高速 LIM の一次巻線法による 端効果軽減策の評価

正員 野 中 作太郎 (九州大)

正員 藤 井 信 男 (九州大)

1. ま え が き

先に、高速リニアインダクションモータ (LIM) の端効果軽減策としてモータ長を可能な限り十分長く設計すべきことを提案したが⁽¹⁾、構造上モータ長が短く制約される場合にはいかにして端効果を抑制するかが重要な課題となる。従って、これまでにいろんな方法が提案されてきたが、二次側対策として比較的薄い二次導体板の使用、例えば両側式 LIM の中空アルミレールなどはかなり有効であることが確認されている^{(2),(3)}。しかし一次巻線法⁽⁴⁾⁻⁽⁸⁾による場合、実験の結果期待通りの特性が得られない例⁽⁹⁾もあり、これらの方法の有効性について十分な吟味が必要である。

モータ長の短い LIM に対する従来の一次巻線による端効果軽減策は次の 2 種に大別される。

(1) 入口端部の起磁力を弱めて磁界の急変を少なくする方法。

(2) 一次巻線法によって一次鉄心面に垂直な成分 (z 成分) の磁束密度分布を強制的に均一にする方法。具体的には補償巻線法⁽⁴⁾⁻⁽⁶⁾と並列結線法^{(7),(8)}。前者は主巻線入口前方に補償巻線を付加し、主巻線部の入口端端効果波磁界を打ち消して磁束密度分布を均一にする方法であり、後者は一次巻線を並列結線することによって一様な一次電圧分布を得て、モータ両端部を除くモータ全長にわたり磁束密度分布を均一化する方法である。

上述(1)の方法については、一次表面電流分布の影響を検討することで、入口端部起磁力の立ち上がりを緩やかにしても端効果による特性の低下を軽減できな

いこと、また起磁力分布を調整する方法によっては根本的な端効果の軽減は望めないことを明らかにした⁽¹⁰⁾⁻⁽¹²⁾。

本稿では上述(2)の方法について、一次表面電流の大きさと位相の関係を考慮して二次元の空間高調波解析法⁽¹³⁾を用いて検討する。

補償巻線法については、まず一次表面電流の空間高調波次数に対するスペクトル分布を調べることによって、その効果を検討する。次に補償巻線に要するモータ長やアンペアターンの増加分を利用して通常の巻線法を施した LIM との特性比較を行なう。

更に一次巻線の直列結線、並列結線および定磁束分布を得る巻線法の 3 種の場合について特性比較を行なう。ここで言う定磁束分布とは、巻線の実現は困難であるが、磁束密度がモータ内で完全に均一に分布する場合で、このようにすることが特性向上にどの程度関与するかを検討する。

2. 補償巻線付 LIM

提案されているいくつかの補償巻線法は全て同様の考え方に基づくものであり、ここでは図 1 に示すような主巻線の入口端の手前に 2 極、三相の補償巻線を付加する方法⁽⁴⁾を例にとって検討する。

〈2・1〉 等価一次表面電流 図 1 は補償巻線と主巻線に対応する一次表面電流 j_c と j_M の組合せを、十分な間隔 $2L_1$ をおいて交互に反対極性になるように進行方向 (x 方向) に無限に配置したいわゆる空間高調波解析モデルである。 j_M は、そのポールピッチを τ_M とすると $-L_M/2 \leq x \leq L_M/2$ の区間で、

$$j_M = J_M e^{j(\omega_1 t - (\pi/\tau_M)x)} \dots\dots\dots (1)$$

j_c はそのポールピッチを τ_c とすれば、 $-(L_c + L_d + L_M/2) \leq x \leq -(L_d + L_M/2)$ の区間で、

$$j_c = J_c e^{j\{\omega_1 t - (\pi/\tau_c)(x + L_c + L_d + L_M/2)\}} \dots\dots\dots (2)$$

Valuation of Method of Compensating End Effect by Devising Primary Winding in High-speed LIM. By Sakutaro Nonaka, Member & Nobuo Fujii, Member (Faculty of Engineering, Kyushu University)

野中作太郎: 正員, 九州大学工学部電気工学科
藤井 信男: 正員, 九州大学工学部電気工学科

図1 補償巻線付 LIM の解析モデル

Fig. 1. Analytical model of the compensating-winding type linear induction motor.

で表わされる。このとき、一次巻線全体の表面電流 j_1 は j_c と j_m の和で表わされ、空間高調波解析法⁽¹³⁾を用いて次式で与えられる。

$$j_1 = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (j_{c,n} + j_{m,n}) \\ = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j_{1,n} e^{j(\omega_1 t - (\pi/\tau_{1n})x)} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 $\tau_{1n} = 2L_1/n$ ：第 n 次空間高調波次数の等価ポールピッチ。

いま、補償巻線の極数を $p_c = 2$ 、主巻線の極数を p_m とすると、(3)式の $j_{1,n}$ は次式で表わされる。

$$j_{1,n} = -j \frac{2}{\pi} \frac{\tau_M}{2L_1} \{ K_c e^{j(\varphi_c - \theta_{Ln})} k_\tau k_{cn} + k_{Mn} \} J_M \dots\dots\dots (4)$$

ここで、

$$K_c e^{j\varphi_c} = j_c / J_M \dots\dots\dots (5)$$

$$k_\tau = \tau_c / \tau_M \dots\dots\dots (6)$$

$$k_{cn} = \sin \left(\pi k_\tau \frac{\tau_M}{\tau_{1n}} \right) / \left(1 - k_\tau \frac{\tau_M}{\tau_{1n}} \right) \dots\dots\dots (7)$$

$$k_{Mn} = \sin \left(\pi \frac{p_M}{2} \frac{\tau_M}{\tau_{1n}} \right) / \left(1 - \tau_M / \tau_{1n} \right) \dots\dots\dots (8)$$

$$\theta_{Ln} = \frac{\pi}{\tau_{1n}} \left(\frac{p_M}{2} \tau_M + \tau_c + L_d \right) \dots\dots\dots (9)$$

(4)式において、主巻線だけの場合は $K_c = 0$ 、また補償巻線を主巻線と直列接続して同一電源から供給する場合は $K_c = 1$ 、 $\varphi_c = 0$ となる。

〈2・2〉一次表面電流のスペクトル分布による補償巻線の効果の検討 先の論文(12)で述べたように、LIM の推力、一次電流、力率、効率特性は任意の一次巻線法に対して一次表面電流係数の絶対値の2乗 $|j_{1,n}|^2$ だけに依存する。従って、この係数のスペクトル分布を調べることによって巻線法の特徴を簡単に考察できる。いま、数値例として表1に示される LIM: A について検討する。この場合、すべり $s =$

表1 各 LIM の一次側定数

Table 1. Primary parameters of LIMs.

LIM	極数		ポールピッチ (m)	
A	主巻線	補償巻線	主巻線	補償巻線
	8	2	1.5	2.0475
B, C	10		1.6095

図2 補償巻線の影響

Fig. 2. Effect of the compensating-winding.

0.09 (速度 $v_2 = 491.4$ km/h) で主巻線の端効果を補償する最適条件として、 $\tau_c = (3/2)\tau_M(1-s) = 2.0475$ m, $K_c = K_{c0} = 1.8601$, $L_d = 0$ のとき $\varphi_c = 0.0108$ が与えられている⁽⁴⁾。図2はこの LIM についての τ_{1n}/τ_M に対する $|j_{1,n}|^2$ のスペクトル分布を示す。但し、縦軸は、 $\tau_{1n} = \tau_M$ となる高調波次数を n_N とすると、 $n = n_N$ のときの係数 j_{1,n_N} で規格化した $|j_{1,n}|^2 / |j_{1,n_N}|^2$ で表示する。このとき $\tau_{1n}/\tau_M = 1$ 付近の分布の広がり具合いが、端効果の度合いを示す⁽¹²⁾。

図2(a)は補償巻線と主巻線電流の比 K_c を変化した場合を示す。ここで $K_c = 0$ は主巻線だけの場合 $K_c = K_{c0}$ は最適補償条件⁽⁴⁾の場合である。 K_c を増大

させるに従い、分布は広がり狭く急しゅんになることから端効果が若干減少することを判定できるが、特に最適な K_c の値は存在しない。また K_c の増加はポールピッチが主巻線よりも長い補償巻線の起磁力を強めることを意味するため、分布のピーク値は増大してそのときの τ_{1n}/τ_M の値も大きくなる。すなわち、出力とともに等価的な同期速度が増加する。(b)図は補償巻線電流の主巻線電流に対する遅れ位相差 φ_c を 0.0108 から $\pi/2$ まで $\pi/8$ ずつ変化させた場合を示す。 φ_c によって等価的なポールピッチが変化する様子が見られる。 $\varphi_c = \pi/4$ で分布のピーク値が最大となる。この場合、巻線全体のアンペアターンは変化しないので、ピーク値が大きいくことは単位容量当りの出力が大きいくことを意味する。(c)図は補償巻線と主巻線との間隔 L_d を 0 から $\tau_c/2$ まで $\tau_c/8$ ずつ変化させた場合を示す。 L_d を大きくするほど出力の低下が大きく、また $\tau_{1n}/\tau_M = 1$ 付近での分布に大きな脈動が見られることから、すべりに対する特性曲線のうねりが大きくなると考えられる。もし、補償巻線法に効果があれば、補償条件が最適値からずれると特性は大幅に低下するはずである。しかし、図2において、 K_c 、 φ_c 、 L_d の変化に対して最適条件⁽⁴⁾時に明確な極値が現れないから、結果的に補償効果は期待できないことがわかる。

〈2・3〉 磁束密度と特性 前節の結果から、補償巻線付 LIM は、それによってモータ長が増加するために特性が向上するものと考えられる。従って、ここでは表1に示す補償巻線付 LIM: A と同じモータ長をもつ通常の巻線法を施した LIM: B, C の特性を比較検討する。A において補償巻線と主巻線は直列接続され、同一電源から供給される。B, C において、極数は A における補償巻線と主巻線の極数の和に等しい10極とし、ポールピッチは A とモータ全長が等しくなるように決定した。また B では一次側アンペアターンを A と等しくし、C では一次表面電流の大きさを A の主巻線と同一にした。

磁束密度および各特性は、文献(11)に従い、(4)式の一次表面電流 $\hat{J}_{1,n}$ (B, C では $K_c = 0$) を用いて得られる。

図3は A で最適補償条件を満す速度 $v_2 = 491.4$ km/h において、磁束密度分布を通常の LIM: B の場合と比較して示す。このとき、供給周波数は 50 Hz、相電圧は 6,500 V の定電圧駆動である。通常の巻線法 B の場合、起磁力分布はモータ全長にわたって均一であるため、(a)図の破線で示されるように x 成分磁束密度は長さ方向に様な分布となる。この速度のと

図3 補償巻線付 LIM: A と同一モータ長をもつ LIM: B との磁束密度分布の比較

Fig. 3. Comparison of the compensating-winding type LIM A with conventionally-winding type LIM B on the flux density distributions.

き、B の同期速度 579.42 km/h に対するすべりは $s = 0.152$ となり、このすべり値での z 成分磁束密度分布は、入口端端効果波と定常波磁界との位相関係から、一般的に(b)の破線で示されるように、入口端で抑えられモータ中央部でふくらみをもつ分布となる。これに対して実線で表わされる A の場合、(a)図に示されるように入口端部 ($-10.1 \text{ m} \leq x \leq -6.0 \text{ m}$) の補償巻線で大きな起磁力を印加することにより、主巻線部 ($-6.0 \text{ m} \leq x \leq 6.0 \text{ m}$) では(b)図のように一様な z 成分磁束密度分布が得られる。従って、(b)図の分布だけから判断すると、A は端効果をほとんど生じない LIM のように見える。しかし、モータ全体での磁束密度の平均値では両者ともに大差はないことがわかる。すなわち、通常の巻線法 B の場合の端効果は必ずしも有効な磁束密度を弱める方向ばかりには作用していないことを示している。

図4は A, B, C の3種の LIM について、周波数 50 Hz で 6,500 V の電圧を供給した場合の(a)図: 推力特性、(b)図: 単位容量当りの出力特性を比較して示す。なお、この場合、一次側インピーダンスは3者ともに同一とし、一次抵抗 $r_1 = 0.573 \Omega$ 、一次漏れリアクタンス $x_1 = 2.014 \Omega$ を用いた。図から、B は全速度範囲で最も優れた特性を有し、また C は定常運転領域で A よりも優れていると言える。B と C の差は一次側アンペアターンの差に依るものであり、これ

図4 補償巻線付 LIM: A と同一モータ長をもつ通常の LIM: B, C との特性の比較

Fig. 4. Comparison of compensating-winding type LIM A with conventionally-winding type LIM B, C on the characteristics.

が大きいくほど、等価二次インピーダンスが増加するため、一次側インピーダンスが一定の条件では B の方がより良い特性をもつ。実際では、C の一次側インピーダンスは A, B のそれに比べて小さくなるため、図4に示した特性よりも良くなると考えられる。

3. 直列結線、並列結線、定磁束分布時の比較

直列結線、並列結線とは、それぞれ一次電流分布、電圧分布が、また定磁束分布とはエアギャップ中の一次鉄心表面上の z 成分磁束密度分布がモータ内で長さ方向に均一な場合を言う。なお、これらの分布は簡単のため正弦波状とする。

(3.1) 解析 解析モデルは図1と同様のモデルを用いる。但し、この場合、一次巻線は主巻線だけであり、そのポールピッチを τ 、極数を p とする。

二次導体中のベクトルポテンシャル A_y^{II} の一般解は空間高調波解析法⁽¹³⁾を用いて次式で得られる。

$$A_y^{\text{II}} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_{y,n}^{\text{II}}$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2C_n^{\text{II}} \cosh(\lambda_n z) e^{j(\omega_1 t - (\pi/\tau_{1n})x)} \quad (10)$$

ここで、

$$\lambda_n = \frac{\pi}{|\tau_{1n}|} \sqrt{1 + j\sigma\mu s_n v_n \tau_{1n}/\tau} \quad (11)$$

$$s_n = (v_{1n} - v_2)/v_{1n} \quad (12)$$

$$v_{1n} = 2\tau_{1n} f_1 \quad (13)$$

σ, μ はそれぞれ二次導体の導電率と透磁率、 v_2 は速度を表わす。

一方、エアギャップ中のベクトルポテンシャル A_y^{III} の一般解は次式で表わされる。

$$A_y^{\text{III}} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_{y,n}^{\text{III}} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (C_n^{\text{III}} e^{(\pi/|\tau_{1n}|)z} + D_n^{\text{III}} e^{-(\pi/|\tau_{1n}|)z}) \times e^{j(\omega_1 t - (\pi/\tau_{1n})x)} \quad (14)$$

ここで、(10)、(14)式中の未定定数 $C_n^{\text{II}}, C_n^{\text{III}}, D_n^{\text{III}}$ は、各巻線法に対して下記の境界条件で決定される。

二次導体表面 ($z=d$) において、3者ともに次の同一境界条件が与えられる。

$$\begin{cases} [A_{y,n}^{\text{II}}]_{z=d} = [A_{y,n}^{\text{III}}]_{z=d} \\ \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial A_{y,n}^{\text{II}}}{\partial z} \right]_{z=d} = \frac{1}{\mu_0} \left[\frac{\partial A_{y,n}^{\text{III}}}{\partial z} \right]_{z=d} \end{cases} \quad (15)$$

一方、一次鉄心表面 ($z=d+g$) においては、各巻線法に対して次の境界条件が課せられる。

(i) 直列結線の場合

$$j_{1,n} = \frac{1}{\mu_0} \left[\frac{\partial A_{y,n}^{\text{III}}}{\partial z} \right]_{z=d+g} \quad (16)$$

(ii) 並列結線の場合

$$e_{1,n} = \left[-\frac{\partial A_{y,n}^{\text{III}}}{\partial t} \right]_{z=d+g} \quad (17)$$

(iii) 定磁束分布の場合

$$b_{1,n} = \left[\frac{\partial A_{y,n}^{\text{III}}}{\partial x} \right]_{z=d+g} \quad (18)$$

ここで、 $j_{1,n}, e_{1,n}, b_{1,n}$ はそれぞれ一次表面電流 j_1 、電圧 e_1 、磁束密度 b_1 の第 n 次空間高調波成分を表わす。 j_1, e_1, b_1 は正弦波状であるから、 j_1 は次式で表わされる。

$$j_1 = \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} j_{1,n} = \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} j_{1,n} e^{j(\omega_1 t - (\pi/\tau_{1n})x)} \quad (19)$$

$$j_{1,n} = -j \frac{\tau}{\pi L_1} \frac{\sin \frac{p}{2} \frac{\pi}{\tau_{1n}}}{1 - \frac{\tau}{\tau_{1n}}} J_m \quad (20)$$

ここで、 J_m は一次表面電流の振幅を表わす。

$\dot{e}_{1,n}$, $\dot{b}_{1,n}$ は (19) 式の $\dot{j}_{1,n}$ をそれぞれ $\dot{E}_{1,n}$, $\dot{B}_{1,n}$ に、また $\dot{E}_{1,n}$, $\dot{B}_{1,n}$ は (20) 式の J_m をそれぞれ E_m , B_m に置換して表わされる。

ベクトルポテンシャル A_{III} が求まると、一次鉄心表面上のエアギャップ磁束密度の x 成分 $B_{x1\text{III}}$ と z 成分 $B_{z1\text{III}}$ はそれぞれ次式で得られる。

$$B_{x1\text{III}} = \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} \bar{B}_{x1, n\text{III}} \varepsilon^{j(\omega_1 t - (\pi/\tau_{1n})x)} \dots (21)$$

$$B_{z1\text{III}} = \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} \bar{B}_{z1, n\text{III}} \varepsilon^{j(\omega_1 t - (\pi/\tau_{1n})x)} \dots (22)$$

(21), (22) 式中の $\bar{B}_{x1, n\text{III}}$ と $\bar{B}_{z1, n\text{III}}$ は各巻線法に対して次式で表わされる。

(i) 直列結線の場合

$$\bar{B}_{x1, n\text{III}} = -\mu_0 \dot{j}_{1, n} \dots (23)$$

$$\bar{B}_{z1, n\text{III}} = -j \mu_0 K_{1+n} \dot{j}_{1, n} \dots (24)$$

(ii) 並列結線の場合

$$\bar{B}_{x1, n\text{III}} = -j \dot{E}_{1, n} / (v_{1n} K_{Hn}) \dots (25)$$

$$\bar{B}_{z1, n\text{III}} = \dot{E}_{1, n} / v_{1n} \dots (26)$$

(iii) 定磁束分布の場合

$$\bar{B}_{x1, n\text{III}} = -j \dot{B}_{1, n} / K_{Hn} \dots (27)$$

$$\bar{B}_{z1, n\text{III}} = \dot{B}_{1, n} \dots (28)$$

ここで、

$$K_{Hn} = \frac{n}{|n|} \coth \frac{\tau}{|\tau_{1n}|} (g + d \lambda_n') \dots (29)$$

$$\frac{\pi}{\tau_{1n}} d \lambda_n' = \tanh^{-1} \left(\frac{\mu_0 \lambda_n \tanh \frac{\pi}{|\tau_{1n}|} \lambda_n d}{\mu} \right) \dots (30)$$

(21), (22) 式から、推力 F_z 、二次入力 P_2 、並びに一次側インピーダンスを無視した場合の力率 $\cos \varphi_2$ と効率 η_2 が求められる⁽¹³⁾。

〈3.2〉 磁束密度分布および特性の比較 数値計算例として、4 極の高速 LIM 試験機⁽²⁾の設計定数を用いる。図 5 は周波数 220 Hz (同期速度 494 km/h)、すべり 0.1 での直列結線時と定磁束分布時の磁束密度の最大値分布を比較して示す。なお、直列結線時では供給電圧 220 V 一定で駆動する場合、すべり 0.1 で $J_m = 1.177 \times 10^5$ A/m となり、定磁束分布の場合は $B_m = 0.0490$ T である。直列結線の場合、(a) 図の点線で示されるように x 成分磁束密度 $B_{xm\text{III}}$ 分布はモータ内で均一である。これに対し、定磁束分布では (b) 図の実線で表わされるように z 成分磁束密度 $B_{zm\text{III}}$ 分布が均一であり、モータ全長にわたって完全に端効果を打ち消した形となる。直列結線時の $B_{xm\text{III}}$ 分布は、(b) 図の点線で示されるように端効果のために入口端

(a) x 成分磁束密度

(b) z 成分磁束密度

図 5 定磁束分布と直列結線時の磁束密度分布
Fig. 5. Flux density distributions under the cases of uniform-flux distribution type and series-connected winding type.

(a) $\omega_1 t = 0$

(b) $\omega_1 t = \pi/3$

(c) $\omega_1 t = 2\pi/3$

図 6 定磁束分布時の瞬時磁束密度分布
Fig. 6. Instantaneous flux density distributions under the case of uniform-flux distribution type.

で抑えられ出口端に向かって増大する典型的な分布となり、この駆動条件のとき、モータ全体での磁束密度の平均値は定磁束分布の場合とほぼ等しい。しかし、 x 成分磁束密度では(a)図に示されるように、定磁束分布時は直列結線時に比べてその値が非常に大きくなるとともに大きな脈動が見られる。

図6は定磁束分布の場合について、図5と同じ条件で時間を $\omega t = 0, \pi/3, 2\pi/3$ と変化させた場合の瞬時値分布を示す。点線で表わされる z 成分磁束密度 B_{z1III} 分布は、考慮した空間高調波次数の関係で若干のひずみが見られるが、実際は(20)式での仮定から正弦波分布であり、(a)図から(c)図のように時間経過とともにその波は正の x 方向に移動する。これに対し、実線で表わされる x 成分磁束密度 B_{x1III} 分布は、入口端で z 成分磁束を急に立上らせるために、出口端に向かって減衰する移動磁界に時間的に交番する磁界がモータ全体にわたって重畳する。 B_{x1III} 分布は $B_{z1III} = -\mu_0 j_1$ の関係から一次表面電流分布とも見れるので、この巻線法は大きな表面電流に対応する起磁力を必要とする。

図7は図5と同じ条件で定磁束分布時の(a)図：二次皮相電力、(b)図：二次入力、(c)図：推力分布を直列結線時と比較して示す。実線は定磁束分布、点線は直列結線の場合を表わす。(a)図は、ほぼ同等な平均磁束密度(z 成分)を得るのに定磁束分布では直列結線時に比べて非常に大きなkVAを必要とし、その分布は著しく不均一になることを示している。(b)図の二次入力分布において、定磁束分布の場合は中央部で若干発電する部分も見られるが、平均入力は直列結線時と比べてかなり大きい。従って、皮相電力に対する有効電力を比較すると、このすべり $s=0.1$ においては定磁束分布の場合のほうが力率が優ることが推察される。(c)図の推力分布は、 B_{z1III} と B_{x1III} 分布の積の時間的平均値に比例した分布となる。点線で示される直列結線の場合はこのすべり値において、入口端で若干の負推力が生じるのに対し、実線の定磁束分布の場合は B_{z1III} が交番磁界のために入口端と中央部付近で制動領域が発生する。これは図6に見られるようにこれらの部分においては $B_{z1III} \times B_{x1III}$ が負になるためである。従って、定磁束分布の場合、二次入力の大きさに比べて平均推力が小さいため、効率が悪いと考えられる。

図8は並列結線時の(a)図：二次皮相電力、(b)図：二次入力、(c)図：推力分布を直列結線時と比較して示す。点線で示される直列結線時の曲線は図7のものと同じである。実線で表わされる並列結線時の印加電

図7 定磁束分布と直列結線時の二次皮相電力、二次入力、推力分布の比較

Fig. 7. Comparison of uniform-flux distribution type with series-connected winding type on secondary apparent power, secondary active power and thrust distributions.

圧は $E_m = 6.829$ V/m を用いる。(a)図の二次皮相電力分布において、直列結線時は一次電流密度分布が、また並列結線時は電圧分布が一様であることから、これらの分布は直列結線の場合は電圧分布を、また並列結線の場合は一次電流密度分布を示している。並列結線の場合、入口付近において元末端効果による二次打消し起磁力のために一次側起電力が小さくなるのに対して、強制的に電圧を印加するために入口部分には大きな一次電流が流入する。しかし(b)図の二次入力分布に見られるように入口付近では両者ともにほとんど有効電力がないことから、並列結線時の入口付近での電力はほとんど無効分であることがわかる。

一方、モータ中央部から後半分において並列結線時は有効電力が多くなり、全体的に見ると、このすべりでは直列結線時と比べて力率が良いことが推測され

図 8 並列結線と直列結線時の二次皮相電力，二次入力，推力分布の比較

Fig. 8. Comparison of parallel-connected winding type with series-connected winding type on secondary apparent power, secondary active power and thrust distributions.

る。並列結線時の推力分布においては、(c)図の実線で示されるように、入口と出口端で大きな負推力が発生する。これは一次巻線部全域にわたって均一な誘導起電力が存在するため、その両端部においては磁束の回り込み量が多くなり、この部分で制動力が発生するためである。従って、モータ中央部分では並列結線時は直列結線時に比べて大きな推力を発生するにもかかわらず、モータ全体での推力は小さくなる。この結果、並列結線時には効率の低下が予想される。

図 9 は、直列結線、並列結線、定磁束分布の 3 種の巻線法について各特性の比較を示す。直列結線時では、周波数 220 Hz で線間電圧 220 V の一定電圧で駆動され、このときの同期速度は 492.4 km/h である。並列結線および定磁束分布時では、始動推力が直列結線時と等しくなるように、それぞれ、 $E_m = 6.829$ V/m、

図 9 直列結線，並列結線，定磁束分布時の特性比較（4 極）

Fig. 9. Comparison of characteristics of the three LIMs (4 poles).

$B_m = 0.0490$ T 一定で駆動されるものとする。但し、各巻線法における一次側インピーダンスは、その算定が困難であり、また端効果に対して無関係であるために無視する。

(a) 図の推力特性において、この駆動条件のとき最大推力は直列結線時が最も大きく、そのときのすべり値は 3 者ともに $s = 0.32$ 程度である。 $s < 0.2$ 以下の低すべり域においては定磁束分布の推力がかなり大き

図 10 直列結線，並列結線，定磁束分布時の特性比較 (12 極)

Fig. 10. Comparison of characteristics of the three LIMs (12 poles).

い。これは、図 7 で示したように他の巻線法に比べて非常に大きな皮相電力が供給されること、また図 6 で示したように通常の進行波磁界の他に交番磁界が重畳することによって等価的な同期速度が増加するためと考えられる。(b) 図の力率特性については、並列結線時が定常運転領域でかなり良い特性をもつ。一方、定磁束分布の場合の力率は、高速 LIM では一般に使用不利な同期速度付近でのみ他よりも優る。(c) 図の効率特性については、図 7, 8 で推察されたように、 $0.1 \leq s \leq 0.3$ の低すべり域で並列結線，定磁束分布時は直列結線時と比べてかなり劣り、特に並列結線時の結果は先の報告⁽⁷⁾とは全く異なる。(d) 図の総合特性を表わす単位容量当りの出力特性については、定磁束分布時は他の巻線法と比べて全般的に非常に悪い。また、この設計定数の場合、定格運転すべりは最大推力との関係から $0.15 \leq s \leq 0.25$ 程度が妥当と考えられ、このすべり範囲での特性を比較すると、直列結線と並列結線時とでは大差はないと言える。

なお、ここでは極数が少なく端効果が顕著に現われる 4 極の高速 LIM を例として検討したが、図 10 に示すようにポールピッチ一定の条件で極数を多くした場合、直列結線と並列結線時はほとんど同様の傾向で端効果が軽減され特性は改善される。一方、定磁束分布時には交番磁界の影響で $p/2$ 個の数だけモータ内で制動領域を生じるため、他の 2 種の巻線法と比べると、極数の増加に伴う特性の向上はほとんどない。

4. む す び

以上、補償巻線付 LIM において、補償巻線による端効果補償の電磁的效果は明確でなく、補償巻線に要

するモータ長および起磁力増加分を利用すると、通常の巻線法を用いた LIM でもそれに劣らない性能が得られることが判明した。

並列結線法では、定常運転領域において力率は改善されるが効率は低下するため、総合的には通常の直列結線時と比べて特性の向上はほとんど見られない。

定磁束分布の場合は、交番磁界の影響でモータ内に制動領域が発生するためかなり性能は低下する。また、モータ内のエアギャップ (z 成分) 磁束密度分布を均一にしても端効果を軽減することにはならないことを明らかにした。

従って、一次起磁力分布の調整によっては根本的な端効果の軽減は望めないという先の結果⁽¹²⁾も考慮すると、モータ長が短い高速 LIM の場合、従来提案されていた方策も含めて、一次巻線法の工夫による端効果軽減策はあまり有効でないことを指摘せざるを得ない。

(昭和 58 年 12 月 9 日受付，同 59 年 5 月 31 日再受付)

文 献

- (1) 野中・樋口：「磁気浮上式鉄道用高速片側式リニアインダクションモータの設計方針について」電学論 B 101, 475 (昭 56-8)
- (2) 野中・藤井・篠田：「高速 LIM 用中空アルミニウムリアクションレールの効果に関する実験的研究」電学論 B 99, 517 (昭 54-8)
- (3) 野中・幸山：「高速リニアインダクションモータにおける中空アルミニウムリアクションレールの効果」電学論 B 99, 525 (昭 54-8)
- (4) S. Yamamura: "Theory of Linear Induction Motors Second Edition", 東大出版会 (1978)
- (5) S. A. Nasar & I. Boldea: "Linear Motion Electric Machines", John Wiley & Sons (1977)
- (6) 海老原・杉崎・山本・宮原：「補償巻線を設けた LIM の端効果の傾向について」昭 49 電氣学会大会 No. 675
- (7) 岩本：「高速リニアインダクションモータの端効果に対する巻線並列結線の影響」電学論 B 92, 649 (昭 47-12)
- (8) 野中・松崎：「高速リニアインダクションモータの一次巻線方式とその特性の検討」電学論 B 99, 395 (昭 54-6)
- (9) 藤原：「補償巻線付 LIM の特性についての検討」昭 50 電氣学会大会 No. 849
- (10) S. Nonaka & N. Fujii: "A New Aspect of End Effect in Linear Induction Motors", Proc. of Int. Conf. on Elect. Machines 957 (Sep., 1982)
- (11) 野中・藤井・神後：「高速 LIM の一次巻線起磁力分布と特性との関係についての実験的研究」九州大学工学集報 55, 619 (昭 57-12)
- (12) 野中・藤井・神後：「高速 LIM の一次巻線起磁力分布と特性との関係」電学論 B 103, 789 (昭 58-12)
- (13) 野中・吉田：「リニアモータの空間高調波解析」電学論 B 93, 89 (昭 48-3)