

Wykład 6

poniedziałek, 7 października 2019 18:28



2.4. Dobór mocy znamionowej silnika według kryterium dopuszczalnego nagrzewania się

2.4.1 Dobór mocy silnika dla pracy ciągłej

Jeżeli obciążenie silnika w czasie jest stałe i wynosi M_o oraz sprężenie wału silnika z wałem maszyny roboczej jest bezpośrednie, moc silnika wyznacza się z zależności:

$$P_N = M_o \omega_N \quad (1)$$

Jeżeli w układzie istnieje przekładnia mechaniczna, należy dodatkowo uwzględnić wytwarzanie w niej straty energii i moc silnika wyznacza się z zależności:

$$P_N = \frac{\omega_N M_o}{i \eta} \quad (2)$$

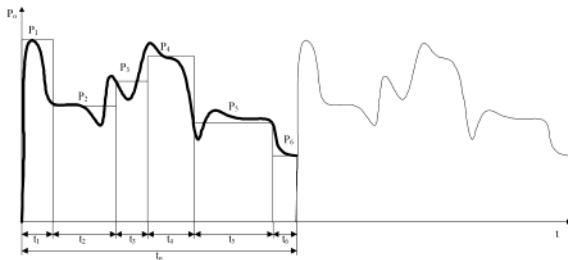
gdzie: i – przełożenie przekładni,
 η – sprawność przekładni.

Z katalogu silników dobiera się silnik o najbliższej wartości mocy P_N spełniającej warunek (1) lub (2). Następnie należy sprawdzić pozostałe warunki (na M_{max} i M_s).

2.4.2 Dobór mocy silnika dla pracy ciągłej i obciążenia okresowo-zmiennego

W rzeczywistych warunkach pracy najczęściej obciążenie jest zmienne w czasie (rys.2.4.1). Z wykresu obciążenia wybiera się odcinek najbardziej charakterystyczny i przyjmuje jako czas trwania okresu t_o . Po dokonaniu uproszczenia przebiegu (krzywa schodkowa) i określaniu czasów trwania poszczególnych wartości obciążen P_1, P_2, \dots, P_i , moc wyznacza się z następujących metod:

- *strat średnich (zastępczych),*
- *prądu zastępczego,*
- *momentu zastępczego,*
- *mocy zastępczej.*



Rys.2.4.1 Wykres obciążenia silnika (linia ciągła - przebieg rzeczywisty, linia przerwana - uproszczony przebieg do obliczeń).

Wszystkie metody wynikają z kryterium dopuszczalnego nagrzewania się maszyny. Najdokładniejszą jest metoda średnich strat. Każdej wartości obciążenia P_i odpowiadają straty ΔP_i , prąd I_i oraz ilość wydzielanego ciepła w maszynie Q_i .

W czasie t_o wydziela się ciepło:

$$Q = Q_1 + Q_2 + \dots + Q_i \quad \text{lub}$$

$$\Delta P_z t_o = \Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_i t_i \quad (3)$$

Stąd straty zastępcze ΔP_z wynoszą:

$$\Delta P_z = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i}{\sum_{i=1}^n t_i} = \frac{\sum \Delta P_i t_i}{t_o} \quad (4)$$

Dla każdego obciążenia P_i odpowiednie straty wyznacza się według wzoru:

$$\Delta P_i = P_i \frac{1 - \eta_i}{\eta_i} \quad (5),$$

gdzie: η_i – sprawność silnika przy obciążeniu P_i , wyznaczana z charakterystyki eksploatacyjnej silnika $\eta = f(P)$.

Moc znamionową P_N silnika dobiera się z katalogu tak, aby spełniony był warunek:

$$\Delta P_N = P_N \frac{1 - \eta_N}{\eta_N} \geq \Delta P_z \quad (6)$$

Zachowanie warunku (6) oznacza, że straty, a więc ciepło wydzielane w silniku podczas rzeczywistego okresowego obciążenia nie są większe niż ciepło, które zostało wydzielone w silniku podczas ciągłego znamionowego obciążenia.

W praktyce moc silnika wyznacza się metodą kolejnych przybliżeń. Najpierw na podstawie wykresu obciążenia na wale silnika $P = f(t)$ wyznacza się moc silnika orientacyjnie, np. przyjmuje się, że:

$$P = (1,1 \div 1,3) P_{sr} = (1,1 \div 1,3) \frac{\sum P_i t_i}{t_o}$$

Następnie na podstawie wykresu $\eta=f(P)$ danego silnika wyznacza się straty dla kolejnych t_i według zależności (5) oraz straty średnie według (4). Jeżeli warunek (6) jest zachowany, to silnik jest dobrany prawidłowo.

W przeciwnym wypadku dobiera się z katalogu następną wielkość silnika i obliczenia powtarza dopóty, dopóki nie zostanie osiągnięty właściwy wynik.

Jeżeli okres t_o zawiera okresy postoju t_s (straty $\Delta P_s=0$) lub okresy rozruchu t_r (straty ΔP_r) i hamowania t_h (straty ΔP_h), to przy przewietrzaniu własnym silnika warunki chłodzenia w tych okresach pogarszają się i straty średnie wyznacza się z zależności:

$$\Delta P_z = \frac{\Delta P_r t_r + \sum \Delta P_i t_i + \Delta P_h t_h}{\alpha (t_r + t_h) + \sum t_i + \beta t_s}$$

Współczynnik β , uwzględniający pogorszenie się warunków chłodzenia w czasie postoju silnika, wyznacza się ze stosunku cieplnych stałych czasowych podczas nagrzewania T_c i stygnięcia T_s silnika :

$$\beta = \frac{T_c}{T_s} \quad (8)$$

Zazwyczaj przyjmuje się:

- dla silników zamkniętych bez przewietrzania: $\beta = 0,9 - 0,95$
- dla silników zamkniętych z przewietrzaniem: $\beta = 0,4 - 0,6$
- dla silników półotwartych z przewietrzaniem: $\beta = 0,25 - 0,35$

- staramy się dobierać silnik z jakimś tam zapasem
- jeśli warunki momentu rozruchowego, mocy, równowagi cieplnej są spełnione - silnik jest dobrany prawidłowo
- jeśli warunki są niespełnione, bierzemy silnik następny z typoszeregu (nie dwa-trzy do przodu) i znowu sprawdzamy warunki

- mniejsza prędkość = gorsze chłodzenie

Współczynnik α jest średnią arytmetyczną liczby 1, odpowiadającej całkowej prędkości wirowania i najlepszym warunkiem chłodzenia i liczby β , czyli:

$$\alpha = \frac{1 + \beta}{2} \quad (9)$$

Przy przewietrzaniu obcym $\alpha=\beta=1$.

Metoda strat średnich, jak każda metoda kolejnych przybliżeń jest nieco kłopotliwa w zastosowaniu.

Dlatego częściej stosuje się *metody prądu zastępczego, momentu zastępczego lub mocy zastępczej*. Metody te są mniej dokładne ale znacznie wygodniejsze w użyciu.

Metoda prądu zastępczego polega na wyznaczeniu prądu I_z , który płynąc przez uwzijenie główne silnika, wytworzyłby w nim taką samą ilość ciepła jak zmienny w czasie prąd rzeczywisty.

Metoda tę stosuje się, gdy okresowo zmienne obciążenie silnika dane jest w postaci przebiegu $I=f(t)$.

Jeżeli w czasie pracy silnika rozruchy, hamowania i postoje mają istotny wpływ na warunki cieplne silnika to należy je uwzględnić w rzeczywistym okresie pracy silnika oraz wprowadzić współczynniki tolerancyjne α i β .

Wyrażenie na zastępczy prąd I_z ma postać:

$$I_z = \sqrt{\frac{1}{t_o'} \int_0^{t_o'} I^2 dt} = \sqrt{\frac{I_r^2 t_r + I_1^2 t_1 + \dots + I_i^2 t_i + I_h^2 t_h}{t_o'}} \quad (10),$$

gdzie: t_o' – zredukowany okres pracy wyrażony następująco:

$$t_o' = \alpha (t_r + t_h) + t_1 + t_2 + \dots + t_i + \beta t_s \quad (11),$$

I_r, I_h – odpowiednio prąd rozruchu i hamowania silnika (wartości średnie).

Silnik dobrany z katalogu powinien spełniać warunek:

$$I_N \geq I_z \quad (12)$$

- trochę jak z wartością skuteczną

Zgodnie z ogólnymi zasadami doboru silnika należy dodatkowo sprawdzić czy silnik może rozwinąć moment rozruchowy potrzebny do uruchomienia maszyny roboczej oraz czy silnik spełnia warunek przeciążalności prądowej, tzn. czy spełniona jest nierówność:

$$\frac{I_{\max}}{I_N} \leq p_i \quad (13),$$

gdzie: p_i – przeciążalność prądowa silnika (parametr podawany w katalogu),
 I_{\max} – maksymalna wartość prądu na wykresie obciążenia.

Jeżeli zależność (13) nie jest spełniona, należy przyjąć z katalogu silnik o większej wartości prądu J_N . W tym przypadku o doborze wartości będą decydowały nie warunki dopuszczalnego nagrzewania się, lecz wymagania dotyczące przeciążalności prądowej.

Metoda momentu zastępczego jest stosowana najczęściej, gdyż w praktyce zwykle dysponuje się wykresem obciążenia w postaci zależności $M_o=f(t)$.

Zastosowanie tej metody jest uzasadnione wówczas, gdy moment obrotowy silnika jest liniową funkcją prądu.

Jest to słusne w przypadku silników obcowzbudnych i boczniokowych prądu stałego pracujących przy stałym strumieniu magnetycznym, oraz w silnikach inducyjnych – ale przy pracy na roboczej części charakterystyki mechanicznej, tzn. kiedy nie obejmuje ona okresów rozruchu i hamowania. Jeżeli jednak częstotliwość rozruchów jest mała i mają one lekki charakter, to można pominać wpływ nagrzewania się silnika od strat przy rozruchu oraz hamowaniu i stosować metodę momentu zastępczego również do silników inducyjnych.

Wzór na moment zastępczy ma postać:

$$M_z = \sqrt{\frac{1}{t'_o} \int_0^{t'_o} M^2 dt} = \sqrt{\frac{M_r^2 t_r + M_l^2 t_l + \dots + M_i^2 t_i + M_h^2 t_h}{t'_o}} \quad (14),$$

gdzie: t'_o – zredukowany okres pracy wyrażony następująco:

$$t'_o = \alpha(t_r + t_h) + t_1 + t_2 + \dots + t_i + \beta t_s.$$

M_r, M_h – średnie wartości momentu podczas rozruchu i hamowania silnika.

Po wyznaczeniu M_z dobiera się z katalogu silnik, którego moment znamionowy spełnia warunek:

$$M_N \geq M_z \quad (15)$$

Dodatkowo należy sprawdzić czy silnik spełnia warunek rozruchu i przeciążalności momentem tzn.:

$$\frac{M_{\max}}{M_N} \leq p_m \quad (16),$$

gdzie: M_{\max} - największa wartość momentu odczytana z wykresu obciążenia $M_o = f(t)$.
 p_m - przeciążalność momentem silnika podana w katalogu.

Metoda mocy zastępczej jest stosowana wówczas, gdy wykres obciążenia jest dany w postaci zależności $P = f(t)$ oraz gdy zachodzi proporcjonalność między prądem pobieranym części charakterystyki mechanicznej przy założeniu stałej prędkości obrotowej. Metoda ta nie może być stosowana wówczas, gdy w okresie pracy występują rozruchy i hamowania.

Moc zastępczą silnika wyznacza się z zależności:

$$P_z = \sqrt{\frac{\int_0^{t_o} P^2 dt}{t_o}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_i^2 t_i}{t_1 + t_2 + \dots + t_i}} \quad (17)$$

Moc znamionową silnika dobiera się z katalogu na podstawie warunku:

$$P_N \geq P_z \quad (18)$$

przy jednoczesnym sprawdzeniu czy spełnione są warunki rozruchu i przeciążalności mocą

$$\frac{P_{\max}}{P_N} \leq p_p \quad (19)$$

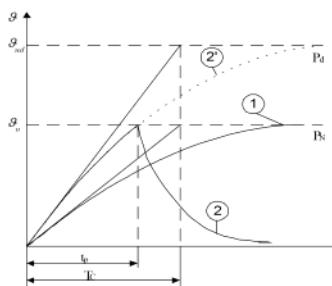
gdzie: P_{\max} - największa wartość mocy odczytana z wykresu $P_o = f(t)$.
 p_p - przeciążalność mocą silnika.

2.4.3. Dobór mocy silnika przy pracy dorywczej

Jeżeli jest znany przebieg w funkcji czasu mocy lub momentu wymaganego przez maszynę roboczą oraz czas jej pracy jest równy znamionowemu czasowi pracy dorywczej t_p (patrz praca S2), to można dokonać wyboru silnika bezpośrednio z katalogu maszyn przeznaczonych do pracy dorywczej. Silnik ten musi spełniać warunek $P_N \geq P$ lub, gdy obciążenie P zmienia się w czasie t_p , należy wyznaczyć moc zastępczą P_z i dobrą silnik z warunku $P_N \geq P_z$.

Jednak często przy doborze silnika do pracy dorywczej korzysta się z silników przeznaczonych do pracy ciągłej S1. Silnik przeznaczony do pracy ciągłej o mocy znamionowej P_N może być przy pracy dorywczej obciążony mocą $P_d > P_N$.

Moc P_d może być tym większa im krótszy będzie czas pracy dorywczej t_p silnika. Na rys.2. zilustrowano ten fakt za pomocą krzywych nagrzewania.



Rys.2.4.1. Przebiegi przyrostu temperatury dla pracy ciągłej silnika obciążonego mocą P_N (1) i mocą P_d (2) oraz dla obciążenia dorywczego (2)

Krzywa nagrzewania 1 odpowiada silnikowi obciążonemu mocą P_N przy pracy ciągłej i po czasie $t \rightarrow \infty$ osiąga θ_u . Jeżeli ten sam silnik obciąży się mocą $P_d > P_N$ to przyrost temperatury osiągnie stan ustalony przy θ_{ad} , który jest większy niż θ_{dopusz} (krzywa nagrzewania 2'). Jednocześnie do czasu t_p można bezpiecznie pracować nie przegrzewając izolacji uzwojeń.

Narastanie temperatury przy obciążeniu P_N można przedstawić zależnością:

$$\theta = \theta_u \left(1 - e^{-\frac{t}{T_C}} \right), \quad (20)$$

natomiast przy obciążeniu mocą $P_d > P_N$:

$$\vartheta = \vartheta_{ud} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_c}} \right) \quad (21)$$

Ponieważ stosunek ustalonych przyrostów temperatury $\vartheta_{ud}/\vartheta_u$, jest równy, zgodnie stosunkowi całkowitych strat, a więc i stosunkowi kwadratów mocy

$$\Delta \vartheta_u = \frac{\Delta P}{aS}$$

$$\frac{\vartheta_{ud}}{\vartheta_u} = \frac{\Delta P_d}{\Delta P_N} = \left(\frac{P_d}{P_N} \right)^2 \quad (22)$$

Po uwzględnieniu (22) w (21) otrzymuje się:

$$\vartheta = \vartheta_u \left(\frac{P_d}{P_N} \right)^2 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_c}} \right). \quad (23)$$

Ponieważ przy pracy dorywczej, po czasie t_p , temperatura silnika nie może przekroczyć dopuszczalnej ϑ_u , zatem po podstawieniu do (23) $\vartheta = \vartheta_u$, $t = t_p$, otrzymuje się:

$$P_d = \frac{P_N}{\sqrt{1 - e^{-\frac{t_p}{T_c}}}} \quad (24)$$

Na podstawie zależności (24) można więc obliczyć moc silnika przy pracy dorywczej P_d , jeżeli znana jest jego moc znamionowa P_N przy pracy ciągłej oraz stała czasowa nagrzewania T_c .

Z wzoru (24) można również wyznaczyć wyrażenie na czas t_p , w ciągu którego silnik może pracować obciążony mocą P_d

$$t_p = T_c \ln \frac{P_d^2}{P_d^2 - P_N^2} \quad (25)$$

Ponadto należy również sprawdzić czy spełniony jest warunek przeciążalności mocą tzn.:

$$P_d \leq p_p P_N \quad (26)$$

oraz czy przy tym obciążeniu silnik ruszy.

Na ogół silniki dla pracy dorywczej są specjalnie konstruowane, z możliwie dużą stałą czasową nagrzewania T_c , co umożliwia lepsze wykorzystanie maszyny.

2.4.4. Dobór mocy silnika dla pracy okresowej przerwywanej

Przy doborze silników do pracy okresowej przerwywanej najczęściej korzysta się z katalogów specjalnych silników budowanych dla tego rodzaju pracy i konstruowanych na zwiększoną przeciągalność oraz zwiększyły moment rozruchowy. Często te silniki nazywane są silnikami dźwigowymi ze względu na typowe zastosowanie w napędach dźwigowych.

W katalogach podawana jest dla każdej określonej wielkości silnika jego moc znamionowa przy znamionowych względnych czasach trwania obciążenia ε_N : 15,25,40,60 %.

Na ogół jednak rzeczywisty względny czas trwania obciążenia konkretnego urządzenia (rys.2.4.2a) różni się od czasu katalogowego. Zachodzi więc konieczność przybliżenia mocy silnika do **znamionowego względnego czasu trwania obciążenia**. Dokonuje się tego przy założeniu, że przy przechodzienniu od jednej wartości względnego czasu obciążenia do drugiego moc zastępcza silnika nie może ulegać zmianie, czyli:

$$\sqrt{\frac{P^2 t_p}{t_p + t_s}} = \sqrt{\frac{P_N^2 t_{pN}}{t_{pN} + t_{sN}}} \quad (27)$$

przy czym:

P , t_p , t_s - rzeczywiste wartości mocy oraz czasy trwania obciążenia i

postoju silnika w okresie pracy;

P_N , t_{pN} , t_{sN} - znamionowe wartości mocy oraz czasy trwania obciążenia i

postoju silnika w okresie pracy.

Wprowadzając oznaczenia:

$$\varepsilon = \frac{t_p}{t_p + t_s}, \quad \varepsilon_N = \frac{t_{pN}}{t_{pN} + t_{sN}}, \quad (28)$$

Uzyskuje się zależność na moc silnika P_N przy znamionowym względnym czasie trwania obciążenia ε_N

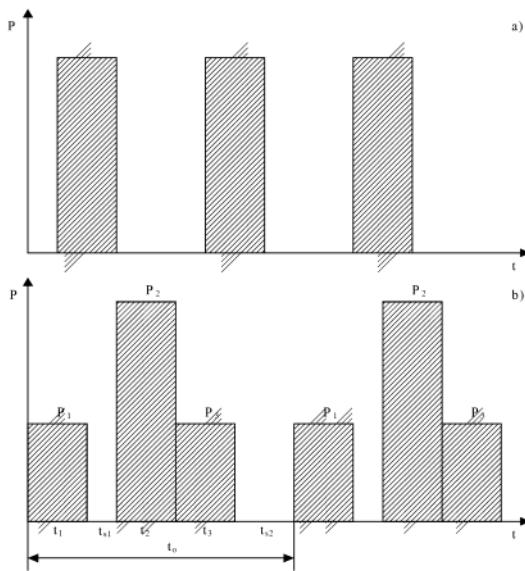
$$P_N \geq P \sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_N}} \quad (29)$$

Wzór (29) może być stosowany przy różnicach względnych czasów trwania obciążenia nie przekraczającej **10%**. Po obliczeniu mocy znamionowej należy sprawdzić, czy dobrany silnik ma odpowiednią przeciągalność i moment rozruchowy.

Jeżeli obciążenie dla pracy okresowej przerwywanej ma charakter zmienny (rys.2.4.2b) to po określaniu czasu trwania okresu t_o , dla tego odcinka czasu należy wyznaczyć moc

zastępczą P_Z na podstawie wyrażenia (17) oraz wzgledny czas trwania obciążenia dla okresu t_0 . Następnie na podstawie wzoru (29) ustala się moc znamionową silnika.

Nie jest wskazane przeliczanie obciążalności silnika zbudowanego dla pracy ciąglej na pracę okresową przerywaną ze względu na inne kryteria konstrukcyjne. Silniki dla pracy przerywanej mają w tych samych gabarytach większe momenty maksymalne niż silniki dla pracy ciąglej.



Rys.2.4.2. Przykład obciążenia okresowego przerywanego:
a) stałego w czasie,
b) zmennego w czasie.

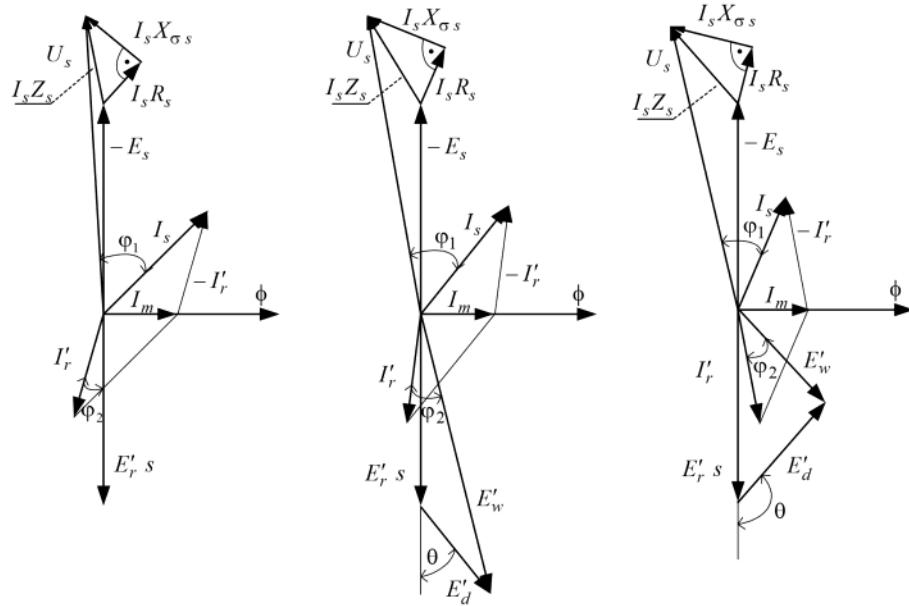
Wykład 7

poniedziałek, 7 października 2019 18:29



Układ kaskadowy silnika indukcyjnego pierścieniowego na stałą moc

Rysunki

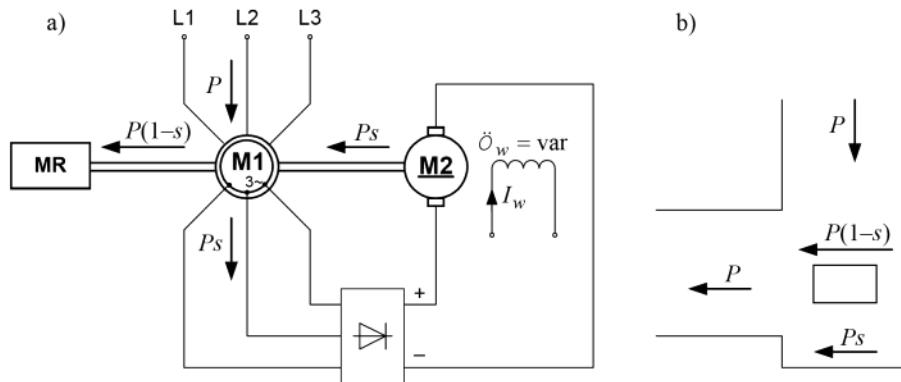


Rys. 2. Wykresy wektorowe silnika pierścieniowego przy różnych SEM E_d w obwodzie wirnika:
a) $E_d = 0$, b) $E_d > 0$, $\Theta < \pi/2$, c) $E_d > 0$, $\Theta > \pi/2$

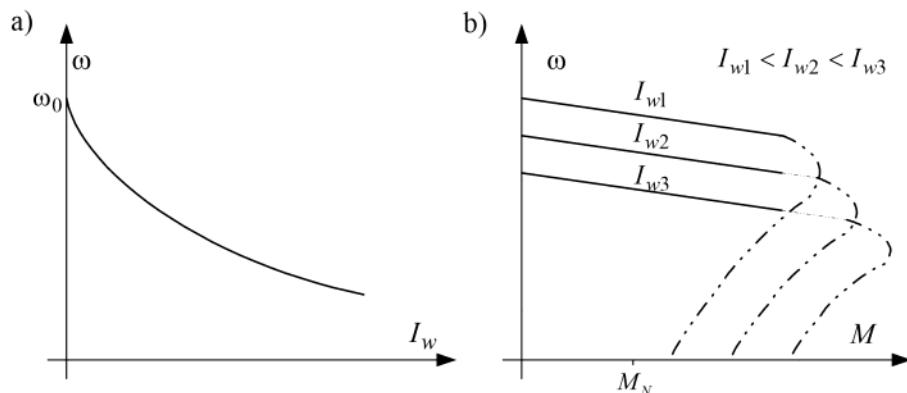
Jeżeli kąt $\dot{\theta} < \frac{\pi}{2}$ (rys. 2b), to wprowadzenie E_d do obwodu wirnika powoduje wzrost wypadkowej SEM E_w .

Przy założeniu stałej wartości impedancji wirnika ze wzrostem E_w zwiększy się prąd wirnika I'_r , a tym samym moment rozwijany przez silnik, co doprowadzi do wzrostu prędkości kątowej układu.

Przy małych kątach Θ i $E_w > E'_s$ równowaga momentu elektromagnetycznego i oporowego nastąpi przy ujemnym poślizgu, tj. przy prędkościach nadsynchronicznych. Jeżeli kąt $\dot{\theta} < \frac{\pi}{2}$ (rys. 2c), to wypadkowa SEM E_w zmniejszy się, prąd I'_r i moment zmaleją, co doprowadzi do zmniejszenia prędkości kątowej silnika. Przy odpowiednio dobranej wielkości dodatkowej SEM E_w i kąta Θ można układ napędowy zatrzymać i przeprowadzić jego nawrót.



Rys. 3. Kaskada zaworowo-maszynowa $P = \text{const}$: a) schemat ideowy, b) bilans mocy



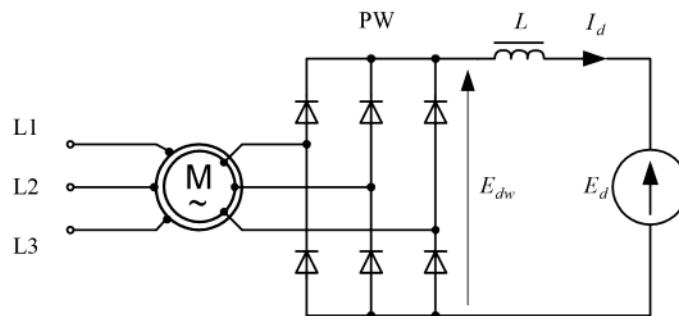
Rys. 5. Charakterystyki eksploatacyjne kaskady $P = \text{const}$: a) regulacyjna biegu jałowego, b) charakterystyki mechaniczne

Układ kaskadowy silnika indukcyjnego pierścieniowego na stały moment

Jednym ze sposobów regulacji momentu silnika indukcyjnego pierścieniowego, a tym samym jego prędkości kątowej, jest wprowadzenie dodatkowego źródła napięcia sinusoidalnego do obwodu wirnika. Źródło dodatkowego napięcia trójfazowego powinno stwarzać możliwość regulacji wartości amplitudy, częstotliwości, a także faz w stosunku do napięcia wirnika silnika.

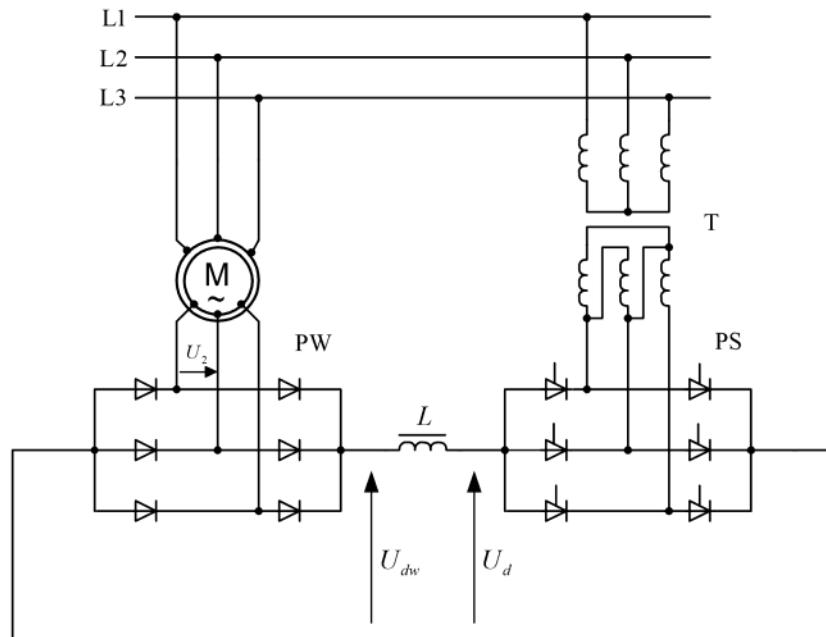
Prostszym rozwiązaniem, ograniczającym jednak możliwości regulacyjne silnika, jest zastosowanie prostownika niesterowanego w obwodzie wirnika i wprowadzenie do obwodu pośredniego prądu stałego dodatkowego, regulowanego źródła napięcia stałego E_d . Schemat ideowy takiego układu przedstawiono na rysunku 6.

Prostownik wirnikowy PW łączy galwanicznie dwa obwody: obwód prądu przemennego wirnika, w którym działa SEM $E_{r0}s$ oraz obwód prądu stałego z napięciem E_{dw} , równym wyprostowanemu napięciu wirnika i z dodatkowym napięciem E_d . W rezultacie tego połączenia istnieje ścisła zależność pomiędzy prądem wirnika I_r oraz prądem obwodu pośredniego I_d . Prąd I_d płynie pod wpływem różnicy napięć – wyprostowanego napięcia obwodu wirnika E_{dw} i dodatkowego napięcia E_d . Prąd I_d płynie do źródła o napięciu E_d , które jest wtedy odbiornikiem mocy poślizgu silnika. W najprostszym rozwiązaniu odbiornikiem tym może być akumulator lub maszyna prądu stałego. W praktycznych rozwiązaniach odbiornikiem mocy poślizgu jest prostownik sterowany pracujący w zakresie pracy falownikowej. Zastosowanie w obwodzie wirnika silnika pierścieniowego prostownika niesterowanego powoduje, że nie jest możliwe dostarczanie energii ze źródła E_d do silnika, lecz jedynie przekazywanie mocy poślizgu przez prostownik sterowany z powrotem do sieci zasilającej.

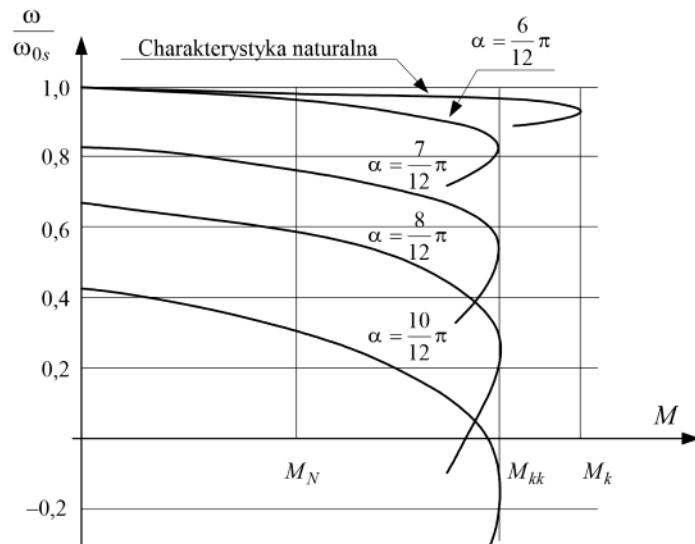


Rys. 6. Schemat ideowy układu regulacji prędkości silnika indukcyjnego pierścieniowego z dodatkowym napięciem E_d w obwodzie wyprostowanego prądu wirnika

Tego typu rozwiązania noszą nazwę kaskadowych układów napędowych stałego momentu. Kaskadowe układy napędowe mają wiele odmian konstrukcyjnych, z których najbardziej rozpowszechnionymi są kaskady podstawowe oraz kaskady skompensowane stałego momentu. Na rysunku 7 przedstawiono schemat ideowy kaskady podstawowej stałego momentu.



Rys. 7. Układ kaskady podstawowej stałego momentu



Rys. 8. Charakterystyki mechaniczne silnika asynchronicznego pierścieniowego w układzie kaskady zaworowej stałego momentu



Silnik obcowzbudny ma na ogół dwa uzwojenia

- uzwojenie twornika A1-A2
- uzwojenie wzbudzenia F1-F2

Może mieć też uzwojenie kompensacyjne i komutacyjne

Ćwiczenie 1

Kształtowanie charakterystyk silnika obcowzbudnego prądu stałego w różnych stanach pracy

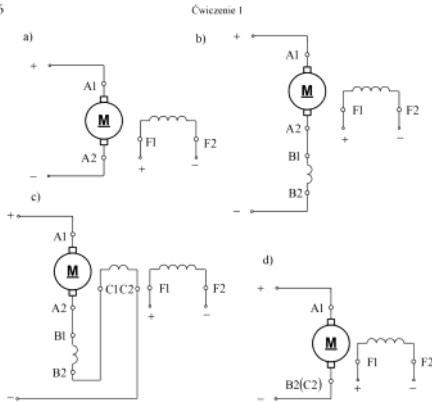
1.1. Program ćwiczenia

1. Wyznaczenie charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika obcowzbudnego w stanach pracy silnikowej.
2. Wyznaczenie charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika obcowzbudnego w stanach hamowania dynamicznego.
3. Wyznaczenie charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika obcowzbudnego w stanach hamowania przeciwwłączeniem.
4. Badanie metod sterowania silnikiem obcowzbudnym w stanach pracy silnikowej i hamowania elektrycznego.

1.2. Wiadomości teoretyczne

1.2.1. Wprowadzenie

Silnik obcowzbudny prądu stałego ma dwa niezależne obwody elektryczne, zasilane z oddzielnego źródła napięcia stałego: obwód twornika i obwód wzbudzenia (rys. 1.1). Podstawowymi uzwojeniami silnika są: uzwojenie twornika (A1, A2) i uzwojenie wzbudzenia (F1, F2). W celu zapewnienia prawidłowej komutacji może być zastosowane uzwojenie komutacyjne (B1, B2), a w silnikach większej mocy do wyeliminowania wpływu oddziaływania twornika – uzwojenie kompensacyjne (C1, C2). Uzwojenia komutacyjne i kompensacyjne są łączone szeregowo z uzwojeniem twornika.



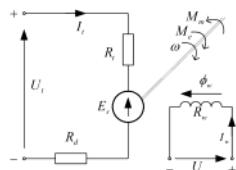
Rys. 1.1. Schematy obwodów silnika obcowzbudzonego prądu stałego:
a) układ podstawowy, b) silnik z uzupełnieniem komutacyjnym,
c) silnik z uzupełnieniem komutacyjnym i kompensacyjnym,
d) uproszczony schemat obwodów silnika

1.2.2. Równania charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika obcowzbudzonego

Do podstawowych charakterystyk silnika obcowzbudzonego należą:
 ➤ charakterystyka elektromechaniczna $\omega = f(I_s)$, przedstawiająca zależność prędkości kątowej silnika ω od prądu twornika I_s .
 ➤ charakterystyka mechaniczna $\omega = f(M_e)$, przedstawiająca zależność prędkości kątowej silnika ω od momentu elektromagnetycznego silnika M_e .
 Charakterystyki te określają zachowanie silnika w stanach pracy ustalonej i nazywane są również charakterystykami statycznymi silnika.

Kształtowanie charakterystyk silnika obcowzbudzonego prądu stałego w różnych stanach pracy 7

Schemat zastępczy silnika obcowzbudzonego do analizy stanów pracy ustalonej przedstawiono na rysunku 1.2.



Rys. 1.2. Schemat zastępczy silnika obcowzbudzonego do analizy stanów pracy ustalonej

W stanach statycznych silnik obcowzbudny prądu stałego jest opisany przez następujący układ równań algebraicznych:

➤ równanie napięciowe obwodu twornika

$$U_s = (R_d + R_a)I_s + E_s \quad (1.1)$$

➤ zależność na siłę elektromotoryczną twornika E_s

$$E_s = k_e \phi_w \omega \quad (1.2)$$

➤ równanie na moment elektromagnetyczny silnika M_N

$$M_N = k_e \phi_w I_s \quad (1.3)$$

w których:

U_s – napięcie zasilania obwodu twornika,

I_s – prąd twornika,

R_d – rezystancja twornika,

R_a – rezystancja dodatkowa w obwodzie twornika,

ϕ_w – strumień wbudzenia silnika,

k_e – stała konstrukcyjna silnika,

ω – prędkość kątowa silnika.

Po podstawieniu zależności (1.2) do (1.1) otrzymuje się następujące ogólne równanie charakterystyki elektromechanicznej silnika obcowzbudzonego prądu stałego

$$\omega = \omega(I_s) = \frac{U_s - R_d I_s}{k_e \phi_w} - \frac{R_a}{k_e \phi_w} I_s = \omega_0 - k_s I_s, \quad (1.4)$$

Model matematyczny SPS

Założenia upraszczające:

- parametry są skupione i stałe
- pomija się oddziaływanie twornika
- pomija się zjawiska nielinowe (histerez i wpływ prądów wirowych)

Równania obwodowe równowagi elektrycznej:

- równanie napięciowe obwodu wbudzenia $I_{tz} = R_w I_s + \frac{d\phi_w}{dt}$
- równanie napięciowe obwodu twornika $U_t = R_t I_s + L_t \frac{di_t}{dt} + E_s$
- równanie równowagi mechanicznej - równanie ruchu: $\frac{dm}{dt} = M_N - M_e$
- zależność na charakterystykę magnesowania: $\phi_w = f(i_w)$
- zależność na siłę elektromotoryczną twornika $E_s = k_e \phi_w \Omega$
- równanie na moment elektromagnetyczny silnika $M_N: M_N = k_e \phi_w I_s$

Podstawowe parametry SPS:

- dane silnika: $P_N, U_N, I_N, \Omega_N, \eta_N$ ($\Omega_N = \frac{2\pi}{60} n_N$)
- prędkość biegu jałowego: $\Omega_{WN} = \frac{U_N}{k_e \phi_{WN}}$, $k_e \phi_{WN} = \frac{U_N - I_N R_d}{\Omega_N}$
- rezystancja twornika: $R_t = 0,5 \frac{U_N}{I_N} (1 - \eta_N)$
- prąd zwarcia: $I_{tz} = \frac{U_N}{R_t}$
- moment znamionowy: $M_{eN} = k_e \phi_{WN} I_N$
- moment na wale: $M_N = \frac{P_N}{\frac{2\pi}{60} n_N} = \frac{30 P_N}{\pi n_N} = 9,55 \frac{P_N}{n_N}$
- moment strat biegu jałowego: $M_{bJ} = M_{eN} - M_N$
- sprawność znamionowa $\eta_N = \frac{P_N}{U_N I_N} = \frac{P_N}{P_e}$

w którym:

$$\omega_0 = \omega|_{I_t=0} = \frac{U_i}{k_e \phi_e}, \quad k_f = \frac{R_i + R_d}{k_e \phi_e}, \quad (1.5)$$

ω_0 – prędkość kątowa idealnego biegu jalowego silnika,

k_e – współczynnik nachylenia charakterystyki elektromechanicznej silnika.

Po podstawieniu do równania (1.4) wyrażenia określającego prąd twornika I_t , wynikającego z zależności (1.3), otrzymuje się następujące ogólne równanie charakterystyki mechanicznej silnika obcowzbudzonego prądu stałego

$$\omega = \omega(M_e) = \frac{U_i - (R_i + R_d)}{(k_e \phi_e)^2} M_e = \omega_0 - k_M M_e, \quad (1.6)$$

w którym:

k_M – współczynnik nachylenia charakterystyki mechanicznej silnika

$$k_M = \frac{R_i + R_d}{(k_e \phi_e)^2}. \quad (1.7)$$

Z zależności (1.4) i (1.6) wynika, że równania charakterystyki elektromechanicznej i charakterystyki mechanicznej silnika obcowzbudzonego są pod względem matematycznym równaniami prostych o ujemnych współczynnikach nachylenia. W przypadku pracy silnika przy stałej wartości strumienia wzbudzenia $\phi_e = \text{const}$ występuje proporcjonalność między momentem elektromagnetycznym M_e i pradem twornika I_t . Przebiegi charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika mogą być wtedy przedstawione na wspólnym wykresie przy odpowiednim dobiorze skali prądu i momentu na osi odciętych.

Charakterystyka elektromechaniczna i mechaniczna silnika – wyznaczona przy znamionowej wartości napięcia twornika U_{iN} , znamionowej wartości strumienia wzbudzenia ϕ_{eN} (znamionowej wartości prądu wzbudzenia I_{eN}) oraz przy normalnym układzie połączeń obwodów silnika (bez dodatkowych elementów) – jest nazywana charakterystyką naturalną. Gdy nie jest spełniona którykolwiek z tych warunków, wówczas otrzymywane charakterystyki są charakterystykami sztucznyymi silnika.

Kształtowanie charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika polega na celowym oddziaływaniu na wartości napięć zasilających, parametry obwodów silnika lub układy połączeń tych obwodów w celu otrzymania pożądanego przebiegu charakterystyk sztucznych, a przez to pożądanych stanów pracy silnika.

1.2.3. Kształtowanie charakterystyk silnika obcowzbudzonego w stanach pracy silnikowej

Z równań (1.4) i (1.6) wynikają następujące metody kształtowania charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika:

Kształtowanie charakterystyk silnika obcowzbudzonego prądu stałego w różnych stanach pracy

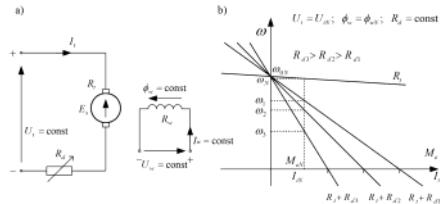
a) przez zmianę wartości rezystancji dodatkowej R_d w obwodzie twornika,

b) przez zmianę wartości napięcia U_i zasilającego obwód twornika,

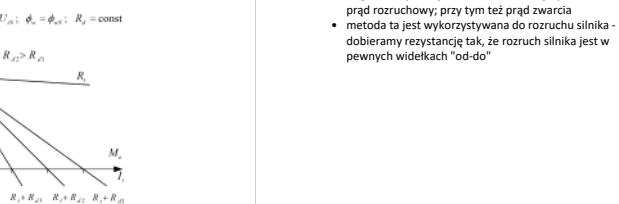
c) przez zmianę wartości strumienia wzbudzenia ϕ_e .

1.2.3.1. Sterowanie przez zmianę wartości rezystancji dodatkowej w obwodzie twornika

Schemat połączeń obwodów silnika i rodziny charakterystyk silnika obcowzbudzonego sterowanego przez zmianę wartości rezystancji dodatkowej $R_d = \text{var}$ w obwodzie twornika przedstawiono na rysunku 1.3. Podczas tego sterowania utrzymywana jest stała, znamionowa wartość napięcia zasilania obwodu twornika $U_i = U_{iN} = \text{const}$ i stała, znamionowa wartość strumienia wzbudzenia $\phi_e = \phi_{eN} = \text{const}$.



- stąd się bierze rozbieganie silnika przy otwartym obwodzie wzbudzenia
- większa rezystancja wzbudzenia: mniejszy moment i prąd rozruchowy; przy tym też prąd zwarcia
- metoda ta jest wykorzystywana do rozruchu silnika – dobrujemy rezystancję tak, że rozruch silnika jest w pewnych wypadkach "od-do"

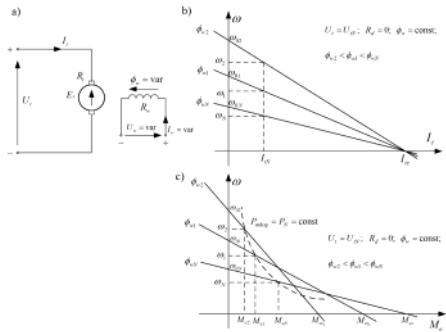


Rys. 1.3. Sterowanie silnikiem obcowzbudzonym przez zmianę rezystancji obwodu twornika:
a) układ sterowany, b) rodzina charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych

Z równań (1.4) i (1.6) wynika, że zwiększanie wartości rezystancji dodatkowej R_d w obwodzie twornika powoduje wzrost nachylenia charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika. Rodziny tych charakterystyk dla różnych wartości rezystancji R_d tworzą zbiór prostych, przecinających osi prędkości kątowej w tym samym punkcie, wyznaczającym wartość prędkości kątowej idealnego biegu jalowego silnika ω_0 przy znamionowej wartości napięcia twornika i strumienia wzbudzenia. Punkty przecięcia tych charakterystyk z osią odciętych wyznaczają natomiast odpowiednio wartości statyczne prądów rozruchowych lub elektromagnetycznych momentów rozruchowych przy prędkości kątowej $\omega = 0$, czyli dla stanu bezpośrednio po załączeniu silnika. Ta metoda kształtowania charakterystyk jest stosowana podczas rezystorowej regulacji prędkości kątowej oraz podczas rezystorowego rozruchu silnika.

jest wyłącznie zmniejszanie prądu wzbudzenia poniżej wartości znamionowej I_{Nw} , czyli zmniejszanie („osłabianie”) strumienia wzbudzenia poniżej wartości znamionowej ϕ_{Nw} . Zwiększenie strumienia wzbudzenia powyżej wartości znamionowej jest celowe z powodu nasycenia obwodu magnetycznego silnika. Wymagałoby to znaczącego zwiększenia prądu wzbudzenia ponad wartość znamionową, co prowadzi do niedopuszczalnego wzrostu temperatury uzwojenia wzbudzenia silnika.

Rodzina charakterystyk elektromechanicznych silnika $\omega = f(I)$ dla różnych wartości strumienia wzbudzenia $\phi_e \leq \phi_{Nw}$ tworzy zbiór prostych o różnych nachyleniach. Wszystkie proste przecinają osią prądu w jednym punkcie wyznaczającym prąd zwarcia twornika $I_o = U_e/R_e$. Rodzina charakterystyk mechanicznych silnika $\omega = f(M)$ dla różnych wartości strumienia wzbudzenia $\phi_e \leq \phi_{Nw}$ tworzy również zbiór prostych o różnych nachyleniach. Wszystkie te proste przecinają jednak osią momentu w różnych punktach, odpowiadających momentom zwarcia silnika M_{rc} dla poszczególnych wartości strumienia wzbudzenia ϕ_e .



Rys. 1.5. Sterowanie silnikiem obcowzbudnym przez zmianę strumienia wzbudzenia:
a) układ sterowania, b) rodzina charakterystyk elektromechanicznych,
c) rodzina charakterystyk mechanicznych

• rozróżnienie charakterystyk mechanicznych i elektromechanicznych

Regulacja prędkości kątowej silnika przez osłabianie strumienia wzbudzenia pozwala na uzyskiwanie prędkości kątowych o wyższych wartościach od otrzymywanych podczas pracy silnika na charakterystyce naturalnej. Ten sposób sterowania jest nazywany dlatego regulacją prędkości „w górze”. Wartość dopuszczalnego osłabienia strumienia wzbudzenia silnika jest ograniczona przez warunki wymagane dla poprawnej komutacji oraz dopuszczalne wg względów mechanicznych wartości maksymalnej prędkości kątowej silnika. Podczas pracy ustalonej przy zmniejszonej wartości strumienia wzbudzenia prąd twornika nie może przekraczać wartości znamionowej. Przy tym sposobie sterowania prędkości graniczne obciążenie silnika mocą mechaniczną P_{max} jest więc równe mocy znamionowej silnika $P_{Nw} = P_N = \text{const}$, a zależność dopuszczalnego momentu obciążenia silnika od prędkości kątowej ma charakter hiperbowy (rys. 1.5c).

Do istotnych zalet regulacji prędkości kątowej silnika przez osłabianie strumienia wzbudzenia należy możliwość uzyskiwania płynnej regulacji prędkości oraz ekonomiczność układu sterowania, gdyż straty mocy występujące w obwodzie wzbudzenia stanowią małą część mocy znamionowej silnika. Sprawność układu napędowego przy tym sposobie sterowania jest określana w podobny sposób jak przy sterowaniu napięciowym.

1.2.4. Kształtowanie charakterystyk silnika obcowzbudzonego w stanach hamowania elektrycznego

Kształtowanie charakterystyk mechanicznych silnika obcowzbudzonego podczas stanów hamowania elektrycznego ma na celu uzyskanie możliwości sterowania wartości momentu elektromagnetycznego silnika i przebiegiem procesu hamowania. Wyróżnia się następujące podstawowe metody hamowania elektrycznego silnikiem obcowzbudzonym prądem stałym:

- hamowanie odzyskowe (prądnicowe),
- hamowanie dynamiczne (rezystorsowe),
- hamowanie przeciwwzajemieniem (przeciwwprądowe).

1.2.4.1. Hamowanie odzyskowe

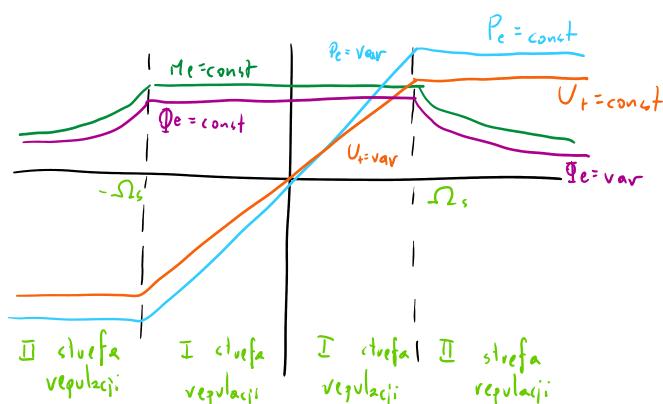
Stan hamowania odzyskowego silnikiem obcowzbudzonym występuje wtedy, gdy prędkość kątowa silnika ω jest większa od prędkości idealnego biegu jałowego silnika ω_0 dla danej wartości strumienia wzbudzenia i napięcia zasilania obwodu twornika. Podczas tego stanu sila elektromotoryczna twornika jest większa od napięcia zasilania $E_i > U_{Nw}$, co powoduje, że silnik pracuje jak prądnica obcowzbudzona. Prąd twornika jest wtedy zwracany do źródła zasilania, a moment elektromagnetyczny silnika jest skierowany przeciwne do kierunku prędkości silnika, czyli jest momentem hamującym.

Charakterystyki elektromechaniczne i mechaniczne silnika dla stanu hamowania odzyskowego są położone w II lub w IV kwadrancie (odpowiednio do bieguności napięcia zasilania obwodu twornika) i stanowią przedłużenie charakterystyk dla stanu

- za mały strumień -> nieprawidłowa komutacja / rozbieganie silnika

- regulacja dwustrefowa prędkości SPS - zmiana U_e oraz ϕ_w
 - regulacja prędkości metodą $U_e = \text{var}$ (w dół) oraz $\phi_w = \text{var}$ (w góre) doskonale się uzupełniają - uzyskuje się tzw. regulację dwustrefową:
 - I strefa - regulacja prędkości w dół poprzez zmianę U - regulacja ze stałym momentem
 - II strefa - regulacja prędkości w góre - poprzez zmianę ϕ_w - regulacja ze stałą mocą

DWUSTREFOWE STEROWANIE PRĘDKOŚCI, SPS:



pracy silnikowej. Mimo wielu zalet ten sposób hamowania silnika nie zawsze może być stosowany. Warunkiem koniecznym uzyskania stanu hamowania odzyskowego jest zapewnienie możliwości zwrotu energii elektrycznej przez silnik do źródła zasilania, czyli przeciwnego niż podczas pracy silnikowej przepływu prądu twornika. Warunek ten może być spełniony tylko wtedy, gdy obwód twornika jest zasilany z baterii akumulatorów, generatora prądu stałego, prostownika sterowanego nawiązującego oraz prostownika sterowanego nienawiżnego, z przełączaniem obwodu twornika lub wzbudzenia.

1.2.4.2. Hamowanie dynamiczne

Schemat połączeń obwodów silnika obcowzbugdzonego podczas hamowania dynamicznego przedstawiono na rysunku 1.6a. Przełączanie silnika ze stanu pracy silnikowej do stanu hamowania dynamicznego uzyskuje się przez odłączenie obwodu twornika od źródła zasilania i zwarcie tego obwodu przez rezystor hamowania R_h o stałej lub nastawianej wartości rezystancji. Obwód wzbudzenia silnika podczas tego hamowania jest zasilany tak, jak podczas pracy silnikowej.

W trakcie hamowania do silnika jest dostarczana energia mechaniczna układu napędowego, która jest zamieniana na energię elektryczną, a następnie wytracana w postaci strat mocy na rezystancji hamowania R_h i rezystancji twornika R_t .

Równania charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika obcowzbugdzonego dla stanu hamowania dynamicznego mogą być wyznaczone z ogólnych równań charakterystyk silnika (1.4) i (1.6). W równaniach tych należy uwzględnić, że podczas tego hamowania obwód twornika jest zwarty, czyli $I_t = 0$, a wartość rezystancji dodatkowej w obwodzie twornika jest równa rezystancji hamowania R_h . Otrzymuje się wtedy następujące równania charakterystyki elektromechanicznych i mechanicznych silnika obcowzbugdzonego dla stanu hamowania dynamicznego:

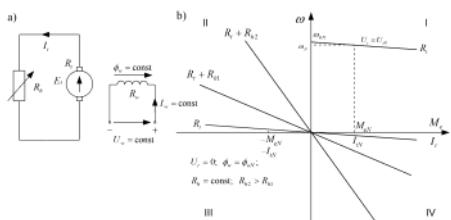
$$\omega = \omega(I_t) = -\frac{R_t + R_h}{k_t \phi_a} I_t = -k_t I_t, \quad (1.11)$$

$$\omega = \omega(M_t) = -\frac{R_t + R_h}{(k_t \phi_a)^2} M_t = -k_M M_t. \quad (1.12)$$

Rodzinę charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika dla stanu hamowania dynamicznego przedstawiono na rysunku 1.6b.

Charakterystyki te tworzą zbiór prostych położonych w II i IV kwadrancie i przechodzących przez początek układu współrzędnych. Charakterystyki hamowania kształtuje się przez zmianę wartości rezystancji hamowania $R_h = \text{var}$, przy stałej znanionowej wartości strumienia wzbudzenia $\phi_a = \phi_{AV} = \text{const}$. Charakterystyka dla bezpośredniego zwarcia obwodu twornika ($R_h = 0$) jest równoległa do charakterystyki naturalnej silnika, przy zwiększeniu wartości rezystancji hamowania R_h otrzymuje się charakterystyki o coraz większym pochyleniu.

Kształtowanie charakterystyk silnika obcowzbugdzonego prądu stałego w różnych stanach pracy 15



Rys. 1.6. Schemat połączeń (a) i charakterystiki silnika obcowzbugdzonego (b) podczas hamowania dynamicznego

Zaletą tej metody hamowania jest prostota układu i duża pewność pracy. Do istotnych wad należy natomiast zmniejszanie się wartości momentu hamującego silnika podczas zmniejszania prędkości kątowej silnika oraz brak możliwości uzyskania momentu hamującego w stanie zatrzymania silnika (przy prędkości $\omega = 0$).

1.2.4.3. Hamowanie przeciwłączeniem

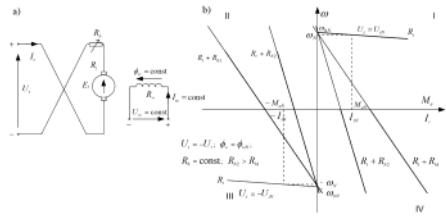
Schemat połączeń silnika obcowzbugdzonego dla stanu hamowania przeciwłączeniem przedstawiono na rysunku 1.7a. Przełączanie ze stanu pracy silnikowej do stanu hamowania przeciwłączeniem uzyskuje się najwcześniej przez odłączenie obwodu twornika od źródła napięcia stałego i ponowne załączenie tego obwodu do źródła przy przeciwnej do poprzedniej bieguności zasilania. W celu ograniczenia wartości prądu twornika, do obwodu twornika należy włączyć rezystor hamowania R_h o stałej lub nastawianej wartości rezystancji. Podczas hamowania obwód wzbudzenia silnika nie jest przełączany i jest zasilany w taki sam sposób jak podczas pracy silnikowej.

Jeżeli podczas stanu hamowania przeciwłączeniem twornik silnika jest zasilany napięciem o przeciwnej bieguności z równaniem napięciowym silnika (1.1), otrzymuje się wyrażenie określające prąd twornika:

$$I_t = -\frac{U_s + E_s}{R_t + R_h}, \quad (1.13)$$

z którego wynika, że zwrot prądu twornika jest przeciwny do występującego podczas pracy silnikowej, a moment elektromagnetyczny silnika jest momentem hamującym. Wartość bezwzględna prądu twornika jest proporcjonalna do sumy napięcia zasilania obwodu twornika U_s i siły elektromotorycznej E_s . Z tych względów w celu ogranicze-

nia maksymalnej wartości prądu twornika i momentu do obwodu twornika należy dołączyć odpowiednią rezystancję hamowania R_h . Podczas hamowania przeciwówłączeniem do silnika jest doprowadzana energia z dwóch stron: energia mechaniczna od układu napędowego i energia elektryczna ze źródła napięcia stałego zasilającego obwód twornika. Suma tych energii jest wytracana w postaci strat mocy na rezystancji hamującej i rezystancji uzwrożenia twornika. Straty mocy od tej energii są duże i dla tego hamowanie przeciwówłączeniem nie jest ekonomiczne.



Rys. 1.7. Schemat (a) i charakterystyki silnika obcowzbudnego (b) dla stanu hamowania przeciwówłączeniem

Równania charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika obcowzbudnego dla stanu hamowania przeciwówłączeniem mogą być wyznaczone z równań ogólnych (1.4) i (1.6), po uwzględnieniu w nich warunku, że napięcie zasilające obwód twornika ma przeciwną bieguność, a $R_h = R_s$. Otrzymuje się wtedy następujące równania charakterystyk silnika obcowzbudnego dla hamowania przeciwówłączeniem:

$$\omega = \omega(I_i) = -\frac{U_i - R_t + R_h}{k_s \phi_e} I_i = -\omega_0 - k_I I_i, \quad (1.14)$$

$$\omega = \omega(M_e) = -\frac{U_i - R_t + R_h}{(k_s \phi_e)^2} M_e = -\omega_0 - k_M M_e. \quad (1.15)$$

Przebiegi charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika, wyznaczone dla bezwzględnej wartości napięcia twornika równej znamionowej $U_i = U_{N}$ oraz znamionowej wartości strumienia $\phi_e = \phi_{eN}$ = const i różnych wartościach rezystancji hamowania R_h = var przedstawiono na rysunku 1.7b. Charakterystyki hamowania są położone w II kwadrancie i tworzą zbiór prostych o różnych

Kształtowanie charakterystyk silnika obcowzbudnego prądu stałego w różnych stanach pracy 17

nachyleniach, zależnych od wartości rezystancji hamowania R_h . Są one przedłużeniem charakterystyk dla stanu pracy silnikowej, określonych dla zasilania obwodu twornika napięciem o przeciwniej bieguności. W IV kwadrancie przedstawiono dodatkowo charakterystyki silnika dla stanu hamowania przeciwówłączeniem, które uzyskuje się bez przełączania bieguności napięcia zasilania twornika wówczas, gdy silnik jest obejmowany momentem o działaniu czynnym.

Zaleta tej metody hamowania jest prostota oraz duża skuteczność układu hamowania. Układ ten zapewnia możliwość uzyskania momentu hamującego przy wszystkich wartościach prędkości oraz w stanie zatrzymania układu napędowego. Istotną wadą tej metody hamowania jest konieczność odłączenia obwodu twornika od źródła zasilania przed lub w chwili osiągnięcia przez silnik prędkości zerowej w celu uniknięcia niepożądanej rozruchu silnika w przeciwnym kierunku wirowania.

1.3. Instrukcja

1.3.1. Opis stanowiska pomiarowego

Schemat układu pomiarowego do badań silnika obcowzbudnego prądu stałego w stanach pracy silnikowej przedstawiono na rysunku 1.8, a do badań silnika w stanach hamowania dynamicznego i hamowania przeciwówłączeniem na rysunku 1.9.

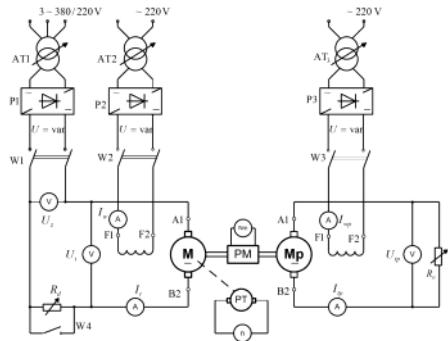
Część mechaniczna układu laboratoryjnego składa się z dwóch połączonych z sobą mechanicznie maszyn obcowzbudnych prądu stałego: silnika badanego M i maszyny pomocniczej Mp. Do pomiaru prędkości obrotowej silnika służy prądnica tachometryczna PT z miernikiem prędkości obrotowej n. W układzie może być zastosowany przetwornik momentu PM i miernik momentu mechanicznego Nm. W razie braku przetwornika momentu wartości momentu silnika należy wyznaczać obliczeniowo na podstawie bilansu mocy.

1.3.2. Wyznaczanie charakterystyk silnika obcowzbudnego w stanach pracy silnikowej

1.3.2.1. Uruchomienie układu laboratoryjnego

Badań wykonuje się w układzie pomiarowym przedstawionym na rysunku 1.8. Silnik badany M jest wtedy obejmowany maszyną Mp, pracującą jako obcowzbudna prądnica prądu stałego, która oddaje energię do rezystancji obejmowania R_h . Uruchomienie układu pomiarowego rozpoczyna się od załączenia obwodu wzbudzenia i nastawienia znamionowej wartości I_{av} prądu wzbudzenia silnika M. Następnie należy załączyć obwód twornika silnika M i za pomocą autotransformatora AT1 dokonać

rozruchu napięciowego silnika aż do uzyskania wartości znamionowej napięcia twornika U_{fz} . Po zakończeniu rozruchu załączyć obwód wzbudzenia maszyny M_p i nastawić taką wartość prądu wzbudzenia, aby napięcie twornika nie przekraczało wartości znamionowej tej maszyny. Wartość rezystancji obciążenia prądnicy R_e powinna być wstępnie nastawiona na wartość maksymalną.



Rys. 1.8. Schemat układu pomiarowego do wyznaczenia charakterystyk silnika obcowzbudnego w stanzach pracy silnikowej

1.3.2.2. Wyznaczenie charakterystyk naturalnych oraz znamionowych wielkości elektromagnetycznych i mechanicznych silnika

Celem badań jest wyznaczenie naturalnej charakterystyki elektromechanicznej $\omega = f(I_t)$ i mechanicznej $\omega = f(M_r)$ silnika obcowzbudnego. Podczas wyznaczania tych charakterystyk należy utrzymywać znamionową wartość napięcia zasilania twornika $U_t = U_{\text{fz}}$, znamionową wartość prądu wzbudzenia $I_t = I_{\text{fz}}$, a wartość rezystancji dodatkowej w obwodzie twornika powinna być równa zeru – $R_d = 0$. Pomary wykonywać przez stopniowe zwiększenie obciążenia silnika M maszyną M_p aż do wartości granicznej prądu twornika $I_t \leq 1,2I_{\text{fz}}$.

Kształtowanie charakterystyk silnika obcowzbudzonego prądu stałego w różnych stanach pracy 19

Przebieg naturalnej charakterystyki elektromechanicznej silnika $\omega = f(I_t)$ wyznacza się bezpośrednio na podstawie wyników pomiarów. W przypadku możliwości pomiaru momentu mechanicznego M_r na wale silnika należy wyznaczyć również przebieg charakterystyki $\omega = f(M_r)$. Przebieg naturalnej charakterystyki mechanicznej $\omega = f(M_r)$ wyznacza się obliczeniowo na podstawie przeliczenia w podany poniżej sposób zmierzonych wartości prądu twornika I_t na wartość momentu elektromagnetycznego M_r .

Moment elektromagnetyczny M_r silnika dla danej wartości prądu twornika I_t i znamionowej wartości strumienia wzbudzenia ϕ_{fz} oblicza się następująco

$$M_r = k_s \phi_{\text{fz}} I_t = c_M I_t. \quad (1.16)$$

Znamionowa wartość stałej momentu c_M może być wyznaczona pomiarowo lub obliczona z zależności

$$c_M = k_s \phi_{\text{fz}} = \frac{E_{\text{fz}}}{\omega_{\text{fz}}} = \frac{U_{\text{fz}} - R I_{\text{fz}}}{\omega_{\text{fz}}}, \quad (1.17)$$

w której ω_{fz} – znamionowa prędkość kątowa silnika.

Gdy rzeczywista wartość rezystancji twornika R nie jest znana, wówczas przybliżoną wartość tej rezystancji można obliczyć z wzoru

$$R_t = 0.5(1 - \eta_N) \frac{U_{\text{fz}}}{I_{\text{fz}}}, \quad (1.18)$$

w którym:

$$\eta_N = \frac{P_N}{U_{\text{fz}} I_{\text{fz}}}, \quad (1.19)$$

η_N – znamionowa sprawność silnika,

P_N – moc znamionowa na wale silnika, W.

Znamionowy moment elektromagnetyczny silnika M_{fz} jest momentem wytwarzanym przy znamionowej wartości prądu twornika i strumienia wzbudzenia

$$M_{\text{fz}} = k_s \phi_{\text{fz}} I_{\text{fz}} = c_M I_{\text{fz}}. \quad (1.20)$$

Znamionowy moment mechaniczny M_N na wale silnika oblicza się z zależności

$$M_N = \frac{P_N}{\omega_{\text{fz}}}. \quad (1.21)$$

Na podstawie wyznaczonej pomiarowo naturalnej charakterystyki elektromechanicznej $\omega = f(I_t)$ należy wyznaczyć ustepliwosć względną u tej charakterystyki

$$u = \frac{\omega(I_t = 0) - \omega(I_t = I_{\text{fz}})}{\omega_{\text{fz}}} \cdot 100\%. \quad (1.22)$$

Wartość ustepliwości względnej u należy porównać z wartością znamionową ustepliwości względnej u_N : charakterystyki naturalnej, określonej zależnością

$$u_N = \frac{\omega_{b,N} - \omega_N}{\omega_N} \cdot 100\%. \quad (1.23)$$

Znamionowa prędkość kątowa idealnego biegu jałowego $\omega_{b,N}$ oblicza się na podstawie danych znamionowych silnika ze wzoru

$$\omega_{b,N} = \frac{U_{iN}}{k_e \phi_{b,N}} = \frac{U_{iN}}{c_M} = \omega_N \frac{U_{iN}}{U_{iN} + R_i I_{iN}}. \quad (1.24)$$

1.3.2.3. Wyznaczenie charakterystyk silnika do sterowania przez zmianę rezystancji dodatkowej w obwodzie twornika

Celem badań jest wyznaczenie rodzin sztucznych charakterystyk elektromechanicznych $\omega = f(I)$ i mechanicznych $\omega = f(M)$ dla różnych wartości rezystancji dodatkowej R_d – var dołączonej do obwodu twornika silnika. Wartość tej rezystancji jest nastawiana za pomocą rezystora R_d przy otwartym łączniku W4. Podczas pomiarów należy utrzymywać znamionową wartość napięcia zasilania obwodu twornika $U_d = U_{iN}$ i znamionową wartość prądu wzbudzenia $I_d = I_{iN}$ silnika.

Pomary do wyznaczenia przebiegu charakterystyk elektromechanicznych $\omega = f(I)$ dla różnych wartości rezystancji $R_d = \text{const}$ należy wykonywać przez stopniowe zwiększenie obciążenia silnika M maszyną Mp aż do wartości granicznej prądu twornika $I_t \leq 1,2I_{iN}$. Wartość rezystancji R_d włączonej do obwodu twornika można określić na podstawie pomiaru napięcia U_d na tej rezystancji i prądu twornika I_t :

$$R_d = \frac{U_d}{I_t} = \frac{U_d - U_d}{I_t}. \quad (1.25)$$

Na podstawie pomiarów należy na wspólnym wykresie przedstawić przebiegi naturalnej i sztucznych charakterystyk elektromechanicznych $\omega = f(I)$ dla różnych wartości rezystancji R_d . Po przeliczeniu prądu twornika na moment elektromagnetyczny według równań (1.16) i (1.17) wyznaczyć również przebiegi charakterystyk mechanicznych $\omega = f(M)$. Dla każdej charakterystyki elektromechanicznej wyznaczyć ustepliwość względną charakterystyki i porównać z wartością ustepliwości znamionowej u_N . Z wykresów charakterystyk elektromechanicznych dla różnych wartości $R_d = \text{const}$ należy graficznie określić wartości uzyskanych prędkości kątowych silnika dla wybranych wartości prądu twornika oraz odpowiadające im sprawności układu napędowego. Sprawność układu otrzymuje się z wzoru (1.9), który można zapisać w postaci

$$\eta = \eta(\omega) = \frac{\omega(I_t = kI_{iN})}{\omega_{b,N}(I_t = 0)}. \quad (1.26)$$

W sprawozdaniu należy wyznaczyć wartości prędkości kątowych i sprawności układu odpowiadające pracy silnika na charakterystyce naturalnej i charakterystykach sztucznych dla obciążenia względnych równych odpowiednio: $k = I_t/I_{iN} = M_t/M_{iN} = 0; 0,25; 0,5; 0,75; 1,0$.

1.3.2.4. Wyznaczenie charakterystyk silnika do sterowania przez zmianę napięcia twornika

Celem badań jest wyznaczenie rodzin sztucznych charakterystyk elektromechanicznych $\omega = f(I)$ i charakterystyk mechanicznych silnika $\omega = f(M)$ dla różnych wartości napięcia obwodu twornika U_d oraz charakterystyki sterowania $\omega = f(U_d)$. Podczas pomiarów należy utrzymywać znamionową wartość prądu wzbudzenia $I_d = I_{iN}$, a wartość rezystancji dodatkowej w obwodzie twornika powinna być równa zeru – $R_d = 0$.

Pomary charakterystyk elektromechanicznych $\omega = f(I)$ wykonane dla kilku nastawień napięcia zasilania obwodu twornika $U_d = \text{const}$ zawartych w przedziale $0 \leq U_d \leq U_{iN}$. Podczas wyznaczania przebiegu danej charakterystyki należy stopniowo zwiększać obciążenie silnika M przez maszynę pomocniczą Mp aż do wartości granicznej prądu twornika $I_t \leq 1,2I_{iN}$. Po przeliczeniu prądu twornika na moment elektromagnetyczny należy wyznaczyć przebiegi charakterystyk mechanicznych $\omega = f(M)$. Dla wyznaczonej pojedynczej rodzinie charakterystyk elektromechanicznych $\omega = f(I)$ obliczyć na podstawie wzoru (1.22) ustepliwość względną u każdej charakterystyki i porównać ze znamionową ustepliwością względną u_N . Z wykresów charakterystyk należy wykonać według wzoru (1.10) wyznaczyć graficznie sprawność układu napędowego dla pracy na charakterystyce naturalnej i charakterystykach sztucznych, przy obciążeniu względnych silnika równych odpowiednio: $k = I_t/I_{iN} = M_t/M_{iN} = 0, 0,25, 0,5, 0,75; 1,0$.

Pomary charakterystyki sterowania prędkością silnika przez zmianę napięcia twornika $\omega = f(U_d)$, $\phi_e = \phi_{b,N} = \text{const}$ wykonuje się dla stanu pracy jałowej silnika M (maszyna Mp niewzbudzona, a rezystor R_d nastawiony na maksymalną wartość). Podczas pomiarów należy zmniejszać stopniowo napięcie zasilania U_d od wartości znamionowej aż do wartości równej零.

1.3.2.5. Wyznaczenie charakterystyk do sterowania silnika przez zmianę wartości strumienia wzbudzenia

Celem badań jest wyznaczenie rodzin charakterystyk elektromechanicznych silnika $\omega = f(I)$ dla różnych wartości strumienia wzbudzenia $\phi_e = \text{var}$ oraz charakterystyki sterowania prędkością $\omega = f(I)$. Podczas wyznaczania tych charakterystyk należy utrzymywać stałe napięcie twornika, równe wartości znamionowej $U_d = U_{iN}$, a rezystancja dodatkowa R_d w obwodzie twornika powinna być równa zero.

Pomary charakterystyk elektromechanicznych $\omega = f(I)$ należy wykonać dla kilku nastawień wartości prądu wzbudzenia silnika zawartych w przedziale $I_{min} \leq I_e \leq I_{max}$. Podczas wyznaczania przebiegu danej charakterystyki należy stopniowo zwiększać obciążenie silnika M za pomocą maszyny pomocniczej Mp, aż do wartości granicznej

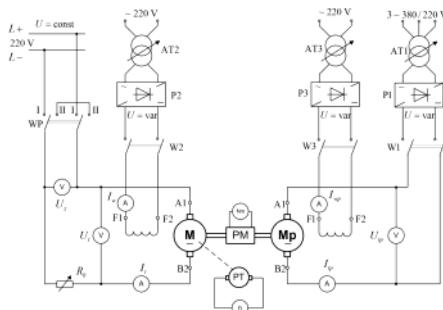
prądu twornika $I \leq 1,2I_{\text{N}}$. Dla wyznaczonej rodzyiny charakterystyk elektromechanicznych $\omega = f(I)$ obliczyć według wzoru (1.22) ustepliwość względna u każdej charakterystyki i porównać z wartością znamionowej ustepliwości względnej u_{c} .

Pomiary charakterystyki sterowania $\omega = f(I_s)$ wykonuje się dla stanu biegu jadowego silnika M przy zasilaniu obwodu twornika napięciem znamionowym. Pomiary należy wykonywać, zmniejszając stopniowo prąd wzbudzenia silnika od wartości znamionowej $I_s = I_{\text{N}}$ aż do wartości minimalnej I_{min} , której odpowiada maksymalna, dopuszczalna dla danego typu silnika wartość predkości kątowej ω_{max} . Wartość predkości ω_{max} jest podawana przez producenta silnika, a jeśli nie jest znana, można przyjąć orientacyjnie, że $\omega_{\text{max}} \approx 1,5 \omega_{\text{N}}$.

1.3.3. Wyznaczenie charakterystyk silnika obcowzbudnego prądu stałego dla stanów hamowania dynamicznego

1.3.3.1. Uruchomienie układu laboratoryjnego

Pomiary charakterystyk silnika M w stanach hamowania dynamicznego wykonuje się w układzie pomiarowym przedstawionym na rysunku 1.9.



Rys. 1.9. Schemat układu pomiarowego do wyznaczania charakterystyk silnika obcowzbudzonego w stanach hamowania dynamicznego i hamowania przeciwzobłążeniem.

Kształtowanie charakterystyk silnika obcowzbudzonego prądu stałego w różnych stanach pracy 23

Podczas badań przełącznik WP powinien być ustawiony w położenie II, odpowiadającce zwarciu obwodu twornika silnika M przez rezystor hamowania R_h o nastawionej wartości. Silnik M jest napędzany przez maszynę Mp, który pracuje jako obcowzbudny silnik prądu stałego.

W celu uruchomienia należy załączyć obwód wzbudzenia maszyny Mp i nastawić znamionową wartość prądu wzbudzenia $I_{\text{N}} = 10 \text{ A}$. Następnie, za pomocą autotransformatora AT1, dokonać rozruchu napięciowego maszyny Mp aż do wartości $U_g \leq U_{\text{N}}$, przy której predkość układu napędowego będzie zbliżona do predkości znamionowej ω_N badanego silnika M lub jej równa.

1.3.3.2. Wyznaczenie charakterystyki hamowania dynamicznego do sterowania przez zmianę rezystancji hamowania

Celem badań jest wyznaczenie rodzyiny charakterystyk elektromechanicznych $\omega = f(I_s)$ i charakterystyk mechanicznych $\omega = f(M_s)$ dla stanów hamowania dynamicznego silnika M przy różnych wartościach rezystancji hamowania $R_h = \text{var}$ w obwodzie twornika. Podczas pomiarów tych charakterystyk należy utrzymywać stałą, równą znamionową wartość strumienia wzbudzenia Φ_{N} , czyli znamionową wartość prądu wzbudzenia silnika $I_s = I_{\text{N}}$.

Przebieg charakterystyki elektromechanicznej $\omega = f(I_s)$ dla stałej, nastawionej wartości R_h , wyznacza się przez stopniowe zmniejszanie predkości kątowej silnika M aż do zera. Predkość zmniejsza się przez obniżanie autotransformatora AT1 napięcia zasilającego obwód twornika maszyny Mp. Wartość nastawionej rezystancji hamowania R_h można wyznaczyć z wzoru $R_h = U_s / I_s$ na podstawie pomiaru napięcia twornika U_s i prądu twornika I_s silnika M.

Pomiary należy powtórzyć dla innych nastawień wartości rezystancji hamowania R_h oraz dla hamowania na charakterystyce naturalnej silnika (przy $R_h = 0$). Pomiary tych charakterystyk należy rozpoznać od nastawienia takiej predkości początkowej silnika M, przy której $I_s \leq 1,2I_{\text{N}}$.

Charakterystiki mechaniczne $\omega = f(M_s)$ dla hamowania dynamicznego wyznacza się na podstawie przeliczenia prądu twornika na moment elektromagnetyczny za pomocą zależności (1.16)-(1.17).

Na podstawie pomiarów wyznaczyć przebiegi charakterystyk mocy elektrycznej wytwarzanej w układzie hamowania w funkcji predkości kątowej silnika $P_s(\omega)$ przy stałej wartości rezystancji hamowania $R_h = \text{const}$

$$P_s = P_s(\omega) = U_s I_s + I_s^2 R_h = I_s^2 (R_h + R_s), \quad (1.27)$$

gdzie U_s , I_s – napięcie i prąd twornika silnika M zmierzone przy predkości kątowej ω podczas hamowania dynamicznego.

1.3.4. Wyznaczenie charakterystyk silnika obcowzbuđnego prądu stałego dla stanów hamowania przeciwlączeniem

1.3.4.1. Uruchomienie układu laboratoryjnego

Pomiary charakterystyk silnika M dla stanów hamowania przeciwlączeniem wykonyuje się w układzie pomiarowym przedstawionym na rysunku 1.9. Podczas badań silnik M jest napędzany przez maszynę Mp, która pracuje jako obcowzbuđny silnik prądu stałego. Przełącznik WP powinien być ustawiony w położeniu I, odpowiadającym zasilaniu obwodu transformatora silnika M podczas stanu hamowania przeciwlączeniem napięciem o przeciwniebiegowości. Dla ograniczenia prądu w obwodzie transformatora silnika M powinna być włączona dostatecznie duża wartość rezystancji hamowania R_h . Wartość tej rezystancji może być wstępnie dobrana z warunku $R_h \geq 2U_{AV}/(1,2I_{AV})$.

W celu uruchomienia układu pomiarowego należy załączyć obwód wzbudzenia maszyny Mp i nastawić znamionową wartość prądu wzbudzenia I_{AV} . Następnie dokonać rozcięcia napięciowego maszyny Mp aż do wartości $U_h \leq U_{AV}$, przy której przedkość układu napędowego będzie zbliżona do prędkości znamionowej ω_0 badanego silnika M lub jej równa.

1.3.4.2. Wyznaczenie charakterystyk hamowania przeciwlączeniem do sterowania przez zmianę rezystancji hamowania

Celem badań jest wyznaczenie rodzin charakterystyk elektromechanicznych $\omega = f(I_h)$ i charakterystyk mechanicznych $\omega = f(M_h)$ dla stanów hamowania przeciwlączeniem silnika M przy różnych wartościach rezystancji hamowania $R_h = \text{var}$ w obwodzie transformatora. Pomiary tych charakterystyk powinny być wyznaczone przy stałej, równej znamionowej wartości strumienia wzbudzenia ϕ_{AV} (czyli stałej znamionowej wartości prądu wzbudzenia I_{AV}) i stałej wartości napięcia sieci $U_s = \text{const}$.

Po uruchomieniu układu pomiarowego należy załączyć obwód wzbudzenia silnika M i nastawić znamionową wartość prądu wzbudzenia silnika I_{AV} . Po przełączeniu przełącznika I nastawić taką wartość rezystancji hamowania R_h , aby początkowa wartość prądu tworzenia silnika $I_h \leq 1,2I_{AV}$. Pomiary charakterystyki elektromechanicznej $\omega = f(I_h)$ dla danej wartości rezystancji hamowania R_h wykonyuje się przez stopniowe zmniejszanie prędkości kątowej układu napędowego aż do zera. Wartość nastawionej rezystancji hamowania R_h w obwodzie transformatora silnika M można wyznaczyć z wzoru $R_h = (U_s + U_i)/I_h$ na podstawie pomiaru napięć U_s , U_i oraz prądu I_h . Pomiary powtórzyć dla innych nastawień wartości rezystancji R_h . Charakterystyki mechaniczne $\omega = f(M_h)$ dla hamowania przeciwlączeniem należy wyznaczyć przez przeliczenie wartości prądów tworzenia I_h na wartości momentu elektromagnetycznego M_h .

Na podstawie pomiarów wyznaczyć przebiegi charakterystyk mocy elektrycznej wytracanej w układzie hamowania w funkcji prędkości kątowej silnika $P_h(\omega)$ przy stałej wartości rezystancji hamowania $R_h = \text{const}$

$$P_h = P_o(\omega) = (U + U_i)I_h + I_h^2R_h = I_h^2(R_h + R_o), \quad (1.28)$$

gdzie:

U – napięcie sieci prądu stałego,

U_i , I_h – napięcie i prąd tworzenia silnika M zmierzone przy prędkości ω podczas hamowania przeciwlączeniem.

1.4. Sprawozdanie

Sprawozdanie z ćwiczenia powinno zawierać:

1. Parametry badanego układu pomiarowego.
2. Wykaz aparatury pomiarowej.
3. Schematy układów pomiarowych.
4. Tabele z wynikami pomiarów i wynikami obliczeń.
5. Zestawienie wyznaczonych lub obliczonych znamionowych wielkości elektromagnetycznych i stałych silnika (moment znamionowy M_{AV} , znamionowy moment elektromagnetyczny M_{AV} , prędkość znamionowa ω_0 , prędkość idealnego biegu jałowego ω_{AV} , sprawność znamionowa η_{AV} , znamionowa stała momentu c_{AV} , znamionowa względna ustępstwo naturalnej charakterystyki elektromechanicznej ω_0).
6. Wykresy charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych oraz charakterystyk sterowania silnikiem podczas stanów pracy silnikowej:
 - a) $\omega = f(I_h)$ i $\omega = f(M_h)$ dla $U_s = U_{AV}$, $\phi_s = \phi_{AV}$, $R_h = \text{var}$;
 - b) $\omega = f(I_h)$ i $\omega = f(M_h)$ dla $U_s = \text{var}$, $\phi_s = \phi_{AV}$, $R_h = 0$ oraz $\omega = f(U_s)$ dla $\phi_s = \phi_{AV}$, $R_h = 0$, $M \approx 0$;
 - c) $\omega = f(I_h)$ i $\omega = f(M_h)$, dla $U_s = U_{AV}$, $\phi_s = \text{var}$, $R_h = 0$ oraz $\omega = f(I_h)$ dla $U_s = U_{AV}$, $R_h = 0$, $M \approx 0$;
 - d) obliczenia ustępuowości względnej n charakterystyk i sprawności układu napędowego η dla poszczególnych metod sterowania prędkością silnika.
7. Wykresy charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych oraz charakterystyk strat mocy silnika podczas stanów hamowania dynamicznego:
 - a) $\omega = f(I_h)$ i $\omega = f(M_h)$ dla $\phi_s = \phi_{AV}$, $R_h = \text{var}$;
 - b) $P_h = f(\omega)$ dla $\phi_s = \phi_{AV}$, $R_h = \text{var}$.
8. Wykresy charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika oraz charakterystyk strat mocy podczas stanów hamowania przeciwlączeniem:
 - a) $\omega = f(I_h)$ i $\omega = f(M_h)$ dla $U_s = U_{AV}$, $\phi_s = \phi_{AV}$, $R_h = \text{var}$;
 - b) $P_h = f(\omega)$ dla $U_s = U_{AV}$, $\phi_s = \phi_{AV}$, $R_h = \text{var}$.

9. Porównanie metod sterowania silnikiem obcowzbudnym prądu stałego w stach pracy silnikowej (porównać usteplwości charakterystyk i sprawności układu napędowego dla poszczególnych metod sterowania).
10. Porównanie metody hamowania dynamicznego i przeciwłączeniem silnikiem obcowzbudnym (porównanie przebiegów charakterystyk hamowania, wartości wymaganych rezystancji hamowania i strał mocy hamowania).
11. Własne spostrzeżenia i wnioski.

1.5. Zagadnienia kontrolne

1. Podać definicję charakterystyki elektromechanicznej i mechanicznej silnika obcowzbudnego oraz równania określające przebiegi tych charakterystyk.
2. Omówić metody kształtuowania charakterystyk silnika obcowzbudnego i ich za-stosowanie w stach pracy silnikowej.
3. Narysować przebiegi charakterystyk elektromechanicznych i mechanicznych silnika obcowzbudnego dla różnych metod sterowania prędkością.
4. Przedstawić metody hamowania elektrycznego silnikiem obcowzbudnym.
5. Przedstawić układ hamowania dynamicznego silnikiem obcowzbudnym i omówić sposoby kształtuowania przebiegów charakterystyk dla tej metody hamowania.
6. Przedstawić układ hamowania przeciwłączeniem silnikiem obcowzbudnym i omówić sposoby kształtuowania przebiegów charakterystyk dla tej metody hamowania.

Literatura

- [1] Bielawski S., *Teoria napędu elektrycznego*, WNT, Warszawa 1978.
- [2] Gogolewski Z., Kuczewski Z., *Napęd elektryczny*, WNT, Warszawa 1971.
- [3] Kędzior W., *Poślużny napęd elektryczny*, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1980.
- [4] *Napęd elektryczny*, praca zbiorowa pod redakcją Z. Grunwaldła, WNT, Warszawa 1987.

Wykład 5b

poniedziałek, 4 listopada 2019 11:49



Ćwiczenie 5

Silnik obcowzbudny zasilany z nawrotnego prostownika sterowanego

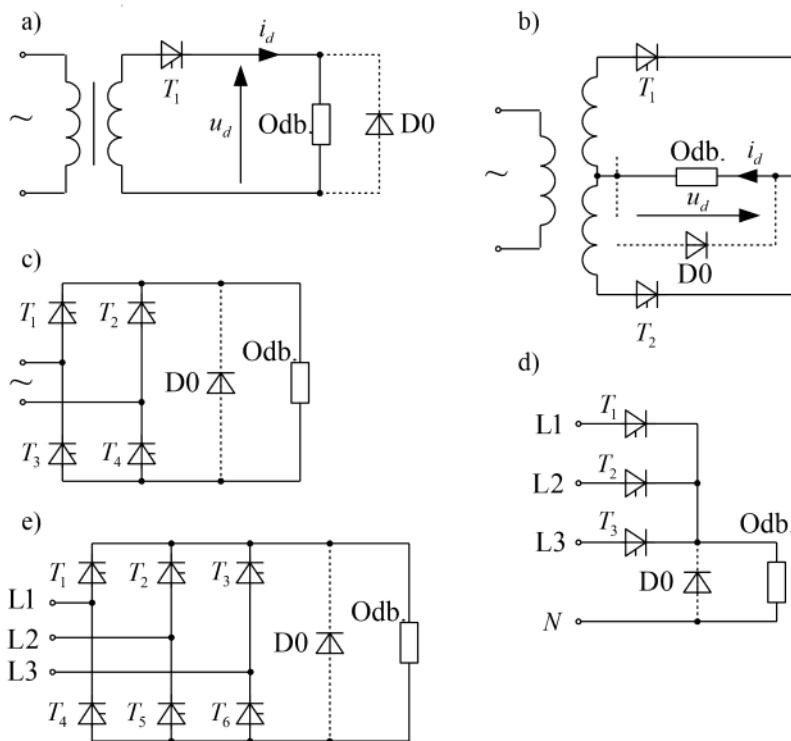
5.1. Program ćwiczenia

1. Zapoznanie się ze strukturą układu pomiarowego i budową prostownika mostkowego.
2. Pomiary charakterystyk elektromechanicznych silnika obcowzbudnego $\omega = f(I)$ dla obu kierunków obrotów, w otwartym i zamkniętym układzie regulacji, ze sprzężeniem od prędkości kątowej lub napięcia twornika.
3. Wyznaczenie sprawności i współczynnika mocy układu napędowego w funkcji obciążania silnika.
4. Pomiary oscylograficzne prądu sieciowego, napięcia wyjściowego z prostownika, przebiegu prądu twornika silnika przy nawrotach oraz wyznaczenie czasów trwania procesów dynamicznych.

5.2. Wiadomości teoretyczne

Z podstaw teorii maszyn prądu stałego wiadomo, że optymalną regulację prędkości kątowej silnika obcowzbudnego uzyskuje się przez zmianę napięcia twornika silnika. Spośród wielu układów regulacyjnych można przytoczyć tu tradycyjny układ Leonarda (zanikający już w zastosowaniach przemysłowych) lub prostownik sterowany (tranzystorowy lub tyristorowy). Obecnie powszechnie jest stosowany standardowy układ napędowy, w którym silnik prądu stałego jest zasilany z sieci prądu przemienionego za pośrednictwem prostownika sterowanego nienawrotnego lub nawrotnego. Prostowniki należą do grupy przekształtników o komutacji sieciowej, w których pro-

ces przejmowania przewodzenia z jednego przez drugi zawór (komutacja zaworów) zależy od liczby faz i częstotliwości sieci. W zależności od liczby impulsów q w napięciu wyjściowym w okresie 2π , rozróżnia się układy np. 1-, 2-, 3-, 6-, 12-pulsowe. Prąd wyprostowany I_d zależy od napięcia wyprostowanego i parametrów odbiornika; może mieć przebieg ciągły (nie przyjmuje wartości zerowych) lub impulsowy (w pewnych przedziałach czasu w okresie 2π jest równy零).



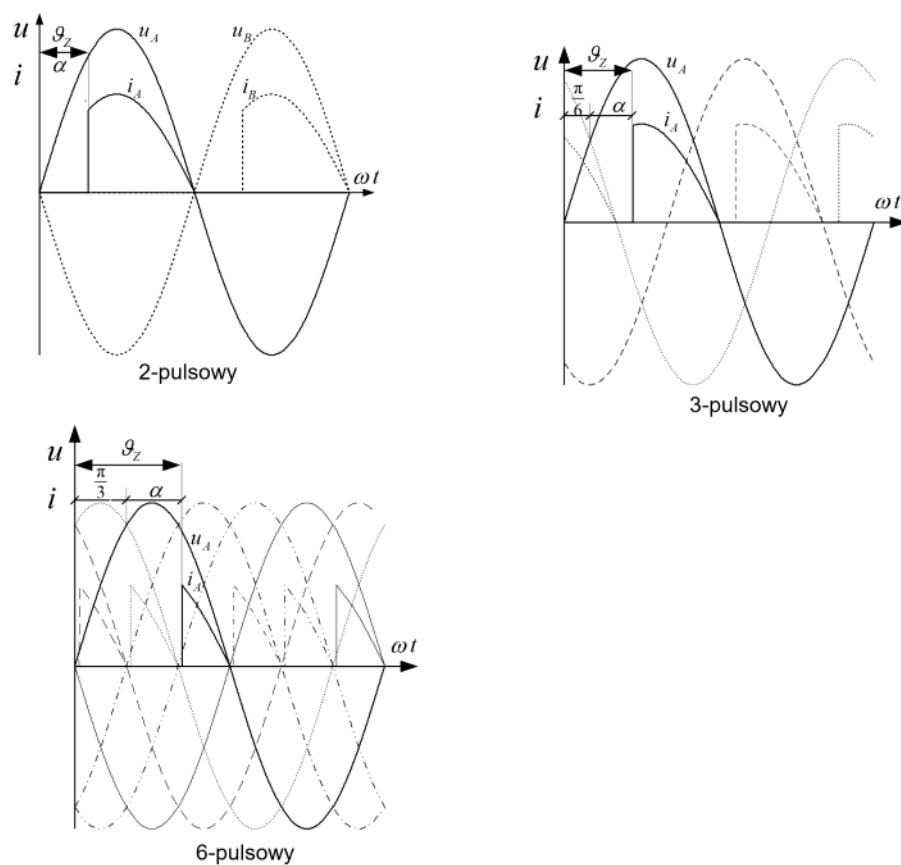
Rys. 5.1. Przykładowe struktury prostowników sterowanych:
a) jednopulsowy, b) dwupulsowy (układ dwufazowy z transformatorem z wyprowadzonym punktem neutralnym), c) dwupulsowy mostkowy,
d) trójpulsowy w układzie gwiazdowym, e) trójpulsowy mostkowy

Przekształtniki jedno- i dwukwadrantowe na ogół są zasilane bezpośrednio lub przez transformator z sieci jedno- lub trójfazowej prądu przemiennego. Najczęściej spotykane odmiany przekształników 1-, 2-, 3- i 6-pulsowych pokazano na rysunku 5.1. Linią przerywaną zaznaczono w nich diodę zerową D0, która może być zasto-

sowana w danym prostowniku. Zmniejsza ona pulsację prądu wyjściowego prostownika i likwiduje wycinki napięcia wyprostowanego o ujemnej polaryzacji. Przez połączenie szeregowe lub równoległe przekształników zasilanych z oddzielnych transformatorów można uzyskać większą liczbę pulsów napięcia wyprostowanego.

Właściwości prostowników w istotny sposób zależą od rodzaju odbiornika dołączonego do ich zacisków wyjściowych, np. silnik elektryczny prądu stałego stanowi obciążenie typu RLE.

W prostownikach wielopulsowych ($q > 2$) kąt załączenia zaworów określa się jako kąt mierzony od punktu naturalnej komutacji, czyli od chwili przecięcia się napięć fazowych zasilających prostownik (rys. 5.2).



Rys. 5.2. Zasada określania kątów załączenia α i φ_z w układach wielofazowych

Kąt ten, oznaczany symbolem α , jest nazywany kątem opóźnienia wysterowania zaworów:

- dla układu dwupulsowego $q = 2$, $\alpha = \vartheta_z$,
- dla układu trójpulsowego $q = 3$, $\alpha = \vartheta_z = \frac{\pi}{6} = \vartheta_z - 30^\circ$,
- dla układu sześciopulsowego $q = 6$, $\alpha = \vartheta_z = \frac{\pi}{3} = \vartheta_z - 60^\circ$.

Kątowi opóźnienia wysterowania tyristorów $\alpha = 0$ odpowiada najczęściej maksymalna wartość napięcia i prądu wyprostowanego. Przy kącie $\alpha = 0$ prostownik sterowany ma parametry i cechy prostownika diodowego (niesterowanego). Średnią wartość napięcia wyprostowanego przy przewodzeniu ciągłym i pominięciu kąta komutacji zaworów ($\mu = 0$) określa wyrażenie

$$U_d = U_m \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha, \quad (5.1)$$

przy czym wartość średnia napięcia wyprostowanego

$$U_{d0} = U_m \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q}, \quad (5.2)$$

gdzie U_m – amplituda napięcia fazowego na wejściu prostownika.

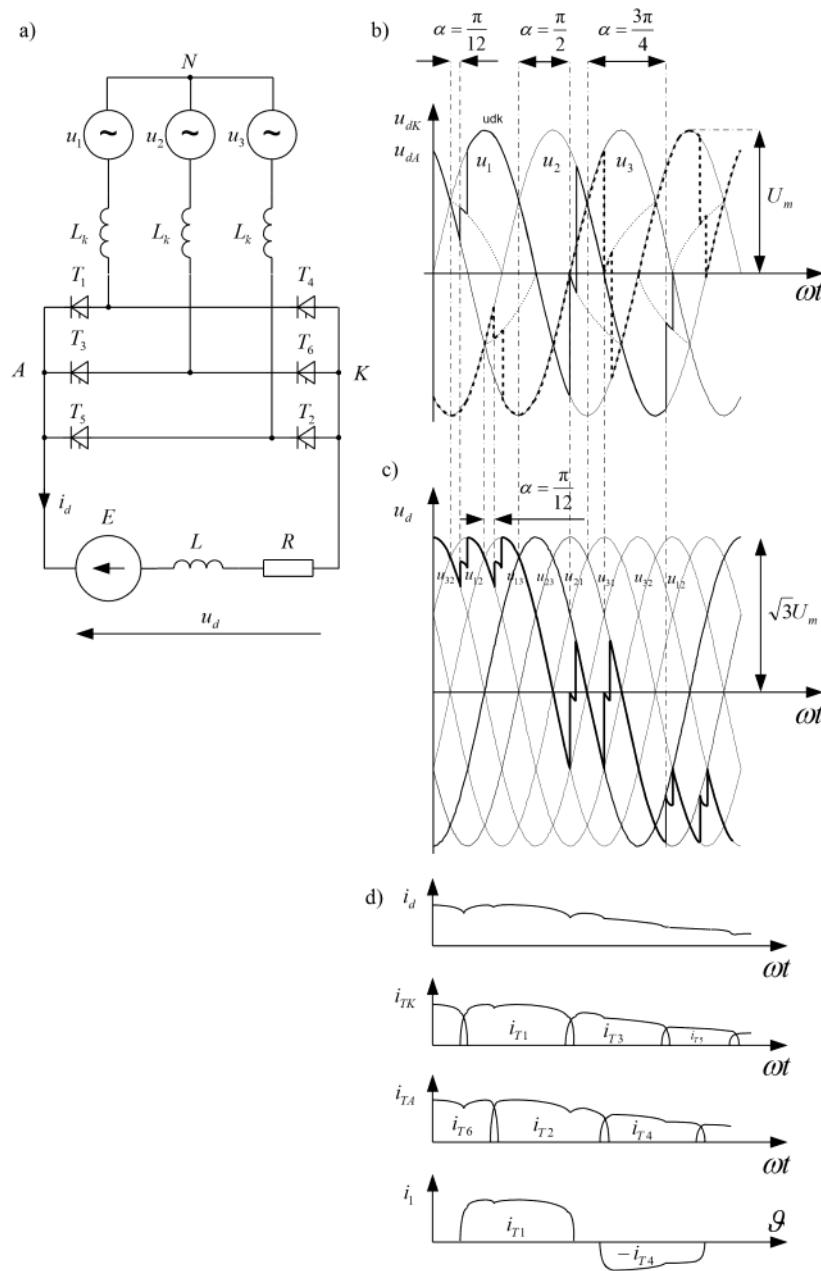
Na rysunku 5.3 przedstawiono schemat 3-fazowego prostownika sterowanego mostkowego sześciopulsowego oraz charakterystyczne przebiegi dla różnych kątów opóźnienia α wysterowania tyristorów prostownika.

Zgodnie z wyrażeniem (5.1) wartość średnia napięcia na wyjściu tego prostownika wynosi

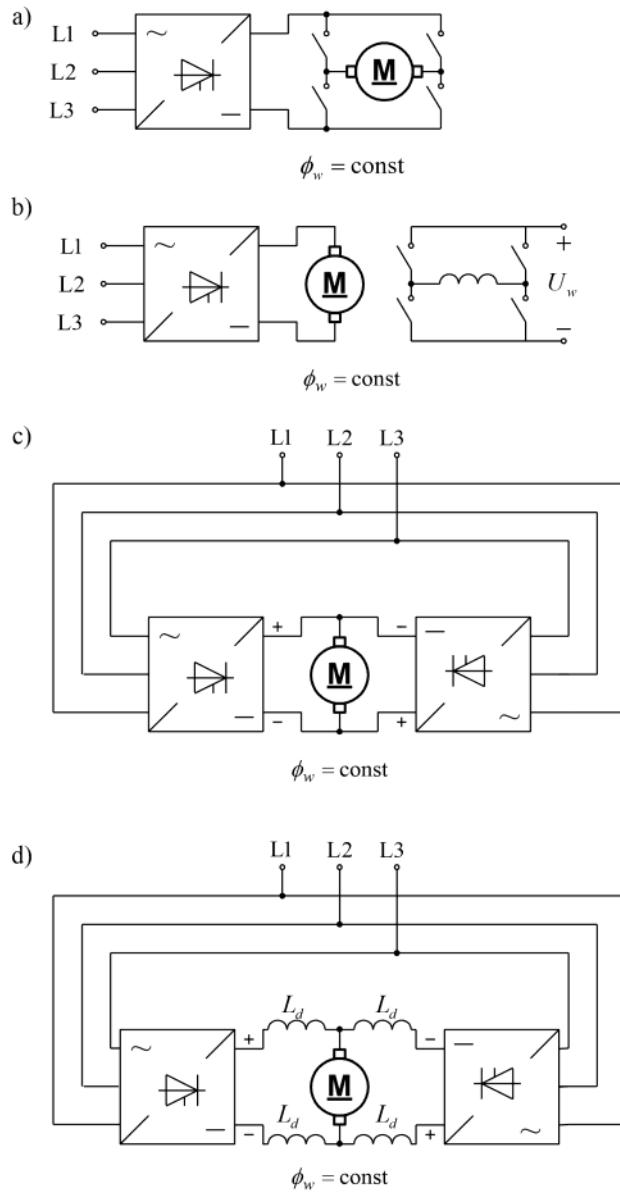
$$U_d = U_m \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \cos \alpha = \sqrt{2U} \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \cos \alpha \approx 1,35 U \cos \alpha, \quad (5.3)$$

gdzie U jest napięciem międzyprzewodowym zasilania prostownika.

Zależnie od przyjętej konfiguracji układu prostownika uzyskuje się różne zakresy pracy układu napędowego, a w szczególności dla napędu dwukierunkowego także różne czasy nawrotu. Przykładowe rozwiązania układu nawrotnego przedstawiono na rysunku 5.4. Układy nawrotne z rysunku 5.4a,b powinny być przełączane przy napięciu twornika $U_t = 0$. Czas przełączania przekracza na ogólnie 0,5 s. Układ nawrotny pokazany na rysunku 5.4c umożliwia przełączanie kierunku prędkości w czasie około 0,1÷0,2 s. Najkrótsze czasy nawrotu można uzyskać w układzie z dławikami dodatkowymi (ograniczającymi prądy wyrównawcze) (rys. 5.4d), mogą one być na poziomie elektromagnetycznej stałej czasowej twornika silnika napędowego.

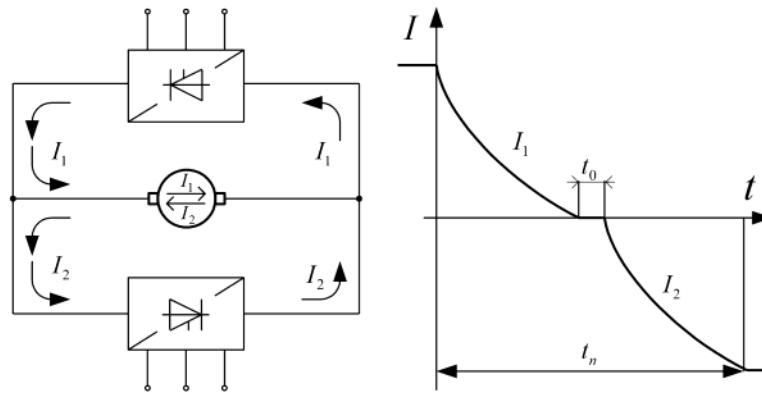


Rys. 5.3. Prostownik sześciopulsowy mostkowy: a) schemat zastępczy, b) napięcie wyprowadzane w grupie katodowej i anodowej, c) napięcie wyprowadzane przekształtnika, d) przebiegi prądu odbiornika, prądów tyristorów i prądu w fazie zasilającej



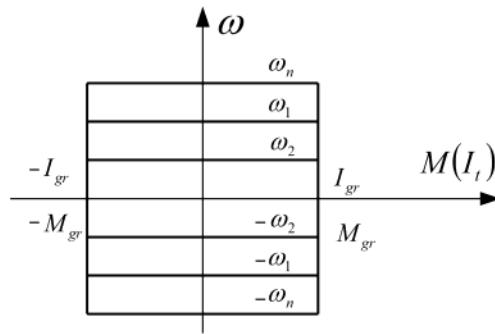
Rys. 5.4. Przykładowe realizacje napędu nawrotnego z silnikiem obcowzbudnym:
 a) zmiana bieguności napięcia twornika, b) zmiana kierunku prądu wzbudzenia,
 c) dwa prostowniki z blokadą impulsów przy nawrocie, d) dwa prostowniki z dodatkowymi dławikami

Przykładowy (teoretyczny) przebieg prądu twornika przy nawrocie układu z rysunku 5.4c przedstawiono na rysunku 5.5.



Rys. 5.5. Zmiana kierunku prądu twornika w napędzie nawrotnym bez prądów wyrównawczych:
 t_0 – czas blokady impulsów, t_n – czas nawrotu

Teoretyczne charakterystyki mechaniczne napędu nawrotnego, pracującego w układzie zamkniętym ze sprzężeniem prędkociowym, mają przebiegi pokazane na rysunku 5.6.



Rys. 5.6. Charakterystyki mechaniczne napędu nawrotnego z prędkociowym sprzężeniem zwrotnym i ograniczeniem momentowym (prądowym)

Układy napędowe tego typu pracują na ogólnym odcięciem prądowym (ograniczeniem prądowym), pozwalającym uzyskać charakterystykę „koparkową”.

W miarę wzrostu mocy tyristorowych układów napędowych coraz większego znaczenia nabiera ich oddziaływanie na sieć zasilającą. Szczególnie ważny staje się

współczynnik mocy $\cos \varphi$ tych układów w różnych warunkach pracy. Współczynnik mocy definiowany jest zwykle jako stosunek mocy czynnej P pobieranej przez układ do mocy pozornej S . Przy odkształconym przebiegu prądu i napięcia pojęcie przesunięcia fazowego między tymi wielkościami nie istnieje. Można jedynie rozpatrywać przesunięcia fazowe między poszczególnymi harmonicznymi tych wielkości. Jeżeli impedancja wewnętrzna sieci zasilającej jest pomijalna (co występuje w praktyce), to można przyjąć, że napięcie zasilające ma tylko pierwszą harmoniczną. Prąd pobierany z sieci nie ma natomiast przebiegu sinusoidalnego i zawiera wyższe harmoniczne

$$I = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}. \quad (5.4)$$

Moc pozorna

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + P_h^2}, \quad (5.5)$$

przy czym:

P – moc czynna układu $P = UI \cos \varphi_1$,

Q – moc bierna układu $Q = UI \sin \varphi_1$,

P_h – moc odkształcenia układu $P_h = U \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$,

S – moc pozorna układu $S = UIk_h$.

$$k_h = \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_n^2}{I_1^2}}, \quad (5.6)$$

gdzie:

I_n – n -ta harmoniczna prądu,

I_1 – pierwsza harmoniczna prądu.

Współczynnik mocy układu przy prądzie odkształconym określa się następująco:

$$k_p = \frac{P}{S} = \frac{UI \cos \varphi_1}{UIk_h} = \frac{\cos \varphi_1}{k_h}. \quad (5.7)$$

Przesunięcie fazowe φ_1 zależy przede wszystkim od kąta wyzwalania ϑ_z tyristorów i od kąta komutacji μ . Jeżeli pominie się kąt komutacji i przyjmie się, że prąd przekształtnika jest ciągły i wygładzony, to kąt φ_1 jest równy kątowi załączenia ϑ_z . Stąd wynika ważny wniosek, że obniżanie napięcia wyjściowego, a zatem i zmniejszenie prędkości silnika przez zwiększenie kąta wysterowania ϑ_z , jest związane z pogorszeniem współczynnika mocy układu, co z energetycznego punktu widzenia jest podstawową wadą napędu przekształtnikowego. Największy pobór mocy biernej występuje na dolnym poziomie prędkości przy pracy silnika z momentem obciążenia $M_N = \text{const.}$

5.3. Instrukcja

5.3.1. Opis układu pomiarowego

Schemat pomiarowy układu napędowego przedstawiono na rysunku 5.7. Nawrotny prostownik sterowany jest umieszczony w stojaku laboratoryjnym. Na płycie czowej stanowiska pomiarowego są zamieszczone: schemat mnemotechniczny, potencjometr zadający prędkość lub napięcie wyjściowe, przełącznik układ otwarty–zamknięty, przełącznik rodzaju sprzężenia zwrotnego (ω lub U) oraz zaciski wejściowe i wyjściowe prostownika. Na wejściu prostownika należy podłączyć układ pomiaru mocy wraz z amperomierzami i woltomierzami, a na wyjściu – amperomierz i woltomierz do pomiaru prądu i napięcia twornika silnika napędowego. Obciążeniem silnika jest prądnica obcowzbudna pracująca na rezystor obciążający R_o . Do kontroli warunków obciążenia należy mierzyć prąd i napięcie twornika prądnicy. Do pomiaru momentu obciążenia służy przetwornik momentu. Potencjometr zadający wielkość regulowaną (ω lub U_i) jestłączony między zaciski „+” i „–” napięcia elektroniki sterującej. Zależnie od zadanego kierunku sygnału sterującego pracuje odpowiedni prostownik 6-pulsowy i realizuje zadany kierunek prędkości kątowej układu napędowego. W przypadku „nadwyżki” prędkości rzeczywistej nad zadaną, pracujący prostownik przechodzi z pracy prostownikowej na falownikową (inwertorową), oddając moc do sieci zasilającej.

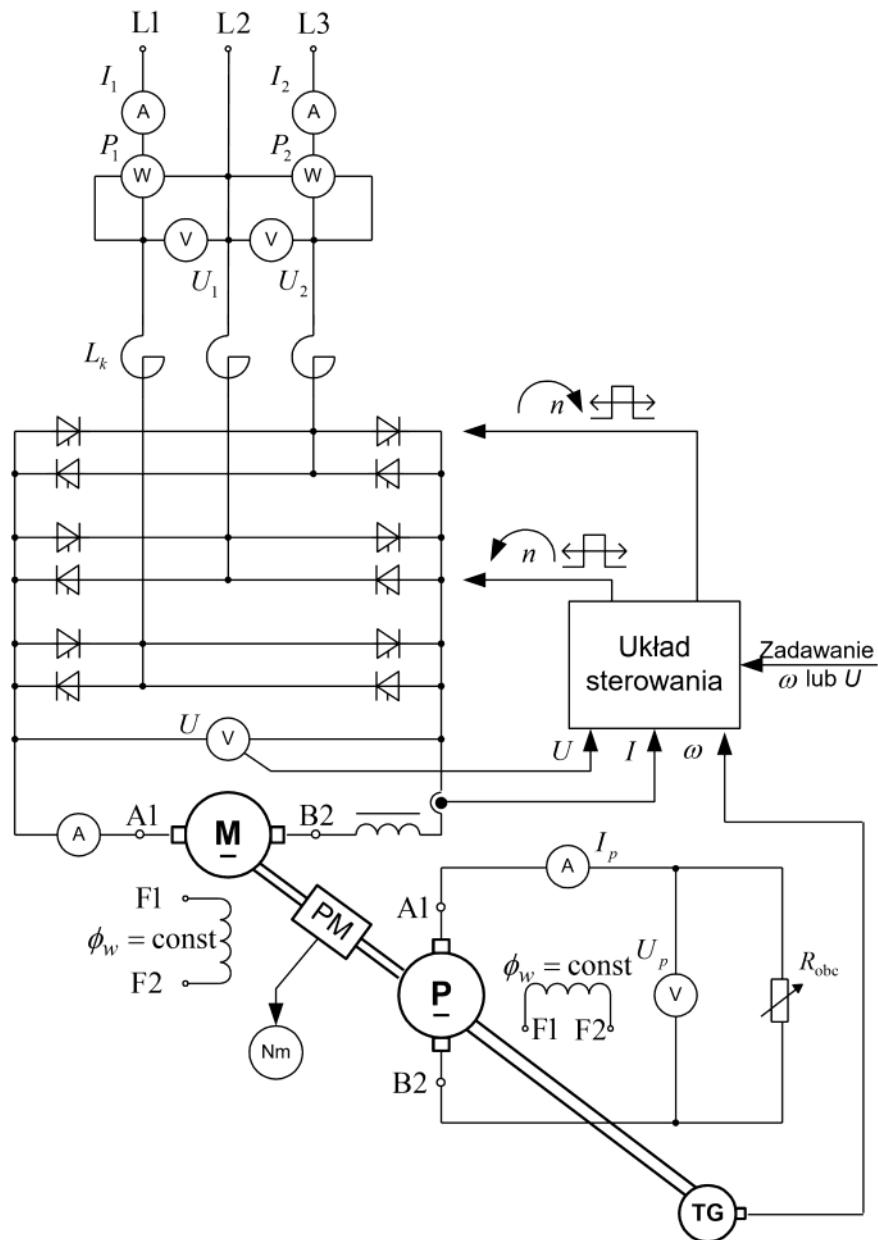
5.3.2. Pomiary charakterystyk elektromechanicznych $\omega=f(I_t)$

1. Pomiary charakterystyk $\omega=f(I_t)$ w układzie otwartym.
2. Pomiary charakterystyk $\omega=f(I_t)$ w układzie zamkniętym przy sprzężeniu prędkociowym i napięciowym.

Pomiary należy wykonać w całym zakresie obciążzeń, aby uzyskać charakterystykę koparkową. Wyniki pomiarów należy zestawić w tabeli 5.1 i na ich podstawie wykreślić podane wyżej charakterystyki oraz wyznaczyć η i $\cos \varphi$ układu.

Tabela 5.1

Lp.	Zasilanie							Silnik obcowzbudny				Prądnica obciążająca	
	I_1	I_2	U_1	U_2	P_1	P_2	P_{we}	I_t	U_t	ω	M	I_p	U_p
	A	A	V	V	W	W	W	A	U	rad/s	Nm	A	V



Rys. 5.7. Schemat układu pomiarowego

5.3.3. Wyznaczenie sprawności η i współczynnika mocy $\cos \varphi$ układu napędowego

1. Wyznaczyć charakterystykę $\eta = f(M_0)$ dla znamionowej prędkości silnika.
2. Wyznaczyć charakterystykę $\cos \varphi = f(M_0)$ dla znamionowej prędkości silnika.
3. Potrzebne wyniki pomiarów (z p. 5.3.2) oraz wyniki obliczeń należy zestawić w tabeli 5.2.

Tabela 5.2

Lp.	I_1	U_1	P_{we}	ω	M	P_{wy}	η	$\cos \varphi$
	A	V	W	rad/s	Nm	W	—	—

5.3.4. Pomiary oscylograficzne

1. Zarejestrować przebieg prądu fazowego sieci dla zasilania silnika nieobciążonego i przy znamionowym obciążeniu.
 2. Zarejestrować przebieg prądu twornika w stanie pracy jak wyżej.
 3. Zarejestrować przebieg prądu twornika i napięcia twornika silnika przy nawrocie.
- Przy oscylograficznych pomiarach prądów należy korzystać z bocznika bezindukcyjnego lub z przetworników pomiarowych typu LEM.

5.4. Sprawozdanie

W sprawozdaniu należy umieścić:

1. Parametry badanego układu napędowego.
2. Wykaz aparatury pomiarowej.
3. Schemat układu pomiarowego.
4. Wyznaczone charakterystyki i oscygramy.
5. Omówienie uzyskanych wyników i oscygramów.

5.5. Zagadnienia i pytania kontrolne

1. Omówić charakterystyki mechaniczne układu napędowego z prostownikiem sterowanym w otwartym i zamkniętym układzie regulacji, przy sprzężeniu prędkościowym i napięciowym.

2. Jaki jest wpływ ograniczenia prądowego przekształtnika na stany dynamiczne napędu?
3. Omówić dobór przekształtnika do silnika napędowego obcowzbudnego prądu stałego.

Literatura

- [1] Barlik R., Nowak M., *Technika tyristorowa*, WNT, Warszawa 1997.
- [2] Biszyga K., *Sterowanie i regulacja silników elektrycznych*, WNT, Warszawa 1989.
- [3] *Napęd elektryczny*, praca zbiorowa pod kierunkiem Z. Grunwalda, WNT, Warszawa 1987.

Wykład 6

poniedziałek, 18 listopada 2019 11:23

Rodzaje układów regulacji prędkości SPS:

- Podział ogólny:
 - układy regulacji 2-strefowej
 - układy regulacji 1-strefowej ($\Psi = \text{const}$)

Kształtowanie charakterystyk SPS w układzie z 1 regulatorem

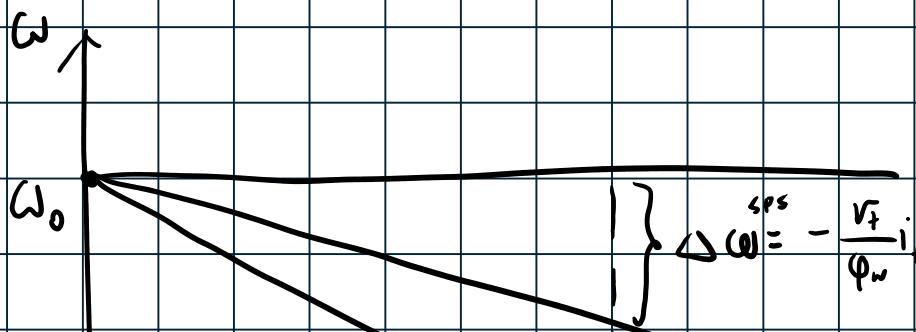
Model matematyczny SPS

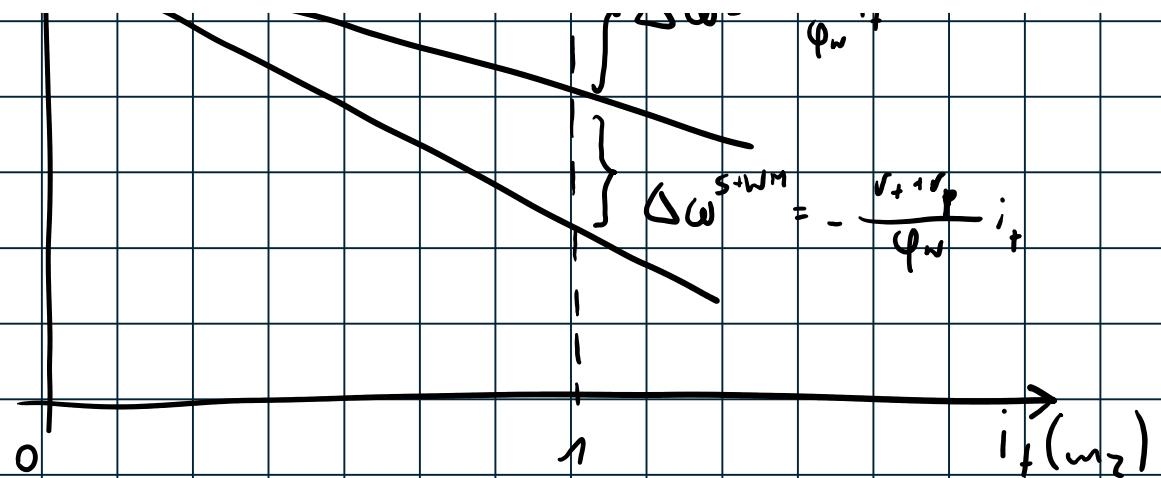
- wielkość odniesiona do wielkości bazowej
- wielkość bazowa: wielkość znamionowa danego parametru
- w jednostkach względnych: napięcie znamionowe = 1

Jednostki bazowe

- dla obwodu twornika
 - $U_{tb} = U_{tN}$
 - $I_{tb} = I_{tN}$
 - $M_b = M_{eN} = k_e \phi_{fN} I_{tN}$
 - $\Omega_b = \Omega_{oN} = \frac{U_{tN}}{k_e \phi_{fN}}$
 - ...
- równanie ruchu $J\Omega_{oN} = \frac{d\omega_m}{dt} = m_e M_N - m_o M_N; T_M \frac{d\omega_m}{dt} = m_e - m_o$
 - gdzie: $T_M = \frac{\Omega_{oN}}{M_N}$ - stała mechaniczna
- równanie ruchu w stanie ustalonym:
 - $m_e = m_o$
 - $m_e = \frac{M_e}{M_{eN}} = \frac{k_e \phi_f I_t}{k_e \phi_{fN} I_{tN}} = \varphi_w i_t$
- charakterystyka naturalna SPS obcowzbudnego w [p.u.]
 - $\omega = \frac{u_t}{r_t} - \frac{i_t}{m_z}$
 - $i_t = \frac{\varphi_w}{m_z}$
 - dla $\varphi_w = 1 (\Psi_w = \Psi_w N)$...

Wpływ wzmacniacza mocy (prostownika) na sztywność charakterystyki mechanicznej SPS





Wykład 6

poniedziałek, 18 listopada 2019 11:32



Ćwiczenie 5

Silnik obcowzbudny zasilany z nawrotnego prostownika sterowanego

5.1. Program ćwiczenia

1. Zapoznanie się ze strukturą układu pomiarowego i budową prostownika mostkowego.
2. Pomiary charakterystyk elektromechanicznych silnika obcowzbudnego $\omega = f(I)$ dla obu kierunków obrotów, w otwartym i zamkniętym układzie regulacji, ze sprzężeniem od prędkości kątowej lub napięcia twornika.
3. Wyznaczenie sprawności i współczynnika mocy układu napędowego w funkcji obciążania silnika.
4. Pomiary oscylograficzne prądu sieciowego, napięcia wyjściowego z prostownika, przebiegu prądu twornika silnika przy nawrotach oraz wyznaczenie czasów trwania procesów dynamicznych.

5.2. Wiadomości teoretyczne

Z podstaw teorii maszyn prądu stałego wiadomo, że optymalną regulację prędkości kątowej silnika obcowzbudnego uzyskuje się przez zmianę napięcia twornika silnika. Spośród wielu układów regulacyjnych można przytoczyć tu tradycyjny układ Leonarda (znikały już w zastosowaniach przemysłowych) lub prostownik sterowany (tranzystorowy lub tyristorowy). Obecnie powszechnie jest stosowany standardowy układ napędowy, w którym silnik prądu stałego jest zasilany z sieci prądu przeniesionego za pośrednictwem prostownika sterowanego nienawrotnego lub nawrotnego (tyristorowego lub tranzystorowego).

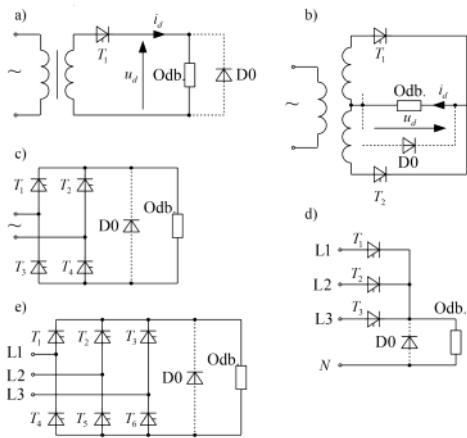
Rodzaje prostowników sterowanych

- Optymalną regulację prędkości kątowej SPS uzyskuje się przez zmianę napięcia twornika U.
- Spośród wielu układów regulacyjnych można wyróżnić:
 - tradycyjny układ Leonarda (znikały już w zastosowaniach przemysłowych)
 - układ z prostownikiem sterowanym (tranzystorowy lub tyristorowy)
- Obecnie powszechnie jest stosowany standardowy układ napędowy, w którym silnik prądu stałego jest zasilany z sieci prądu przeniesionego za pośrednictwem prostownika sterowanego nienawrotnego lub nawrotnego (tyristorowego lub tranzystorowego)

Układ Leonarda

- zanika sb
- niewymagany na kolosie

ces przejmowania przewodzenia z jednego przez drugi zawór (komutacja zaworów) zależy od liczby faz i częstotliwości sieci. W zależności od liczby impulsów q w napięciu wyjściowym w okresie 2π , rozróżnia się układy np. 1-, 2-, 3-, 6-, 12-pulsowe. Prąd wyprowadzany I_d zależy od napięcia wyprowadzonego i parametrów odbiornika; może mieć przebieg ciągły (nie przyjmuje wartości zerowych) lub impulsowy (w pewnych przedziałach czasu w okresie 2π jest równy零).



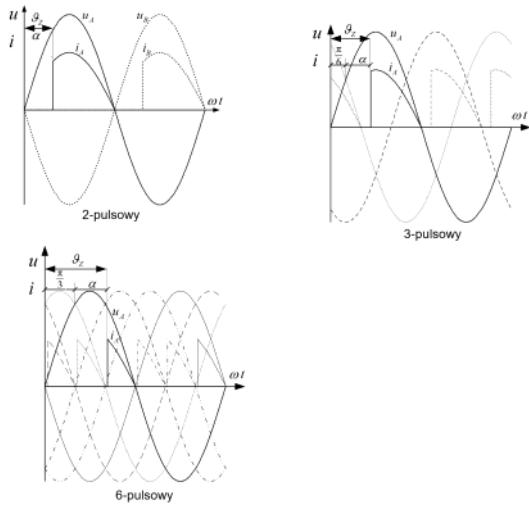
Rys. 5.1. Przykładowe struktury prostowników sterowanych:
a) jednopulsowy, b) dwupulsowy (układ dwufazowy z transformatorem z wyprowadzonym punktem neutralnym), c) dwupulsowy mostkowy,
d) trójpulsowy w układzie gwiazdowym, e) trójpulsowy mostkowy

Przekształtniki jedno- i dwukwadrantowe na ogół są zasilane bezpośrednio lub przez transformator z sieci jedno- lub trójfazowej prądu przeniennego. Najczęściej spotykane odmiany przekształników 1-, 2-, 3- i 6-pulsowych pokazano na rysunku 5.1. Linią przerywaną zaznaczono w nich diodę zerową D0, która może być zasto-

sowana w danym prostowniku. Zmniejsza ona pulsację prądu wyjściowego prostownika i likwiduje wycinki napięcia wyprostowanego o ujemnej polaryzacji. Przez połączenie szeregowe lub równoległe przekształników zasilanych z oddzielnymi transformatorów można uzyskać większą liczbę pulsów napięcia wyprostowanego.

Właściwości prostowników w istotny sposób zależą od rodzaju odbiornika dotyczącego do ich zacisków wyjściowych, np. silnik elektryczny prądu stałego stanowi obciążenie typu RLE.

W prostownikach wielopulsowych ($q > 2$) kąt załączania zaworów określa się jako kąt mierzony od punktu naturalnej komutacji, czyli od chwili przecięcia się napięć fazowych zasilających prostownik (rys. 5.2).



Rys. 5.2. Zasada określania kątów załączania α i β w układach wielofazowych

Kąt ten, oznaczany symbolem α , jest nazywany kątem opóźnienia wysterowania zavorów:

- dla układu dwupulsowego $q = 2$, $\alpha = \vartheta_z$,
- dla układu trójpulsowego $q = 3$, $\alpha = \vartheta_z = \frac{\pi}{6} = \vartheta_z - 30^\circ$,
- dla układu sześciopulsowego $q = 6$, $\alpha = \vartheta_z = \frac{\pi}{3} = \vartheta_z - 60^\circ$.

- błąd w skrypcie: "=" zamiast "-"

Kątowi opóźnienia wysterowania tyristorów $\alpha = 0$ odpowiada najczęściej maksymalna wartość napięcia i prądu wyprostowanego. Przy kącie $\alpha = 0$ prostownik sterowany ma parametry i cechy prostownika diodowego (niesterowanego). Średnią wartość napięcia wyprostowanego przy przewodzeniu ciągłym i pominięciu kąta komutacji zavorów ($\mu = 0$) określa wyrażenie

$$U_d = U_m \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha, \quad (5.1)$$

przy czym wartość średnia napięcia wyprostowanego

$$U_{d0} = U_m \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q}, \quad (5.2)$$

gdzie U_m – amplituda napięcia fazowego na wejściu prostownika.

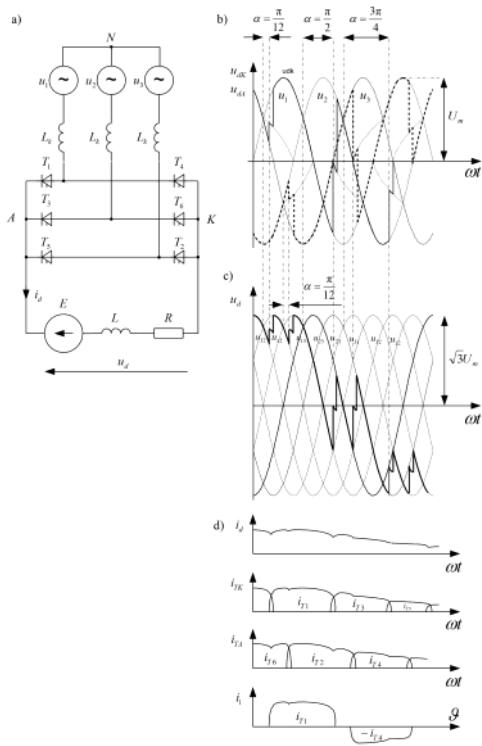
Na rysunku 5.3 przedstawiono schemat 3-fazowego prostownika sterowanego mostkowego sześciopulsowego oraz charakterystyczne przebiegi dla różnych kątów opóźnienia α wysterowania tyristorów prostownika.

Zgodnie z wyrażeniem (5.1) wartość średnia napięcia na wyjściu tego prostownika wynosi

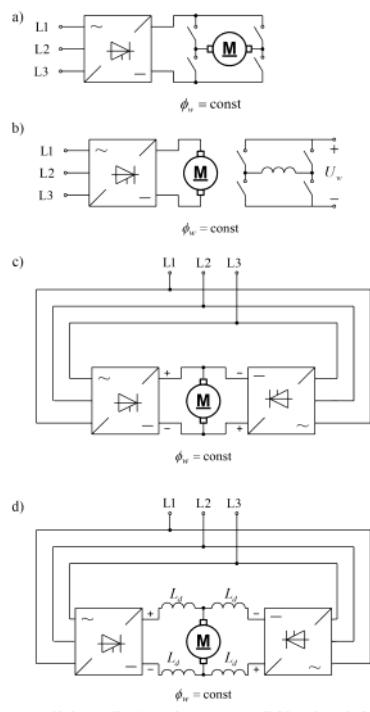
$$U_d = U_m \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \cos \alpha = \sqrt{2U_m} \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \cos \alpha \approx 1,35U_m \cos \alpha, \quad (5.3)$$

gdzie U jest napięciem międzyprzewodowym zasilania prostownika.

Zależnie od przyjętej konfiguracji układu prostownika uzyskuje się różne zakresy pracy układu napędowego, a w szczególności dla napędu dwukierunkowego także różne czasy nawrotu. Przykładowe rozwiązania układu nawrotnego przedstawione na rysunku 5.4. Układy nawrotne z rysunku 5.4a,b powinny być przełączane przy napięciu twornika $U_t = 0$. Czas przełączania przekracza na ogólnie 0,5 s. Układ nawrotny pokazany na rysunku 5.4c umożliwia przełączanie kierunku prędkości w czasie około 0,1–0,2 s. Najkrótsze czasy nawrotu można uzyskać w układzie z dławikami dodatkowymi (ograniczającymi prądy wyrównawcze) (rys. 5.4d), mogą one być na poziomie elektromagnetycznej stałej czasowej twornika silnika napędowego.

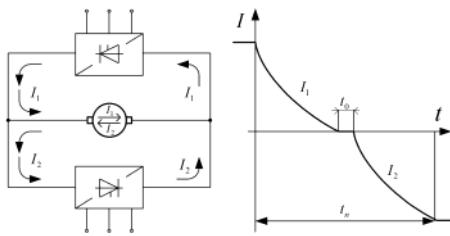


Rys. 5.3. Prostownik szesięciopulsowy mostkowy: a) schemat zastępczy,
b) napięcie wyprowadzone w grupie katodowej i anodowej, c) napięcie wyprowadzone przekształtnika,
d) przebiegi prądu odbiornika, prądów tyristorów i prądu w fazie zasilającej



Rys. 5.4. Przykładowe realizacje napędu nawiązującego z silnikiem obcowzbudnym:
a) zmiana bieguności napięcia twornika, b) zmiana kierunku prądu wzbudzenia,
c) dwa prostowniki z blokadą impulsów przy nawrocie, d) dwa prostowniki z dodatkowymi dławikami

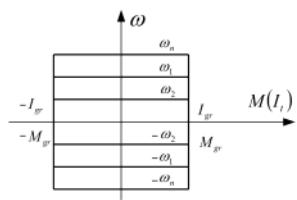
Przykładowy (teoretyczny) przebieg prądu twornika przy nawrocie układu z rysunku 5.4c przedstawiono na rysunku 5.5.



Rys. 5.5. Zmiana kierunku prądu twornika w napędzie nawrotnym bez prądów wyrównawczych:
 t_0 – czas blokady impulsów, t_n – czas nawrotu

Teoretyczne charakterystyki mechaniczne napędu nawrotnego, pracującego w układzie zamkniętym ze sprzężeniem prędkościowym, mają przebiegi pokazane na rysunku 5.6.

- charakterystyka koparkowa: mechaniczna i elektromechaniczna



Rys. 5.6. Charakterystyki mechaniczne napędu nawrotnego z prędkościowym sprzężeniem zwrotnym i ograniczeniem momentowym (prądowym)

Układy napędowe tego typu pracują na ogół z tak zwanym odcięciem prądowym (ograniczeniem prądowym), pozwalającym uzyskać charakterystykę „koparkową”.

W miarę wzrostu mocy tyristorowych układów napędowych coraz większego znaczenia nabiera ich oddziaływanie na sieć zasilającą. Szczególnie ważny staje się

współczynnik mocy $\cos \varphi$ tych układów w różnych warunkach pracy. Współczynnik mocy definiowany jest zwykle jako stosunek mocy czynnej P pobieranej przez układ do mocy pozornej S . Przy odkształconym przebiegu prądu i napięcia pojęcie przesunięcia fazowego między tymi wielkościami nie istnieje. Można jedynie rozpatrywać przesunięcia fazowe między poszczególnymi harmonicznymi tych wielkości. Jeżeli impedancja wewnętrzna sieci zasilającej jest pomijalna (co występuje w praktyce), to można przyjąć, że napięcie zasilające ma tylko pierwszą harmoniczną. Prąd pobierany z sieci nie ma natomiast przebiegu sinusoidalnego i zawiera wyższe harmoniczne

$$I = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{n=\infty} I_n^2}. \quad (5.4)$$

Moc pozorna

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + P_h^2}, \quad (5.5)$$

przy czym:

P – moc czynna układu $P = UI \cos \varphi$,

Q – moc bierna układu $Q = UI \sin \varphi$,

$$P_h = \text{moc odkształcenia układu } P_h = U \sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} I_n^2},$$

S – moc pozorna układu $S = UIk_b$.

$$k_b = \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{n=\infty} \frac{I_n^2}{I_1^2}}, \quad (5.6)$$

gdzie:

I_n – n -ta harmoniczna prądu,

I_1 – pierwsza harmoniczna prądu.

Współczynnik mocy układu przy prądzie odkształconym określa się następująco:

$$k_p = \frac{P}{S} = \frac{UI \cos \varphi}{UIk_b} = \frac{\cos \varphi}{k_b}. \quad (5.7)$$

Przesunięcie fazowe φ zależy przed wszystkim od kąta wyzwalania β , tyristorów i od kąta komutacji μ . Jeżeli pominiemy się kąt komutacji i przyjmie się, że prąd przekształtnika jest ciągły i wygładzony, to kąt φ jest równy kątowi załączenia β . Stąd wynika ważny wniosek, że obniżanie napięcia wyjściowego, a zatem i zmniejszanie prędkości silnika przez zwiększenie kąta wysterowania β_s , jest związane z pogorszeniem współczynnika mocy układu, co z energetycznego punktu widzenia jest podstawową wadą napędu przekształtnikowego. Największy pobór mocy biernej występuje na dolnym poziomie prędkości przy pracy silnika z momentem obciążenia $M_N = \text{const}$.

5.3. Instrukcja

5.3.1. Opis układu pomiarowego

Schemat pomiarowy układu napędowego przedstawiono na rysunku 5.7. Nawrotny prostownik sterowany jest umieszczony w stojaku laboratoryjnym. Na płycie czowej stanowiska pomiarowego są zamieszczone: schemat mnemoteczniczy, potencjometr zadający prędkość lub napięcie wyjściowe, przełącznik układ otwarty-zamknięty, przełącznik rodzaju sprzężenia zwrotnego (ω lub U) oraz zaciski wejściowe i wyjściowe prostownika. Na wejściu prostownika należy podłączyć układ pomiaru mocy wraz z amperomierzami i woltomierzami, a na wyjściu – amperomierz i woltomierz do pomiaru prądu i napięcia twornika silnika napędowego. Obciążeniem silnika jest prądnica obcowzbudna pracująca na rezystorze obciążającej R_o . Do kontroli warunków obciążenia należy mierzyć prąd i napięcie twornika prądnicy. Do pomiaru momentu obciążenia służy przetwornik momentu. Potencjometr zadający wielkość regulowaną (ω lub U_i) jest włączony między zaciski „+” i „-” napięcia elektroniki sterującej. Zależnie od zadanego kierunku sygnału sterującego pracuje odpowiedni prostownik 6-pulsowy i realizuje zadany kierunek prędkości kątowej układu napędowego. W przypadku „nadwyzki” prędkości rzeczywistej nad zadaną, pracujący prostownik przechodzi z pracy prostownikowej na falownikową (inwertorową), oddając moc do sieci zasilającej.

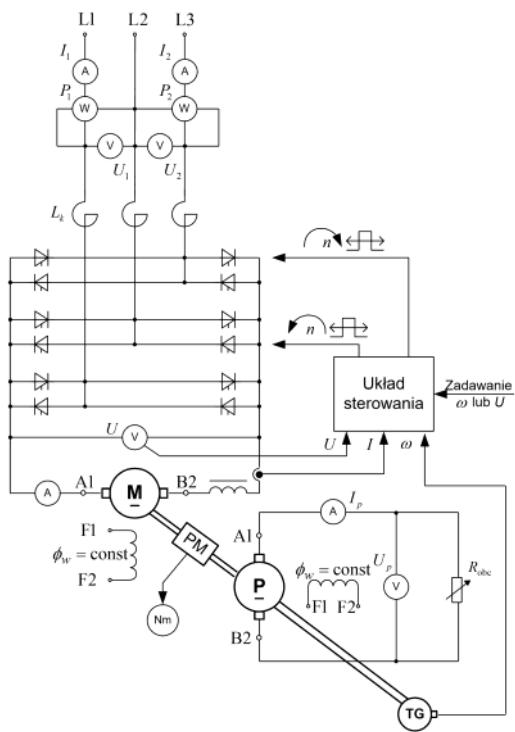
5.3.2. Pomiary charakterystyk elektromechanicznych $\omega=f(I)$

1. Pomiary charakterystyk $\omega=f(I)$ w układzie otwartym.
 2. Pomiary charakterystyk $\omega=f(I)$ w układzie zamkniętym przy sprężeniu prędkościowym i napięciowym.
- Pomiary należy wykonać w całym zakresie obciążenia, aby uzyskać charakterystykę koparkową. Wyniki pomiarów należy zestawić w tabeli 5.1 i na ich podstawie wykresić podane wyżej charakterystyki oraz wyznaczyć η i $\cos \varphi$ układu.

Tabela 5.1

Lp.	Zasilanie						Silnik obcowzbudny			Prądnica obciążająca			
	I_1	I_2	U_1	U_2	P_1	P_2	P_{us}	I	U_i	ω	M	I_p	U_p
A	A	V	V	W	W	W	W	A	U	rad/s	Nm	A	V

- podstawowy układ pomiarowy



Rys. 5.7. Schemat układu pomiarowego

5.3.3. Wyznaczenie sprawności η i współczynnika mocy $\cos \varphi$ układu napędowego

1. Wyznaczyć charakterystykę $\eta = f(M_0)$ dla znamionowej prędkości silnika.
2. Wyznaczyć charakterystykę $\cos \varphi = f(M_0)$ dla znamionowej prędkości silnika.
3. Potrzebne wyniki pomiarów (z p. 5.3.2) oraz wyniki obliczeń należy zestawić w tabeli 5.2.

Tabela 5.2

Lp.	I_1 A	U_1 V	P_{w1} W	ω rad/s	M Nm	P_{n1} W	η —	$\cos \varphi$ —

5.3.4. Pomiary oscylograficzne

1. Zarejestrować przebieg prądu fazowego sieci dla zasilania silnika nieobciążonego i przy znamionowym obciążeniu.
2. Zarejestrować przebieg prądu twornika w stanie pracy jak wyżej.
3. Zarejestrować przebieg prądu twornika i napięcia twornika silnika przy nawrocie. Przy oscylograficznych pomiarach prądów należy korzystać z bocznika bezindukcyjnego lub z przetworników pomiarowych typu LEM.

5.4. Sprawozdanie

W sprawozdaniu należy umieścić:

1. Parametry badanego układu napędowego.
2. Wykaz aparatury pomiarowej.
3. Schemat układu pomiarowego.
4. Wyznaczone charakterystyki i oscygramy.
5. Omówienie uzyskanych wyników i oscygramów.

5.5. Zagadnienia i pytania kontrolne

1. Omówić charakterystyki mechaniczne układu napędowego z prostownikiem sterowanym w otwartym i zamkniętym układzie regulacji, przy sprzężeniu prędkościowym i napięciowym.

2. Jaki jest wpływ ograniczenia prądowego przekształtnika na stany dynamiczne napędu?
3. Omówić dobór przekształtnika do silnika napędowego obcowzbudnego prądu stałego.

Literatura

- [1] Barlik R., Nowak M., *Technika tyristorowa*, WNT, Warszawa 1997.
- [2] Biszyga K., *Sterowanie i regulacja silników elektrycznych*, WNT, Warszawa 1989.
- [3] Napęd elektryczny, praca zbiorowa pod kierunkiem Z. Grunwalda, WNT, Warszawa 1987.

Wykład 7

poniedziałek, 9 grudnia 2019 16:29

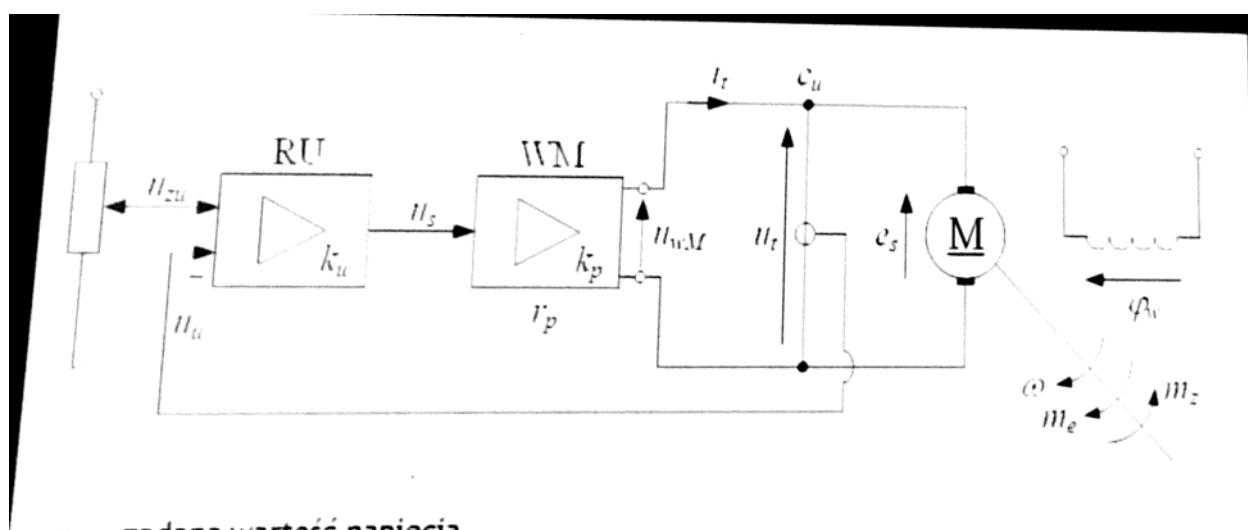
Temat	Wykład9
Od	zajabuza
Do	kacper.marcin.borucki@gmail.com
Wysłano	poniedziałek, 9 grudnia 2019 11:38

Wykład 9

poniedziałek, 25 listopada 2019
10:59

** Układ zamknięty ze sprzężeniem napięciowym **

- Zwiększamy obciążenie, napięcie rośnie, prędkość maleje



u_{zu} - zadana wartość napięcia
proporcjonalna do prędkości zadanej
 c_u - czujnik napięcia (o wzmacnieniu k_1)
 k_u - wzmacnienie regulatora (napięcia)

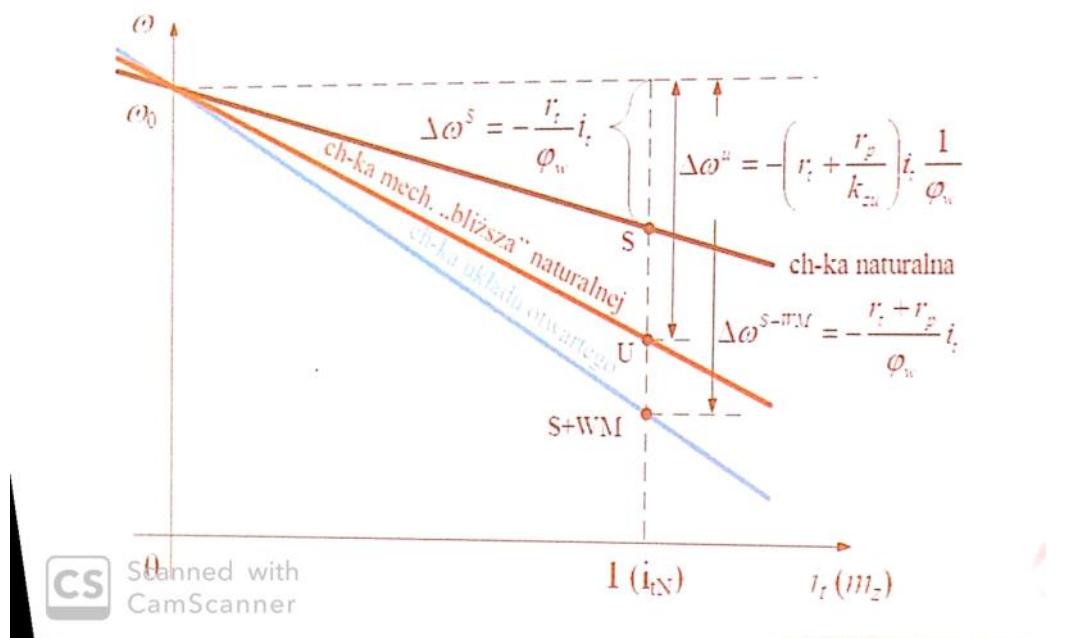


Scanned with
CamScanner

Gdy $m_z \uparrow$ to $i_t \uparrow$ oraz $\omega \downarrow$
 $u_t = u_{WM} - r_p i_t \downarrow$; $\Delta u = u_{zu} - u_u \uparrow$; $u_z \uparrow$,
co powoduje $u_{WM} \uparrow$ i $u_t \uparrow$: $\omega \rightarrow \omega = \omega_z$

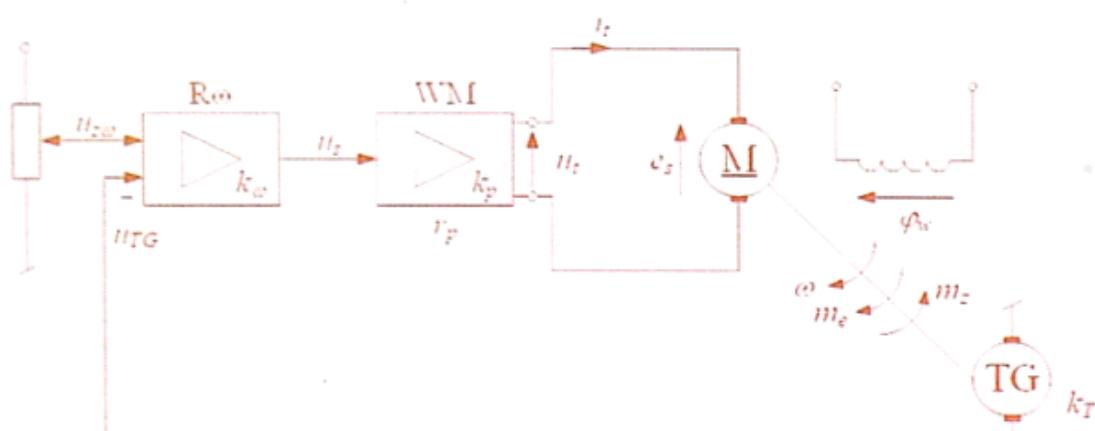
Czyli $\omega = \omega_0^u + \Delta \omega^u$ –
czyli prędkość obrotowa jest równa prędkości silnika ? plus prędkości pochodzącej ze sprzężenia

Układ zamknięty ze sprzężeniem napięciowym



Połitechnika Wrocławskiego

Układ zamknięty ze sprzężeniem prędkościowym



Gdzie tu mu się pojawił pomysł na "sobre pytanie" na kolosa

$u_{z\omega}$ - zadana wartość napięcia proporcjonalna do prędkości zadanej

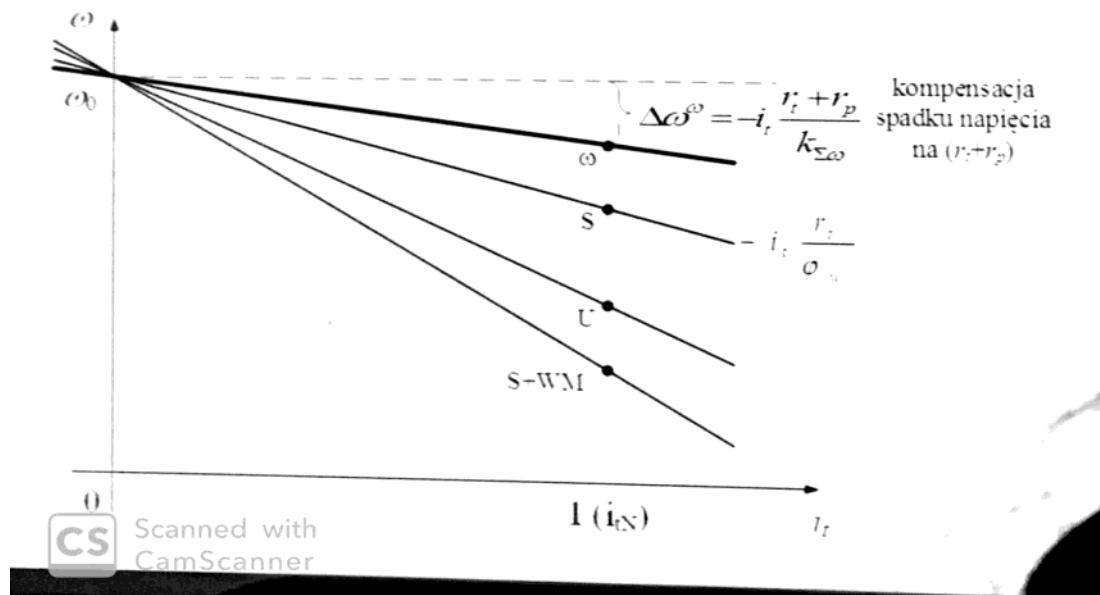
TG - czujnik prędkości (o wzmacnieniu k_T)
 k_ω - wzmacnienie regulatora (prędkości)

Gdy $m_z \uparrow$ to $i_t \uparrow$ oraz $\omega \downarrow$
 to $u_{TG} \downarrow$ $\Delta u = u_{z\omega} - u_{TG} \uparrow$; $u_z \uparrow$,
 co powoduje $u_{WM} \uparrow$ i $i_t \uparrow$: $\omega \rightarrow \omega = \omega_z$

Scanned with CamScanner

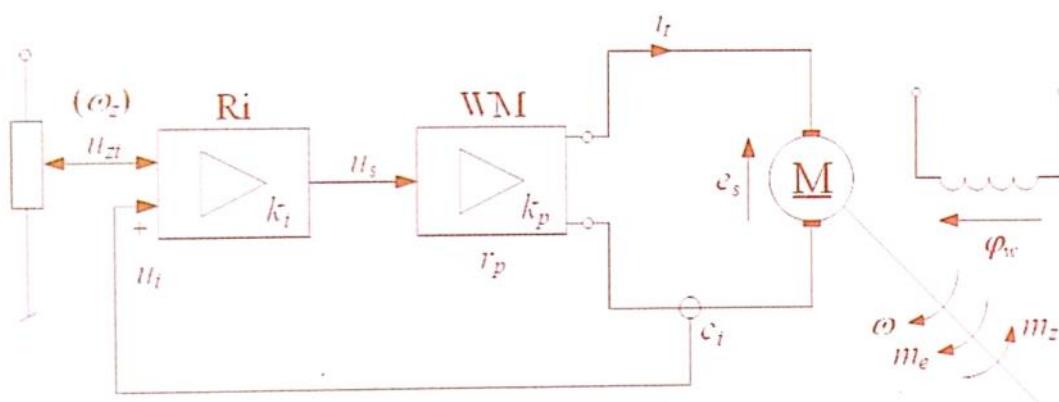
$k_{\text{eta}\omega}$
 – kompensacja spadku napięcia na rezystancji twornika i rezystancji wewnętrznej WM
 (poprawa sztywności charakterystyki ponad sztywność charakterystyki naturalnej SPS)

Układ zamknięty ze sprzężeniem prędkościowym



Politechnika Wrocławskiego

Układ zamknięty ze sprzężeniem prądowym



u_{zo} - zadana wartość napięcia proporcjonalna do prędkości zadanej

c_i - czujnik prądu (o wzmacnieniu k_i)

k - wzmacnienie regulatora (prądu)

Scanned with
CamScanner

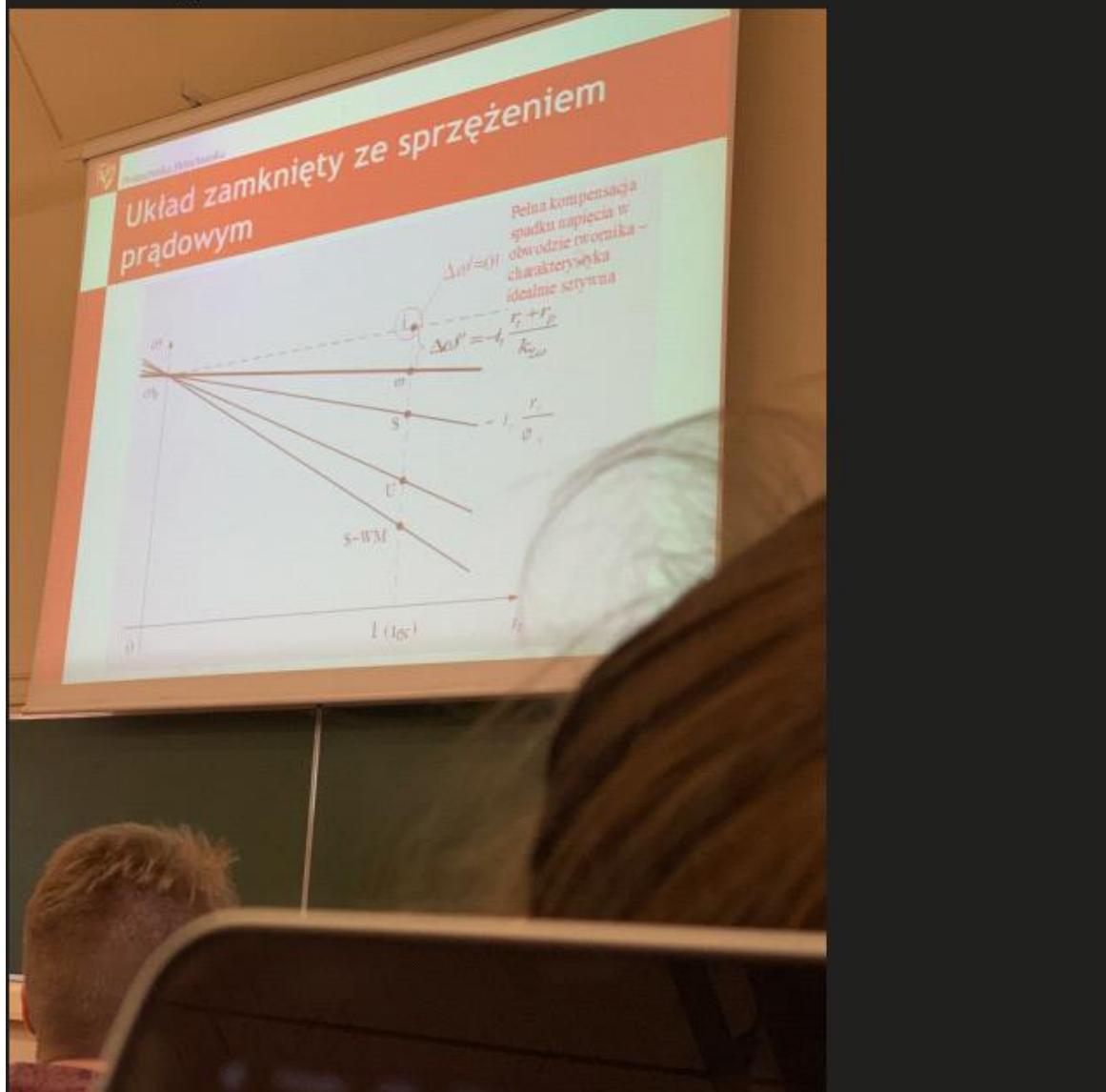
Gdy $m_z \uparrow$ to $i_t \uparrow$ oraz $\omega \downarrow$ ($\omega \neq \omega_z$)
to $u_i = k_2 i_t \uparrow$ $\Delta u = u_{zi} + u_i \uparrow$; $u_z \uparrow$,
co powoduje $u_{WM} \uparrow$ i $i_t \uparrow$; $\omega \rightarrow \omega = \omega_z$

- Lepiej ogarnąć sobie te układy słownie, co jak się zmienia etc

Charakterystyka mechaniczna jest stabilna, jeśli współczynnik sztywności $e < 0$, a więc dopuszczamy

Pewien niewielki spadek prędkości:

$$\Delta \omega^1 \text{ czyli } k_i \ll (r_t + r_p) / k_t k_2$$



- Sprzężenie prądowe dodatnie umożliwia uzyskanie charakterystiki mechanicznej układu zamkniętego WM+SPS idealnie sztywnej!
W praktyce - stosuje się niedokompensowanie (małe $\Delta \omega$), aby zabezpieczyć układ przed utratą stabilności charakterystyki ($e > 0$) przy zmianie parametrów obwodu twornika (temperatura).
- W praktyce dla układu z jednym regulatorem:
Sprzężenie prędkościowe (ujemne) oraz prądowe (dodatnie) - możliwość dowolnej poprawy charakterystyki mechanicznej i dobra dynamika.

RODZAJE UKŁADÓW REGULACJI PRĘDKOŚCI SPS Z DWOMA REGULATORAMI

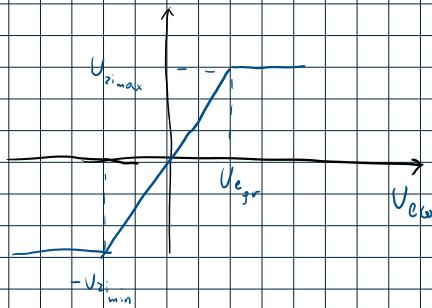
Wyróżniamy dwie struktury układów zamkniętej regulacji prędkości z dwoma regulatorami:

- Struktura szeregowa (kaskadowa)
- Struktura równoległa

Utworzono przy użyciu programu OneNote.

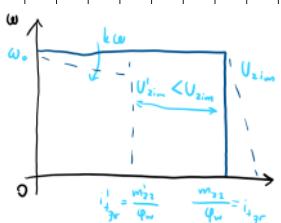
Kształtowanie charakterystyk SPS w układzie z dwoma regulatorami

KSZTAŁTOWANIE CHARAKTERYSTYK SPS W UKŁADZIE Z 2 REGULATORAMI



U_{z1max} - wartość nasycenia charakterystyki regulatora R_w
 Dl_{ω} obciążen: $i_1 = \frac{m_2}{q} < \frac{U_{z1max}}{k_{\omega}} = i_{\omega max}$
 regulatory pracują w zakresie liniowych charakterystyk wyjściowych

- Równanie charakterystyki mechanicznej układu regulacji, gdy działają oba sprężenia zwrotne (w innowym zakresie charakterystyk regulatorów R_{ω} , R_i):
 $\omega = U_{z2o} - \left[\frac{(k_1 + r_p + r_t)}{k_{\omega} k_i k_T} \right] \varphi_w + k_{\omega} k_i k_T k_T$
 - jeżeli $m_2 \ll k_{\omega} k_i k_T$
 - $\omega = \frac{U_{z2o}}{k_T} - i_1 \left(k_1 + \frac{r_p + r_t}{k_T k_T} \right) \frac{1}{k_{\omega} k_T} \quad (1)$
- Z równania (1) wynika, że wskutek działania sprzężenia prądowego występuje spadek ω odwrotnie proporcjonalny do wzmacnienia $R_{\omega} \rightarrow k_{\omega}$ (spadek na rezystancji obwodu został praktycznie skompensowany)
 - $\Delta \omega \approx -i_1 \frac{k_T}{k_{\omega} k_T} \quad (2)$
 - jeżeli obciążenie mechaniczne wzrosne do wartości prądu odpowiadającego ograniczeniu sygnału wyjściowego $R_{\omega} \rightarrow U_{z1max}$ można wyznaczyć
 $\Delta \omega_1 = \frac{U_{z1max}}{k_{\omega} k_T} \quad (3)$
 - przy której sygnał osiąga wartość stałą (U_{z1max}).
- Przywracając (2) i (3) wyznacza się prąd lub moment, przy którym - w wyniku nasycenia R_{ω} - przestaje działać układ stabilizacji prędkości. Czyli:
 - $|\Delta \omega_1| = |\Delta \omega| \quad (4)$
 - $\frac{\varphi_{im}}{k_T} = i_1 \frac{k_T}{k_{\omega} k_T} \quad (4)$
 - $\frac{k_{\omega} k_i}{k_{\omega}} m_2 = \frac{U_{z1max}}{k_T} \quad (5)$
- Po podstawieniu (5) do (1) z uwzględnieniem (2), równanie charakterystyki mechanicznej układu, gdy nie działa sprzężenie prędkościowe:
 $\omega_1 = \frac{U_{z2o}}{k_T} - \frac{U_{z1max}}{k_{\omega} k_T}$
- Regulator R_i pełni rolę stabilizatora prądu zgodnie z wartością zadaną na wyjściu R_i :
 $\omega = \left[U_{z2o} - i_1 \left(k_1 + \frac{r_p + r_t}{k_T k_T} \right) \frac{k_{\omega} k_T}{k_{\omega} k_T} \right] \frac{\varphi_w}{k_{\omega} k_T} \quad (6)$
 - jeśli $k_{\omega} \gg \frac{r_p + r_t}{k_T k_T}$ (czyli $k_{\omega} \gg r_t + r_p$), to:
 $\omega \approx (U_{z2o} - i_1 k_1) \frac{k_{\omega} k_T}{k_{\omega} k_T} \quad (7)$
- Silnik osiąga prędkość $\omega = 0$, gdy: $i_1 = \frac{m_{z1}}{\varphi_w} = \frac{U_{z1im}}{k_1} \quad (8)$
- Z porównania (5) i (8) wynika, że $m_{z1} = m_{z2}$ oraz, że dla tych obciążen: $\omega = 0$, charakterystyka jest równoległa do osi ω :

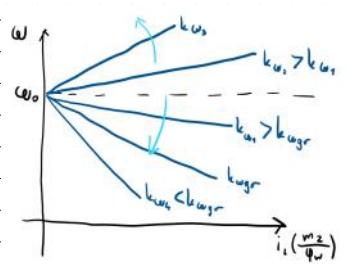


- SPS pracujący w układzie regulacji z szeregowym połączeniem regulatorów prędkości i prądu ma charakterystykę mechaniczną składającą się z 2 części liniowych
 - jeżeli $m_2 \leq \frac{U_{z1im}}{t_{l_{gr}}} < \frac{U_{z2im}}{t_{l_{gr}}}$ (o prędkości decyduje R_{ω})
 - jeżeli $\frac{m_{z1}}{t_{l_{gr}}} > \frac{U_{z2im}}{t_{l_{gr}}}$ (o prędkości decyduje R_i)

$$\frac{m_{z1}}{t_{l_{gr}}} = \frac{U_{z2im}}{t_{l_{gr}}} \quad (9)$$
- Z równania (2) wynika, że zasadniczą przyczyną spadku prędkości w części I jest sprzężenie prądowe ujemne. Porównując spadek prędkości dla sprzężenia prądowego i spadek ϕ w układzie otwartym (SPS+WM):

$$\frac{k_1}{k_{\omega} k_T} = \frac{r_p}{r_{\omega} k_T} = \frac{\varphi_w}{k_{\omega} k_T}$$
 - można wyznaczyć wartość wzmacnienia k_{ω} , dla którego oba spadki $\Delta \omega$ są jednakowe:
- jeśli:
 - $k_{\omega} > k_{\omega gr}$ - charakterystyka mechaniczna bardziej sztywna niż układu otwartego
 - $k_{\omega} < k_{\omega gr}$ - charakterystyka mechaniczna mniej sztywna niż układu otwartego

Wniosek 1: nachylenie charakterystyki można "regulować" wzmacnieniem k_{ω} regulatora R_{ω} .



(charakterystyka elektromechaniczna (prąd na osi x))

- Wniosek 2: nastawiając wartość max sygnału wyjściowego $R_\omega - U_{dim}$ reguluje się wartość prądu i momentu ograniczonego przez R_ω .
- Równania charakterystyki mechanicznej układu:
- $i_1 \omega = \frac{U_{z0}}{k_T} \frac{m_z}{\phi_w} \frac{k_1}{k_T} \text{ dla } \frac{m_z}{\phi_w} < \frac{\psi_{dim}}{k_1}$
- $i_1 \omega < \omega_0, \omega \rightarrow 0, \frac{m_z}{\phi_w} = \frac{U_{dim}}{k_1} \text{ dla } \frac{m_z}{\phi_w} > \frac{U_{dim}}{k_1}$

Wykład 8

poniedziałek, 2 grudnia 2019 12:31



Ćwiczenie 2

Układ napędowy z silnikiem szeregowym prądu stałego w różnych stanach pracy

2.1. Program ćwiczenia

1. Pomiar charakterystyk elektromechanicznych $\omega = f(I_t)$ dla przypadków:
 - a) $U = U_N$, $R_d = 0$ (charakterystyka naturalna),
 - b) $U = \text{par}$, $R_d = 0$,
 - c) $U = U_N$, $R_d = \text{par}$ (par – parametr),
 - d) $U = U_N$, $R_h = \text{par}$ (R_h – rezystancja bocznikująca twornik),
 - e) $U = U_N$, $R_{bw} = \text{par}$ (R_{bw} – rezystancja bocznikująca wzbudzenie).
2. Pomiar charakterystyk hamowania dynamicznego z samowzbudzeniem: $\omega = f(I_{th})$ przy $R_h = \text{par}$.

2.2. Wiadomości teoretyczne

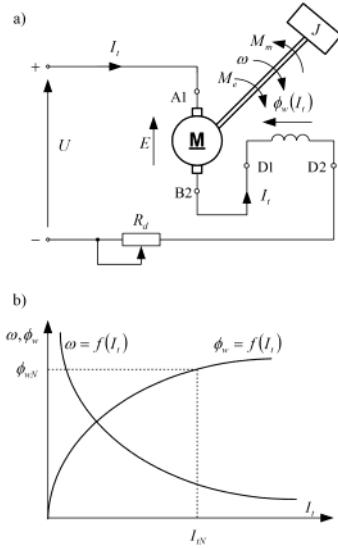
Nazwa maszyny szeregowej wynika ze sposobu połączenia uzwojenia wzbudzenia z uzwojeniem twornika (rys. 2.1). W tym przypadku uzwojenia te są zatem połączone szeregowo i jeśli są zasilane prądem stałym, to taką maszynę nazywamy szeregową prądu stałego (w odróżnieniu od silnika szeregowego uniwersalnego). Konsekwencją połączenia szeregowego uzwojeń jest to, że prąd twornika jest jednocześnie prądem wzbudzenia. W silniku szeregowym rezystancja uzwojenia wzbudzenia R_w jest tego samego rzędu co rezystancja uzwojenia twornika R_t . Równanie charakterystyki elektromechanicznej silnika szeregowego przyjmuje postać

- w przypadku rozbiegania konstrukcja mechaniczna nie wytrzymuje tego zjawiska

$$\omega = \frac{U}{k_e \phi_w(I_t)} - \frac{R_t + R_a + R_d}{k_e \phi_w(I_t)} I_t, \quad (2.1)$$

gdzie $\phi_w(I_t)$ – strumień wzbudzenia przy danym prądu żarówka twornika I_t maszyny.

Charakterystyka magnesowania silnika $\phi_w = f(I_t)$ ma przebieg nieliniowy (rys. 2.1b), co powoduje duże trudności w analitycznym wyznaczaniu charakterystyk mechanicznych silnika szeregowego.



Rys. 2.1. Schemat silnika szeregowego prądu stałego (a), charakterystyka magnesowania $\phi_w = f(I_t)$ oraz elektromechaniczna $\omega = f(I_t)$ (b)

Po przyjęciu założeń upraszczających: $\phi_w = cI_t$ (praca na prostoliniowej części charakterystyki magnesowania) oraz $(R_t + R_a) I_t \ll U_t$ można wykazać, że charakterystyka elektromechaniczna silnika szeregowego ma przebieg hiperbowy, bowiem

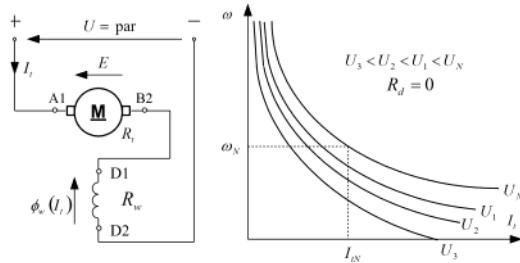
$$\omega = \frac{U - I_f(R_t + R_w)}{k_e c I_f} \approx \frac{k}{I_f}, \quad (2.2)$$

gdzie $k = \frac{U}{k_e c}$ – teoretyczna stała konstrukcyjna.

Charakterystyka $\omega = f(I_f)$ należy do tak zwanych charakterystyk „miękkich”. Po nieważ prąd twornika jest odzwierciedleniem obciążenia silnika, łatwo więc zauważyć, że prędkość kątowa bez obciążenia może teoretycznie (praktycznie około 5÷6 ω_N) zmierzać do nieskończoności (teoretycznie, bo wcześniej wirnik silnika ulegnie mechanicznemu uszkodzeniu). Wynika z tego, że silnik szeregowy nie może być uruchamiany bez obciążenia. Moment elektromagnetyczny silnika zależy od prądu twornika i dla maszyny szeregowej

$$M_e = k_e \phi_w I_f = k_e c I_f^2, \quad (2.3)$$

czyli jest proporcjonalny do kwadratu prądu twornika. W przypadku znacznych przeciążeń momentem silnika szeregowego jest zatem korzystniejszy od bocznikowego (obcowzbudnego), gdyż wówczas pobiera z sieci prąd o mniejszym natężeniu. Tę cenną zaletę silników szeregowych wykorzystuje się w układach napędowych o ciężkim rozruchu, np. w trakcji, urządzeniach transportowych, a z uwagi na „miękkość” swojej charakterystyki mechanicznej silnik „automatycznie” zwiększa prędkość obiektu napędzanego (lub skracia czas transportu).



Rys. 2.2. Charakterystyki elektromechaniczne przy $U = \text{par}$

Możliwości regulacji prędkości kątowej silnika wynikają z zależności (2.1) i (2.2):

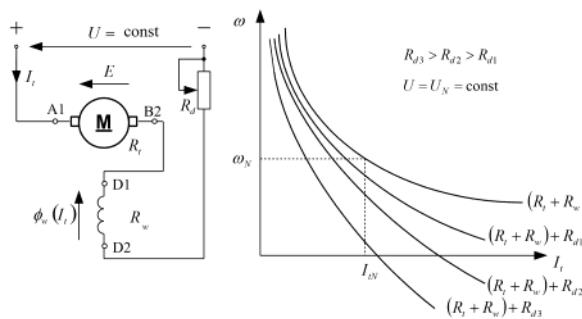
- regulacja napięciem zasilania,
- regulacja rezystancji dodatkowej w obwodzie twornika,
- regulacja przez bocznikowanie uzwojenia twornika,
- regulacja przez bocznikowanie uzwojenia wzbudzenia.

- mianownik - strumień wzbudzenia
- strumień wzbudzenia jest zależny od prądu twornika; jeśli o tym nie wspomnimy, to tak jakby strumień wzbudzenia był stały
- na kolosie pisać pełną zależność

- charakterystyka mechaniczna należy do "miękkich" - lekka zmiana obciążenia powoduje dużą zmianę prędkości
- silniki szeregowe: pociągi, tramwaje, dźwigi (dawniej, rzadko w Polsce),

Regulacje prędkości kątowej za pomocą zmiany napięcia zasilania (przy $U = \text{par}$) przedstawiono na rysunku 2.2. Jest to regulacja „w dół”.

Aby uzyskać pełną regulację prędkości kątowej, należy stosować regulowane źródła napięcia (np. przekształtnikowe). Prędkość kątową „w dół” można również regulować przez włączenie rezystancji dodatkowej w obwód twornika. Charakterystyki elektromechaniczne przy $R_d = \text{par}$ przedstawiono na rysunku 2.3.



Rys. 2.3. Charakterystyki elektromechaniczne przy $R_d = \text{par}$

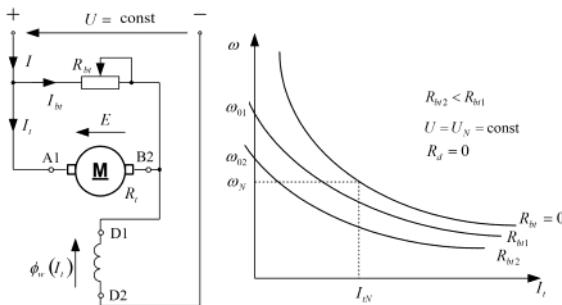
Ten sposób regulacji powoduje zmniejszenie strat proporcjonalnie do całkowitej rezystancji obwodu twornika oraz spadek sprawności wraz ze zmniejszaniem się prędkości kątowej (podobnie jak w silniku bocznikowym, chociaż w mniejszym stopniu).

Bocznikowanie obwodu twornika zwiększa sztywność charakterystyki elektromechanicznej oraz może zapobiec rozbieganiu się silnika szeregowego przy jego znacznym odcięciu. Na rysunku 2.4 przedstawiono przykładowe przebiegi charakterystyk elektromechanicznych dla $R_{bs} = \text{par}$. Jest to również regulacja „w dół”.

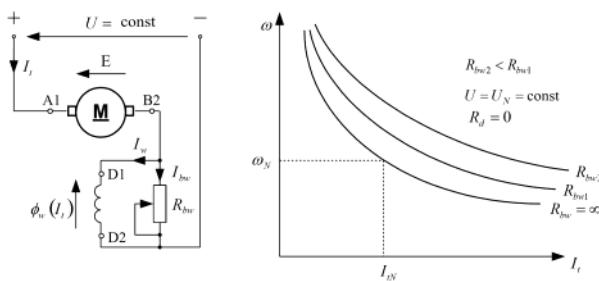
Regulacja prędkości kątowej przez osłabienie strumienia wzbudzenia jest regulacją „w górę”. Uzyskuje się to najczęściej przez bocznikowanie uwojenia wzbudzenia, które powoduje osłabienie prądu (strumienia) wzbudzenia. Przebiegi charakterystyk $\omega = f(I_f)$ dla tego sposobu regulacji prędkości przedstawiono na rysunku 2.5. Ten sposób regulacji często jest stosowany w trakcji w celu zwiększenia prędkości jazdy pociągu.

Hamowanie elektryczne silnika szeregowego można teoretycznie zrealizować trzema metodami: odzyskową, dynamiczną i przeciwwłączeniową.

- większa rezystancja w obwodzie twornika: zwiększenie nachylenia charakterystyki, mniejszy prąd rozruchowy (dużo mniejszy)
- praktyczne zastosowanie: rozruch, ze względu na straty przy pracy stabilnej

Rys. 2.4. Charakterystyki elektromechaniczne przy bocznikowaniu transformatora $R_{bt} = \text{par}$

- instrukcja: skróć myślony; rezystancja ma być równa nieskończoności, nie 0
- metoda, która pozwala zapobiec rozbieganiu się silnika szeregowego
- bocznikowanie: prędkość obniżona na całą charakterystyce

Rys. 2.5. Charakterystyki elektromechaniczne przy bocznikowaniu uzwojenia wzbudzenia, $R_{bt} = \text{par}$

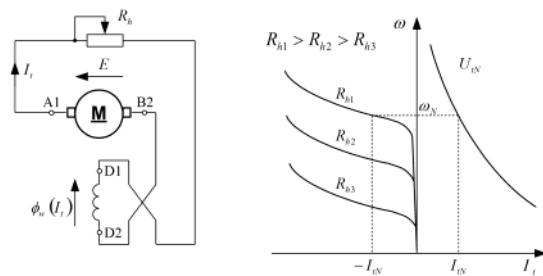
- jedyna metoda powodująca wzrost prędkości obrotowej
- wydzielanie się ciepła na rezystorze: mniejsza sprawność całego układu

Hamowanie odzyskowe (dla prędkości $\omega > \omega_0$) jest dla silnika szeregowego w zasadzie niemożliwe, ponieważ $\omega_0 = \infty$. Hamowanie odzyskowe można jednak zrealizować w tzw. warunkach sztucznych, przy specjalnych (rzadko stosowanych) położeniach uzwojeń maszyny.

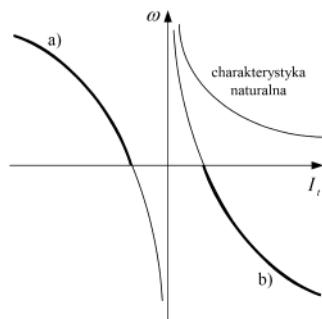
Powszechnie stosowaną metodą hamowania silnika szeregowego jest hamowanie dynamiczne (prądnicowe, na rezistor hamujący), które może odbywać się w układzie samowzbudnym lub obcowzbudnym. W układzie samowzbudnym należy zachować ten sam kierunek prądu w obwodzie wzbudzenia, jaki występował przy pracy silniko-

- hamowanie odzyskowe: prędkość większa od prędkości idealnego biegu jałowego
- realne zastosowanie: niemożliwe jest hamowanie odzyskowe przy naturalnej charakterystyce silnika (rozbieganie)

wej. W innym przypadku maszyna może się nie wzbudzić. W układzie obcowzbudnym należy pamiętać, że prąd wzbudzenia jest równy prądowi twornika, trzeba zatem zastosować wydajne źródło prądowe. Hamowanie dynamiczne odbywa się w kilku stopniach (rys. 2.6).



Rys. 2.6. Charakterystyki elektromechaniczne przy hamowaniu z samowzbudzeniem, $R_h = \text{par}$



Rys. 2.7. Hamowanie przeciwwiązaniem silnika szeregowego:
a) moment hamujący reaktywny, b) moment hamujący aktywny

Hamowanie silnika szeregowego przeciwłączeniem (czyli prądem sieci) polega na przełączeniu obwodu twornika na napięcie o przeciwej bieguności, przy czym, w celu ograniczenia prądu hamowania, w obwód twornika silnika należy włączyć rezystor hamowania o znacznej wartości

$$R_h = \frac{U + E}{I_h} - (R_r + R_w). \quad (2.4)$$

Podeczas hamowania przeciwłączeniem – przy zmniejszaniu się prędkości kątowej silnika do zera – należy silnik odłączyć od napięcia zasilającego, aby nie nastąpił rozruch w przeciwnym kierunku wirowania. Jeżeli moment obciążenia ma charakter reaktywny, hamowanie odbywa się w II ćwiartce, jeżeli aktywny (opuszczanie ciężaru) – w IV ćwiartce. Przykładowe przebiegi dla tego przypadku hamowania przedstawiono na rysunku 2.7.

2.3. Instrukcja

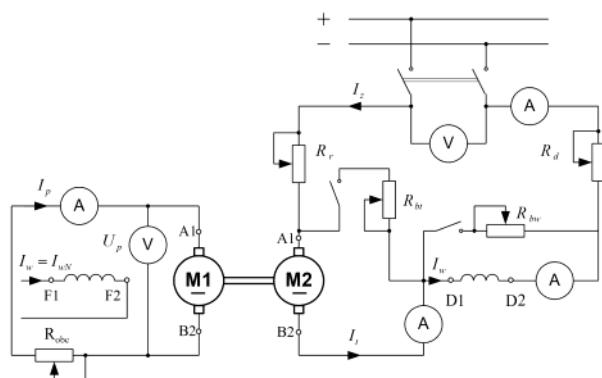
2.3.1. Opis układu pomiarowego

Układ napędowy składa się z badanego silnika szeregowego i maszyny roboczej, będącej obcowzbudową maszyną prądu stałego. Schemat układu pomiarowego (dla pracy silnikowej) przedstawiono na rysunku 2.8, przy czym R_r – rezystancja rozruchowa, R_{bt} – rezystancja bocznikująca twornik, R_{bw} – rezystancja bocznikująca wzburzenie. Prądnica stanowi dla silnika obciążenie, które reguluje się za pomocą rezystora R_{obc} . Dla kontroli obciążenień należy mierzyć prądy i napięcia w obwodach tworników maszyn. Do pomiarów charakterystyk hamowania dynamicznego z samowzbudzeniem należy układ połączyć według rysunku 2.9.

2.3.2. Wyznaczenie charakterystyk elektromechanicznych $\omega=f(I_t)$ dla pracy silnikowej

Badania należy wykonać zgodnie z programem ćwiczenia, w układzie połączonych przedstawionym na rysunku 2.8. Przed dokonaniem rozruchu silnika należy sprawdzić, czy rezystor obciążenia R_{obc} w obwodzie twornika prądnicy jest nastawiony na odpowiednią wartość, zapewniającą rozruch silnika szeregowego z obciążeniem.

Ćwiczenie 2



Rys. 2.8. Schemat połączeń do badania charakterystyk elektromechanicznych silnika szeregowego

Dla układów z bocznikowaniem uzwojeń należy dobrąć rezystancje bocznikujące tak, aby prąd zasilania wynosił:

$$I_z = 1,1 I_{IN} \quad \text{i} \quad I_z = 1,2 I_{IN}$$

przy bocznikowaniu twornika oraz

$$I_w = 0,9 I_{IN} \quad \text{i} \quad I_w = 0,8 I_{IN}$$

przy bocznikowaniu uzupełnienia wzbudzenia.

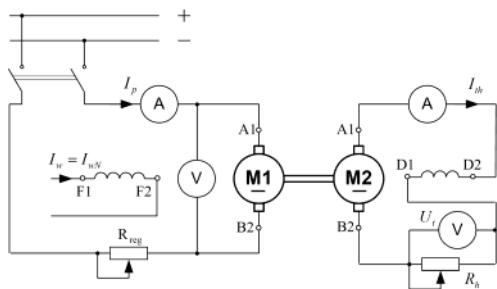
Wyniki pomiarów należy zestawić w tabeli 2.1 i na ich podstawie wykreślić odpowiednie charakterystyki elektromechaniczne $\omega = f(I_i)$ dla przypadków podanych w programie ćwiczenia.

Tabela 2.1

Lp.	Silnik szeregowy						Prądnica obciążająca	
	U	I	I_i	n	ω	R_{d1}, R_{bw1}, R_{bw2}	U_p	I_p
	V	A	A	obr/min	rad/s	Ω	V	A

2.3.3. Wyznaczenie charakterystyk elektromechanicznych $\omega=f(I_{th})$ dla stanu hamowania

Badania prowadzi się w układzie połączeń pokazanych na rysunku 2.9, przy czym napędzającą maszyną pomocniczą jest silnik obcowzbudny (pracujący dotychczas jako prądnica), badany zaś silnik szeregowy pracuje jako hamulec w układzie połączeń z samowzbudzeniem.



Rys. 2.9. Schemat połączeń do badania charakterystyk elektromechanicznych silnika szeregowego podczas hamowania z samowzbudzeniem

Pomary należy wykonać dla dwóch wartości rezystancji hamujących R_{h1} , R_{h2} . Wyniki pomiarów zestawić w tabeli 2.2 i na ich podstawie wykreślić charakterystyki $\omega=f(I_{th})$ dla różnych wartości R_h .

Tabela 2.2

Lp.	Silnik szeregowy					Silnik napędowy	
	I_{th}	U_t	n	ω	R_h	U_p	I_p
A	V	obr/min	rad/s	Ω	V	A	

2.4. Sprawozdanie

W sprawozdaniu należy umieścić:

- Parametry badanego układu pomiarowego.

2. Wykaz aparatury pomiarowej.
3. Schematy pomiarowe.
4. Tabele pomiarowe oraz charakterystyki elektromechaniczne silnika szeregowego dla pracy silnikowej i hamowania dynamicznego.
5. Omówienie uzyskanych wyników pomiarów i charakterystyk.
6. Własne spostrzeżenia i wnioski.

2.5. Zagadnienia kontrolne

1. Opisać budowę silnika szeregowego prądu stałego i podać przykłady jego zastosowania.
2. Omówić metody regulacji prędkości kątowej silnika szeregowego.
3. Podać przykładowe przebiegi charakterystyk $\omega = f(I)$ dla pracy silnikowej.
4. Omówić metody hamowania elektrycznego silnika szeregowego.

Literatura

- [1] Bisztyga K., *Sterowanie i regulacja silników elektrycznych*, WNT, Warszawa 1989.
- [2] Kaluza E., *Zbiór zadań i ćwiczeń projektowych z trakcji elektrycznej*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 1994.
- [3] Kędzior W., *Podstawy napędu elektrycznego*, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1986.

Wykład 9

poniedziałek, 9 grudnia 2019 16:30

Temat	Wykład 10
Od	zajabuza
Do	kacper.marcin.borucki@gmail.com
Wysłano	poniedziałek, 9 grudnia 2019 12:09

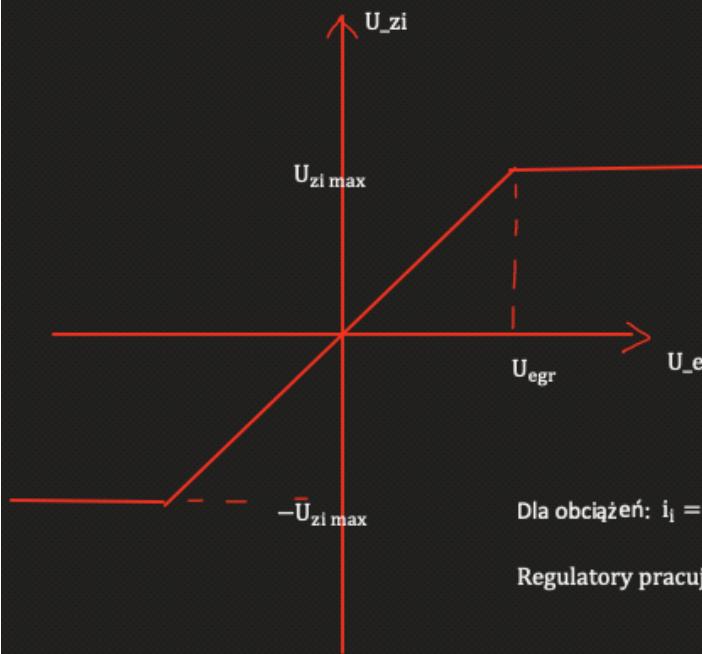
Wykład 10

poniedziałek, 2 grudnia 2019

11:27

Kształtowanie charakterystyki SPS w układzie z dwoma regulatorami

$U_{zi} \text{ max}$ – wartość nasycenia charakterystyki regulatora $R\omega$



$$\text{Dla obciążzeń: } i_t = \frac{m_2}{\phi} < \frac{U_{zi} \text{ max}}{k_1} = i_{t \text{ max}}$$

Regulatory pracują w zakresie liniowym charakterystyk wyjściowych

- Z równania wynika, że wskutek działania sprzężenia prądowego występuje spadek ω w odwrotnie proporcjonalny do wzmacnienia $R\omega \rightarrow k\omega$ (spadek na rezystancji obwodu został praktycznie skompensowany!)

$$\Delta \omega_i = -\frac{i_t k_1}{k_\omega k_T}$$

- Jeżeli obciążenie momentem wzrośnie do wartości prądu odpowiadającej ograniczeniu sygnału wyjściowego $R\omega - U_{zi} \text{ max} \rightarrow$ można wyznaczyć:
$$\Delta \omega_1 = \frac{U_{zimax}}{k\omega k_T}$$

- Porównując 2 i 3 wyznacza się prąd lub moment przy którym -w wyniku nasycenia $R\omega -$ przestaje działać układ stabilizacji prędkości:

$$|\Delta \omega_1| = |\Delta \omega_i|$$

$$\frac{U_{zim}}{k_\omega \omega k_T} = \frac{i_t k_1}{k_\omega k_t} \quad (4)$$

Stąd:
$$i_t = \frac{m_{z1}}{\Phi_w} = \frac{U_{zim}}{k_1} \quad (5)$$

- Po podstawieniu 5 do 1 z uwzględnieniem 2 równanie charakterystyki mechanicznej ykladu gdy nie działa sprzężenie prędkościowe:

$$\omega_1 = \frac{U_{z\omega}}{k_T} - \frac{U_{zim}}{k_{\omega k_T}} \quad (6)$$

- Regulator R_i pełni rolę stabilizatora prądu zgodnie z wartością zadaną na wyjściu R_i . Silnik osiąga prędkość $\omega = 0$, gdy:

$$i_t = \frac{m_{z2}}{\phi_w} = \frac{U_{zim}}{k_1}$$

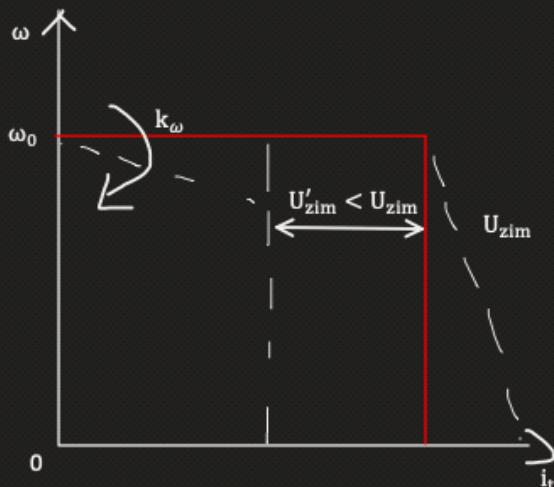
- Kształtowanie charakterystyk SPS w układzie z dwoma regulatorami:

(elektromechaniczna koparkowa)

Z porównania (5) i (8) wynika, że:

$$m_{z1} = m_{z2}$$

Oraz, że dla tych obciążen: $\omega = 0$ charakterystyka jest równoległa do osi ω



$$i'_{t gr} = \frac{m'_{z2}}{\phi_w}$$

$$\frac{m_{z2}}{\phi_w} = i_{t gr}$$

SPS pracujący w układzie regulacji z szeregowym połączeniem regulatorów prędkości i prądu ma charakterystykę mechaniczną składającą się z 2 części liniowych:

I - w zakresie obciążen:

$$0 \leq \frac{m_{z1}}{\phi_w} < \frac{U_{zim}}{k_1} \quad \rightarrow \text{o prędkości decyduje } R_\omega$$

$\nearrow i_t \quad \nearrow i_{t gr}$

II - w zakresie obciążen:

$$\frac{m_{z1}}{\phi_w} \geq \frac{U_{zim}}{k_1} \quad \rightarrow \text{o prędkości decyduje } R_i$$



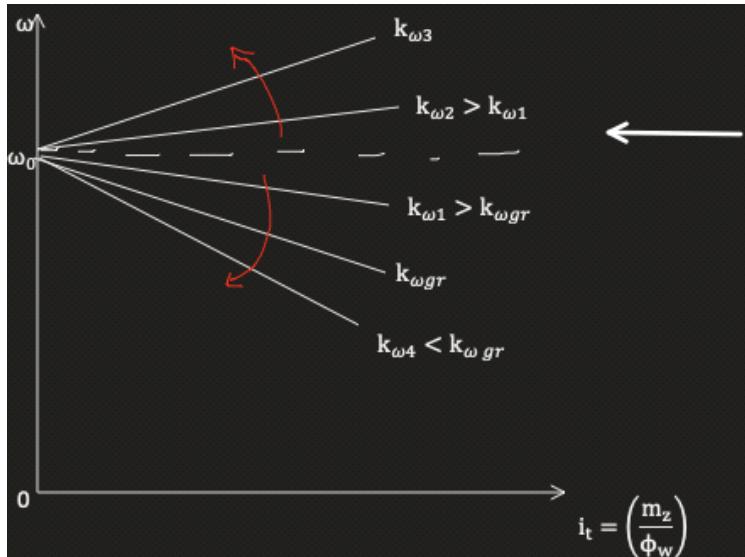
Z równania (2) wynika, że zasadniczą przyczyną spadku prędkości w części I jest sprężenie prądowe ujemne. Porównując spadek prędkości dla sprężenia prądowego i spadek ω w układzie otwartym (SPS + WM):

$$\frac{k_1}{k_\omega k_T} = \frac{r_t + r_p}{\phi_w}$$

Można wyznaczyć wartość wzmacnienia k_ω , dla którego oba spadki $\Delta \omega$ są jednakowe:

$$k_{\omega gr} = \frac{\phi_w k_1}{(r_t + r_p) k_T}$$

Wniosek 1:



Charakterystyka elektromechaniczna (bo na x jest prąd),
Mechaniczna gdy moment jest na x

$$i_t = \left(\frac{m_z}{\phi_w} \right)$$

Wniosek 2: nastawiając wartość max sygnału wyjściowego $R_{\omega-U_{zim}}$ reguluje się wartość prądu i momentu ograniczanego przez R_i .

Równania charakterystyki mechanicznej układu:

$$\text{I: } \omega = \frac{U_z \omega}{k_T} - \frac{m_z}{\phi_w} \frac{k_1}{k_\omega k_T} \quad \text{dla } \frac{m_z}{\phi_w} < \frac{U_{zim}}{k_1}$$

II:

Charakterystyki silnika szeregowego:

Utworzono przy użyciu programu OneNote.

Wykład 10 - sterowanie impulsowe silnika

szeregowego

poniedziałek, 9 grudnia 2019 11:23

Sterowanie napięciowe - przekształtniki impulsowe

- Regulacja średniej wartości napięcia na zaciskach twornika - cykliczne załączanie i wyłączanie napięcia o stałej wartości - tyristorowe lub tranzystorowe impulsowe sterowniki napięcia (impulsatory, przerywacze, czopery)
- Stosuje się:
 - zmianę szerokości impulsów przy stałej częstotliwości impulsowania f
 - zmianę częstotliwości impulsowania przy stałej szerokości impulsów
 - zmianę częstotliwości impulsowania przy jednoczesnej zmianie szerokości impulsów
- Amplituda napięcia jest stała i równa napięciu zasilającemu



-

Ćwiczenie 6

Silnik szeregowy ze sterowaniem impulsowym

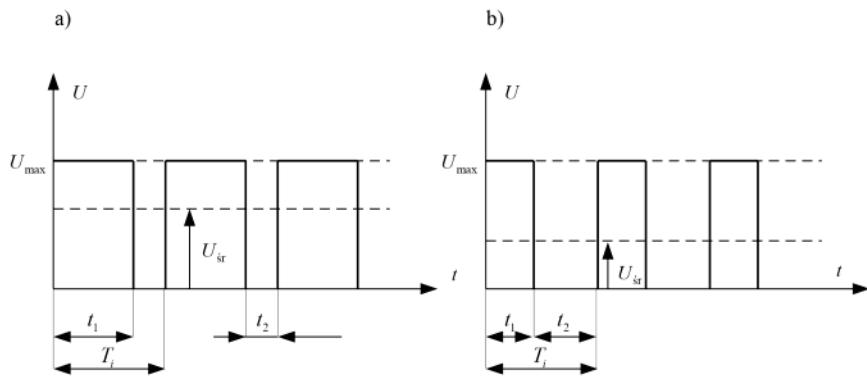
6.1. Program ćwiczenia

1. Zapoznanie się z metodą sterowania impulsowego silnika szeregowego prądu stałego.
2. Zapoznanie się z metodą hamowania silnika szeregowego prądu stałego przy sterowaniu impulsowym.
3. Wyznaczenie charakterystyk regulacyjnych silnika szeregowego prądu stałego sterowanego impulsowo.
4. Wyznaczenie charakterystyk mechanicznych układu napędowego z silnikiem szeregowym w układzie otwartym i ze sprzężeniem prędkościowym.
5. Wyznaczenie charakterystyk hamowania dynamicznego z samowzbudzeniem silnika szeregowego sterowanego impulsowo.

6.2. Wiadomości teoretyczne

Regulacja prędkości kątowej silników prądu stałego przez zmianę wartości napięcia zasilającego jest regulacją ekonomiczną i powszechnie stosowaną. Regulację średniej wartości napięcia na zaciskach twornika można uzyskać między innymi przez cykliczne załączanie i wyłączanie napięcia o stałej wartości. Do tego celu stosowane są tyristorowe lub tranzystorowe impulsowe sterowniki napięcia (impulsatory, przerywacze, czopery). Sterowanie impulsowe mocą doprowadzoną do silnika polega na modulacji impulsów napięciowych. Średnia wartość napięcia na zaciskach silnika może być regulowana przez zmianę szerokości impulsów przy stałej częstotliwości impulsowania f , przez zmianę częstotliwości impulsowania przy stałej szerokości impulsów lub przy jednoczesnej zmianie częstotliwości impulsowania i szerokości im-

pulsów. Amplituda napięcia jest stała i równa napięciu zasilającemu. Na rysunku 6.1 przedstawiono przykładowe przebiegi napięcia wyjściowego ze sterownika przy różnym współczynniku wypełnienia ε .



Rys. 6.1. Przebiegi napięcia wyjściowego z impulsowego sterownika napięcia:
a) przy dużym współczynniku wypełnienia ε , b) przy małym współczynniku wypełnienia ε

Średnia wartość napięcia wyjściowego może być wyznaczona następująco:

$$U_{\text{sr}} = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} U(t) dt = \frac{t_1}{T_i} U_{\text{max}} = \varepsilon U_{\text{max}}, \quad (6.1)$$

gdzie:

$$T_i = \frac{1}{f} - \text{okres impulsowania},$$

$$\varepsilon = \frac{t_1}{T_i} - \text{względny czas załączenia (wypełnienie)}.$$

Z powyższych zależności wynika, że zakres zmian wypełnienia impulsów, a tym samym zakres zmian napięcia wyjściowego, wynosi:

$$0 < \varepsilon < 1,$$

$$0 < U_{\text{sr}} < U_{\text{max}}.$$

Regulacja impulsowa napięcia na zaciskach silnika wykazuje wiele zalet w porównaniu z metodami tradycyjnymi:

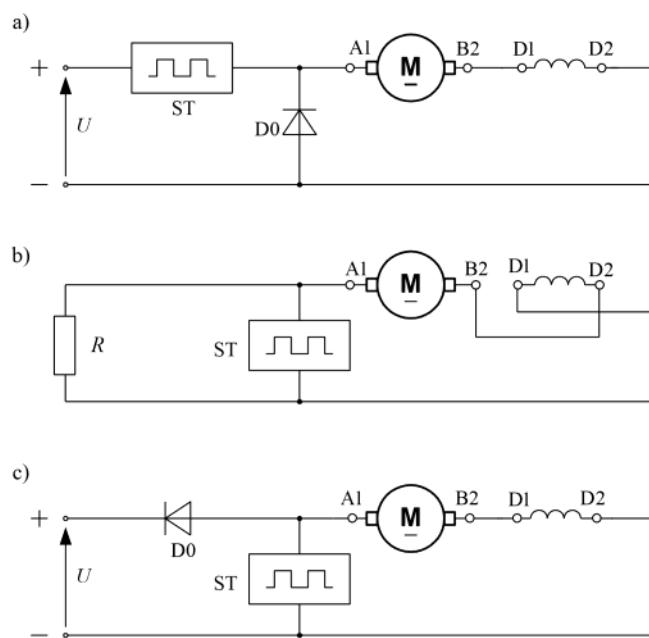
- umożliwia realizację bezstopniowego rozruchu, regulację prędkości kątowej, hamowania oraz pracy nawrotnej silnika,

➤ powoduje zmniejszenie energochłonności układu napędowego w wyniku eliminacji strat podczas rozruchu i regulacji prędkości kątowej,

➤ umożliwia realizację zamkniętych układów regulacji,

➤ sterowniki impulsowe mają niewielkie wymiary i ciężar.

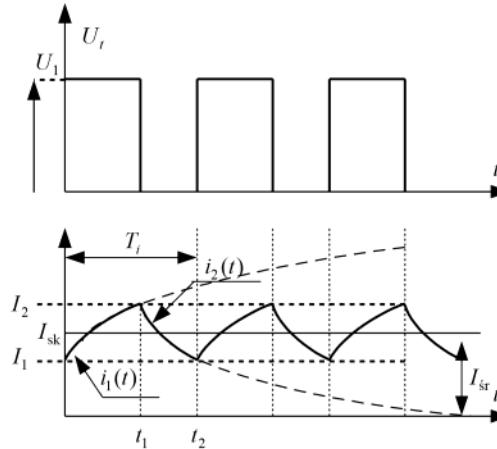
Typowe układy połączeń sterowników impulsowych z silnikami szeregowymi prądu stałego przedstawiono na rysunku 6.2.



Rys. 6.2. Układy połączeń sterowników z silnikami szeregowymi prądu stałego;
ST – sterownik impulsowy

Realizacja techniczna sterowników napięcia opiera się na wykorzystaniu układów tyrystorowych lub tranzystorowych. Włączenie sterownika jak na rysunku 6.2a umożliwia regulację prędkości kątowej od zera do wartości znamionowej. Zastosowanie sterownika pokazane na rysunku 6.2b zapewnia realizację hamowania dynamicznego z płynną regulacją prądu w wyniku zmiany wartości rezystancji modulowanej R , a tym samym momentu hamującego. Zastosowanie sterownika jak pokazano na rysunku 6.2c umożliwia realizację hamowania silnika szeregowego z częściowym zwrotem energii do sieci.

Zastosowanie sterownika powoduje, że silnik szeregowy zasilany jest prostokątnymi impulsami napięcia. Odpowiadające mu przykładowe przebiegi prądu przedstawiono na rysunku 6.3.



Rys. 6.3. Przebiegi napięcia i prądu silnika zasilanego ze sterownika impulsowego

Przebiegi prądowe rozpatruje się dla dwóch stanów pracy sterownika:

- dla stanu załączenia sterownika w przedziale $0 \leq t \leq t_1$,
- dla stanu wyłączenia sterownika w przedziale $t_1 \leq t \leq T$.

Przy odpowiednio małym okresie impulsowania T_i , w porównaniu z elektromagnetyczną stałą czasową T_e obwodu silnika, równania napięciowe dla tych dwóch przedziałów można zapisać następująco:

$$R_t i_1 + L_t \frac{di_1}{dt} + E_s = U_1, \text{ dla } 0 \leq t \leq t_1, \quad (6.2)$$

$$R_t i_2 + L_t \frac{di_2}{dt} + E_s = 0, \text{ dla } t_1 \leq t \leq T_i, \quad (6.3)$$

gdzie:

R_t – całkowita rezystancja obwodu twornika,

L_t – całkowita indukcyjność obwodu twornika,

E_s – siła elektromagnetyczna.

Zależności te są słuszne dla następujących założeń upraszczających:

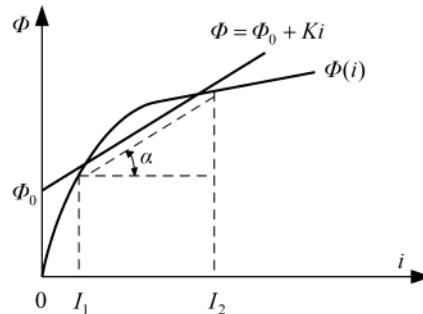
- impulsy napięciowe są prostokątne,
- czasy przełączania sterownika są pomijalnie krótkie,
- pomijalna jest rezystancja i reaktancja źródła zasilania,
- indukcyjność silnika jest stała,
- prędkość silnika w okresie impulsowania nie zmienia się,
- nieliniowa charakterystyka magnesowania silnika aproksymowana jest jak na rysunku 6.4.

Dla przyjętego sposobu aproksymacji charakterystyki magnesowania otrzymuje się

$$\Phi = \Phi_0 + K i, \quad (6.4)$$

gdzie:

$K = \operatorname{tg} \alpha$ – współczynnik nachylenia prostej (6.4) do osi odciętych,
 Φ_0 – strumień określany punktem przecięcia stycznej z osią rzędnych.



Rys. 6.4. Aproksymacja krzywej magnesowania silnika szeregowego

Po uwzględnieniu zależności (6.4) siła elektromotoryczna silnika może być określana następująco:

$$E_s = c_e \Phi \omega = c_e \Phi_0 \omega + c_e K \omega i. \quad (6.5)$$

Po podstawieniu zależności (6.5) do wzorów (6.2) (6.3) (odpowiednio dla prądu i_1 oraz i_2) oraz uwzględnieniu warunków początkowych dla zakresu prądów ciągłych:

$$\left. \begin{array}{l} i_1 = I_1 \text{ dla } t = 0 \\ i_1 = I_2 \text{ dla } t = t_1 \\ i_2 = I_2 \text{ dla } t = t_1 \\ i_2 = I_1 \text{ dla } t = t_2 \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{dla stanu przewodzenia sterownika,} \\ \text{dla stanu nieprzewodzenia sterownika,} \end{array}$$

otrzymuje się równania określające przebiegi prądów podczas cyklu impulsowania

$$i_1 = I_n - (I_n - I_1) e^{-\frac{t}{T_e}}, \quad \text{dla } 0 \leq t \leq t_1 \quad (6.6)$$

oraz

$$i_2 = (I_2 + I_m) e^{-\frac{t}{T_e}} - I_m, \quad \text{dla } t_1 \leq t \leq T, \quad (6.7)$$

gdzie:

$$I_n = \frac{U - c_e \Phi_0 \omega}{R_t + c_e K \omega},$$

$$I_m = \frac{c_e \Phi_0 \omega}{R_t + c_e K \omega}.$$

Gdy sterownik jest wyłączony, prąd twornika zamyka się przez diodę zerową D0.

Z zależności (6.6) i (6.7) można określić średnią i skutecną wartość prądu oraz moment i prędkość kątową silnika

$$I_{\text{śr}} = \frac{1}{T_i} (I_n t_1 + I_m t_2), \quad (6.8)$$

$$I_{\text{sk}}^2 = I_n^2 - \frac{T_e}{T} (I_n + I_m)(I_2 - I_1), \quad (6.9)$$

$$M_{\text{śr}} = c_e (\Phi_0 I_{\text{śr}} + K I_{\text{sk}}^2), \quad (6.10)$$

$$\omega = \frac{U\varepsilon - I_{\text{śr}} R}{c_e (\Phi_0 + K I_{\text{śr}})}. \quad (6.11)$$

Z powyższych zależności wynika, że uzyskiwane charakterystyki, w zakresie prądów ciągłych są takie same jak przy zasilaniu napięciem regulowanym. Zakres prądów przerywanych zależy od parametru $\alpha = T_i/T_e$, który powinien mieć jak najmniejszą wartość. Stała $T_e = L_t/R_t$ jest stałą elektromagnetyczną silnika. Zmniejszenie wartości α najczęściej jest realizowane przez:

- zwiększenie T_e przez włączenie dodatkowej indukcyjności w obwód twornika,
- zmniejszenie T_i przez zwiększenie częstotliwości impulsowania ($T_i \ll T_e$).

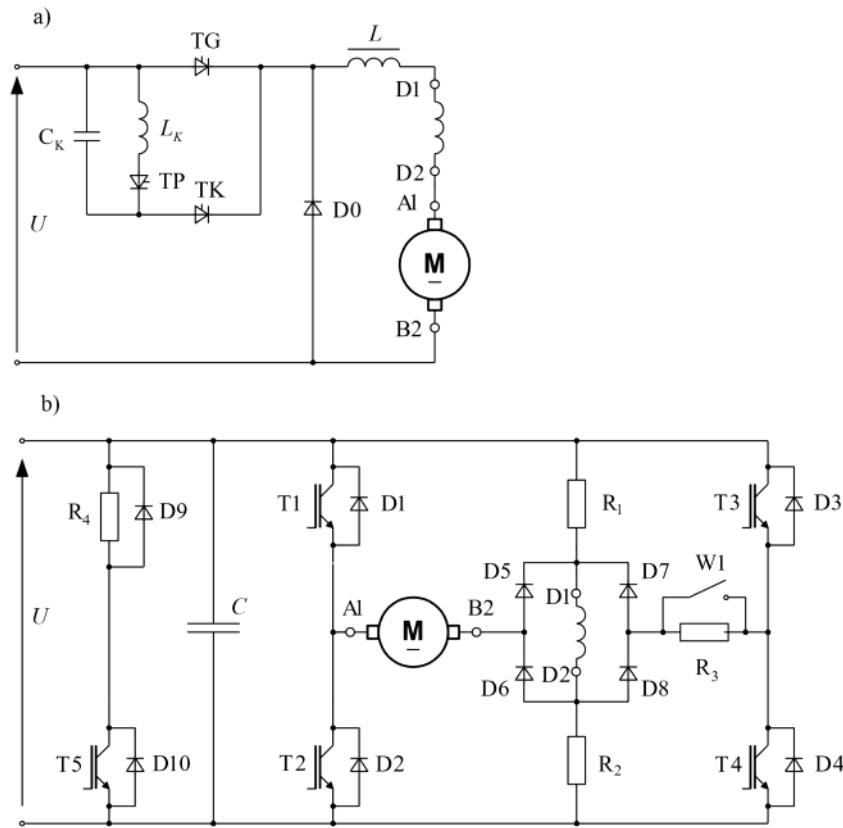
W praktycznych układach sterowników impulsowych przeznaczonych do zasilania silników szeregowych można wyróżnić dwa podstawowe rozwiązania:

- sterowniki impulsowe prądu stałego wykonane z zastosowaniem tyristorów mocy;
- sterowniki impulsowe wykonane z zastosowaniem tranzystorów mocy.

Przykładowe rozwiązania sterowników impulsowych przedstawiono na rysunku 6.5.

W układzie przedstawionym na rysunku 6.5a tyristor główny TG jest wyłączany za pomocą układu komutacji wymuszonej, złożonego z tyristora pomocniczego TK, kondensatora C_K , dławika L_K i tyristora pomocniczego TP. Indukcyjność dodatkowa L_d w obwodzie silnika powinna zapewniać ciągłość prądu w obwodzie oraz ograniczyć pulsację prądu w celu zapewnienia prawidłowej komutacji silnika. Wartość dopuszczalnej pulsacji prądu ze względu na komutację silnika jest różna w zależności od

konstrukcji maszyny i jej mocy i najczęściej zawiera się w przedziale od 4% I_N dla maszyn dużych do 15% I_N dla maszyn małej i średniej mocy.



Rys. 6.5. Przykładowe rozwiązania sterowników impulsowych do zasilania silników szeregowych prądem stałego: a) tyrystorowy sterownik prądu stałego, b) tranzystorowy sterownik prądu stałego

Średnia wartość napięcia na wyjściu sterownika, zgodnie z wzorem (6.1), zależy od stosunku czasu załączenia do okresu impulsowania. Okres impulsowania w sterownikach tyrystorowych zależy bezpośrednio od parametrów zastosowanych tyrystorów i zwykle nie przekracza 1000 Hz. Stosunkowo niska częstotliwość impulsowania powoduje, że w sterownikach tyrystorowych stosowane są dodatkowe dławiki w obwodzie twornika silnika, aby utrzymać ciągłość prądu i ograniczyć pulsację. Ze względu na konieczność zachowania minimalnego czasu załączania

tyrystorów TG i TK obszar sterowania napędu nie obejmuje całego przedziału napięcia ($0 < U_2 < U$).

W sterownikach impulsowych dużej mocy, przeznaczonych do napędów trakcyjnych, stosowane są obecnie układy z tyrystorami GTO. W napędach małych i średnich mocy znalazło zastosowanie rozwiązywanie przedstawione na rysunku 6.5b. Silnik szeregowy jest włączany w przekątną mostka złożonego z czterech tranzystorów mocy T1–T4. Aby zachować stały kierunek prądu w uzwojeniu wzbudzenia, włączane jest ono najczęściej w przekątną mostka diodowego. W rezultacie takiego rozwiązywania nawrót silnika dokonywany jest za pomocą zmiany kierunku prądu płynącego w obwodzie twornika silnika szeregowego. Częstotliwość impulsowania w układach tranzystorowych jest kilkakrotnie wyższa niż w układach tyrystorowych, co pozwala obniżyć pulsację prądu twornika, a tym samym straty dodatkowe. Możliwe jest także zrezygnowanie z dodatkowej indukcyjności L w obwodzie. Podczas pracy impulsowej sterownika pracują zawsze dwa tranzystory (np. T1–T4), a pozostałe dwa (T2–T3) są blokowane. Diody D1–D4 są diodami zwrotnymi dla tranzystorów sterownika oraz dla obwodu silnika. Podczas przejścia z przewodzenia jednej pary do drugiej (nawrót silnika) następuje zwłoka czasowa, konieczna do odzyskania właściwości blokujących przez półprzewodnikowe elementy energoelektroniczne. Podczas przejścia z jednego kierunku wirowania silnika na drugi (nawrót), następuje hamowanie przeciwwiązaniem.

Silniki szeregowe prądu stałego pracują bardzo często w napędach trakcyjnych, w których – ze względów bezpieczeństwa – wymagane jest hamowanie dynamiczne. Hamowanie to może być łatwo zrealizowane w układach tranzystorowych sterowników napięcia. Wysterowane są wtedy jedynie tranzystory T2 lub T4, a do obwodu dołączony zostaje rezistor R_3 , o wartości zapewniającej przepływ prądu $I_{h\max}$ przy maksymalnej prędkości silnika. Sposób włączenia uzwojenia wzbudzenia zapewnia prawidłowy przebieg samowzbudzenia.

6.3. Instrukcja

6.3.1. Opis stanowiska pomiarowego

Na stanowisku laboratoryjnym do sterowania pracą silnika szeregowego prądu stałego stosowany jest sterownik tranzystorowy przedstawiony na rysunku 6.5b. Układ sterownika impulsowego jest zasilany z sieci prądu przemiennego poprzez prostownik niesterowany.

W badanym układzie przyjęto, że silnik będzie hamowany dynamicznie z samowzbudzeniem. Aby uzyskać pewną inicjację procesu hamowania silnika szeregowego w każdych warunkach, celowe jest zachowanie niezmiennego kierunku prądu w uzwojeniu wzbudzenia oraz utrzymanie pewnej minimalnej jego wartości

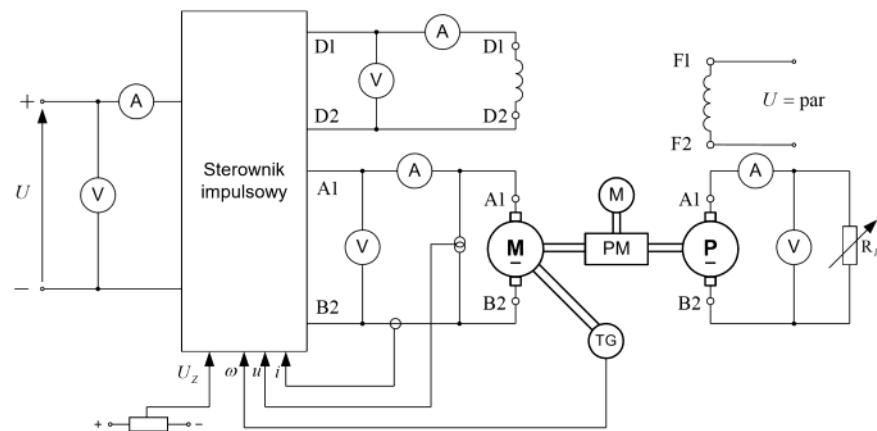
ułatwiającej samowzbudzenie. W układzie laboratoryjnym, odpowiadającym schematowi z rysunku 6.5b, umożliwiają to rezystory R_1 i R_2 dołączone do uzwojenia wzbudzenia i włączane pomiędzy zaciski obwodu zasilającego prądu stałego. W układach przemysłowych do tego celu wykorzystywana jest często energia akumulatora.

Mostek diodowy (D5÷D8) zastosowano w celu uzyskania stałego kierunku strumienia wzbudzenia niezależnie od kierunku przepływu prądu w obwodzie twornika. W rezultacie zmiana kierunku wirowania silnika następuje w wyniku zmiany kierunku przepływu prądu w jego tworniku. Podczas hamowania otwiera się wyłącznik W_1 , dołączający rezystor R_3 , oraz zmienia się sposób sterowania tranzystorów, umożliwiając realizację hamowania dynamicznego ze stabilizacją zadanej wartości prądu. W czasie pracy silnikowejłącznik W_1 pozostaje zwarty.

Badany silnik szeregowy jest obciążony maszyną prądu stałego pracującą jako prądnica obcowzbudna. Schemat ideowy laboratoryjnego układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 6.6.

6.3.2. Wyznaczenie charakterystyk mechanicznych i regulacyjnych do sterowania w układzie otwartym

Do wyznaczania charakterystyk mechanicznych i regulacyjnych należy połączyć układ pomiarowy zgodnie z rysunkiem 6.6. Uruchomienie układu powinno być zgodne z instrukcją stanowiskową.



Rys. 6.6. Schemat ideowy badanego układu napędowego

6.3.2.1. Wyznaczenie charakterystyki regulacyjnej dla układu otwartego

Dla nieobciążonego silnika należy zmieniać wartość napięcia na jego zaciskach od 0 do U_N , zmieniając wypełnienie impulsów ε (%). Dla każdej ustalonej wartości ε mierzy się napięcie na tworniku U_t , prąd twornika I_t oraz prędkość silnika ω . Pomiary należy wykonać dla obu kierunków wirowania silnika i zestawić w tabeli 6.1. Na podstawie uzyskanych pomiarów wykreślić charakterystyki $U_t, I_t, \omega = f(\varepsilon)$.

Tabela 6.1

Lp.	U_t	I_t	n	ω	ε	Uwagi
	V	A	obr/min	rd/s	%	

6.3.2.2. Wyznaczenie charakterystyk mechanicznych

W układzie pokazanym na rysunku 6.6 obciążzyć badany silnik M maszyną prądu stałego P. Charakterystyki mechaniczne należy wyznaczyć dla wypełnienia $\varepsilon = 10, 40, 60$ i 100% , mierząc napięcie U_t , prąd I_t , prędkość silnika ω i moment M . Wyniki zestawić w tabeli 6.2.

Tabela 6.2

Lp.	U_t	I_t	n	ω	M	η	Uwagi
	V	A	obr/min	rd/s	Nm	–	

Na podstawie uzyskanych wyników pomiarów wykreślić charakterystyki:

$$\omega = f(M) \text{ dla } \varepsilon = \text{const},$$

$$\eta = f(M) \text{ dla } \varepsilon = \text{const}.$$

6.3.2.3. Wyznaczenie charakterystyk mechanicznych dla zamkniętego układu regulacji prędkości kątowej

Przed przystąpieniem do pomiarów należy dokonać niezbędnych przełączeń w układzie sterowania impulsatorem zgodnie z instrukcją stanowiskową. Charakterystyki mechaniczne należy wyznaczyć dla trzech różnych wartości zadanej prędkości kątowej silnika ω . Silnik badany obciąża się maszyną prądu stałego, mierząc wielkości U_t, I_t, ω i M jak w p. 6.3.2.2. Wyniki należy zapisać w tabeli 6.2.

Na podstawie pomiarów należy wykreślić charakterystyki $\omega = f(M)$ i $\eta = f(M)$ dla $\omega = \text{const}$.

6.3.2.4. Wyznaczenie charakterystyk mechanicznych dla zamkniętego układu regulacji napięcia twornika silnika

Przełączyć układ sterowania do realizacji stabilizacji napięcia zasilającego zaciski silnika. Obciążając silnik badany należy wyznaczyć charakterystyki mechaniczne dla

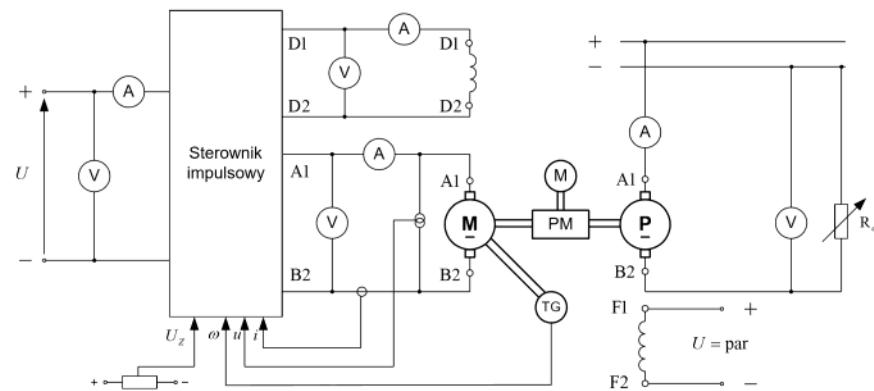
trzech różnych wartości zadanego napięcia. Na podstawie uzyskanych wyników wyznaczyć charakterystyki analogicznie jak w punkcie poprzednim dla zadanych wartości $U_t = \text{const}$.

6.3.2.5. Hamowanie dynamiczne z samowzbudzeniem silnika szeregowego prądu stałego sterowanego impulsowo

Do wyznaczenia charakterystyk mechanicznych podczas hamowania z samowzbudzeniem silnika szeregowego sterowanego impulsowo należy połączyć układ według rysunku 6.7.

Przed przystąpieniem do pomiarów należy przełączyć układ sterowania sterownika na „hamowanie”. Charakterystyki mechaniczne należy wyznaczyć dla trzech wartości prądu hamowania silnika, zmieniając prędkość maszyny pomocniczej P od ω_N do zera. Pomiary należy przeprowadzić dla obu kierunków wirowania silnika szeregowego, a ich wyniki zestawić w tabeli 6.3.

Na podstawie uzyskanych wyników pomiarów wykreślić charakterystyki $\omega = f(M)$ dla $I_{th} = \text{const}$.



Rys. 6.7. Schemat połączeń do pomiaru charakterystyk mechanicznych silnika szeregowego podczas hamowania z samowzbudzeniem

Tabela 6.3

Lp.	U_t	I_{th}	n	ω	M	Uwagi
	V	A	obr/min	rd/s	Nm	

6.4. Sprawozdanie

W sprawozdaniu należy zamieścić:

1. Parametry maszyn i sterownika impulsowego.
2. Wykaz aparatury pomiarowej.
3. Wyznaczone charakterystyki mechaniczne i regulacyjne.
4. Omówienie uzyskanych wyników oraz ocenę impulsowej metody regulacji prędkości i hamowania z samowzbudzeniem silnika szeregowego.
5. Własne spostrzeżenia i wnioski.

6.5. Zagadnienia kontrolne

1. Omówić działanie sterowników impulsowych napięcia stałego.
2. Omówić zasadę regulacji prędkości kątowej i hamowania silnika szeregowego prądu stałego zasilanego ze sterownika impulsowego.
3. Wykreślić charakterystyki mechaniczne silnika szeregowego przy impulsowej regulacji prędkości kątowej.
4. Podać przykłady zastosowań przekształników impulsowych w napędzie elektrycznym.

Literatura

- [1] Barlik R., Nowak M., *Technika tyrystorowa*, WNT, Warszawa 1997.
- [2] *Laboratorium napędu elektrycznego*, praca zbiorowa pod redakcją W. Kędziora, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1986.
- [3] Sidorowicz J., Ruda A., Szulc Z., *Laboratorium napędu elektrycznego*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1996.
- [4] Tunia H., Kaźmierkowski M., *Podstawy automatyki napędu elektrycznego*, PWN, Warszawa–Poznań 1977.