

tecznie strumienie  $\Phi_g$  i  $\Phi_p$  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 nabiegunka nie objętej zwartym pierścieniem do części nabiegunka objętej zwartym pierścieniem. Kąt czasowy między strumieniami  $\Phi_g$  i  $\Phi_p$  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

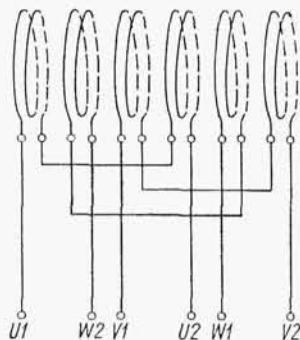
Silnik elektryczny liniowy jest to silnik elektryczny przetwarzający energię elektryczną na energię mechaniczną ruchu postępowego bez pośrednictwa dodatkowych mechanizmów (np. korbowodu).

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  $\tau$  i od częstotliwości napięcia zasilającego  $f$ .

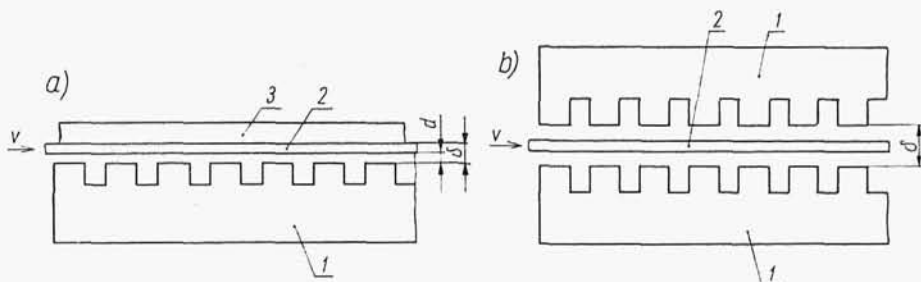
Pole magnetyczne wędrujące można także uzyskać przez wykonanie uzwojenia trójfazowego w formie pierścieni (rys. 8.56) i umieszczenie ich na wewnętrznej powierzchni rdzenia pierścieniowego. Otrzymuje się w ten sposób *silnik liniowy tubowy*.

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



Rys. 8.56. Zasada uzwojenia silnika tubowego

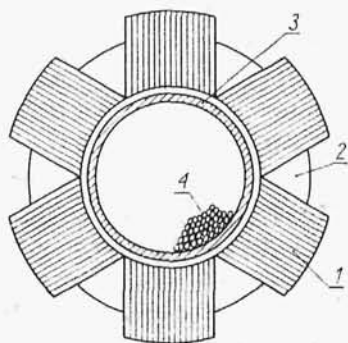


Rys. 8.57. Zasada konstrukcji silników liniowych płaskich: a) jednostronnego; b) dwustronnego

1 – rdzeń magnetyczny części pierwotnej, 2 – element przewodzący prąd w części wtórnej, 3 – rdzeń magnetyczny części wtórnej,  $\delta$  – szczelina niemagnetyczna,  $d$  – szczelina powietrzna (niezbędna ze względów mechanicznych)

może być wykonany z tkaniny, której osnowę (w kierunku zgodnym z kierunkiem prędkości  $v$ ) stanowią mocne nitki nośne, a wątek (w kierunku prostopadłym do  $v$ ) stanowi linka miedziana. Rdzeń magnetyczny części wtórnej może być wykonany np. z płyty żelaznej.

Zasadę konstrukcji silnika liniowego tubowego pokazano na rys. 8.58. Rdzeń części pierwotnej (induktora) jest wykonany z blach elektromagnetycznych.



Rys. 8.58. Zasada konstrukcji silnika liniowego tubowego

1 – rdzeń magnetyczny części pierwotnej (induktora), 2 – uzwojenie części pierwotnej (induktora), 3 – element przewodzący prąd w części wtórnej, 4 – rdzeń części wtórnej

Element przewodzący prąd w części wtórnej stanowi tuleja z blachy miedzianej albo aluminiowej, a rdzeniem części wtórnej są umieszczone w tulei druty żelazne.

Część nieruchomą silnika liniowego nazywa się *stojanem*, a część ruchomą – *biegnikiem*. Mogą być konstrukcje, w których część pierwotna (induktor) jest stojanem, a część wtórna biegnikiem, albo na odwrót. We wszystkich konstrukcjach silników liniowych szczelina niemagnetyczna jest większa niż w silnikach wirujących. Dlatego prąd magnesujący w silniku liniowym jest stosunkowo duży, a współczynnik mocy i sprawności są małe.

### 8.3.15.2. Siła elektromagnetyczna

Siła w ruchu postępowym jest odpowiednikiem momentu obrotowego w ruchu obrotowym. Analogicznie do wyrażenia (3.110) na moment elektromagnetyczny można napisać wyrażenie na siłę elektromagnetyczną w postaci

$$F_e = \frac{\partial E_e}{\partial x} \quad (8.166)$$

przy czym:  $E_e$  – energia elektromagnetyczna określona wzorem (3.111);  $x$  – zmienna liniowa (zmienna odległość od pewnego nieruchomego punktu stojana). Korzystanie z tej formy zapisu na siłę elektromagnetyczną jest utrudnione, ponieważ w części wtórnej najczęściej nie można wyodrębnić wyraźnych obwodów z prądem.

Siłę elektromagnetyczną można wyznaczyć także z wyrażenia

$$F_e = \frac{P_e}{v_1} \quad (8.167)$$

w którym:  $P_e$  – moc elektromagnetyczna przeniesiona przez strumień magnetyczny z części pierwotnej do wtórnej;  $v_1 = 2\tau f$  – prędkość synchroniczna pierwszej harmonicznej indukcji.

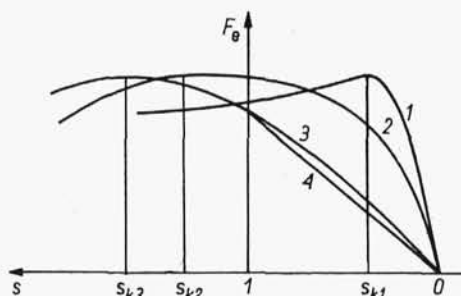
Stosowanie schematów zastępczych silników liniowych wymaga przyjęcia uproszczeń wprowadzających znacznie większe błędy niż stosowanie schematów zastępczych silników wirujących. Wynika to z asymetrii części pierwotnej i trudności wyodrębnienia dróg prądowych w części wtórnej. W stojanie zezwoje na początkach i na końcach różnych faz mają różne położenie względem elementów krańcowych rdzenia. Dlatego poszczególne fazy są asymetryczne magnetycznie i przedstawienie trójfazowego układu silnika liniowego za pomocą jednego schematu zastępczego jest obarczone dużym błędem. W niektórych konstrukcjach części wtórnej, np. w przypadku, kiedy elementem przewodzącym prąd w części wtórnej jest blacha miedziana, a tym bardziej warstwa z materiału ferromagnetycznego, trudno jest określić rezystancję obwodu wtórnego. Dlatego wyznaczenie siły elektromagnetycznej na podstawie wzoru (8.167) jest znacznie trudniejsze i mniej dokładne, niż wyznaczenie momentu elektromagnetycznego na podstawie wzoru (3.115) opisane w p. 8.3.6.1. Zachodzą jednak analogie między zjawiskami w silniku wirującym i liniowym, a w konsekwencji tego zachodzą także analogie między przebiegami zależności  $M_e = f(s)$  silnika wirującego i zależnościami  $F_e = f(s)$  silnika liniowego.

Poślizg silnika liniowego jest określony wzorem

$$s = \frac{v_1 - v}{v_1} \quad (8.168)$$

w którym:  $v_1$  – prędkość synchroniczna liniowa pierwszej harmonicznej fali indukcji;  $v$  – prędkość liniowa biegnika.

Na rysunku 8.59 pokazano przykładowe przebiegi  $F_e = f(s)$ . Siła elektromagnetyczna początkowa  $F_p$  (przy  $s = 1$ ) jest zwykle tylko niewiele mniejsza od



Rys. 8.59. Przykładowe przebiegi zależności  $F_e = f(s)$  silnika liniowego

siły elektromagnetycznej krytycznej. Dla silników o charakterystykach przebiegających według krzywych 1 i 2 można w dość dużym zakresie poślizgów przyjmować przybliżoną zależność  $F_e = \text{const}$ . Charakterystykę  $F_e = f(s)$  silnika z warstwą przewodzącą ferromagnetyczną w części wtórnej (krzywa 3) można w zakresie poślizgów  $0 < s < 1$  linearyzować według zależności  $F_e = cs$  (prosta 4).

### 8.3.15.3. Równania ruchu

Przy przyjęciu konwencji, że moc mechaniczna (oddana) jest dodatnia, bilans sił silnika liniowego ma następującą postać:

$$f_e = f_h + f_d + f_m \quad (8.169)$$

przy czym:  $f_e$  – siła elektromagnetyczna;  $f_h$  – zewnętrzna siła hamująca;  $f_d = = f(v)$  – siła tarcia wywołana oporami w prowadnicach (łożyskach) silnika, oporami aerodynamicznymi silnika itp.;  $f_m = m dv/dt = ma$  – siła dynamiczna, powodująca przyspieszenie. W stanie ustalonym jest  $v = s v_1 = \text{const}$ ,  $a = 0$ ,  $f_m = 0$ , więc

$$f_e = f_h + f_d \quad (8.170)$$

Przy pominięciu sił tarcia silnika (czyli przy  $f_d = 0$ ) jest  $f_e = f_h$ . Siła elektromagnetyczna  $f_e$  jest równa sile użytecznej (pociągowej)  $f$  zrównoważonej siłą hamującą  $f_h$ . Siła hamująca jest funkcją prędkości. Postać tej funkcji zależy od oporów stawianych przez urządzenie napędzane. W przypadku zastosowania silnika liniowego do ciągnięcia pociągu równa jest ona sumie siły tarcia tocznego kół pociągu na szynach

i siły oporów aerodynamicznych. W najprostszym przypadku można założyć  $f_h = \text{const}$ , co odpowiada przyjęciu  $m_h = \text{const}$  w silniku wirującym.

Równanie (8.169) jest równaniem bilansu sił w osi  $x$ , tj. w osi zgodnej z kierunkiem ruchu postępowego. Analogiczne równanie bilansu sił silnika liniowego płaskiego w osi  $z$ , tj. w osi ustawionej prostopadle do osi  $x$  (pionowo)

$$f_{ez} = f_g + f_{mz} \quad (8.171)$$

przy czym:  $f_{ez}$  — siła elektromagnetyczna działająca w kierunku osi  $z$ ;  $f_g$  — siła zewnętrzna działająca w kierunku osi  $z$ ;  $f_{mz}$  — siła dynamiczna działająca w kierunku osi  $z$ .

Siłą zewnętrzną działającą w kierunku osi  $z$  (pionowo) jest najczęściej tylko siła przyciągania ziemskiego, więc

$$f_g = mg \quad (8.172)$$

Siła dynamiczna powodująca przyspieszenie w osi  $z$

$$f_{mz} = m \frac{dv_z}{dt} \quad (8.173)$$

przy czym  $v_z$  — prędkość w kierunku osi  $z$ .

Siła elektromagnetyczna w osi  $z$

$$f_{ez} = \frac{\partial E_e}{\partial z} \quad (8.174)$$

Stąd

$$\frac{\partial E_e}{\partial z} = mg + m \frac{dv_z}{dt} \quad (8.175)$$

Wyznaczenie siły elektromagnetycznej w osi  $z$  według zależności (8.174) jest bardzo skomplikowane. Analiza tej siły prowadzi do wniosku, że składa się ona z dwóch sił: siły przyciągania i siły odpychania. Przy  $s = 0$  nie indukują się prądy w części wtórnej. Wtedy występuje tylko siła przyciągania. W małych silnikach o grubości elementu przewodzącego prąd w części wtórnej rzędu kilku milimetrów i o prędkości synchronicznej  $v_1$  rzędu kilku metrów na sekundę przyciąganie występuje w zakresie poślizgów  $0 < s < 1$ , tj. w całym zakresie pracy silnikowej, a odpychanie występuje przy  $s > 1$ , tj. w zakresie pracy hamulcowej. W dużych silnikach (trakcyjnych) o grubości elementu przewodzącego rzędu kilkudziesięciu milimetrów i o prędkości synchronicznej ok. 400 m/s występuje odpychanie praktycznie w całym zakresie prędkości silnika, mających znaczenie praktyczne. Oznacza to znaczne zmniejszenie sił tarcia silnika. Przy pewnej prędkości może być słuszna równość

$$\frac{\partial E_e}{\partial z} = mg$$

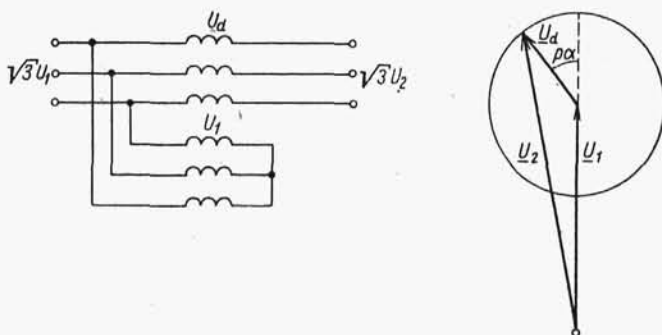
co przy odpychaniu oznacza, że siła ciężkości jest zrównoważona siłą odpychania. Silnik może być unoszony przez samoczynnie powstającą „poduszkę magnetyczną” bez potrzeby stosowania do tego celu dodatkowych urządzeń.

#### 8.3.15.4. Zastosowania

Silnik liniowy może znaleźć zastosowanie w wielu napędach, jak np.: trakcja elektryczna, urządzenia o ruchu posuwistym (czółenka tkackie, przenośniki taśmowe, suporty obrabiarek, suwnice, dźwigi jezdne, drzwi przesuwane, zasuwki wodne), pompy metalu ciekłego, urządzenia do badania wytrzymałości dynamicznej, prasy, urządzenia do wytłaczania i wykrawania oraz urządzenia automatyki.

#### 8.3.16. Regulator indukcyjny

Na rysunku 8.60 przedstawiono układ połączeń i wykres napięć regulatora indukcyjnego jednomaszynowego. Regulator indukcyjny jednomaszynowy jest maszyną indukcyjną trójfazową pierścieniową z zahamowanym wirnikiem. Wirnik może być



Rys. 8.60. Układ połączeń i wykres napięć regulatora indukcyjnego jednomaszynowego

ustawiony w dowolnym położeniu względem stojana za pomocą przekładni samohamownej ślimakowej. Uzwojenie stojana jest z obu końców otwarte. Uzwojenie wirnika jest połączone w gwiazdę. Otwarte końce uzwojenia wirnika są dołączone do jednych końcówek uzwojenia stojana. Do wspólnych punktów uzwojenia stojana i wirnika jest doprowadzone napięcie trójfazowe zasilające o wartości fazowej  $U_1$  i międzyprzewodowej  $\sqrt{3}U_1$ . Prądy płynące w uzwojeniu wirnika wywołują strumień wirujący, który w każdym uzwojeniu fazowym stojana indukuje napięcie  $U_d$ . Na wyjściu z regulatora panuje napięcie  $U_2$  które jest sumą wektorową napięć  $U_1$  i  $U_d$ , czyli

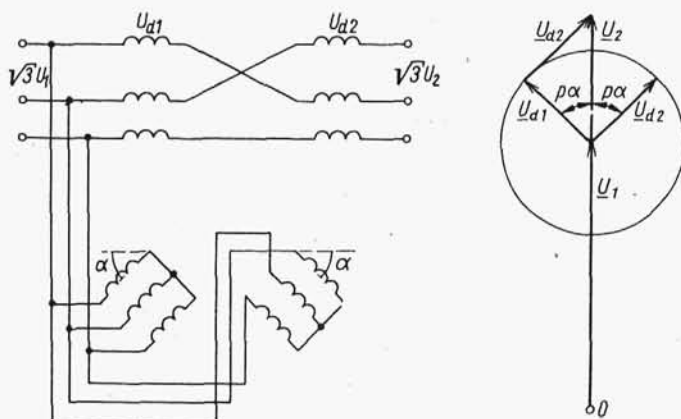
$$\sqrt{3}U_2 = \sqrt{3}(U_1 + U_d)$$

Kąt między napięciem  $U_1$  i napięciem  $U_d$  wynosi  $p\alpha$ ; przy czym  $p$  oznacza liczbę par biegunów regulatora, a  $\alpha$  — kąt między osią fazy uzwojenia stojana i osią tej samej fazy uzwojenia wirnika. Kąt ten można regulować przez zmianę położenia wirnika. Przy  $\alpha = 0$  otrzymuje się na wyjściu z regulatora napięcie największe  $U_{2\max} = U_1 + U_d$ . Przy  $\alpha = \pi/p$  otrzymuje się napięcie najmniejsze  $U_{2\min} = U_1 - U_d$ . Przy dowolnym kącie  $\alpha$  otrzymuje się wartości napięcia  $U_2$  zawarte w granicach

od  $U_{2\min}$  do  $U_{2\max}$  zgodnie z wykresem na rys. 8.60. Jeżeli  $U_d = U_1$ , to napięcie  $U_2$  może być regulowane od 0 do  $2U_1$ .

Regulator indukcyjny jednomaszynowy ma dwie wady. Jedną z nich jest przesunięcie fazowe napięcia  $\underline{U}_2$  względem napięcia  $\underline{U}_1$ , co w pewnych przypadkach może być niepożądane. Drugą wadą jest moment elektromagnetyczny powstający w regulatorze, kiedy przez uzwojenie stojana płynie prąd. Moment ten działa w kierunku ustawienia wirnika w położeniu, w którym odpowiadające sobie fazy stojana i wirnika pokrywają się. Utrudnia to obracanie wirnika podczas regulacji.

Wad tych jest pozbawiony regulator indukcyjny dwumaszynowy, którego układ połączeń i wykres wektorowy napięć pokazano na rys. 8.61. Wirniki dwóch



Rys. 8.61. Układ połączeń i wykres napięć regulatora indukcyjnego dwumaszynowego

regulatorów indukcyjnych sprzężone są jednym wspólnym wałem. Uzwojenia wirników zasilane równolegle napięciem na wejściu do regulatora, są połączone w taki sposób, że wytworzone przez nie pola wirujące mają przeciwny kierunek wirowania. Uzwojenia stojanów są połączone w szereg tak, że kierunki wirowania pól wirujących wytworzonych przez prądy stojanów są przeciwny. W ten sposób kierunki wirowania strumieni magnetycznych różne w dwóch maszynach – są w każdej maszynie zgodne dla danego stojana i wirnika. Przy obrocie sprzężonych wirników dwóch maszyn o kąt  $\alpha$  napięcie  $\underline{U}_{d1}$  wyprzedza (albo na odwrót) napięcie  $\underline{U}_1$  o kąt  $p\alpha$ , a napięcie  $\underline{U}_{d2}$  opóźnia się (albo na odwrót) względem napięcia  $\underline{U}_2$  o kąt  $p\alpha$  (rys. 8.61). Napięcie na wyjściu

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 + (\underline{U}_{d1} + \underline{U}_{d2})$$

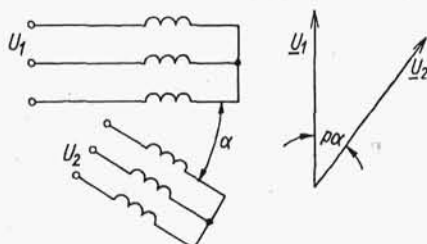
Przy  $\alpha = 0$  napięcie na wyjściu ma wartość największą  $U_{2\max} = U_1 + 2U_d$ . Przy  $\alpha = \pi/p$  napięcie na wyjściu ma wartość najmniejszą  $U_{2\min} = U_1 - 2U_d$ . Jeżeli  $U_d = U_1/2$ , to napięcie na wyjściu można regulować w granicach od 0 do  $2U_1$ .

Napięcie wyjściowe  $\underline{U}_2$  jest zawsze w fazie z napięciem wejściowym  $\underline{U}_1$ . Moment elektromagnetyczny jednej maszyny jest skierowany przeciwnie do momentu elektromagnetycznego drugiej maszyny, a moment wypadkowy jest równy zero.

Regulatory indukcyjne są stosowane w laboratoriach jako źródła napięć sinusoidalnych o regulowanej wartości.

### 8.3.17. Przesuwnik fazowy

Przesuwnik fazowy jest to maszyna indukcyjna trójfazowa pierścieniowa, której wirnik jest zahamowany, ale może być ustawiony w różnych położeniach względem stojana. Na rysunku 8.62 dany jest układ połączeń i wykres napięć przesuwника



Rys. 8.62. Układ połączeń i wykres napięć przesuwника fazowego

fazowego. Do uzwojenia stojana połączonego np. w gwiazdę jest doprowadzone napięcie. W uzwojeniu wirnika o jednych końcówkach zwartych w punkt zerowy, a drugich otwartych indukują się napięcia przesunięte o kąt  $p\alpha$  względem napięć stojana, przy czym  $\alpha$  oznacza kąt przesunięcia osi fazowej wirnika względem odpowiedniej osi fazowej stojana.

### 8.3.18. Silnik indukcyjny dwustronnie zasilany

Schemat połączeń silnika indukcyjnego dwustronnie zasilanego pokazano na rys. 8.63. Do stojana jest doprowadzone napięcie o częstotliwości  $f_1$ , a do wirnika napięcie o częstotliwości  $f_2$ . W stojanie powstaje strumień wirujący względem stojana z prędkością

$$n_1 = \frac{f_1}{p}$$

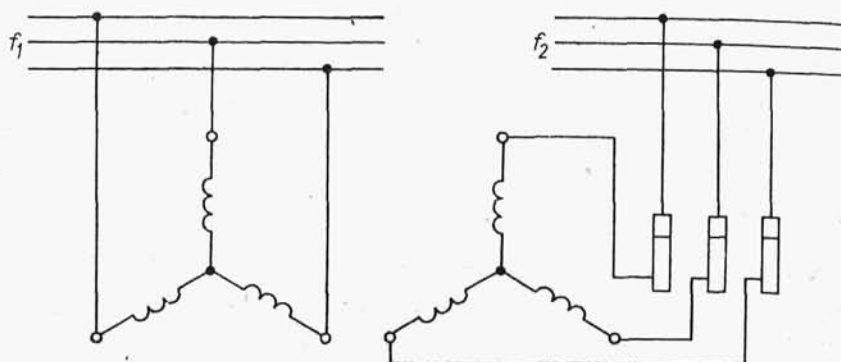
a w wirniku strumień wirujący względem wirnika z prędkością

$$n_2 = \frac{f_2}{p}$$

Podczas pracy silnika indukcyjnego strumienie stojana i wirnika wirują synchronicznie względem stojana, więc prędkość wirowania wału

$$n = n_1 \mp n_2 = \frac{1}{p} (f_1 \mp f_2)$$

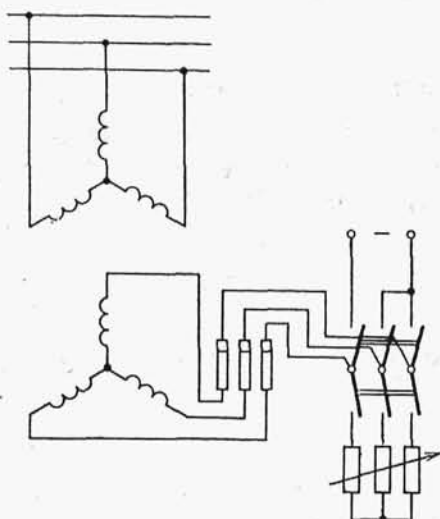
przy czym znak minus odpowiada zgodnym, a znak plus przeciwnym kierunkom wirowania strumieni stojana i wirnika (takie samo albo przeciwne następstwo faz).



Rys. 8.63. Schemat połączeń silnika indukcyjnego dwustronnie zasilanego

W szczególnym przypadku, kiedy stojan i wirnik są zasilane z tej samej sieci  $f_1 = f_2$ ,  $n_1 = n_2$ . Wtedy prędkość wirowania wirnika wynosi  $n = 0$  albo  $n = 2n_1$ . Wirnik może obracać się z prędkością równą dwukrotnej prędkości synchronicznej. Prędkość tę można uzyskać dzięki dodatkowym urządzeniom pozwalającym na doprowadzenie prędkości wirnika do prędkości bliskiej  $2n_1$ , co w decydujący sposób utrudnia zastosowanie takich maszyn.

Szczególnym przypadkiem silnika dwustronnie zasilanego jest silnik indukcyjny synchronizowany, którego schemat połączeń pokazano na rys. 8.64.



Rys. 8.64. Schemat połączeń silnika indukcyjnego synchronizowanego

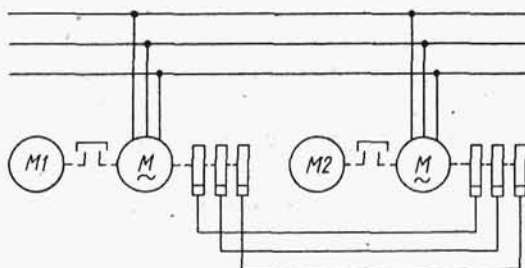
Wirnik tego silnika jest zasilany napięciem stałym, czyli napięciem o częstotliwości  $f_2 = 0$ . Prędkość obrotowa wirnika jest synchroniczna z prędkością obrotową strumienia stojana, czyli  $n = n_1$ .

Silnik jest uruchamiany jak silnik indukcyjny pierścieniowy (na rys. 8.64 położenie przełącznika w obwodzie wirnika „w dół”). Po dokonaniu rozruchu przełącza się uzwojenie wirnika (przełącznik „w górę”) na zasilanie go prądem stałym. W ten sposób łączy się główną zaletę silnika indukcyjnego pierścieniowego, jaką jest łatwy rozruch, z zaletą silnika synchronicznego, jaką jest jego praca z odpowiednio dobrym współczynnikiem mocy. Prąd stały płynący w uzwojeniach wirnika silnika synchronicznego (podobnie jak w maszynie synchronicznej) wywołuje strumień magnetyczny nieruchomy względem wirnika, wirujący synchronicznie ze strumieniem stojana, co pociąga za sobą synchroniczne wirowanie wirnika. Strumień indukcyjny w uzwojeniach stojana napięcia, których wartość może być regulowana przez regulację prądu stałego. Współczynnik mocy może mieć nawet charakter pojemnościowy. Wtedy pracujący silnik indukcyjny synchronizowany oddaje do sieci moc bierną indukcyjną, będąc źródłem tej mocy, a jednocześnie pobiera z sieci moc czynną, będąc jej odbiornikiem.

Wadą silnika indukcyjnego synchronizowanego jest jego mała (w porównaniu z silnikiem synchronicznym) przeciążalność, wynikająca z bardzo małej szczeliny powietrznej charakterystycznej dla maszyn indukcyjnych. Drugą wadą silników indukcyjnych synchronizowanych jest potrzeba stosowania źródła napięcia stałego o dużej wartości prądu, równej w przybliżeniu wartości znamionowej prądu wirnika i bardzo małej wartości napięcia, równej w przybliżeniu spadkowi napięcia na rezystancjach wirnika. Najlepiej do tego celu nadają się prostowniki zasilane z transformatorów obniżających.

### 8.3.19. Wał elektryczny

Wał elektryczny jest stosowany tam, gdzie dwa napędzane urządzenia muszą się obracać synchronicznie, a ich sprzężenie mechaniczne jest niedogodne. Schemat połączeń wału elektrycznego pokazano na rys. 8.65. Silniki główne  $M1$  i  $M2$  napę-



Rys. 8.65. Schemat połączeń wału elektrycznego  
 $M1$ ,  $M2$  – silniki główne,  $M$  – silniki wyrównawcze

dają urządzenia robocze. Mogą to być dowolne silniki (np. silniki indukcyjne, silniki prądu stałego) mające identyczne charakterystyki mechaniczne. Silnikami wyrównawczymi  $M$  są identyczne silniki indukcyjne pierścieniowe. Pierścienie silników wyrównawczych są ze sobą odpowiednio połączone.

Jeżeli silniki  $M1$  i  $M2$  wirują ściśle synchronicznie, to napięcia indukowane w wirnikach silników wyrównawczych są identyczne i w przewodach łączących pierścienie tych silników nie płyną prądy. Jeżeli jeden z silników przyspiesza względem drugiego, to następuje rozchylenie wektorów napięć na pierścieniach silników wyrównawczych, w przewodach łączących pierścienie płyną prądy, powstaje moment hamujący wirnik wyprzedzający, a napędzający wirnik opóźniający się. Dla uzyskania dużego momentu wyrównawczego, napięcia w wirnikach silników wyrównawczych powinny być duże, czyli prędkości obrotowe tych silników powinny się bardzo różnić od prędkości synchronicznych. Dlatego prędkości znamionowe silników wyrównawczych powinny znacznie różnić się od prędkości znamionowych silników głównych albo kierunek wirowania strumieni silników wyrównawczych powinien być przeciwny do kierunku wirowania silników głównych. Moc silników wyrównawczych jest niewielkim ułamkiem mocy silników głównych.

Znacznie prostszy jest układ wału elektrycznego, jeżeli silniki wyrównawcze są jednocześnie silnikami pracy. Taki wał nadaje się do stosowania tam, gdzie momenty urządzeń napędzających niewiele się różnią.

### 8.3.20. Sprzęgło elektromagnetyczne

Sprzęgło elektromagnetyczne łączy, jak zwykle sprzęgło, silnik napędowy z urządzeniem napędzanym. Na wale od strony urządzenia napędzanego jest umieszczona część sprzęgła, najczęściej wewnętrzna, zawierająca uzwojenie jedno- lub dwukłatkowe, jak w wirniku maszyny indukcyjnej. Przy wirowaniu silnika napędowego wiruje także strumień magnetyczny wzniecony przez uzwojenie biegunów. Spełnia on rolę wirującego strumienia magnetycznego stojana maszyny indukcyjnej.

Część wtórna (klatka) jest przez ten strumień wprawiana w ruch obrotowy, a razem z nią wiruje urządzenie napędzane. Przez włączanie i wyłączanie prądu wzbudzenia uzyskuje się łatwy sposób sprzęgania i rozsprzęgania silnika i urządzenia napędzanego. Przy obciążeniu znamionowym poślizg sprzęgła wynosi  $1 \div 2\%$ . Przez nastawianie odpowiednich wartości prądu wzbudzenia można uzyskiwać odpowiednie wartości momentu krytycznego, a przez to uzyskiwać jak gdyby zabezpieczenie silnika od przeciążeń zbyt dużym momentem. Przez odpowiednią konstrukcję klatki (jedna lub dwie klatki, głębokie żłobki, różna rezystancja uzwojenia klatkowego) można uzyskiwać różne charakterystyki mechaniczne sprzęgła, tj. różne przebiegi zależności momentu elektromagnetycznego od poślizgu.

## 8.4. STAN DYNAMICZNY

Dla ułatwienia rozwiązania stanu dynamicznego maszyny indukcyjnej będzie rozpatrywany w sposób uproszczony, wynikający ze stwierdzenia, że zmiany w obwodach elektrycznych zachodzą znacznie szybciej niż zmiany w ruchu mechanicznym. Każdemu stanowi mechanicznego przebiegu dynamicznego odpowiada statyczny stan elektryczny. Zmiany w obwodach elektrycznych przebiegają w sposób quasi-

-stacjonarny. Ponadto w zakresie niezbyt dużych poślizgów można przyjąć prostoliniową zależność momentu od poślizgu, czyli można przyjąć słuszność wzoru (8.89).

Przy pominięciu tarcia równanie momentu ma postać

$$Js\omega' = M_e = M^r \quad (8.176)$$

Po zastąpieniu w równaniu (8.176) wyrażenia na moment elektromagnetyczny  $M_e$  wyrażeniem uproszczonym na  $M_{ek}$  według wzoru (8.89) otrzymuje się równanie momentów

$$Js\omega' + \frac{2M_{ek}s}{s_k} = M^r \quad (8.177)$$

a po podstawieniu wyrażen na  $s$  i  $s_k$ , przy czym  $s_k$  określone wzorem (8.85) ma znak plus,

$$Js\omega' + \frac{2M_{ek}(X_1^s + X_1^{r'})}{R^{r'}} \cdot \frac{\omega_1 - \omega^r}{\omega_1} = M^r \quad (8.178)$$

Równanie (8.178) zawiera trzy zmienne, które przy zastosowaniu metody małych przyrostów mogą być wyrażone następująco:

$$M^r = M_0^r + \Delta M^r$$

$$\omega^r = \omega_0^r + \Delta \omega^r$$

$$R^{r'} = R_0^{r'} + \Delta R^{r'}$$

Równanie (8.178) dla stanów ustalonych przybiera postać

$$\frac{2M_{ek}(X_1^s + X_1^{r'})}{R_0^{r'}} \omega_1 - \frac{2M_{ek}(X_1^s + X_1^{r'})}{R_0^{r'}} \omega_0^r = M_0^r \omega_1 \quad (8.179)$$

Przy zmianie prędkości kątowej na skutek zmiany momentu zewnętrznego równania więzów mają postać

$$M^r = M_0^r + \Delta M^r$$

$$\omega^r = \omega_0^r + \Delta \omega^r$$

$$R^{r'} = R_0^{r'}$$

a równanie przyrostów ma postać (w zapisie operatorowym)

$$\omega_1 Js \Delta \Omega^r(s) - \frac{2M_{ek}(X_1^s + X_1^{r'})}{R_0^{r'}} \Delta \Omega^r(s) = \omega_1 \Delta M^r(s)$$

skąd transmitancja operatorowa

$$G(s) = \frac{\Delta \Omega^r(s)}{\Delta M^r(s)} = \frac{T_m}{J} \cdot \frac{1}{1 + T_m s} \quad (8.180)$$

przy czym stała czasowa elektromechaniczna

$$T_m = - \frac{R^{r'} \omega_1 J}{2M_{ek}(X_1^s + X_1^{r'})} \quad (8.181)$$

Przy pracy silnikowej jest  $M_{ek} < 0$ , więc  $T_m > 0$ .

Zmianie momentu hamującego według zależności

$$\Delta M^r = \Delta M^r(0^+) \cdot 1(t)$$

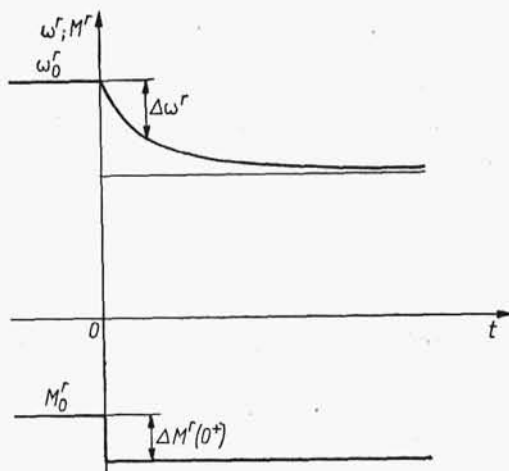
odpowiada (w zapisie operatorowym)

$$\Delta M^r(s) = \Delta M^r(0^+) \cdot \frac{1}{s}$$

oraz

$$\Delta \Omega^r(s) = +\Delta M^r(0^+) \frac{T_m}{J} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1 + T_m s} \quad (8.182)$$

Przebieg krzywej  $\omega^r = f(t)$  pokazano na rys. 8.66.



Rys. 8.66. Zmiana prędkości przy zmianie momentu zewnętrznego maszyny indukcyjnej

W ogólnym przypadku równanie przyrostów momentów na podstawie równania (8.176) może być napisane w postaci

$$Js\Delta\omega^r + \Delta M_e = \Delta M^r \quad (8.183)$$

W zakresie prostoliniowej (w przybliżeniu) zależności  $M_e = f(s)$  moment elektromagnetyczny zgodnie z wzorem (8.89) ma postać

$$M_e = \frac{2M_{ek}s}{s_k} = \frac{2M_{ek}(X_1^s + X_1^{r'})}{R^{r'}} \cdot \frac{\omega_1 - \omega^r}{\omega_1} \quad (8.184)$$

W przypadku zmiany prędkości  $\omega^r$  za pomocą zmiany rezystancji wirnika  $R^r$  moment elektromagnetyczny jest funkcją dwóch zmiennych, a mianowicie

$$M_e = M_e(R^r, \omega^r) \quad (8.185)$$

więc

$$\Delta M_e = \frac{\partial M_e}{\partial R^r} \Delta R^r + \frac{\partial M_e}{\partial \omega^r} \Delta \omega^r \quad (8.186)$$

a po uwzględnieniu zależności (8.184)

$$\Delta M_e = - \frac{2M_{ek}(X_1^s + X_1^{r'})}{(R_0^{r'})^2} \cdot \frac{\omega_1 - \omega_0^r}{\omega_1} \Delta R^{r'} - \frac{2M_{ek}(X_1^s + X_1^{r'})}{R_0^{r'} \omega_1} \Delta \omega^r \quad (8.187)$$

W rozpatrywanym przypadku regulacji prędkości przez zmianę rezystancji przy stałej wartości momentu zewnętrznego jest  $M^r = M_0^r + \Delta M^r = \text{const}$ , czyli  $\Delta M^r = 0$ , więc ze wzorów (8.183) i (8.187) otrzymuje się równanie przyrostów momentów w zapisie operatorowym w postaci

$$\Delta \Omega^r(s) \left[ Js - \frac{2M_{ek}(X_1^s + X_1^{r'})}{R_0^{r'} \omega_1} \right] - \frac{2M_{ek}(X_1^s + X_1^{r'})}{(R_0^{r'})^2} \cdot \frac{\omega_1 - \omega_0^r}{\omega_1} \Delta R^{r'}(s) = 0 \quad (8.188)$$

skąd

$$G(s) = \frac{\Delta \Omega^r(s)}{\Delta R^{r'}(s)} = - \frac{\omega_1 - \omega_0^r}{R_0^{r'}} \cdot \frac{1}{1 + T_m s} \quad (8.189)$$

przy czym stała czasowa elektromechaniczna jest określona wzorem (8.181).

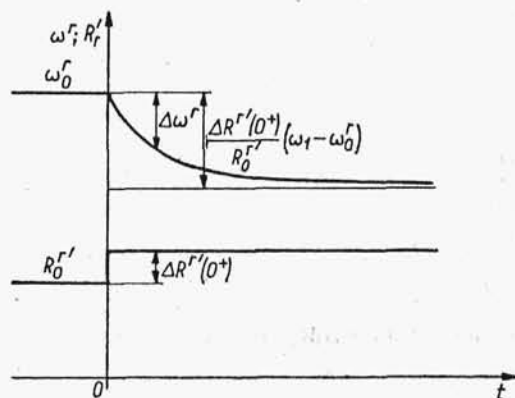
Wykres zależności  $\omega^r = f(t)$  przy skokowej zmianie rezystancji według zależności

$$R^r = R_0^{r'} + \Delta R^{r'} = R_0^{r'} + \Delta R^{r'}(0^+) \cdot 1(t)$$

przedstawiono na rys. 8.67.

Przyjęte uproszczenie (quasi-stacjonarny przebieg zjawisk elektromagnetycznych) zakłada sinusoidalny przebieg prądów, więc badanie przebiegu zmienności prądu w funkcji zmian  $R^{r'}$  i  $M^r$  ogranicza się do badania zmian amplitudy albo wartości skutecznej prądu. Wzór (8.84) można napisać w postaci

$$M_e = -mp \frac{1}{\omega} \cdot \frac{R^r}{s} (I^r)^2 \quad (8.190)$$



Rys. 8.67. Zmiana prędkości przy zmianie rezystancji w obwodzie wirnika maszyny indukcyjnej

Ponieważ

$$\frac{R'}{s} I' \approx U' \approx U^s$$

oraz

$$\omega = \omega_1 p$$

zatem w przybliżeniu

$$M_e = - \frac{mU^s}{\omega_1} I' \quad (8.191)$$

skąd

$$\Delta M_e = - \frac{mU^s}{\omega_1} \Delta I' \quad (8.192)$$

a równanie (8.183) przybiera postać

$$Js\Delta\omega' - \frac{mU^s}{\omega_1} \Delta I' = \Delta M' \quad (8.193)$$

Ze wzorów (8.184) i (8.191) wyznacza się

$$I' = - \frac{2M_{ek}(X_1^s + X_1')}{mU^s} \cdot \frac{\omega_1 - \omega'}{R'} \quad (8.194)$$

Ponieważ  $I' = f(R', \omega')$ , więc

$$\Delta I' = \frac{\partial I'}{\partial R'} \Delta R' + \frac{\partial I'}{\partial \omega'} \Delta \omega' \quad (8.195)$$

Z zależności (8.187) po uwzględnieniu oznaczenia (8.181) otrzymuje się

$$\Delta M_e(s) = \frac{J}{T_m} \cdot \frac{1}{R_0'} (\omega_1 - \omega_0') \Delta R'(s) + \frac{J}{T_m} \Delta \Omega'(s) \quad (8.196)$$

Odejmując stronami równania (8.192) i (8.196) uzyskuje się

$$-\frac{mU^s}{\omega_1} \Delta I'(s) - \frac{J}{T_m} \cdot \frac{1}{R_0'} (\omega_1 - \omega_0') \Delta R'(s) - \frac{J}{T_m} \Delta \Omega'(s) = 0$$

skąd

$$\Delta \Omega'(s) = - \frac{T_m}{J} \cdot \frac{mU^s}{\omega_1} \Delta I'(s) - \frac{1}{R_0'} (\omega_1 - \omega_0') \Delta R'(s) \quad (8.197)$$

Równanie (8.176) przy  $\Delta M' = 0$  przybiera postać

$$Js\Delta\Omega'(s) + \Delta M_e(s) = 0 \quad (8.198)$$

Po podstawieniu do tego równania  $\Delta \Omega'(s)$  i  $\Delta M_e(s)$  wyznaczonych z równań (8.197) i (8.192) otrzymuje się

$$-T_m \frac{mU^s}{\omega_1} s \Delta I'(s) - \frac{1}{R_0'} J (\omega_1 - \omega_0') s \Delta R'(s) - \frac{mU^s}{\omega_1} \Delta I'(s) = 0$$

skąd

$$G(s) = \frac{\Delta I'(s)}{\Delta R'(s)} = - \frac{J(\omega_1 - \omega_0^r)}{R_0' \frac{mU^s}{\omega_1}} \cdot \frac{s}{T_m s + 1} \quad (8.199)$$

Ze wzoru (8.194)

$$\frac{\omega_1 - \omega_0^r}{R_0' mU^s} = - \frac{I_0'}{2M_{ek}(X_l^s + X_l^r)}$$

więc wzór (8.199) można napisać w postaci

$$G(s) = \frac{\Delta I'(s)}{\Delta R'(s)} = - \frac{I_0'}{R_0'} T_m \frac{s}{1 + T_m s} \quad (8.200)$$

Oznacza to, że w takim układzie maszyna indukcyjna jest członem rzeczywistym różniczkującym.

Przy skokowej zmianie rezystancji

$$\Delta R'(s) = \Delta R'(0^+) \frac{1}{s}$$

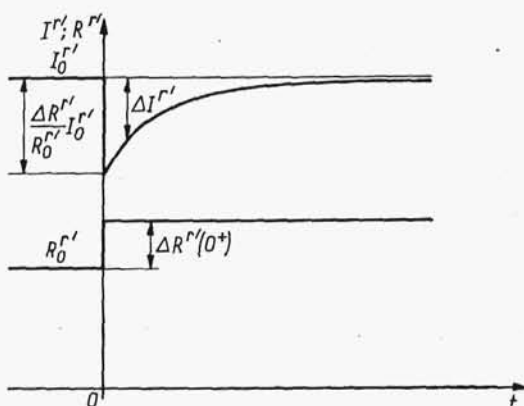
a transformata przyrostu prądu ma postać

$$\Delta I'(s) = -\Delta R'(0^+) \frac{I_0'}{R_0'} T_m \frac{1}{1 + T_m s} \quad (8.201)$$

Funkcja czasowa przyrostu prądu ma postać

$$\Delta I'(t) = -\Delta R'(0^+) \frac{I_0'}{R_0'} T_m e^{-\frac{t}{T_m}} \quad (8.202)$$

a jej przebieg pokazano na rys. 8.68.



Rys. 8.68. Zmiana prądu przy zmianie rezystancji w obwodzie wirnika maszyny indukcyjnej

Dla zbadania zmian wartości skutecznej prądu w funkcji zmiany momentu przy stałej rezystancji wirnika, czyli przy  $\Delta R' = 0$  przyrównuje się przyrosty momentów elektromagnetycznych określonych wzorami (8.192) i (8.196) skąd

$$\Delta \Omega'(s) = -\frac{T_m}{J} \frac{mU^s}{\omega_1} \Delta I'(s) \quad (8.203)$$

Podstawiając  $\Delta \Omega'(s)$  określone wzorem (8.203) do wzoru (8.183), otrzymuje się

$$\Delta M_e(s) = \Delta M'(s) + T_m \frac{mU^s}{\omega_1} s \Delta I'(s) \quad (8.204)$$

Z przyrównania  $\Delta M_e$  określonych wzorami (8.204) i (8.192) uzyskuje się

$$\frac{mU^s}{\omega_1} \Delta I'(s) = \Delta M'(s) + T_m \frac{mU^s}{\omega_1} s \Delta I'(s)$$

skąd transmitancja operatorowa

$$G(s) = \frac{\Delta I'(s)}{\Delta M'(s)} = -\frac{\omega_1}{mU^s} \cdot \frac{1}{1 + T_m s} \quad (8.205)$$

Przy skokowej zmianie momentu jest

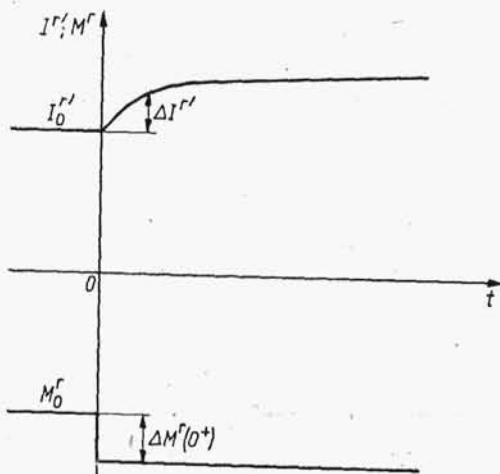
$$\Delta M'(s) = \Delta M'(0^+) \cdot \frac{1}{s}$$

a transformata przyrostu prądu

$$\Delta I'(s) = -\Delta M'(0^+) \frac{1}{mU^s} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1 + T_m s} \quad (8.206)$$

W takim układzie regulacji maszyna indukcyjna jest członem inercyjnym pierwszego rzędu.

Przebieg prądu  $I' = f(t)$  dla tego przypadku regulacji przedstawiono na rys. 8.69.



Rys. 8.69. Zmiana prądu przy zmianie momentu maszyny indukcyjnej