

WYKŁAD 13

MASZYNY ASYNCHRONICZNE

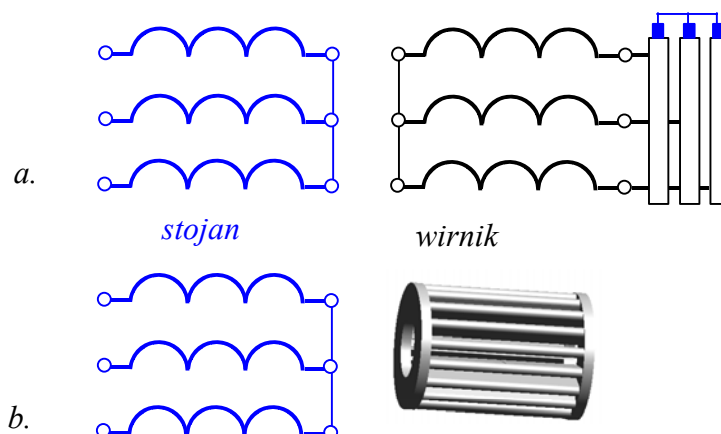
13.1. Podstawowe równania maszyn asynchronicznych.

Z punktu widzenia połączeń elektrycznych maszyna asynchroniczna składa się z dwóch obwodów:

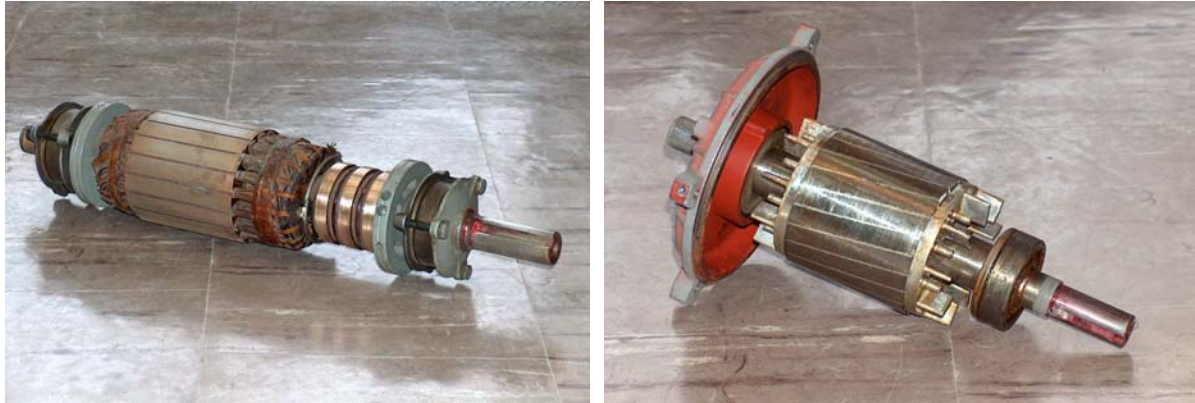
- uzwojenia stojana, dwu- lub trójfazowego (to ostatnie połączone jest w gwiazdę lub trójkąt),
- uzwojenia wirnika, stanowiącego zwarty, w zasadzie odizolowany obwód.

Konstrukcyjnie wirniki dzielą się na dwa podstawowe typy:

- wirniki pierścieniowe, gdzie uzwojenia są wykonane drutem nawojowym jako trójfazowe o strukturze praktycznie identycznej jak w stojanie. Początki uzwojeń fazowych są połączone z wzajemnie odizolowanymi pierścieniami umocowanymi na wale maszyny, które poprzez układ trzech szczotek są z kolei wyprowadzone na zaciski umieszczone na obudowie stojana.
- wirniki klatkowe (zwarte), w których żłobkach znajdują się pręty aluminiowe lub miedziane połączone na czołach pierścieniami wykonanymi z tego samego metalu. W niektórych konstrukcjach maszyn średniej i dużej mocy na wirniku znajdują się dwie klatki, z których jedna (tzw. robocza) jest wykonana z miedzi a druga, o znacznie mniejszym przekroju poprzecznym prętów (tzw. rozruchowa) czasami może być wykonywana z mosiądzu.



Rys.13.1. Struktura połączeń uzwojeń w trójfazowej maszynie asynchronicznej
a. z wirnikiem pierścieniowym,
b. z wirnikiem klatkowym.



a. b.
 Rys.13.2. Wirniki trójfazowych maszyn asynchronicznych małej mocy
 a. pierścieniowy,
 b. klatkowy.

Podstawową cechą wyróżniającą maszynę asynchroniczną (w typowych warunkach eksploatacji) jest pobieranie z sieci elektrycznej mocy biernej magnesującej, niezależnie od tego czy pracuje ona jako silnik czy prądnica. Rzutuje to z kolei na istotny parametr konstrukcyjny jakim jest rozmiar szczeliny δ pomiędzy stojanem i wirnikiem – aby składowa bierna prądu stojana była możliwie mała to szczelina ta musi być również możliwie niewielkich rozmiarów. Zależność ta wynika ze wzoru na indukcyjność reakcji twornika odpowiadającą strumieniowi wytworzonemu przez układ trójfazowych prądów i przechodzącego (sprzęgającego) pomiędzy stojanem i wirnikiem (12.8). Ze względu na cylindryczny kształt wirnika indukcyjność ta, nazywana w teorii maszyn asynchronicznych magnesującą L_μ , nie zależy od położenia wirnika względem pola

$$L_\mu = \frac{2\mu_0}{\pi^2} m_1 \frac{L\tau}{p\delta_e} (N_1 \xi_q \xi_s)^2 \quad (13.1)$$

Ze względu na małą szczelinę we wzorze (13.1) rzeczywistą jej wartość δ zastąpiono wartością efektywną δ_e

$$\delta_e = \delta k_{CS} k_{CR} \quad (13.2)$$

gdzie k_{CS} , k_{CR} są bezwymiarowymi współczynnikami (Cartera), odpowiednio dla stojana i wirnika. Współczynniki te ujmują zmniejszenie przewodności magnetycznej pomiędzy stojanem i wirnikiem maszyny w wyniku użłobkowania w obydwu częściach magnetowodu.

$$k_C = \frac{1}{1 - \gamma_C \frac{\delta}{t_z}} \quad (13.3)$$

gdzie t_z – podziałka żłobkowa (stojana bądź wirnika).

Współczynnik γ_C wynosi

$$\gamma_C = \frac{1}{5 + \frac{b_4}{\delta}} \left(\frac{b_4}{\delta} \right)^2 \quad (13.4)$$

gdzie b_4 – otwarcie żłobka (stojana bądź wirnika). Przeciętne wartości k_C dla żłobków półzamkniętych wynoszą (1.15-1.20).

Indukcyjności L_μ odpowiada strumień wypadkowy o amplitudzie Φ_m wyznaczony z fali indukcji o liczbie par biegunów p i wirującej względem stojana z prędkością n_1 . Strumień ten indukuje w uzwojeniach fazowych stojana i wirnika siły elektromotoryczne o wartościach skutecznych

$$\begin{aligned} E_S &= \sqrt{2} \pi f_S N_{eS} \Phi_m \\ E_R &= \sqrt{2} \pi f_R N_{eR} \Phi_m \end{aligned} \quad (13.5)$$

gdzie częstotliwość SEM wirnika f_R jest powiązana z częstotliwością zasilania f_S poprzez poślizg s . W zwartym obwodzie uzwojenia fazowego wirnika SEM jest kompensowana poprzez spadek napięcia na rezystancji fazowej R_2 i pewnej reaktancji $2\pi f_R L_2$ wynikającej z niewielkiego strumienia rozproszenia zamykającego się wewnątrz wirnika.

$$E_R = I_R \sqrt{(R_2)^2 + (2\pi f_R L_2)^2} \quad (13.6)$$

Z drugiej strony, rugując Φ_m z (13.5), otrzymuje się

$$E_R = E_S \frac{N_{eR}}{N_{eS}} \frac{f_R}{f_S} = E_S \frac{N_{eR}}{N_{eS}} s \quad (13.7)$$

Łącząc powyższe równania uzyskuje się

$$E_S = I_R \frac{N_{eS}}{N_{eR}} \sqrt{\left(\frac{R_2}{s} \right)^2 + \left(2\pi \frac{f_R}{s} L_2 \right)^2} = I_R \frac{N_{eR}}{N_{eS}} \left(\frac{N_{eS}}{N_{eR}} \right)^2 \sqrt{\left(\frac{R_2}{s} \right)^2 + (2\pi f_S L_2)^2} \quad (13.8)$$

Sprowadzając wielkości związane z wirnikiem na stronę stojana (przedstawiając je w skali stojana) za pomocą zależności

$$I_{RS} = I_R \frac{N_{eR}}{N_{eS}} \quad (13.9)$$

$$\begin{aligned} R'_2 &= R_2 \left(\frac{N_{eS}}{N_{eR}} \right)^2 \\ L'_2 &= L_2 \left(\frac{N_{eS}}{N_{eR}} \right)^2 \end{aligned} \quad (13.10)$$

Równanie (13.8) przyjmuje wtedy postać

$$E_S = I_{RS} \sqrt{\left(\frac{R'_2}{s}\right)^2 + (2\pi f_s L'_2)^2} = I_{RS} \sqrt{\left(R'_2 + \frac{1-s}{s} R'_2\right)^2 + (2\pi f_s L'_2)^2} \quad (13.11)$$

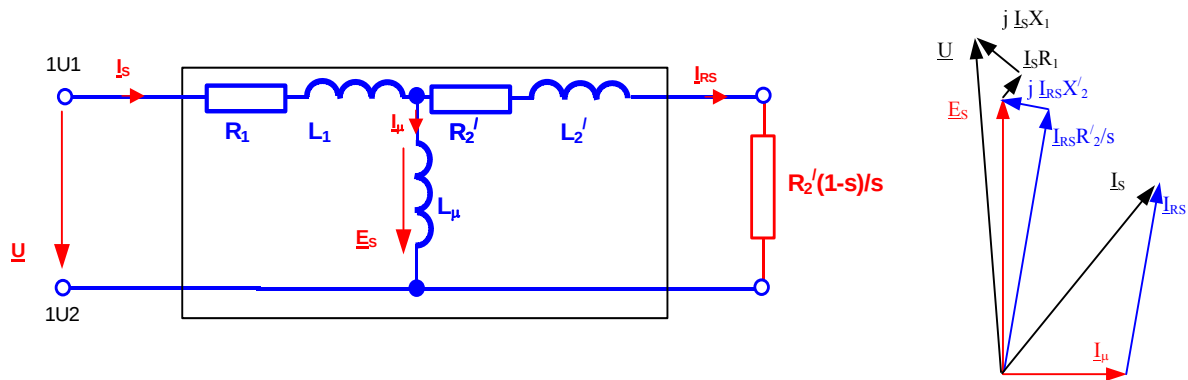
Siła elektromotoryczna wypadkowa w uzwojeniu fazowym stojana różni się od napięcia na zaciskach o spadek na rezystancji uzwojenia fazowego i indukcyjności rozproszenia stojana L_1 , co w konwencji odbiornikowej zapisuje się jako

$$\underline{U} = \underline{I}_S (R_1 + j 2\pi f_s L_1) + \underline{E}_S = \underline{I}_S (R_1 + j 2\pi f_s L_1) + \underline{I}_{RS} \left(\frac{R'_2}{s} + j 2\pi f_s L'_2 \right) \quad (13.12)$$

Uwzględniając zależność definicyjną

$$\underline{E}_S = j 2\pi f_s L_\mu \underline{I}_\mu \quad (13.13)$$

można zbudować schemat zastępczy silnika asynchronicznego i odpowiadający mu wykres wskazowy



Rys.13.3. Schemat zastępczy i wykres wskazowy silnika asynchronicznego (konwencja odbiornikowa)

Moc elektromagnetyczna wewnętrzna (przechodząca ze stojana do wirnika) wynosi

$$P_{wewn} = \operatorname{Re}\{m_1 \underline{E}_S \underline{I}_{RS}\} = m_1 I_{RS}^2 \frac{R'_2}{s} \quad (13.14)$$

co daje

$$P_{wewn} = m_1 \frac{E_S^2}{\left(\frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X'_2)^2} \frac{R'_2}{s} = m_1 \frac{\frac{E_S^2}{R'_2}}{\left(\frac{1}{s}\right)^2 + \left(\frac{X'_2}{R'_2}\right)^2} \frac{1}{s} \quad (13.15)$$

Oznaczając iloraz składników impedancji strony wtórnej jako

$$s_u = \frac{R'_2}{X'_2} \quad (13.16)$$

otrzymujemy ostatecznie

$$P_{\text{wewn}} = m_1 \frac{E_s^2}{X_2'} \frac{s s_u}{s^2 + s_u^2} \quad (13.17)$$

Moc wewnętrzna jest mocą pola wirującego z prędkością n_1 , stąd moment wewnętrzny (elektromagnetyczny) jest równy

$$M_{\text{wewn}} = \frac{m_1}{2\pi n_1} \frac{E_s^2}{X_2'} \frac{s s_u}{s^2 + s_u^2} \quad (13.18)$$

Dla uproszczenia zapisu indeks „wewn” będzie w dalszym ciągu pomijany. W celu zbadania przebiegu zależności (13.18) wyznacza się pochodną dM/ds i znajduje poślizg, dla którego osiąga ona zero.

$$\frac{dM}{ds} = \text{const} \frac{s_u^3 - s^2 s_u}{(s^2 + s_u^2)^2} \quad (13.19)$$

$$M = M_{\text{max}} \quad \text{dla} \quad s = s_u$$

Poślizg s_u , nazywany poślizgiem utyku, wyznacza taką prędkość maszyny, dla której rozwijany moment jest maksymalny. Typowa wartość s_u to 0.07-0.15. Moment maksymalny wynosi więc

$$M_{\text{max}} = \frac{m_1}{2\pi n_1} \frac{E_s^2}{2X_2'} \quad (13.20)$$

Zaniedbując rezystancję R_1 , niewielką w stosunku do R_2'/s , oraz pomijając przesunięcie fazowe pomiędzy I_s oraz I_{RS} można oszacować z niewielkim przybliżeniem iloraz siły elektromotorycznej i napięcia fazowego

$$\frac{E_s}{U} \cong \frac{X_\mu}{X_1 + X_\mu} \quad (13.21)$$

Łącząc (13.21) i (13.20) otrzymuje się następującą zależność na moment maksymalny

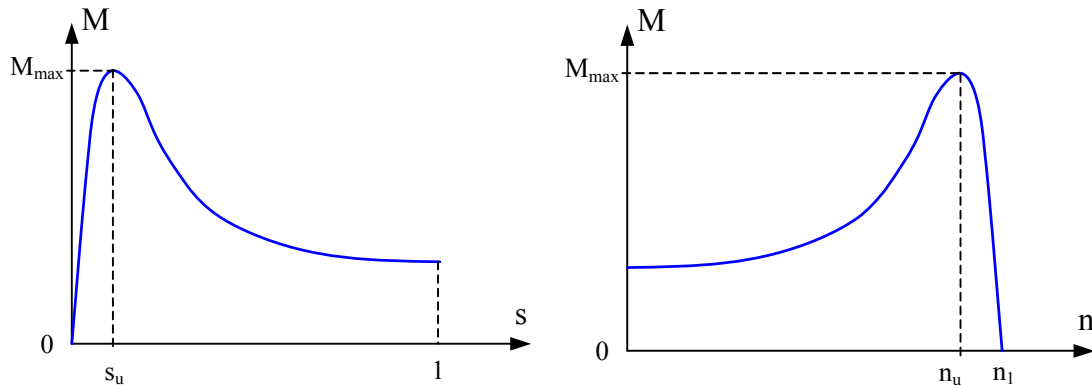
$$M_{\text{max}} \cong \frac{m_1}{2\pi n_1} \frac{U^2}{\left(1 + \frac{X_1}{X_\mu}\right)^2} \frac{1}{2(X_1 + X_2')} \quad (13.22)$$

Iloraz reaktancji X_1/X_μ jest rzędu 0.05 i nazywany jest współczynnikiem Heyland’a.

Ostatecznie symetryczne wyrażenie opisujące relację pomiędzy momentem elektromagnetycznym a poślizgiem jest w postaci, która nosi nazwę wzoru Kloss’a

$$\frac{s}{s_u} + \frac{s_u}{s} = 2 \frac{M(s_u)}{M(s)} = 2m_M \quad (13.23)$$

Parametr m_M nosi nazwę przeciążalności momentem, a charakterystyka $M(s)$ lub $M(n)$ jest nazywana charakterystyką mechaniczną.



a. b.
Rys.13.4. Charakterystyka mechaniczna silnika asynchronicznego
a. w funkcji poślizgu,
b. w funkcji prędkości obrotowej.

Prędkość i poślizg utyku są powiązane liniową zależnością

$$n_u = n_1(1 - s_u) \quad (13.24)$$

Na podstawie schematu zastępczego można wyznaczyć tzw. energetyczną definicję poślizgu

$$\frac{\Delta P_R}{P_{wewn}} = \frac{I_{RS}^2 R_2'}{I_{RS}^2 \frac{R_2'}{s}} = s \quad (13.25)$$

gdzie ΔP_R – straty w uzwojeniu wirnika.

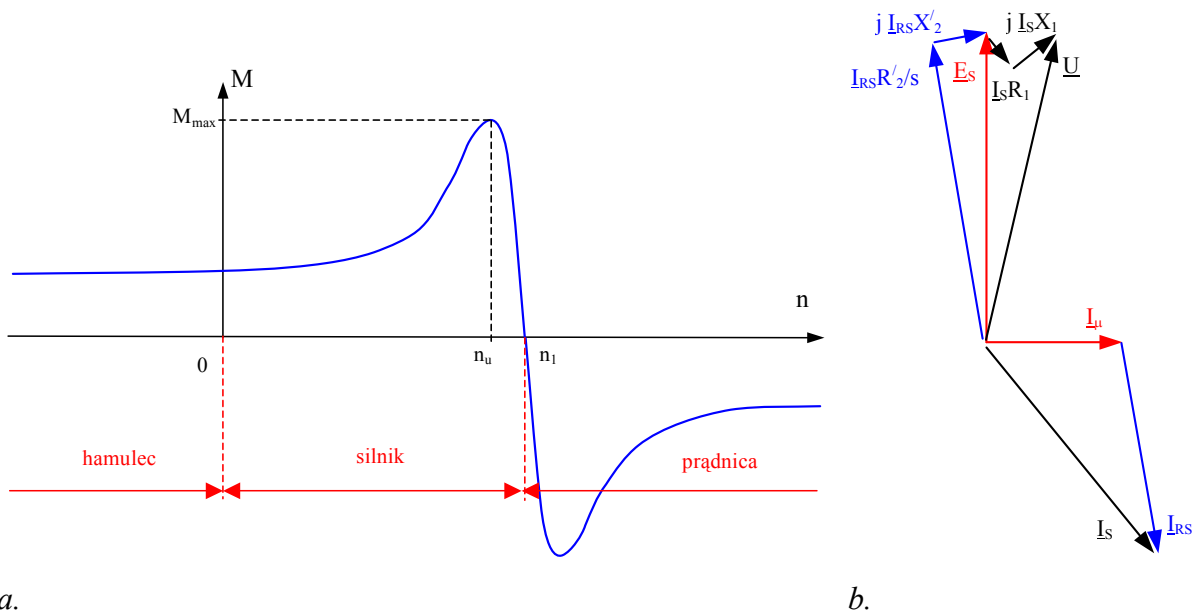
Podsumowując, poślizg s łączy ze sobą następujące wielkości

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{f_R}{f_S} = \frac{\Delta P_R}{P_{wewn}} \quad (13.26)$$

Silnik asynchroniczny pracuje w zakresie prędkości obrotowych $n_u < n < n_1$ – tak zwana robocza część charakterystyki mechanicznej. Jej krańcowe punkty utyku i pracy synchronicznej (idealny bieg jałowy) są określone wzorami (13.22) (13.24) oraz (11.1).

W ogólnym przypadku prędkość obrotowa maszyny asynchronicznej może być poza zakresem $(0, n_1)$. Dla prędkości większych od prędkości synchronicznej poślizg jest ujemny. Oznacza to, że moc pola wirującego P_{wewn} jest ujemna – straty w obwodzie wirnika są zawsze dodatnie. Ponieważ wirnik wiruje nadal w dodatnim kierunku (tym samym co pole w maszynie) stąd wnioskujemy, że moment elektromagnetyczny działający na wirnik zmienił znak i stał się momentem hamującym. Tym samym maszyna przeszła do pracy prądnicowej i oddaje moc czynną do sieci zasilającej. Charakter mocy biernej pobieranej z sieci się nie

zmienił – nadal maszyna pobiera moc bierną magnesującą niezbędną do wytworzenia w niej pola magnetycznego. Z kolei w przypadku, gdy poślizg jest większy od jedności mamy do czynienia z sytuacją kiedy wirnik kręci się z prędkością przeciwną do kierunku wirowania pola – moment elektromagnetyczny nadal działa w tym samym kierunku co wiruje pole, lecz jest zbyt słaby w stosunku do zewnętrznego momentu pochodzenia mechanicznego aby wymusić „swoją” kierunek wirowania. Maszyna pobiera z sieci moc czynną a pracę taką nazywa się hamulcową.



a. *Rys.13.5. Zestawienie warunków pracy maszyny asynchronicznej*
a. charakterystyka mechaniczna,
b. wykres wskazowy dla pracy prądnicowej ($s < 0$, konwencja odbiornikowa)

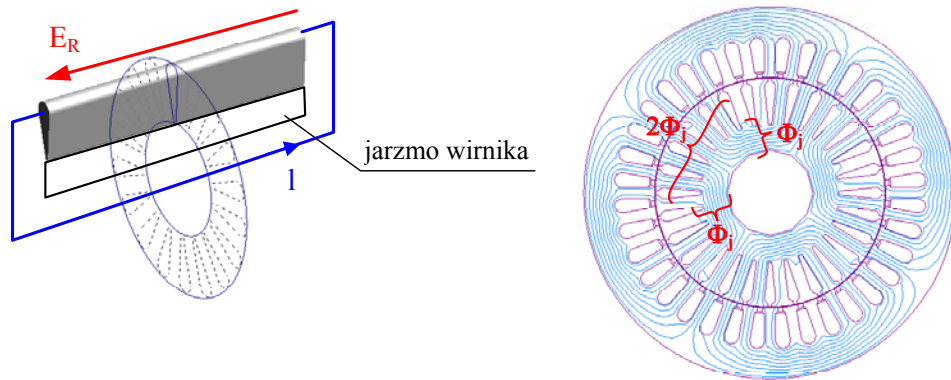
13.2. Własności silnika indukcyjnego z wirnikiem klatkowym.

Wirnik klatkowy silnika indukcyjnego o Z_2 żłobkach znajduje się w wirującym względem niego sinusoidalnym polu magnetycznym indukującym w każdym z prętów siłę elektromotoryczną o częstotliwości poślizgu, którą oblicza się z tych samych zależności co poprzednio (13.5) podstawiając jedynie za liczbę zwojów efektywnych $N_e=1$ oraz zmniejszając dwukrotnie amplitudę strumienia.

$$E_R = \sqrt{2} \pi f_R \frac{\Phi_m}{2} \quad (13.27)$$

Można to uzasadnić wprowadzając obliczeniowy kontur całkowania l natężenia pola elektrycznego obejmujący jarzmo blach wirnika, jak pokazano to na rys.13.6. Strumień magnetyczny wnikaający do wirnika w obrębie jednej podziałki biegunowej dzieli się następnie w jarzmie na połowy o amplitudzie Φ_{jm} , co skutkuje wzorem (13.27). W zależności

tej przyjęto, że pole elektryczne jest pomijalne wszędzie poza prętem wirnika, co jest pewnym przybliżeniem – istnieje na przykład w obszarze pierścieni zwierających. Biorąc jednak pod uwagę proporcje wymiarowe zwykle się dopuszcza takie uproszczenie zwiększając jedynie nieznacznie obliczeniową długość pręta wirnika. Należy pamiętać, że pola $\mathbf{B}$ i $\mathbf{E}$ w osi wału maszyny są tożsamościowo równe zero ze względu na symetrię struktury silnika.



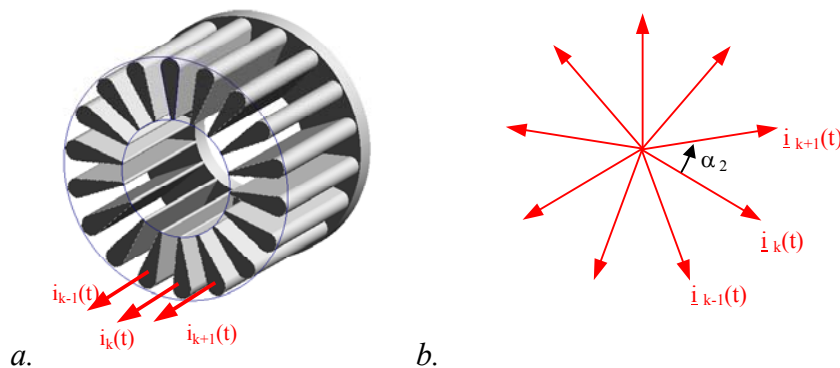
Rys.13.6. Wyznaczenie siły elektromotorycznej E_R indukowanej w przecie klatki wirnika
a. schemat obliczeniowy,
b. rozkład pola w przekroju silnika indukcyjnego.

Siły elektromotoryczne w zwartych prętach wirnika powodują przepływ prądów, które sumują się do zera w obrębie każdego z pierścieni. Prądy te są przesunięte w fazie o kąt wynikający z liczby żłobków wirnika oraz liczby par biegunów pola wymuszającego.

$$\alpha_2 = \frac{2\pi p}{Z_2} \quad (13.28)$$

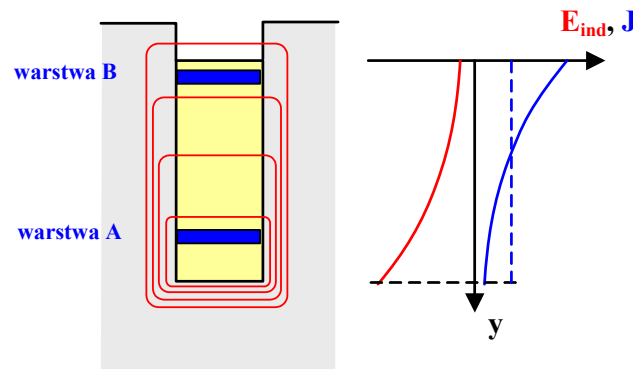
Stąd zależność na prąd w k -tym przecie jest w postaci

$$i_{2k}(t) = I_{2m} \sin(2\pi f_R t - k \alpha_2) \quad (13.29)$$



Rys.13.7. Rozpływ prądów w wirniku klatkowym
a. widok połowy struktury przykładowej klatki wirnika, $Z_2=18$, $p=2$.
b. gwiazda wskazów prądów żłobkowych.

Istotną cechą silników z wirnikami klatkowymi jest zjawisko wypierania prądów w prętach klatki. Jest to związane, po pierwsze z ciągłym i przewodzącym elektrycznie materiałem pręta, oraz po drugie z występowaniem strumienia rozproszenia w strefie żłobkowej wirnika. Rozpatrzmy przykładowy pręt o przekroju prostokątnym umieszczony w żłobku o podobnym kształcie pokazany na rys.13.8. Rozpatrując chwilę, w której sumaryczny prąd pręta osiąga maksimum, zauważamy, że poszczególne warstwy pręta są skojarzone z różnym strumieniem. I tak warstwa A jest skojarzona z czterema liniami strumienia a warstwa B tylko z jedną. Oznacza to, że SEM indukcji własnej E_{ind} w warstwie A jest czterokrotnie większa niż w warstwie B. Siły elektromotoryczne indukowane w kolejnych warstwach mogą być traktowane jako iloczyn natężenia pola elektrycznego $E(y)$ i długości pręta. Są więc, zgodnie z prawem Faraday'a, skierowane przeciwnie niż prąd, który je wywołał. W konsekwencji rozkład gęstości prądu wzdłuż wysokości pręta może być silnie niejednorodny – mówimy że prąd z dna żłobka jest wypierany w kierunku jego otwarcia.



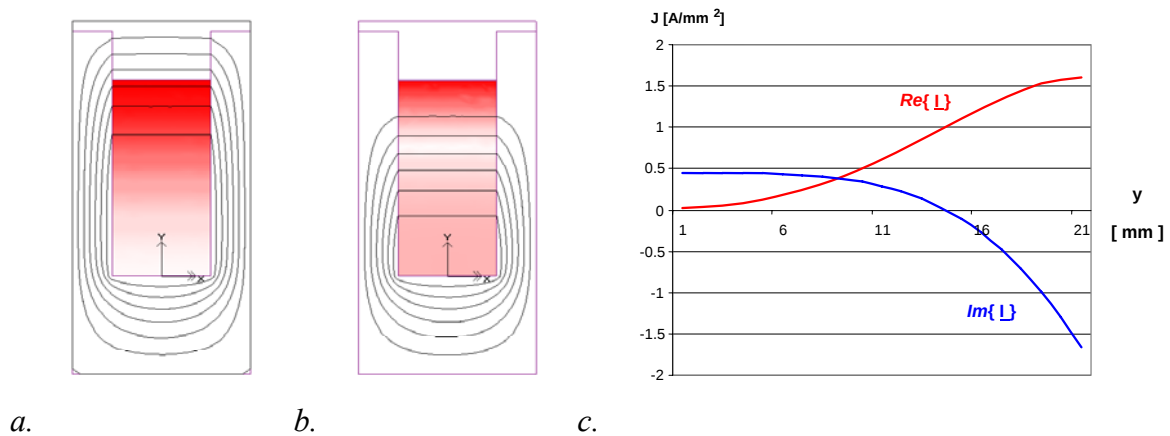
Rys.13.8. Ilustracja zjawiska wypierania prądu w prętach wirnika klatkowego dla chwili kiedy natężenie prądu w pręcie osiąga maksimum.

Intensywność wypierania prądu istotnie zależy od częstotliwości oraz przewodności i wysokości pręta w żłobku, jest ona scharakteryzowana bezwymiarowym parametrem κ

$$\kappa = \frac{h}{\sqrt{\pi f_R \mu_0 \gamma}} \quad (13.30)$$

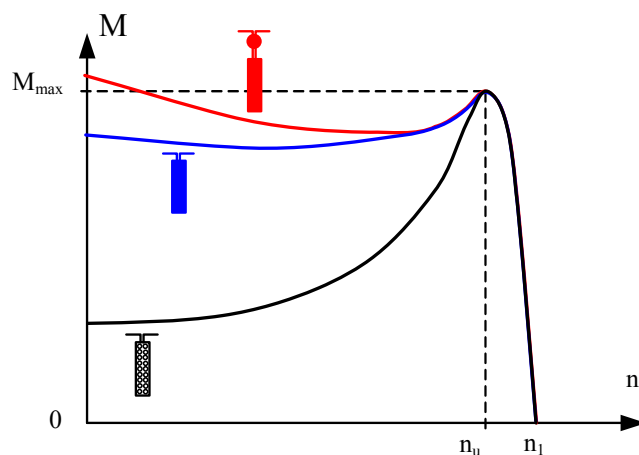
gdzie h jest wysokością a γ konduktywnością pręta. Wyrażenie w mianowniku jest często nazywane zastępczą głębokością wnikania δ_e pola do przewodzącej półprzestrzeni. Można mówić o wpływie wypierania prądu, jeżeli $\kappa > 1$. Dla miedzi i częstotliwości 50 Hz $\delta_e=10$ mm. Rozkład gęstości prądu odniesiony do jego wartości średniej nie jest stały w czasie - przestrzenne funkcje gęstości prądu $Re\{I\}$ oraz $Im\{I\}$ są różne, jak pokazano to na rys.13.9.

Wyniki obliczeń dla chwili, kiedy natężenie prądu w pręcie jest maksymalne ($\underline{I} = \text{Re}\{\underline{I}\}$) pozwala wyznaczyć wartość zastępczej rezystancji pręta $R_2(f_R)$, natomiast pole dla chwili przesuniętej o $\pi/2$ ($\underline{I} = \text{Im}\{\underline{I}\}$) dostarcza danych dla wyznaczenia indukcyjności rozproszenia $L_2(f_R)$. Wypieranie prądu powoduje zwiększenie rezystancji i spadek indukcyjności w stosunku do wyznaczanych prądem stałym.



Rys.13.9. Rozkład gęstości prądu i strumienia rozproszenia dla miedzianego pręta przy 50Hz
 a. moduł gęstości prądu i linie strumienia rozproszenia dla chwili gdy $\underline{I} = \text{Re}\{\underline{I}\}$
 b. moduł gęstości prądu i linie strumienia rozproszenia dla chwili gdy $\underline{I} = \text{Im}\{\underline{I}\}$
 c. rozkład gęstości prądu wzdłuż wysokości pręta

Zjawisko wypierania prądu ma duży wpływ na wartość momentu elektromagnetycznego, zwłaszcza dla małych prędkości obrotowych, kiedy częstotliwość prądów w wirniku jest niewiele mniejsza od częstotliwości sieciowej. W zależności od kształtu i rozmiarów pręta wirnika moment rozruchowy może zmieniać się w szerokim zakresie – jest to związane przede wszystkim ze wzrostem rezystancji wirnika dla dużych poślizgów.



Rys.13.10. Zmienność kształtu charakterystyki mechanicznej silnika indukcyjnego w zależności od rodzaju uzwojenia wirnika: dwuklatkowe, głębokożłobkowe oraz cewkowe.

13.3. Regulacja prędkości obrotowej.

W stanie ustalonym punkt pracy silnika indukcyjnego na charakterystyce mechanicznej leży na przecięciu jej części roboczej z charakterystyką momentu obciążenia mechanicznego. Regulacja prędkości silnika polega więc na przesuwaniu położenia tej części charakterystyki w zależności od wymagań napędzanego obiektu. Położenie punktu pracy synchronicznej ($M=0$, $n=n_1$) jest określona przez iloraz częstotliwości zasilania uzwojeń stojana f_s i liczby par biegunów p

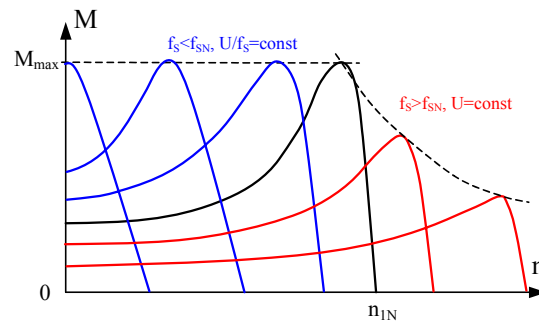
$$n_1 = \frac{f_s}{p} \quad (13.31)$$

Punkt utyku silnika ($M=M_{\max}$, $n=n_u$) jest wyznaczony zależnościami

$$n_u = n_1 (1 - s_u) = \frac{f_s}{p} \left(1 - \frac{R_2'}{2\pi f_s L_2'}\right) \quad (13.32)$$

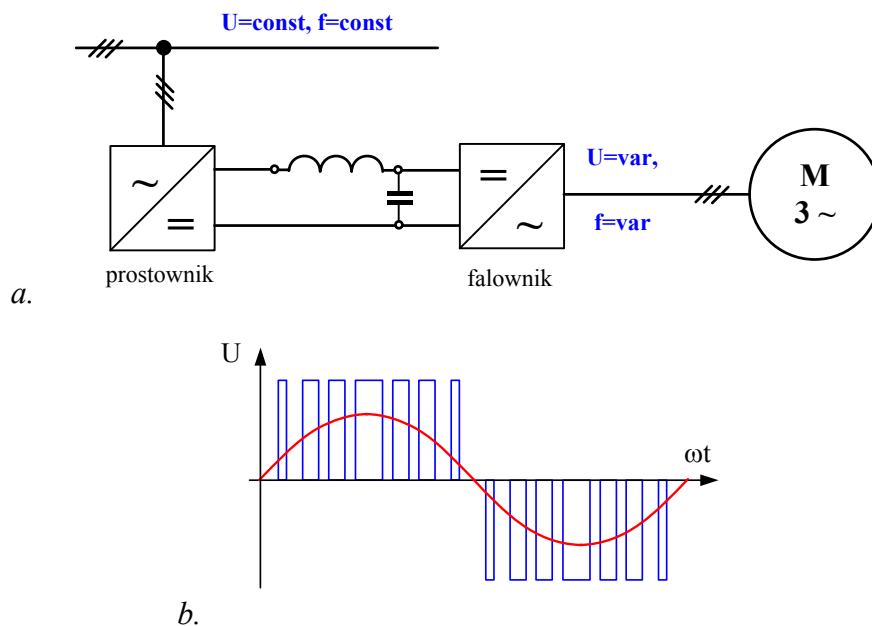
$$M_{\max} \cong \frac{m_1}{2\pi \frac{f_s}{p}} \frac{U^2}{\left(1 + \frac{X_1}{X_\mu}\right)^2} \frac{1}{4\pi f_s (L_1 + L_2')} = c_M \left(\frac{U}{f_s}\right)^2 \quad (13.33)$$

Wzory (13.31-33) przedstawiają komplet równań, na podstawie których są realizowane algorytmy regulacji prędkości obrotowej. Jak wynika z nich, najefektywniejszym jest regulacja przy pomocy zmiennej częstotliwości napięcia zasilającego. Sama zmiana częstotliwości nie wystarcza, ponieważ przy jej znacznym zmniejszeniu istotnie wzrasta natężenie prądu ze względu na spadek wartości reaktancji silnika, co grozi z kolei nadmiernym wzrostem temperatury uzwojeń. Dlatego też, przy regulacji prędkości w dół, zmniejszaniu częstotliwości zasilania towarzyszy proporcjonalne zmniejszanie wartości napięcia zasilającego. Mówimy wówczas o regulacji przy stałym momencie maksymalnym – $U/f_s = \text{const}$. Proporcjonalność pomiędzy napięciem i jego częstotliwością nie może być zachowana przy regulacji prędkości powyżej prędkości znamionowej, ponieważ zwiększanie napięcia powyżej znamionowego mogło by być groźne dla izolacji uzwojeń. Dodatkowym ograniczeniem są własności układów energoelektronicznych, za pomocą których jest realizowana taka regulacja. Wartość napięcia wyjściowego falownika jest ograniczona poprzez maksymalne napięcie w członie stałoprądowym, stąd zwiększanie częstotliwości ponad wartość sieciową odbywa się przy stałej wartości skutecznej napięcia zasilającego zbliżonego do wartości napięcia w sieci.



Rys.13.10. Charakterystyki mechaniczne silnika indukcyjnego podczas częstotliwościowej regulacji prędkości obrotowej.

Najbardziej rozpowszechnionym układem regulacji częstotliwościowej jest tzw. zasilanie falownikowe z modulacją szerokości impulsu (ang. PWM - Pulse Width Modulation). Idea działania takiego zasilacza polega na kształtowaniu na wyjściu falownika napięcia w postaci ciągu prostokątnych impulsów o żądanej szerokości i stałej amplitudzie wynikającej z wartości napięcia w części prądu stałego. Ze względu na rezystancyjno-indukcyjny charakter obwodu silnika, prąd fazowy jest ciągiem ekwipotencjalnych krzywych wynikających z powtarzającego się procesu załączania i wyłączania napięcia stałego w obwodzie RL. Okazuje się, że właściwy dobór kształtu napięcia typu PWM pozwala na uzyskanie przebiegu prądu fazowego bardzo bliskiego sinusoidzie. Częstotliwość impulsowania we współczesnych falownikach, odpowiadająca za dokładność kształtowania impulsów, jest rzędu 10 kHz.

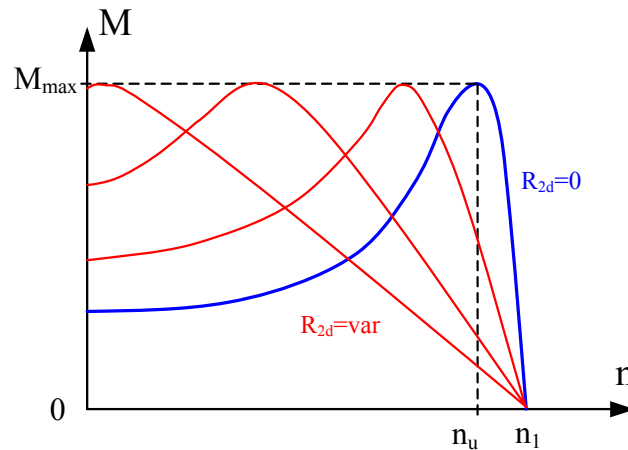


Rys.13.11. Zasilanie silnika indukcyjnego o regulowanej częstotliwości i napięciu.

a. schemat blokowy układu,

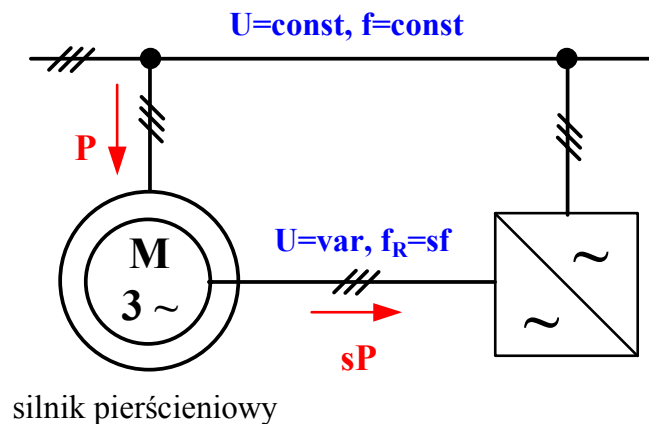
b. istota przebiegu napięcia typu PWM z jego podstawową harmoniczną.

Odminnym sposobem regulacji, możliwym do zastosowania wyłącznie w silnikach pierścieniowych, jest modyfikacja kształtu charakterystyki mechanicznej poprzez wtrącanie w obwód wirnika dodatkowych rezystancji. W wyniku tego zwiększeniu ulega wyłącznie poślizg utyku (13.16), a moment maksymalny i prędkość synchroniczna nie ulegają zmianie.



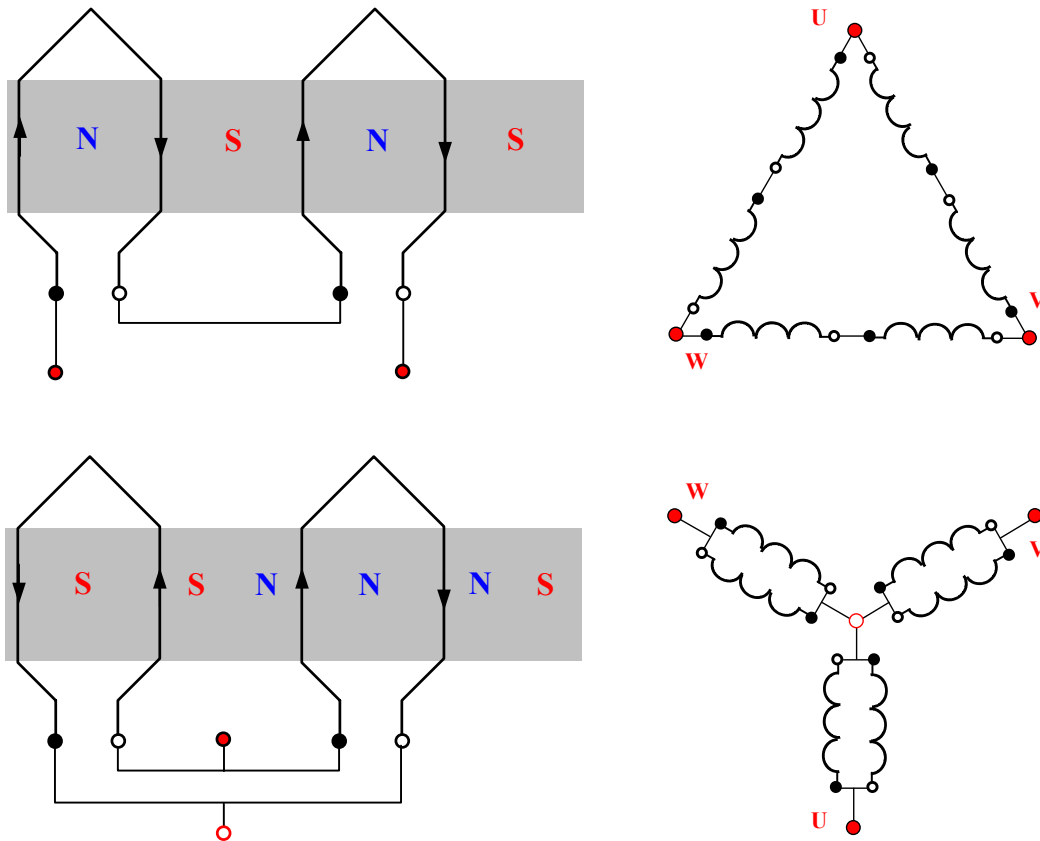
Rys.13.12. Wpływ dodatkowej rezystancji w obwodzie wirnika na charakterystyki mechaniczne silnika pierścieniowego

Powyższy sposób regulacji prędkości jest nieekonomiczny i dlatego też jest stosowany jedynie dla zapewnienia łagodnego rozruchu silnika. Modyfikacją takiego podejścia jest zastąpienie spadków napięć na rezystancjach dołączonych do uzwojeń fazowego wirnika poprzez układ trójfazowych napięć o odpowiednio dobranych amplitudach i wymuszonej częstotliwości poślizgu silnika. Układ ten nazywany kaskadą podsynchroniczną posiada odpowiednio wysoką sprawność i jest dość często stosowany w przemyśle. Jego zaletą jest niewielki pobór mocy przez przekształtnik dołączony do wirnika, który pobiera jedynie moc $P_D = s P_{\text{wewn.}}$.



Rys.13.13. Schemat blokowy kaskady podsynchronicznej.

W prostych układach napędowych, nie wymagających precyzyjnej kontroli prędkości obrotowej, jest stosowana niekiedy skokowa zmiana prędkości poprzez przełączenie specjalnie zaprojektowanych uzwojeń stojana zmieniające liczbę par biegunów. Uzwojenia tego typu noszą nazwę uzwojeń Dahlander'a a istota przełączenia polega na zmianie biegunowości połowy pasm uzwojenia fazowego w stosunku do pozostałych. Poszczególne uzwojenia fazowe mają wyprowadzone oprócz początków i końców także punkt środkowy, co pozwala na rekonfigurację połączeń pasm. Przy oznaczaniu końcówek wyprowadzeń uzwojeń połączonych w trójkąt należy pamiętać o zmianie kolejności faz w celu zapewnienia tego samego kierunku wirowania.



a.

b.

Rys.13.14. Schemat przełączalnych uzwojeń Dahlander'a,

a. połączenie pasm uzwojeń fazowych w trójkąt, liczba par biegunów $2p$,

b. połączenie pasm uzwojeń fazowych w podwójną gwiazdę, liczba par biegunów p .

Można również spotkać silniki wielobiegunowe, gdzie zastosowano dwa systemy uzwojeń, z których w danej chwili czasowej tylko jedno jest podłączone do sieci. Silniki te mają większą masę oraz mniejszy współczynnik mocy niż silniki jednobiegunowe o tej samej mocy.

13.4. Silniki jednofazowe.

Określenie silniki jednofazowe oznacza, że są one zasilane z jednofazowej sieci prądu przemiennego. Konstrukcyjnie posiadają one na stojanie dwa niezależne uzwojenia, przesunięte w przestrzeni o 90 stopni fazowych. Jak omówiono w rozdziale 11, pojedyncze uzwojenie wiodące sinusoidalny prąd o pulsacji ω_1 wytwarza w szczelinie maszyny pole indukcji magnetycznej, które można przybliżyć zależnością

$$B_G(\alpha, t) = B_{1m} \sin(\omega_1 t) \cos(p\alpha) \quad (13.34)$$

Jeżeli drugie uzwojenie zasilimy prądem przesuniętym w fazie o $\pi/2$ radianów i tak dobranej wartości, że amplituda indukcji w szczelinie będzie taka sama jak poprzednio, to czaso-przestrzenny rozkład indukcji wyniesie

$$B_P(\alpha, t) = -B_{1m} \cos(\omega_1 t) \sin(p\alpha) \quad (13.35)$$

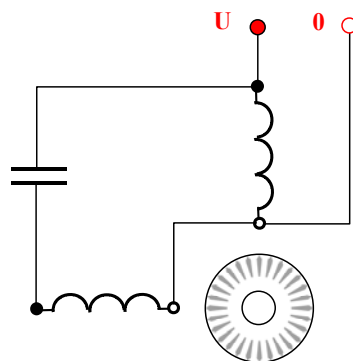
Wykorzystując tożsamości trygonometryczne uzyskuje się

$$\begin{aligned} B_G(\alpha, t) &= \frac{B_{1m}}{2} [\sin(\omega_1 t + p\alpha) + \sin(\omega_1 t - p\alpha)] \\ B_P(\alpha, t) &= \frac{B_{1m}}{2} [-\sin(\omega_1 t + p\alpha) + \sin(\omega_1 t - p\alpha)] \end{aligned} \quad (13.36)$$

Wypadkowe pole w maszynie jest sumą równań (13.36) i wynosi

$$B(\alpha, t) = B_G(\alpha, t) + B_P(\alpha, t) = B_{1m} \sin(\omega_1 t - p\alpha) \quad (13.37)$$

Otrzymano falę wirującą indukcji zgodnie ze współrzędną α , taką samą jak w przypadku zasilania trójfazowego. Zmiana kierunku wirowania pola magnetycznego nastąpi, jeżeli w dowolnym z uzwojeń prąd popłynie przeciwnie niż poprzednio, czyli jeśli zmienimy biegunowość napięcia zasilającego to uzwojenie. Uzyskanie przesunięcia prądów w uzwojeniach fazowych o kąt $\pi/2$ radianów otrzymuje się poprzez szeregowe dołączenie zewnętrznego kondensatora do jednego z uzwojeń, nazywanego dalej pomocniczym. Wirniki silników jednofazowych są bez wyjątku klatkowe.



Rys.13.15. Schemat połączeń jednofazowego silnika indukcyjnego

Jak pokazano na rys.13.3. rezystancja zastępcza uzwojenia fazowego jest zależna od aktualnej prędkości obrotowej – element $R/2/s$. Oznacza to, że dobór pojemności w uzwojeniu pomocniczym gwarantujący uzyskanie pola wirującego o stałej amplitudzie (13.36) jest możliwy jedynie dla jednej prędkości, dla pozostałych amplitudy przepływów uzwojeń fazowych nie będą równe jak i przesunięcie fazowe pomiędzy nimi będzie różne od $\pi/2$. Przyjmując, że symetryzacja prądów w silniku została dokonana dla prędkości znamionowej, to dla innych prędkości, a w szczególności dla warunków rozruchu silnika, pole w maszynie będzie znacznie odbiegać od pola kołowego. Mówimy wówczas, że pole w maszynie jest eliptyczne, to znaczy, iż posiada dwie składowe o różnych amplitudach, wirujące z tą samą prędkością co do modułu lecz w przeciwnych kierunkach. Analiza pracy maszyny jest w takim przypadku znacznie trudniejsza, nie można bowiem określić jednego układu zastępczego maszyny. Do obliczeń wykorzystuje się tzw. metodę składowych niesymetrycznych (dwufazowych) wywodzącą się z równań (13.36). Wstępną operacją poprzedzającą jej zastosowanie jest sprowadzenie uzwojeń w maszynie do jednej, wybranej liczby zwojów. Jeżeli uzwojeniem odniesienia jest uzwojenie główne, to prąd w uzwojeniu pomocniczym wyrażony w skali uzwojenia głównego I_{PG} jest równy

$$I_{PG} = \frac{I_P z_P \xi_P}{z_G \xi_G} = I_P \mathcal{G}^{-1} \quad (13.38)$$

gdzie indeksy 'P' i 'G' odnoszą się odpowiednio do uzwojenia pomocniczego i głównego.

Zgodnie z równaniami (13.34-35), można przyjąć, że fala współbieżna pola w szczelinie $B^+(\alpha, t)$ jest tworzona przez układ prądów

$$B^+(\alpha, t) = f\{\underline{I}_G^+, j\underline{I}_G^+ = \underline{I}_{PG}^+\} \quad (13.39)$$

a fala przeciwbieżna przez

$$B^-(\alpha, t) = f\{\underline{I}_G^-, -j\underline{I}_G^- = \underline{I}_{PG}^-\} \quad (13.40)$$

Rzeczywiste prądy płynące w uzwojeniach spełniają zależności

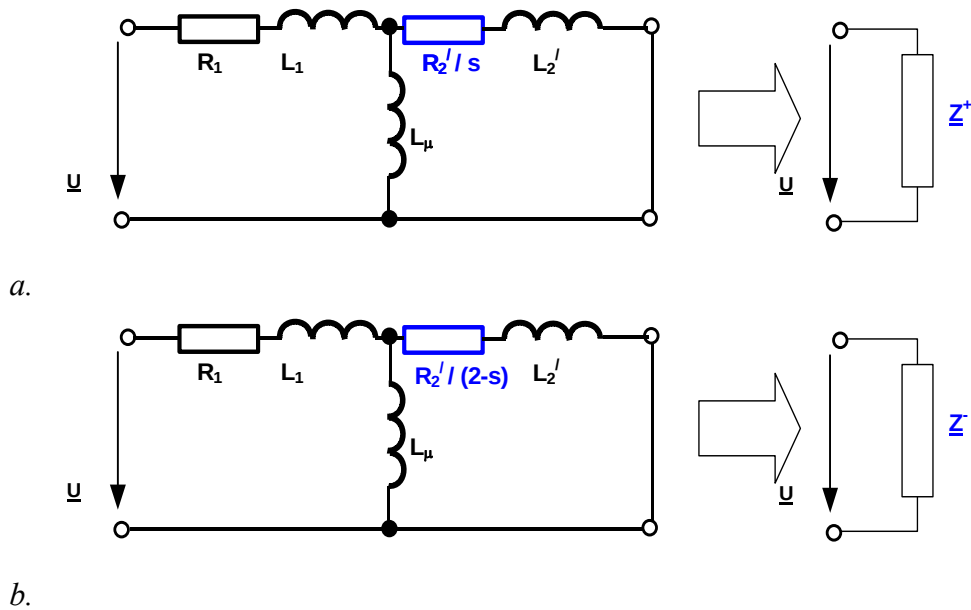
$$\begin{aligned} \underline{I}_G &= \underline{I}_G^+ + \underline{I}_G^- \\ \underline{I}_P &= \mathcal{G} \underline{I}_{PG} = \mathcal{G}(\underline{I}_{PG}^+ + \underline{I}_{PG}^-) = j\mathcal{G}(\underline{I}_G^+ - \underline{I}_G^-) \end{aligned} \quad (13.41)$$

natomiast relacje odwrotne są następujące

$$\begin{aligned} \underline{I}_G^+ &= 0.5(\underline{I}_G - j\mathcal{G}^{-1}\underline{I}_P) \\ \underline{I}_G^- &= 0.5(\underline{I}_G + j\mathcal{G}^{-1}\underline{I}_P) \end{aligned} \quad (13.42)$$

Każdy układ składowych wytwarza pole wirujące kołowe, można więc zastosować schemat zastępczy identyczny jak dla silnika trójfazowego. Jediną różnicą będzie zastąpienie poślizgu

s w schemacie dla składowej współbieżnej przez poślizg 2-s w schemacie dla składowej przeciwbieżnej. Przy obliczeniach uzwojenia pomocniczego musi być oczywiście uwzględniana obecność kondensatora połączonego w szereg z tym uzwojeniem. Schemat zastępczy dla pola kołowego można sprowadzić stosując elementarne operacje do zastępczej impedancji



Rys.13.16. Różnice pomiędzy schematem zastępczym dla składowej zgodnej i przeciwniej.

Ostatecznie bilans napięć dla obydwu uzwojeń zapisuje się jako

$$\begin{aligned} \underline{U} &= \underline{I}_G^+ \underline{Z}_G^+ + \underline{I}_G^- \underline{Z}_G^- \\ \underline{U} &= \underline{I}_P^+ (\underline{Z}_P^+ - jX_C) + \underline{I}_G^- (\underline{Z}_P^- - jX_C) = \mathcal{G} \left[\underline{I}_{PG}^+ (\underline{Z}_{PG}^+ - jX_C) + \underline{I}_{PG}^- (\underline{Z}_{PG}^- - jX_C) \right] \\ &= j\mathcal{G} \left[\underline{I}_G^+ (\underline{Z}_{PG}^+ - jX_C) - \underline{I}_G^- (\underline{Z}_{PG}^- - jX_C) \right] \end{aligned} \quad (13.43)$$

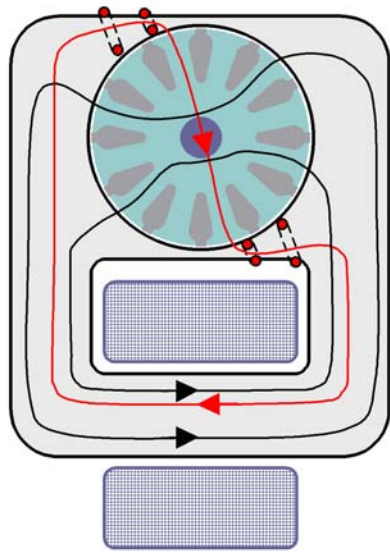
którego rozwiązanie pozwala na określenie amplitud i przesunięć fazowych prądów w obydwu uzwojeniach. Impedancje uzwojenia pomocniczego sprowadzone na stronę uzwojenia głównego Z_{PG} oblicza się dzieląc Z_G przez kwadrat przekładni (13.38)

Moc pola wirującego wytwarzająca wypadkowy moment działający zgodnie z kierunkiem obrotów jest równa

$$\begin{aligned} P_{wewn} &= 2\pi n_1 M = \left[(I_{2G}^+)^2 \frac{R'_{2G}}{s} + (I_{2P}^+)^2 \frac{R'_{2P}}{s} \right] - \left[(I_{2G}^-)^2 \frac{R'_{2G}}{2-s} + (I_{2P}^-)^2 \frac{R'_{2P}}{2-s} \right] \\ &= 2 \left[(I_{2G}^+)^2 \frac{R'_{2G}}{s} - (I_{2G}^-)^2 \frac{R'_{2G}}{2-s} \right] \end{aligned} \quad (13.44)$$

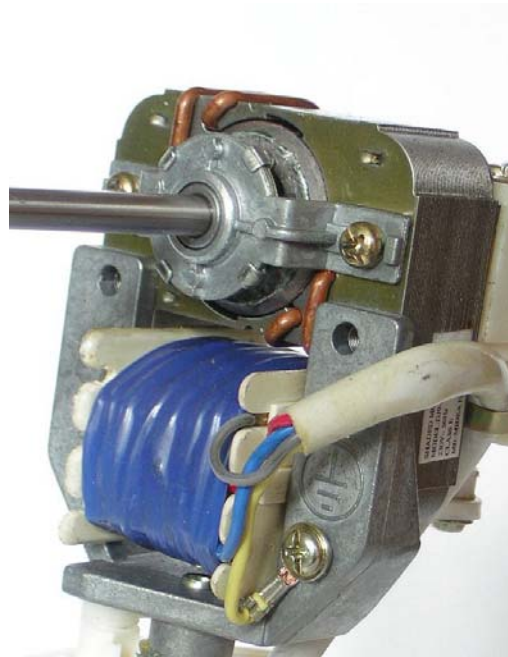
Prądy płynące przez rezystancję strony wtórnej oblicza się rozwiązując schematy zastępcze dla składowej zgodnej i przeciwniej.

Szczególnym rozwiązaniem konstrukcyjnym jest silnik zwartobiegunowy, gdzie strumień magnetyczny jest wzbudzany za pomocą pojedynczej skupionej cewki umieszczonej na rdzeniu stojana a wirnik jest klatkowy. W silniku tym rolę pomocniczego uzwojenia przesuwającego w fazie strumień magnetyczny na pewnej części obwodu wirnika pełnią zwoje zwarte. Uzyskane przesunięcie czasowe jest stosunkowo niewielkie – obydwie uzwojenia mają charakter RL, i dlatego jakość tego silnika jest nienajlepsza – sprawność jest rzędu 10%. Zasadniczą zaletą jest bardzo mały koszt wytworzenia, silniki te są masowo produkowane dla najprostszyszych układów napędowych takich jak małe wentylatory czy sprzęt AGD



→ strumień główny
→ strumień reakcji zwojów zwartych

a.



b.



c.

Rys.13.17. Budowa silnika indukcyjnego zwartobiegunowego
a. rozpływ składowych strumienia magnetycznego,
b. kompletny silnik,
c. wirnik klatkowy.

Paweł Witczak

Materiały pomocnicze do wykładu Maszyny Elektryczne i Transformatory