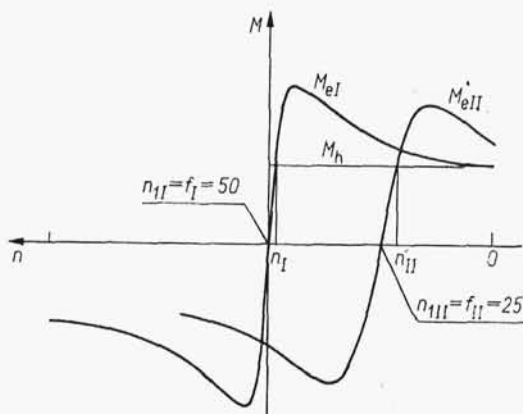


ze zmniejszaniem się częstotliwości (omówiono to w p. 8.3.11.3). Przy zmianach częstotliwości napięcia na zaciskach maszyny dla zachowania stałej wartości indukcji należy zmieniać wartość napięcia, przy czym wobec zależności  $U_i = c\omega B$  wartość napięcia należy zmieniać w przybliżeniu proporcjonalnie do zmian częstotliwości (tzn. tak, aby  $U_i/f = \text{const}$ ). Zgodnie ze wzorem (8.115) poślizg krytyczny można wyrazić przybliżonym wzorem

$$s_k = \frac{R'_2}{\omega (L_{11} + L'_{12})} \quad (8.143)$$

Poślizg krytyczny jest w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalny do częstotliwości. Prędkości obrotowe synchroniczne przy  $p = 1$  są równe częstotliwości  $n_1 = f$ , a dla różnych częstotliwości  $n_{1I} = f_I$ ,  $n_{1II} = f_{II}$  itd.



Rys. 8.20. Zależność momentu od częstotliwości

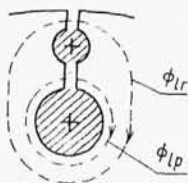
Na rysunku 8.20 dane są przebiegi  $M_e = f(n)$  dla różnych częstotliwości i przy każdorazowo zmienianej wartości napięcia proporcjonalnie do częstotliwości. Ze zmniejszaniem się częstotliwości uzyskuje się przebiegi  $n = f(M_e)$  bardziej opadające (mniej sztywne). Krzywe  $M_e = f(n)$  w przecięciu z prostą stałego momentu hamującego  $M_h = \text{const}$  dają odpowiednie punkty ustalonej pracy przy różnych prędkościach obrotowych.

### 8.3.7. Silniki klatkowe

*Uzwojenie jednoklatkowe* silnika indukcyjnego (rys. 3.48) jest to uzwojenie wielofazowe o liczbie fáz wirnika równej liczbie żłobków wirnika. Pod wpływem wirującego pola stojana indukuje się wielofazowy prąd wirnika, tworzący pole wirujące z taką samą prędkością, co i pole wirujące stojana i mające taką samą liczbę par biegunów. Taki silnik działa więc podobnie, jak silnik z uzwojeniem trójfazowym wirnika (pierścieniowy). Uzwojenie klatkowe wznici więcej różnych harmoniczných niż uzwojenie trójfazowe, więc krzywa  $M_e = f(s)$  silnika klatkowego jest bardziej zniekształcona przez momenty pasyżnicze. Pręty klatki wirnika mogą być nie-

izolowane od rdzenia, co znacznie upraszcza technologię wytwarzania, ponieważ pozwala na wykonanie całego uzwojenia (wraz z pierścieniami zwierającymi) przez zalewanie. Materiałem na klatki jest najczęściej aluminium. Krótkie połączenia czołowe powodują odpowiednio mniejsze straty obciążeniowe, co z kolei pozwala na stosowanie większych gęstości prądu. Większe gęstości prądu w klatkach wirnika dopuszczalne są także dlatego, że temperatury uzwojeń dopuszczalne w czasie pracy mogą być wyższe ze względu na brak izolacji między prętami uzwojenia i rdzeniem. W obwód wirnika silnika klatkowego nie może być włączony opornik. Dla uzyskania dużego momentu początkowego  $M_p$  charakterystyka naturalna  $M_e = f(s)$  silnika klatkowego powinna przebiegać jak krzywa  $M_e = f(s)$  przy włączonym oporniku o rezystancji  $R_{dIII}$  na rys. 8.18. Oznacza to, że rezystancja prętów musi być odpowiednio duża. Wtedy jednak poślizg przy obciążeniu momentem hamującym znamionowym jest duży (np. poślizg  $s_{III}$  na rys. 8.18), straty obciążeniowe w wirniku – równe stratom poślizgu  $s_{III} P_e$  – są duże i sprawność jest mała.

Największą zaletą silnika jednoklatkowego jest jego prostota konstrukcji i technologii, a więc niska cena, prostota obsługi i mała możliwość wystąpienia uszkodzeń.



Rys. 8.21. Ilustracja zasady działania silnika dwuklatkowego

Dla zwiększenia momentu początkowego przy prawie niezwiększonym poślizgu  $s_N$  przy obciążeniu momentem znamionowym stosuje się silniki z wypieraniem prądu: silniki dwuklatkowe i głębokożłobkowe.

Ilustracją zasady działania silnika dwuklatkowego jest rys. 8.21. Bliżej zewnętrznej powierzchni wirnika jest *klatka rozruchowa*, mająca pręty o małym przekroju, dalej od zewnętrznej powierzchni jest *klatka pracy*, mająca pręty o dużym przekroju. Rezystancja klatki rozruchowej  $R_r$  jest duża, rezystancja klatki pracy  $R_p$  jest mała. Między klatką rozruchową i klatką pracy znajduje się szczelina niemagnetyczna (może być ona wypełniana materiałem przewodzącym prąd, np. aluminium) na skutek czego główne drogi strumienia rozproszonego od prądu w klatce rozruchowej  $\Phi_{lr}$  i strumienia rozproszonego od prądu w klatce pracy  $\Phi_{lp}$  przebiegają jak na rys. 8.21. Indukcyjność rozproszenia klatki rozruchowej przy prądzie  $I_r$

$$L_{lr} = \frac{\Psi_{lr}}{I_r} = \frac{\Phi_{lr}}{I_r}$$

jest znacznie mniejsza od indukcyjności klatki pracy przy prądzie  $I_p$

$$L_{lp} = \frac{\Psi_{lp}}{I_p} = \frac{\Phi_{lr} + \Phi_{lp}}{I_p}$$

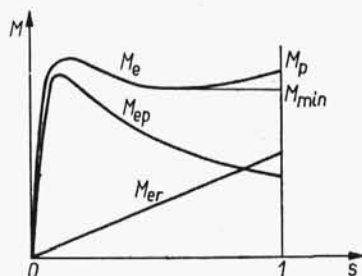
Odpowiednio do tego reaktancja rozproszenia klatki rozruchowej

$$X_{lr} = sX_{lr} = s2\pi f L_{lr}$$

jest znacznie mniejsza od reaktancji rozproszenia klatki pracy

$$X_{lp} = sX_{lp} = s2\pi f L_{lp}$$

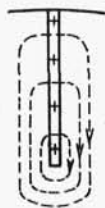
W pierwszej chwili rozruchu poślizg  $s = 1$ , reaktancje rozproszenia są znacznie większe od rezystancji i o rozplywie prądów między prętami klatki rozruchowej i klatki pracy decydują przede wszystkim reaktancje rozproszenia. Ponieważ wtedy jest  $X_{lp}$  znacznie większe od  $X_{lr}$ , więc prąd płynie głównie prętami klatki rozruchu, której rezystancja jest duża. Jest to równoważne włączeniu rezystancji rozruchowych w obwód wirnika silnika pierścieniowego. Przy prędkości znamionowej poślizg jest niewiele różny od zera, reaktancje rozproszenia są małe w porównaniu z rezystancjami i o rozplywie prądów decydują przede wszystkim rezystancje. W czasie pracy znamionowej prąd płynie głównie prętami klatki pracy, co jest równoważne z wyłączeniem rezystancji z obwodu wirnika silnika pierścieniowego.



Rys. 8.22. Momenty w silniku dwuklatkowym

Na rysunku 8.22 dane są przebiegi momentu elektromagnetycznego od klatki rozruchowej  $M_{er} = f(s)$ , od klatki pracy  $M_{ep} = f(s)$  i wypadkowego  $M_e = f(s)$ . Moment minimalny jest mniejszy od momentu początkowego  $M_p$ .

W silniku głębokożłobkowym (rys. 8.23) żłobki wirnika są bardzo głębokie. Zwykle wysokość pręta jest 15÷20-krotnie większa od jego szerokości. Indukcyjności rozproszenia poszczególnych warstw pręta uzwojenia są różne, wskutek czego prąd podczas rozruchu jest wypierany do zewnętrznych warstw pręta, podobnie jak jest wypierany do klatki rozruchowej w silniku dwuklatkowym. Przebiegi momentów w funkcji poślizgu są analogiczne do tych przebiegów w silniku dwuklatkowym.



Rys. 8.23. Ilustracja zasady działania silnika głębokożłobkowego

Przy  $f = 50$  Hz wypieranie prądu w prętach miedzianych występuje przy wysokości pręta większej od około 15 mm, a w prętach aluminiowych – przy wysokości pręta większej od około 12,5 mm.

### 8.3.8. Wykres pracy

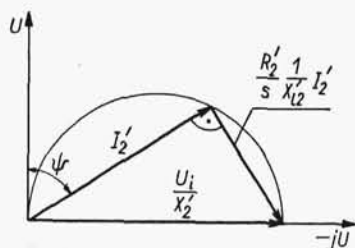
Równanie bilansu napięć w obwodzie wirnika ma – zgodnie ze schematem zastępczym z rys. 3.80 – postać

$$\underline{U}_1 = \frac{R'_2}{s} \underline{I}'_2 + jX'_{l2} \underline{I}'_2$$

skąd

$$-j \frac{\underline{U}_1}{X'_{l2}} = \underline{I}'_2 - j \frac{R'_2}{s} \frac{1}{X'_{l2}} \underline{I}'_2$$

Przy zmianie  $s$ , czyli przy zmianie  $R'_2/s$  koniec wektora prądu  $\underline{I}'_2$  zakreśla okrąg (rys. 8.24).



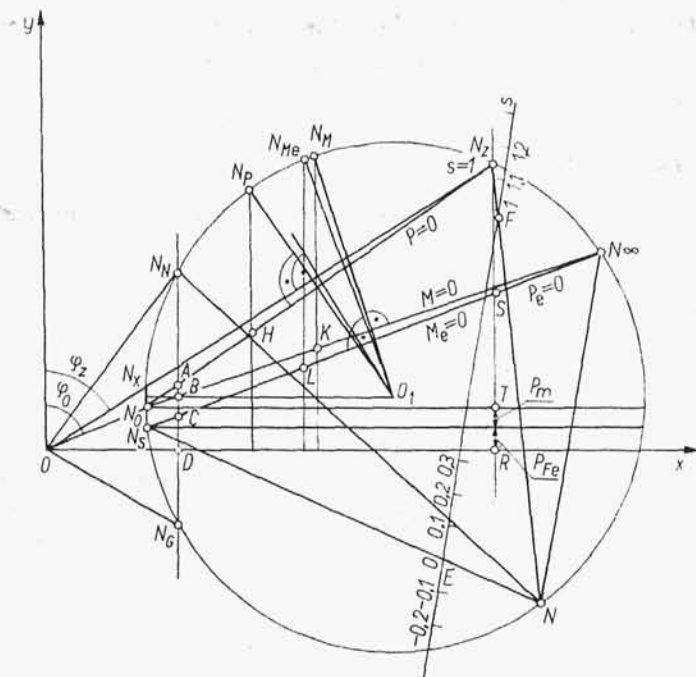
Rys. 8.24. Wykres pracy obwodu wirnika

Prąd stojana  $\underline{I}_1$  jest związany z prądem wirnika  $\underline{I}'_2$  zależnością

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} + \underline{I}'_2$$

przy czym  $\underline{I}_{10}$  – prąd biegu jałowego.

Miejszem geometrycznym końców wektora  $\underline{I}_1$  jest okrąg (rys. 8.25). Gdyby okrąg był narysowany, trzy jego punkty byłyby końcami wektora prądu  $\underline{I}_1$ , odpowiednio w trzech stanach pracy maszyny indukcyjnej. Wtedy łącząc odcinkami po dwa z tych punktów i prowadząc symetralne tych odcinków, otrzymuje się w przecięciu symetralnych punkt  $O_1$  stanowiący środek szukanego okręgu. To stanowi zasadę konstrukcji uproszczonego wykresu kołowego. Oś  $y$  uważa się za oś rzeczywistą (zgodną z kierunkiem doprowadzonego napięcia), oś  $x$  – za oś urojoną, odpowiadającą wielkościom rzeczywistym, pomnożonym przez  $-j$ . Pod kątem  $\varphi_0$  (dla biegu jałowego) od osi  $y$  rysuje się prąd biegu jałowego  $\underline{I}_{10} = \overline{ON}_0$ , uzyskując punkt  $N_0$ . Pod kątem  $\varphi_z$  (dla zwarcia) od osi  $y$  rysuje się prąd zwarcia  $\underline{I}_z = \overline{ON}_z$ , uzyskując punkt  $N_z$ . Z punktu  $N_0$  rysuje się rzędną do przecięcia się w punkcie  $N_x$  z prostą  $ON_z$ . Uważa się (w przybliżeniu), że punkt  $N_x$  leży na okręgu. Prowadzi się symetralne odcinków  $\overline{N_0 N_x}$  i  $\overline{N_x N_z}$  i otrzymuje się punkt ich przecięcia  $O_1$ , będący środkiem szukanego okręgu.



Rys. 8.25. Wykres pracy maszyny indukcyjnej

Do zbudowania wykresu kołowego potrzebne są następujące dane:

- prąd fazowy biegu jałowego przy napięciu znamionowym i częstotliwości znamionowej;
- moc  $P_{10}$  pobrana przez silnik przy biegu jałowym i częstotliwości znamionowej;
- straty mechaniczne  $P_m$ ;
- prąd fazowy zwarciový  $I_z$  przy napięciu znamionowym i częstotliwości znamionowej;
- moc zwarciová  $P_z$  przy napięciu znamionowym i częstotliwości znamionowej;
- rezystancja uzwojenia fazowego stojana  $R_1$  przeliczona do temperatury odniesienia (np. 75°C);
- rezystancja uzwojenia fazowego wirnika  $R'_2$  odniesiona do temperatury odniesienia i odniesiona do obwodu stojana.

Wybiera się skalę prądu stojana

1 mm =  $a_1$  amperów,

wyznacza się skalę mocy

$$1 \text{ mm} = m_1 U_{ph} a_1 = w \text{ watów}$$

( $U_{ph}$  – napięcie znamionowe fazowe,  $m_1$  – liczba faz stojana)

i skalę momentów

$$1 \text{ mm} = \frac{1}{2\pi n_1} m_1 U_{ph} a_1 = m \text{ niutonometrów}$$

( $n_1$  – prędkość obrotowa synchroniczna w obr/s).

Znajduje się punkt pracy synchronicznej  $N_s$ , leżący poniżej punktu biegu jałowego o wartość strat  $P_m$ . Punkt  $N_s$  leży powyżej osi rzędnych o wartość strat  $P_{Fe}$ . Przyjęto przy tym uproszczenie, że przy biegu jałowym występują tylko straty jałowe  $P_{Fe} + P_m$ . W punkcie  $N_z$  (zwarcie,  $s = 1$ ) moc pobrana jest równa  $\overline{N_z R}$ , straty obciążeniowe równe są  $\overline{N_z T}$ . Odcinek  $N_z T$  dzieli się punktem  $S$  tak, aby  $\frac{\overline{N_z S}}{\overline{ST}} = \frac{R'_2}{R_1}$ . W silniku klatkowym rezystancja  $R'_z$  nie może być zmierzona bezpośrednio. Dlatego w tym przypadku wyznacza się stosunek  $\frac{\overline{N_z S}}{\overline{ST}} = \frac{P_{obc2}}{P_{obc1}}$ , przy czym zgodnie z rozważaniami w p. 8.3.5 straty obciążeniowe całkowite w stojanie wyznacza się ze wzoru  $P_{obc1} = P_{1r} - P_{Fe}$ , a straty obciążeniowe całkowite w wirniku ze wzoru  $P_{obc2} = sP_e$  (przy czym:  $P_e$  – moc elektromagnetyczna obliczona według wzoru (8.99) na podstawie wyników pomiarów przy dowolnym obciążeniu;  $s$  – poślizg przy tym obciążeniu). Prowadzi się prostą przez punkty  $N_s$ ,  $S$  i znajduje się punkt  $N_\infty$ , odpowiadający stanowi pracy przy  $s = \infty$ . Wtedy bowiem obwód wirnika jest jakby otwarty, straty obciążeniowe w wirniku (powyżej prostej  $N_s N_\infty$ ) są równe zero i wszystkie straty obciążeniowe wydzielają się w stojanie. W punktach  $N_s$  (przy  $s = 0$ ) i  $N_\infty$  (przy  $s = \infty$ ) moc elektromagnetyczna  $P_e = 0$  i moment elektromagnetyczny  $M_e = 0$ . Prosta  $N_s N_\infty$  nazywa się *prostą momentu elektromagnetycznego*. Moment użyteczny jest równy zero w punkcie  $N_0$  i w punkcie  $N_\infty$ , więc prosta  $N_0 N_\infty$  nazywa się *prostą momentu użytecznego*  $M$ . Moc oddana jest równa zero w punktach  $N_0$  i  $N_z$ , więc prosta  $N_0 N_z$  jest *prostą mocy oddanej*  $P$ .

W danym punkcie pracy  $N_N$

- prąd stojana  $I_1 = \overline{ON_N}$ ;
- moc oddana  $P = \overline{N_N A}$ ;
- moment użyteczny  $M = \overline{N_N B}$ ;
- moment elektromagnetyczny  $M_e = \overline{N_N C}$ ;
- moc pobrana  $P_1 = \overline{N_N D}$ .

Z punktu  $O_1$  prowadzi się prostopadłą do prostej  $M_e = 0$  i w przecięciu z okręgiem otrzymuje się punkt  $N_{Me}$ . Odcinek  $\overline{N_{Me} L}$  jest równy momentowi elektromagnetycznemu krytycznemu  $M_{ek}$ . Z punktu  $O_1$  prowadzi się prostopadłą do prostej  $M = 0$  i w przecięciu z okręgiem otrzymuje się punkt  $N_M$ . Odcinek  $\overline{N_M K}$  oznacza moment użyteczny (na wale) krytyczny  $M_k$ . Moment użyteczny krytyczny  $M_k$  jest to moment użyteczny maksymalny na wale. Podobnie z punktu  $O_1$  prowadzi się prostopadłą do  $P = 0$  i w przecięciu z okręgiem otrzymuje się punkt  $N_P$ . Odcinek  $\overline{N_P H}$  oznacza moc oddaną krytyczną  $P_k$ . Moc oddana krytyczna  $P_k$  jest to moc oddana maksymalna. Dla wyznaczenia skali poślizgu wybiera się na okręgu dowolny punkt  $N$  i prowadzi się proste  $NN_\infty$ ,  $NN_z$  i  $NN_s$ . W dowolnym miejscu prowadzi się prostą  $s$  równoległą do prostej  $NN_\infty$ . W punkcie przecięcia prostej  $s$  z prostą  $NN_s$  otrzymuje się punkt  $E$ , a w punkcie przecięcia prostej  $s$  z prostą  $NN_z$  otrzymuje się punkt  $F$ . Punktowi  $E$  odpowiada poślizg  $s = 0$ , punktowi  $F$  odpowiada poślizg  $s = 1$ . Tak

więc odcinek  $\overline{EF}$  stanowi jednostkę poślizgu. Po równomiernym podziale tego odcinka, uzyskuje się skalę poślizgu. Odpowiadający danemu punktowi pracy  $N_N$  poślizg jest wyznaczony przez punkt przecięcia prostej  $N_N N$  z prostą poślizgu  $s$ .

Punkty leżące na okręgu powyżej osi odciętych między punktami  $N_z$  i  $N_0$  odpowiadają zakresowi pracy silnikowej, a między punktami  $N_z$  i  $N_\infty$  – zakresowi pracy hamulcowej. Punkty leżące na okręgu poniżej osi odciętych (np. punkt  $N_0$ ) odpowiadają zakresowi pracy prądnicowej.

Tak konstruuje się tylko wykres pracy maszyn indukcyjnych bez wypierania prądu, tzn. maszyn o stałej wartości rezystancji w całym zakresie poślizgu. Metody konstrukcji wykresu pracy maszyn dwuklatkowych i głębokożłobkowych są bardziej skomplikowane, a wykres pracy nie jest wykresem kołowym.

### 8.3.9. Rozruch silnika indukcyjnego

Równanie bilansu momentów maszyny indukcyjnej ma prostą postać drugiego równania układu równań (1.92). Znaki składników tego równania wynikają z przyjęcia konwencji, że moc doprowadzona do maszyny jest mocą dodatnią. Zgodnie z tą konwencją przy pracy silnikowej moc na brzmie mechanicznej (na wale)  $P = \omega M$  jest ujemna, czyli znak momentu na wale jest przeciwny do znaku prędkości kątowej (albo obrotowej). W rozważaniach praktycznych często korzystniej jest przyjąć, że pracy silnikowej maszyny elektrycznej odpowiadają jednakowe (np. dodatnie) znaki momentu i prędkości, czyli przyjąć konwencję, że moc odprowadzona od silnika (moc mechaniczna) jest dodatnia. Przy takiej konwencji w równaniu (1.92) należy zmienić znak przy  $\omega$ . Wówczas równanie bilansu momentów przyjmuje postać

$$M_e = M_h + M_d + M_J \quad (8.144)$$

przy czym:  $M_h$  – moment hamujący, odpowiadający momentowi  $M_z$  we wzorze (1.92);  $M_d$  – moment tarcia

$$M_d = D_r \omega \quad (8.145)$$

a  $M_J$  – moment dynamiczny

$$M_J = J \frac{d\omega}{dt} \quad (8.146)$$

$\omega = 2\pi n$  – prędkość kątowa.

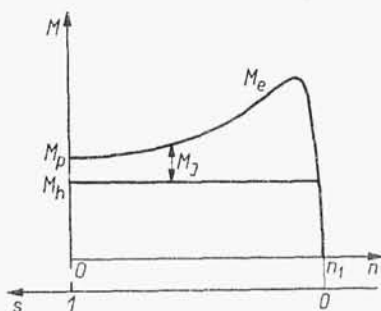
Przy pominięciu momentu tarcia otrzymuje się równanie bilansu momentów

$$M_e = M_h + J \frac{d\omega}{dt} \quad (8.147)$$

Przebieg  $M_h = f(n)$  zależy od rodzaju maszyny napędzanej. Bardzo często jest  $M_h = \text{const}$  i taki przypadek tutaj zostanie rozważony. Przebiegi momentów w funkcji prędkości obrotowej silnika indukcyjnego przy uwzględnieniu tylko momentu elektromagnetycznego od pierwszej harmonicznej i przy pominięciu momentu strat pokazano na rys. 8.26. Aby rozruch był możliwy musi wzrastać  $\omega$ , czyli musi

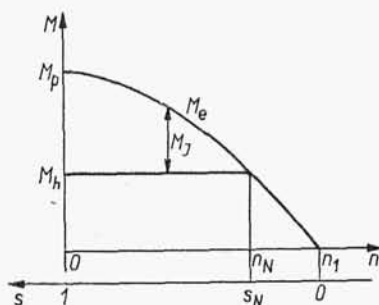


być  $\frac{d\omega}{dt} > 0$ , a zgodnie ze wzorem (8.146) musi być  $M_J > 0$ . Wartość momentu początkowego  $M_p$ , a w silnikach klatkowych momentu minimalnego  $M_{\min}$ , musi być większa od momentu hamującego  $M_h$ . Duża wartość  $M_p$  (albo  $M_{\min}$ ) jest jednym z kryteriów charakteryzujących rozruch. W stanie statycznym  $\frac{d\omega}{dt} = 0$ , czyli  $M_J = 0$ . Stan ustalony jest wyznaczony przez punkt przecięcia krzywej  $M_e = f(n)$  z krzywą  $M_h = f(n)$  – w tym przypadku z prostą  $M_h = \text{const}$ .



Rys. 8.26. Przebiegi momentów silnika indukcyjnego w funkcji prędkości obrotowej

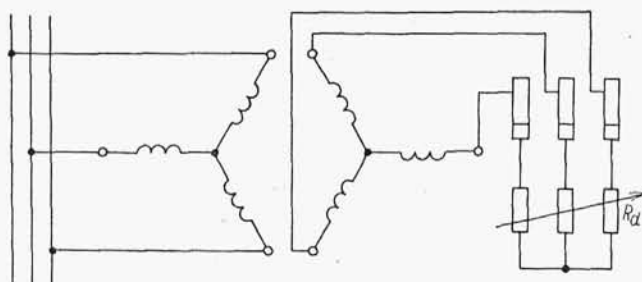
Im większa jest wartość  $M_J$ , czyli im większa jest wartość  $M_p$  (albo  $M_{\min}$ ), tym krótszy jest czas rozruchu. W maszynach z wirnikami klatkowymi zwiększenie wartości  $M_p$  (i  $M_{\min}$ ) uzyskuje się przez zbudowanie klatki pracy o odpowiednio dużej rezystancji, dzięki czemu uzyskuje się przebieg  $M_e = f(s)$  jak na rys. 8.22. Jeśli moment hamujący podczas rozruchu jest bardzo duży, np. na skutek istnienia dużego momentu tarcia w stanie spoczynku, to stosuje się silniki klatkowe o zwiększonym poślizgu dzięki zwiększonej rezystancji klatki, mające przebieg  $M_e = f(n)$  jak na rys. 8.27. Wtedy jednak przy momencie znamionowym poślizg znamionowy  $s_N$  jest duży, straty poślizgu  $P_e s_N$  są duże i sprawność jest mała.



Rys. 8.27. Przebiegi momentów w silnikach klatkowych o zwiększonym poślizgu

W silniku pierścieniowym dużą wartość momentu początkowego  $M_p \approx M_{ek}$  można uzyskać przez włączenie w obwód wirnika (rys. 8.28) opornika dodatkowego o rezystancji  $R'_d \approx R'_{dk}$  określonej wzorem (8.141). Wówczas przebieg momentu użytecznego (na wale)  $M = f(s)$  jest zbliżony do pokazanego na rys. 8.18 przebie-



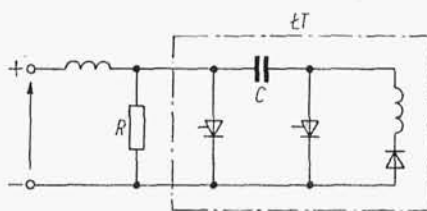


Rys. 8.28. Schemat połączeń silnika pierścieniowego z dodatkową rezystancją w obwodzie wirnika

gu  $M_e = f(s)$  przy rezystancji  $R'_{dIII}$ . Silniki pierścieniowe nadają się do napędu urządzeń o ciężkim rozruchu. W miarę wzrastania prędkości obrotowej zmniejsza się wartość rezystancji  $R'_d$ , przechodząc przez różne krzywe  $M_e = f(s)$ , aż w końcu przechodzi się na charakterystykę naturalną  $M_e = f(s)$ .

Drugim kryterium charakteryzującym rozruch jest prąd początkowy rozruchowy  $I_p$ , który przy charakterystyce naturalnej jest równy prądowi zwarciaowemu  $I_z$ . Dopuszczalną wartość prądu początkowego  $I_p$  ustala się ze względu na dopuszczalne spadki napięcia w sieci niskiego napięcia, zasilającej także inne odbiorniki, a w silnikach pierścieniowych także ze względu na podatny na uszkodzenia węzeł: szczotka-pierścień ślizgowy. Dlatego w silnikach pierścieniowych rezystancję  $R_d$  trzeba dobrać tak, aby  $I_p \leq 2,5I_N$ .

Wartość rezystancji  $R_d$  może być zmieniana w sposób skokowy mechanicznie, np. przez zastosowanie oporników z zaczepami. W sposób płynny można zmieniać rezystancję przez sterowanie impulsowe. Na rysunku 8.29 przedstawiono schemat sterowania impulsowego włączonego w obwód prądu stałego opornika o rezystancji  $R$  za pomocą łącznika tyrystorowego  $\text{LT}$ .



Rys. 8.29. Schemat sterowania impulsowego rezystancji za pomocą łącznika tyrystorowego

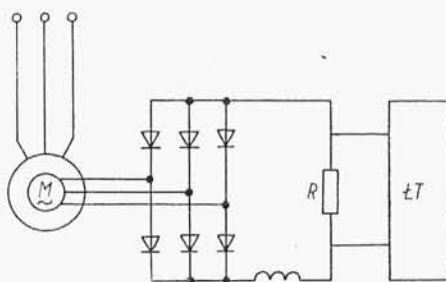
Przez sterowanie tyrystorów można płynnie zmieniać czas zamknięcia  $T_1$  łącznika i czas jego otwarcia  $T_2$ . Czas względny zamknięcia łącznika

$$\lambda = \frac{T_1}{T_1 + T_2} \quad (8.148)$$

Wzór (8.148) nie uwzględnia czasu własnego załączania tyrystorów, co ma znaczenie w przypadku powszechnie używanych tyrystorów o czasach własnych załączania rzędu 100  $\mu$ s. Stała czasowa rozładowania kondensatora  $T_C = RC$ . Przy  $T_C \ll T_1 + T_2$  rezystancja zastępcza

$$R_s \approx \lambda R \quad (8.149)$$

W silniku pierścieniowym opornik sterowany impulsowo włącza się w obwód wirnika za pośrednictwem prostownika, jak na rys. 8.30.



Rys. 8.30. Opornik sterowany impulsowo włączony w obwód wirnika silnika pierścieniowego

Przy włączonym w obwód każdego uzwojenia fazowego oporniku o rezystancji  $R_d$  (jak na rys. 8.28) całkowite straty obciążeniowe wirnika (moc poślizgu)

$$P_{\text{obc2}} = 3 (R_2 + R_d) I_2^2 \quad (8.150)$$

Przy rezystancji  $R_s$  określonej wzorem (8.149) straty

$$P_{\text{obc2}} = 3R_2 I_2^2 + R_s I_s^2 \quad (8.151)$$

przy czym  $I_s$  – wartość średnia prądu stałego.

Z przyrównania strat określonych wzorem (8.150) i wzorem (8.151) otrzymuje się wartość rezystancji  $R_s$  równoważną rezystancji  $R_d$

$$R_s = 3R_d \left( \frac{I_2}{I_s} \right)^2 \quad (8.152)$$

a po uwzględnieniu wzoru (8.149) wartość rzeczywistą rezystancji opornika włączonego w obwód wirnika

$$R = \frac{1}{\lambda} 3R_d \left( \frac{I_2}{I_s} \right)^2 \quad (8.153)$$

W układzie mostka trójfazowego (jak na rys. 8.30)

$$\frac{I_2}{I_s} = \sqrt{\frac{2}{3}}$$

więc

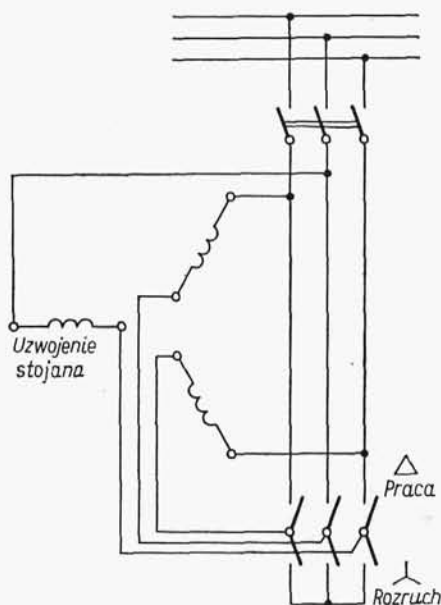
$$R_s = 2R_d \quad (8.154)$$

oraz

$$R = \frac{1}{\lambda} 2R_d \quad (8.155)$$

W pierwszej chwili rozruchu rezystancja dodatkowa  $R_d$  powinna być w przybliżeniu równa rezystancji krytycznej  $R_{dk}$ .

Silniki klatkowe większych mocy zasilane z oddzielnych transformatorów są włączone bezpośrednio na pełne napięcie. Silniki klatkowe małej mocy (zwykle o mocy do kilku kilowatów) można włączać bezpośrednio na pełne napięcie sieci zasilającej niskiego napięcia. Silniki klatkowe większych mocy, zasilane z sieci niskiego napięcia można włączać przez przełącznik gwiazda-trójkąt według schematu z rys. 8.31. Silnik w stanie normalnej pracy jest połączony w trójkąt. Wtedy  $U_{ph\Delta} = U$ .

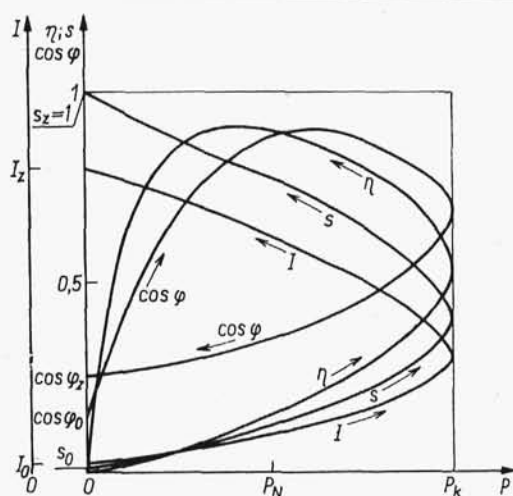


Rys. 8.31. Schemat połączeń uzwojenia stojana z przełącznikiem gwiazda-trójkąt

Na czas rozruchu przełącza się uzwojenie wirnika w gwiazdę. Wtedy  $U_{ph\Delta} = U/\sqrt{3}$ . Prąd początkowy fazowy maleje  $\sqrt{3}$  razy, prąd początkowy przewodowy maleje 3 razy, a moment początkowy – proporcjonalny do kwadratu napięcia fazowego  $U_{ph}$  – maleje 3 razy. Czas rozruchu wydłuża się. Przełączanie z gwiazdy w trójkąt można stosować tylko do rozruchów lekkich.

### 8.3.10. Charakterystyki robocze silnika indukcyjnego

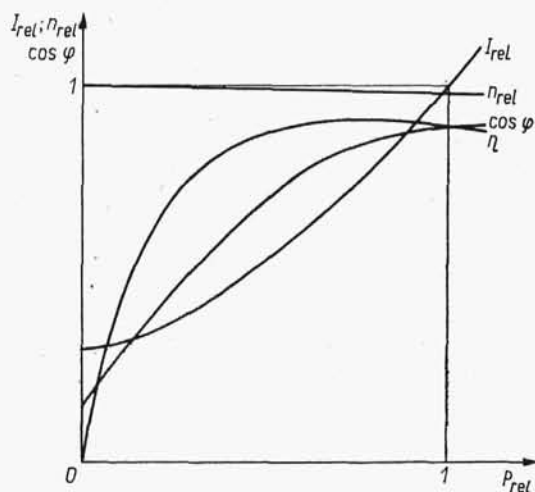
Charakterystykami roboczymi silnika indukcyjnego nazywa się zależności prądu, prędkości obrotowej (albo poślizgu) i współczynnika mocy od mocy oddanej. Przebiegi tych charakterystyk dla zakresu poślizgów  $s_0 < s < 1$  podane są na rys. 8.32.



Rys. 8.32. Charakterystyki robocze silnika indukcyjnego

Przy przejściu od poślizgu  $s_0$  przy biegu jałowym do poślizgu  $s = 1$  przy zwarcu moc oddana najpierw zwiększa się od zera do mocy krytycznej  $P_k$ , tzn. do mocy maksymalnej, jaką silnik może oddać, a następnie maleje do zera przy zwarcu. Wyjaśnia to kierunki przebiegu krzywych na rys. 8.32.

Na rysunku 8.33 pokazano charakterystyki robocze silnika indukcyjnego  $\eta = f(P_{rel}) = f(P/P_N)$ ,  $\cos \varphi = f(P_{rel})$ ,  $I_{rel} = I/I_N = f(P_{rel})$  oraz  $n_{rel} = n/n_1 = f(P_{rel})$  w zakresie normalnie spotykanym pracy silnikowej maszyny indukcyjnej. Przebieg krzywej  $\eta = f(P_{rel})$  objaśniono przy rys. 8.13. Przebiegi krzywych  $I_{rel} = f(P_{rel})$  i  $\cos \varphi = f(P_{rel})$  można objaśnić przez wyjaśnienie zmian prądu czynnego i biernego w funkcji mocy. Przy małych mocach prąd bierny (magnesujący) ma więk-



Rys. 8.33. Charakterystyki silnika indukcyjnego w normalnym zakresie pracy

szą wartość niż prąd czynny. Ze wzrostem mocy prąd bierny zmienia się niewiele, a prąd czynny wzrasta w przybliżeniu liniowo. Prędkość obrotowa zmienia się niewiele, więc charakterystyki robocze w funkcji momentu [ $\eta = f(M_{rel})$ ,  $\cos \varphi = f(M_{rel})$ ,  $I_{rel} = f(M_{rel})$  oraz  $n_{rel} = f(M_{rel})$ , gdzie  $M_{rel} = M/M_N$ ] mają przebieg podobny do charakterystyk w funkcji mocy. Charakterystyka  $n_{rel} = f(M_{rel})$  nazywa się charakterystyką mechaniczną. Przebieg tej charakterystyki został wyjaśniony przy objaśnieniu rysunków 8.15, 8.18, 8.19, 8.20 i 8.22.

### 8.3.11. Regulacja prędkości silników indukcyjnych

#### 8.3.11.1. Wiadomości ogólne

Zgodnie z definicją poślizgu [wzór (3.55)] prędkość obrotowa maszyny indukcyjnej

$$n = (1-s) n_1 \quad (8.156)$$

a po podstawieniu  $f = p n_1$

$$n = (1-s) \frac{f}{p} \quad (8.157)$$

Wynika stąd, że regulację prędkości obrotowej silnika indukcyjnego można uzyskać przez zmianę poślizgu  $s$ , zmianę częstotliwości  $f$  i zmianę liczby par biegunów  $p$ .

#### 8.3.11.2. Regulacja prędkości przez zmianę liczby par biegunów

Zmianę liczby par biegunów stosuje się tylko w silnikach klatkowych, ponieważ zmiana liczby par biegunów w silniku pierścieniowym wymagałaby także zmiany liczby par biegunów uzwojenia wirnika. Wymagałoby to wyprowadzenia z uzwojenia wirnika przynajmniej 6 końcówek, a więc silnik musiałby mieć przynajmniej 6 pierścieni ślizgowych, a wskutek tego byłby długi i drogi.

Zmianę liczby par biegunów można uzyskać przez zastosowanie w stojanie dwóch niezależnych uzwojeń o różnych liczbach par biegunów, z których każde byłoby czynne przy jednej z dwóch prędkości obrotowych. Silnik byłby mało wykorzystany i przy danej mocy znacznie większy i droższy od silnika zwykłego.

Lepsze wyniki uzyskuje się przez zastosowanie jednego uzwojenia przełączalnego na różne liczby par biegunów. Z różnych sposobów wykonania takiego uzwojenia najczęściej stosuje się sposób Dahlandera (rys. 8.34), umożliwiającą uzyskanie stosunku liczby par biegunów  $p_1:p_2 = 1:2$ . Przez zmianę kierunku prądu w jednej grupie zezwojów (czyli zmianę początków i końców zezwojów tej grupy jak na rys. 8.34) w stosunku do kierunku prądu w tej grupie zezwojów przy połączeniu normalnym (rys. 8.34a) uzyskuje się dwukrotne zmniejszenie liczby par biegunów. Podziały biegunowe tego uzwojenia przy połączeniach na różne liczby par biegunów są związane zależnością

$$\tau_1 = 2\tau_2$$

Przy  $p_2 = 2$  uzwojenie jest średnicowe, ponieważ rozpiętość zezwoju  $y_2 = \tau_2$ . Przy  $p_1 = 1$  uzwojenie jest skrócone do połowy, ponieważ rozpiętość zezwoju  $y_1 =$