

Stanisław NITKA

METODA WYZNACZANIA STATYCZNYCH CHARAKTERYSTYK ELEKTROMECHANICZNYCH
INDUKCYJNYCH SILNIKÓW LINIOWYCH PŁASKICH O MAŁYCH PRĘDKOŚCIACH RUCHU

Streszczenie. W artykule omówiono typowe konstrukcje indukcyjnych silników liniowych płaskich oraz uzwojeń induktorów. Przedstawiono również konstrukcję uzwojeń stosowanych w induktorach typu SL-5 produkowanych w Polsce. Podano zależności pozwalające na wyznaczenie parametrów induktorów, głównego obwodu magnetycznego jedno oraz dwuwarstwowych bieźników dla silników z jednostronnym i dwustronnym induktorem. Omówiono warunki, w jakich rezystancja i reaktancja bieźnika mogą być traktowane jako parametry stałe, niezależne od częstotliwości indukowanych prądów. Zostały podane równania pozwalające na obliczenia w stanach statycznych prądów induktora i bieźnika, siły ciągu oraz siły normalnej działającej między induktorem i bieźnikiem silnika z jednostronnym induktorem. Została określona dokładność, z jaką przedstawiona metoda pozwala na obliczenia parametrów indukcyjnych silników liniowych.

1. Wprowadzenie

Prosta konstrukcja silników liniowych, pożądana przez użytkownika, stwarza trudności produkcyjne. W odróżnieniu bowiem od silników wirujących, w indukcyjnych silnikach liniowych płaskich tylko część pierwotna - induktor - stanowiąca odpowiednik stojana silnika wirującego, może być rozpatrywana jako element nadający się do unifikacji, a więc również do produkcji seryjnej. Natomiast część wtórna - bieźnik - odpowiednia wirnikowi silnika wirującego, może posiadać różne rozwiązania konstrukcyjne i najczęściej stanowi integralną część napędzanego urządzenia. Stąd też produkcja seryjna indukcyjnych silników liniowych płaskich ogranicza się na ogół do samych induktorów.

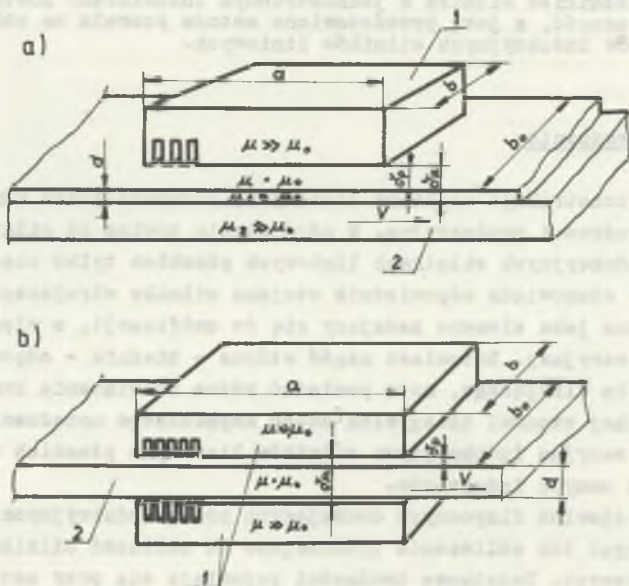
Istota zjawisk fizycznych cechujących pracę indukcyjnych silników liniowych czyni ich obliczenia trudniejsze od obliczeń silników indukcyjnych wirujących. Dodatkowe trudności pojawiają się przy ustaleniu danych znamionowych. W odróżnieniu bowiem od silników wirujących, indukcyjne silniki liniowe posiadają charakterystyki elektromechaniczne pozwalające na pracę w dużym zakresie poślizgów oraz na stosowanie jednego typu silnika przy różnych napięciach zasilania. Poza tym brak mechanicznych więzów między częścią pierwotną i wtórną daje możliwość dużej dowolności w ich kompletowaniu, co jest związane ze zmianą parametrów znamionowych.

Stąd konstruktor, decydujący się na zastosowanie indukcyjnych silników liniowych, staje sam wobec konieczności wyznaczenia ich parametrów oraz osiągnięć układu napędowego.

Dla projektowania układów napędowych z indukcyjnymi silnikami liniowymi w wielu przypadkach zupełnie wystarcza posiadanie danych dotyczących stanów statycznych. Przy pracy silników w zakresie dużych poślizgów często wystarczy posługiwanie się danymi dla stanu zwarcia, które przyjmuje się na ogół jako parametry znamionowe dla seryjnie produkowanych induktorów.

2. Konstrukcja induktorów

Indukcyjny silnik liniowy płaski składa się z dwóch zasadniczych części nazywanych dalej induktorem i bieźnikiem (rys. 1).



Rys. 1. Indukcyjny silnik liniowy

a - z jednostronnym induktorem, b - z dwustronnym induktorem, 1 - induktor; 2 - bieźnik, δ_p - szczelina powietrzna (mechaniczna) między induktorem i bieźnikiem, δ_μ - szczelina magnetyczna

Fig. 1. Linear induction motor

a - with single - sided stator, b - with double - sided stator, 1 - stator, 2 - reaction plate, δ_p - air gap between stator and reaction plate, δ_μ - magnetic gap

Induktorem została nazwana część pierwotna silnika wyposażona w żłobki, w których rozmieszczone są uzwojenia wytwarzające podstawowy strumień magnetyczny. Induktor, podobnie jak stojan maszyn indukcyjnych wirujących, wykonuje się z cienkich izolowanych względem siebie blach dynamowych. Może być on rozpatrywany jako sektor stojana maszyny wirującej, którego promień krzywizny osiąga nieskończenie duże wartości.

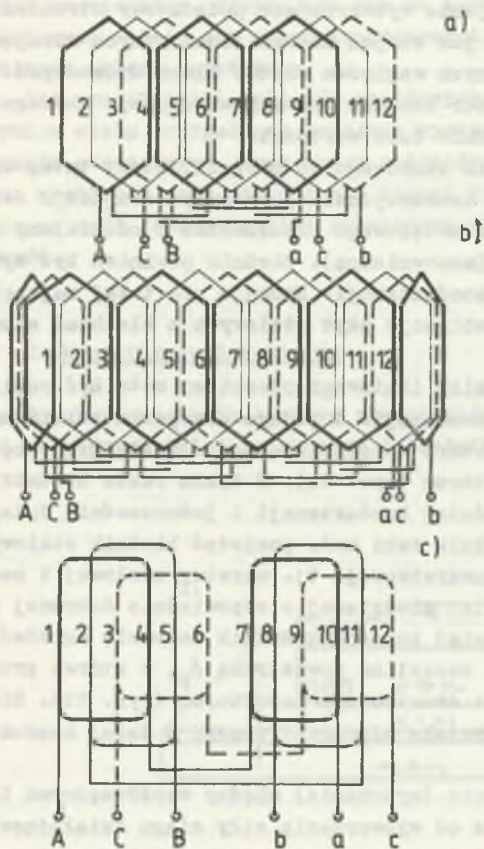
Druga podstawowa część silnika liniowego to bieźnik, który tutaj spełnia rolę analogiczną do wirnika konwencjonalnej maszyny wirującej. Jest on wykonany najczęściej z litego metalowego płaskownika i oddzielony od induktora szczeliną powietrzną (mechaniczną). Bieźnik powinien być wykonany z metalu o możliwie dużej konduktancji. Stosuje się tutaj najczęściej aluminium, miedź i stal oraz kombinacje płyt stalowych z blachami aluminiowymi lub miedzianymi.

Konstrukcja indukcyjnego silnika liniowego płaskiego może być realizowana według dwóch podstawowych koncepcji. W jednym przypadku silnik może się składać z pojedynczego induktora współdziałającego z bieźnikiem; będzie to silnik z jednostronnym induktorem (rys. 1a). W takim razie bieźnik powinien być wykonany z metalu o dużej konduktancji i jednocześnie dużej przenikalności magnetycznej. Silnik taki może posiadać bieźnik stalowy jednorodny lub o konstrukcji dwuwarstwowej, tj. warstwy stalowej i nałożonej na nią warstwy aluminiowej lub miedzianej o odpowiednio dobranej grubości d (rys. 1a). Według drugiej koncepcji silnik może się składać z dwóch induktorów przedzielonych szczeliną powietrzną δ_p , w której przesuwają się bieźniki. Jest to silnik z dwustronnym induktorem (rys. 1b). Bieźnik tego silnika jest wykonywany z metalu niemagnetycznego o dużej konduktancji (aluminium, miedź).

Wystąpienie efektu przesunięcia (wypchania) między współrzednymi induktora i bieźnika jest uzależnione od wytworzenia siły ciągu działającej między tymi częściami silnika. Siła ciągu jest tutaj wynikiem wzajemnego oddziaływania indukowanego w bieźniku prądu i składowej normalnej indukcji elektromagnetycznej wytwarzanej w uzwojeniach induktora. Jest to jednak uwarunkowane ściśle określoną konfiguracją uzwojenia induktora oraz odpowiednim systemem pobudzeń elektrycznych. Warunki te sprowadzają się technicznie do wykonania induktora jako wielofazowego o liczbie faz dostosowanej do systemu zasilania. W praktyce uzwojenia induktorów wykonywane są jako trójfazowe.

W płaskich induktorach indukcyjnych silników liniowych stosowane są uzwojenia o konstrukcji podobnej do uzwojeń stosowanych w maszynach wirujących. Przy projektowaniu tych uzwojeń należy jednak uwzględnić wpływ ograniczonej długości induktora na zjawiska zachodzące w czasie pracy silnika. Czynnikiem ten określa się jako "efekt krótkiego induktora", na którego wpływ wywierają:

- zjawiska wynikające z niesymetrii obwodów elektrycznych i magnetycznych,
- zjawiska wynikające z ruchu bieźnika względem induktora.



Rys. 2. Przykłady uzwojeń indukcyjnych silników liniowych (dla induktora o liczbie par biegunów $p = 2$)

a - uzwojenie dwuwarstwowe ze stałym poskokiem żłobkowym, b - uzwojenie dwuwarstwowe z dodatkowymi zezwojami krańcowymi, c - uzwojenie jednowarstwowe ze stałym poskokiem żłobkowym

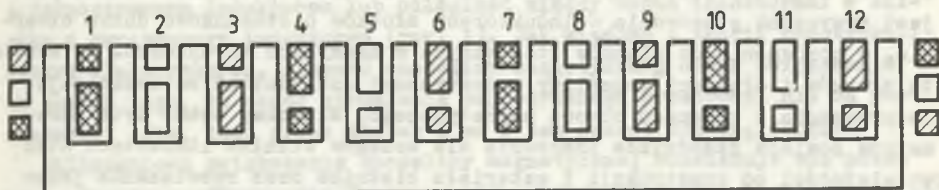
Fig. 2. Examples of stator windings of linear induction motors (for stator with number of poles $p = 2$)

a - double - layer winding with constant slot pitch, b - double - layer winding with additional end coils, c - single - layer winding with constant slot pitch

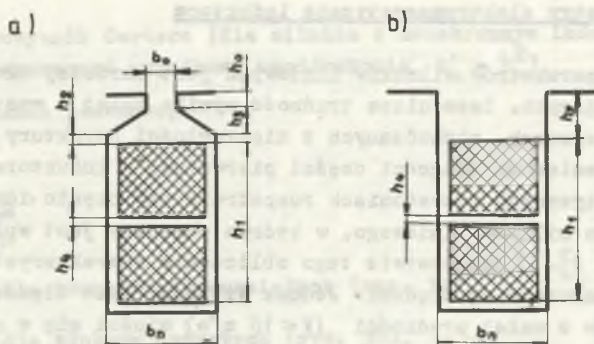
tylko tyle przewodów, ile jest rozmieszczonych w jednym żłobku. Uzwojenie to pozwala na osiągnięcie nieco lepszych parametrów elektromechanicznych silnika od innych znanych rozwiązań.

Wymienione zjawiska są przyczyną występowania nierównomierności rozkładu pola magnetycznego w szczelinie powietrznej między induktorem i bieźnikiem, tym większej, im krótszy jest induktor. Przeciwdziałanie tym zjawiskom jest możliwe przez odpowiedni dobór konstrukcji uzwojenia induktora.

Przykłady konstrukcji uzwojeń induktorów zamieszczono na rys. 2. Najkorzystniejszy rozkład pola magnetycznego uzyskuje się przez zastosowanie uzwojenia dwuwarstwowego z dodatkowymi zezwojami krańcowymi (rysunek 2b). Zezwój ten zawiera trzy boki zezwojów fazowych i są umieszczone poza krawędziami rdzenia induktora. Jeżeli to uzwojenie posiada boki zezwojów umieszczonych w żłobkach, składające się z jednakowej liczby przewodów, to w zezwojach krańcowych znajdzie się półtora-krotna liczba przewodów rozmieszczonych w jednym żłobku (przy $q = 1$). Induktory typu SL produkowane w Polsce posiadają uzwojenia dwuwarstwowe składające się z dwóch grup zezwojów, w których stosunek liczby zwojów ma się jak 2:1 [3]. Sposób połączenia tego uzwojenia jest taki, że w zezwojach krańcowych znajduje się tyl-



Rys. 3. Przykład rozmieszczenia uzwojeń w żłobkach induktorów typu SL-5
 Fig. 3. Example of stator windings arrangement in the slots of the stator SL-5



Rys. 4. Przekroje żłobków induktorów silników liniowych
 a - żłobek półzamknięty, b - żłobek otwarty
 Fig. 4. Cross section of linear induction motor slots
 a - semi - closed slot, b - open slot

Przykład rozmieszczenia zezwojów jednej fazy takiego uzwojenia w żłobkach induktora zamieszczono na rys. 3.

Efektywność stosowania tego uzwojenia maleje ze wzrostem długości induktora. Ze względu na nieco większą pracochłonność ich wykonania, dla induktorów z uzwojeniem o $p > 4$ bardziej wskazane jest stosowanie uzwojeń o jednakowej liczbie zwojów we wszystkich zezwojach.

W indukcyjnych silnikach liniowych zwykle stosuje się uzwojenia o rozpiętości zezwoju (y) równej podziółce biegunowej τ . Możliwe jest jednak stosowanie uzwojeń niesymetrycznych dających nieparzystą lub ułamkową liczbę biegunów [7].

Konstrukcja obwodów magnetycznych induktora jest podobna do statorów maszyn wirujących, co pozwala na stosowanie znanych metod obliczeniowych. Jednak w celu uniknięcia możliwości popełnienia nawet znacznych błędów należy pamiętać, że silnik liniowy w odróżnieniu od wirującego jest maszyną

o dużej długości szczeliny magnetycznej. Ta własność silników liniowych jest przyczyną stosowania w induktorach żłobków o stosunkowo dużym otwarciu, w porównaniu do żłobków stosowanych w maszynach wirujących. Od kształtu żłobków i długości szczeliny magnetycznej uzależnione są reaktancje rozproszenia i głównego obwodu magnetycznego. Właściwy dobór tych parametrów posiada zasadnicze znaczenie dla osiągnięć silnika liniowego. Stąd w zależności od konstrukcji i materiału bieźnika oraz rozwiązania jedno lub dwuinduktorowego. W induktorach stosuje się żłobki o prostokątnym kształcie obrysu, półzamknięte i otwarte (rys. 4). Otwarcie żłobka należy dobierać tym większe, im dłuższa jest szczelina magnetyczna.

3. Parametry elektromagnetyczne induktora

Analiza parametrów silników liniowych jest bardziej złożona od analizy maszyn wirujących. Zasadnicza trudność wynika tutaj z występowania tzw. efektów brzegowych, pochodzących z nieciągłości struktury systemu wzbudzenia (ograniczone długości części pierwotnej - induktora). Dlatego nawet w teoretycznych rozważaniach rozpatruje się często idealizowany model indukcyjnego silnika liniowego, w którym pomijany jest wpływ efektów brzegowych [1, 2]. W następstwie tego obliczenia charakterystyk elektromechanicznych obarczone są błędami. Jednak wielkość tych błędów szczególnie dla silników o małej prędkości ($V < 10$ m/s) mieści się w granicach praktycznie dopuszczalnych tolerancji. Kierując się względami praktycznymi do dalszych rozważań przyjęto uproszczony model indukcyjnego silnika liniowego. Wyniki uzyskane z badań praktycznych potwierdzają słuszność takich założeń.

Elementarny indukcyjny silnik liniowy posiada induktor o długości równej dwóm podziałkom biegunowym jego uzwojenia ($a = 2\tau$). W rzeczywistych przypadkach, dla uzyskania odpowiedniej siły ciągu, w jednym wspólnym induktorze rozmieszcza się często uzwojenia pewnej liczby takich elementarnych silników, czyli jest on wtedy proporcjonalnie dłuższy.

Dla dalszej analizy modelu matematycznego indukcyjnego silnika liniowego zakłada się, że induktor ma mieć symetrycznie rozłożone uzwojenia, czyli ma być symetryczny elektrycznie. Zakłada się również symetrię magnetyczną.

Przechodząc do wyznaczania indukcyjności własnych i wzajemnych związanych z głównym obwodem magnetycznym należy zauważyć, że na drodze strumienia magnetycznego szczelina magnetyczna stanowi element o największej reaktancji. Zjawisko to szczególnie ostro występuje w silnikach liniowych, gdzie szczelina ta przekracza na ogół wartość 10^{-3} m. Ta własność silników liniowych pozwala na przeprowadzenie obliczeń przy założeniu, że w szczelinie magnetycznej występuje praktycznie całkowity spadek napięcia magnetycznego. Za długość szczeliny magnetycznej przyjmuje się najkrótszą

odległość między induktorem i ferromagnetyczną częścią bieźnika w silniku z jednostronnym induktorem lub odległość między dwoma induktorami w silniku z dwustronnym induktorem (rys. 1). Jak wiadomo z teorii konstrukcji maszyn elektrycznych, długość szczeliny magnetycznej ulega zwiększeniu na skutek tego, że część strumienia magnetycznego przechodzi nie od powierzchni zęba, lecz przez żłobek i ma w ten sposób dłuższą drogę.

Obliczeniowe zwiększenie szczeliny magnetycznej rozwiązuje się przez wprowadzenie współczynnika Cartera, który można wyznaczyć z zależności [6]:

$$k_c = \frac{t_z}{t_z - \gamma \delta_\mu} \quad (1)$$

gdzie:

k_c - współczynnik Cartera (dla silnika z dwustronnym induktorem należy wyznaczyć wypadkowy współczynnik $k'_c = k_c^2$),

t_z - podziałka żłobkowa,

$$\gamma = \frac{\left(\frac{b}{\delta_\mu}\right)^2}{5 + \frac{b}{\delta_\mu}},$$

$b = \begin{cases} b_o & \text{dla żłobków półzamkniętych (rys. 3a)} \\ b_n & \text{dla żłobków otwartych (rys. 3b),} \end{cases}$

δ_μ = długość szczeliny magnetycznej (dla silnika z bieźnikiem stalowym równa długości szczeliny powietrznej δ_p ; dla silnika z bieźnikiem stalowym i nakładką Al lub Cu, oznacza odległość między induktorem i stalową częścią bieźnika; dla silnika z dwustronnym induktorem i bieźnikiem z Al lub Cu, oznacza odległość między induktorami).

W ogólnym przypadku induktor silnika liniowego jest złożony z p elementarnych induktorów (p - liczba par biegunów) oraz może posiadać uzwojenie o liczbie zezwojów (żłobków) przypadających na biegun i fazę $q > 1$. W takim razie oraz po uwzględnieniu obliczeniowego zwiększenia szczeliny magnetycznej zależności dla indukcyjności własnych uzwojeń induktora odpowiedniej pierwszej harmonicznej przestrzennej pola elektromagnetycznego w szczelinie można przedstawić w postaci:

$$L_\mu = \frac{4\mu_0 (z_s k_u)^2 \tau_1}{\pi^2 k_c \delta_\mu p} \quad (2)$$

gdzie:

z_s - liczba szeregowo połączonych zwojów uzwojenia jednej fazy induktora (należy uwzględnić tylko boki zwojów rozmieszczonych w żłobkach, czyli $z_s = \frac{1}{2} \times$ liczba boków przewodów jednej fazy rozmieszczonych w żłobkach),

k_u - współczynnik uzwojenia,

k_c - współczynnik Cartera,

L - czynna szerokość stalowego rdzenia induktora,

τ - podziałka biegunowa.

Stąd reaktancja głównego obwodu magnetycznego:

$$X_{\mu} = \omega_0 \frac{3}{2} L_{\mu} \quad (3)$$

Część strumienia magnetycznego wywołanego przepływem uzwojeń induktora nie przechodzi do bieznika, lecz jest sprzężona tylko z jego uzwojeniem.

Ta część strumienia nazywana jest strumieniem rozproszenia, a związana z nim indukcyjność - indukcyjnością rozproszenia L_g .

Indukcyjność L_g jest zależna od wymiarów geometrycznych drogi strumienia rozproszonego i przenikalności magnetycznej μ . W schemacie zastępczym indukcyjnego silnika liniowego posługujemy się pojęciem reaktancji rozproszenia induktora X_i .

Dokładne wyznaczenie strumieni rozproszenia, a następnie reaktancji rozproszenia induktora silnika liniowego, podobnie jak stojana silnika indukcyjnego wirującego, jest zadaniem bardzo złożonym. Dlatego w praktycznych obliczeniach stosuje się metody przybliżone, których dostateczna dokładność potwierdzona została doświadczalnie.

W obliczeniach maszyn indukcyjnych wirujących przyjmuje się podział pola rozproszenia na trzy części, którym odpowiadają trzy rodzaje rozproszeń: żłobkowe, różnicowe i części czołowych uzwojenia.

W indukcyjnych silnikach liniowych z płaskimi induktorami należałoby dodatkowo uwzględnić wpływ strumienia rozproszenia zamykającego się między głowicami zębów. Zjawisko to występuje w maszynach z dużą szczeliną powietrzną, co jest również cechą silników liniowych.

Jeśli wprowadzić współczynniki permeancji - rozproszenia żłobkowego λ_z , rozproszenia różnicowego λ_r , głowic zębów λ_g , odniesione do jednostek długości, to można zapisać wzór na reaktancję rozproszenia induktora w postaci [6] :

$$X_i = 4\pi f_1 \mu_0 z_s^2 l \frac{\sum \lambda}{pq} \quad (4)$$

gdzie:

$$L_g^i = 2 \mu_0 z_s^2 l \frac{\sum \lambda}{pq},$$

$$\sum \lambda = \lambda_z + \lambda_r + \lambda_o + \lambda_g,$$

μ_0 - przenikalność magnetyczna próżni,

z_s - liczba szeregowo połączonych zwojów uzwojenia jednej fazy induktora (należy uwzględnić tylko boki zwojów rozmieszczonych w żłobkach),

l - czynna szerokość stalowego rdzenia induktora,

p - liczba par biegunów uzwojenia induktora,

q - liczba żłobków induktora przypadających na biegun i fazę.

W przypadku silników dwuinduktorowych (z bieżnikiem Al lub Cu), reaktancję X_1 obliczamy dla jednego induktora, a następnie mnożymy ją przez 2 przy szeregowym połączeniu induktorów oraz dzielimy przez 2 przy połączeniu równoległym.

Współczynnik permeancji rozproszenia żłobkowego λ_z (dla $y = \tau$) zależy od geometrycznych kształtów żłobków. Dla żłobków półzamkniętych (rys. 4a) współczynnik λ_z można wyznaczyć z zależności:

$$\lambda_z = \frac{h_1 - h_4}{3b_n} + \frac{3h_3}{2b_o + b_n} + \frac{h_2}{b_n} + \frac{b_o}{b_o} + \frac{h_4}{4b_n}. \quad (5)$$

Natomiast dla żłobków otwartych:

$$\lambda_z = \frac{h_1 - h_4}{3b_n} + \frac{h_2}{b_n} + \frac{h_4}{4b_n}. \quad (6)$$

Współczynnik permeancji rozproszenia różnicowego λ_r uwzględnia wpływ różnicy kształtu rzeczywistego przebiegu pola magnetycznego w szczelinie powietrznej (δ_p) silnika i jego podstawowej harmonicznej, dla której prowadzone są obliczenia. Współczynnik ten po uwzględnieniu dużej wartości szczeliny powietrznej w indukcyjnych silnikach liniowych można obliczać ze wzoru:

$$\lambda_r = \frac{0,9}{k_o \delta_\mu} \tau_z (qk_u)^2 \delta_d \quad (7)$$

gdzie:

δ_μ - długość szczeliny magnetycznej,

k_o - współczynnik Cartera (wyznaczony wg 1.1),

τ_z - podziałka żłobkowa,

q - liczba żłobków na biegun i fazę określona zależnością $q = \frac{z}{2pn}$,

n - liczba faz uzwojenia induktora,

k_u - współczynnik uzwojenia,

$$\sigma_d = \begin{cases} 0,1 & \text{dla } q = 1 \\ 0,023 & \text{dla } q = 2. \end{cases}$$

Ze względu na zależność λ_r od współczynnika k_u , w dokładniejszych obliczeniach (przy uwzględnieniu wyższych harmonicznych) reaktancję rozproszenia X_1 (oraz L_G^1) należałoby obliczać oddzielnie dla każdej harmonicznej przestrzennej rozkładu pola magnetycznego.

Współczynnik permeancji rozproszenia części czołowych uzwojenia induktora λ_o można wyznaczyć z następującego empirycznego wzoru [6]:

$$\lambda_o = \alpha \frac{q}{1} (1_o - 0,64\tau) \quad (8)$$

gdzie:

$$\alpha = \begin{cases} 0,34 & \text{- dla uzwojeń dwuwarstwowych (rys. 2a, b),} \\ 0,67 & \text{- dla uzwojeń jednowarstwowych (rys. 2c),} \end{cases}$$

τ - podziałka biegunowa uzwojenia induktora,

1_o - średnia długość części czołowych uzwojenia (w przybliżeniu można przyjąć $1_o = 1,4\tau$).

Współczynnik permeancji rozproszenia główne zębów λ_g można wyznaczyć z zależności:

$$\lambda_g = \frac{5\delta_u}{5b + 4\delta_u} \beta \quad (9)$$

przy czym:

$$\beta = 1 \text{ dla } y = \tau$$

$$b = \begin{cases} b_o & \text{- dla żłobków półzamkniętych} \\ b_n & \text{- dla żłobków otwartych.} \end{cases}$$

4. Parametry elektromagnetyczne bieźnika

Gdyby szerokość indukcyjnego silnika liniowego była wiele razy większa od podziałki biegunowej, prądy indukowane w litej szynie bieźnika byłyby równoległe do prądów w żłobkach induktora wzdłuż całej jego szerokości. Praktycznie biorąc jednak, szerokość induktora może być nawet mniejsza od podziałki biegunowej; wtedy prądy w bieźniku w pierwszym przybliżeniu zamykają się po obwodach eliptycznych. Jeśli rdzeń induktora jest szerszy od podziałki biegunowej, to parametry bieźnika można z dostateczną dokład-

nością wyznaczyć pomijając efekt zniekształcenia torów prądowych oraz mnożąc wartości impedancji odniesione do jego szerokości przez wyznaczony doświadczalnie współczynnik. Dalsze rozważania ograniczają się do indukcyjnych silników liniowych odpowiadających tym warunkom. Do takich silników można zaliczyć silniki o małych prędkościach ruchu ($V < 10$ m/s). Dla silników o dużych prędkościach, które mogą posiadać podziażkę biegunową znacznie większą od szerokości induktora, pominięcie efektów zniekształcenia torów prądowych może prowadzić do dużych błędów.

Uzwojenia induktora zasilane prądem o częstotliwości f_1 wytwarzają dla pierwszej harmonicznej przestrzennej pola indukcji biegnące z prędkością:

$$V_0 = 2\pi f_1 \cdot \quad (10)$$

Pole indukcji przesuwają się po bieźniku z prędkością określoną różnicą prędkości synchronicznej pola V_0 i prędkości bieźnika względem induktora V :

$$V_0 - V = sV_0 \cdot$$

Prędkości tej odpowiada częstotliwość prądu w bieźniku $f_2 = sf_1$. Zależnie od częstotliwości f_2 (i od wartości prądu dla bieźnika ferromagnetycznego), pole i prąd wnikają płycej lub głębiej do masy bieźnika. Dla wysokich częstotliwości prądy i pole bieźnika występują tylko w warstwach powierzchniowych o nieznacznych grubościach. Przy niskich częstotliwościach pole przenika znacznie głębiej i w pewnym zakresie częstotliwości i grubości bieźnika można przyjąć równomierny jego rozkład na całej grubości części czynnej.

Uwzględniając charakter zjawisk fizycznych "uzwojenie" litego bieźnika można przedstawić w postaci przewodzącej warstwy (lub warstw dla bieźnika dwuwarstwowego) rozłożonej w sposób ciągły na całej jego długości. Wyznaczenie parametrów takiego "uzwojenia" wymaga rozpatrzenia praw związanych z rozkładem pola elektromagnetycznego w samym materiale bieźnika. Ścisłe rozwiązanie tego zagadnienia jest trudne, co zmusza autorów licznych publikacji do przyjmowania założeń upraszczających.

Praktycznie wystarczającą dokładność obliczeń można otrzymać wyznaczając parametry bieźnika z następujących wzorów [4]:

- Dla litego ferromagnetycznego bieźnika silnika z jednostronnym induktorem (rys. 1a)

$$\underline{Z}_b = \frac{kb}{\gamma} (a_r + ja_x) k_{oz} \quad (11)$$

gdzie:

Z_b - impedancja bieźnika przypadająca na jednostkę długości podziałki biegunowej induktora,

$$k = \sqrt{\frac{v_0 s \gamma \mu \pi}{2 \tau}}$$

s - poślizg,

γ - konduktywność materiału bieźnika,

μ - przenikalność magnetyczna bieźnika,

$a_r = 1,4$,

$a_x = 0,85$,

$k_{cz} = 1 + 0,5 \frac{f}{b_0}$ - współczynnik korekcyjny uwzględniający wpływ bocznych krawędzi bieźnika,

b_0 - szerokość bieźnika,

b - szerokość rdzenia induktora.

Wyznaczone doświadczalnie wartości współczynników a_r i a_x są zbliżone do przyjętych wyżej dla znacznego przedziału częstotliwości natężenia pola magnetycznego w litym materiale ferromagnetycznym. Jednak dla małych częstotliwości zależność stosunku $\frac{a_x}{a_r}$ ulega dość znacznym zmianom, tym większym, im częstotliwość jest bliższa wartości zerowej (czyli im mniejszy jest poślizg s silnika).

Dla $f < 10$ Hz stosunek $\frac{a_x}{a_r}$ wraz z częstotliwością szybko maleje do zera. Stąd wynika ważny wniosek, że przy obliczeniach parametrów litego ferromagnetycznego bieźnika, w zakresie małych poślizgów przyjęcie stałych wartości dla współczynników a_r i a_x prowadzić może do znacznych błędów. Zjawisko to jednak nie ma istotnego znaczenia praktycznego, gdyż ze względu na miękki przebieg charakterystyki mechanicznej silników z litym ferromagnetycznym bieźnikiem ich praca rzeczywista przebiega najczęściej w zakresie dużych poślizgów.

- Dla dwuwarstwowego bieźnika litego silnika z jednostronnym induktorem (rys. 1a)

$$Z_b = \frac{k_1}{\tau_1} b \frac{\{A^2 + 2A \sin(2k_1 d) - 1\} + j \{A^2 - 2A \sin(2k_1 d) - 1\}}{A^2 - 2A \cos(2k_1 d) + 1} k_{cz} \quad (12)$$

gdzie:

$$k_1 = \sqrt{\frac{v_0 s \gamma_1 \mu_1 \pi}{2 \tau}}$$

d - grubość warstwy górnej, której parametry oznaczono indeksem 1,

$A = e^{2k_1 d}$ dla $\mu_2 \gamma_1 \gg \mu_1 \gamma_2$,

2 - indeks oznaczający parametry warstwy dolnej.

Ponieważ grubość warstwy górnej bieżnika d jest na ogół dużo mniejsza od głębokości wnikania pola elektromagnetycznego, rozkład gęstości prądu w tej warstwie jest praktycznie równomierny w całym przekroju. Nie trudno dowieść, że logicznym następstwem takiego rozumowania jest sprowadzenie obliczeń impedancji bieżnika dwuwarstwowego do:

$$\underline{Z}_b = r_b = \frac{b}{\gamma_1 d} k_{cz} \quad (13)$$

Praktyczne doświadczenia potwierdzają dopuszczalność posługiwania się wzorem (13) przy obliczeniach impedancji bieżnika dwuwarstwowego przy odpowiednio dużych wartościach iloczynu $k_1 d$. Na przykład dla $k_1 d \geq 0,1$ posługiwanie się wzorem (13) daje błędy obliczeń mniejsze od 10%.

Wpływ głębokości wnikania pola do bieżnika powodujący zwiększenie się rezystancji górnej warstwy zaczyna się uwidaczniać dopiero dla $k_1 d > 1$. Warunki takie występują na przykład w przypadku bieżnika, którego górna warstwa jest wykonana z blachy aluminiowej o grubości $d \geq 12 \cdot 10^{-3}$ m przy pracy silnika w zakresie poślizgów $s \geq 1$ (dla $f_1 = 50$ Hz), co nie ma praktycznego zastosowania (szczególnie dla silników o małych prędkościach synchronicznych $V_0 \leq 10 \frac{m}{s}$).

- Dla litego bieżnika silnika z dwustronnym induktorem (rys. 1b):

$$\underline{Z}_b = \frac{k}{2\gamma} b \frac{\{ \operatorname{sh}(kd) + \sin(kd) \} + j \{ \operatorname{ch}(kd) - \cos(kd) \}}{\operatorname{ch}(kd) - \cos(kd)} k_{cz} \quad (14)$$

Analizując zależność parametrów elektrycznych bieżnika od wartości iloczynu kd można zauważyć, że wyraźny jego wpływ ujawnia się dopiero dla $kd > 2$. Warunki, w których $kd = 2$, wystąpią na przykład przy częstotliwości pola $f_2 = 75$ Hz w bieżniku wykonanym z litej aluminiowej szyny grubości $d = 20 \cdot 10^{-3}$ m. Dla bieżników o mniejszej grubości wartość tę iloczynu kd osiąga przy odpowiednio wyższych częstotliwościach.

Z powyższych rozważań wynika ważny wniosek, że parametry elektryczne bieżnika wykonanego z litej metalowej szyny można uznać za stałe dla tych rozwiązań konstrukcyjnych i warunków pracy indukcyjnego silnika liniowego z dwustronnym induktorem, dla których występuje $kd < 2$.

Warunek ten jest spełniony w przypadku bieżników aluminiowych i miedzianych o grubości $d_{Al} \leq 25 \cdot 10^{-3}$ m lub $d_{Cu} \leq 20 \cdot 10^{-3}$ m przy częstotliwości napięcia zasilania $f_1 = 50$ Hz w całym zakresie pracy silnikowej. Praktycznie oznacza to, że warunkom tym odpowiada większość znanych rozwiązań konstrukcyjnych indukcyjnych silników liniowych z dwustronnym induktorem i bieżnikiem litym nieferromagnetycznym.

W związku z tym dla $kd < 2$ impedancję jednostkową bieźnika można obliczać z uproszczonego wzoru:

$$Z_b = \frac{b}{\gamma} \left(\frac{1}{\delta} + j \frac{1}{\delta} k^2 d \right) k_{oz} \quad (15)$$

przy czym wprowadzony do obliczeń błąd przy $kd = 2$ wynosi około 8%, natomiast przy mniejszych wartościach tego iloczynu jest on mniejszy.

Dla $kd < 1$ istnieje możliwość dalszych uproszczeń prowadzących do przyjęcia:

$$Z_b = \text{Re} \{ Z_b \}.$$

Impedancję bieźnika sprowadzoną do 3-fazowego induktora można wyznaczyć ze wzoru:

$$Z'_b = \frac{6(z_g k_u)^2}{p\tau} Z_b. \quad (16)$$

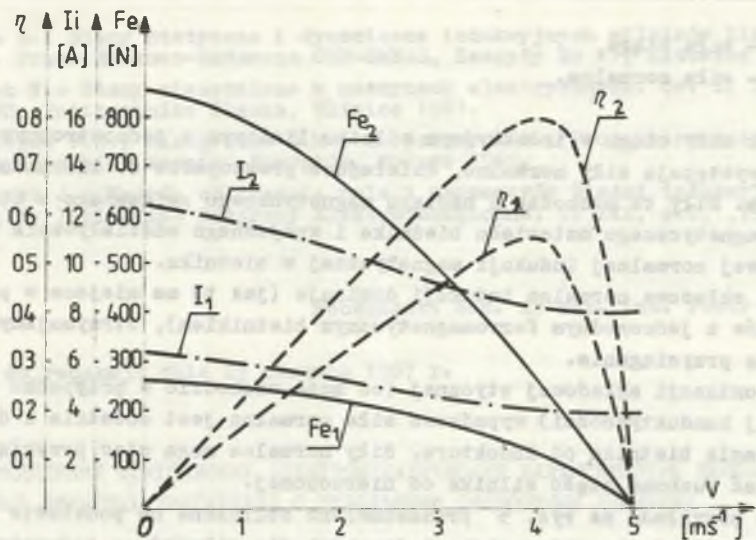
W przypadku indukcyjnych silników liniowych z dwustronnym induktorem ze wzoru (16) należy korzystać w ten sposób, że wyniki obliczone dla jednego induktora przy szeregowym połączeniu induktorów należy mnożyć przez 4, natomiast przy połączeniu równoległym pozostają one niezmienione.

5. Elektromagnetyczna siła ciągu i normalna

Podobnie jak w przypadku silników indukcyjnych wirujących, do wyznaczenia statycznych charakterystyk elektromechanicznych indukcyjnego silnika liniowego można posłużyć się schematem zastępczym [5].

Równania opisujące pracę 3-fazowego indukcyjnego silnika liniowego w stanach statycznych można przedstawić w postaci:

$$\left. \begin{aligned} \underline{U} &= \{ R_1 + j(X_1 + X_\mu) \} \underline{I}_1 + jX_\mu \underline{I}'_b \\ 0 &= \{ R'_b + js(X'_b + X_\mu) \} \underline{I}'_b + jsX_\mu \underline{I}_1 \\ F_e &= j \frac{\pi}{\tau} \frac{X_\mu}{\omega_o} \{ \underline{I}'_1 \underline{I}'_b - \underline{I}_1 \underline{I}'_b \} \\ F_n &= - \frac{X_\mu}{\delta_\mu \omega_b} \{ \underline{I}'_1 + \underline{I}'_b \} \{ \underline{I}_1 + \underline{I}_b \} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$



Rys. 5. Obliczone charakterystyki statyczne siły ciągu Fe , prądu indukcyjnego I i sprawności η dla indukcyjnych silników liniowych z jednostronnym i dwustronnym induktorem typu SL-5 przy zasilaniu napięciem $U = 220 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$

- 1 - silnik z jednostronnym induktorem (bieżnik Fe z warstwą Al o grubości $d = 2 \cdot 10^{-3} \text{ m}$; $\delta_p = 10^{-3} \text{ m}$; $\delta_\mu = 3 \cdot 10^{-3} \text{ m}$)
- 2 - silnik z dwustronnym induktorem (induktory połączone równolegle; bieżnik Al o grubości $d = 4 \cdot 10^{-3} \text{ m}$; $\delta_\mu = 6 \cdot 10^{-3} \text{ m}$)

Fig. 5. Calculated (steady - state) characteristics of the thrust force Fe , stator current I and efficiency η for linear induction motors with single and double - sided stator SL-5 for input voltage $U = 220 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$

- 1 - linear induction motor with single - sided stator (reaction plate Fe with Al plates of the thickness $d = 2 \cdot 10^{-3} \text{ m}$; $\delta_p = 10^{-3} \text{ m}$; $\delta_\mu = 1 \cdot 10^{-3} \text{ m}$)
- 2 - linear induction motor with double - sided stator (stators are connected in parallel; Al reaction plate of the thickness $d = 4 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, $\delta_\mu = 6 \cdot 10^{-3} \text{ m}$)

gdzie:

- U - skuteczna wartość fazowego napięcia zasilania,
- I_1 - skuteczna wartość prądu indukcyjnego,
- I'_b - skuteczna wartość prądu bieżnika odniesiona do indukcyjnego,
- R_1 - rezystancja fazowa indukcyjnego,
- R'_b - rezystancja fazowa bieżnika sprowadzona do indukcyjnego,
- \checkmark - umieszczone nad wielkością oznacza sprzężenie,
- δ_μ - długość szczeliny magnetycznej,

Fe - siła ciągu,
Fn - siła normalna.

Obok siły ciągu w indukcyjnym silniku liniowym z jednostronnym induktorem występują siły normalne, działające prostopadle do kierunku ruchu silnika. Siły te pochodzą z naciągu magnetycznego związanego z obecnością ferromagnetycznego materiału bieźnika i wzajemnego oddziaływania prądu i składowej normalnej indukcji magnetycznej w bieźniku.

Jeżeli składowa normalna indukcji dominuje (jak to ma miejsce w przypadku silników z jednorodnym ferromagnetycznym bieźnikiem), otrzymujemy w wyniku siłę przyciągania.

Przy dominacji składowej stycznej (co może zachodzić w przypadku bieźników o dużej konduktywności) wypadkowa siła normalna jest dodatnia i daje efekt odpychania bieźnika od induktora. Siły normalne mogą więc przyciągać bądź odpychać ruchomą część silnika od nieruchomej.

Dla przykładu na rys. 5 przedstawiono obliczone na podstawie równań (17) przebiegi charakterystyk statycznych dla silników z jednostronnym i dwustronnym induktorem typu SL-5-270.

6. Zakończenie

Przedstawiona w tym artykule metoda wyznaczania parametrów elektromechanicznych indukcyjnych silników liniowych płaskich pozwala na prowadzenie obliczeń z dokładnością wystarczającą dla celów praktycznych.

Oczywiście dokładność obliczeń w porównaniu z danymi eksperymentalnymi będzie tym większa, im dłuższy będzie induktor ($p > 1$) oraz im rdzeń jego będzie szerszy w porównaniu do podziałki biegunowej uzwojeń. Zakładając, że projektant przystępując do obliczeń będzie dysponował tylko danymi zawartymi w karcie uzwojeń induktora oraz danymi o parametrach materiału bieźnika, można przyjąć, że wyniki obliczeń w stosunku do rzeczywistych osiągnięć nie będą wykazywały rozbieżności większej od 20%.

Dla silników z dwustronnym induktorem na ogół osiąga się dokładności obliczeń znacznie lepsze.

LITERATURA

- [1] Freeman E.M., Lowther D.A., Laithwaite E.R.: Scale-model linear induction motors Proc. IEE, 1975, 122 Nr 7.
- [2] North G.G.: Harmonic analysis of a short stator linear induction machine using a transformation technique. IEEE Trans. on Power App and Systems, Vol PAS-92 Sept/Oct. 1973.
- [3] Nitka S.: Uzwojenie asynchronicznego silnika liniowego. Patent PRL Nr 73970.

- [4] Nitka S.: Stany statyczne i dynamiczne indukcyjnych silników liniowych. Prace Naukowo-Badawcze OBR-SMEAG, Zeszyty Nr 11, Katowice 1980.
- [5] Paszek W.: Stany nieustalone w maszynach elektrycznych. Cz. I. Skrypt nr 992, Politechnika Śląska, Gliwice 1981.
- [6] Sergiejew P.S., Winogradow N.M., Gorjainow E.A.: Projektowanie elektrycznych maszyn. Energija, Moskwa 1969.
- [7] Turowski J.: Metody obliczania pola i parametrów bieźni indukcyjnych silników liniowych. Rozprawy Elektrotechniczne. T. XIX, s.2, 1973.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Piotr Wach

Wpłynęło do redakcji dnia 25 czerwca 1987 r.

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛОСКИХ АСИНХРОННЫХ ЛИНЕЙНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С НЕБОЛЬШИМИ СКОРОСТЯМИ ДВИЖЕНИЯ

Р е з ю м е

В статье обсуждены разные типы конструкции плоских асинхронных линейных двигателей и обмоток индукторов. Представлена также конструкция обмоток применяемых в индукторах типа SL-5, которые производятся в Польше. Рассмотрены способы позволяющие на определение параметров индукторов, основной магнитной цепи и одно или двухслойных роторов для двигателей с односторонним и двухсторонним индуктором. Дается анализ условий, при которых активное и индуктивное сопротивление ротора может быть записано как неизменный параметр, независимый от частоты токов в роторе. Описаны уравнения позволяющие на вычисления в статических состояниях токов индуктора и ротора а также сил движущей и притяжения, действующих между индуктором и ротором двигателя с односторонним индуктором. Обращено внимание на точность, с которой при использовании представленного метода, можно вычислить рабочие характеристики двигателей.

METHOD OF DETERMINATION OF STEADY - STATE ELECTROMECHANICAL CHARACTERISTICS OF FLAT LINEAR INDUCTION MOTORS OF LOW OPERATING SPEEDS

S u m m a r y

Typical constructions of the flat linear induction motors and stator windings have been discussed in the paper. Also a construction of windings used in the induction motor s stator SL-5 made in Poland has been presented. The dependences which allow to determine parameters of the stators of the main magnetic circuit and of one or two - layer reaction plates for motors with single or double - sided stator have been given.

The conditions have been discussed in which the resistance and reactance of the reaction plate can be treated as constant parameters regardless the frequency of induced currents. The equations allowing to calculate in steady states the currents of the stator and reaction plate, thrust force and normal force acting between the stator and reaction plate of the motor with single - sided stator have been given. Accuracy of calculating the linear induction motor parameters by means of the presented method has been determined.

[The following text is extremely faint and largely illegible, appearing to be bleed-through from the reverse side of the page. It contains technical details and possibly a list of references.]