



Prof. dr inż. ANTHONY R. EASTHAM  
Prof. dr inż. GRAHAM E. DAWSON  
Doc. dr hab. inż. JACEK F. GIERAS  
Mgr inż. RAYMOND ONG  
Mgr inż. K. ANANTHASIVAM  
Queen's University Kingston, Kanada

## Porównanie metody elementów skończonych z metodą obliczeń na podstawie schematu zastępczego silnika indukcyjnego liniowego

### Wstęp

Silniki indukcyjne liniowe — jako maszyny trakcyjne — znajdują obecnie pierwsze zastosowania w pojazdach szynowych poruszających się na krótkich odcinkach (mniejszych niż 50 km) z prędkością mniejszą niż 100 km/h. Jako przykład może służyć system transportu miejskiego ICTS [1, 2] w Toronto, opracowany przez Urban Transportation Development Corporation Ltd. (Kanada) i wdrażany również w Vancouverze oraz w Detroit, transporter pasażerski WEDWAY w Orlando i na lotnisku w Houston [3] oraz będąca w stadium badań japońska kolej podziemna [4]. Oprócz powyżej wymienionych pojazdów szynowych na lotnisku w Birmingham pracują wahadłowce napędzane silnikami indukcyjnymi liniowymi [5], w których zastosowano układ unoszenia elektromagnetycznego (lewitacja elektromagnetyczna).

We wszystkich pojazdach dotychczas skonstruowanych zastosowano silniki indukcyjne liniowe jednostronne o krótkiej części pierwotnej zamocowanej na podwoziu pojazdu oraz o długiej części wtórnej dwuwarstwowej (rdzeń z litej stali oraz nakładka aluminiowa) zamocowanej w torze [6, 7]. Badania pojazdów szynowych napędzanych za pomocą silników indukcyjnych liniowych znajdujących się w eksploatacji wykazują m.in. następujące zalety w porównaniu z napędem za pomocą silników elektrycznych wirujących:

- siła ciągu i siła hamująca niezależne od adhezji,
- możliwość pokonywania wzniesień o większych nachyleniach (system ICTS do 6%, japońska kolej podziemna do 8–9%),
- mniejszy poziom hałasu (poziom maksymalny wynosi 67 dB (A) przy prędkości 20 m/s podczas poruszania się po krzyżźnie),
- mniejsze koszty eksploatacji przy całkowitej automatyzacji i komputeryzacji ruchu.

Ponieważ pojazdy szynowe napędzane za pomocą silników indukcyjnych liniowych mogą być w warunkach miejskich konkurencyjne z pojazdami napędzanymi tradycyjnie, jest bardzo prawdopodobne, że w niedalekiej przyszłości w niektórych krajach wejdą do produkcji krótkie serie trakcyjnych silników indukcyjnych liniowych. W konsekwencji konieczne będzie opracowanie odpowiednich metod projektowania tych maszyn wspomaganego komputerem.

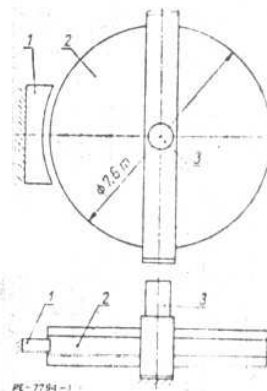
W latach 1984–1986 przedmiotem rozważań były dwie metody projektowania wspomaganego komputerem trakcyjnych silników indukcyjnych liniowych

jednostronnych. Pierwsza z nich polegała na zastosowaniu metody elementów skończonych do obliczeń rozkładu pola elektromagnetycznego a następnie sił, druga zaś bazuje na schemacie zastępczym silnika typu T, uwzględniającym podłużny efekt końcowy. Zarówno w metodzie elementów skończonych jak i przy wyznaczaniu impedancji części wtórnej w schemacie zastępczym założono dwuwymiarowy rozkład pola elektromagnetycznego.

### Eksperymentalna maszyna indukcyjna liniowa

W procesie opracowywania metod projektowania nowych typów maszyn elektrycznych, jakimi są maszyny indukcyjne liniowe, istotnym elementem są badania eksperymentalne. Umożliwiają one nie tylko sprawdzenie dokładności i uściślenie metody obliczeń, ale również są pomocne przy uwzględnieniu wielu zjawisk fizycznych, uzyskaniu niektórych danych do projektowania oraz eliminowaniu nieistotnych elementów obliczeń.

Do badań eksperymentalnych zbudowano na Uniwersytecie w Kingston (Kanada) specjalną maszynę liniową złożoną z krótkiej (długość rdzenia 1,73 m) łukowej części pierwotnej oraz długiej części wtórnej wykonanej w kształcie obręczy o średnicy 7,6 m, ułożyskowanej pionowo [8]. Szczelina powietrzna (czysta) między powierzchniami aktywnymi rdzenia części pierwotnej a nakładką aluminiową części wtórnej wynosi  $g = 15$  mm. Parametry konstrukcyjne maszyny eksperymentalnej przedstawiono w tabl. I, natomiast jej szkic konstrukcyjny pokazano na rys. 1.



Rys. 1. Konstrukcja eksperymentalnej maszyny liniowej  
1 — część pierwotna, 2 — część wtórna, 3 — maszyna wirująca służąca jako hamulec lub silnik

PE-7794-1

Liczba faz	$m = 3$
Liczba biegunów	$2p = 6$
Podziałka biegunowa	$\tau = 0,25 \text{ m}$
Materiał rdzenia części pierwotnej	blacha M19 (St. Zjedn.) o grubości 0,3 mm i stratności $\Delta p_{1/10} = 1,1 \text{ W/kg}$
Liczba żłobków	61
Liczba żłobków na biegun i fazę	$q = 3$
Liczba obliczeniowa żłobków	$z = 54$
Szerokość otwarcia żłobka	10,44 mm
Rozpiętość zwoju	0,1944 m
Szerokość rdzenia części pierwotnej	$L_1 = 0,101 \text{ m}$
Prąd znamionowy części pierwotnej	$I = 200 \text{ A}$
Liczba zwojów szeregowych	$N = 108$
Współczynnik uzwojenia	$k_{10} = 0,9018$
Klasa izolacji	H
Szerokość rdzenia części wtórnej	$w_{Fe} = 0,111 \text{ m}$
Materiał rdzenia części wtórnej	lita stal konstrukcyjna
Kondyktywność rdzenia części wtórnej w temp. 20 °C	$\sigma_{Fe} = 4,46 \cdot 10^6 \text{ S/m}$
Szerokość nakładki aluminiowej	$w_{Al} = 0,201 \text{ m}$
Grubość nakładki aluminiowej nad rdzeniem	$d = 4,5 \text{ mm}$
Grubość nakładki aluminiowej poza rdzeniem	$t_0 = 12,7 \text{ mm}$
Kondyktywność nakładki aluminiowej w temp. 20 °C	$\sigma_{Al} = 32,26 \cdot 10^6 \text{ S/m}$
Szczelina powietrzna	$g = 15 \text{ mm}$

Stawisko do badań umożliwiało pomiary charakterystyk statycznych podczas pracy silnikowej, generatorowej oraz hamulcowej. Z uwagi na znaczne nagrzewanie się części pierwotnej pomiary nie mogły trwać dłużej niż 10 minut.

Jako źródło zasilania o częstotliwości zmiennej (od 0 do 150 Hz) zastosowano 3-fazowy inwerter tyrystorowy o mocy 200 kW·A, w którym regulacja napięcia wyjściowego od 0 do 460 V odbywała się przez zmianę szerokości impulsów modulujących.

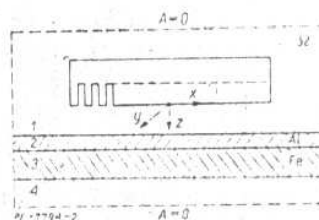
Do pomiaru wielkości elektrycznych (napięcia, prądy, moce, częstotliwość), magnetycznych (składowe indukcji w szczeliny powietrznej) oraz mechanicznych (szczeliny powietrznej, sił, prędkości) zastosowano 64-kanalowy cyfrowy system pomiarowy z komputerem PDP 11/03.

#### Metoda elementów skończonych w projektowaniu komputerowym silników indukcyjnych liniowych

Po ponad 15-letnim stosowaniu metody elementów skończonych do obliczeń rozkładów pól elektromagne-

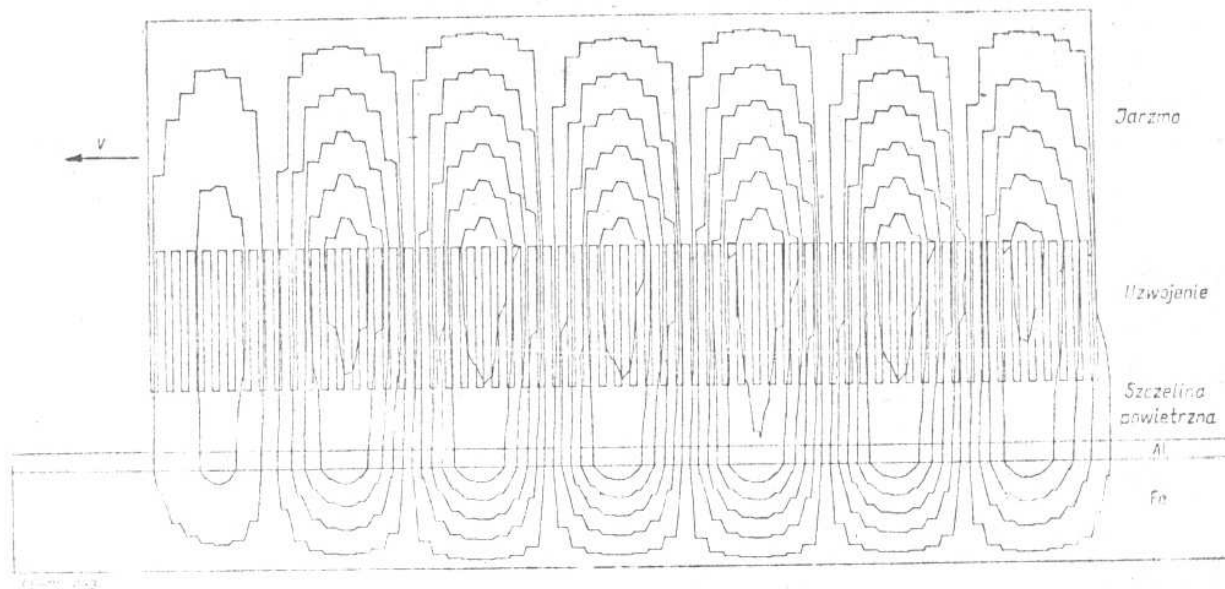
tycznych jest ona uważana za nowoczesne i uniwersalne narzędzie przy projektowaniu wspomaganym komputerem maszyn i urządzeń elektrycznych. Przykładowo, w laboratoriach naukowo-badawczych tak wielkich producentów jak GENERAL ELECTRIC CO. czy też WESTINGHOUSE programy komputerowe wykorzystujące metodę elementów skończonych są coraz powszechniej stosowane w procesie optymalnego projektowania maszyn i urządzeń elektrycznych. Programy te nie tylko dokonują obliczeń rozkładów pól, ale również sił, indukcyjności oraz strat mocy. Zdaniem niektórych specjalistów dzięki takim programom, opracowywanym również do celów komercyjnych, można dokonać kompletnej analizy projektowanego wyrobu wraz z obliczeniami wszystkich interesujących charakterystyk oraz wyeliminować budowę i badania modelu. Stwierdzenie takie jest dyskusyjne, niemniej jednak metoda elementów skończonych ma niewątpliwą przewagę nad metodami konwencjonalnymi w optymalizacji obwodów magnetycznych o skomplikowanych kształtach.

Poniżej opisano zastosowanie metody elementów skończonych do obliczeń rozkładu potencjału magnetycznego wektorowego w przekroju podłużnym silnika indukcyjnego liniowego oraz do obliczeń siły ciągu i siły normalnej silnika. Przyjęty do rozwiązań dwuwymiarowy model przedstawiono na rys. 2. W ana-



Rys. 2. Przekrój podłużny silnika indukcyjnego liniowego

lizie dwuwymiarowej założono, że prądy płyną tylko w kierunku współrzędnej  $y$ , a indukcja magnetyczna ma tylko dwie składowe:  $B_x$  pokrywającą się z kierunkiem przemieszczania się fali wędrującej oraz  $B_z$  normalną do powierzchni aktywnej rdzenia części pierwotnej. Tak jak w pracy [9] przyjęto, że prąd części pierwotnej jest wielkością znaną i ma tylko składową wzdłuż osi  $y$ , kondyktywność rdzenia części pierwotnej przyjmuje wartość zerową, wszystkie wielkości pola zmieniają się sinusoidalnie w czasie, uwzględnia się tylko harmoniczne podstawowe oraz nie występują prądy przesunięcia dielektrycznego.



Rys. 3. Rozkład potencjału magnetycznego wektorowego w przekroju podłużnym eksperymentalnej maszyny liniowej

Przy takich założeniach potencjał magnetyczny wektorowy  $A(x, z)$  spełnia następujące równanie różniczkowe czasikowe:

$$(1) \quad \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) + J = 0$$

przy czym gęstość prądu przyjmuje wartości następujące:

- w złóbkach stojana  $J = J_s$
- w części wtórnej  $J = -j\omega A - \sigma v(\partial A/\partial x)$
- w obszarach nie przewodzących prądu elektrycznego  $J = 0$

przy czym:  $\mu_0$  — przenikalność magnetyczna próżni;  $\mu_r$  — przenikalność magnetyczna względna;  $\sigma$  — konduktywność;  $\omega$  — pulsacja;  $v$  — prędkość części wtórnej w kierunku współrzędnej  $x$ .

Część wtórna przewodząca silnika liniowego o długości skończonej porusza się w polu magnetycznym wędrującym wywołanym przez układ napięć trójfazowych, a więc w obliczeniach należy uwzględnić zarówno gęstość  $j\omega A$  prądu indukowanego pod wpływem zmian czasowych pola jak i gęstość  $\sigma v \partial A/\partial x$  na skutek ruchu przewodnika w polu.

Funkcjonalą

$$(2) \quad I(A) = \int \int \left\{ \frac{1}{\mu_0 \mu_r} [(\partial A/\partial x)^2 + (\partial A/\partial z)^2] - 2AJ \right\} dx dz$$

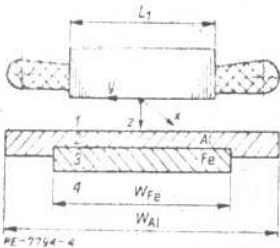
jest rozwiązaniem zagadnienia Dirichleta dla równania Poissona (1).

Rozkład potencjału magnetycznego wektorowego w przekroju podłużnym maszyny liniowej wyznaczono na podstawie równania (1) przyjmując 2650 węzłów siatki trójkątnej. Przykład rozkładu potencjału magnetycznego wektorowego w przekroju podłużnym przedstawiono na rys. 3. Jak widać, obliczenia rozkładu pola uwzględniają podłużne efekty końcowe, które mają wpływ m.in. na wartość siły ciągu oraz siły normalnej silnika.

Wykonano również obliczenia rozkładu składowej normalnej indukcji w szczelinie powietrznej [6, 7] oraz siły ciągu i siły normalnej.

#### Schemat zastępczy silnika indukcyjnego liniowego uwzględniający podłużny efekt końcowy

Przekrój poprzeczny silnika indukcyjnego liniowego jednostronnego z oznaczeniem wymiarów przedstawiono na rys. 4. Założono, że rdzeń części pierwotnej ma



Rys. 4. Przekrój poprzeczny silnika indukcyjnego liniowego

nieskończenie dużą przenikalność magnetyczną i zerową konduktywność. Uzwojenie części pierwotnej jest reprezentowane przez nieskończenie cienką warstwę prądową rozłożoną równomiernie wzdłuż bezźłobkowej powierzchni przyszczelinowej. Uzłobkowanie rdzenia oraz nasycenie obwodu magnetycznego uwzględniono przez wprowadzenie współczynnika Cartera  $k_c$  oraz współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego  $k_\mu$ , tzn.  $g' = k_c k_\mu g$ . Dwuwarstwowa część wtórna składa się z litego rdzenia stalowego oraz nakładki aluminiowej, której grubość  $d$  ponad rdzeniem jest mniejsza niż grubość  $t_{ob}$  poza rdzeniem. Model silnika przedstawiony na rys. 3 i 4 rozpatrywano jako czterowarstwowy: szczelina powietrzna 1, nakładka 2 dobrze przewodząca prąd, rdzeń ferromagnetyczny 3 oraz powietrze 4.

Po rozwiązaniu równania Laplace'a dla powietrza oraz równania Helmholtza dla środowisk przewodzą-

cych metodą rozdzielania zmiennych otrzymuje się równania rozkładu poszczególnych składowych pola elektromagnetycznego w warstwach od 1 do 4 w postaci szeregów trygonometrycznych.

Uogólniając zagadnienie, zarówno harmoniczne przestrzenne, harmoniczne czasowe (zasilanie z inwertera) jak i niesymetria prądów fazowych (niejednakowe impedancje uzwojeń części pierwotnej) oraz konsekwencje podłużnego efektu końcowego) mają wpływ na rozkład pola magnetycznego. Zarówno badania teoretyczne jak i doświadczalne wykazały, że wpływ harmonicznych wyższych rzędów w silnikach indukcyjnych liniowych na charakterystyki pracy jest do pominięcia i np. w rozpatrywanej maszynie eksperymentalnej nie przekracza 5%. Wpływ podłużnego efektu końcowego na charakterystyki pracy silników wolnobieżnych (mniej niż 100 km/h) nie jest duży. W silnikach o większych prędkościach wpływ tego efektu jest znaczny. W pracy [10] wprowadzono współczynnik uwzględniający podłużny efekt końcowy definiowany jako

$$(3) \quad k_e = E_{ms}/E_{ms}$$

przy czym:  $E_{ms}$  — wartość maksymalna siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniu fazowym części pierwotnej przez falę indukcji magnetycznej przemieszczającą się z prędkością synchroniczną;  $E_{me}$  — wartość maksymalna siły elektromotorycznej, indukowanej przez falę wędrującą tłumioną indukcji magnetycznej, generowaną w obszarze wejściowym rdzenia części pierwotnej [11].

Rozważania w pracy [10] prowadzą do wykazania, że na skutek występowania podłużnego efektu końcowego siła elektromotoryczna maszyny liniowej wynosi  $E_s(1 - k_e)$ , tzn. że prąd części wtórnej sprowadzony do uzwojenia części pierwotnej jest wyrażony zależnością

$$(4) \quad I_2' = \frac{E_s(1 - k_e)}{\sqrt{(R_2'/s)^2 + (X_2'/s)^2}}$$

przy czym:  $R_2'$ ,  $X_2'$  — rezystancja i reaktancja rozproszenia części wtórnej sprowadzone do uzwojenia części pierwotnej.

W pracy silnikowej  $k_e < 1$  i jest m.in. funkcją prędkości, przy czym w zakresie poślizgów  $0,5 < s \leq 1$  jest, praktycznie biorąc, równy zeru. Wyrażenie do obliczania współczynnika  $k_e$  podano w pracach [10] i [12].

Poprzeczne efekty końcowe związane z występowaniem składowej  $J_x$  gęstości prądu w części wtórnej uwzględniono również za pomocą współczynników korekcyjnych. Konduktywność zastępcza nakładki aluminiowej z uwzględnieniem poprzecznego efektu końcowego

$$(5) \quad \sigma'_{AL} = k_{RN} \sigma_{AL}$$

przy czym  $k_{RN}$  — zmodyfikowany współczynnik poprzecznego efektu końcowego według Russella i Nersworthy'ego ( $k_{RN} < 1$ ) [13].

Istnieje wiele metod uwzględniających poprzeczny efekt końcowy w litym rdzeniu ferromagnetycznym części wtórnej, opracowanych przede wszystkim dla maszyn wirujących o wirniku masywnym. Do wyników obliczeń zgodnych z eksperymentem prowadzą m.in. metody według Gibbsa, Panasienkowa oraz Yee [12]. Wszystkie te metody polegają na przemnożeniu impedancji litego rdzenia ferromagnetycznego dla prądów płynących w kierunku współrzędnej  $y$  przez współczynnik impedancji  $k_z > 1$ .

Przenikalność magnetyczna nieliniowa oraz straty histerezowe w litym rdzeniu ferromagnetycznym części wtórnej uwzględniono za pomocą zastępczej zespolonej przenikalności magnetycznej względnej [14].

$$(6) \quad \mu_{re} = \mu_{rs}(\mu' - j\mu'')$$

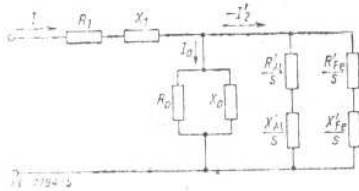
przy czym:  $\mu_{rs}$  — przenikalność magnetyczna względna na powierzchni styku rdzenia z nakładką aluminiową w początku układu współrzędnych;  $\mu'$ ,  $\mu''$  — część rzeczywista i część urojona przenikalności magnetycznej zespolonej omawiana np. w pracy [14]. Współczynnik nasycenia obwodu magnetycznego (obliczany tak jak dla maszyn indukcyjnych wirujących)

$$(7) \quad k_\mu = \frac{\Theta}{2(V_g + V_d)}$$

przy czym:  $\Theta$  — przepływ wypadkowy na parę biegunów;  $V_a$  — spadek napięcia magnetycznego w szczelinie powietrznej  $k_{cg}$ ;  $V_d$  — spadek napięcia magnetycznego w nakładce nieferromagnetycznej o grubości  $d$ .

Impedancję  $Z_{Al}$  nakładki nieferromagnetycznej dobrze przewodzącej prąd, impedancję  $Z_{Fe}$  rdzenia ferromagnetycznego oraz reakcję główną  $X_a$  wyznacza się według równań rozkładu poszczególnych składowych pola elektromagnetycznego na powierzchniach granicznych  $z = 0$ ,  $z = g$  oraz  $z = g + d$ . Sposób postępowania podano m.in. w pracach [12, 15, 16].

Schemat zastępczy typu T silników indukcyjnych liniowych z uwzględnieniem podłużnego efektu końcowego i z pominięciem strat mocy czynnej w rdzeniu części pierwotnej podano na rys. 5.



Rys. 5. Schemat zastępczy silnika indukcyjnego liniowego z uwzględnieniem podłużnego efektu końcowego

Między impedancjami  $Z'_{Al}/s$  oraz  $Z'_{Fe}/s$  odniesionymi do uzwojenia części pierwotnej a rezystancją wypadkową  $R'_2/s$  i reaktancją  $X'_2/s$  części wtórnej istnieją zależności:

$$(8) \quad Z'_2/s = R'_2/s + j(X'_2/s) = Z'_{AL}Z'_{Fe}/(Z'_{AL} + Z'_{Fe})(1/s)$$

$$Z'_{AL}/s = R'_{AL}/s + j(X'_{AL}/s); \quad Z'_{Fe}/s = R'_{Fe}/s + j(X'_{Fe}/s)$$

Siła ciągu

$$(9) \quad F_x = (m/v_s)I_2^2(R'_2/s) - F_m$$

przy czym:  $v_s = 2\pi r$  — prędkość synchroniczna;  $F_m$  — siła reprezentująca straty mechaniczne.

Siła normalna

$$(9') \quad F_z = (1/2 \mu_0) B_{mz}^2 \pi r L_i - (F_x + F_m)(B_{mx}/B_{mz})$$

przy czym:  $B_{mz}$  — wartość maksymalna składowej normalnej indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej;  $B_{mx}$  — wartość maksymalna składowej stycznej indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej.

Składową normalną indukcji można wyznaczyć według zależności

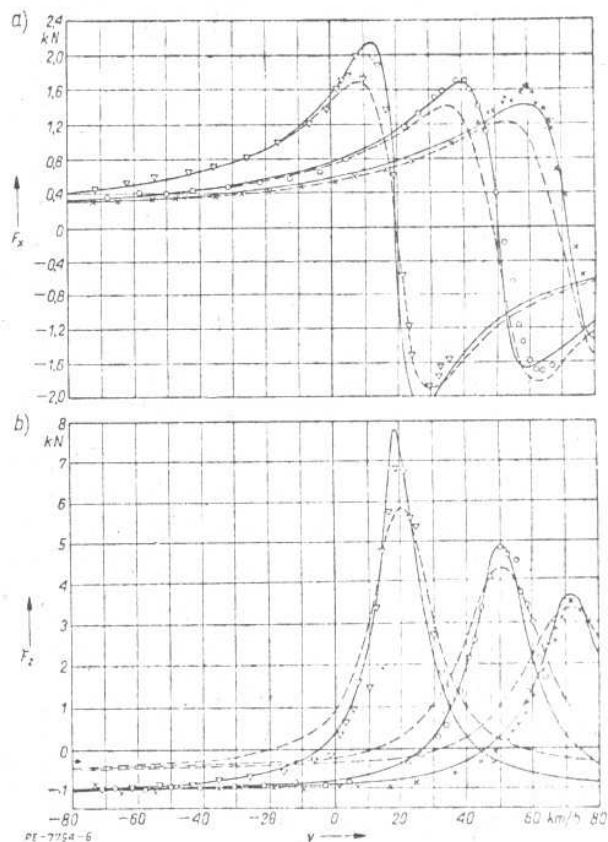
$$(10) \quad B_{mz} = \frac{E_s(1 - k_a)}{4 \sigma_k a_l f N k_{10} \tau L_i}$$

lub według równań rozkładu pola elektromagnetycznego, składową styczną zaś wylicznie według równań rozkładu pola elektromagnetycznego [15]. Należy pamiętać, że współczynnik kształtu  $\sigma_k$  oraz współczynnik  $a_l$  wyrażający stosunek wartości średniej indukcji w szczelinie powietrznej do jej amplitudy w zależności (10) jest funkcją współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego  $k_\mu$ .

Bardziej szczegółowe rozważania na temat obliczeń silników indukcyjnych liniowych na podstawie schematu zastępczego i analizy dwuwymiarowej pola elektromagnetycznego podano w pracach [10, 12, 15, 17-20].

#### Porównanie wyników obliczeń z wynikami pomiarów

Na podstawie metody elementów skończonych oraz schematu zastępczego przygotowano programy obliczeń komputerowych maszyn indukcyjnych liniowych w języku FORTRAN. Tabulegram programu według metody elementów skończonych, dostosowany do komputera VAX-11/750, zawiera ok. 2000 wierszy. Tabulegram programu obliczeń według schematu zastępczego zawiera ok. 800 wierszy i został przygotowany zarówno na komputer VAX-11/750 jak i na komputer osobisty IBM.



Rys. 6. Zależność: a) siły ciągu oraz b) siły normalnej od prędkości przy  $I = 200 \text{ A} = \text{const}$  oraz  $f = \text{const}$ . Linia ciągła — schemat zastępczy; linia przerywana — metoda elementów skończonych; badania eksperymentalne:  $\nabla$  — 11 Hz,  $\circ$  — 28 Hz;  $\times$  — 40 Hz

Na rysunku 6 porównano zależności siły ciągu  $F_x$  oraz siły normalnej  $F_z$  od prędkości liniowej  $v$  dla maszyny eksperymentalnej (tabl. 1) przy  $I = \text{const}$ , oraz  $f = \text{const}$ , otrzymane z obliczeń za pomocą metody elementów skończonych, na podstawie schematu zastępczego (rys. 5) oraz z pomiarów. W metodzie elementów skończonych tak jak w zależnościach na rezystancje i reaktancje części wtórnej występujące w schemacie zastępczym uwzględniono również poprzeczny efekt końcowy za pomocą współczynników poprawkowych. Porównanie tych charakterystyk dotyczy zarówno pracy silnikowej, prądnicowej jak i hamulcowej przy stałej wartości skutecznej prądu zasilającego w uzwojeniu części pierwotnej  $I = 200 \text{ A}$ , niezależnie od poślizgu i od częstotliwości. Odpowiada to warunkom rzeczywistym pracy, gdyż silnik trakcyjny jest zasilany w praktyce z falownika prądu. Należy zwrócić uwagę, że przy  $U = \text{const}$  charakterystyki przedstawione na rys. 6 będą miały nieco inny przebieg.

#### Wnioski

Porównanie dwóch metod obliczania silników indukcyjnych liniowych z wynikami badań eksperymentalnych wykazuje, że schemat zastępczy z uwzględnieniem podłużnego efektu końcowego i impedancji części wtórnej wyznaczoną na podstawie dwuwymiarowego pola elektromagnetycznego daje wyniki dokładniejsze niż metoda elementów skończonych. Tabulegram programu komputerowego przygotowanego na podstawie schematu zastępczego silnika jest ponadto 2,5 raza krótszy niż przygotowany na podstawie metody elementów skończonych oraz funkcjonuje na mikrokomputerach osobistych IBM kompatybilnych. Zarówno przygotowanie programu jak i urządzenia elektronicznej techniki obliczeniowej są prostsze i tańsze w przypadku obliczeń według schematu zastępczego.

Na przykładzie silnika indukcyjnego liniowego wykazano, że wbrew niektórym poglądom metody klasyczne projektowania maszyn elektrycznych przy zastosowaniu wspomagania komputerowego stale jeszcze wykazują przewagę nad metodą elementów skończonych. Należy przy tym zauważyć, że wielu autorów omawiając zalety metody elementów skończonych w projektowaniu wspomaganiem komputerem maszyn elektrycznych unika porównania wyników obliczeń charakterystyk pracy według tej metody z wynikami badań eksperymentalnych. Nietrudno się o tym przekonać czytając liczne prace w czasopiśmie IEEE, IEE, materiałach konferencyjnych COMPUMAG oraz IECM.

W przypadku maszyn elektrycznych niedokładność metody elementów skończonych może wynikać bądź z przyjętej dyskretyzacji obszaru szczeliny powietrznej oraz obszaru części wtórnej, bądź też z założeń upraszczających i dla pewnych struktur z przybliżonego rozwiązania numerycznego (rozwiązanie analityczne może być dokładniejsze).

Jednak obraz komputerowy linii ekwipotencjalnych pola w maszynie elektrycznej o dowolnie skomplikowanej strukturze można otrzymać najprościej za pomocą metody elementów skończonych. Metoda ta w chwili obecnej jest najbardziej efektywną metodą przy analizie i optymalizacji obwodów magnetycznych. Konieczny jest dalszy rozwój tej metody w zastosowaniu do projektowania maszyn elektrycznych. Dalszy jej rozwój, a zwłaszcza programów komputerowych, zadecydują o jej upowszechnieniu i konkurencyjności z metodami klasycznymi przy projektowaniu maszyn elektrycznych.

#### LITERATURA

- [1] Dawson G. E., Wallace A. K., Eastham A. R., Kamar A. M. A.: Design study of a LIM with solid steel reaction rail for urban transit. *Proc. IECM '82*, Budapest 1982 p. 992-995.
- [2] Ballantyne W. J.: LIM design for urban transit. *Int. Conf. Maglev transport-now and for future*, Solihull (GB) IMechE 1984 p. 105-109.
- [3] Turner D. B., Wolf W. L.: Houston WEDWAY people mover control and propulsion system. 32nd IEEE Vehicular Technology Conf., San Diego (USA) 1982.
- [4] Shoyama Y.: Prototype LIM driven railcar for subways of smaller cross section tunnels. *Japanese Railway Engineering* Vol. 24: 1984 No. 3 p. 11-15.
- [5] Mustow S. N.: Maglev at Birmingham airport. *Int. Conf. Maglev transport-now and for future*, Solihull (GB) IMechE 1984 p. 127-137.
- [6] Eastham A. R., Dawson G. E., Gieras J. F., Ong R., Ananthasivam K.: Analysis of linear induction drives by electromagnetic and finite element techniques. *Int. Conf. Maglev Transport '85* Tokyo 1985 p. 53-59.
- [7] Dawson G. E., Eastham A. R., Gieras J. F., Ong R., Ananthasivam K.: Design of linear induction drives by field analysis and finite element techniques. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Toronto 1985 oraz *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-22: 1986, No. 5, p. 865-873.
- [8] Dawson G. E., Eastham A. R.: The comparative performance of single-sided linear induction motors with squirrel-cage, solid-steel, and aluminium-capped reaction rails. 16th Annual IEEE Industrial Applications Society Meeting, Philadelphia (USA) 1981, Record 81CH1678 p. 323-329.
- [9] Alwash J. H. H., Al-Rikabi J. A. H.: Finite element analysis of linear induction machines. *Proc. IEE* Vol. 126: 1979 No. 7 p. 677-682.
- [10] Gieras J. F., Dawson G. E., Eastham A. R.: A new longitudinal end effect factor for linear induction motors. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, New York 1986 Record 86 WM 209-1 (artykuł zatwierdzony do druku w *IEEE Trans. on Power, Apparatus and Systems*).
- [11] Yamamura S.: Theory of linear induction motors. University of Tokyo Press 1972.
- [12] Gieras J. F., Eastham A. R., Dawson G. E.: Performance calculation for single-sided linear induction motors with a solid steel reaction plate under constant current excitation. *Proc. IEE Pt. B* Vol. 132: 1985 No. 4 p. 185-194.
- [13] Russell R. L., Norworthy K. H.: Eddy currents and wall losses in screened-rotor induction motors. *Proc. IEE Pt. A* Vol. 105: 1958 p. 163-175.
- [14] Gieras J. F.: Analytical method of calculating the electromagnetic field and power losses in ferromagnetic halfspace taking into account saturation and hysteresis. *Proc. IEE* Vol. 124: 1977 No. 11 p. 1093-1104.

- [15] Gieras J. F., Dawson G. E., Eastham A. R.: Performance calculation for single-sided linear induction motors with double-layer reaction rail under constant current excitation. *IEEE Trans. on Magnetics* Vol. MAG-22: 1986 No. 1 p. 54-62.
- [16] Gieras J. F.: Theory of induction machines with double-layer secondary. *Rozpr. Elektrot.* 1977 z. 3, s. 577-631.
- [17] Gieras J. F., Eastham A. R., Dawson G. E.: The influence of secondary solid ferromagnetic plate thickness on the performance of single-sided linear induction motors. *Electric Machines & Power Systems (USA)* Vol. 10: 1985 No. 1 p. 67-77.
- [18] Gieras J. F., Eastham A. R., Dawson G. E.: The influence of conductive cap thickness on the performance of single-sided linear induction motors. *Electric Machines & Power Systems* Vol. 11: 1986 No. 2 p. 125-136.
- [19] Gieras J. F., Eastham A. R., Dawson G. E.: Influence of phase unbalance on the thrust of a single-sided linear induction motors. 2nd Int. Conf. on Electrical Machines-Design and Application, London 1985 p. 394-398.
- [20] Gieras J. F.: Simplified theory of double-sided linear induction motor with squirrel-cage elastic secondary. *Proc. IEE Pt. B* Vol. 130: 1983 No. 6 p. 424-430.

#### ANTHONY R. EASTHAM

Studia w zakresie fizyki stosowanej ukończył na Uniwersytecie w Londynie w 1965 r., stopień doktora - na Uniwersytecie Surrey w 1969 r. Początkowo pracował w Plessey Telecommunication Ltd., na Uniwersytecie w Warwick (Wielka Brytania) a następnie w Canadian Institute of Guided Ground Transport w Kingston (Kanada), gdzie koordynował zespół projektujący system kanadyjski szybkiego transportu naziemnego na poduszce magnetycznej. Od roku 1979 pracuje w Instytucie Elektrotechniki Queen's University w Kingston, od 1984 r. jako profesor. Jego działalność naukowo-badawcza obejmuje transport na poduszce magnetycznej, napędy elektryczne liniowe oraz teorię pola elektromagnetycznego. Prof. Eastham jest Registered Professional Engineer prowincji Ontario (Kanada) oraz Senior Member IEEE.

#### GRAHAM E. DAWSON

Urodzony w 1939 r. w Kanadzie. Tytuły inżyniera, magistra inżyniera oraz stopień naukowy doktora uzyskał na Uniwersytecie British Columbia (Vancouver) w 1970 r. Od 1969 r. pracuje w Instytucie Elektrotechniki Queen's University w Kingston (Kanada). Tytuł Associate Professor uzyskał w 1975 r., tytuł Professor w 1981 r. Jego działalność naukowo-badawcza obejmuje maszyny elektryczne wirujące oraz liniowe stosowane w trakcji, dystrybucję energii elektrycznej, systemy transportowe oraz teorię pola elektromagnetycznego.

Professor Dawson jest Registered Professional Engineer w prowincji Ontario (Kanada) członkiem Canadian Society for Electrical Engineering oraz członkiem IEEE.

#### JAQUEZ F. GIERAS

ur. r. Studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Łódzkiej w zakresie specjalności „maszyny elektryczne” ukończył w 1971 r. Stopień doktora uzyskał w 1975 r., doktora habilitowanego - w 1980 r. na Wydziale Elektrycznym Politechniki Poznańskiej. Od 1977 r. pracuje w Zakładzie Maszyn i Napędów Elektrycznych Akademii Techniczno-Rolniczej w Bydgoszczy. W latach 1983-1985 pracował jako Visiting Associate Professor w Instytucie Elektrotechniki, Queen's University w Kingston (Kanada). Działalność naukowo-badawcza obejmuje maszyny elektryczne oraz teorię pola elektromagnetycznego. Jest m.in. współautorem monografii pt. „Maszyny indukcyjne o wirniku maszynowym” wydanej nakładem PWN oraz artykułów naukowo-technicznych opublikowanych w wielu krajach, m.in. w Stanach Zjednoczonych, Wielkiej Brytanii, Japonii i Republice Federalnej Niemiec. Jest członkiem IEEE, SEP oraz PIETIS.

#### RAYMOND ONG

ur. się w Singapurze. Tytuł inżyniera elektryka uzyskał w 1981 r. w Wielkiej Brytanii, tytuł mgr inż. w Queen's University w Kingston (Kanada) w 1984 r. Autor kilku artykułów na temat analizy maszyn elektrycznych za pomocą metody elementów skończonych. Obecnie pracuje w Aircraft Company w Singapurze.

#### K. ANANTHASIVAM

ur. się w Indii. Tytuł magistra inżyniera elektryka uzyskał na Queen's University w Kingston (Kanada) w 1985 r. Zajmuje się badaniami eksperymentalnymi oraz analizą silników indukcyjnych liniowych za pomocą metody elementów skończonych.