

Wykład 11 - rozruchy silnika indukcyjnego

poniedziałek, 16 grudnia 2019 11:16



Ćwiczenie 7

Układy rozruchowe silników indukcyjnych klatkowych

7.1. Program ćwiczenia

1. Wyznaczenie charakterystyk prądu rozruchowego silnika dla przypadków:
 - a) rozruchu bezpośredniego,
 - b) rozruchów przy obniżonym napięciu zasilania dzięki zastosowaniu:
 - przełączania uwojeń stojana według konfiguracji gwiazda-trójkąt,
 - rozrusznika stojanowego,
 - tyrystorowego sterownika napięcia.
2. Analiza porównawcza metod rozruchu na podstawie wartości prądu rozruchowego i czasu rozruchu.

• my sb możemy w domu odpalić silnik na max 5,5kW

7.2. Wiadomości teoretyczne

Silniki indukcyjne klatkowe znalazły powszechnie zastosowanie w układach napędowych dzięki swej prostej budowie, dużej pewności ruchowej, łatwości rozruchu, niskiej cenie. Charakterystykę mechaniczną naturalną silnika klatkowego, w porównaniu do charakterystyki silnika pierścieniowego (ćwiczenie nr 8), cechuje większy moment rozruchowy (przy $s = 1$), większy poślizg krytyczny, mniejsza przeciążalność znamionowa momentem oraz większy poślizg znamionowy. Wartości prądu rozruchowego silnika klatkowego nie można porównywać z analogiczną wartością prądu silnika pierścieniowego, gdyż silniki pierścieniowe uruchamiane są zawsze przy zastosowaniu rozrusznika w obwodzie wirnika. W celu uzyskania jednakowej wartości momentu rozruchowego przez oba silniki, prąd rozruchowy silnika klatkowego ma zdecydowanie większą wartość.

Prąd rozruchowy silników klatkowych osiąga wartość $4\text{--}7 I_{sN}$, gdzie I_{sN} – prąd znamionowy silnika, i zależy od konstrukcji uwojenia klatkowego wirnika. Istnieje rodzina tzw. silników z ulepszonym rozruchem, do których należą silniki dwuklatkowe i głębokożłobkowe, budowane w celu zmniejszenia wartości prądu rozruchowego i zwiększenia momentu rozruchowego [3]. W powszechnie stosowanych silnikach jednoklatkowych prąd rozruchowy ma wartość około $6\text{--}7 I_{sN}$ oraz moment rozruchowy około $1,2\text{--}1,4 M_N$.

Duża wartość prądu rozruchowego silników klatkowych jest ich podstawową wadą. Powoduje przeciążenia transformatorów elektroenergetycznych, spadki napięć w sieci zasilającej, straty energii elektrycznej. Spadki napięć, niekorzystnie wpływające na pracę innych odbiorników energii, są przyczyną ograniczeń mocy silników zasilanych z publicznej sieci elektroenergetycznej. W warunkach przemysłowych do zasilania silników, zwłaszcza dużej mocy, budowane są wydzielone linie zasilające.

Oprócz przeciążenia toru zasilania, duży prąd rozruchowy silników klatkowych wpływa niekorzystnie na pracę samych silników. Straty energii elektrycznej w uwojeniach silnika podczas rozruchu powodują zmniejszenie dopuszczalnej liczby włączeń na godzinę (pojęcie określone normą PN), szczególnie przy rozruchach z obciążeniem momentem oporowym maszyny roboczej. Oprócz względów cieplnych, duży prąd rozruchowy jest przyczyną awarii silnika spowodowanych silami elektrodynamycznymi w uwojeniach.

Sposobem na zmniejszenie negatywnych skutków występujących podczas rozruchu silnika przez bezpośrednie włączenie do sieci zasilającej jest jego rozruch przy obniżonym napięciu. Stosowanymi w technice metodami obniżania napięcia silnika na czas rozruchu są:

- połączenie uwojeń stojana w gwiazdę na czas rozruchu i przełączenie w trójkąt po zakończeniu rozruchu,
- zastosowanie rozrusznika stojanowego,
- zastosowanie autotransformatora rozruchowego,
- zastosowanie tyristorowego sterownika napięcia.

Następstwem obniżenia napięcia silnika na czas rozruchu jest zmniejszenie wartości prądu i momentu rozruchowego silnika. Obowiązują zależności:

$$I'_r = I_r \frac{U'_s}{U_{sN}}, \quad (7.1)$$

$$M'_r = M_r \left(\frac{U'_s}{U_{sN}} \right)^2, \quad (7.2)$$

w których:

I'_r, M'_r – wartości prądu i momentu rozruchowego dla napięcia obniżonego do wartości U'_s ,

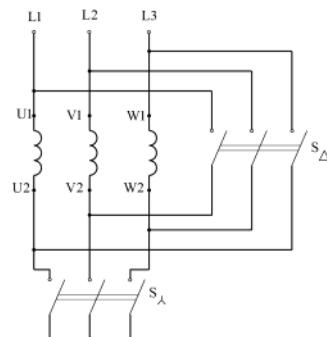
I_r, M_r – wartości prądu i momentu rozruchowego dla napięcia znamionowego U_{sN} .

7.2.1. Przelłącznik gwiazda–trójkąt

Uruchomienie silnika klatkowego z przelaczaniem uwojenia stojana z gwiazdy w trójkąt jest najczęściej stosowanym sposobem rozruchu silników małej i średniej mocy o napięciu znamionowym do 1 kV. Rozruch ten może być przeprowadzony po spełnieniu następujących warunków:

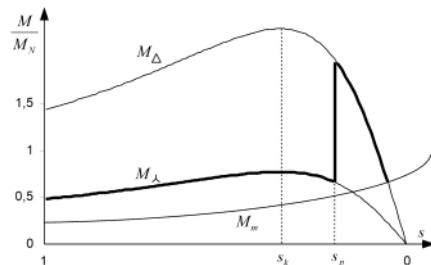
- uwojenie stojana silnika podczas pracy w warunkach zasilania napięciem znamionowym połączone jest w trójkąt,
- do tabliczki zaciskowej silnika doprowadzone są początki i końce uwojeń fazowych stojana,
- moment oporowy maszyny roboczej w początkowym okresie rozruchu nie przekracza 20–40% momentu znamionowego silnika.

W pierwszym etapie rozruchu uwojenie stojana połączone jest w gwiazdę. Po osiągnięciu przez silnik prędkości kątowej zbliżonej do znamionowej, uwojenie przelącza się w trójkąt. Przykład realizacji układu rozruchu gwiazda–trójkąt przedstawiono na rysunku 7.1. Przy połączeniu uwojeń stojana w gwiazdę (zgodnie z rys. 7.1.), prąd fazowy silnika jest $\sqrt{3}$ -krotnie mniejszy w porównaniu do prądu fazowego przy połączeniu uwojenia w trójkąt. Prądy w obwodach zasilania oraz moment obrotowy silnika są natomiast 3-krotnie mniejsze. Ze względu na małą wartość uzyskanego momentu rozruchowego ten sposób rozruchu może być stosowany w przypadku silnika nieobciążonego lub w napędzie maszyn roboczych o charakterystyce wentylatorowej.



Rys. 7.1. Schemat układu połączeń uwojeń gwiazda–trójkąt

Charakterystykę momentu rozruchowego silnika z zastosowaniem przełączania uwojeń gwiazda–trójkąt przedstawiono na rysunku 7.2. W celu obciążenia silnika w czasie rozruchu maszyną roboczą o momencie oporowym M_m , przełączenie uwojeń w trójkąt odbywa się przy poślizgu s_p .



Rys. 7.2. Charakterystyka momentu rozruchowego silnika z zastosowaniem przełącznika uwojeń gwiazda–trójkąt

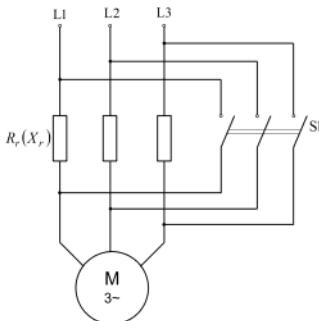
7.2.2. Rozruch z zastosowaniem rozrusznika stojanowego

Zastosowanie rozrusznika stojanowego do obniżenia napięcia zasilania silnika na czas rozruchu stwarza możliwość optymalizowania procesu rozruchu. W przeciwieństwie do przełączania uwojeń gwiazda–trójkąt, rozruszniki stojanowe pozwalają na obniżenie napięcia zasilania silnika w stopniu dowolnym. Budowane są z reguły jako jednostopniowe.

Rolle rozruszników stojanowych pełnią rezistory, w przypadku silników małej mocy, oraz dławiki – w przypadku silników średniej i dużej mocy. O zastosowaniach decydują straty mocy podczas rozruchu oraz charakter impedancji zwarciowej silnika. Silniki dużej mocy cechuje mała wartość współczynnika mocy przy poślizgu $s = 1$, czyli stosunkowo duża wartość reaktancji zastępczej.

Rozruszniki stojanowe stosuje się do silników o dowolnym napięciu znamionowym. Budowane są z reguły jako symetryczne. Rozruszniki niesymetryczne mają zastosowanie jedynie wówczas, gdy zadaniem rozrusznika jest ograniczenie momentu rozruchowego silnika, bez troski o wartość prądu rozruchowego. W przypadkułączenia rezistora lub dławika w jedną fazę uwojenia stojana, prąd rozruchowy w tej fazie ulegnie zmniejszeniu. W pozostałych fazach będzie miał wartość zbliżoną do prądu przy zasilaniu napięciem znamionowym. Niesymetria zasilania jest przyczyną wystąpienia składowej przeciwbieżnej pola wirującego, zmniejszającej moment silnika.

Rys. 7.3. Schemat układu połączeń silnika klatkowego i rozrusznika stojanowego



Schemat układu połączeń silnika i symetrycznego rozrusznika stojanowego przedstawiono na rysunku 7.3. Rozrusznik o rezystancji R_r lub reaktancji X_r po dokonanym rozruchu zwiera się łącznikiem (stycznikiem) S1, co powoduje włączenie silnika do bezpośredniego zasilania z sieci.

W celu ograniczenia wartości prądu rozruchowego (przy $s = 1$) do wartości $I'_r = k_r I_{sN}$ za pomocą rozrusznika symetrycznego należy w każdej fazie stojana włączyć rezystancję R_r lub reaktancję X_r o wartościach:

$$R_r = \sqrt{\left(\frac{U_{sN}}{k_r I_{sN}}\right)^2 - X_z^2} - R_z, \quad (7.3a)$$

$$X_r = \sqrt{\left(\frac{U_{sN}}{k_r I_{sN}}\right)^2 - R_z^2} - X_z, \quad (7.3b)$$

gdzie R_z, X_z – odpowiednio: rezystancja i reaktancja zwarcia silnika.

Dobór wartości współczynnika k_r wymaga identyfikacji układu napędowego ze względu na wymaganą minimalną wartość momentu rozruchowego silnika.

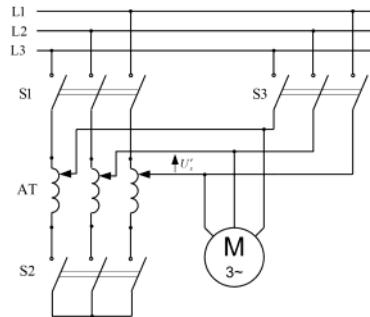
W ostatnich latach coraz częściej buduje się stojanowe rozruszniki wiopropadowe (patrz ewiczenie nr 8). Pozwalają one dostosować charakter impedancji rozrusznika do impedancji silnika. Optymalnym rozwiązaniem jest, gdy współczynnik mocy rozrusznika jest równy współczynnikowi mocy silnika przy rozruchu, wówczas suma wektorowa napięcia na zaciskach silnika i spadku napięcia na impedancji rozrusznika jest równa sumie algebraicznej, co gwarantuje minimalne wymiary geometryczne rozrusznika wiopropadowego.

- rozrusznik wiopropadowy gwarantuje bezstopniowy rozruch

7.2.3. Rozruch z zastosowaniem autotransformatora rozruchowego

Rozruch za pomocą autotransformatora AT jest stosowany do silników klatkowych wysokonapięciowych średnich i dużej mocy. Napięcie zasilania na czas rozru-

chu należy dobrać stosownie do wymagań układu napędowego ze względu na wymagany minimalny moment rozruchowy. Najbardziej rozpowszechnionym układem rozruchowym silnika z autotransformatorem jest układ Korndorfera, przedstawiony na rysunku 7.4. Pozwala on na przechodzenie z charakterystyki rozruchowej na charakterystykę naturalną silnika bez przerw w zasilaniu.



Rys. 7.4. Układ Korndorfera do rozruchu silnika klatkowego z zastosowaniem autotransformatora

W początkowej fazie rozruchu silnik zasilany jest napięciem obniżonym do wartości U'_s . W tym celu należy włączyć łączniki (styczniki) S1 i S2. Po dokonaniu rozruchu wyłącza się S2, co powoduje, że silnik zostaje zasilany przez część uzwojenia autotransformatora, spełniającego rolę dławika. Uzyskuje się w ten sposób pośredni stopień rozruchowy, łagodzący procesy przełączania silnika do pracy przy napięciu znamionowym. W końcowej fazie rozruchu następuje załączenie S3 i wyłączenie S1.

Znamienną cechą rozruchu silnika za pomocą autotransformatora jest zmniejszenie w tym samym stosunku prądu rozruchowego pobieranego z sieci oraz momentu rozruchowego. Wartość tego stosunku jest równa kwadratowi zastosowanej przekładni autotransformatora:

$$\begin{aligned} I'_r &= I_r \left(\frac{U'_s}{U_{sN}} \right)^2 = I_r \frac{1}{g_e^2}, \\ M'_r &= M_r \left(\frac{U'_s}{U_{sN}} \right)^2 = M_r \frac{1}{g_e^2}. \end{aligned} \quad (7.4)$$

- autotransformatory rozruchowe -> specjalne AT, budowane na pracę dorywczą -> czyli odłącza się je po rozruchu od silnika

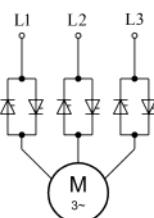
W Polsce budowane są autotransformatory rozruchowe o mocy 800÷11500 kVA dla pracy dorywczej z czasem $t_d = 80\div180$ s oraz napięciu znamionowym 6 kV.

7.2.4. Rozruch z zastosowaniem tyristorowego sterownika napięcia

Rozruch silników indukcyjnych klatkowych z zastosowaniem tyristorowego sterownika napięcia dotyczy silników niskiego napięcia, małej i średniej mocy. Włączenie w obwód uwojenia stojana symetrycznych układów tyristorowych prowadzi do obniżenia napięcia na jego zaciskach. Podstawowym wyposażeniem tych układów jest zespół przeciwsobnie równoległych tyristorów w każdej fazie zasilania jak pokazano na rysunku 7.5 (układ z sześcioma tyristorami).

Przystosowanie sterownika napięcia do wykorzystania w warunkach rozruchu silnika polega na uzależnieniu sterowania zespołu tyristorów od czasu. Przez regulację wartości początkowej napięcia oraz czasu narastania napięcia od wartości początkowej do znamionowej, możliwe jest optymalizowanie rozruchu ze względu na wartość początkową prądu i momentu silnika oraz przyspieszenia układu napędowego. Po dokonaniu rozruchu stosuje się zwieranie (bocznikowanie) sterownika napięcia dodatkowym łącznikiem (styczniakiem) w celu odciążenia zespołu tyristorów podczas pracy silnika.

Rys. 7.5. Układ ze sterownikiem napięcia z zespołem przeciwsobnie równoległych tyristorów

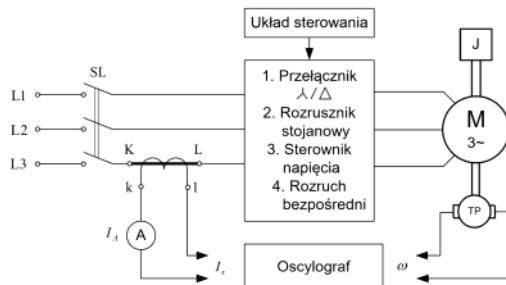


Sterowniki napięcia przystosowane do rozruchu silników noszą nazwę układów do lagodnego rozruchu silników indukcyjnych (tzw. *soft-start*). Umożliwiają programowanie procesu rozruchu. Ich wadą jest generowanie wyższych harmonicznych w przebiegu napięcia i prądu silnika.

7.3. Instrukcja

7.3.1. Opis stanowiska pomiarowego

Schemat układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 7.6. Silnik indukcyjny klatkowy spręgnięty jest z urządzeniem stanowiącym zespół wymiennych mas wirujących (tarcz stalowych), umożliwiających zmianę momentu bezwładności J układu napędowego. Uwojenie stojana silnika zasilane jest z sieci poprzez panel laboratoryjny, umożliwiający wybór sposobu rozruchu silnika oraz nastawę parametrów rozruchu.



Rys. 7.6. Uproszczony schemat układu pomiarowego do badań rozruchów silników indukcyjnych klatkowych

Przebiegi prądu pobieranego z sieci I_d oraz prędkości kątowej ω są rejestrowane jednocześnie za pomocą oscylografu wielokanałowego. Amperomierz włączony do obwodu wtórnego przekładni prądowej służy do skalowania rejestrowanego przebiegu prądu. Zapis przebiegu napięcia tachoprądnicy TP, proporcjonalnego do chwilowej wartości prędkości kątowej silnika, służy do wyznaczania poślizgu silnika w dowolnej chwili procesu rozruchu.

7.3.2. Badania laboratoryjne

Badania mają na celu doświadczalne określenie wpływu sposobu rozruchu, nastaw parametrów rozruchu oraz wartości momentu bezwładności na przebieg procesu rozruchu silnika napędowego z silnikiem indukcyjnym klatkowym. Poprawność rozruchu należy ocenić przez porównanie charakterystyk prądu I_s pobieranego z sieci w funkcji poślizgu silnika, uzyskanych przez badania kolejnych sposobów rozruchu.

Prąd I_s można oscylografować bezpośrednio z przekładni prądowej lub z zastosowaniem przetwornika prądu AC/DC. Na rysunku 7.7 przedstawiono przykładowy zapis oscylograficzny prądu I_s , przy użyciu przetwornika AC/DC oraz zarejestrowany przebieg prędkości kątowej ω .

Skalowanie oscylogramu prądu I_s wykonuje się na podstawie odczytu wskazań amperomierza w stanie ustalonym (po dokonanym rozruchu). Zgodnie z oznaczeniami na rysunku 7.7 stała oscylogramu prądu

$$C_I = \frac{I_d g_I}{\alpha'_I} \left[\frac{\text{A}}{\text{mm}} \right],$$

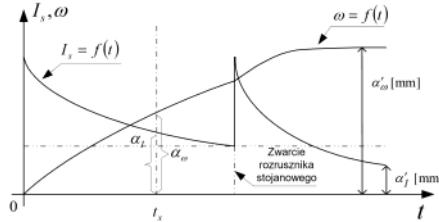
gdzie:

I_A – wskazanie amperomierza,

ϑ_t – przekładnia przekładnika prądowego.

Do skalowania prędkości kątowej ω przyjęto, że silnik po rozruchu, przy braku statycznego momentu obciążenia, osiąga prędkość ustaloną zbliżoną do prędkości synchronicznej ω_0 . Stała oscylogramu prędkości kątowej wynosi zatem

$$C_\omega = \frac{\omega_0}{\alpha'_\omega} \left[\frac{1}{s \cdot \text{mm}} \right].$$



Rys. 7.7. Oscylogramy I_s , $\omega = f(t)$ w czasie rozruchu silnika klatkowego z rezystorowym rozrusznikiem stojanowym

Wartości prądu I_s i prędkości kątowej ω w chwili t_x (rys. 7.7) wyznacza się następująco:

$$I_s = \alpha_I C_I \quad [\text{A}],$$

$$\omega = \alpha_\omega C_\omega \left[\frac{1}{s} \right].$$

Dokonując odczytów dla kolejno przyjętych wartości t_x , otrzymuje się punkty charakterystyki prądu

$$i_s = f(s),$$

gdzie:

$$i_s = \frac{I_s}{I_{sN}} \quad \text{– względna wartość prądu silnika} \quad (I_{sN} \text{ – wartość znamionowa prądu stojana}),$$

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \quad \text{– poślizg silnika.}$$

Wyniki pomiarów i obliczeń dla przypadków przyjętych w programie ćwiczenia należy zamieścić w tabeli 7.1 oraz przedstawić graficznie w postaci charakterystyk $i_s = f(s)$. Wykresy należy odpowiednio zgrupować w celu umożliwienia analizy porównawczej.

Tabela 7.1

Lp.	t s	α mm	α_{ω} mm	I_s A	i_s –	ω 1/s	s –	Uwagi
1								$C_i =$
2								$C_{\omega} =$
...								$\omega_0 =$
n								$L_N =$

7.4. Sprawozdanie

Sprawozdanie powinno zawierać:

1. Wykaz parametrów i danych znamionowych badanego układu napędowego.
2. Spis aparatury pomiarowej.
3. Schematy ideowe układów pomiarowych zastosowanych do badań.
4. Tabeli z wynikami pomiarów oraz wielkościami obliczonymi na podstawie pomiarów.
5. Charakterystiki prądu rozruchowego silnika $i_s = f(s)$ dla metod rozruchu objętych programem ćwiczenia. W celu umożliwienia analizy porównawczej, charakterystiki należy przedstawić na wspólnym rysunku.
6. Uwagi i wnioski.

7.5. Zagadnienia kontrolne

1. Przedstawić negatywne skutki wywołane przez bezpośrednie włączenie silnika indukcyjnego klatkowego do sieci zasilającej.
2. Określić wpływ wartości napięcia zasilania na kształt charakterystyki prądu i momentu rozruchowego silnika indukcyjnego klatkowego.
3. Omówić cel stosowania i metody realizacji rozruchu silnika przy obniżonym napięciu.
4. Porównać efekty stosowanych metod rozruchu silnika przy obniżonym napięciu.

Literatura

- [1] Kędzior W., *Podstawy napędu elektrycznego*, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1980.
- [2] *Laboratorium napędu elektrycznego*, praca zbiorowa pod redakcją W. Kędziora, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1986.
- [3] *Napęd elektryczny*, praca zbiorowa pod redakcją Z. Grunwalda, WNT, Warszawa 1987.

Wykład 11b

poniedziałek, 16 grudnia 2019 11:54



Ćwiczenie 8

Układy rozruchowe silników indukcyjnych pierścieniowych

8.1. Program ćwiczenia

1. Wyznaczenie charakterystyk prądu rozruchowego silnika dla przypadków:
 - a) zastosowania rezorsznika rezystorowego wielostopniowego sterowanego w funkcji czasu dla różnych nastaw parametrów sterowania oraz wartości momentu bezwładności układu napędowego,
 - b) zastosowania rezorsznika rezystorowego wielostopniowego sterowanego w funkcji prądu dla różnych nastaw parametrów sterowania oraz wartości momentu bezwładności układu napędowego,
 - c) zastosowania rezorsznika wiropiądowatego dla różnych wartości momentów bezwładności układu napędowego.
2. Analiza porównawcza metod rozruchu jak w punkcie 1. na podstawie kryteriów poprawności rozruchu.

8.2. Wiadomości teoretyczne

Silniki indukcyjne pierścieniowe, ze względu na właściwości eksploatacyjne, są stosowane w technice napędowej przede wszystkim do maszyn roboczych o ciągłym charakterze pracy, wymagających dużego momentu rozruchowego oraz narażonych na uderowe przeciążenia momentem oporowym. Przykładem takich maszyn roboczych może być przenośnik taśmowy pracujący w ciągu technologicznym przemysłu wydobywczego.

Oprócz cech wyróżniających silniki pierścieniowe, ich stosowanie determinowane jest także parametrami sieci zasilającej, zwłaszcza w przypadku silników średniej

Rozruch - przez stopniową zmianę rezystorów rozruchowych

- Przy dobrze rezorsznika (jak dla SPS) - zadaje się:
 - $M_{el} \leq (2 \div 2,5)M_N$
 - $M_{e2} \leq (1,1 \div 1,2)M_{max}$
- $M_{el} \leq 0,85M_k$ - aby uniezależnić się od spadków napięcia w sieci zasilającej;
- Dla roboczej części charakterystyki mechanicznej SI ($M_e \sim I_r$):
 - $I_{r1} \leq (2 \div 2,5)I_{rN}$
 - $I_{r2} \leq (1,1 \div 1,2)I_{rmax}$
 - $I_{rmax} = I_{rN} \frac{M_{rmax}}{M_N}$
- Współczynnik nierównomierności rozruchu:
 - $\epsilon = \frac{M_{e1}}{M_{e2}} = \frac{I_{r1}}{I_{r2}}$
- Liczba stopni rozruchowych:
$$m \geq \frac{\log \frac{R_r + R_{rd}}{R_r}}{\log \epsilon} = \text{liczba całkowita}$$
- Rezystancja rezorsznika na poszczególnych stopniach:
 - $R_{rd1} = \frac{U_{rN}}{\sqrt{3}I_{r1}} - R_r$
 - $R_{rd2} = \frac{R_r + R_{rd1}}{\epsilon} - R_r$
 - $R_{rdm} = \frac{R_r + R_{rd1}}{\epsilon^{m-1}} - R_r$

i dużej mocy. Wartości prądów występujących przy rozruchach silników pierścieniowych, dla porównywanych mocy znamionowych, są mniejsze od analogicznych prądów silników klatkowych.

Rozruch silników indukcyjnych pierścieniowych dokonuje się przy użyciu rezorsznika włączonego w obwód wirnika. Zadaniem rezorsznika jest ograniczenie wartości prądu rozruchowego silnika oraz odpowiednie ukształtowanie charakterystyki momentu obrotowego w czasie rozruchu, stosownie do wymagań stawianych przez maszynę roboczą i sieć zasilającą.

Znanych jest wiele rodzajów rezorszników różniących się budową, zasadą działania oraz właściwościami [1], [3]. Do najczęściej stosowanych w przemyśle należą rezorszniki rezystorowe wielostopniowe. Zmiana rezystancji rezorsznika od wartości maksymalnej do zera odbywa się przez zwieranie odpowiednich sekcji rezystorowych za pomocą nastawnika regulowanego ręcznie lub przy użyciu aparatury łączeniowej

- rezistor (rezorsznik) cieczowy: duża pojemność cieplna, płynna regulacja

Znanych jest wiele rodzajów rozruszników różniących się budową, zasadą działania oraz właściwościami [1], [3]. Do najczęściej stosowanych w przemyśle należą rozruszniki rezystorowe wielostopniowe. Zmiana rezystancji rozrusznika od wartości maksymalnej do zera odbywa się przez zwieranie odpowiednich sekcji rezystorowych za pomocą nastawnika regulowanego ręcznie lub przy użyciu aparatury łączeniowej sterowanej automatycznie. W rozrusznikach ze sterowaniem automatycznym wyposażenie stanowi aparatura stykowa (styczniki, przekaźniki), choć w ostatnich latach rolę wielu przekaźników przejmują mikroprocesorowe sterowniki programowalne, w miejsce styczników instaluje się natomiast łączniki tyristorowe. Zbudowany w ten sposób rozrusznik zmienia wartość rezystancji w procesie rozruchu w zależności od czasu, prądu silnika, rzadziej od prędkości obrotowej układu napędowego.

Poprawne opracowanie programu czasowego do sterowania rozruchem w funkcji czasu wymaga znajomości charakterystyki mechanicznej maszyny roboczej oraz powtarzalności warunków rozruchu podczas kolejnych uruchomień. Jeżeli rzeczywisty moment obciążenia lub moment bezwładności układu napędowego są mniejsze od wartości przyjętych do obliczeń, to możliwość skrócenia czasu rozruchu, wynikającą z wystąpienia większego przyspieszenia układu, nie jest wykorzystana. W przeciwnym razie, gdy rzeczywisty moment obciążenia lub moment bezwładności są większe od obliczeniowych, maksymalne wartości prądu i momentu silnika, występujące podczas zwierania kolejnych sekcji rozrusznika, mogą przekroczyć dopuszczalne wartości.

Wad tych pozbawiony jest rozruch z zastosowaniem rozrusznika sterowanego w funkcji prądu silnika lub prędkości obrotowej. Czas rozruchu na poszczególnych stopniach ustali się wówczas samoczynnie, stosownie do występującego stopnia obciążenia silnika momentem oporowym oraz wartości momentu bezwładności. Czas ten można uznać wówczas za optymalny dla określonych warunków rozruchu.

Problemy optymalizacji rozruchu nie rozpraję się w przypadku stosowania rozruszników regulowanych ręcznie. Mają one około dwukrotnie większą liczbę stopni rozruchowych w porównaniu do rozruszników sterowanych automatycznie. Do dyspozycji operatora jest także często amperomierz mierzący prąd w obwodzie stojana silnika, dający informację o przebiegu rozruchu.

Wadą rozruszników rezystorowych wielostopniowych jest skokowy charakter zmian prądu i momentu obrotowego silnika w czasie rozruchu, powstający w wyniku zwierania kolejnych sekcji rezystorów rozrusznika. Udarowy przebieg momentu

- rezistor (rozrusznik) cieczowy: duża pojemność cieplna, płynna regulacja

wpływa niekorzystnie na trwałość urządzeń pędnich, np. przekładni zębatych. Wad tych pozbawione są rozruszniki o samoczynnej, bezstopniowej zmianie rezystancji. Do nich należą rozruszniki cieczowe (wodne), rozruszniki z modulacją rezystancji oraz rodzina rozruszników indukcyjnych, w tym wiropędowe.

Rozruszniki cieczowe znalazły zastosowanie w przemysłowych układach napędowych o rozruchach ciężkich i małych wartościach dopuszczalnych przyspieszeń. Ich zaletą jest duża pojemność cieplna, co ma znaczenie w przypadku zagrożenia pożarowego (np. dla wielogłowanych młynów kulowych w elektrowniach i elektrocieplowniach).

Wpływ rozrusznika rezistorowego w obwodzie wirnika trójfazowego silnika indukcyjnego pierścieniowego na charakterystyki prądu stojana I_s i momentu obrotowego M_e w funkcji poślizgu (statyczne charakterystyki rozruchowe) wynika z zależności:

$$I_s = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + \frac{R'_r + R'_{rd}}{s}\right)^2 + (X_{as} + X'_{as})^2}}, \quad (8.1)$$

$$M_e = \frac{3U_s^2 (R'_r + R'_{rd}) \frac{1}{s}}{\omega_0 \left[\left(R_s + \frac{R'_r + R'_{rd}}{s} \right)^2 + (X_{as} + X'_{as})^2 \right]}, \quad (8.2)$$

w których:

- U_s – napięcie fazowe stojana,
- R_s – rezystancja uzwojenia stojana,
- R'_r – rezystancja uzwojenia wirnika sprowadzona na stronę stojana,
- R'_{rd} – rezystancja rozrusznika sprowadzona na stronę stojana,
- X_{as} – reaktancja rozproszenia stojana,
- X'_{as} – reaktancja rozproszenia wirnika sprowadzona na stronę stojana,
- s – poślizg silnika,
- ω_0 – prędkość synchroniczna silnika.

Wzory (8.1) i (8.2) zawierają uproszczenie, polegające na pominięciu w elektrycznym schemacie zastępczym silnika parametrów gałczy magnesowania odpowiadającej stratom w żelazie.

Wzór (8.1) wskazuje, że rezystancja R_{rd} rozrusznika powoduje zmniejszenie wartości prądu rozruchowego. Wykres zależności $I_s = f(s)$ zachowuje charakter monotonicznie malejący z wartością maksymalną dla $s = 1$. Inny wpływ wywiera rezystancja R_{rd} na kształt charakterystyki mechanicznej $M_e = f(s)$ silnika (8.2). Powoduje bowiem wzrost nachylenia części prostoliniowej charakterystyki przy niezmiennej wartości momentu maksymalnego. Jeśli przyjąć dla uproszczenia $R_s = 0$, poślizg krytyczny wyraża się zależnością

$$s_k = \frac{R'_r + R'_{rd}}{X_{\sigma s} + X'_{\sigma r}}. \quad (8.3)$$

Oznacza to, że dla $R'_{rd} = (X_{\sigma s} + X'_{\sigma r}) - R'_r$, początkowy (przy $s = 1$) moment rozruchowy silnika jest równy momentowi maksymalnemu. Przez odpowiedni dobór wartości rezystancji R'_{rd} istnieje możliwość kształtowania charakterystyk rozruchowych silnika.

Rozrusznik rezistorowy projektuje się tak, by wartość poślizgu krytycznego dla pierwszego stopnia rozruchowego wynosiła $s_k > 1$, co oznacza, że przy $s = 1$ silnik pracuje w punkcie znajdującym się na prostolinowej, statecznej części charakterystyki mechanicznej. Wybór ten jest celowy. Duża wartość rezystancji w obwodzie wirnika powoduje, że impedancja obwodu wirnika przyjmuje charakter rezystancyjny o współczynniku mocy $\cos \varphi \approx 1$. Jest to przypadek korzystny dla procesu rozruchu, gdyż współczynnik dobroci rozruchu $D \approx 1$, gdzie:

$$D = \frac{\frac{M_r}{I_r}}{\frac{M_N}{I_N}}, \quad (8.4)$$

przy czym:

M_r, I_r – odpowiednio wartość momentu obrotowego i prądu silnika dla $s = 1$,

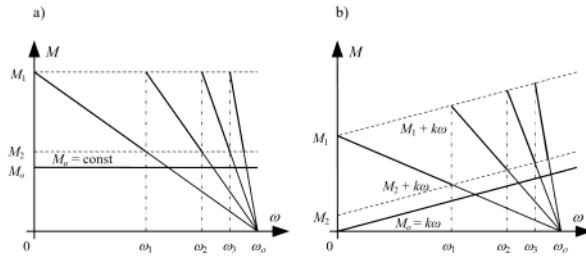
M_N, I_N – odpowiednio znamionowe wartości momentu i prądu.

Dla typowych silników indukcyjnych klatkowych współczynnik dobroci rozruchu $D \approx 0,2$.

Proporcjonalność pomiędzy względną wartością momentu i prądu rozruchowego dla prostolinowej części charakterystyki mechanicznej silnika pierścieniowego z rozrusznikiem rezistorowym wykorzystuje się do obliczania rozruszników. Zmienność momentu obrotowego silnika podczas rozruchu wielostopniowego z rozrusznikiem rezistorowym i z pominięciem elektromagnetycznych i elektromechanicznych procesów przejściowych, przedstawiono na rysunku 8.1. Przebiegi te w przybliżeniu odpowiadają zmienności prądu rozruchowego silnika.

Moment obrotowy silnika zmienia się od wartości maksymalnej M_1 do wartości momentu przełączenia M_2 , większego od momentu obciążenia M_o podczas rozruchu. Ze względu na zależność momentu silnika od kwadratu napięcia sieci zasilającej, zazwyczaj przyjmuje się $M_1 \leq 0,85 M_k$, gdzie M_k – moment krytyczny silnika. O wyborze wartości M_1 decydują ponadto: rodzaj rozruchu (lekki, średni, ciężki), dopuszczalna wartość współczynnika nierównomierności rozruchu $\varepsilon = M_1/M_2$, dopuszczalne przyspieszenie chwilowe układu oraz wymagania sieci zasilającej ze względu na dopuszczalną wartość prądu. Wartość momentu M_2 przyjmuje się na poziomie $M_2 \geq 1,1 \div 1,2 M_o$, co oznacza, że przełączenie na kolejny stopień rozruchowy następuje przed osiągnięciem przez układ napędowy stanu ustalonego na stopniu poprzednim.

Zazwyczaj dąży się do zapewnienia stałej wartości średniej momentu dynamicznego, czego skutkiem jest stała wartość średnia przyspieszenia układu. Oznacza to, że przyjmowanie $M_1 = \text{const}$, $M_2 = \text{const}$ dla wszystkich stopni rozruchowych jest słusne jedynie wówczas, gdy moment oporowy maszyny roboczej $M_o = \text{const}$ (rys. 8.1a). W innych przypadkach wartości momentów M_1 i M_2 dla poszczególnych stopni należy dobierać stosownie do charakterystyki mechanicznej maszyny roboczej $M_o = f(\omega)$ (rys. 8.1b).



Rys. 8.1. Wykres charakterystyki rozruchowej $M = f(\omega)$ silnika indukcyjnego pierścieniowego z rozrusznikiem rezystorowym trzystopniowym: a) dla maszyny roboczej o charakterystyce $M_o = \text{const}$, b) dla maszyny roboczej o charakterystyce $M_o = k\omega$

Z wartością współczynnika nierównomierności rozruchu ε wiąże się zagadnienie liczby stopni rozruchowych m . Dla przypadku $M_o = \text{const}$, liczbę tę wyznacza się z zależności

$$m \geq \frac{\log \frac{R_r + R_{rd}}{R_r}}{\log \varepsilon} = \text{liczba całkowita}, \quad (8.5)$$

w której:

R_r – rezystancja uzwojenia wirnika, $\Omega/\text{fazę}$,

R_{rd} – początkowa rezystancja rozrusznika (przy $s = 1$), $\Omega/\text{fazę}$.

W celu uzyskania wartości m równej liczbie całkowitej, koryguje się wartość współczynnika ε , ściślej wartość momentu maksymalnego M_1 . Moment przełączenia M_2 jest bowiem określony wartością momentu obciążenia M_o . Pierwotny wybór wartości M_1 na etapie obliczeń wstępnych następuje zgodnie z zaleceniami projektowymi [1], uwzględniającymi moc silnika, wymaganą płynność rozruchu oraz dopuszczalne przyśpieszenia maszyny roboczej. Płynność rozruchu jest tym większa, im

mniejsza jest wartość współczynnika ε , czyli większa liczba stopni rozruchowych m . Wraz ze wzrostem liczby m rośnie koszt rozrusznika, szczególnie z powodu większej ilości aparatury układu sterowania. Dla przykładu, w układach napędowych pomp wirnikowych z silnikami średniej mocy, nie wyposażonych w przekładnie zębate, liczba stopni rozruchowych wynosi $m \leq 4$.

Rozruch z zastosowaniem rozrusznika ze sterowaniem w funkcji czasu wymaga znajomości czasów pracy dla kolejnych stopni rozruchowych. W przypadku $M_o = \text{const}$ czas rozruchu dla i -tego stopnia określa zależność (oznaczenia jak na rysunku 8.1a)

$$t_i = J \frac{\omega_o - \omega_{i-1}}{M_1} \ln \frac{(M_1 - M_o)(\omega_o - \omega_{i-1})}{M_1(\omega_o - \omega_i) - M_o(\omega_o - \omega_{i-1})}, \quad (8.6)$$

gdzie J – zastępczy moment bezwładności układu (założono, że $J = f(\omega) = \text{const}$).

Dla maszyny roboczej o charakterystyce mechanicznej $M_o = k\omega$, analogiczny czas rozruchu oblicza się ze wzoru (oznaczenia jak na rys. 8.1b)

$$t_i = J \frac{\omega_o - \omega_{i-1}}{M_1 + k\omega_o} \ln \frac{M_1(\omega_o - \omega_{i-1})}{M_1(\omega_o - \omega_i) - k\omega_o(\omega_i - \omega_{i-1})}. \quad (8.7)$$

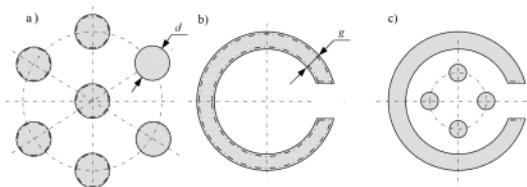
Przy sterowaniu rozruchem w funkcji prądu, wartość prądu przełączenia, odpowiadającego momentowi M_2 , wyznacza się analitycznie lub odczytuje z wykresu charakterystyk rozruchowych. W warunkach przemysłowych zarówno czasy t_i , jak i prądy przełączenia koryguje się przez pomiary eksploatacyjne, podobnie jak w przedstawionym ćwiczeniu laboratoryjnym.

Do rozruszników o bezstopniowej i samoczynnej zmianie impedancji w czasie rozruchu silnika należą rozruszniki wiropiądowe. Ich prezentacja w laboratorium dydaktycznym jest wynikiem opracowania w Instytucie prototypów rozruszników oraz prowadzenia dalszych prac badawczych i projektowych.

Zasada działania rozruszników wiropiądowych jest oparta na zjawisku powstawania strat mocy od prądów wirowych w ferromagnetyku przewodzącym o strukturze litej, umieszczonym w przemiennym polu magnetycznym. Rozrusznik ten swoją budową przypomina dławik trójfazowy, którego kolumny rdzenia są wykonane z odpowiednich elementów stalowych (rys. 8.2).

Uzwojenia fazowe rozruszników, wykonane z przewodu miedzianego lub aluminiowego, są umieszczone na kolumnach i połączone w gwiazdę. Początki uzwojeń fazowych podlegają się do obwodu wirnika silnika. Prąd rozruchowy wirnika przepływający przez trójfazowe uzwojenie rozrusznika wytwarza w kolumnach rdzenia przemienny strumień magnetyczny. Strumień ten indukuje siły elektromotoryczną w stalowych elementach rdzenia, pod wpływem której płyną prądy wirowe. Na skutek zjawiska wypierania prądu rozkład gęstości prądów wirowych w przekroju elementów jest nierównomierny, przy czym największa nierównomierność występuje na początku rozruchu (przy $s = 1$). W miarę zwiększenia się prędkości kątowej silnika maleje czę-

stotliwość prądu wirnika, w wyniku czego gęstość prądów wirowych w elementach stalowych rdzenia staje się bardziej równomierna. Powstające straty mocy czynnej i biernej, spowodowane przepływem prądów wirowych, zmieniają się samoczynnie i płynnie w zależności od poślizgu silnika. Straty mocy, a tym samym zastępca impedancji rdzenia sprawdzona na stronę uwojenia rozrusznika, mają wartość największą przy poślizgu silnika $s = 1$. Zmniejszają się one do wartości minimalnej w końcowej fazie rozruchu. Impedancja rozrusznika stanowi wówczas praktycznie rezystancję i reaktancję uwojeń fazowych. Po dokonanym rozruchu rozrusznik zwiera się za pomocą stycznika, powodując przejście silnika do pracy na charakterystyce naturalnej. Reaktancja i rezystancja uwojeń fazowych stanowi zaledwie kilka procent wartości rezystancji i reaktancji rdzenia przy $s = 1$.

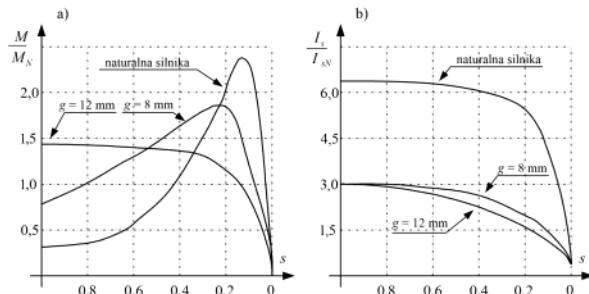


Rys. 8.2. Przekroje poprzeczne kolumny rdzenia rozrusznika wiroprowadowego z rdzeniem trójfazowym:
a) wiązka prętów, b) rura z osiową szczeliną powietrzną, c) rdzeń kombinowany

Podstawowym parametrem konstrukcyjnym rozrusznika wiroprowadowego stosowanym do kształtowania charakterystyk rozruchowych silnika jest grubość elementów rdzenia kolumny (grubość ścianki rury g – rys. 8.2b lub średnica pręta d – rys. 8.2a). Dla natężenia pola magnetycznego w kolumnie przy $s = 1$ wynoszącym $H_p \approx 40 \cdot 10^3$ A/m, elementy wykonane ze stali zwykłej jakości (R35 – dla rur, St3 – dla prętów) mają wymiary: $g \leq 12$ mm, $d \leq 20$ mm. Stosowanie elementów o większych grubościach jest uzasadnione w razie potrzeby zwiększenia pojemności cieplnej rozrusznika. Dla przykładu na rysunku 8.3 przedstawiono przybliżone charakterystyki momentów i prądów rozruchowych silnika SZUR136 o mocy 630 kW z rozrusznikami o kolumnach ruroowych, różniącymi się grubościami ścianek g .

Do zalet rozruszników wiroprowadowych należą:

- płynna, samoczynna zmiana impedancji rozrusznika w funkcji poślizgu silnika, powodująca bezstopniowe przebiegi momentu i prądu rozruchowego silnika,
- samoczynne dostosowanie czasu rozruchu układu napędowego do stopnia obciążenia silnika,
- prosta budowa, małe wymiary, niski koszt wytworzenia, duża niezawodność pracy.



Rys. 8.3. Charakterystyki rozruchowe silnika SZUre136 o mocy 630 kW z rozrusznikami wioprowadnymi rurowymi różnicymi się grubościami ścianek g :
a) momentu rozruchowego, b) prądu rozruchowego

Do ujemnych cech zalicza się:

- rezystancyjno-reaktancyjny charakter impedancji, co w porównaniu z rozrusznikami rezystorowymi powoduje zmniejszenie wartości współczynnika dobroci rozruchu (do wartości $D = 0,6 \div 0,8$),
- złożony proces projektowania rozruszników z uwagi na uwiklone zależności rezystancji i reaktancji rdzenia od wartości częstotliwości i prądu wirnika [1], [2],
- potrzeba indywidualnego projektowania rozrusznika do układu napędowego.

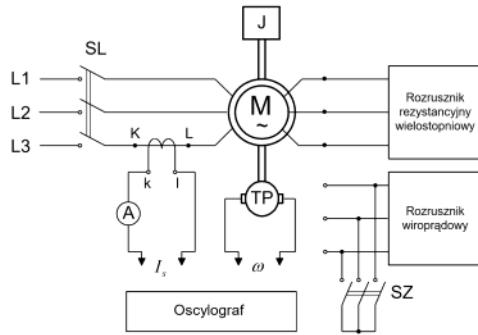
8.3. Instrukcja

8.3.1. Opis stanowiska pomiarowego

Schemat układu pomiarowego stanowiska przedstawiono na rysunku 8.4.

Silnik indukcyjny pierścieniowy jest sprzygnietý z urządzeniem stanowiącym zespół wymiennych mas wirujących (tarce stalowych), nie wytwarzającym statycznego momentu oporowego (straty mechaniczne pomija się). Zmiana wartości momentu bezwładności J mas wirujących ma zatem wpływ na czas trwania rozruchu zespołu napędowego przy określonym momencie rozruchowym silnika. Do obwodu wirnika silnika można alternatywnie podłączyć rozrusznik rezystorowy wielostopniowy lub rozrusznik wioprowadowy, zwierany w końcowej fazie rozruchu za pomocą stycznika SZ, sterowanego przekaźnikiem czasowym. Silnik włączany jest do sieci zasilającej za

pomocą stycznika SL. Przebiegi prądu rozruchowego I_s , oraz prędkości kątowej ω zapisywane są jednocześnie za pomocą oscylografu wielokanałowego. Amperomierz włączony do obwodu wtórnego przekładnika prądowego służy do skalowania oscylogramu. Sygnał napięciowy, proporcjonalny do prędkości kątowej, uzyskuje się z ta-choprädnicy TP.



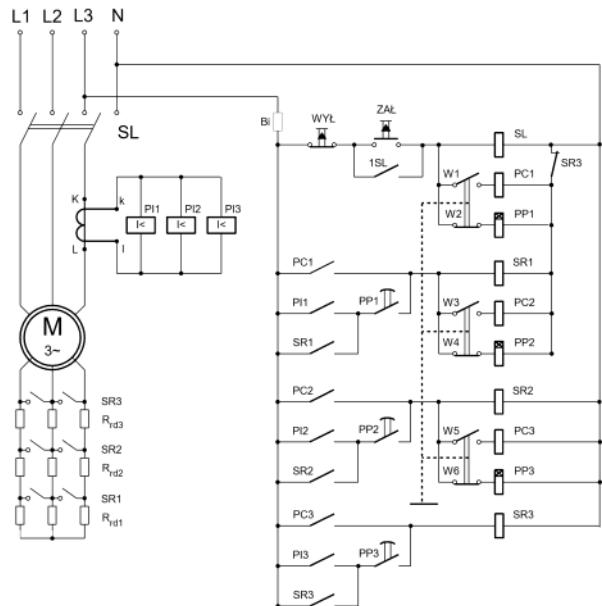
Rys. 8.4. Schemat układów pomiarowych do badań rozruchów silników indukcyjnych pierścieniowych

Schemat ideowy trójstopniowego rozrusznika rezystorowego przedstawiono na rysunku 8.5. Trójfazowy rozrusznik rezystorowy ma trzy sekcje rezystorów: R_{rd1} , R_{rd2} , R_{rd3} , zwierane kolejno stycznikami SR1, SR2, SR3. Oznacza to, że rezystancja pierwszego stopnia rozruchowego wynosi: $R_{rd1} + R_{rd2} + R_{rd3}$, odpowiednio drugiego: $R_{rd2} + R_{rd3}$, trzeciego: R_{rd3} .

Rodzaj sterowania wybiera się przełącznikiem ręcznym, wyposażonym w trzy pary przełączalnych styków no/nz oznaczonych W1–W6. Zamknięcie styków W1, W3, W5 powoduje przełączenie układu sterowania do rozruchu w funkcji czasu. Rozruch układu następuje po załączeniu przycisku ZAL, powodującym zadziałanie stycznika SL i włączenie silnika do sieci zasilającej w stanie, gdy rezystancja rozrusznika ma wartość maksymalną (pierwszy stopień rozruchowy). Jednocześnie następuje podtrzymanie przycisku ZAL stykami pomocniczymi 1SL oraz zasilanie przekaźnika czasowego PC1. Po czasie nastawy dla pierwszego stopnia rozruchowego, przekaźnik PC1 powoduje zamknięcie stycznika SR1, zwierającego sekcję rezystorów R_{rd1} rozrusznika. Silnik dokonuje rozruchu na drugim stopniu rozruchowym, a układ sterowania załącza zasilanie przekaźnika czasowego PC2. Dalszy proces rozruchu odbywa się

analogicznie aż do zamknięcia styczniaka SR3, czyli przejścia silnika do pracy na charakterystyce naturalnej. Jednocześnie z chwilą zamknięcia styczniaka SR3 następuje odłączenie stykiem pomocniczym SR3 zasilania cewek przekaźników czasowych PC1, PC2 i PC3 oraz styczniów SR1 i SR2, co ma znaczenie ze względu na oszczędność energii elektrycznej.

Przejście do sterowania rozruchem w funkcji prądu następuje po przełączeniu przełącznika ręcznego w pozycję zamkniętych styków W2, W4, W6 (otwarcie styków W1, W3, W5).



Rys. 8.5. Schemat ideowy trójstopniowego rozrusznika rezistorowego sterowanego w funkcji czasu lub prądu

Do sterowania zastosowano trzy niezależne przekaźniki prądu dolnego (podprądowe) PI1, PI2, PI3, przez co możliwa jest realizacja rozruchu przy różnych, niezależnych nastawach wartości prądów przełączających dla kolejnych stopni rozruchowych. Jest to istotne dla przypadku rozruchu układu napędowego z maszyną roboczą o charakterystycie $M_o \neq \text{const. np. } M_o = k\omega$ (rys. 8.1b). W celu zapewnienia czasu zwłoki na otwarcie styków *no* przekaźników PI przy skokowych wzrostach prądu rozruchowego dla kolejnych stopni, zastosowano przekaźniki pomocnicze PP1, PP2, PP3 ze zwłoką czasową przy zamknięciu. Z chwilą włączenia silnika do sieci zasilającej następuje otwarcie styków przekaźnika PI1 i zamknięcie z opóźnieniem przekaźnika PP1, a tym samym rozruch na pierwszym stopniu rozruchowym. Gdy prąd silnika zmniejszy się do wartości prądu nastawy przekaźnika PI1, zadziała styczniak SR1, powodując jednocześnie przejście na drugi stopień rozruchowy oraz wyeliminowanie wpływu przekaźnika PI1 na dalszy przebieg procesu rozruchu. Przy kolejnym zmniejszeniu się wartości prądu silnika przekaźnik PI2 powoduje zadziałanie styczniaka SR2 i rozruch silnika na trzecim stopniu rozruchowym. Przejście na charakterystykę naturalną silnika i odłączenie zasilania cewek przekaźników PP1, PP2, PP3 oraz styczniów SR1, SR2 nastąpi po zadziałaniu styczniaka SR3 pobudzonego przekaźnikiem PI3. Odłączenie silnika od sieci zasilającej oraz powrót układu sterowania do stanu wyjściowego dokonuje się przyciskiem WYL.

Układ pomiarowy i sterowania rozruchem za pomocą trójstopniowego rozrusznika rezystorowego umożliwia badania przewidziane programem ćwiczenia: dla zmiennych wartości momentu bezwładności układu, dowolnych nastaw czasów pracy stopni rozruchowych (PC1, PC2, PC3) i dowolnych nastaw prądów przełączających (PI1, PI2, PI3). W przypadku badań rozruchów z zastosowaniem rozrusznika wiroprowadowego należy dokonać wymiany rozruszników zgodnie z rysunkiem 8.4.

8.3.2. Badania laboratoryjne

Badania mają na celu doświadczalne określenie wpływu rodzaju zastosowanego rozrusznika, zmiennych nastaw parametrów układu sterowania rozruszników rezystorowych wielostopniowych oraz wartości momentu bezwładności na przebieg procesu rozruchu układu napędowego z silnikiem indukcyjnym pierścieniowym. Uzyskane wyniki badań pozwolą pogłębić wiedzę teoretyczną oraz osiągnąć umiejętności formułowania kryteriów oceny poprawności rozruchu na podstawie charakterystyk prądu stojanego I_s w funkcji poślizgu silnika.

Przebiegi prądu stojanego I_s można oscylografować bezpośrednio lub z zastosowaniem przetwornika prądu AC/DC. Na rysunku 8.6 przedstawiono przykładowy zapis oscylograficzny prądu I_s z zastosowaniem przetwornika AC/DC oraz prędkości kątowej ω .

Skalowanie oscylogramu prądu I_s wykonuje się na podstawie odczytu wskaźników amperomierza w stanie ustalonym (po dokonanym rozruchu). Zgodnie z oznaczeniami jak na rysunku 8.6, stała oscylogramu prądu wynosi

$$C_I = \frac{I_d \vartheta_I}{\alpha'_I},$$

gdzie:

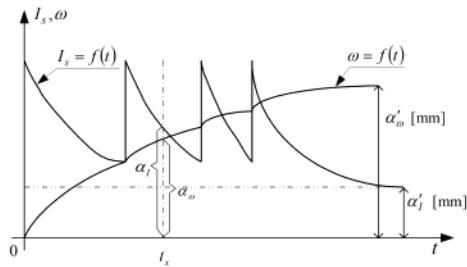
I_d – wskazanie amperomierza,

ϑ_I – przekładnia przekładnika prądowego.

Skalowanie prędkości kątowej odbywa się dla założenia, że po dokonanym rozruchu silnik osiągnął prędkość zbliżoną do synchronicznej ω_0 . Stała oscylogramu prędkości kątowej

$$C_\omega = \frac{\omega_0}{\alpha'_\omega}.$$

Skalę osi czasu wyznacza się na podstawie wartości posuwu oscylogramu. Wyznaczenie wartości mierzonych wielkości dla czasu t_s trwania rozruchu polega na pomiarze odległości krzywej oscylogramu od osi t odpowiadającej ich wartościom równym zeru oraz pomnożeniu wyniku pomiaru odległości przez stałe oscylogramu.



Rys. 8.6. Oscylogramy I_s , $\omega = f(t)$ w czasie rozruchu silnika indukcyjnego pierścieniowego z trójstopniowym rozrusznikiem rezystorowym (do zapisu I_s zastosowano przetwornik AC/DC)

Dla przykładu, dla $t = t_s$ (rys. 8.6) wyznaczono α_I oraz α_ω i obliczono

$$I_s = \alpha_I C_I \quad [\text{A}], \quad \omega = \alpha_\omega C_\omega \left[\frac{1}{\text{s}} \right].$$

Po analogicznym odczytaniu dla kolejnych wartości czasu t otrzymuje się punkty charakterystyki względnej wartości prądu rozruchowego $i_s = f(s)$, gdzie

$$i_s = \frac{I_s}{I_{sN}}, \quad s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0},$$

przy czym I_{sN} – wartość znamionowa prądu stojana.

Wyniki pomiarów i obliczeń dla przypadków przewidzianych w programie ćwiczenia należy zamieścić w tabeli 8.1 oraz przedstawić graficznie w postaci charakterystyk rozruchowych $i_s = f(s)$, odpowiednio zgrupowanych w celu umożliwienia ich porównania.

Tabela 8.1

Lp.	t s	α mm	α_o mm	I_s A	I_s/I_{sN}	ω 1/s	s	Uwagi
1					—	—	—	$C_I =$
2							—	$C_o =$
...							—	$o_0 =$
n							—	$I_N =$

Obliczenia należy wykonać dla n wybranych punktów pomiarowych każdego oscylogramu, umożliwiających wykreślenie charakterystyk $i_s = f(s)$. Dla prędkości kątowej silnika (poślizgu), przy której nastąpiło przełączenie silnika na kolejny stopień rozruchowy, należy wyznaczyć wartość prądu rozruchowego i_s przed i po przełączeniu. Otrzymane wyniki badań charakterystyki $i_s = f(s)$ służą do oceny porównawczej efektów stosowania wyszczególnionych rozruszników.

8.4. Sprawozdanie

Sprawozdanie powinno zawierać:

1. Wykaz parametrów i danych znamionowych badanego układu napędowego.
2. Spis aparatury pomiarowej.
3. Schematy ideowe układów pomiarowych zastosowanych do badań.
4. Tabele z wynikami pomiarów oraz wielkościami obliczonymi na podstawie pomiarów.
5. Charakterystyki prądu rozruchowego silnika $i_s = f(s)$ dla wszystkich rodzajów zastosowanych rozruszników. Charakterystyki należy zgrupować na rysunkach według zaleceń prowadzącego zajęcia.
6. Uwagi i wnioski.

8.5. Zagadnienia kontrolne

1. Wyjaśnić rolę rozrusznika w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi pierścieniowymi.

2. Opisać budowę rozruszników rezystorowych wielostopniowych oraz wiropiądowych.
3. Przedstawić konsekwencje stosowania rozruszników rezystorowych sterowanych w funkcji czasu w przypadkach rozruchów układów napędowych z maszynami roboczymi o losowo zmiennych warunkach obciążenia.
4. Porównać właściwości rozruszników rezystorowych wielostopniowych i wiropiądowych.
5. Opisać działanie układu sterowania laboratoryjnego rezystorowego rozrusznika wielostopniowego.

Literatura

- [1] Kędzior W., *Podstawy napędu elektrycznego*, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1980.
- [2] *Laboratorium napędu elektrycznego*, praca zbiorowa pod redakcją W. Kędziora, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1986.
- [3] *Napęd elektryczny*, praca zbiorowa pod redakcją Z. Grunwalda, WNT, Warszawa 1987.

pytanie z kolosa

piątek, 10 stycznia 2020 11:32

wymień trzy warunki, które należy uwzględnić przy wyznaczaniu mocy znamionowej silnika

Wykład 12

piątek, 10 stycznia 2020 12:18



Ćwiczenie 13

Układ napędowy z silnikiem indukcyjnym i falownikiem napięcia

3.1. Program ćwiczenia

1. Zapoznanie się ze sterowaniem prędkością silnika klatkowego przez zmianę częstotliwości napięcia zasilającego.
2. Poznanie podstawowych zależności określających silnik klatkowy sterowany częstotliwościowo.
3. Wyznaczenie charakterystyk silnika klatkowego zasilanego z falownika napięcia.
4. Poznanie przebiegów napięcia i prądu wyjściowego z falownika napięcia.

13.2. Wiadomości teoretyczne

Prędkość kątowa silnika indukcyjnego klatkowego zależy od częstotliwości f_s , napięcia U_s zasilającego uzwojenia stojana, liczby par biegunów p oraz poślizgu s :

$$\omega = \frac{2\pi f_s}{p} (1-s). \quad (13.1)$$

Z zależności tej wynika, że prędkość kątowa silnika klatkowego zależy od zmiany:
➤ liczby par biegunów,
➤ wartości poślizgu w wyniku regulacji napięcia zasilającego,
➤ częstotliwości napięcia zasilającego.

Najbardziej efektywnym sposobem jest regulacja prędkości przez zmianę częstotliwości napięcia zasilającego, przy czym następuje tu również jednocześnie regulacja amplitudy napięcia lub prądu zasilającego silnika.

- nie dotycza nas zagadnienia związane ze sterowaniem wektorowym

Silniki indukcyjne od silników prądu stałego różnią się:

- większą niezawodnością
- gabarytami
- niższą ceną
- odpornością na warunki pracy
- przy sterowaniu f umożliwiają rozszerzenie zakresu regulacji prędkości kątowej w stopniu niemożliwym do uzyskania w napędach z SPS

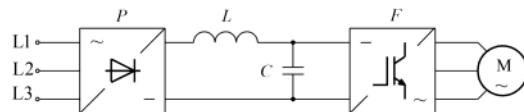
Sterowanie częstotliwościowe silników klatkowych umożliwiają statyczne przemienniki częstotliwości, zwane popularnie falownikami. Szybki rozwój zarówno przyrządów półprzewodnikowych, jak i cyfrowych układów sterowania umożliwił realizację przemienników częstotliwości o bardzo dobrych parametrach regulacyjnych i eksploatacyjnych. W rezultacie napędy z silnikami indukcyjnymi klatkowymi spełniają wszystkie wymagania, jakie dotychczas spełniały jedynie napędy prądu stałego, a jednocześnie przewyższają je niezawodnością, gabarytami i odpornością na warunki pracy oraz niższą ceną. Układy napędowe z silnikami klatkowymi sterowanymi częstotliwościowo umożliwiają także rozszerzenie zakresu regulacji prędkości kątowej w stopniu niemożliwym do uzyskania w napędach prądu stałego.

Przemienniki częstotliwości stosowane w napędach z silnikami indukcyjnymi różnią się budową i sposobami sterowania w zależności od wymagań układu napędowego.

Ze względu na budowę przemienniki częstotliwości dzielone są na:

- a) przemienniki bezpośrednie (cyklokompaktory),
 - b) przemienniki pośrednie:
 - z falownikiem prądu i regulowanym prądem obwodu pośredniego,
 - z falownikiem napięcia i regulowanym napięciem obwodu pośredniego,
 - z falownikiem napięcia z modulacją szerokości impulsów wyjściowych MSI
- i stałą wartością napięcia obwodu pośredniego.

Najczęściej stosowane w praktyce są przemienniki częstotliwości z modulacją szerokości impulsów wyjściowych, zwane falownikami MSI. Przykładowy schemat blokowy falownika MSI przedstawiono na rysunku 13.1.



Rys. 13.1. Schemat blokowy falownika napięcia z modulacją szerokości impulsów wyjściowych

W zależności od wymagań układu napędowego stosowane są różne metody sterowania przemienników częstotliwości, od których zależą parametry statyczne i dynamiczne zasilanego silnika klatkowego, a tym samym jakość regulacji układu napędowego. Aby uzyskać stałą wartość przeciążalności momentem silnika w całym zakresie regulacji częstotliwościowej, a także ograniczenie strat poślizgowych, dąży się do utrzymania stałej wartości strumienia stojana lub wirnika. Zadanie to może być zrealizowane za pomocą tzw. metod sterowania skalarnego lub wektorowego.

Metody skalare zalicza się do metod pośredniego sterowania strumieniem silnika indukcyjnego. Sterowanie to można zrealizować w dwojakim sposób. Jeden polega na odpowiednim sterowaniu amplitudą i częstotliwością napięcia stojana, a drugi na ster-

waniu amplitudą prądu stojana i częstotliwością wirnika $f_r = sf_s$, co zapewnia, przy zachowaniu stałości strumienia skojarzonego stojana, liniowość części roboczej charakterystyki elektromechanicznych silnika niezależnie od częstotliwości zasilania stojana f_s .

Stosowane natomiast obecnie metody wektorowe można podzielić w następujący sposób:

1 – metoda polowo zorientowana, która polega na niezależnym sterowaniu składowymi wektora prądu stojana zorientowanymi względem pola tak, aby strumień zachowywał stałą amplitudę i położenie względem wektora prądu.

2 – metoda bezpośredniego sterowania momentem silnika (zw. sterowanie DTC).

Sterowania polowo zorientowane i DTC zapewniają doskonale właściwości dynamiczne i są stosowane w napędach indywidualnych o wysokich wymaganiach dotyczących dynamiki procesów przejściowych w układach napędowych.

Ze względów praktycznych w układach napędowych o mniejszych wymaganiach najczęściej stosowanymi metodami sterowania wartością strumienia są metody skalarnie. Najprostszą z nich jest metoda polegająca na odpowiedniej regulacji amplitudy i częstotliwości napięcia zasilającego uzwojenia stojana. W metodzie tej zależność momentu krytycznego od zmian stosunku napięcia do częstotliwości może być określona na podstawie schematu zastępczego silnika dla napięcia sinusoidalnego lub pierwszej harmonicznej napięcia odkształconego (rys. 13.2).

Moment elektromagnetyczny silnika indukcyjnego klatkowego może być wyznaczony z zależności

$$M_e = \frac{P_e}{\omega_{0s}}, \quad (13.2)$$

w której:

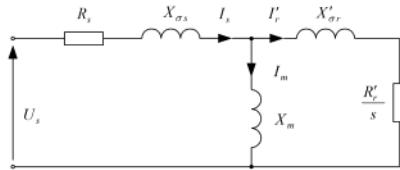
P_e – moc elektromagnetyczna przenoszona do wirnika

$$P_e = m_1 \frac{R'_r I_r'^2}{s}, \quad (13.3)$$

$m_1 = 3$ – liczba faz uzwojenia stojana,

$\omega_{0s} = 2\pi f_s$ – pulsacja synchroniczna stojana,

s – poślizg silnika.



Rys. 13.2. Schemat zastępczy silnika dla pierwszej harmonicznej napięcia zasilającego

Po podstawieniu zależności (13.3) do wzoru (13.2) otrzymuje się

$$M_e = \frac{3R_s I_r'^2}{\omega_{0s} s}. \quad (13.4)$$

Wartość prądu wirnika I_r' , po pominięciu gałęzi magnesującej silnika, jest określana następująco:

$$I_r' = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + \frac{R_r'}{s}\right)^2 + (X_{\sigma s} + X_{\sigma r}')^2}}. \quad (13.5)$$

Po podstawieniu powyższej zależności do wzoru (13.4) otrzymuje się

$$M_e = \frac{3p U_s^2}{\omega_{0s} s} \frac{R_r'}{\left(R_s + \frac{R_r'}{s}\right)^2 + (X_{\sigma s} + X_{\sigma r}')^2}, \quad (13.6)$$

gdzie p – liczba par biegunków silnika.

Po wyznaczeniu pochodnej $\frac{dM_e}{ds}$ i przyrównaniu jej do zera wyznacza się zależność określającą poślizg krytyczny s_k silnika

$$s_k = \pm \frac{R_r'}{\sqrt{R_s^2 + (X_{\sigma s} + X_{\sigma r}')^2}}, \quad (13.7)$$

przy czym: znak „+” dotyczy pracy silnikowej, znak „-” – pracy prądnicowej.

Po podstawieniu zależności (13.7) określającej poślizg krytyczny s_k do wzoru (13.6) otrzymuje się wyrażenie na moment krytyczny silnika

$$M_k = \frac{3p U_s^2}{2\omega_{0s} \left[\pm R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_{\sigma s} + X_{\sigma r}')^2} \right]}. \quad (13.8)$$

Z powyższych zależności wynika, że:

➤ maksymalny moment silnika indukcyjnego przy stałej wartości częstotliwości i stałych parametrach obwodu jest proporcjonalny do kwadratu wartości napięcia zasilającego,

➤ moment M_k nie zależy od wartości rezystancji wirnika,

➤ poślizg krytyczny s_k silnika zależy od stosunku $\frac{R_r'}{X_{\sigma s} + X_{\sigma r}'}$.

Często stosowane są także zależności uproszczone określające poślizg s_k i moment krytyczny M_k , w których pomijana jest rezystancja R_s . Uproszczenie to jest dopuszczalne podczas analizy pracy maszyn o mocy większej niż 10 kW, w których rezystancja R_s wynosi nie więcej niż 10÷12% sumy $X_{\sigma s} + X'_{\sigma r}$. Uwzględniając, że wartość R_s i suma $X_{\sigma s} + X'_{\sigma r}$ są podnoszone do kwadratu we wzorach (13.7) i (13.8), można pominać wpływ R_s^2 na sumę $R_s^2 + (X_{\sigma s} + X'_{\sigma r})^2$. Otrzymuje się wówczas wzory uproszczone na poślizg i moment krytyczny silnika przy sterowaniu częstotliwościowym:

$$s_k \cong \pm \frac{R'_r}{X_{\sigma s} + X'_{\sigma r}} = \pm \frac{R'_r}{\omega_{0s}(L_{\sigma s} + L'_{\sigma r})} \quad (13.9)$$

oraz

$$M_k \cong \frac{3pU_s^2}{2\omega_{0s}(X_{\sigma s} + X'_{\sigma r})} = \frac{3pU_s^2}{2\omega_{0s}^2(L_{\sigma s} + L'_{\sigma r})}. \quad (13.10)$$

Z zależności (13.9) wynika, że poślizg krytyczny silnika indukcyjnego przy regulacji częstotliwościowej zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do częstotliwości. Na wartość momentu krytycznego, jak to wynika z zależności (13.10), mają natomiast wpływ trzy zmienne: napięcie zasilające U_s , częstotliwość f_r oraz indukcyjność rozproszenia $X_{\sigma s} + X'_{\sigma r}$.

Jeżeli pominiemy rezystancję uzwojeń stojana R_s we wzorze (13.8), to proporcjonalna ($U_s/f_r = \text{const}$) regulacja napięcia zasilającego i częstotliwości zapewni stałość momentu krytycznego silnika M_k (zgodnie z wzorem (13.10)). W rzeczywistości jednak wpływ rezystancji uzwojeń stojana powoduje, że moment krytyczny M_k maleje wraz ze zmniejszaniem częstotliwości napięcia zasilającego. Można to wykazać, biorąc pod uwagę schemat zastępczy silnika indukcyjnego z rysunku 13.2

$$\underline{U}_s = \underline{E}_s + \underline{I}_s(R_s + jX_{\sigma s}), \quad (13.11)$$

przy czym

$$\underline{E}_s = c_s \omega_{0s} \underline{\Psi}_s = c_s \omega_s \omega_{sN} \underline{\Psi}_s, \quad (13.12)$$

gdzie:

ω_s – względna pulsacja synchroniczna stojana,

ω_{sN} – znamionowa pulsacja synchroniczna stojana,

oraz reaktancja rozproszenia uzwojenia stojana dla dowolnej częstotliwości

$$X_{\sigma s} = \omega_{0s} L_{\sigma s} = \omega_s \omega_{sN} L_{\sigma s} = \omega_s X_{\sigma sN}, \quad (13.13)$$

gdzie $X_{\sigma sN} = X_{\sigma s}(\omega_{sN}) = \omega_{sN} L_{\sigma s}$.

W rzeczywistości wpływ rezystancji uzwojeń stojana powoduje, że strumień i moment krytyczny maleje wraz ze zmniejszaniem częstotliwości i amplitudy napięcia zasilającego

$$\omega_s = \omega_m + \omega_r$$

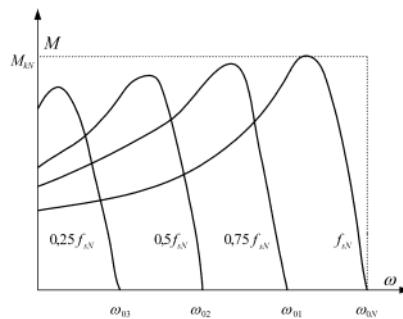
Po podstawieniu (13.12) i (13.13) do równania (13.11) otrzymuje się zależność określającą strumień stojana

$$\underline{\Psi}_s = \frac{1}{c_s \omega_{sN}} \left(\frac{U_s}{\omega_s} - I_s \frac{R_s}{\omega_s} - j I_s X_{\sigma sN} \right), \quad (13.14)$$

z której wynika, że przy danym prądzie stojana wartość strumienia jest określona przez stosunek napięcia do aktualnej jego częstotliwości, ale również zależy od spadku napięcia na rezystancji uwojenia stojana. W zakresie małych prędkości kątowych, a więc niskich częstotliwości, udział tego spadku napięcia będzie rósł i powodował zmniejszenie wartości strumienia stojana, a tym samym momentu krytycznego silnika (patrz (13.8))

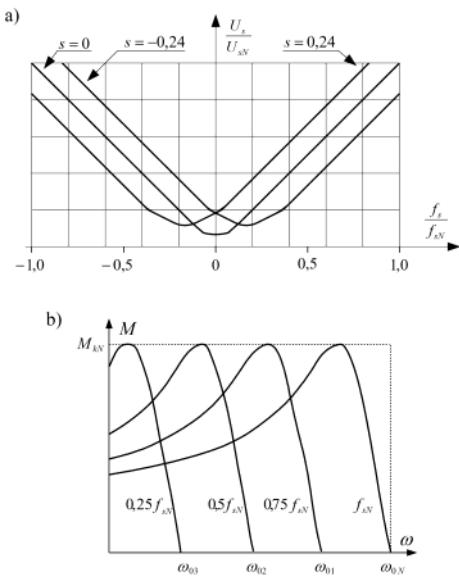
$$\begin{aligned} M_k &= \frac{3p U_s^2}{2\omega_{0s} \left[\pm R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_{\sigma s} + X'_{\sigma s})^2} \right]} \\ &= \frac{3p}{2\omega_{sN}} \frac{U_s^2}{\omega_s^2 \left[\pm \frac{R_s}{\omega_s} + \sqrt{\frac{R_s^2}{\omega_s^2} + (X_{\sigma sN} + X'_{\sigma sN})^2} \right]}, \end{aligned} \quad (13.15)$$

co przedstawiono na rysunku 13.3.



Rys. 13.3. Charakterystyki mechaniczne silnika klatkowego zasilanego z falownika napięcia przy zachowaniu $U_s/f_s = \text{const}$

Aby uzyskać stałość momentu krytycznego silnika w całym zakresie regulacji częstotliwościowej, należy tak regulować wartość napięcia zasilającego uwojenie silnika, aby uzyskać stałość strumienia skojarzonego Ψ_t w silniku. Dąży się także do tego, by poślizg ustalony nie przekraczał znamionowego. W tym celu, głównie przy niewielkich prędkościach obrotowych, konieczna jest korekcja napięcia stojana o wartość spadku napięcia ΔU_s na rezystancji R_s . Po uwzględnieniu napięcia korekcyjnego otrzymuje się charakterystyki sterowania napięcie – częstotliwość, przedstawione na rysunku 13.4a i odpowiadające im charakterystyki mechaniczne (rys. 13.4b).



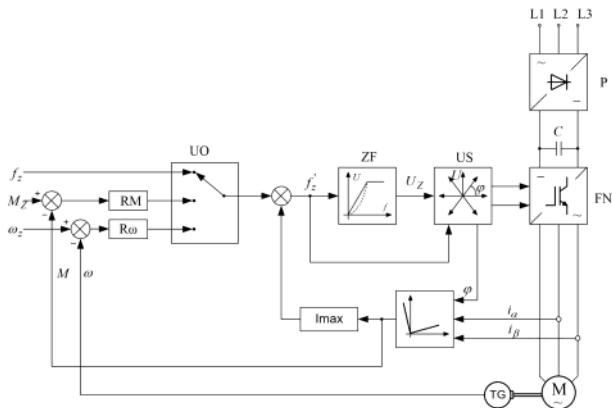
- sterowanie GNF -> uwzględnianie przy ustalaniu U/f (czyli sterowanie pośrednie) również poprawki na spadek napięcia na rezystancji

Rys. 13.4. Charakterystyki sterowania przy stałej wartości strumienia skojarzonego Ψ_t dla różnych wartości poślizgu wirnika s (a) i odpowiadające im charakterystyki mechaniczne (b)

W metodzie tej, aby utrzymać stałość strumienia Ψ_s , należy dokonywać odpowiednich przesunięć nieliniowych charakterystyk sterowania w funkcji obciążenia silnika (rys. 13.4a), co komplikuje realizację układu sterowania.

Falowniki napięcia realizujące sterowanie według zasady $U_s/f_s = \text{const}$, pracujące w otwartym układzie regulacji, praktycznie nie są w stanie zapewnić stałej przeciążalności momentem w całym zakresie sterowania częstotliwością, natomiast sterowanie z korekcją spadku napięcia na rezystancji stojana zapewnia utrzymanie stałości strumienia tylko w stanach ustalonych. W rozwiązaniach przemysłowych stosowane są zarówno falowniki realizujące sterowanie według zasady $U_s/f_s = \text{const}$, jak i bardziej rozwinięte technicznie, realizujące sterowanie wektorowe [3].

Schemat blokowy układu sterowania skalarnego realizowanego według zasady $U_s/f_s = \text{const}$ lub z zachowaniem stałej wartości strumienia stojana w całym zakresie regulacji przedstawiono na rysunku 13.5.



Rys. 13.5. Schemat ideowy sterowania skalarnego falownikiem MSI:
P – prostownik, FN – falownik, UO – układ wyboru opcji, ZF – nieliniowy zadajnik amplitudy napięcia stojana, US – układ sterowania falownikiem, RM – regulator momentu, R ω – regulator prędkości

W układach napędowych z falownikami MSI o sterowaniu skalarnym realizowana jest najczęściej przybliżona stabilizacja prędkości zadanej (bez jej pomiaru i realizacji sprzężenia zwrotnego), przez kompensację spadku napięcia na rezystancji stojana

Zalety i wady metody $U = f(\omega_s)$:

- niezwykle prosta struktura sterowania
- brak kontroli momentu rozwijanego przez silnik w stanach przejściowych
- brak odspółczynienia dynamicznego między strumieniem i momentem
- długie, niekontrolowane stany przejściowe oraz skłonność do słabo tłumionych oscylacji momentu i prędkości
- nie w pełni wykorzystane możliwości dynamiczne silnika i przemiennika częstotliwości

Wad tych nie mają metody wektorowej!

Zalety sterowania częstotliwościowego SI

- płynna regulacja prędkości kątowej
- szeroki zakres regulacji
- liniowość charakterystyk mechanicznych
- możliwość sterowania prędkością napędów grupowych oraz indywidualnych
- wysoka sprawność napędu (wraz z PCz)
- doskonale właściwości dynamiczne - w przypadku sterowania wektorowego!

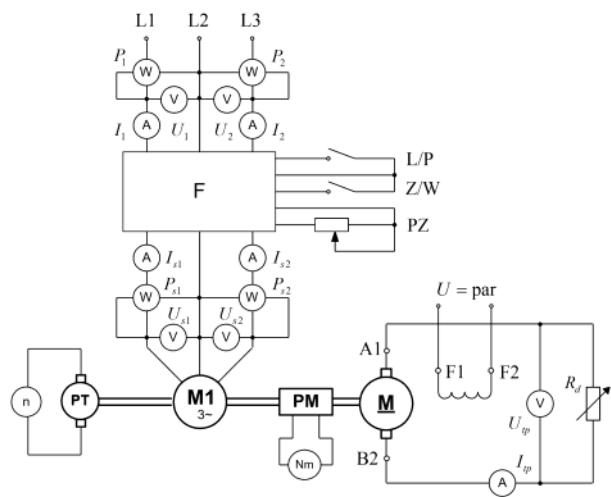
silnika oraz programowe zwiększenie częstotliwości zadanej o Δf , odpowiadającej wzrostowi częstotliwości poślizgu wskutek jego obciążenia.

Mozliwa jest także realizacja zamkniętych układów regulacji z wykorzystaniem pomiaru prędkości silnika ω lub rozwijanego momentu M .

13.3. Instrukcja

13.3.1. Opis stanowiska pomiarowego

Schemat ideowy laboratoryjnego układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 13.6.



Rys. 13.6. Schemat układu pomiarowego

Badany silnik indukcyjny klatkowy jest zasilany z falownika napięcia o modulowanej szerokości impulsów wyjściowych. Obciążenie silnika stanowi maszyna prądu stałego hamowana dynamicznie. Energia hamowania wytracana jest w rezystorze R_d . Moment badanego silnika mierzony jest momentomierzem PM, zainstalowanym na wale silnika. Do pomiaru prądu, napięcia i mocy silnika należy użyć przyrządów dostosowanych do pomiaru wielkości odkształconych o zmiennej częstotliwości.

13.3.2. Wyznaczenie charakterystyk napędu przy biegu jalowym

Wyznaczenie charakterystyk sterowania napędu

W układzie pokazanym na rysunku 13.6, przy momencie obciążenia silnika $M_o = 0$, należy zmieniać zadajnikiem PZ częstotliwość wyjściową falownika od 2 do 50 Hz, mierząc napięcie wyjściowe międzyfazowe U_s oraz prąd silnika I_s . Wyniki pomiarów zestawić w tabeli 13.1.

Tabela 13.1

Lp.	f_s	U_s	I_s	n	ω	Uwagi
	Hz	V	A	obr/min	rad/s	

Na podstawie pomiarów wykreślić charakterystyki $U_s = f(f_s)$, $\omega = f(f_s)$ oraz $I_s = f(f_s)$.

Wyznaczenie charakterystyk mechanicznych napędu

Charakterystyki mechaniczne silnika klatkowego zasilanego z falownika należy wyznaczyć dla częstotliwości stojana f_s równej 5 Hz, 30 Hz i 50 Hz, mierząc dodatkowo moc na wejściu i na wyjściu falownika. Wyniki pomiarów zestawić w tabeli 13.2.

Tabela 13.2

Lp.	f_s	U_1	U_2	I_1	I_2	P_1	P_2	P	U_{s1}	U_{s2}	I_{s1}	I_{s2}	P_{s1}	P_{s2}	P_s	M	n	ω	η_c	η_f
	Hz	V	V	A	A	W	W	W	V	V	A	A	W	W	W	Nm	obr/min	rad/s	-	-

$$\eta_c = \frac{P_s}{P} = \frac{M\omega}{P_1 + P_2} \quad - \text{sprawność całego układu napędowego},$$

$$\eta_f = \frac{P_s}{P} = \frac{P_{s1} + P_{s2}}{P_1 + P_2}$$

– sprawność falownika,
 P_w – moc oddawana przez silnik,
 P – moc pobierana przez układ napędowy z sieci,
 P_s – moc pobierana przez silnik z falownika.

Na podstawie uzyskanych wyników wykreślić charakterystyki:
 $\omega = f(M)$, $\eta_e = f(M)$ i $\eta_f = f(M)$ dla $f_i = \text{const.}$

13.3.3. Rejestracja przebiegów

Za pomocą przetworników prądowych i napięciowych LEM należy zarejestrować przebiegi prądu I_s , napięcia U_s międzyfazowego i U_{fb} fazowego, przy częstotliwości wyjściowej falownika odpowiednio 5 Hz, 30 Hz i 50 Hz i jednakowych wartościach prądu obciążenia silnika. Zarejestrować przebiegi prądu I_s i napięcia U_s przy nawrocie silnika. Omówić uzyskane przebiegi.

13.4. Sprawozdanie

W sprawozdaniu należy zamieścić:

1. Schemat blokowy badanego układu napędowego.
2. Parametry maszyn i falownika.
3. Wykaz aparatury pomiarowej.
4. Wyznaczone na podstawie pomiarów i obliczeń charakterystyki.
5. Przebiegi zarejestrowane podczas ćwiczenia.
6. Omówienie uzyskanych wyników pomiarowych.
7. Własne uwagi i wnioski.

13.5. Zagadnienia i pytania kontrolne

1. Omówić przemienniki częstotliwości stosowane do sterowania silników indukcyjnych klatkowych.
2. Jak realizowane jest sterowanie częstotliwościowe w napędach indywidualnych i grupowych?
3. Jakie różnice w charakterystykach mechanicznych wystąpią przy sterowaniu silnika indukcyjnego według zasady $U_s/f_s = \text{const}$ oraz z kompensacją spadku napięcia na rezystancji stojana?

4. Omówić sposób określania sprawności układu napędowego z silnikiem klatkowym zasilanym z falownika.

Literatura

- [1] Kędzior W., *Podstawy napędu elektrycznego*, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1980.
- [2] *Laboratorium napędu elektrycznego*, praca zbiorowa pod redakcją W. Kędziora, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1986.
- [3] Tunia H., Kaźmierkowski M., *Automatyka napędu przekształtnikowego*, PWN, Warszawa 1987.
- [4] Tunia H., Kaźmierkowski M., *Podstawy automatyki napędu elektrycznego*, PWN, Warszawa–Poznań 1977.

Ćwiczenie 14

Układ kaskadowy silnika indukcyjnego pierścieniowego na stałą moc

14.1. Program ćwiczenia

1. Poznanie struktury układu pomiarowego, budowy i właściwości napędowych kaskady zaworowo-maszynowej typu $P = \text{const}$.
2. Wyznaczenie charakterystyk biegu jalowego $\omega = f(I_a)$, $I_a = f(\omega)$, $U_r = f(\omega)$.
3. Wyznaczenie charakterystyk mechanicznych $\omega = f(M_e)$.
4. Wyznaczenie współczynnika mocy $\cos \varphi = f(M_e)$ i sprawności $\eta = f(M_e)$ układu kaskadowego.

14.2. Wiadomości teoretyczne

14.2.1. Zasada regulacji prędkości kątowej w układzie kaskadowym

Prędkość silnika indukcyjnego pierścieniowego można regulować przez zmianę poślizgu w tzw. układach kaskadowych. Jest to sposób podobny do regulacji prędkości za pomocą dodatkowej rezystancji w obwodzie wirnika. W obu sposobach regulacji wpływa się na zmianę prądu I_a w obwodzie wirnika, przy czym różnica polega na tym, że w układach kaskadowych moc poślizgu nie jest tracona na dodatkowej rezystancji, a oddawana w postaci mocy elektrycznej do sieci w przypadku kaskady stałego momentu $M = \text{const}$ lub mocy mechanicznej oddawanej na wąż silnika indukcyjnego w przypadku kaskady stałej mocy $P = \text{const}$.

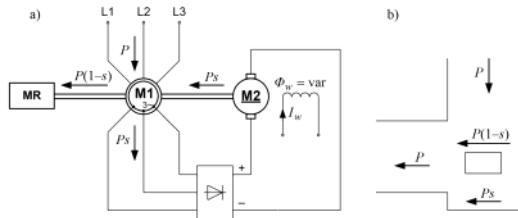
Zasada regulacji prędkości w klasycznym, maszynowym układzie kaskadowym polegała na wprowadzeniu do obwodu wirnika dodatkowej siły elektromotorycznej E_d

Jeżeli kąt $\Theta < \frac{\pi}{2}$ (rys. 14.2b), to wprowadzenie E_d do obwodu wirnika powoduje wzrost wypadkowej SEM E_u . Przy założeniu stałej wartości impedancji wirnika ze wzrostem E_u 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 $E_u > E'_s$ równowaga momentu elektromagnetycznego i oporowego nastąpi przy ujemnym poślizgu, tj. przy prędkościach nadynchronicznych. Jeżeli kąt $\Theta < \frac{\pi}{2}$ (rys. 14.2c), to wypadkowa SEM E_u zmniejszy się, prąd I'_r i moment zmaleją, co doprowadzi do zmniejszenia prędkości kątowej silnika. Przy odpowiednio dobranej wielkości dodatkowej SEM E_v i kąta Θ można układ napędowy zatrzymać i przeprowadzić jego nawrót.

We współczesnych kaskadach jednotwornikową przetwornicę maszynową zastąpiono prostownikiem sterowanym lub niesterowanym, co znacznie obniżyło koszt układu i umożliwiło powszechniejsze zastosowanie układów kaskadowych.

W kaskadzie zaworowo-maszynowej na stałą moc SEM E'_s jest prostowana za pomocą prostownika niesterowanego i dodawana jest do niej SEM obcowzbudnej pomocniczej maszyny prądu stałego, która pracuje na wspólnym wale z maszyną indukcyjną pierścieniową. Wobec tego moc poślizgu nie jest tracona bezużytecznie, lecz oddawana na wale maszyny jako moc mechaniczna (rys. 14.3).



Rys. 14.3. Kaskada zaworowo-maszynowa $P = \text{const}$: a) schemat ideowy, b) bilans mocy

Kaskada na stałą moc jest nazwana tak dlatego, że – przy założeniu pominięcia strat mocy w układzie napędowym – całkowita moc elektryczna pobrana przez silnik indukcyjny z sieci jest zamieniana na moc mechaniczną przekazywaną do maszyny roboczej. Jeśli uwzględni się, że moc mechaniczna na wale silnika indukcyjnego wy-

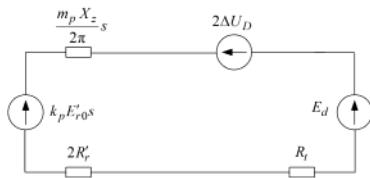
- W kaskadzie zaworowo-maszynowej P-const SEM E'_s jest prostowana za pomocą prostownika niesterowanego i dodawana jest do niej SEM obcowzbudnej maszyny prądu stałego MP, która pracuje na wspólnym wale z SI pierścieniowym.
 - Wobec tego moc poślizgu nie jest tracona bezużytecznie, lecz oddawana na wale SI jako moc mechaniczna

nosi $P(1 - s)$, a maszyna prądu stałego przekazuje na wał moc mechaniczną równą mocy poślizgu P_s , to spełniony jest zawsze warunek

$$P = P(1 - s) + P_s = P = \text{const.} \quad (14.1)$$

Bilans mocy według tej zależności przedstawiono graficznie na rysunku 14.3b. Za ekonomiczny zakres prędkości kątowej przyjmuje się przedział 1:1,5:1:2, ze względu na wymagania dotyczące maszyny pomocniczej prądu stałego [4]. Układy kaskadowe typu $P = \text{const}$ stosuje się zatem w napędach wielkich mocy, w których – przy małym zakresie regulacji – zachodzi potrzeba ciągłej zmiany prędkości kątowej. Są to na przykład napędy pomp i wentylatorów, których moment mechaniczny obciążenia zmienia się z kwadratem prędkości kątowej. Moc maszyny pomocniczej dobiera się (na ogół) według kryterium maksymalnej mocy poślizgowej występującej podczas regulacji prędkości kątowej kaskady.

Sterowanie prędkością kaskady zavorowo-maszynowej typu $P = \text{const}$ realizuje się przez zmianę prądu wzbudzenia I_a obcowzbudnej maszyny prądu stałego M2. Regulując wartość prądu I_a , zmienia się wartość strumienia Φ_a , a tym samym siłę elektromotoryczną $E_M = E_d = k_p \Phi_a \omega_a$, czyli SEM dodatkową w obwodzie prądu stałego. Schemat zastępczy obwodu wirnika silnika indukcyjnego kaskady, z uwzględnieniem prostownika, przedstawiono na rysunku 14.4.



Rys. 14.4. Schemat zastępczy obwodu prądu stałego kaskady zavorowo-maszynowej stałej mocy

Średnią wartość prądu wyprostowanego I_d określa zależność

$$I_d = \frac{k_p E'_r 0 s - E_d - 2\Delta U_D}{R_z}, \quad (14.2)$$

w której:

$$k_p = \sqrt{6} \frac{m_p}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_p} \approx 2,34 \quad (\text{dla } m_p = 6),$$

- m_p – liczba pulsów prostownika,
 E_d – dodatkowa sila elektromotoryczna,
 ΔU_D – spadek napięcia na diodach prostownika,
 R_z – rezystancja zastępcza

$$R_z = \frac{m_p X_z}{2\pi} s + 2R'_r + R_t, \quad (14.3)$$

- R_t – rezystancja twornika maszyny prądu stałego,
 X_z – reaktancja zastępcza silnika sprowadzona do obwodu wirnika

$$X_z = X_{\sigma r} + X_{\sigma s} \frac{1}{\mathcal{G}_e^2}, \quad (14.4)$$

- \mathcal{G}_e – przekładnia napięciowa silnika indukcyjnego.

Po założeniu $I_d = 0$ otrzymujemy się

$$k_p E'_{r0} s_{0k} = E_M = k_s \Phi_u \omega_{0k}, \quad (14.5)$$

a po uwzględnieniu, że

$$s_{0k} = \frac{\omega_{0s} - \omega_{0k}}{\omega_{0s}} \quad (14.6a)$$

oraz

$$k_s \Phi_u \omega_{0k} = E_{M0}, \quad (14.6b)$$

stosunek prędkości biegu jałowego kaskady do prędkości synchronicznej silnika indukcyjnego

$$\frac{\omega_{0k}}{\omega_{0s}} = \frac{k_p E'_{r0}}{k_p E'_{r0} - E_{M0}} = \frac{k_p E'_{r0}}{k_p E'_{r0} - k_s \Phi_u \omega_{0k}}. \quad (14.7)$$

Prędkość biegu jałowego kaskady jest więc hiperbowłą funkcją strumienia magnetycznego maszyny pomocniczej M2 (rys. 14.5a).

Z przebiegu tej charakterystyki wynika, że w układzie kaskady na stałą moc nie można doprowadzić silnika indukcyjnego do prędkości $\omega = 0$.

Przykładowe przebiegi charakterystyk mechanicznych układu kaskadowego dla różnych prądów wzbudzenia pokazano na rysunku 14.5b.

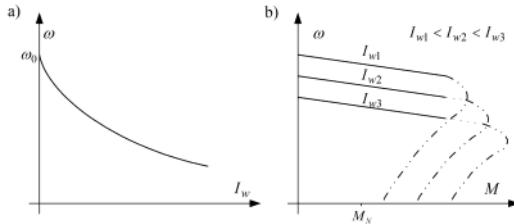
Charakterystyki te w zakresie roboczym zachowują swój charakter przebiegu, tj. boczniikowy.

Pośród idealnego biegu jałowego kaskady można przedstawić w postaci następującej zależności

- W kaskadzie nie możemy uzyskać prędkości równej 0 poprzez regulację

$$s_{0k} = \frac{E_{M0}}{k_p E'_{r0} + E_{M0}} = \frac{\lambda}{1+\lambda}, \quad (14.8)$$

przy czym $\lambda = \frac{E_{M0}}{k_p E'_{r0}}$.



Rys. 14.5. Charakterystyki eksploatacyjne kaskady $P=\text{const}$:
a) regulacyjna biegu jałowego, b) charakterystyki mechaniczne

Po przyjęciu dolnej granicy regulacji prędkości $\omega_{lk} = 0,5\omega_h$, czyli $s_{0k} = 0,5$ ($\lambda = 1$), maszyna pomocnicza prądu stałego powinna być zwymiarowana na moc znamionową wynikającą z napięcia: $E_{MN} = k_p E'_{r0}$, czyli moc silnika pomocniczego powinna być w tym przypadku równa mocy znamionowej silnika głównego. Przy dalszym, nawet niewielkim, zwiększeniu zakresu regulacji bardzo szybko zwiększa się moc znamionowa silnika pomocniczego M2. Wskutek tego w kaskadach zaworowo-maszynowych na stałą moc praca układu odbywa się w zakresie poślizgów idealnego biegu jałowego $s_{0k} \leq 0,5$.

14.3. Instrukcja

14.3.1. Opis układu pomiarowego

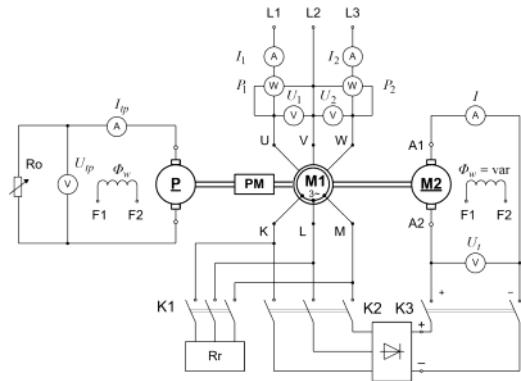
Schemat układu pomiarowego kaskady zaworowo-maszynowej przedstawiono na rysunku 14.6. Od strony stojana silnika indukcyjnego podłączony jest układ do pomiaru mocy, prądów i napięć. Zaciski maszyn, prostownika i styczników przełączających umieszczone są, wraz ze schematem mnemotechnicznym, na płycie czolowej stanowiącej.

- cechy charakterystyczne:
 - wąskie pasmo sterowania prędkością
- Kaskada na stały moment nie jest już stosowana (za duże koszty)

ska laboratoryjnego. Na czas rozruchu wirnika silnika głównego dokłaczony jest rozrusznik rezystorowy (lub innego typu, pozostałe wyłączniki są otwarte).

Po rozruchu należy sprawdzić biegumowość napięć na wyjściu prostownika i napięcia twornika – ma być ona zgodna, maszynę pracującą bowiem na wspólnym валu. Następnie, przy prądzie wzbudzenia $I_s = 0$, należy podłączyć twornik maszyny prądu stałego do wyjścia prostownika, do wejścia prostownika zaś uzupełnić wirnika silnika indukcyjnego. W tym stanie kaskaada jest gotowa do pracy.

W obwodzie twornika pomocniczej maszyny prądu stałego należy mierzyć prąd i napięcie twornika, w obwodzie wzbudzenia zaś prąd. Obciążenia maszyny roboczej (obcowzbudna maszyna prądu stałego) należy kontrolować, mierząc jej parametry w obwodzie twornika i wzbudzenia.



Rys. 14.6. Schemat pomiarowy układu kaskady zaworowo-maszynowej typu $P = \text{const}$

Do pomiaru momentu obciążenia można wykorzystać przetwornik momentu. Jeśli jest go brak, zastępczo określa się moment elektromagnetyczny silnika głównego (kaskady) według zależności

$$M_e = \frac{P_e}{\omega_0},$$

w której:

P_e – moc pola wirującego
 $P_e = P_1 + P_2 - \Delta P_s$

ω_0 – synchroniczna prędkość kątowa
 $\Delta P = \Delta P_{\text{fr}} + \Delta P_o$

ΔP_{fr} – straty w żelazie (podane przez prowadzącego),
 $\Delta P_s = 3fR_s C^2 \cdot \omega_0$ – straty w uzwojeniu stojana,
 P_1, P_2 – odpowiednie wskazania watomierzy (w układzie Arona) w obwodzie stojana silnika indukcyjnego,

$$\cos \varphi = \frac{P_1 + P_2}{\sqrt{3} UI}$$

Sprawność układu kaskadowego wyznacza się ze wzoru

$$\eta = \frac{P}{P_u},$$

w którym:

P – moc prądnicy obciążającej,
 $P_u = P_1 + P_2 - \Delta P_o$ – moc pobierana z sieci (wskaźania watomierzy),
 przy czym:

$$P = U_{ip} I_{ip} + I_{ip}^2 R_{ip} + \Delta P_o,$$

$\Delta P_o = \Delta P_{\text{fr},p} + \Delta P_{\text{mp}}$ – straty żalowe prądnicy obciążającej,
 $\Delta P_{\text{fr},p} = I_{ip}^2 R_{ip}$ – straty w uzwojeniu twornika prądnicy,
 U_{ip}, I_{ip}, R_{ip} – napięcie, prąd i rezystancja twornika prądnicy obciążającej.

14.3.2. Wyznaczenie charakterystyk biegu żalowego

Po rozruchu układu pomiarowego należy, na podstawie pomiarów dla nieobciążonego układu kaskadowego i obliczeń, wykreślić charakterystyki: $\omega = f(I_s)$, $I_s = f(\omega)$, $U_s = f(\omega)$. Wyniki zestawić w tabeli 14.1.

Tabela 14.1

Lp.	I_u	I_s	U_s	ω	Uwagi
	A	A	V	s ⁻¹	

14.3.3. Wyznaczenie charakterystyk mechanicznych $\omega=f(M_\sigma)$

W ćwiczeniu należy wyznaczyć charakterystyki mechaniczne dla kilku wartości prędkości początkowych kaskady ustawionych prądem wzbudzenia w stanie jałowym, np. $\omega = 0,8 \text{ rad/s}$, $\omega = 0,6 \text{ rad/s}$. Wyniki zestawić w tabeli 14.2.

Tabela 14.2

Lp.	I_1 A	I_2 V	I	U_1	U_2	U	P_1	P_2	P_w	ΔP_r	P_e	$\cos \varphi$	M_σ	$I_{\theta p}$	$U_{\theta p}$	$\Delta P_{\theta p}$	P	η
													–	Nm	A	V	W	–
Uwagi																		

14.3.4. Wyznaczenie $\cos \varphi$ i sprawności η

Dla przeprowadzonych wyżej pomiarów, dla różnych wartości obciążenia układu napędowego należy wykreślić: $\cos \varphi = f(M_\sigma)$ oraz $\eta = f(M_\sigma)$.

14.4. Sprawozdanie

W sprawozdaniu należy umieścić:

- Parametry badanego układu pomiarowego.
- Wykaz aparatury pomiarowej.
- Schemat układu pomiarowego.
- Wyznaczone charakterystyki.
- Omówienie uzyskanych wyników.
- Własne spostrzeżenia i wnioski.

14.5. Zagadnienia i pytania kontrolne

- Omówić budowę kaskady typu $P = \text{const}$ i uzasadnić jej nazwę.
- W jaki sposób reguluje się prędkość kątową kaskady?
- Omówić sposób przeprowadzenia rozruchu układu kaskadowego.
- Jaki ma przebieg $\omega = f(I_\sigma)$ przy braku obciążenia kaskady?
- Podać przykładowe przebiegi charakterystyki mechanicznej kaskady na stałą moc.

Literatura

- [1] Kędzior W., *Podstawy napędu elektrycznego*, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1980.
- [2] *Laboratorium napędu elektrycznego*, praca zbiorowa pod redakcją H. Bitela, PWN, Warszawa-Poznań, 1977.
- [3] *Laboratorium napędu elektrycznego*, praca zbiorowa pod redakcją W. Kędziora, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1986.
- [4] *Napęd elektryczny*, praca zbiorowa pod redakcją Z. Grunwalda, WNT, Warszawa 1987.

Wykład 14b

poniedziałek, 20 stycznia 2020 12:32



Ćwiczenie 15

Układ kaskadowy silnika indukcyjnego pierścieniowego na stały moment

15.1. Program ćwiczenia

1. Zapoznanie się z budową i działaniem układu napędowego kaskady zaworowej stałego momentu.
2. Wyznaczanie charakterystyk mechanicznych układu otwartego i zamkniętego regulacji prędkości kątowej.
3. Wyznaczanie charakterystyki regulacyjnej kaskady.
4. Wyznaczenie wskaźników energetycznych kaskady zaworowej stałego momentu.

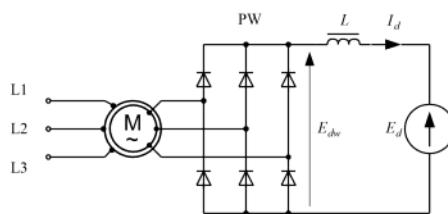
15.2. Wiadomości teoretyczne

15.2.1. Zasada działania

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 15.1.

Prostownik wirnikowy PW łączy galwanicznie dwa obwody: obwód prądu przemiennego wirnika, w którym działa SEM E_{r0S} oraz obwód prądu stałego z napięciem E_{ds} , równym wyprostowanemu napięciu wirnika i z dodatkowym napięciem E_d . W rezultacie tego połączenia istnieje ściśła 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_{ds} 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.

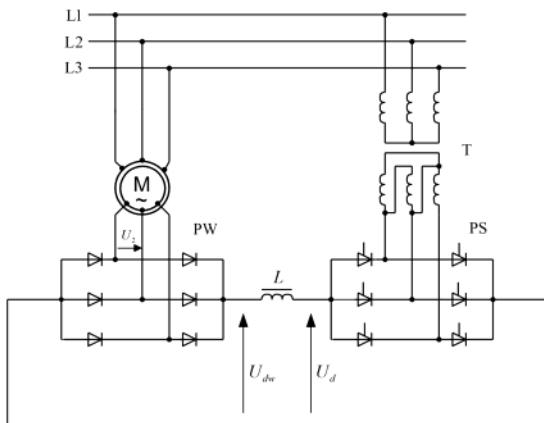


Rys. 15.1. Schemat ideowy układu regulacji prędkości silnika indukcyjnego pierścieniowego z dodatkowym napięciem E_d w obwodzie wyprostowanego prądu wirnika

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 15.2 przedstawiono schemat ideowy kaskady podstawowej stałego momentu.

Napięcie dodatkowe U_d ($U_d = E_d - \Delta U_{ps}$) w układzie pokazanym na rysunku 15.2 uzyskuje się z prostownika sterowanego PS, pracującego w zakresie pracy falownikowej. Prostownik sterowany zasilany jest z sieci przez transformator dopasowujący T, którego zadaniem jest dopasowanie napięcia strony wtórnej transformatora do napięcia równego napięciu wirnika.

Maksymalna wartość napięcia wirnika wynika z przyjętego zakresu regulacji prędkości kątowej kaskady. Kaskady praktycznie nie pracują w pełnym zakresie regulacji prędkości. Najczęściej zakres ten wynosi 3:1 lub 2:1.



Rys. 15.2. Układ kaskady podstawowej stałego momentu

Przekładnię transformatora dopasowującego przy zastosowaniu przekształtników o identycznej liczbie pulsów $m_p = 6$ można określić wzorem

$$G = \frac{U_1 \cos \alpha_{\min}}{U_{rN} s_{\max}}, \quad (15.1)$$

w którym:

U_1 – napięcie zasilające transformator dopasowujący,

U_{rN} – napięcie znamionowe wirnika,

s_{\max} – maksymalny poślizg silnika przy minimalnym kącie wysterowania tyristorów

α_{\min} .

Jak wynika ze wzoru (15.1), dzięki odpowiednio dobranemu napięciu wirnika silnika indukcyjnego pierścieniowego możliwe jest zrezygnowanie z transformatora dopasowującego. Dotyczy to zwłaszcza silników niskonapięciowych.

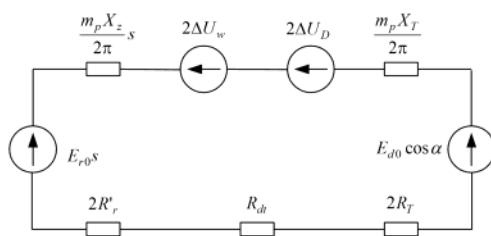
W obwodzie pośrednim prądu stałego zastosowany jest dławik o dużej indukcyności L , który zapewnia ciągłość prądu w obwodzie oraz ograniczenie wyższych harmonicznych prądu. Dławik ten ogranicza również wartości prądów zwarcioowych przy kątach wysterowania $\alpha < 90^\circ$ przekształtnika PS. Zbyt duża indukcyjność dławika powoduje jednak wzrost stałej czasowej układu napędowego, a także

zwiększenie strat w samym dławiku. Przyjmuje się, że wartość indukcyjności dławika powinna wynosić: $L = 4\div 5L_2$, gdzie L_2 – indukcyjność dwóch faz wirnika silnika pierścieniowego.

Moc poślizgu P_s silnika pierścieniowego przekazywana jest do sieci zasilającej przez prostownik niesterowany, pośredni obwód prądu stałego, przekształtnik PS i transformator T.

15.2.2. Charakterystyki mechaniczne tyristorowej kaskady stałego momentu

Na rysunku 15.3. przedstawiono schemat zastępczy tyristorowej kaskady stałego momentu, w którym wszystkie parametry silnika i transformatora dopasowującego zostały sprowadzone do obwodu prądu stałego.



Rys. 15.3. Schemat zastępczy obwodu prądu stałego kaskady tyristorowej stałego momentu

Wartość prądu I_d w obwodzie pośrednim można określić z zależności

$$I_d = \frac{E_{r0}s - E_{d0} \cos \alpha - 2(\Delta U_{PW} + \Delta U_D)}{R_Z}, \quad (15.2)$$

w której:

$$R_Z = \frac{m_p X_z}{2\pi} s + \frac{m_p X_T}{2\pi} + 2(R'_r + R_{dt}) + R_T, \quad (15.3)$$

$E_{r0} = 1,35 E'_{r0}$ – dla prostownika PW,

$E_{d0} = 1,35 E_{2T}$ – dla przekształtnika PS,

E'_{r0}, E_{2T} – siła elektromotoryczna wirnika oraz napięcie fazowe uzwojenia wtórnego transformatora,

$\Delta U_{PW}, \Delta U_D$ – spadki napięcia na zaworach prostownika sterowanego i niesterowanego,
 R'_r, R_f, X_r, X_T – odpowiednio rezystancje i reaktancje faz silnika oraz transformatora, sprawdzone do obwodu wirnika.

Dla prędkości silnika $\omega = 0$ ($s = 1$) średnia wartość napięcia na wyjściu prostownika PW

$$E_{d\max} = 1,35 E'_{r0} = E_{r0}, \quad (15.4)$$

natomiast przy dowolnej prędkości silnika

$$E_{dm} = s \cdot 1,35 E'_{r0} = s E_{r0}. \quad (15.5)$$

Jeżeli napięcie E_d będzie równe napięciu E_{d0} , to prąd w obwodzie pośrednim $I_d = 0$. Także prąd wirnika silnika $I_r = 0$ i silnik nie rozwinie momentu. Stan ten odpowiada idealnemu biegowi jalowemu silnika.

Pomijając spadki napięcia na zaworach, można przyjąć, że poślizg idealnego biegu jalowego kaskady

$$s_{0k} E_{d\max} = E_{d0} \cos \alpha, \quad (15.6)$$

skąd

$$s_{0k} = \frac{E_{d0} \cos \alpha}{E_{d\max}}. \quad (15.7)$$

Jeżeli

$$\omega_{0k} = \omega_{0x} (1 - s_{0k}),$$

to prędkość idealnego biegu jalowego kaskady odpowiadająca poślizgowi s_{0k}

$$\omega_{0k} = \omega_{0x} \left(1 - \frac{E_{d0} \cos \alpha}{E_{d\max}} \right), \quad (15.8)$$

gdzie ω_{0x} – prędkość synchroniczna silnika.

Z zależności (15.8) wynika, że po zmianie wartości napięcia E_d przez zmianę wysterowania tyristorów przekształtnika PS można uzyskać różne prędkości idealnego biegu jalowego kaskady.

Dla kąta $\alpha = 90^\circ$ ($I_d = 0$) uzyskuje się największą wartość prędkości silnika kaskady. Wzrostowi kąta wysterowania α odpowiada zmniejszanie się prędkości silnika w układzie kaskadowym. Z powyższych zależności wynika również, że maksymalny poślizg silnika w układzie kaskady zależy od napięcia strony wtórnej transformatora dopasowującego U_{T0} .

Moment elektromagnetyczny silnika w układzie kaskady można wyrazić wzorem

$$M_e = \frac{(E'_{r0})^2 R_{z0}}{\omega_0 R_z^2} (s - s_0), \quad (15.9)$$

w którym

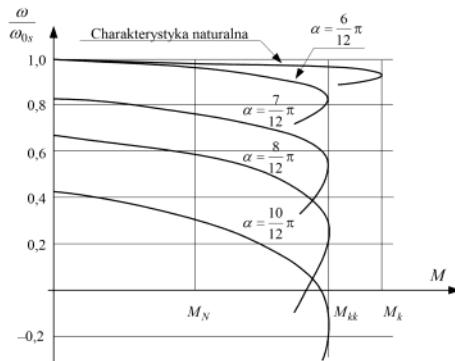
$$R_{z0} = \frac{3X_z}{\pi} s_0 + \frac{3X_T}{\pi} + 2(R_r + R_T) + R_{dl}. \quad (15.10)$$

Moment krytyczny silnika w układzie kaskadowym określony jest wzorem

$$M_{ik} = \frac{3}{\pi} M_k, \quad (15.11)$$

w którym M_k – moment krytyczny silnika.

W zależności (15.11) nie uwzględniono oddziaływania wyższych harmonicznych prądu w obwodzie. W wyniku tego oddziaływania moment krytyczny silnika w układzie kaskadowym jest mniejszy niż to wynika z tej zależności. W praktycznych układach obniżenie momentu krytycznego może dochodzić do 17%. Charakterystyki mechaniczne silnika asynchronicznego pierścieniowego pracującego w układzie kaskady zaworowej przedstawiono na rysunku 15.4.



Rys. 15.4. Charakterystyki mechaniczne silnika asynchronicznego pierścieniowego w układzie kaskady zaworowej stałego momentu

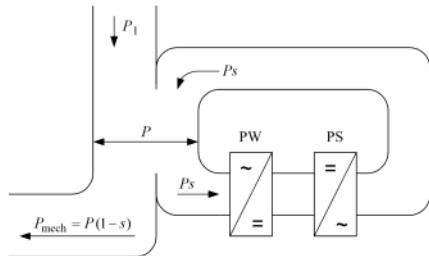
Sztywność charakterystyk mechanicznych silnika indukcyjnego w kaskadzie jest mniejsza niż jego charakterystyki naturalnej i maleje wraz ze zmniejszeniem prędkości. Przyczyną zwiększonego nachylenia są dodatkowe rezystancje dławika i transformatora wprowadzone do obwodu wirnika. Wraz z obniżeniem prędkości rośnie

ponadto udział reaktancji (sX_2), co powoduje dodatkowe pogorszenie sztywności charakterystyk mechanicznych.

15.2.3. Wskaźniki energetyczne układu kaskadowego

Bilans rozprływu mocy czynnej w kaskadzie stałego momentu przedstawiono schematycznie w postaci tzw. wykresu Sankeya na rysunku 15.5.

Moc mechaniczna $P(1 - s)$ jest oddawana na wał maszyny roboczej, natomiast moc poślizgu P_s jest oddawana do sieci.



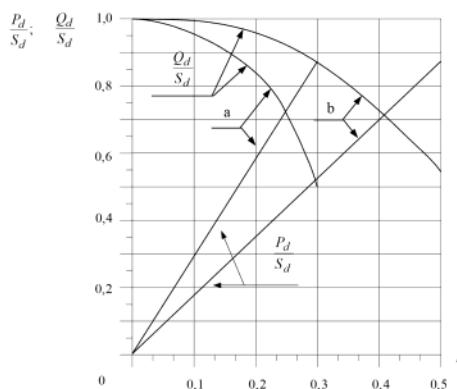
Rys. 15.5. Bilans mocy czynnej w układzie kaskady zaworowej typu $M = \text{const}$

Na podstawie analizy wykresu łatwo można stwierdzić, że moment na wale silnika kaskady przy różnych prędkościach jest stały

$$M = \frac{P(1-s)}{\omega_0(1-s)} = \text{const.} \quad (15.12)$$

Ze względu na indukcyjny charakter odbiornika, jakim jest kaskada, pobór mocy związany jest z przesunięciem fazowym prądu względem napięcia o kąt φ . Obecność w obwodzie wirnika prostownika PW oraz duża indukcyjność dławika powodują odkształcenie prądu wirnika, a tym samym również prądu stojana silnika indukcyjnego. Odkształcenie wprowadza również zespół prostowników sterowany-transformator dopasowujący. Prąd pobierany przez układ kaskadowy jest więc prądem odkształconym, zawierającym wyższe harmoniczne, których wartość jest funkcją kąta załączenia tryistorów α w prostowniku PS i wartości momentu obciążenia M_o . Wypadkowy kąt fazowy układu φ_u zależy od kąta fazowego silnika oraz przekształtnika φ_p . W szczególności kąt fazowy przekształtnika φ_p zależy istotnie od kąta wysterowania

zaworów. W rezultacie układ kaskadowy, a zwłaszcza układ kaskady podstawowej jest źródłem wyższych harmonicznych i charakteryzuje się znacznym poborem mocy biernej. Na rysunku 15.6. przedstawiono przykładowe zależności poboru mocy biernej i czynnej przez układ kaskady podstawowej.



Rys. 15.6. Charakterystyki poboru mocy czynnej i biernej przez układ kaskady stałego momentu dla różnego poślizgu maksymalnego (różnego zakresu regulacji):
a) $s_{\max} = 0,3$, b) $s_{\max} = 0,5$

Dla maksymalnej prędkości kątowej moc bierna pobierana przez przekształtnik PS przyjmuje największą wartość

$$Q_{d\max} = S_{db}$$

oraz

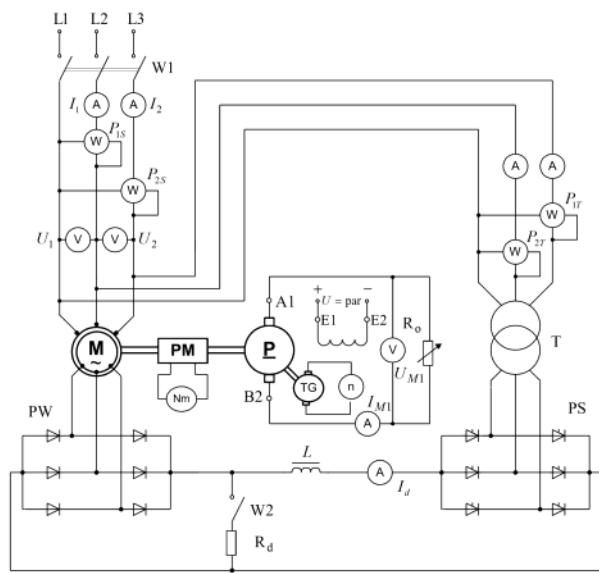
$$\frac{P_d}{S_d} = \cos \alpha = \frac{\cos \alpha_{\max}}{s_{0\max}} \cdot s, \\ \frac{Q_d}{S_d} = \sin \alpha = \sin \left[\arccos \left(\frac{\alpha_{\max}}{s_{0\max}} s \right) \right]. \quad (15.13)$$

Z zależności (15.13) wynika, że pobór mocy biernej poprzez przekształtnik PS znacznie rośnie wraz ze wzrostem prędkości silnika.

15.3. Instrukcja

15.3.1. Opis stanowiska laboratoryjnego

Schemat układu pomiarowego kaskady zaworowej przedstawiono na rysunku 15.7.



Rys. 15.7. Schemat układu laboratoryjnego kaskady zaworowej stałego momentu

Silnik indukcyjny pierścieniowy zasilany jest z sieci prądu przemiennego o stałych parametrach. W obwodzie wirnika znajduje się prostownik diodowy PW oraz rezistor rozruchowy R_d , włączany łącznikiem W2. Z sieci zasilającej prądu przemiennego zasilany jest także transformator T, współpracujący z przekształtnikiem tyristorowym PS. Po stronie zasilania silnika i transformatora zainstalowane są mierniki prądu, napięcia i mocy.

Z silnikiem kaskady sprzęgnięta jest mechanicznie prądnica obcowzbudna prądu stałego P, stanowiąca obciążenie układu napędowego. W czasie pracy kaskady prądnica oddaje energię do rezystora obciążenia R_o .

Złączanie kaskady do pracy odbywa się za pomocą włącznika W1. Po dokonanym rozruchu włącza się łącznik W2, odłączając rezistor rozruchowy.

Wartość napięcia wyjściowego E_d z przekształtnika PS reguluje się przez zmianę nastawy potencjometru regulacyjnego – zadajnika prędkości kątowej.

15.3.2. Wyznaczanie charakterystyki regulacyjnej kaskady

Charakterystyke regulacyjną, jako zależność prędkości kątowej od kąta wystęrowania α przekształtnika PS, należy wyznaczyć przy biegu jałowym silnika kaskady. Wyniki pomiarów należy zestawić w tabeli 15.1. Na podstawie pomiarów wykreślić zależność $\omega_m = f(\alpha)$. Oceń prawidłowy dobór napięcia wtórnego transformatora dopasowującego w porównaniu z wartością napięcia wirnika silnika indukcyjnego.

Tabela 15.1

Lp.	$U_{d\pi}$	U_d	α	n	ω	Uwagi
	V	V	°	obr/min	rd/s	

15.3.3. Wyznaczenie charakterystyk mechanicznych i sprawności układu otwartego kaskady zaworowej

Dla układu kaskady pokazanego na rysunku 15.7 należy wyznaczyć charakterystyki mechaniczne, a następnie sprawność i współczynnik mocy dla trzech różnych wartości kąta wystęrowania α , odpowiadającego trzem różnym prędkościami biegu jałowego kaskady. Wyniki pomiarów należy zestawić w tabeli 15.2.

Na podstawie wyników pomiarów wykreślić charakterystyki $\omega = f(M)$, $\eta = f(M)$ i $\cos \varphi = f(M)$.

Tabela 15.2

Lp.	<i>U</i>	<i>I₁</i>	<i>P_{1S}</i>	<i>P_{2S}</i>	<i>P_S</i>	<i>P_{1T}</i>	<i>P_{2T}</i>	<i>P_T</i>	<i>n</i>	ω	<i>M</i>	<i>I_{m1}</i>	<i>U_{m1}</i>	η	$\cos \varphi$
	V	A	W	W	W	W	W	W	obr/min	rd/s	Nm	A	V	-	-

15.3.4. Wyznaczanie charakterystyk mechanicznych i sprawności zamkniętego układu sterowania kaskady zaworowej

W zamkniętym układzie regulacji prędkości kątowej należy wyznaczyć charakterystyki mechaniczne, sprawność i współczynnik mocy układu dla trzech wartości zadanej prędkości biegu jalowego silnika kaskady.

Wyniki pomiarów zanotować w tabeli takiej, jak tabela 15.2. Na podstawie pomiarów należy wykreślić charakterystyki $\omega = f(M)$, $\eta = f(M)$ i $\cos \varphi = f(M)$. Porównać uzyskane wyniki dla układu otwartego oraz zamkniętego i omówić je. Porównać charakterystyki mechaniczne kaskady z charakterystyką naturalną silnika indukcyjnego.

15.4. Sprawozdanie

1. W sprawozdaniu należy zamieścić:
2. Parametry maszyn i urządzeń kaskady zaworowej.
3. Wykaz aparatury pomiarowej.
4. Wyznaczone charakterystyki mechaniczne i regulacyjne.
5. Omówienie uzyskanych wyników i ocenę regulacji prędkości w układzie kaskady podstawowej stałego momentu.
6. Własne spostrzeżenia i wnioski.

15.5. Zagadnienia kontrolne

1. Podać zasadę regulacji prędkości kątowej silnika pierścieniowego w układzie kaskady zaworowej stałego momentu.
2. Omówić zasadę pracy przekształtnika sterowanego w układzie kaskady zaworowej.
3. Podać rolę dławika w obwodzie pośrednim prądu stałego kaskady.
4. Omówić cel stosowania transformatora dopasowującego w kaskadzie stałego momentu.
5. Podać i omówić schemat zastępczy kaskady zaworowej na stały moment.

Literatura

- [1] Kędzior W., *Podstawy napędu elektrycznego*, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1980.
- [2] Koczara W., *Kaskadowe układy napędowe z przekształtnikami tyrystorowymi*, WNT, Warszawa 1978.
- [3] *Laboratorium napędu elektrycznego*, praca zbiorowa pod redakcją H. Bitela, PWN, Warszawa-Poznań 1977.
- [4] Sidorowicz J., Ruda A., Szulc Z., *Laboratorium napędu elektrycznego*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1996.

Zalety sterowania SI w układzie kaskady zavorowej
 $M=const$

- płynna regulacja prędkości kątowej
- szeroki zakres regulacji
- liniowość charakterystyk mechanicznych
- możliwość sterowania prędkością napędów grupowych oraz indywidualnych
- wysoka sprawność napędu (wraz z przekształtnikiem)

Wykład 15

poniedziałek, 20 stycznia 2020 12:45

Instrukcja: hamowanie silnika indukcyjnego



Ćwiczenie 9

Układy elektrycznego hamowania silników indukcyjnych

9.1. Program ćwiczenia

1. Poznanie metod i układów elektrycznego hamowania silników indukcyjnych.
2. Badanie właściwości i wyznaczenie charakterystyk silnika indukcyjnego podczas hamowania odzyskowego.
3. Badanie właściwości i wyznaczenie charakterystyk silnika indukcyjnego podczas hamowania przeciwwłączeniem.
4. Badanie właściwości i wyznaczenie charakterystyk silnika indukcyjnego podczas hamowania dynamicznego prądem stałym.
5. Badanie układów hamowania silnika indukcyjnego prądem stałym z zastosowaniem energoelektronicznych urządzeń do regulowanego hamowania.

9.2. Wiadomości teoretyczne

9.2.1. Wprowadzenie

Hamowanie elektryczne silnika indukcyjnego polega na wymuszeniu takiego stanu pracy, podczas którego moment elektromagnetyczny silnika jest skierowany prze-

Hamowanie elektryczne silnika indukcyjnego polega na wymuszeniu takiego stanu pracy, podczas którego moment elektromagnetyczny silnika jest skierowany przeciwnie do kierunku prędkości kątowej wirnika. Rozróżnia się następujące podstawowe metody hamowania elektrycznego silników indukcyjnych:

- hamowanie odzyskowe (generatorowe, prądnicowe, nadsynchroniczne),
- hamowanie przeciwłączeniem (przeciwprądowe, hamowanie prądem sieci),
- hamowanie dynamiczne prądem stałym,

- hamowanie dynamiczne prądem przemiennym (jednofazowe),
- hamowanie w układzie z przełączaną fazą stojana (hamowanie z odwróconą fazą stojana, hamowanie niesymetryczne).

Program niniejszego ćwiczenia nie obejmuje badania układów hamowania dynamicznego prądem przemiennym oraz hamowania w układzie z przełączaną fazą stojana, ponieważ te badania opisano w ćwiczeniu 10.

Dla wszystkich stanów pracy symetrycznego silnika indukcyjnego zasilanego napięciami trójfazowymi sinusoidalnie zmiennymi zależność momentu elektromagnetycznego silnika M_e od poślizgu s (z pominięciem wpływu rezystancji fazowej uzwojenia stojana) określa uproszczone równanie Klossa

$$M_e = M_e(s) = \frac{2M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}, \quad (9.1)$$

w którym:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}, \quad (9.2)$$

$$\omega_s = \frac{2\pi f_s}{p_b}, \quad n_s = \frac{60 f_s}{p_b}, \quad (9.3)$$

- M_k – moment krytyczny silnika,
 s_k – poślizg krytyczny silnika,
 ω_s, n_s – synchroniczna prędkość kątowa i obrotowa,
 ω, n – kątowa i obrotowa prędkość mechaniczna wirnika,
 f_s – częstotliwość napięcia zasilania,
 p_b – liczba par biegunków silnika.

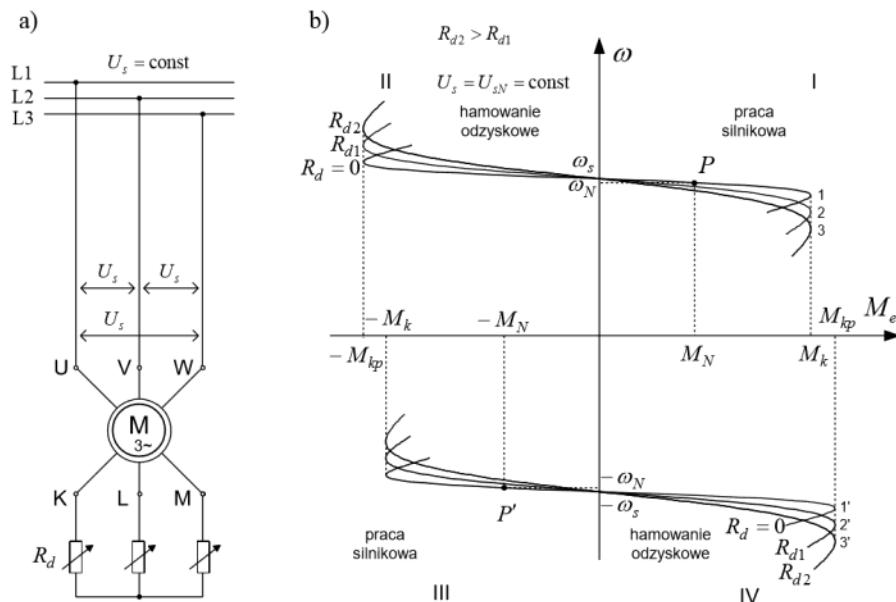
Równaniem Klossa (9.1) nie można się posługiwać w analizie stanów hamowania elektrycznego, w których silnik indukcyjny jest zasilany napięciem stałym lub napięciem przemiennym jednofazowym. Wyznaczenie zależności określającej moment elektromagnetyczny silnika wymaga w tych przypadkach wprowadzenia do analizy tzw. zastępczego stanu pracy silnika lub zastosowania metody składowych symetrycznych.

9.2.2. Hamowanie odzyskowe silnika indukcyjnego

Stan hamowania odzyskowego silnika indukcyjnego występuje wtedy, gdy silnik jest zasilany symetrycznym napięciem trójfazowym, a prędkość mechaniczna wirnika silnika jest większa od prędkości synchronicznej silnika ($\omega > \omega_s$ lub $n > n_s$), czyli poślizg silnika jest ujemny ($s < 0$). Z równania (9.1) wynika, że moment elektromagnetyczny silnika jest ujemny ($M_e < 0$).

tyczny silnika wytwarzany przy ujemnych wartościach poślizgu jest momentem hamującym ($M_e < 0$).

Podczas stanu hamowania odzyskowego silnik indukcyjny pracuje jak generator indukcyjny i dokonuje zamiany energii mechanicznej, dostarczanej przez układ mechaniczny, na energię elektryczną zwracaną następnie do sieci zasilającej. Do sieci jest zwracana tylko moc czynna, z sieci natomiast stale jest pobierana moc bierna, wymagana dotworzenia w szczelinie silnika wirującego pola magnetycznego. Układ połączeń obwodów i charakterystyki mechaniczne silnika indukcyjnego pierścieniowego $\omega = f(M_e)$ dla stanu pracy silnikowej i hamowania odzyskowego przedstawiono na rysunku 9.1.



Rys. 9.1. Hamowanie odzyskowe silnikiem indukcyjnym:
a) układ połączeń silnika podczas pracy silnikowej i hamowania odzyskowego,
b) charakterystyki mechaniczne silnika dla stanu pracy silnikowej i hamowania odzyskowego

Charakterystyki mechaniczne dla stanu hamowania odzyskowego są położone w II i IV kwadrancie układu współrzędnych (ω, M_e) i są przedłużeniem charakterystyk dla stanu pracy silnikowej. Charakterystyki 1, 1' są charakterystykami naturalnymi, a charakterystyki 2, 3 i 2', 3' są charakterystykami sztucznymi, które uzyskuje się przez włączenie do obwodu wirnika silnika indukcyjnego pierścieniowego dodatkowych rezystorów trójfazowych R_d .

Stan hamowania odzyskowego można uzyskać wtedy, gdy:

- silnik indukcyjny napędza maszynę roboczą o czynnym momencie oporowym, powodującym zwiększenie prędkości mechanicznej wirnika ponad prędkość synchroniczną (np. napęd mechanizmu opuszczania w dźwignicy, napęd przenośnika taśmowego transportującego w dół itp.),
- zostanie wymuszone zmniejszenie prędkości synchronicznej silnika poniżej prędkości mechanicznej wirnika (w silniku indukcyjnym wielobiegowym przez przełączenie uzwojenia stojana z mniejszej na większą liczbę par biegunów, a w silniku sterowanym częstotliwościowo przez odpowiednie zmniejszenie częstotliwości napięcia zasilania).

9.2.3. Hamowanie silnika indukcyjnego przeciwwiązaniem

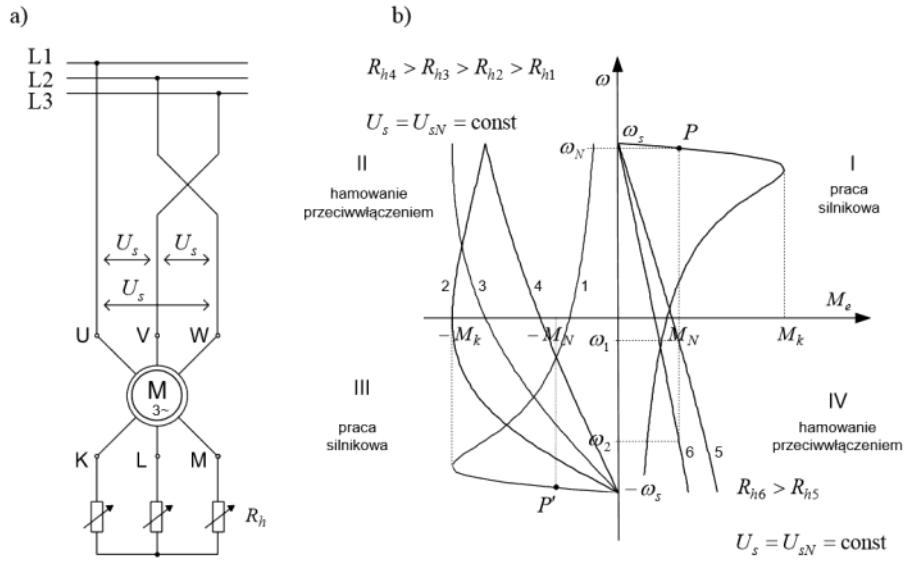
Zasada hamowania przeciwwiązaniem silnika indukcyjnego polega na wymuszeniu pracy silnika, w której kierunek prędkości synchronicznej (wirowania pola magnetycznego w szczelinie) jest przeciwny do kierunku prędkości mechanicznej wirnika. Silnik pracuje wtedy przy poślizgach $s > 1$, a moment elektromagnetyczny silnika jest momentem hamującym.

Stan hamowania przeciwwiązaniem może być uzyskany w następujących dwóch przypadkach:

- gdy uzwojenie stojana zostanie odłączone od sieci trójfazowej i ponownie załączone po zmianie kolejności faz,
- gdy moment oporowy maszyny ma charakter czynny i jest dostatecznie duży do wywołania ruchu wirnika w kierunku przeciwnym do kierunku ruchu wirującego pola magnetycznego w szczelinie silnika (w tym przypadku nie dokonuje się przełączenia uzwojenia stojana na inną kolejność faz), np. napęd mechanizmu wciągarki dźwignicy podczas opuszczania ciężaru.

Układ połączeń i charakterystyki mechaniczne $\omega = f(M_e)$ silnika indukcyjnego dla stanu hamowania przeciwwiązaniem przedstawiono na rysunku 9.2. Charakterystyki mechaniczne dla hamowania przeciwwiązaniem, uzyskiwane przez przełączenie uzwojenia stojana na inną kolejność faz, są częściami charakterystyk 1, 2, 3 i 4, położonych w II kwadrancie układu współrzędnych (ω, M_e).

Z przebiegu charakterystyki 1. wynika, że hamowanie przeciwwiązaniem z wykorzystaniem pracy silnika na charakterystyce naturalnej ($R_h = 0$) może być mało skuteczne, gdyż wartości wytwarzanych wtedy momentów hamujących nie są duże. Korzystniejsze przebiegi charakterystyk hamowania 2, 3 i 4 można otrzymać dla silnika indukcyjnego pierścieniowego połączonego do obwodu wirnika dodatkowych rezystorów hamowania R_h . Przebiegi charakterystyk mechanicznych 5 i 6 są położone w IV kwadrancie układu współrzędnych (ω, M_e) i dotyczą stanu hamowania przeciwwiązaniem, uzyskiwanego bez zmiany kolejności faz zasilania.



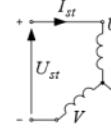
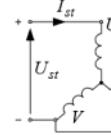
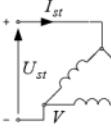
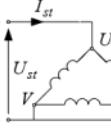
Rys. 9.2. Hamowanie przeciwłączeniem silnikiem indukcyjnym:
a) układ połączeń silnika podczas hamowania,
b) charakterystyki mechaniczne silnika dla stanu pracy silnikowej i hamowania przeciwłączeniem

Podczas hamowania przeciwłączeniem do silnika indukcyjnego jest doprowadzana od strony wału energia mechaniczna, a od strony sieci energia elektryczna. Doprowadzone z obu stron energie są zamieniane na energię strat mocy elektrycznej, wytracaną w uzwojeniach silnika i w dołączonych do wirnika rezystorach hamujących. Do istotnych wad tego sposobu hamowania należy pobór dużych prądów i dużej mocy z sieci zasilającej oraz duże ilości ciepła wydzielanego podczas hamowania.

9.2.4. Hamowanie dynamiczne silnika indukcyjnego prądem stałym

Zasada dynamicznego hamowania silnika indukcyjnego prądem stałym polega na odłączeniu uzwojenia stojana od sieci trójfazowej i przyłączeniu tego uzwojenia do źródła napięcia stałego. Zasilane prądem stałym uzwojenie stojana wytwarza w szczelinie silnika nieruchome pole magnetyczne. W uzwojeniach fazowych wirnika wirującego w tym polu są indukowane siły elektromotoryczne, wywołujące przepływ prądów fazowych wirnika. Wzajemne oddziaływanie pola magnetycznego w szczelinie silnika i prądów fazowych wirnika powoduje wytwarzanie momentu elektromagnetycznego skierowanego zawsze przeciwnie do kierunku prędkości wirnika, czyli

o działaniu hamującym. Podczas hamowania do silnika jest doprowadzana energia mechaniczna, która jest zamieniana na energię strat mocy wytracanej na rezystancjach uzwojeń fazowych wirnika i dołączonych do wirnika rezystorach hamowania R_h . Układy połączeń uzwojeń fazowych stojana silnika stosowane podczas tego hamowania przedstawiono na rysunku 9.3.

Układ połączeń uzwojenia stojana				
$K = \frac{I_{se}}{I_{st}}$	$\sqrt{\frac{3}{2}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$
U_{st}	$2R_s I_{st}$	$\frac{3}{2} R_s I_{st}$	$\frac{2}{3} R_s I_{st}$	$\frac{1}{2} R_s I_{st}$

Rys. 9.3. Układy połączeń uzwojenia stojana silnika indukcyjnego podczas hamowania dynamicznego prądem stałym oraz wartości współczynnika K i napięcia stałego U_{st} dla tych układów

W analizie teoretycznej silnika stan hamowania prądem stałym jest zastępowany przez stan pracy silnika zasilanego równoważnym, trójfazowym prądem przemiennym. Wartość skuteczna prądu równoważnego I_{se} jest wyznaczana z warunku równości przepływu magnetycznych wytwarzanych przez uzwojenie stojana zasilane równoważnym prądem przemiennym i rzeczywistym prądem stałym. Z warunku tego otrzymuje się

$$I_{se} = K I_{st}, \quad (9.4)$$

gdzie:

K – współczynnik stały, zależny od układu połączeń uzwojeń fazowych stojana podczas hamowania,

I_{st} – wartość ustalona prądu stałego zasilającego uzwojenie stojana silnika.

Moment elektromagnetyczny silnika indukcyjnego M_{eh} podczas hamowania prądem stałym w funkcji prędkości względnej v silnika określa równanie [1], [3]

$$M_{eh} = M_{eh}(v) = \frac{3}{\omega_s} \frac{\frac{R'_r + R'_h}{v}}{\left(\frac{R'_r + R'_h}{v} \right)^2 + (X_m + X'_{r\sigma})^2} X_m^2 I_{se}^2 = \frac{2M_{ehk}}{\frac{v}{v_k} + \frac{v_k}{v}}, \quad (9.5)$$

w którym:

$$M_{ehk} = -\frac{3}{2\omega_s} \frac{X_m^2}{X_m + X'_{r\sigma}} I_{se}^2, \quad v_k = \frac{R'_r + R'_h}{X_m + X'_{r\sigma}}, \quad (9.6)$$

M_{ehk} – moment krytyczny silnika podczas hamowania prądem stałym,
 $v = \omega/\omega_s$ – prędkość względna silnika,
 v_k – krytyczna prędkość względna silnika,
 R'_r, R'_h – rezystancja fazowa wirnika i rezystancja hamowania w obwodzie wirnika,
 $X_m, X'_{r\sigma}$ – reaktancja magnesowania silnika i reaktancja rozproszenia wirnika.
Indeksem górnym ' oznaczono wielkości wirnika przeliczone na stronę stojana.

Z równań tych wynika, że moment hamujący silnika M_{eh} jest proporcjonalny do kwadratu prądu równoważnego stojana I_{se} , czyli do kwadratu prądu stałego I_{st} , wymuszaneego w uzwojeniu stojana i zmienia się nieliniowo w funkcji prędkości względnej v .

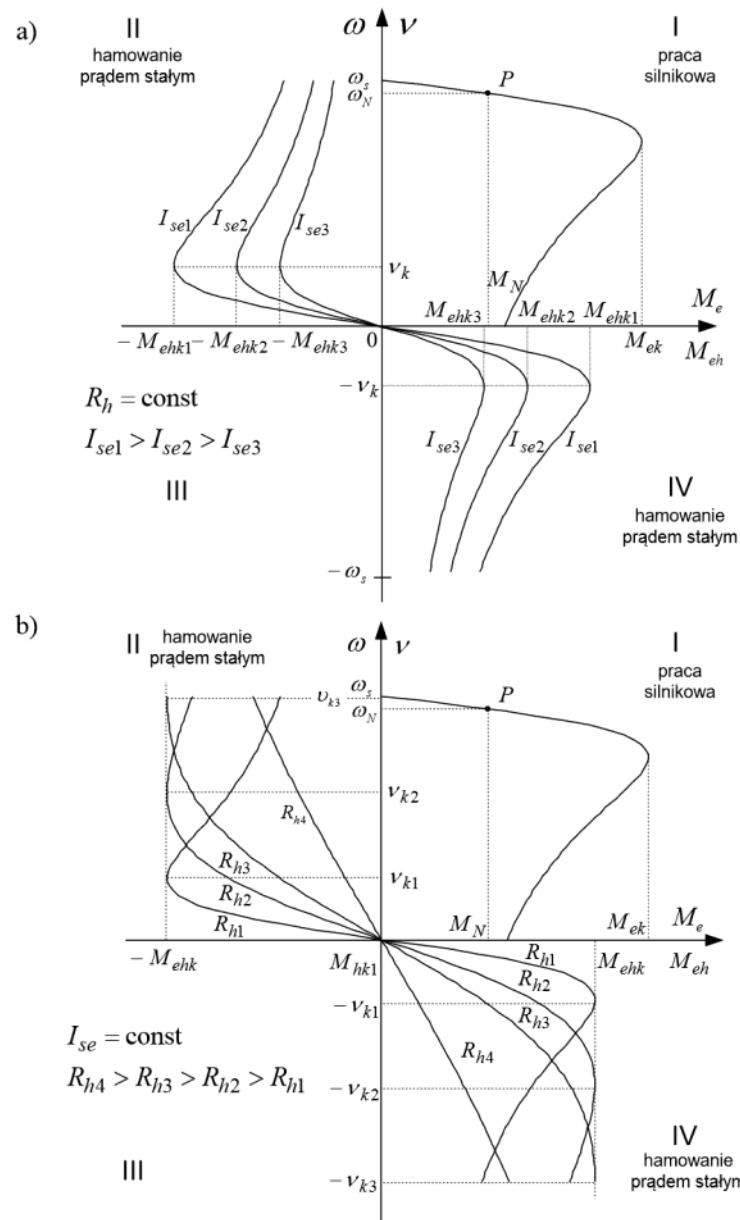
Maksymalna wartość momentu hamującego M_{ehk} (moment krytyczny) występuje przy prędkości względnej wirnika równej prędkości krytycznej v_k . Krytyczna prędkość względna v_k zależy tylko od parametrów elektromagnetycznych, a nie zależy od prądu równoważnego I_{se} .

Istnieją następujące metody sterowania momentem hamującym M_{eh} podczas hamowania prądem stałym:

- przez zmianę prądu I_{se} , czyli prądu stałego I_{st} wymuszanego w uzwojeniu stojana,
- przez zmianę trójfazowej rezystancji hamowania R_h dodłączanej do obwodu wirnika (tylko w przypadku silnika indukcyjnego pierścieniowego).

Przebiegi charakterystyk mechanicznych silnika indukcyjnego $\omega = f(M_{eh})$ podczas hamowania prądem stałym przedstawiono na rysunku 9.4. Charakterystyki te są położone w II i IV kwadrancie układu współrzędnych (ω, M_{eh}). Wszystkie charakterystyki hamowania przechodzą przez początek układu współrzędnych, czyli przy prędkości równej zeru nie jest wytworzany moment hamujący.

Na rysunku 9.4a pokazano rodzinę charakterystyk mechanicznych $\omega = f(M_{eh})$ dla różnych wartości równoważnego prądu stojana $I_{se} = \text{var}$ i stałej wartości rezystancji hamowania w obwodzie wirnika $R_h = \text{const}$, a na rysunku 9.4b dla stałej wartości prądu równoważnego $I_{se} = \text{const}$ i różnych wartości rezystancji hamowania w obwodzie wirnika $R_h = \text{var}$. Przedstawione charakterystyki hamowania zostały wyznaczone na podstawie zależności (9.5), przy założeniu, że parametry silnika są stałe. W rzeczywistych układach hamowania przy wymuszaniu dużych wartości prądu stałego w uzwojeniu stojana może wystąpić zmienność reaktancji silnika, spowodowana zmiennością nasycenia obwodu magnetycznego silnika. Wpływ nasycenia powoduje zmniejszenie wartości bezwzględnych momentów hamowania (nawet o kilkadziesiąt procent), czyli zmniejszenie skuteczności układu hamowania.



Rys. 9.4. Charakterystyki mechaniczne silnika indukcyjnego podczas hamowania prądem stałym:
a) dla $R_h = \text{const}$, $I_{se} = \text{var}$, b) dla $R_h = \text{var}$, $I_{se} = \text{const}$

9.2.5. Energoelektroniczne układy regulowanego hamowania prądem stałym silników indukcyjnych

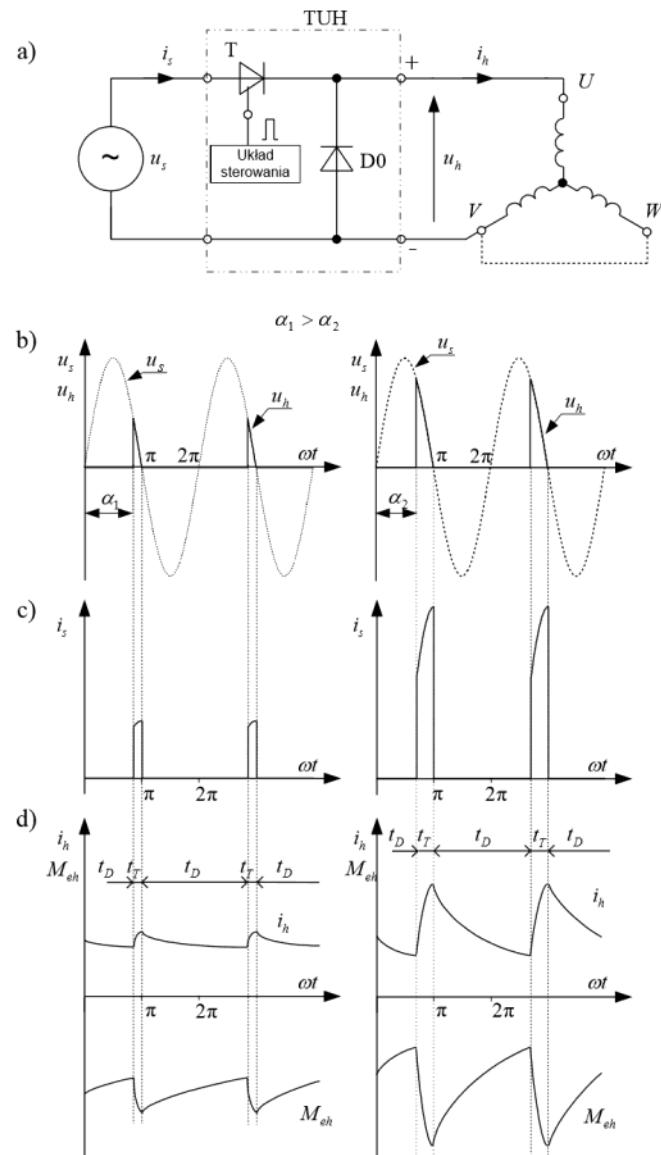
W nowoczesnych układach napędowych często potrzebne jest sterowanie momentem hamującym w celu uzyskania możliwości sterowania wartością czasu lub drogi hamowania, odpowiednio do potrzeb maszyny roboczej lub procesu technologicznego. Wymagania te mogą być spełnione przez zastosowanie energoelektronicznych układów do regulowanego hamowania prądem stałym. Wybrane układy przekształtnikowe stosowane do tego hamowania przedstawiono na rysunkach 9.5 i 9.6.

W układzie regulowanego hamowania na rysunku 9.5a zastosowano przekształtnik TUH, wykonany jako prostownik sterowany jednopulsowy, złożony z tyristora T i diody zerowej D0. Prostownik ten jest sterowany fazowo przez zmianę kąta załączenia α tyristora T przy dodatniej półfali napięcia przemiennego sieci $u_s(t)$. Po załączeniu tyristora T następuje szybkie narastanie prądu i_h w uzwojeniu stojana silnika. Przewodzenie tyristora T trwa aż do momentu komutacji naturalnej w chwili przejścia napięcia sieci z dodatniej do ujemnej półfali. Wtedy przewodzi dioda zerowa D0, aż do momentu ponownego wysterowania tyristora T. Podczas przewodzenia diody zerowej uzwojenie stojana jest zwarte i prąd w tym uzwojeniu stopniowo zanika. Prąd wymuszany w uzwojeniu stojana ma zatem przebieg pulsujący i jest złożony z przepadów przewodzenia tyristora i przewodzenia diody zerowej. Przebiegi chwilowe napięcia zasilającego uzwojenie stojana u_h , prądu pobieranego z sieci i_s , prądu wymuszanego w uzwojeniu stojana i_h i momentu elektromagnetycznego silnika M_{eh} dla różnych wartości kąta załączenia tyristora (przy założeniu komutacji natychmiastowej zaworów) przedstawiono na rysunku 9.5b–d.

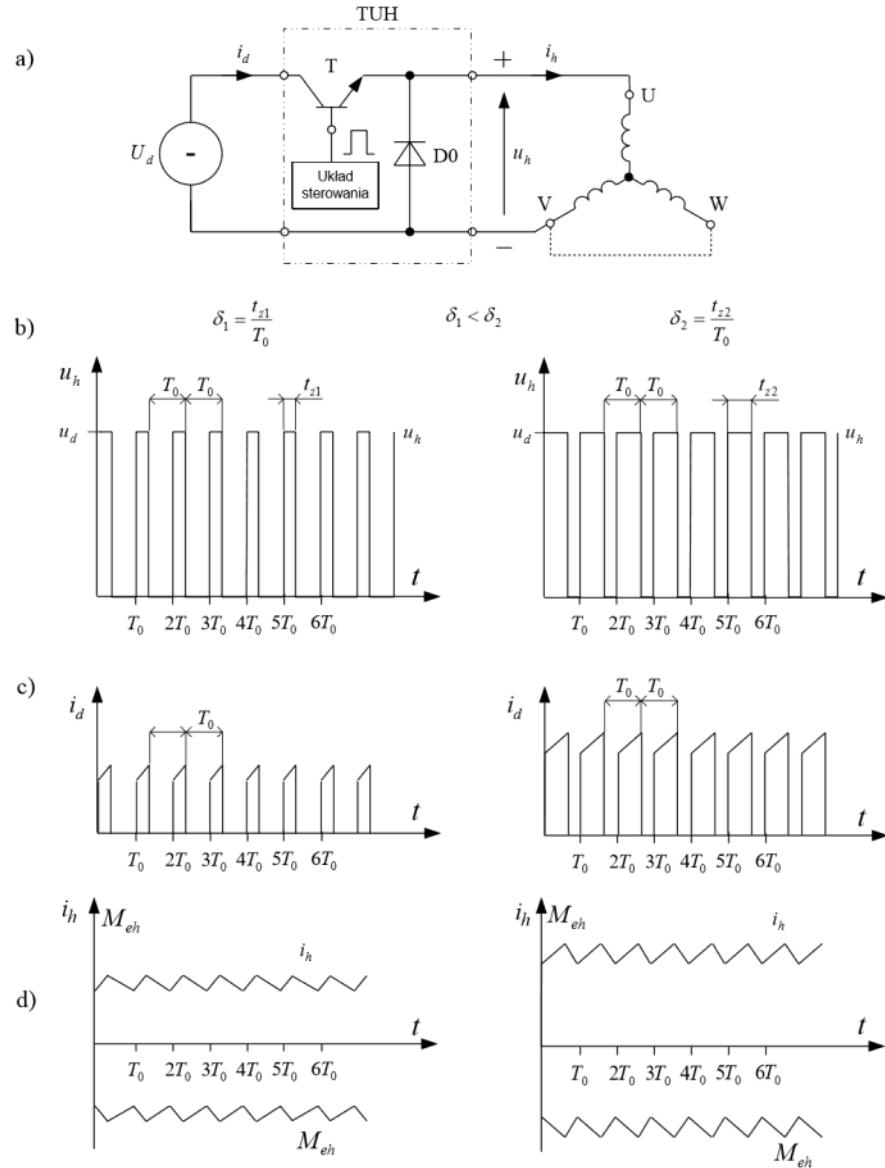
Wadą tego układu hamowania są znaczne oscylacje prądu w uzwojeniu stojana i_h oraz momentu elektromagnetycznego silnika M_{eh} podczas hamowania, zaletą natomiast jest prostota i niski koszt układu oraz możliwość bezpośredniego zasilania z sieci niskiego napięcia, bez konieczności stosowania transformatora obniżającego napięcie.

W układzie regulowanego hamowania przedstawionym na rysunku 9.6a zastosowano przekształtnik TUH wykonany jako sterownik napięcia stałego (przerywacz okresowy). Sterownik ten jest złożony z tranzystora mocy T (klucza tranzystorowego lub tyristorowego) oraz diody zerowej D0 i jest zasilany napięciem stałym o wartości U_d . Zasada sterowania prądem stałym zasilającym uzwojenie stojana jest oparta na modulacji szerokości impulsów napięcia na wyjściu sterownika. W każdym okresie pracy sterownika T_0 występują dwa przedziały: t_{z1} i t_{z2} .

W przedziale t_{z1} przewodzi tranzystor T i prąd w uzwojeniu stojana jest wymuszany przez napięcie U_d zasilające sterownik. W następnym przedziale czasu t_{z2} tranzystor T jest zablokowany i przewodzi dioda zerowa D0. Stosowane zwykle częstotliwości łączzeń sterownika są duże (powyżej kilkuset herców), co zapewnia, że prąd i_h wymuszany w uzwojeniu stojana i moment elektromagnetyczny M_{eh} zmieniają się w sposób ciągły i mają nieznaczną amplitudę oscylacji.



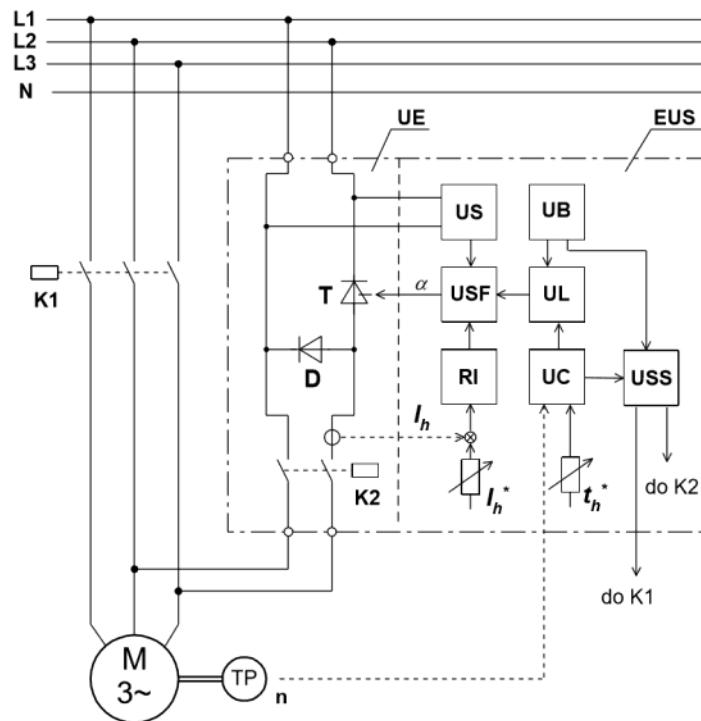
Rys. 9.5. Zasada pracy i przebiegi chwilowe wielkości elektromagnetycznych dla układu regulowanego hamowania o sterowaniu fazowym: a) schemat obwodów głównych układu, b) przebiegi chwilowe napięcia sieci zasilającej $u_s = f(\omega t)$ i napięcia zasilającego uzwojenie stojana $u_h = f(\omega t)$, c) przebiegi chwilowe prądu sieci $i_s = f(\omega t)$, d) przebiegi chwilowe prądu hamowania $i_h(\omega t)$ i momentu elektromagnetycznego silnika $M_{eh} = f(\omega t)$



Rys. 9.6. Zasada pracy i przebiegi chwilowe wielkości elektromagnetycznych dla układu regulowanego hamowania o sterowaniu impulsowym: a) schemat obwodów głównych układu, b) przebiegi chwilowe napięcia u_h zasilającego uzwojenie stojana, c) przebiegi chwilowe prądu i_d pobieranego ze źródła zasilania sterownika, d) przebiegi chwilowe prądu hamowania i_h i momentu elektromagnetycznego silnika M_{eh}

Na rysunku 9.6b-d przedstawiono przebiegi chwilowe napięcia zasilającego uzwojenie stojana u_h , prądu pobieranego ze źródła i_d , prądu zasilającego uzwojenie stojana i_h i momentu elektromagnetycznego silnika M_{eh} dla różnych wartości współczynnika względnego czasu przewodzenia sterownika $\delta = t_z/T_0$.

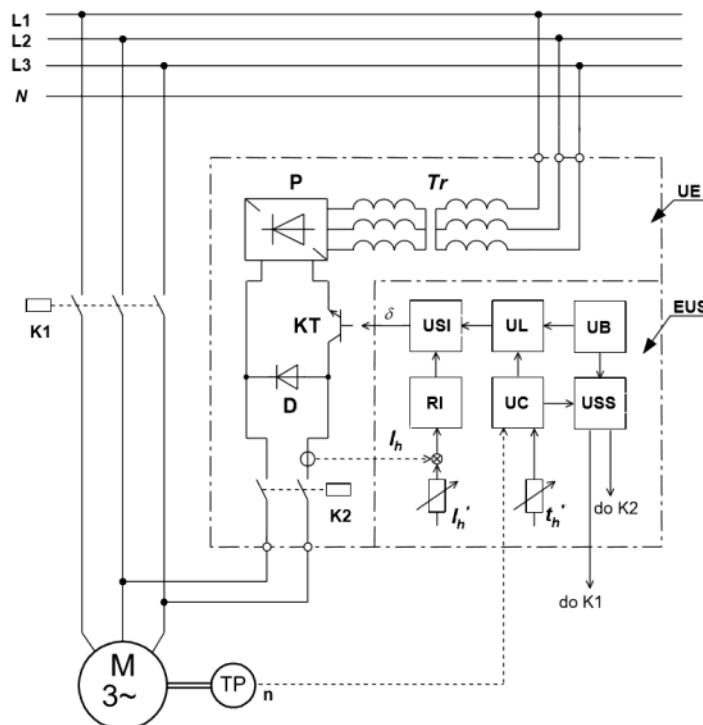
Wadą tego układu hamowania jest konieczność zasilania obwodu wejściowego sterownika ze źródła napięcia stałego, najczęściej za pomocą układu złożonego z transformatora i prostownika niesterowanego, zasilanego z sieci prądu przemiennego. Takie wykonanie układu regulowanego hamowania ze względu na większy koszt jest zalecane w przypadku potrzeby jednoczesnego hamowania napędów wielosilnikowych (np. grupy silników pracujących w linii technologicznej, wielosilnikowych napędów obrabiarek). Do hamowania poszczególnych silników są przeznaczone wtedy oddzielne sterowniki, zasilane napięciem wyprostowanym ze wspólnego układu prostowniczego.



Rys. 9.7. Schemat tyristorowego urządzenia o sterowaniu fazowym do hamowania dynamicznego silnika indukcyjnego prądem stałym

W zastosowaniach przemysłowych przedstawione układy energoelektroniczne są wykorzystywane jako specjalne urządzenia energoelektroniczne do regulowanego hamowania.

wania prądem stałym. Urządzenia te są wyposażone w układ sterowania wartością prądu hamowania w uzwojeniu stojana oraz w inne układy sterujące, zapewniające automatyzację wszystkich czynności łączniowych silnika oraz realizację prawidłowego przebiegu procesu hamowania. Schemat tyristorowego urządzenia o sterowaniu fazowym przedstawiono na rysunku 9.7, a schemat tranzystorowego urządzenia o sterowaniu impulsowym na rysunku 9.8.

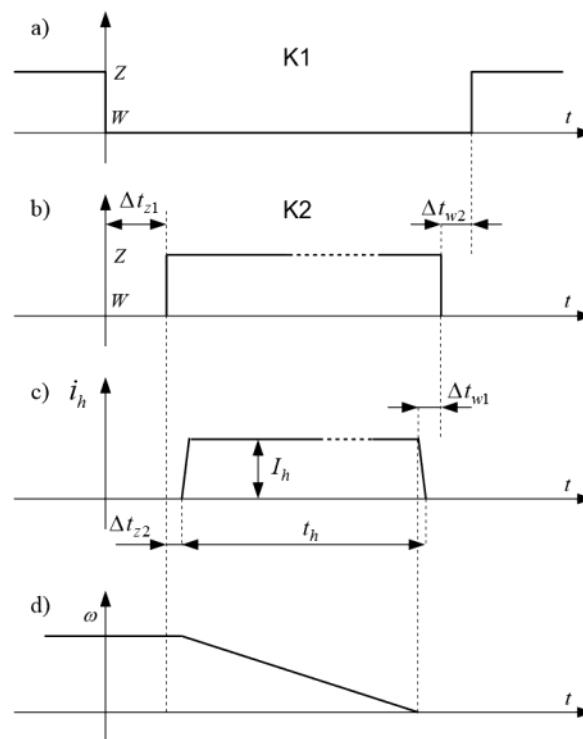


Rys. 9.8. Schemat tranzystorowego urządzenia o sterowaniu impulsowym do hamowania dynamicznego silnika indukcyjnego prądem stałym

Każde z tych urządzeń ma budowę modulową i składa się z modułu układu energoelektronicznego UE i modułu elektronicznego układu sterowania EUS. W układzie sterowania EUS zastosowano potencjometry regulacyjne pozwalające użytkownikowi na dopasowanie urządzenia do potrzeb układu napędowego. Potencjometr I_h^* służy do nastawiania żądanej wartości średniej prądu stałego, wymuszanego w uzwojeniu stojana podczas hamowania, a przez to wartości wytwarzanego momentu hamowania. Potencjometr t_h^* służy do nastawiania przedziału czasu, przez który w uzwojeniu sto-

jana będzie wymuszany przepływ prądu stałego. Wartość tego czasu powinna być tak dobrana, aby był on nieco dłuższy od czasu potrzebnego do zatrzymania układu napędowego. Po upływie tego czasu układ sterowania blokuje układ energoelektroniczny i przerywa wymuszanie przepływu prądu stałego w uzwojeniu stojana. Ma to na celu wyeliminowanie zbytecznego nagrzewania silnika przez prąd w uzwojeniu stojana po zatrzymaniu układu napędowego.

Na rysunku 9.9 przedstawiono diagram ilustrujący sekwencję czynności łączeniowych oraz przedziały czasowe pracy poszczególnych obwodów iłączników zastosowanych w tych urządzeniach energoelektronicznych.



Rys. 9.9. Diagram sekwencji pracy urządzeń do regulowanego hamowania:
a) styczniak sieciowy K1, b) styczniak hamowania K2, c) przebieg chwilowy prądu hamowania i_h ,
d) przebieg chwilowy prędkości kątowej silnika ω

Rozpoczęcie procesu hamowania następuje od chwili odczepienia przez styczniak K1 uzwojenia stojana silnika od sieci trójfazowej. Następnie ze zwłoką czasową Δt_{z1} (wymaganą do zaniku wpływu pola resztkowego wirnika) jest załączany styczniak K2,

przyłączający urządzenie energoelektroniczne do uzwojenia stojana silnika. Stycznik K2 jest załączany i wyłączany w stanie bezprądowym w celu wyeliminowania możliwości awarii spowodowanych przerywaniem dużych wartości prądu stałego. Obwód sterowania przepływem prądu hamowania zostaje odblokowany ze zwłoką czasową Δt_{z2} dopiero po zamknięciu styków K2. W uzwojeniu stojana jest wymuszany wtedy przepływ prądu stałego I_h o wartości nastawionej uprzednio potencjometrem I_h^* . Po upływie nastawionego potencjometrem t_h^* czasu trwania hamowania następuje zablokowanie układu sterowania i przerwanie wymuszania prądu w uzwojeniu stojana. Otwarcie stycznika K2 i odłączenie urządzenia do hamowania od silnika następuje ze zwłoką czasową Δt_{w1} . Silnik może być ponownie załączony do sieci trójfazowej po upływie krótkiej zwłoki czasowej Δt_{w2} .

9.3. Instrukcja

9.3.1. Opis stanowiska pomiarowego

Schemat układu pomiarowego do badań charakterystyk statycznych silnika indukcyjnego w stanach hamowania odzyskowego, hamowania przeciwwiązaniem i hamowania dynamicznego prądem stałym przedstawiono na rysunku 9.10. Układ pomiarowy składa się z trójfazowego silnika indukcyjnego pierścieniowego M sprężonego mechanicznie z maszyną pomocniczą prądu stałego M_p . Podczas pomiarów charakterystyk hamowania maszyna M_p pracuje jako obcowzburdny silnik prądu stałego, którego twornik jest zasilany regulowanym napięciem stałym. W przypadku wyznaczania charakterystyk silnika M dla stanów pracy silnikowej, maszyna M_p pracuje jako obcowzburdna prądnica prądu stałego obciążona rezystorem R_o o nastawianej rezystancji. Z walem mechanicznym silnika M jest sprężona tachoprądnica TP z miernikiem prędkości obrotowej. Do pomiaru momentu mechanicznego na wale silnika może być zastosowany przetwornik momentu mechanicznego PM z miernikiem momentu mechanicznego. W razie braku tego przetwornika moment mechaniczny na wale silnika wyznacza się na podstawie pomiarów mocy z podanych poniżej zależności:

1. Podczas badania stanów hamowania odzyskowego, hamowania przeciwwiązaniem i stanów pracy silnikowej moment elektromagnetyczny silnika M_e przy danej prędkości kątowej silnika ω oblicza się z wzorów:

$$M_e = M_e(\omega) = \frac{P_e(\omega)}{\omega_s}, \quad (9.7)$$

$$P_e(\omega) = P_s \pm \Delta P = P_s \pm (3R_s I_s^2 + \Delta P_{Fe}), \quad P_s = P_1 + P_2, \quad (9.8)$$

w których:

- P_s – suma algebraiczna wskazań mocy watomierzy P_1 i P_2 ,
- I_s – prąd fazowy stojana (wartość średnia wskazań amperomierzy I_1, I_2, I_3),
- R_s – rezystancja fazowa stojana,
- ΔP_{Fe} – straty w żelazie silnika indukcyjnego.

Znak „+” w równaniu (9.8) obowiązuje dla hamowania odzyskowego, a znak „–” dla hamowania przeciwwłączeniem i stanów pracy silnikowej silnika M.

2. Podczas badania stanów hamowania prądem stałym moment mechaniczny M na wale silnika indukcyjnego przy danej prędkości kątowej silnika ω oblicza się według wzorów:

$$M = M(\omega) = \frac{P(\omega)}{\omega}, \quad (9.9)$$

$$P(\omega) = U_{tp} I_{tp} + \Delta P = U_{tp} I_{tp} + (R_{tp} I_{tp}^2 + \Delta P_{Fep} + \Delta P_m), \quad (9.10)$$

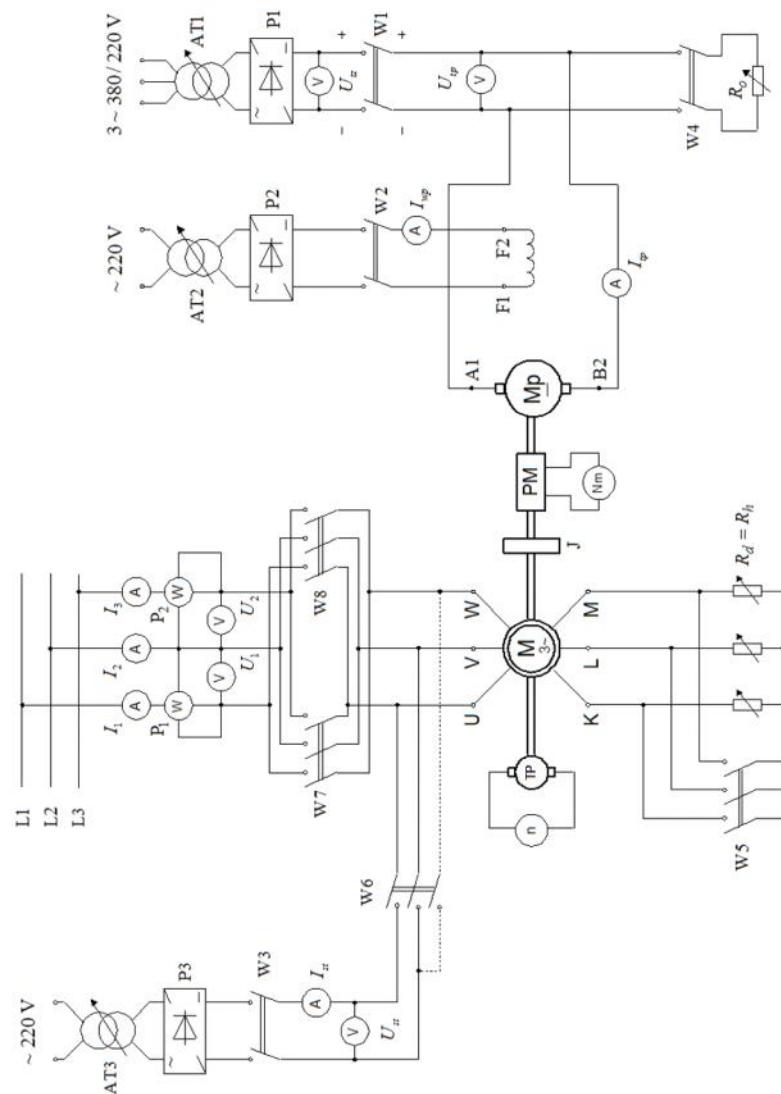
w których:

- U_{tp}, I_{tp} – napięcie i prąd twornika maszyny pomocniczej,
- R_{tp} – rezystancja twornika maszyny pomocniczej,
- ΔP_{Fep} – straty w żelazie maszyny pomocniczej przy napięciu U_{tp} ,
- ΔP_m – straty mechaniczne układu napędowego.

9.3.2. Badanie silnika indukcyjnego podczas hamowania odzyskowego

Badania wykonuje się w układzie pomiarowym przedstawionym na rysunku 9.10. Stan hamowania odzyskowego uzyskuje się wymuszając za pośrednictwem maszyny pomocniczej M_p pracę silnika M przy prędkościach nadsynchronicznych ($n > n_s$).

Uruchomienie układu pomiarowego rozpoczyna się od załączenia silnika indukcyjnego M z dołączonym do obwodu wirnika rezystorem trójfazowym R_d , pełniącym rolę rozrusznika. Po zakończeniu rozruchu należy przejść do pracy silnika na charakterystyce naturalnej (rezistor R_d zwarty łącznikiem W5). Przy otwartym łączniku W1 nastawić autotransformatorem AT1 napięcie U_{tz} równe wartości znamionowej napięcia twornika U_{tpN} maszyny M_p . Następnie załączyć obwód wzbudzenia maszyny M_p i przez zmianę prądu wzbudzenia I_{wp} doprowadzić do stanu, w którym po obu stronach łącznika W1 zostanie spełniony warunek równości napięć $U_{tp} = U_{tz}$ oraz warunek zgodnej bieguności tych napięć. Po sprawdzeniu, że te dwa warunki są spełnione, zamknąć łącznik W1. Następnie przez stopniowe zmniejszanie prądu wzbudzenia I_{wp} zwiększać prędkość mechaniczną dla wymuszenia pracy silnika M w zakresie hamowania odzyskowego.



Rys. 9.10. Schemat układu pomiarowego do wyznaczania charakterystyki silnika indukcyjnego w stanach hamowania odzyskowego, hamowania przeciwzwiązaniem i hamowania dynamicznego prądem stałym

Kolejne punkty charakterystyk hamowania odzyskowego wyznacza się przez nastawianie prądem wzbudzenia I_{wp} różnych wartości prędkości nadsynchronicznych silnika M. Podczas pomiarów prądy silnika M i maszyny Mp nie powinny przekraczać 120% wartości znamionowej, a prędkość kątowa układu napędowego powinna być mniejsza od dopuszczalnej. W przedstawiony sposób wykonać też pomiary charakterystyk sztucznych silnika M z rezystancjami R_d w obwodzie wirnika (łącznik W5 otwarty). W razie potrzeby pomiarowego wyznaczenia charakterystyk silnika M dla stanów pracy silnikowej należy silnik obciążać maszyną Mp, pracującą jak prądnica obcowzbudna, obciążona rezystorem nastawnym R_o (łącznik W4 zamknięty, a W1 otwarty).

Na podstawie wyników pomiarów należy wykreślić przebiegi charakterystyk hamowania silnikiem indukcyjnym $\omega = f(M)$, $I_s = f(\omega)$, $P = f(\omega)$ dla stanu hamowania odzyskowego i pracy silnikowej.

9.3.3. Badanie silnika indukcyjnego podczas hamowania przeciwwiązaniem

Badanie stanów hamowania przeciwwiązaniem silnika indukcyjnego wykonuje się w układzie pomiarowym przedstawionym na rysunku 9.10. Silnik indukcyjny M podczas tych stanów hamowania jest napędzany przez maszynę pomocniczą Mp.

Przed rozpoczęciem badań należy dokonać załączeń do sieci silnika M na biegu jalowym kolejno za pomocąłączników W7 i W8, a następnie na podstawie obserwacji kierunku wirowania wirnika określić kierunki prędkości synchronicznych silnika (pola wirującego), odpowiadające załączeniom tychłączników.

Uruchomienie układu napędowego rozpoczyna się od załączenia i rozruchu napięciowego maszyny Mp aż do wartości napięcia twornika równej lub zbliżonej do wartości znamionowej U_{tpN} . Należy zaobserwować kierunek prędkości wału napędowego, a następnie zamknąć ten złączników (W7 lub W8), przy którym kierunek prędkości pola wirującego będzie przeciwny do kierunku prędkości mechanicznej wirnika. W obwodzie wirnika silnika M powinien być wtedy włączony trójfazowy rezistor o rezystancji $R_d = R_h$, dla której będą wyznaczane charakterystyki hamowania.

Pomiary charakterystyk silnika M podczas hamowania przeciwwiązaniem wyznacza się dla prędkości kątowych silnika zawartych w przedziale $0 \leq \omega \leq \omega_s$. Wartości tych prędkości są nastawiane przez zmniejszanie napięcia twornika U_{tp} maszyny Mp. Przedstawiona procedura pomiarów może zostać powtórzona dla kilku nastawień wartości rezystancji hamowania R_h w obwodzie wirnika silnika M. Na podstawie wyników pomiarów należy wyznaczyć przebiegi charakterystyk silnika indukcyjnego dla stanu hamowania przeciwwiązaniem: $\omega = f(M)$, $I_s = f(\omega)$, $P = f(\omega)$, dla różnych wartości rezystancji hamowania R_h w obwodzie wirnika.

9.3.4. Badanie silnika indukcyjnego podczas hamowania dynamicznego prądem stałym

Badania stanów hamowania prądem stałym silnika indukcyjnego M wykonuje się w układzie pomiarowym przedstawionym na rysunku 9.10. Silnik M jest napędzany przez maszynę pomocniczą Mp pracującą jako silnik obcowzburdny prądu stałego. Podczas pomiarów trójfazowe uzwojenie stojana silnika M jest odłączone od sieci trójfazowej i zasilane prądem stałym (łączniki W7, W8 – otwarte, łączniki W3, W6 – zamknięte).

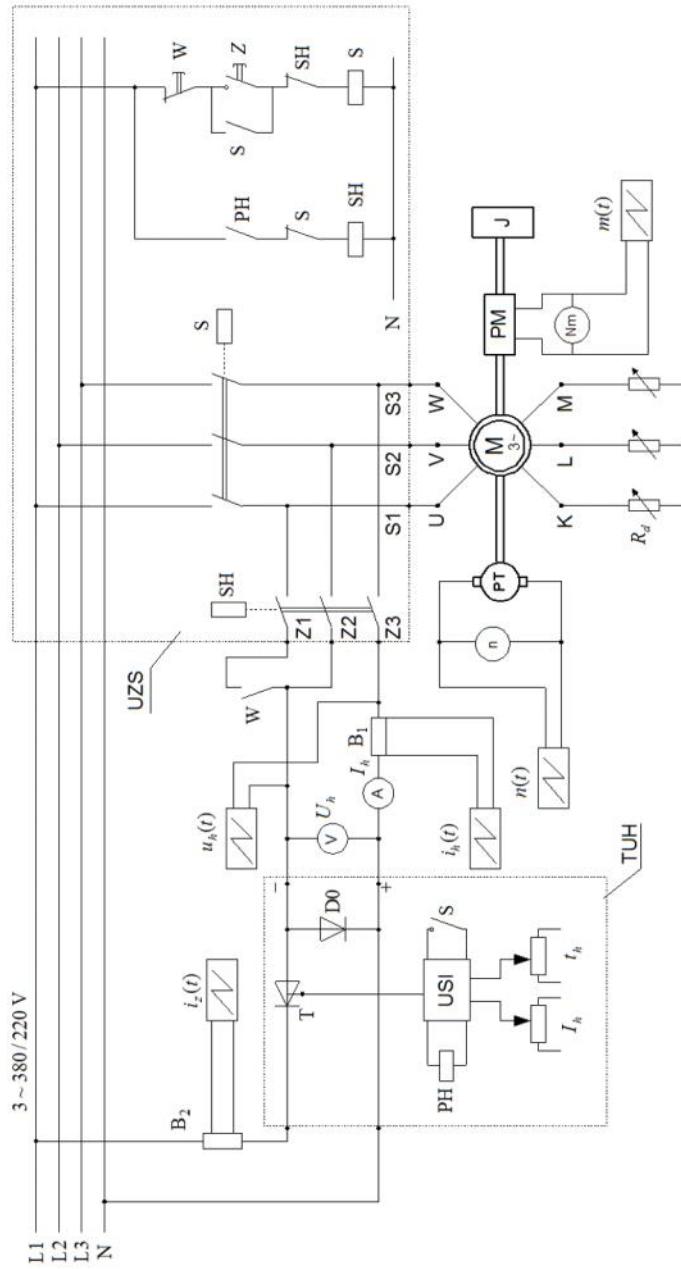
Uruchomienie układu napędowego rozpoczyna się od rozruchu napięciowego wzbudzonej znamionowo maszyny Mp, aż do znamionowej wartości napięcia twornika U_{tpN} . Do obwodu wirnika silnika M powinienny być włączony trójfazowy rezistor hamowania o rezystancji $R_d = R_h$, dla której będą wykonywane pomiary charakterystyk hamowania. Po załączeniu uzwojenia stojana do źródła napięcia stałego należy nastawić i utrzymywać żadaną wartość prądu stałego I_{st} w uzwojeniu stojana.

Charakterystyki hamowania prądem stałym wyznacza się dla prędkości kątowych silnika M zawartych w przedziale $0 \leq \omega \leq \omega_s$. Nastawienia wartości prędkości kątowych silnika uzyskuje się przez zmianę wartości napięcia twornika U_{tp} maszyny Mp (za pomocą autotransformatora AT1).

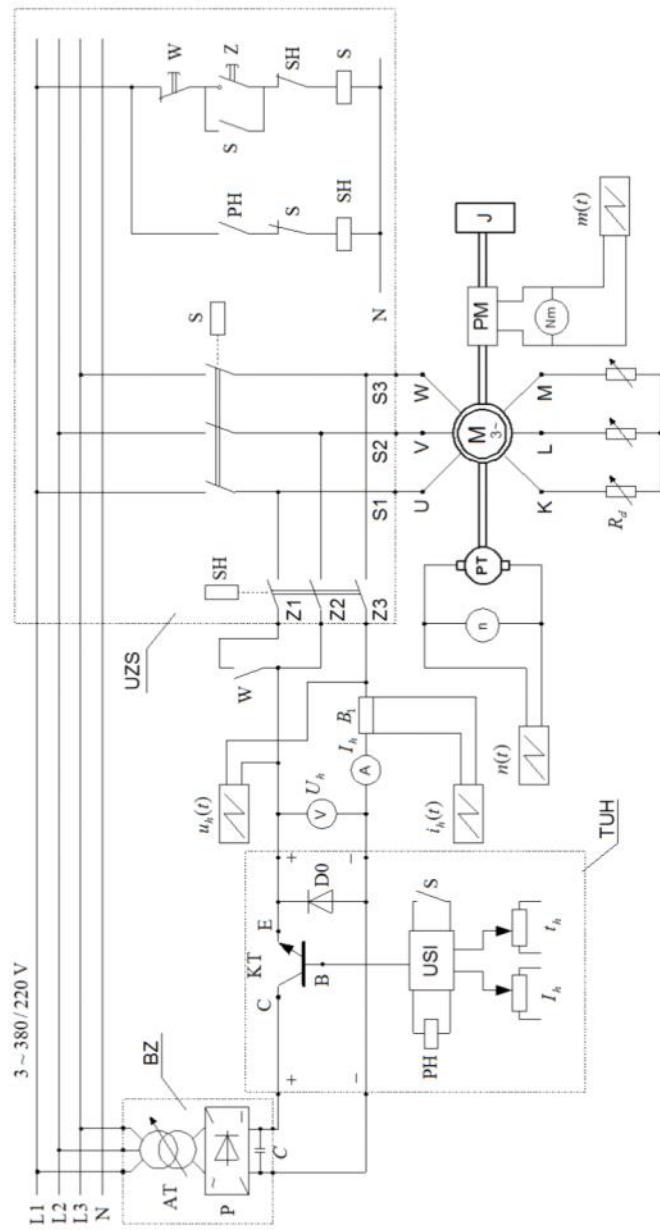
Przedstawiona procedura pomiarów obowiązuje podczas wyznaczania charakterystyk hamowania dla kilku nastawień prądu stałego I_{st} w uzwojeniu stojana oraz rezystancji hamowania R_h . Celowe jest wykonanie tych pomiarów również dla innego układu połączeń uzwojeń fazowych stojana silnika indukcyjnego. Na podstawie wyników pomiarów należy wyznaczyć przebiegi charakterystyk hamowania prądem stałym $\omega = f(M)$ dla $R_d = R_h = \text{var}$, $I_{st} = \text{const}$ oraz dla $I_{st} = \text{var}$, $R_d = R_h = \text{const}$.

9.3.5. Badanie układów regulowanego hamowania prądem stałym silnika indukcyjnego z zastosowaniem energoelektronicznych układów hamowania

Schemat układu pomiarowego do badań silnika indukcyjnego z zastosowaniem tyristorowego urządzenia do regulowanego hamowania o sterowaniu fazowym przedstawiono na rysunku 9.11, a z zastosowaniem tranzystorowego urządzenia do regulowanego hamowania o sterowaniu impulsowym na rysunku 9.12. Na rysunkach tych linią przerywaną zaznaczono bloki układów mocy i układów sterowania, które w układzie laboratoryjnym stanowią oddzielne panele. Zasada sterowania tych urządzeń energoelektronicznych do hamowania jest podobna i zostanie omówiona wspólnie.



Rys. 9.11. Schemat układu pomiarowego do badań silnika indukcyjnego podczas stanów regulowanego hamowania z zastosowaniem tyristorowego urządzenia o sterowaniu fazowym



Rys. 9.12. Schemat układu pomiarowego do badań silnika indukcyjnego podczas stanów regulowanego hamowania z zastosowaniem tranzystorowego urządzenia o sterowaniu impulsowym

Sterowanie załączeniem i wyłączeniem silnika indukcyjnego oraz urządzenia do regulowanego hamowania prądem stałym następuje za pośrednictwem stycznikowo-przekaźnikowego układu sterowania. Układ uruchamia się przez naciśnięcie przycisku załączenia Z. Następuje wtedy zamknięcie obwodu cewki stycznika S i zamknięcie styków głównych stycznika S. Załączenie cewki stycznika S jest podtrzymywane przez normalnie otwarty styk pomocniczy S tego stycznika. Silnik M zostaje załączony do sieci trójfazowej i po zakończeniu rozruchu pracuje na biegu jałowym. Rozpoczęcie procesu regulowanego hamowania układu napędowego jest inicjowane przez naciśnięcie przycisku W.

Następuje wtedy przerwanie obwodu cewki stycznika S i otwarcie jego styków głównych. Silnik M zostaje odłączony od sieci trójfazowej. Jednocześnie zostaje rozłączony wtedy normalnie otwarty zestyk pomocniczy stycznika S, w układzie sterowania urządzenia energoelektronicznego TUH. Powoduje on odblokowanie układów sterowania zastosowanych w urządzeniu energoelektronicznym. Z krótką zwłoką czasową, nastawioną w urządzeniu, zostaje załączony przekaźnik hamowania PH, którego zestyk umieszczony w obwodzie cewki stycznika hamowania SH powoduje zamknięcie obwodu zasilania tej cewki. Następuje wtedy załączenie bezprądowe styków głównych stycznika SH i przyłączenie urządzenia do hamowania do uzwojenia stojana silnika. Po krótkiej zwłoce czasowej układ sterowania wymusza przepływ w uzwojeniu stojana prądu hamowania o wartości I_{sh} (nastawianej potencjometrem I_h) przez przedział czasu Δt (nastawiany potencjometrem t_h). Następuje wtedy hamowanie układu napędowego, aż do zatrzymania wirnika silnika M. Po upływie czasu Δt wymuszanie przepływu prądu stałego w uzwojeniu stojana zostaje забlokowane i prąd ten jest równy zeru. Po krótkiej zwłoce czasowej elektroniczny układ sterowania powoduje wyłączenie zasilania przekaźnika PH. Styk pomocniczy przekaźnika PH przerywa obwód cewki stycznika hamowania SH i powoduje otwarcie styków głównych stycznika SH. Urządzenie jest wtedy odłączone od uzwojenia stojana i proces hamowania zostaje zakończony. Silnik indukcyjny po naciśnięciu przycisku sterowniczego Z może być ponownie załączony do pracy przy zasilaniu z sieci trójfazowej.

Podczas pomiarów należy rejestrować przebiegi chwilowe prądów $i_z(t)$, $i_h(t)$ prędkości obrotowej $n(t)$ i momentu $m(t)$. Na podstawie zarejestrowanych przebiegów należy wyznaczyć diagram pracy urządzenia energoelektronicznego i elementów układu sterowania. Drogą kilku prób należy za pomocą potencjometrów I_h i t_h w układzie sterowania dobrać takie nastawienie wartości prądu hamowania, aby zatrzymanie układu napędowego następowało w żądanym czasie oraz takie nastawienie czasu hamowania, aby prąd hamowania był wyłączany bezpośrednio po zatrzymaniu układu napędowego. W przypadku zbyt długiego czasu zatrzymywania układu napędowego należy zwiększać nastawienie wartości prądu I_h , a przy zbyt długim czasie wymuszania prądu hamowania zmniejszać nastawienie czasu t_h . Podczas badań unikać wykonywania licznych, występujących bezpośrednio po sobie załączeń silnika do pracy silnikowej i hamowania ze względu na możliwość nad-

miernego nagrzania uzwojeń silnika i przeciążenia obwodów mocy urządzenia do hamowania.

W sprawozdaniu należy przedstawić i omówić zarejestrowane przebiegi wielkości elektromagnetycznych dla hamowania z zastosowaniem tyristorowego urządzenia o sterowaniu fazowym i tranzystorowego urządzenia o sterowaniu impulsowym.

9.4. Sprawozdanie

Sprawozdanie z wykonanych badań powinno zawierać:

1. Dane znamionowe maszyn elektrycznych w badanym układzie napędowym.
2. Wykaz aparatury pomiarowej.
3. Schematy ideowe zastosowanych układów pomiarowych.
4. Tabele z wynikami pomiarów oraz obliczeń wykonanych na podstawie pomiarów.
5. Charakterystyki silnika indukcyjnego dla stanów hamowania elektrycznego:
 - a) dla stanu hamowania odzyskowego i pracy silnikowej:
 $\omega = f(M); I_s = f(\omega); P_s = f(\omega)$; przy $U_s = U_{sN}$, $R_d = 0, R_{d1}, R_{d2} \dots$
 - b) dla stanu hamowania przeciwwłączeniem:
 $\omega = f(M); I_s = f(\omega); P_s = f(\omega)$; przy $U_s = U_{sN}$, $R_h = 0, R_{h1}, R_{h2} \dots$
 - c) dla stanu hamowania dynamicznego prądem stałym:
 $\omega = f(M)$; przy $I_{st} = \text{const}, R_h = 0, R_{h1}, R_{h2} \dots$
 $\omega = f(M)$; przy $R_h = \text{const}, I_{st} = I_{st1}, I_{st2} \dots$
6. Wszystkie charakterystyki należy przedstawić w jednostkach względnych, przyjmując następujące wielkości bazowe: synchroniczna prędkość kątowa ω_s , moment znamionowy silnika M_N , znamionowy prąd stojana I_{sN} , znamionowa moc silnika P_N .
7. Oscylogramy z rejestracji wielkości elektromagnetycznych wykonanych dla:
 - a) badania układu regulowanego hamowania prądem stałym z zastosowaniem tyristorowego urządzenia o sterowaniu fazowym,
 - b) badania układu regulowanego hamowania prądem stałym z zastosowaniem tranzystorowego urządzenia o sterowaniu impulsowym.
8. Wyznaczenie nastawień w urządzeniach energoelektronicznych do regulowanego hamowania prądem stałym:
 - a) wartości prądu hamowania i przedziału czasu wymuszania przepływu tego prądu w uzwojeniu stojana;
 - b) długości zwłok czasowych nastawionych w urządzeniach do regulowanego hamowania.
9. Wnioski z wykonanych badań i własne spostrzeżenia (porównanie i określenie właściwości poszczególnych metod i układów hamowania elektrycznego).

9.5. Zagadnienia kontrolne

1. Wymienić i omówić metody hamowania elektrycznego silników indukcyjnych.
2. Przedstawić zasadę hamowania odzyskowego silnika indukcyjnego i przebiegi charakterystyk mechanicznych silnika dla tego hamowania.
3. Przedstawić zasadę hamowania przeciwwłączeniem silnika indukcyjnego i przebiegi charakterystyk mechanicznych silnika dla tego hamowania.
4. Przedstawić zasadę hamowania dynamicznego silnika indukcyjnego prądem stałym i przebiegi charakterystyk mechanicznych silnika dla tego hamowania.
5. Omówić budowę i sterowanie urządzeń energoelektronicznych do regulowanego hamowania prądem stałym silnikami indukcyjnimi.

Literatura

- [1] Bielawski S., *Teoria napędu elektrycznego*, WNT, Warszawa 1978.
- [2] *Napęd elektryczny*, praca zbiorowa pod redakcją Z. Grunwalda, WNT, Warszawa 1987.
- [3] Pieńkowski K., Stankiewicz A., *Urządzenie tyristorowe do hamowania prądem stałym silników indukcyjnych*, Przegląd Elektrotechniczny, nr 9, 1990.
- [4] Sidorowicz J., Ruda A., Szulc Z., *Laboratorium napędu elektrycznego*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1996.