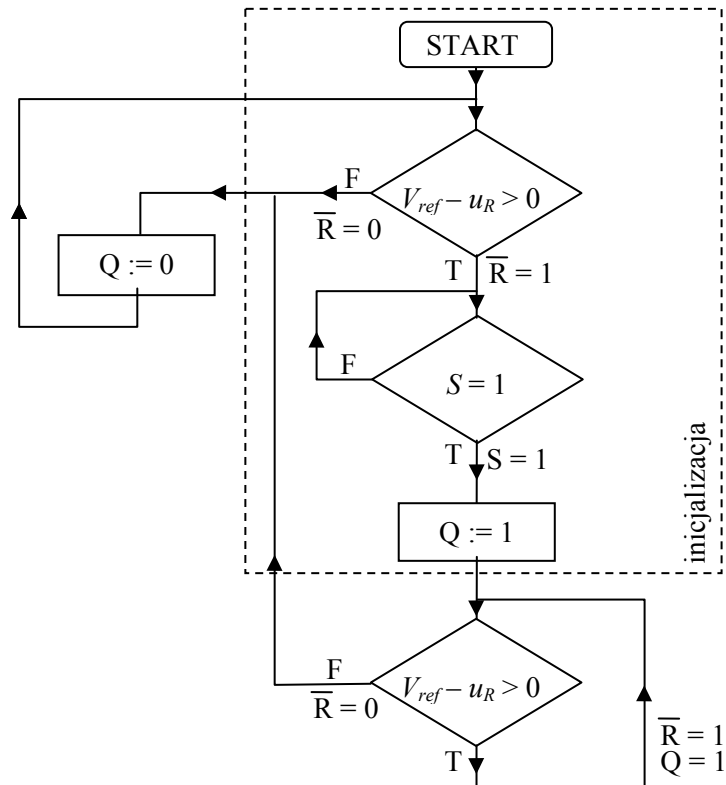
Przebieg wyjściowy generatora o częstotliwości f_g , podawany na wejście S przerzutnika będzie przyjmować na przemian wartości $\{0, 1\}$ z częstotliwością:

$$f_g = \frac{1}{p \cdot \Delta t} \quad (8)$$

gdzie:

p – dowolna liczba naturalna $\neq 0$

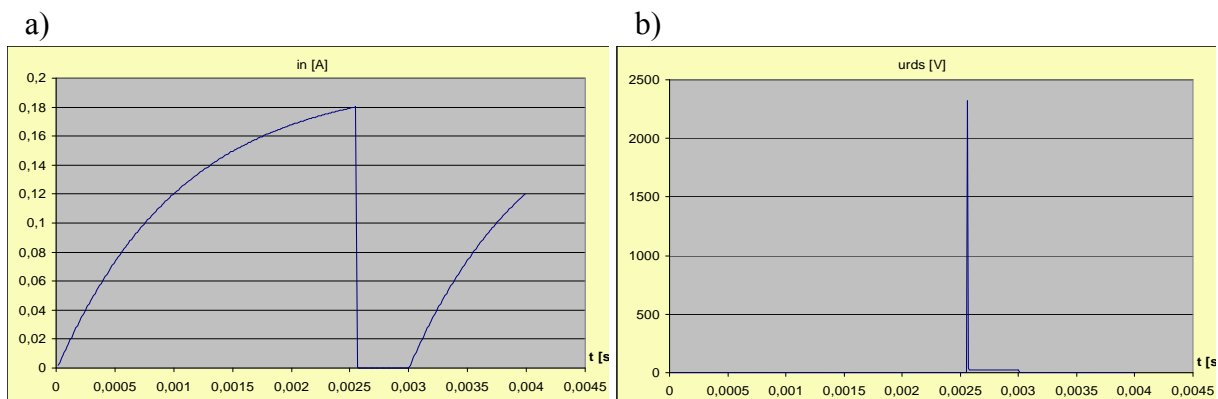
Analizując tablicę prawdy przerzutnika (rys. 1c), warunkiem koniecznym załączenia tranzystora jest $\overline{R}=1$ oraz pojawienie się inicjującego stanu generatora $S=1$. Stan $Q=1$ utrzymywać się będzie tak długo (bez względu na zmiany sygnału S) dopóki spełnione będzie $\overline{R}=1$.



Rys. 3. Algorytm reprezentujący zasadę działania układu czoperowego jednej fazy silnika

Źródło: Opracowanie własne.

Dla przyjętych parametrów tranzystora i silnika przeprowadzono symulację działania układu przy pomocy zaimplementowanych zależności różnicowych w programie EXCEL. Poniżej przedstawiono wyniki symulacji.



Rys. 4. Dla parametrów $V_s = 24$ V, $R = 1$ Ω , $V_{ref} = 0.18$ V, $\Delta t = 10$ μ s, $p = 100$: a) przebieg prądu $i(t)$
b) przebieg napięcia $u_{rds}(t)$

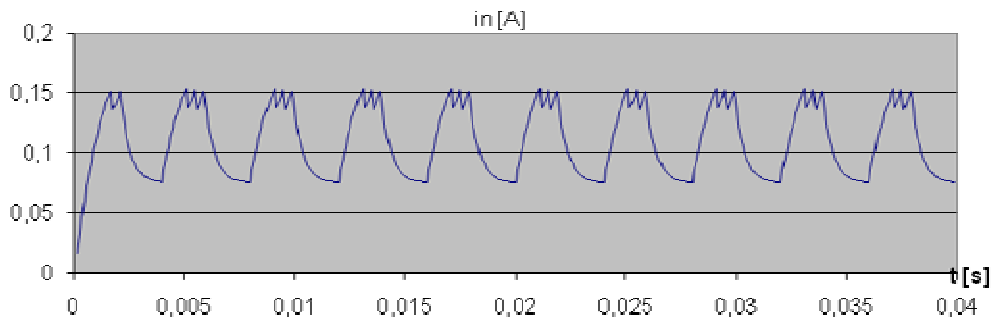
Źródło: Opracowanie własne. Wyniki symulacji w EXCEL.

Obserwacja przebiegu napięcia na tranzystorze u_{rds} z rys. 4 uwidacznia pojawianie się przepięć w obwodzie o charakterze RL. Przepięcia powstają tuż po przełączeniu przełącznika

z rys. 2b. na pozycję R_{dsOFF} . Napięcie tuż po przełączeniu, przy zachowaniu prawa ciągłości prądu $i_L(t_0^-) = i_L(t_0) = i_L(t_0^+)$, będzie przyjmowało wartość:

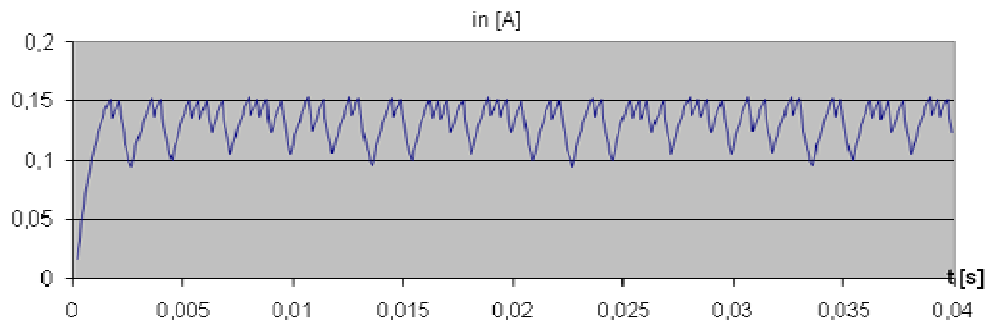
$$u_{rds}(t_0^+) = R_{dsOFF} \cdot i(t_0^-) \quad (9)$$

Napięcie to przewyższa graniczną wartość napięcia przebicia tranzystora i przy braku ochrony powoduje uszkodzenie tranzystora. Ochronę tą zapewnia nieliniowy element włączany między dren a źródło w tranzystorze, którym zazwyczaj jest dioda spolaryzowana zaporowo. Jej zadaniem jest przejście energii zgromadzonej w polu magnetycznym cewki L_s . Gdy $Q = 0$ zmienia się kierunek prądu płynącego przez diodę i przechodzi ona w stan przewodzenia. W przyjętym modelu powoduje to zmianę wartości R_{dsOFF} .



Rys. 5. Przebieg prądu $i(t)$ dla parametrów $V_s = 24$ V, $R = 1$ Ω , $V_{ref} = 0.15$ V, $\Delta t = 100$ μ s, $R_{dsOFF} = 200$ Ω , $f_g = 250$ Hz

Źródło: Opracowanie własne. Wyniki symulacji w EXCEL.



Rys. 6. Przebieg prądu $i(t)$ dla parametrów $V_s = 24$ V, $R = 1$ Ω , $V_{ref} = 0.15$ V, $\Delta t = 100$ μ s, $R_{dsOFF} = 200$ Ω , $f_g = 1100$ Hz

Źródło: Opracowanie własne. Wyniki symulacji w EXCEL.

Porównanie rysunków 5 i 6 potwierdza się wpływ f_g na częstotliwość przebiegu prądu. Ponadto dla rezystora $R = 1$ Ω zachodzi zależność: $i_{max} = V_{ref}$. Amplituda zmian przebiegu prądu przy zastosowaniu przerzutnika RS z zanegowanym wejściem R zależy od wartości napięcia referencyjnego V_{ref} i od częstotliwości generatora.

PODSUMOWANIE

Wyniki symulacji potwierdziły wpływ częstotliwości generatora f_g na parametry mechaniczne silnika. Energia elektryczna dostarczana do silnika – zależna od pola powierzchni pod funkcją prądu (rys. 5, 6) spada przy małych częstotliwościach f_g , natomiast przy dużych częstotliwościach przebieg nie jest przebiegiem okresowym. Przy zmianie częstotliwości układu nadrzędnego (posiadającego zaimplementowany algorytm sterowania silnika skokowego) należy proporcjonalnie zmieniać częstotliwość generatora f_g .

BIBLIOGRAFIA

1. Aplikacja katalogowa układu scalonego L297, STMicroelectronics.
2. Cichoński D.: *Sterownik bipolarnych silników krokowych*, Praktyczny Elektronik 1997, nr 9.
3. Duer S., Zajkowski K.: *Laboratorium elektrotechniki samochodowej*, t. 2, Politechnika Koszalińska, Koszalin 2010.
4. Gładysek J., Gładysek M.: *Poradnik diagnostyki samochodowej. Diagnostyk silnikowy Bosch z serii FSA 7XX*, Wyd. Bosch, Kraków 2008.
5. Kamiński G., Kosk J., Przyborowski W.: *Laboratorium maszyn elektrycznych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1999.
6. Kneba Z., Makowski S.: *Zasilanie i sterowanie silników*, WKiŁ, Warszawa 2004.
7. Kosmol J.: *Serwonapędy obrabiarek sterowanych numerycznie*, WNT, Warszawa 1998.
8. Zajkowski K.: *Stanowisko badawczo-dydaktyczne do wyznaczania parametrów eksploatacyjnych silników skokowych*, Słupskie XII Forum Motoryzacji, Innowacje w motoryzacji dla ochrony środowiska, t. 12, Słupsk 2009.

ANALYSIS OF TRANSIENT IN THE CIRCUIT OF THE STEPPER MOTOR WITH CHOPPER SYSTEM

Abstract

This article presents an analysis of transient current flowing in the winding of the stepper motor using a chopper system. Discussed are phenomena occurring in the system without limiting element voltages. The results of simulations using a nonlinear element which limits overvoltages has been presented.

Autorzy:

dr inż. **Konrad Zajkowski** – Politechnika Koszalińska

dr inż. **Stanisław Duer** – Politechnika Koszalińska