

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 $f = pn_1$

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

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

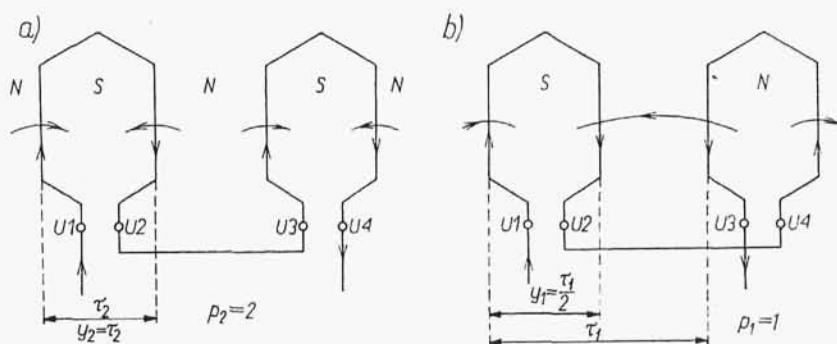
Zmianę liczby par biegunów stosuje się tylko w silnikach klatkowych, ponieważ zmiana liczby par biegunów w silniku pierścieniowym wymagałaby także zmiany liczby par biegunów uzwojenia wirnika. Wymagałoby to wyprowadzenia z uzwojenia wirnika przynajmniej 6 końcówek, a więc silnik musiałby mieć przynajmniej 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), umożliwiający 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 zależnościami

$$\tau_1 = 2\tau_2$$

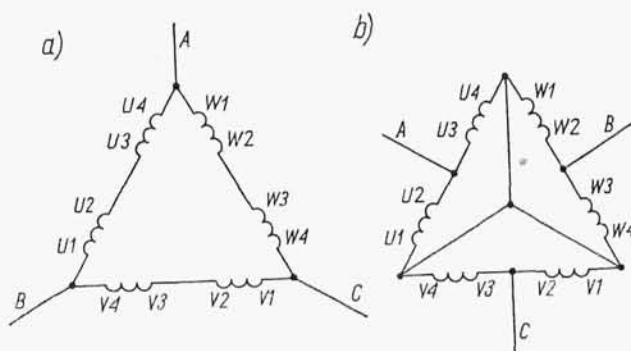
Przy $p_2 = 2$ uzwojenie jest średnicowe, ponieważ rozpiętość zezwoju $y_2 = \tau_2$. Przy $p_1 = 1$ uzwojenie jest skrócone do połowy, ponieważ rozpiętość zezwoju $y_1 =$



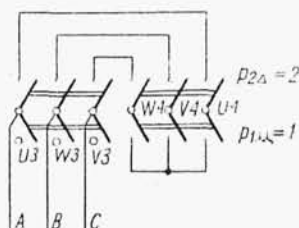
Rys. 8.34. Zasada uzwojenia na przełączalną liczbę par biegunów

$= \tau_2 = \tau_1/2$. Powoduje to niekorzystne współczynniki uzwojenia (zwłaszcza przy połączeniu na mniejszą liczbę par biegunów), a więc także wykorzystanie silnika gorsze niż silnika z nieprzełączalną liczbą par biegunów, ale lepsze niż silnika z dwoma niezależnymi uzwojeniami.

Można wykazać, np. przez narysowanie gwiazd napięć, że przy przełączeniu na drugą liczbę par biegunów bez zmiany przyłączenia poszczególnych uzwojeń fazowych do szyn zbiorczych zmienia się kolejność następstwa faz w uzwojeniu, czyli zmienia się kierunek wirowania strumienia i wirnika. Dlatego przy przełączaniu uzwojenia z jednej liczby par biegunów na drugą należy jednocześnie zmienić kolejność zasilania dwóch uzwojeń fazowych. Do połączenia na $p_2 = 2$ w trójkąt (Δ) a na $p_1 = 1$ w dwie gwiazdy równoległe ($\wedge \wedge$) służy układ połączeń jak na rys. 8.35.



Rys. 8.35. Schemat uzwojenia przełączalnego na różne liczby par biegunów



Rys. 8.36. Schemat połączeń przełącznika do przełączania uzwojenia z rys. 8.35

Układ połączeń przełącznika sześciobiegunowego używanego do przełączenia takiego uzwojenia przedstawiono na rys. 8.36.

Silnik z uzwojeniem o przełączalnej liczbie par biegunów jest w porównaniu z silnikiem zwykłym większy, droższy i ma mniejszą sprawność, a zmianę prędkości uzyskuje się tylko skokowo, co jest wadą tego sposobu regulacji prędkości obrotowej.

8.3.11.3. Regulacja prędkości przez zmianę częstotliwości

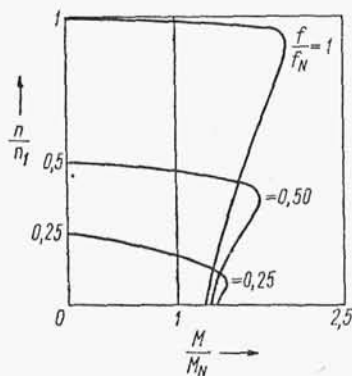
Zasady regulacji prędkości obrotowej silnika indukcyjnego przez zmianę częstotliwości omówiono przy dyskusji zależności momentu elektromagnetycznego od częstotliwości (p. 8.3.6.3, rys. 8.20). Przez zmniejszenie częstotliwości napięcia zasilającego uzyskuje się przesuwanie charakterystyk mechanicznych silnika $n = f(M)$. Synchroniczne prędkości obrotowe przy różnych częstotliwościach są proporcjonalne do częstotliwości, a poślizgi krytyczne [wzór (8.143)] są w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalne do częstotliwości, co oznacza, że w miarę zmniejszania częstotliwości charakterystyki mechaniczne $n = f(M)$ stają się bardziej miękkie.

Przyjmując, że napięcie doprowadzone do silnika U jest w przybliżeniu równe napięciu indukowanemu $U_i = c\omega B$, prąd zwarciaowy

$$I_z = \frac{c\omega B}{\sqrt{R_z^2 + \omega^2(L_{l1} + L'_{l2})^2}} \quad (8.158)$$

W miarę zmniejszania częstotliwości f (pulsacji ω) wzrasta wpływ rezystancji zwarciaowej R_z na prąd zwarciaowy. Pominięcie na schemacie zastępczym z rys. 8.14 rezystancji R_l powoduje błąd znacznie większy przy częstotliwościach małych niż przy częstotliwościach dużych. W miarę zmniejszania częstotliwości przy stałej indukcji (proporcjonalnym zmniejszaniu napięcia) $\cos \varphi_z$ rośnie, a prąd zwarciaowy maleje, co zgodnie z wykresem kołowym (rys. 8.25) powoduje zmniejszanie momentu krytycznego.

Charakterystyki $n = f(M)$ przy różnych częstotliwościach przy stałej wartości indukcji dane są na rys. 8.37. W przybliżeniu można przyjąć, że przy $M = M_h = \text{const}$ prędkość obrotowa jest proporcjonalna do częstotliwości.

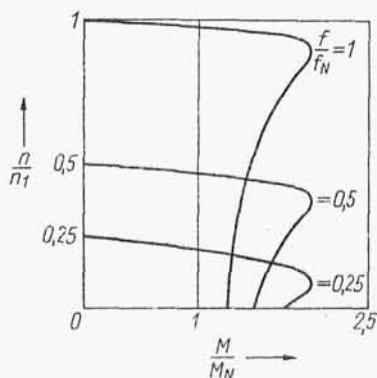


Rys. 8.37. Charakterystyki mechaniczne przy różnych częstotliwościach i stałej wartości indukcji

Moment krytyczny nie ulega praktycznie zmianie, jeśli ze zmianą częstotliwości zmienia się wartość napięcia według zależności

$$\underline{U} = \frac{f}{f_N} \underline{U}_N + R_1 \underline{I}_1 \quad (8.159)$$

czyli jeśli kompensuje się spadek napięcia na rezystancji R_1 . Charakterystyki mechaniczne odpowiadające temu przypadkowi podano na rys. 8.38.



Rys. 8.38. Charakterystyki mechaniczne przy różnych częstotliwościach i przy kompensacji spadków napięcia na rezystancji stojana

Obecnie silniki indukcyjne z regulacją prędkości obrotowej za pomocą zmiany częstotliwości i wartości napięcia są zasilane z przekształtników tyrystorowych. W najprostszym przypadku może to być falownik o wyjściowym napięciu międzyprzewodowym w kształcie fali prostokątnej. Z kolei falownik jest zasilany z prostownika o regulowanym napięciu wyprostowanym. Im bardziej skomplikowaną zależność wartości napięcia od częstotliwości chce się uzyskać oraz im bardziej zbliżony do przebiegu sinusoidalnego ma być kształt napięcia doprowadzonego do silnika, tym bardziej skomplikowany i drogi jest przekształtnik.

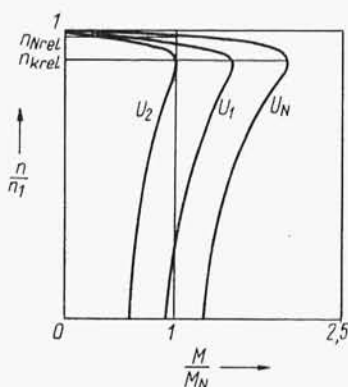
Obecność harmonicznych w napięciu zasilającym silnik powoduje powstanie harmonicznych w prądzie i w polu magnetycznym wirującym, co jest przyczyną strat dodatkowych, zwłaszcza w wirniku. Silnik zasilany z takiego układu może więc mieć moment znamionowy nieco mniejszy niż przy zasilaniu bezpośrednio z sieci prądu przemiennego. Straty w przekształtnikach są niewielkie. Wszystkie straty dodatkowe przy tym sposobie regulacji są niewielkie i sprawność silnika jest niewiele mniejsza od sprawności silnika nieregulowanego. Silnik może być silnikiem klatkowym. Regulacja prędkości przez zmianę częstotliwości jest obecnie najbardziej godną polecenia metodą regulacji prędkości obrotowej silników indukcyjnych, ponieważ pozwala na płynne uzyskanie „bez strat” prędkości w zakresie $0 < n < n_1$.

8.3.11.4. Regulacja prędkości przez zmianę poślizgu

Regulacja prędkości przez zmianę poślizgu może być uzyskana dwoma sposobami: przez zmianę wartości napięcia doprowadzonego do stojana i przez zmianę rezy-

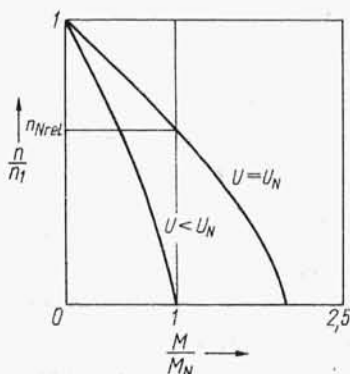
stancji w obwodzie wirnika co jest równoważne ze zmianą napięcia doprowadzonego do wirnika (pierścieni ślizgowych).

Zmiana poślizgu przy zmianie wartości napięcia stojana wynika z przebiegu charakterystyki $M_e = f(s)$ przy różnych napięciach, co omówiono w p. 8.3.6.3 i zilustrowano na rys. 8.19. Charakterystyki mechaniczne $n_{rel} = f(M_{rel})$ przy różnych napięciach



Rys. 8.39. Charakterystyki mechaniczne przy różnych napięciach ($U_N > U_1 > U_2$) silnika indukcyjnego z normalnym poślizgiem krytycznym

stojana U silnika z normalnym poślizgiem krytycznym pokazane są na rys. 8.39. Regulację prędkości przy $M = M_N$ można uzyskać tylko w zakresie $n_k < n < n_N$, przy czym $n_k = n_1(1-s_k)$ – prędkość krytyczna, odpowiadająca poślizgowi krytycznemu s_k . Na rysunku 8.40 dane są charakterystyki mechaniczne przy różnych napięciach stojana silnika indukcyjnego ze zwiększonym poślizgiem krytycznym $s_k = 1$. W takim silniku przez zmianę napięcia stojana przy $M = M_N$ można



Rys. 8.40. Charakterystyki mechaniczne przy różnych napięciach stojana silnika indukcyjnego ze zwiększonym poślizgiem krytycznym

regulować prędkość w zakresie $n_N \geq n > n_k = 0$. Zmianę napięcia doprowadzonego do stojana można w najprostszym przypadku uzyskać przez włączenie opornika w obwód stojana. Wtedy jest napięcie w sieci U_s , na silniku U i na oporniku RI . We wzorach na moc pobraną z sieci $P_s = \sqrt{3}U_s I \cos \varphi$ i na moment $M_e = c\Phi I_2 \sin \psi$ w przybliżeniu można przyjąć $\cos \varphi = \text{const}$ oraz $\sin \psi = \text{const}$. Wte-

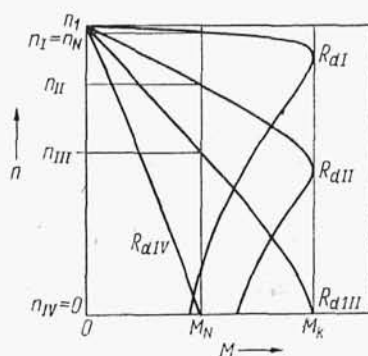
dy przy stałej wartości momentu hamującego, a więc w przybliżeniu także przy $M_e = \text{const}$ jest $I_2 = \text{const}$, czyli $U_i I_2' \approx \text{const}$, co oznacza, że moc elektromagnetyczna jest stała, a w przybliżeniu $UI_1 = \text{const}$, co oznacza, że moc pobrana przez silnik jest stała. Moc oddana $P \approx P_e - sP_e = P_e n/n_1$. Sprawność silnika przy tym sposobie regulacji

$$\eta = \frac{P}{P_1} \approx \frac{P}{P_e} = \frac{n}{n_1}$$

Moc poślizgu sP_e wydzielą się w uzwojeniu wirnika. Niezależnie od strat w silniku powstają duże straty w opornikach włączonych w obwód stojana, które w przybliżeniu stanowią taką część mocy pobranej z sieci, jaką część napięcia traci się na tych opornikach.

Ten sposób regulacji prędkości obrotowej jest bardzo nieekonomiczny i można go stosować tylko tam, gdzie silnik pracuje ze zmniejszoną prędkością obrotową tylko przez bardzo krótki czas.

Zmiana poślizgu przez zmianę rezystancji w obwodzie wirnika wynika z przebiegu charakterystyk $M_e = f(s)$ przy różnych rezystancjach wirnika, co omówiono w p. 8.3.6.3 i zilustrowano na rys. 8.18. Na rysunku 8.41 pokazano charakterystyki



Rys. 8.41. Charakterystyki mechaniczne silnika pierścieniowego przy różnych rezystancjach w obwodzie wirnika

mechaniczne silnika pierścieniowego przy różnych rezystancjach w obwodzie wirnika. Przy włączaniu coraz większych rezystancji dodatkowych $R_{dI} = 0 < R_{dII} < R_{dIII} = R_{dK} < R_{dIV} = R_{dg}$ uzyskuje się odpowiednio coraz mniejsze prędkości obrotowe $n_I = n_N > n_{II} > n_{III} = n_K > n_{IV} = 0$. Przy $R_{dI} = 0$ jest charakterystyka naturalna i przy $M = M_N$ jest $n_I = n_N$. Przy $R_{dIII} = R_{dK}$ jest $s_K = 1$. Można dobrać rezystancję dodatkową $R_{dIV} = R_{dg}$ tak, aby $n = 0$. Zakres regulacji prędkości obrotowej przez zmianę rezystancji w obwodzie wirnika wynosi $0 < n \leq n_N$. Zmiany rezystancji R_d można dokonywać skokowo mechanicznie albo płynnie przy użyciu łącznika tyrystorowego z prostownikiem (p. 8.3.9, rys. 8.29 i 8.30).

Przy zwartych pierścieniach przy momencie znamionowym rezystancja wirnika wynosi R_2 , poślizg s_N , moc tracona w wirniku (moc poślizgu) $s_N P_{eN} =$

$= 3R_2^2 I_{2N}^2$. Przy włączonej dodatkowej rezystancji o wartości R_{dl} jest poślizg s_l , moc poślizgu $s_l P_{eN} = 3(R_2 + R_{dl}) I_{2N}^2$. Stąd

$$\frac{s_l}{s_N} = \frac{R_2 + R_{dl}}{R_2}$$

czyli

$$R_{dl} = \frac{s_l - s_N}{s_N} R_2 \quad (8.160)$$

Według wzoru (8.160) można obliczyć wartość R_{dl} rezystancji dodatkowej R_d potrzebną do uzyskania żadanego poślizgu s_l przy znanym poślizgu s (np. znamionowym) istniejącym bez włączenia rezystancji dodatkowej. Jeśli zmiany rezystancji dokonuje się mechanicznie według schematu połączeń z rys. 8.28, to tak obliczona rezystancja jest rezystancją, jaką według tego schematu należy włączyć w obwód każdego uzwojenia fazowego wirnika. Jeśli zmianę rezystancji uzyskuje się za pomocą łącznika tyrystorowego w układzie połączeń z rys. 8.30, to zgodnie ze wzorem (8.155) wartość włączonej rezystancji zastępczej wynosi $R_s = 2R_{dl}$, a rzeczywista wartość rezystancji wynosi $R = \frac{1}{\lambda} 2R_{dl}$. Przy regulowaniu prędkości od $n = n_N$ (poślizgu $s = s_N$) do $n = 0$ (poślizgu $s_l = 1$) wartość dodatkowej rezystancji włączonej w obwód uzwojenia fazowego

$$R_{dl} = \frac{1 - s_N}{s_N} R_2$$

a wartość rezystancji włączonej w obwód wirnika przez prostownik w układzie połączeń z rys. 8.30 przy zastosowaniu łącznika tyrystorowego wynosi przy stałe włączonym oporniku (przy stałe rozwartym łączniku, czyli przy $\lambda = 1$)

$$R_s = R = 2R_{dl} = 2 \frac{1 - s_N}{s_N} R_2$$

Mniejsze wartości poślizgu i mniejsze wartości rezystancji R_s uzyska się przez regulowanie współczynnika λ , wtedy

$$R_s = \lambda R = 2\lambda \frac{1 - s_N}{s_N} R_2$$

Przy stałej wartości momentu $M \approx M_e$ jest stała wartość mocy elektromagnetycznej przeniesionej na wirnik $P_e = 3U_i I_2' \cos \psi$, przy czym ψ oznacza kąt pomiędzy napięciem indukowanym i prądem wirnika. Przy $U = \text{const}$ jest $U_i \approx \text{const}$, więc $I_2' \approx \text{const}$, a także $I_1 = \text{const}$. Zakładając w przybliżeniu $\psi \approx \text{const}$ oraz $\varphi \approx \text{const}$, otrzyma się moc pobraną $P_1 = 3UI_1 \cos \varphi \approx \text{const}$. Moc $P \approx P_{mt} = (1 - s) P_e$ oraz $P_1 \approx P_e$. Wobec tego sprawność

$$\eta = \frac{P}{P_1} \approx 1 - s = \frac{n}{n_1}$$

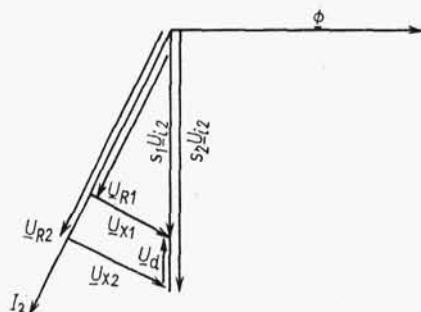
jest w przybliżeniu proporcjonalna do uzyskiwanej w ten sposób prędkości obrotowej. Cała moc poślizgu sP_e jest tracona w rezystancjach obwodu wtórnego, przy

dużych poślizgach – czyli przy dużych rezystancjach R_d – ta moc poślizgu jest tracona przede wszystkim w rezystancjach R_d .

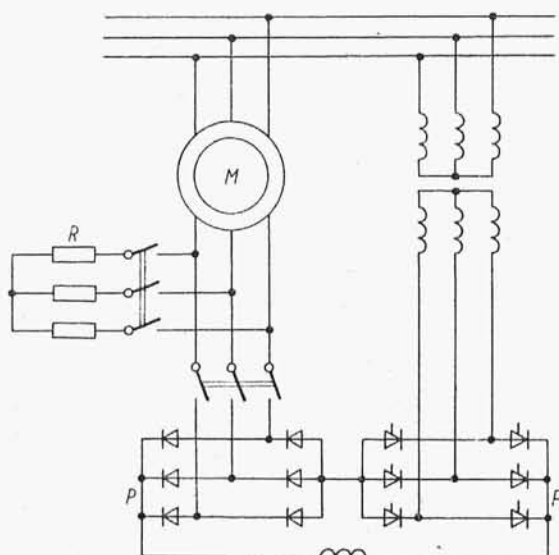
Z powodu małej sprawności uzyskiwanej przy regulacji prędkości obrotowej przez włączenie dodatkowych rezystancji w obwód wirnika można ten sposób stosować tylko tam, gdzie silnik pierścieniowy pracuje przy zmniejszonej prędkości tylko przez krótki czas.

Zmiana poślizgu przez zasilanie stojana napięciem asymetrycznym. Asymetryczny układ napięć i prądów można rozłożyć na układy symetryczne: zgodny i przeciwny, wywołujące strumienie wirujące w kierunkach przeciwnych i momenty działające w kierunkach przeciwnych. Wirnik wiruje pod wpływem momentu wypadkowego. Przez zmianę asymetrii można odpowiednio kształtować przebieg momentu wypadkowego w funkcji poślizgu, a więc zmieniać poślizg. Cała moc poślizgu wydzielą się na rezystancjach wirnika. Sprawność silnika jest mała, a układ regulacyjny skomplikowany.

Przy włączeniu rezystancji R_d w obwód wirnika powstaje na pierścieniach napięcie $R_d I_2$ o częstotliwości sf . Moc $R_d I_2^2 \approx sP_e$ może być wykorzystana i w ten sposób można uzyskać regulację prędkości przez zmianę poślizgu bez strat. Dla zrealizowania tej idei tworzy się układy kaskadowe, tzn. kaskadowo (szeregowo) z wirnikiem łączy się urządzenie odbierające moc poślizgu. Ogólnie można uważać, że układ z rezystancjami dodatkowymi w wirniku też jest układem kaskadowym z tym, że w tym przypadku moc poślizgu jest tracona. Na rysunku 8.42 przedstawiono wykres wektorowy wirnika maszyny indukcyjnej, traktowanego jako prądnica, oddająca przy regulacji prędkości moc przez pierścień ślizgowy do odbiornika (np. do opornika o rezystancji R_d). Przy danym poślizgu s_1 jest napięcie indukowane $s_1 U_{i2}$, prąd I_2 , powodujący spadki napięć na rezystancji U_{R1} i na reaktancji U_{X1} . Po zwiększeniu rezystancji chwilowo maleje prąd I_2 i moment, więc poślizg wzrasta do wartości s_2 , prąd wzrasta w przybliżeniu do poprzedniej wartości, napięcie indukowane wzrasta do wartości $s_2 U_{i2}$ i jest równoważone zwiększonymi napięciami U_{R2} i U_{X2} . Ten sam skutek uzyska się, jeśli zamiast zwiększenia rezystancji doprowadzi się napięcie U_d o częstotliwości sf skierowane tak, że przeciwdziała płynięciu prądu I_2 . Wtedy moc zwiększonego poślizgu jest przekazana do urządzenia, od którego doprowadzono napięcie U_d do pierścieni ślizgowych.



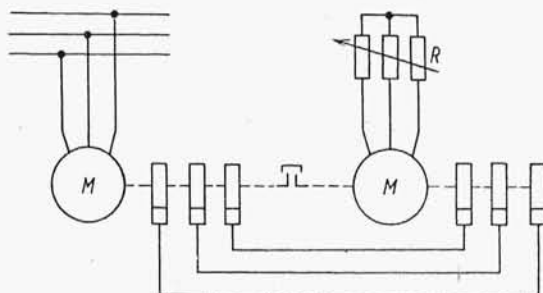
Rys. 8.42. Wykres wektorowy wirnika maszyny indukcyjnej



Rys. 8.43. Kaskada tyrystorowa

Obecnie najczęściej stosuje się kaskady tyrystorowe (rys. 8.43). Wyprostowane w prostowniku P napięcie U_d jest doprowadzone do falownika F , który przetwarza je na napięcie o częstotliwości sieci f . W ten sposób moc poślizgu po przetworzeniu w prostowniku i falowniku jest odprowadzana do sieci. Regulacja prędkości obrotowej odbywa się „bez strat” dzięki doprowadzeniu do obwodu wirnika napięcia U_d . Zakres regulacji jest podobny do zakresu regulacji przez zmianę rezystancji R_d .

Przed wprowadzeniem przetworników tyrystorowych moc poślizgu wykorzystywano w układach kaskadowych wielomaszynowych. Najprostszą kaskadą wielomaszynową jest kaskadowe połączenie dwóch silników pierścieniowych o różnych liczbach par biegunów p_1 i p_2 , pracujących na wspólny wał (rys. 8.44). Moc poślizgu jednego silnika jest doprowadzana do wirnika drugiego silnika. Drugi silnik pracuje w stanie odwróconym, tzn. jest zasilany od strony wirnika. Wirnik drugiego silnika wiruje w kierunku przeciwnym do kierunku wirowania pola. Po-



Rys. 8.44. Połączenie kaskadowe silników pierścieniowych

łączenie między pierścieniami musi być wykonane tak, aby oba wirniki wirowały w kierunku zgodnym.

Można wykazać, że przy tym połączeniu wał wiruje z prędkością odpowiadającą prędkości synchronicznej przy liczbie par biegunów $p_1 + p_2$. Jeśli pracuje tylko jeden z silników, to wał wiruje z prędkością odpowiadającą prędkości synchronicznej przy liczbie par biegunów p_1 albo p_2 .

Obecnie stosuje się układy kaskadowe prawie wyłącznie z zastosowaniem przetworników tyrystorowych.

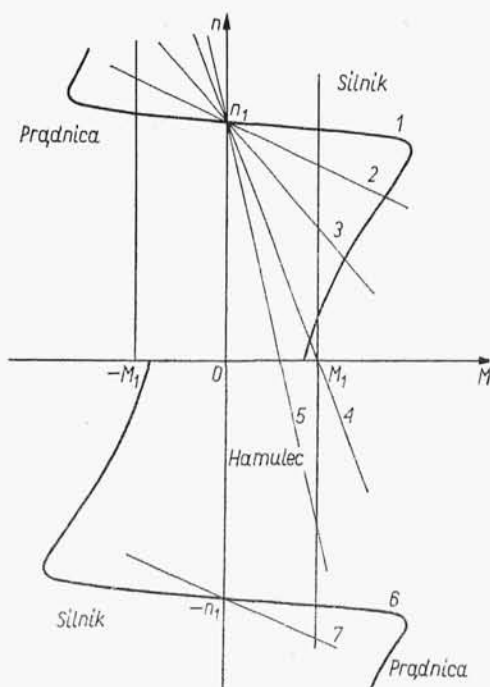
8.3.12. Prądnica indukcyjna

Przy prędkościach nadsynchronicznych ($n > n_1, s < 0$) maszyna znajduje się w zakresie pracy prądnicowej (rys. 8.15) przy zmienionym kierunku napięcia indukowanego $U_{i2s} = sU_{i2}$, zmienionym kierunku przepływu mocy (w tym stanie dostarczona do wirnika moc mechaniczna przetworzona w nim na moc elektryczną P_e zostaje przekazana do stojana), zmienionym kierunku prądu czynnego, ale nie zmienionym kierunku prądu biernego. Widać to np. na wykresie pracy maszyny indukcyjnej (rys. 8.25), na którym pracy prądnicowej odpowiada np. punkt N_G . Oznacza to, że prądnica indukcyjna dostarcza do sieci moc czynną, ale podobnie jak silnik pobiera z sieci moc bierną indukcyjną. Jest to główna wada prądnicy indukcyjnej, ponieważ prądnice pracujące w systemie energetycznym powinny do tego systemu oprócz mocy czynnej dostarczać także moc bierną indukcyjną. Dlatego prądnice indukcyjne nie są stosowane w energetyce.

Prądnica indukcyjna bez dodatkowych urządzeń nie może zasilać odbiorników dołączonych do wydzielonego odcinka sieci bez współpracy z maszynami synchronicznymi, ponieważ w takim układzie nie ma źródła mocy biernej potrzebnej do wzbudzenia. Ponadto maszyna indukcyjna samotna nie wymusza częstotliwości.

8.3.13. Hamowanie maszynami indukcyjnymi

Na rysunku 8.45 pokazano przebiegi charakterystyk mechanicznych w różnych stanach pracy maszyny indukcyjnej, ilustrujące możliwość hamowania. Przy pracy silnikowej ze stałym momentem M_1 (np. przy podnoszeniu dźwigu) dla różnych rezystancji w obwodzie wirnika otrzymuje się prędkości, odpowiadające punktom przecięcia krzywych (w przybliżeniu prostych) 1, 2, 3 z prostą $M = M_1$. Przy pewnej rezystancji R_{dg} (prosta 4) jest $n = 0$. Przy $R_d > R_{dg}$ (prosta 5) maszyna jest w stanie pracy hamulcowej (np. hamuje opadanie dźwigu) przy przeciwnym kierunku wirowania. Po zmianie kolejności faz napięcia zasilającego uzyskuje się zmianę kierunku wirowania pola (krzywa 6). Maszyna indukcyjna obciążona tym samym momentem hamuje w zakresie pracy prądnicowej z prędkością nadsynchroniczną, wirując w kierunku przeciwnym do kierunku pierwszego. Przy niezmienionym kierunku wirowania (w stosunku do kierunku pierwszego), ale przy zmienionym kierunku działania momentu z M_1 na $-M_1$ (ten moment jest teraz momentem napędowym zgodnym z momentem elektromagnetycznym) maszyna hamuje w zakresie pracy prądnicowej z prędkością nadsynchroniczną.



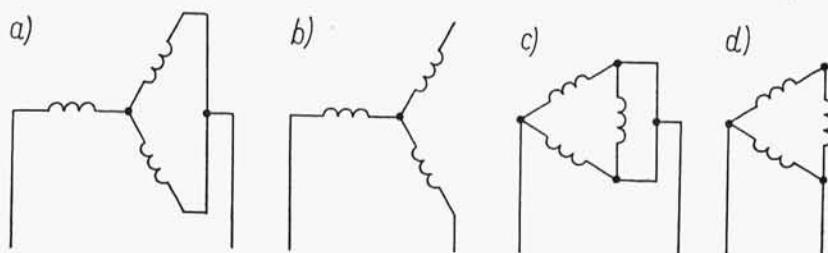
Rys. 8.45. Ilustracja hamowania maszyną indukcyjną

W zakresie pracy prądnicowej maszyna oddaje moc elektryczną do sieci. W zakresie pracy hamulcowej maszyna pobiera moc elektryczną z sieci, a moc poślizgu jest tracona na rezystancjach obwodu wirnika.

Hamowanie maszyną indukcyjną można zrealizować także przez odłączenie uzwojenia stojana od sieci prądu przemiennego i zasilenie go ze źródła napięcia stałego o niskim napięciu w jednym z układów z rys. 8.46. Wtedy maszyna indukcyjna pracuje jako prądnicą synchroniczna. Stojan maszyny spełnia rolę magnesu, wytwarzającego strumień magnetyczny, pod którego wpływem indukują się w obwodzie wirnika napięcia i prądy. Energia obwodu wtórnego jest tracona na rezystancjach obwodu wtórnego. Napięcie prądu stałego jest równe iloczynowi prądu płynącego w stojanie i rezystancji zastępczej obwodu z rys. 8.46.

8.3.14. Silniki indukcyjne jednofazowe

Silnik indukcyjny jednofazowy jest zbudowany najczęściej w ten sposób, że jego stojan ma uzwojenie jednofazowe (zajmujące 2/3 obwodu stojana), a wirnik ma uzwojenie klatkowe. Schemat ideowy maszyny indukcyjnej jednofazowej (rys. 8.47) odpowiada pokazanemu na rys. 8.1 modelowi α - β maszyny indukcyjnej, czyli modelowi dwufazowemu maszyny indukcyjnej, w którym jedno z uzwojeń stojana jest otwarte (usunięte). Model α - β można zastąpić pokazanym na rys. 8.2 modelem d - q . Odpowiedni schemat zastępczy pokazano na rys. 8.5. Maszyna jednofazowa różni



Rys. 8.46. Układy połączeń do hamowania maszynami indukcyjnymi za pomocą prądu stałego

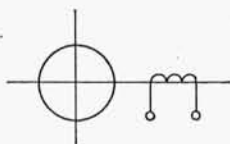
się od maszyny wielofazowej przekształconej w maszynę dwufazową w układzie osi d - q równaniami więzów dla bram stojana.

Równania więzów dla bram stojana maszyny jednofazowej można napisać w postaci

$$\begin{aligned} u_d^s &= u_\alpha^s = \sqrt{2} U^s \cos \omega t \\ i_q^s &= i_\beta^s = 0 \end{aligned} \quad (8.161)$$

Z równań (8.38) definiujących prąd zgodny i przeciwny oraz z równań więzów (8.161) otrzymuje się

$$\underline{I}_1^s = \underline{I}_2^s = \frac{\underline{I}_d^s}{\sqrt{2}} \quad (8.162)$$



Rys. 8.47. Schemat ideowy maszyny indukcyjnej jednofazowej

Podobnie z równań (8.34) otrzymuje się

$$\underline{U}_1^s = \underline{U}_2^s = \frac{\underline{U}_d^s}{\sqrt{2}} \quad (8.163)$$

Ze wzorów na moment (8.73) i (8.74) wynika, że w maszynie jednofazowej moment od składowej zgodnej ma taką samą wartość bezwzględną przy prędkości wirnika $n = (1-s)n_1$, odpowiadającej poślizgowi s , jak moment od składowych przeciwnych przy prędkości wirnika $n = [1-(2-s)]n_1$. Znaki tych momentów są przeciwnie.

Do takich samych wniosków można dojść z analizy przebiegów fizycznych. Pierwsza harmoniczna napięcia magnetycznego wzniesionego prądem jednofazowym [wzór (3.90)] tworzy dwie fale wirujące w przeciwnych kierunkach z prędkością $n_1 = f/p_1$. Tak samo wirują dwie fale indukcji i dwa strumienie. Jeśli wirnik

(z uzwojeniem klatkowym) wiruje w pewnym kierunku przyjętym za dodatni, to jego poślizg względem prędkości fali wirującej w tym samym kierunku

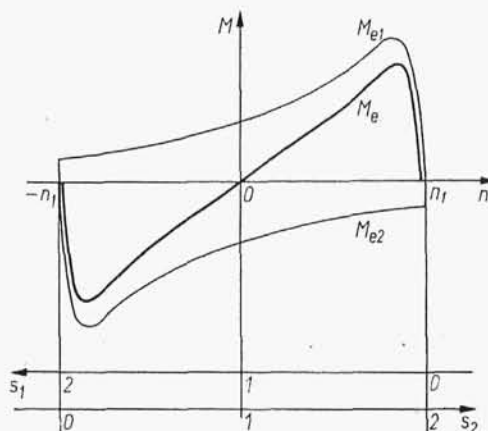
$$s_1 = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (8.164a)$$

a poślizg względem fali wirującej w kierunku przeciwnym

$$s_2 = \frac{n_1 + n}{n_1} = 2 - s_1 \quad (8.164b)$$

Względem fali indukcji wirującej w kierunku dodatnim maszyna indukcyjna znajduje się w stanie pracy silnikowej i wytwarza moment elektromagnetyczny M_{e1} , a względem fali indukcji wirującej w kierunku ujemnym maszyna znajduje się w stanie pracy hamulcowej i wytwarza moment elektromagnetyczny M_{e2} . Wypadkowy moment

$$M_e = M_{e1} - M_{e2} \quad (8.165)$$

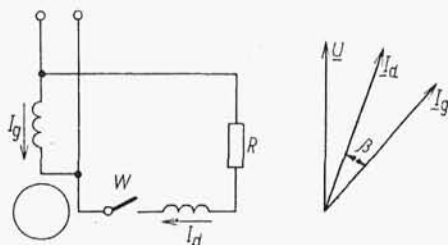


Rys. 8.48. Momenty w maszynie indukcyjnej jednofazowej

Przebiegi momentów pokazano na rys. 8.48. Przy $n = 0$ jest $M_e = 0$; silnik indukcyjny jednofazowy nie ma momentu początkowego. Gdy nada się wirnikowi pewną prędkość obrotową w dowolnym kierunku silnik wchodzi w zakres, w którym $M_e \neq 0$ i obraca się dalej w tym kierunku. Strumień przeciwbieżny ma prędkość względem wirnika większą od synchronicznej, więc wywołuje duże straty w rdzeniu wirnika, sprawność silnika jednofazowego jest mniejsza niż sprawność silnika trójfazowego. Dla wywołania momentu początkowego należy wywołać w chwili rozruchu pole wirujące. W tym celu w stojanie, w żłobkach nie wykorzystanych przez uzwojenie główne umieszcza się *uzwojenie dodatkowe* (rys. 3.68). W ten sposób uzyskuje się drugie uzwojenie, którego oś jest przesunięta o kąt $\pi/2$ względem osi uzwojenia głównego. Prąd I_d płynący w tym uzwojeniu powinien być przesunięty o pewien kąt β względem prądu I_g w uzwojeniu głównym. Przy $\beta = \pi/2$ i przy jednakowych przepływach powstałoby pole wirujące kołowe, co oznaczałoby przypadek optymalny,

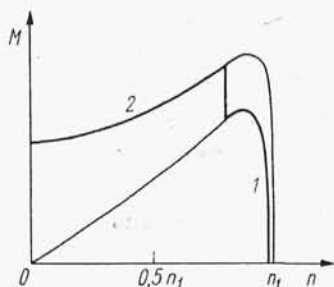
w którym moment początkowy jest największy. Przesunięcia prądu dodatkowego I_d można uzyskać przez szeregowe włączenie rezystancji albo pojemności w obwód uzwojenia dodatkowego.

Na rysunku 8.49 przedstawiono schemat połączeń i wykres prądów silnika indukcyjnego jednofazowego z uzwojeniem dodatkowym o zwiększonej rezystancji. W praktyce zwiększenie rezystancji w obwodzie uzwojenia dodatkowego uzyskuje się nie przez włączenie opornika o rezystancji R , a przez wykonanie tego



Rys. 8.49. Schemat połączeń i wykres wektorowy prądów silnika indukcyjnego jednofazowego z uzwojeniem dodatkowym o zwiększonej rezystancji

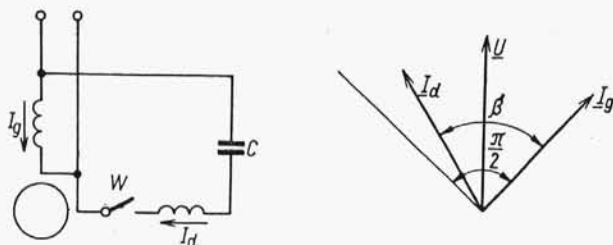
uzwojenia z przewodu o odpowiednio zmniejszonym przekroju. Silnik jest uruchamiany przy zamkniętym łączniku W jak silnik dwufazowy. Przy takich prądach jak na wykresie powstaje pole wirujące eliptyczne (rys. 3.75d) powodujące powstanie momentu początkowego i rozruch silnika. Krzywa 2 na rys. 8.50 pokazuje moment elektromagnetyczny w tym stanie pracy. Przy prędkości wirnika $n \approx (0,7 \div 0,8) n_1$ następuje otwarcie łącznika W (np. przez zadziałanie wyłącznika odśrodkowego osadzonego na wale). Silnik przechodzi w stan pracy jednofazowej z momentem pokazanym przez krzywą 1 na rys. 8.50.



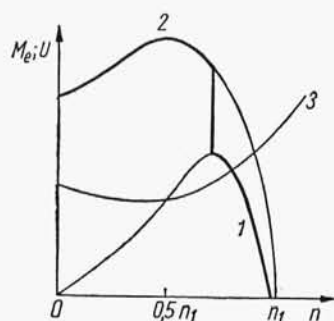
Rys. 8.50. Momenty w silniku indukcyjnym jednofazowym z uzwojeniem dodatkowym o zwiększonej rezystancji

Na rysunku 8.51 przedstawiono schemat połączeń i wykres prądów silnika indukcyjnego jednofazowego z kondensatorem w obwodzie uzwojenia dodatkowego. Przez dobór pojemności C kondensatora w obwodzie dodatkowym można uzyskać przesunięcie prądu I_d względem I_g niewiele różne od $\pi/2$. Na rysunku 8.52 krzywa 2 pokazuje moment elektromagnetyczny przy czynnych obydwóch uzwojeniach, a krzywa 1 – moment przy czynnym tylko uzwojeniu głównym po otwarciu łącz-

nika W . Krzywa 3 pokazuje napięcie na kondensatorze C . Z powodu niebezpiecznego wzrostu napięcia na kondensatorze przy prędkościach zbliżonych do prędkości synchronicznej, uzwojenie dodatkowe powinno być odłączone przy prędkości $n \leq 0,7n_1$.

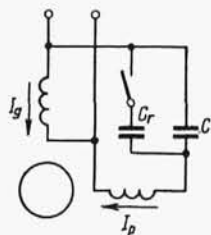


Rys. 8.51. Schemat połączeń i wykres wektorowy prądów silnika indukcyjnego jednofazowego z kondensatorem w obwodzie uzwojenia dodatkowego



Rys. 8.52. Momenty w silniku indukcyjnym jednofazowym z kondensatorem w obwodzie uzwojenia dodatkowego oraz napięcie na kondensatorze

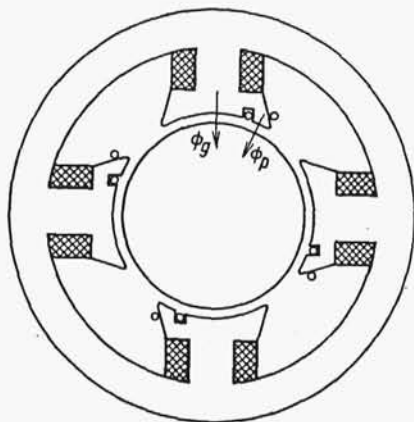
Uzwojenie z kondensatorem może być także włączone przez cały czas pracy silnika (rys. 8.53), nazywa się je wówczas uzwojeniem pomocniczym kondensatorowym. Przez zmianę pojemności przy różnych poślizgach można uzyskać pole magnetyczne zbliżone do kołowego zarówno przy rozruchu jak i przy obciążeniu zbliżonym do znamionowego (zwykle przy $P \approx P_N$). Pole kołowe przy rozruchu zapewnia duży moment początkowy, a pole kołowe przy obciążeniu zbliżonym do znamionowego oznacza brak momentu od pola przeciwbieżnego i brak strat w rdzeniu wirnika przy obciążeniach zbliżonych do znamionowego. Dla uzyskania pola kołowego przy rozruchu pojemność kondensatora przy rozruchu powinna być kil-



Rys. 8.53. Schemat połączeń silnika indukcyjnego jednofazowego z uzwojeniem pomocniczym kondensatorowym

kakrotnie większa od pojemności potrzebnej do uzyskania pola kołowego przy $P = P_N$. Włączony podczas pracy kondensator zwiększa współczynnik mocy silnika.

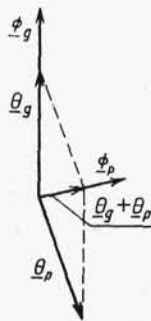
Małe silniki jednofazowe są często budowane jako silniki z uzwojeniem pomocniczym zwartym (rys. 8.54). Uzwojenie stojana wykonuje się w postaci cewek,



Rys. 8.54. Zasada budowy silnika indukcyjnego jednofazowego z uzwojeniem pomocniczym zwartym

osadzonych na biegunach wydrotnych. Cewki są połączone najczęściej w szereg. Część (mniejsza) nabiegunnika stojana, oddzielona od pozostałej części nabiegunnika szczeliną powietrzną, jest objęta zwartym pierścieniem przewodzącym, np. miedzianym. Dlatego takie silniki nazywa się także silnikami z dzielonymi biegunami.

Przez część główną nabiegunnika (nie objętą zwartym pierścieniem) przechodzi strumień Φ_g , przez część pozostałą – strumień Φ_p . Są to strumienie przesunięte względem siebie w przestrzeni. Strumień Φ_g jest wywołany przepływem $\underline{\theta}_g$ cewek osadzonych na biegunach. Strumień Φ_p jest wywołany sumą przepływów $\underline{\theta}_g + \underline{\theta}_p$, przy czym $\underline{\theta}_p$ oznacza przepływ pierścieni zwartych, osadzonych na częściach nabiegunników. Pierścień zwarty działa podobnie jak zwarte uzwojenie wtórne transformatora, którego uzwojeniem pierwotnym jest cewka osadzona na biegunie. Przepływ $\underline{\theta}_p$ jest skierowany prawie przeciwnie do przepływu $\underline{\theta}_g$, powodując znaczne (prawie o $\pi/2$) opóźnienie przepływu wypadkowego $\underline{\theta}_g + \underline{\theta}_p$ i strumienia Φ_p względem przepływu $\underline{\theta}_g$ i strumienia Φ_g , jak na rys. 8.55. Otrzymuje się osta-



Rys. 8.55. Przepływy i strumienie w silniku indukcyjnym jednofazowym z uzwojeniem pomocniczym zwartym

tecnie strumienie Φ_g i Φ_p przesunięte względem siebie w czasie i w przestrzeni, tworzące strumień wirujący. Dzięki temu powstaje moment elektromagnetyczny, który ma wartość różną od zera przy nieruchomym wirniku, czyli $M_p \neq 0$. Wirnik wiruje w kierunku wirowania pola magnetycznego, czyli w kierunku od osi bieguna pokrywającej się z kierunkiem strumienia wyprzedzającego do osi uzwojenia pomocniczego pokrywającej się z kierunkiem strumienia opóźnionego, czyli w tym przypadku od części nabiegownika nie objętej zwartym pierścieniem do części nabiegownika objętej zwartym pierścieniem. Kąt czasowy między strumieniami Φ_g i Φ_p jest na ogół różny od kąta przestrzennego między tymi strumieniami. Pole wirujące nie jest polem kołowym a moment początkowy M_p ma wartość niewielką.

8.3.15. Silniki liniowe

8.3.15.1. Zasada działania i konstrukcji

Silnik elektryczny liniowy jest to silnik elektryczny przetwarzający energię elektryczną na energię mechaniczną ruchu postępowego bez pośrednictwa dodatkowych mechanizmów (np. korbowodu).

Silniki elektryczne liniowe najczęściej są budowane jako silniki indukcyjne. Z rozważań w p. 3.6.4.2 wynika, że prędkość liniowa (obwodowa) fali indukcji wznieconej przez prąd trójfazowy płynący przez uzwojenie trójfazowe (albo połówki fali indukcji wznieconej przez prąd jednofazowy płynący przez uzwojenie jednofazowe) wynosi $v = 2\tau f$. Jeśli uzwojenie umieszczone jest na obwodzie rdzenia o przekroju kołowym, to powstaje pole magnetyczne wirujące. Długość obwodu jest określona i długość podziałki biegunowej jest związana ze średnicą maszyny zależnością $\tau = \frac{\pi D}{2p}$. Zmiana długości podziałki biegunowej i zmiana prędkości synchronicznej obwodowej (a więc i obrotowej) przy $D = \text{const}$ jest możliwa tylko przez zmianę liczby par biegunów p . Trójfazowe uzwojenie może być wykonane na rdzeniu płaskim. Schemat takiego uzwojenia jest podobny do schematu rozwiniętego uzwojenia maszyny wirującej (np. rys. 3.65). W ten sposób można otrzymać pole magnetyczne wędrujące i *silnik liniowy płaski*. Prędkość synchroniczna liniowa pierwszej harmonicznej takiego pola o długości fali $\lambda = 2\tau$ wynosi $v = 2\tau f$ i nie zależy od liczby par biegunów, a zależy tylko od długości podziałki biegunowej τ i od częstotliwości napięcia zasilającego f .

Pole magnetyczne wędrujące można także uzyskać przez wykonanie uzwojenia trójfazowego w formie pierścieni (rys. 8.56) i umieszczenie ich na wewnętrznej powierzchni rdzenia pierścieniowego. Otrzymuje się w ten sposób *silnik liniowy tubowy*.

Silniki liniowe płaskie mogą być jednostronne albo dwustronne (rys. 8.57).

Silnik liniowy płaski dwustronny jest jakby złożeniem dwóch silników jednostronnych. Rdzeń magnetyczny części pierwotnej jest wykonany z blach elektrotechnicznych (złożonych w płaszczyźnie rysunku). Element przewodzący prąd w części wtórnej może być wykonany z blachy miedzianej albo aluminiowej, albo