UDC 621.313.333-185.4: 621.3.042.4: 621.3.043
621.3.045.5: 621.3.062.1

論 文

47-B 72

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

三菱電機株式会社 岩 本 雅 民

1. はじめに

超高速鉄道用の推進装置としてリニアモータの研究が世界各国で行なわれている。⁽¹⁾⁽²⁾ これは、リニアモータでは従来の車輪駆動のように車輪とレール間の粘着力によらず、機械的に非接触で推力を発生できること、あるいは回転部分がないため遠心力による速度限界がないことなど多くの利点があるからである。しかし、近年、特にわが国において、リニアモータの電機子（一次と呼ぶ）の長さが有限であることに基づく端効果現象が存在し、そのためにモータとしての特性が低下することが指摘された。

この端効果現象とは、二次導体（リアクション・プレート）が高速で移動するために、リニアモータ鉄心の主磁束が二次導体の中に侵入しにくいことによるもので、高速領域でその影響が著しいことが理論的にも実験的にも明らかになってきている。⁽³⁾⁽⁴⁾

端効果現象によって高速リニアモータの特性（推力・力率・効率）が大幅に低下することは、その実用化に際して重要な問題であろう。しかし、すでに端効果を軽減するための対策がいくつか提案されている。その一つは、リニアモータ自身の設計パラメータの適当な選択によって端効果の少ないモータを得ようとするもので、

- (i) 極数を多くする
- (ii) 二次抵抗を高める
- (iii) 設計周波数を高める

などの実際的な方法が考えられている。⁽⁴⁾

他の対策は補償巻線法と呼ばれるものである。リニ

アモータの入口端部に特別に設けた補償巻線の作用によって端効果を打消したモータを作ろうとするものである。⁽⁵⁾

これらの対策はリニアモータの実用化に際し適用されおのおのの特徴を発揮するであろうと期待される。しかし反面、たとえば前者の設計パラメータの選択による方法では二次導体の温度上昇や電源システム上の制約がある。また、他方、後者の補償巻線法では巻線構造が複雑になったり補償用の特別の電源が必要となることも考えられる。

この論文は、端効果を軽減する新しい方法として、「一次巻線の並列結線」を提案し、その効果を理論的に解明したものである。

従来の端効果理論においては、一次巻線（電機子巻線）の電流分布が一次鉄心の長さ方向にわたって一様であると仮定していた。⁽³⁾⁽⁴⁾ この仮定をここでは定電流分布と呼ぶ。*このような電流分布はリニアモータの巻線が直列結線されている場合に生じるものであり、この意味で定電流分布の仮定は直列結線の場合に相当する。この場合、リニアモータのエアギャップにおいて主磁束分布の著しい不均一が生じ、特に入口端部での磁界が弱められ、特性低下を引き起こすのである。

従来の回転形の誘導電動機においては、磁気回路が対称的であるために、一次巻線を直列結線しても、あるいは並列結線しても本質的な特性上の差異はないものと考えられている。しかし、リニアモータにおいては磁気回路構造が非対称であるために直列結線の場合と並列結線の場合で電磁的な差が生じる。リニアモ

Influence of Parallel Connection of Windings on the End-Effect of High Speed Linear Induction Motor. By M. IWAMOTO, Member (The Central Research Laboratory, Mitsubishi Electric Corp.)

岩本雅民：正員、三菱電機株式会社 中央研究所

*：この論文では、一次巻線における電流または電圧の分布が一様である場合を、定電流分布または定電圧分布と呼ぶ。また、これと区別するためにすべりに対して巻線の電流または電圧を一定に保ちながら運転する場合を、定電流運転または定電圧運転と呼ぶことにする。

タにおける一次巻線の具体的な並列結線の方法やその問題点については、すでに Laithwaite 氏の詳細な議論がある。⁽⁶⁾ここでは、並列結線の具体的な例として、毎極・毎相あたり1コイル（全節巻）の一次巻線を考え、各極のコイルを並列結線励磁するものを考える。あるいは、Gramme-ring 巻線のリニアモータの一次巻線の並列結線を考えてもその構造が容易に理解されよう。

このような並列結線されたリニアモータでは、一次漏れインピーダンスを無視すれば、一次巻線上の印加電圧分布は一次鉄心の長さ方向にわたって一様であると仮定される。

ここでは、一次巻線の電圧分布が一様な場合について、リニアモータの端効果特性の理論を導く。この場合を定電圧分布の仮定と呼び、一次巻線がすべて並列結線されている場合に対応する。この場合、巻線における電流分布は、端効果による磁束の不均一を是正するように自動的に巻線に分配されるため、一種の補償巻線と類似な作用で端効果を軽減できることが期待される。第2章では理論の導出を、また、第3章では特性の検討結果について述べ、さらに巻線における電流分布について検討する。第4章ではリニアモータの端効果特性の観点から、並列結線法と直列結線法とを比較する。

2. 理 論

〈2・1〉 モデルと仮定 第1図に示す両側式のリニアモータについて考える。すなわち、(i) z 方向にじゅうぶん大きいものとし、 x - y 座標について二次元的であるととする。(ii) 一次巻線および一次鉄心は有限な範囲 ($-l < x < l$) にだけ存在するものとする。(iii) スロットは無視し、巻線は鉄心表面上にシート状すなわち一次巻線層として存在するものとする。(iv) $|x| > l$ の範囲においては、鉄心面と同一面 ($y = \pm b$, 第1図の点線) 上で、侵入磁束がないものと仮定する。(v) 一次巻線の一次漏れインピーダンスを無視する。並列結線励磁されているものとし、電圧分布は進行波のであると仮定する。

従来の端効果解析の理論では、一次鉄心が x 方向に無限に広がっていると仮定して解を求めている。この論文の理論では、(iv) の仮定を採用することにより一次鉄心の長さが有限 ($-l < x < l$) の効果を考慮できたものと考えられる。

なお、鉄心の透磁率は無限大であるととする。また、一次巻線層には一様な多相交番電圧が印加されているものとし不平衡はないものとする。

第1図 解析モデル

Fig. 1. Model of linear motor.

〈2・2〉 理論の導出

(1) 基本方程式 磁界のベクトルポテンシャルを $\mathbf{A}$ とすれば、マクスウェルの電磁方程式から、運動媒質に対する基本方程式として次式が得られる。⁽³⁾

$$\nabla^2 \mathbf{A} = \sigma \mu \left\{ \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \mathbf{v} \times (\nabla \times \mathbf{A}) \right\} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 σ , μ , $\mathbf{v}$ は、媒質の導電率、透磁率、速度

解析モデルは、 x - y 平面における二次元と近似されるから、ベクトルポテンシャルは z 成分だけを考えればよい。したがって、 $\mathbf{A} = (0, 0, A)$ とおく。また、 $\partial/\partial z = 0$ であることを用いて、(1)式を解析モデルについて書きなおすと以下になる。なお、解析モデルにおいて、領域を二次導体中の領域（領域Ⅰ、 $-a < y < a$ ）と、エアギャップの領域（領域Ⅱ、 $a < y < b$ ）とに分割し、領域Ⅰに対する諸量を添字1で、領域Ⅱに対するそれを添字2で表わすことにする。

領域Ⅰ ($-a < y < a$)；二次導体に対してはその導電率を σ 、その速度を v とすれば、

$$\frac{\partial^2 A_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_1}{\partial y^2} = \sigma \mu_1 \left(\frac{\partial A_1}{\partial t} + v \frac{\partial A_1}{\partial x} \right) \quad \dots (2)$$

である。領域Ⅱ ($a < y < b$)；エアギャップでは、 $\sigma = 0$ であるから、

$$\frac{\partial^2 A_2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_2}{\partial y^2} = 0 \quad \dots\dots\dots (3)$$

である。また、磁束の連続性に対する条件から、境界条件として

$$\frac{1}{\mu_2} \cdot \frac{\partial A_2}{\partial y} \bigg|_{y=b} = \frac{1}{\mu_1} \cdot \frac{\partial A_1}{\partial y} \bigg|_{y=b} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$\frac{\partial A_2(x, b)}{\partial x} = \frac{\partial A_1(x, b)}{\partial x} \quad \dots\dots\dots (5)$$

が得られる。

時間については定常状態のみを考え、 $A(x, y, t)$ の時間の項を分離する。すなわち

$$A(x, y, t) = A(x, y) e^{j\omega t}$$

によって変換し、以下では x - y 座標のみの関数として議論する。この場合、(2)式は

$$\frac{\partial^2 A_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_1}{\partial y^2} = \sigma \mu_1 \left(j \omega A_1 + v \frac{\partial A_1}{\partial x} \right) \dots (6)$$

と書きなおされる。

仮定 (v) から、一次巻線シート上の電圧分布 E は、進行波電圧分布と仮定するから

$$E = E_0 e^{j(\omega t - kx)} \quad (-l < x < l) \dots (7)$$

ただし、 ω は角周波数、 k は波数で、極間隔を τ とすれば $k = \pi/\tau$ である。

電磁界の基本式 $\mathbf{E} = -\partial \mathbf{A}/\partial t$ から一次巻線シート

$$E = -j \omega A(x, a) \dots (8)$$

一方、仮定 (iv) から、 $|x| > l$ の範囲において $A(x, a)$ が x に関して一定であることが容易に導かれる。このことと $x = \pm l$ におけるベクトルポテンシャル $A(x, a)$ の連続性を考慮すると、(8) 式から

$$\left. \begin{aligned} A(x, a) &= j \frac{E_0}{\omega} e^{-jkx} \quad (-l < x < l) \\ &= j \frac{E_0}{\omega} e^{\pm jkl} \quad (|x| > l) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

となる。ここで、極数 p を偶数とし $2l = p\tau$ なる関係を用いると、(9) 式において

$$e^{\pm jkl} = \cos \frac{p\pi}{2} = (-1)^{p/2}$$

なる変形が可能である。したがって、(9) 式は

$$\left. \begin{aligned} A(x, a) &= j \frac{E_0}{\omega} e^{-jkx} \quad (-l < x < l) \\ &= j \frac{E_0}{\omega} (-1)^{p/2} \quad (|x| > l) \end{aligned} \right\} \quad (9')$$

と書きなおされる。なお、(9') 式に電磁界の基本式 $B_y = -\partial A/\partial x$ を適用することによって、一次鉄心上の磁束密度は

$$\begin{aligned} B_y &= -\frac{E_0}{v_s} e^{-jkx} \quad (-l < x < l) \\ &= 0 \quad (|x| > l) \dots (10) \end{aligned}$$

となる。ただし、 v_s は同期速度であり、 $v_s = 2\pi f$ である。この磁束分布は当然のことながら仮定 (iv) と一致し、一次鉄心の端部に侵入する漏れ磁束がないことに対応する。

(2) フーリエ変換 関数 $F(x, y)$ の x に関するフーリエ変換は、

$$\tilde{F}(\lambda, y) = \int_{-\infty}^{\infty} F(x, y) e^{-j\lambda x} dx \dots (11)$$

また、逆変換は

$$F(x, y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{F}(\lambda, y) e^{j\lambda x} d\lambda \dots (12)$$

で与えられる。⁽⁸⁾ このフーリエ変換を前述の各方程式

に適用すると、(3) 式および (8) 式は

$$\frac{d^2 \tilde{A}_2(\lambda, y)}{dy^2} = \lambda^2 \tilde{A}_2(\lambda, y) \dots (13)$$

$$\frac{d^2 \tilde{A}_1(\lambda, y)}{dy^2} = \gamma^2 \tilde{A}_1(\lambda, y) \dots (14)$$

となる。ここで

$$\gamma^2 = \lambda^2 + j v \mu_1 \sigma \lambda + j \omega \mu_1 \sigma \dots (15)$$

とする。また、境界条件式 (4), (5), (9) は次のように変換される。

$$\left. \frac{d \tilde{A}_2(\lambda, y)}{dy} \right|_{y=b} = \beta \left. \frac{d \tilde{A}_1(\lambda, y)}{dy} \right|_{y=b} \dots (16)$$

$$\tilde{A}_2(\lambda, a) = \tilde{A}_1(\lambda, a) \dots (17)$$

$$\tilde{A}_2(\lambda, b) = \frac{j}{\omega} \tilde{E}(\lambda) \dots (18)$$

ただし、 $\beta = \mu_2/\mu_1$ である。また、 $\tilde{E}$ は (9') 式のフーリエ変換から

$$\begin{aligned} \tilde{E}(\lambda) &= 2\pi E_0 (-1)^{p/2} \delta(\lambda) \\ &+ 2E_0 \left\{ \frac{\sin(k+\lambda)l}{k+\lambda} - (-1)^{p/2} \frac{\sin \lambda l}{\lambda} \right\} \end{aligned} \quad (19)$$

ここで、 δ : ディラックのデルタ関数⁽⁸⁾

となる。

以上の各方程式を解くと、 $\tilde{A}_2$ として次式が得られる。(導出過程については付録 I を参照)

$$\tilde{A}_2(\lambda, y) = C_1 e^{\lambda y} + C_2 e^{-\lambda y} \dots (20)$$

ただし、

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{j \tilde{E}}{2\omega} e^{-\lambda b} \frac{\lambda + \beta \gamma \tanh \gamma b}{\lambda + \beta \gamma \tanh \gamma b \tanh \lambda(a-b)} \\ &\times \frac{1}{\cosh \lambda(a-b)} \\ C_2 &= \frac{j \tilde{E}}{2\omega} e^{\lambda b} \frac{\lambda + \beta \gamma \tanh \gamma b}{\lambda + \beta \gamma \tanh \gamma b \tanh \lambda(a-b)} \\ &\times \frac{1}{\cosh \lambda(a-b)} \end{aligned}$$

(3) 特性の理論式 一次巻線層における電流分布は、一次鉄心の透磁率を無限大と仮定しているから

$$\begin{aligned} I(x) &= B_x(x, a)/\mu_2 \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\mu_2} \frac{d \tilde{A}_2(\lambda, y)}{dy} \bigg|_{y=a} e^{j\lambda x} d\lambda \end{aligned}$$

で与えられる。これに (20) 式を代入して書きなおすと次のようになる。

$$I(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} j \frac{\tilde{E}}{\mu_2 \omega} \lambda g(\lambda) e^{j\lambda x} d\lambda \dots (21)$$

ただし、

$$g(\lambda) = \frac{\lambda \tanh \lambda(a-b) + \beta \gamma \tanh \gamma b}{\lambda + \beta \gamma \tanh \gamma b \tanh \lambda(a-b)}$$

とする。

推力 F は一次鉄心表面における磁束密度 B_y と電流 $I(x)$ の積の空間積分から求められる。すなわち両側式リニアモータの場合

$$F = \Re_e \int_{-e}^l B_y^*(x, a) I(x) dx \quad (22)$$

となる, $B_y = -\partial A / \partial x$ に (9) 式を代入し, フーリエ変換することによって,

$$B_y(x, a) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left(-\frac{k}{\omega} \right) 2E_0 \frac{\sin(k+\lambda)l}{k+\lambda} \times e^{j\lambda x} d\lambda \quad (23)$$

が得られる。(21), (23)式を (22) 式に代入して積分を書きなおすと, 推力は次のようになる。

$$F = \Re_e \frac{j2E_0^2}{\pi \mu_2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin(k+\lambda)l}{k+\lambda} \left\{ \frac{\sin(k+\lambda)l}{k+\lambda} - (-)^{p/2} \frac{\sin \lambda l}{\lambda} \right\} \left(-\frac{k}{\omega} \right) \left(\frac{\lambda}{\omega} \right) g(\lambda) d\lambda \quad (24)$$

ここで, $B_y(x, a)$ が $|x| > l$ に対して零と仮定したことを用い, (22)式の x の積分区間を $[-\infty, \infty]$ に拡張し, フーリエ積分の基本公式

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{j\lambda x} d\lambda = 2\pi \delta(\lambda)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\lambda) f(\lambda) d\lambda = f(0)$$

を用いて, 3重積分を1重積分に変形している。

電力 P についても一次鉄心表面における電圧 E と電流 I の積の空間積分から同様にして

$$P = \frac{j2E_0^2}{\pi \mu_2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin(k+\lambda)l}{k+\lambda} \left\{ \frac{\sin(k+\lambda)l}{k+\lambda} - (-)^{p/2} \frac{\sin \lambda l}{\lambda} \right\} \frac{\lambda}{\omega} g(\lambda) d\lambda \quad (25)$$

となる。また, これらの式から, 一次の漏れインピーダンスを無視した場合の力率 PF および効率 η は, 次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} PF &= \Re_e(P) / |P| \\ \eta &= vF / \Re_e(P) \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

なお, (24) (25) 式の実際の計算は, 数値積分法によって行なうが, この方法の詳細については文献(4)で述べているものと本質的には同一であるからここでは述べない。

3. 特性の検討

〈3・1〉 検討モデル リニアモータの特性は設計パラメータによって大きく変化する。しかし, この論文は端効果に対する巻線並列結線の影響を調べるこ

第1表 検討モデルの諸元

Table 1. Principal parameters of considered linear motor.

(一次)	
長さ	$2l=1.26\text{ m}$
極間隔	$\tau=0.210\text{ m}$
極数	$p=6$
周波数	$f=300\text{ Hz}$ (同期速度 454 km/h に対して)
全エアギャップの長さ	$2a=0.036\text{ m}$
(二次導体)	
厚さ	$2b=0.020\text{ m}$
導電率	$\sigma=0.139 \times 10^8 \text{ } \Omega^{-1} \cdot \text{m}$

を目的の一つとしている。したがって, いたずらに議論が複雑化するのを避けるために, 第1表に示すような 300 Hz で同期速度 454 km/h を有するリニアモータのモデルを中心として検討をすすめる。

なお, 実際のリニアモータの運転特性においては, 一次の漏れインピーダンスやリニアモータへの給電線のリアクタンスなどの影響が少なくないと思われる。しかし, これらの漏れインピーダンスは設計条件によって大幅に異なるものであり, また, 端効果に対して本質的な影響を与えるものではない。したがって, ここでは, これらを無視して議論する。

〈3・2〉 特性 第1表に示すリニアモータについて, 運転周波数 f を 60 Hz および 300 Hz とした場合の推力・力率対すべり特性を第2図, 第3図に示した。前述の理論の仮定により, 一次巻線層における電圧分布が一様 ($E_0=1\text{ V/m}$) である場合に対する計算結果であるが, 同時に印加される電圧 E_0 をすべり S に無関係に一定としているため, リニアモータの定電圧運転に対する特性に相当する。なお, 端効果がない場合の曲線は第2章で導出した式で $l \rightarrow \infty$ とおくことによって得られる理論式 (付録 II 参照) によるものである。

周波数 $f=60\text{ Hz}$ (同期速度 91 km/h) の場合端効果による特性低下がほとんど表わされていない。これ

第2図 推力・力率-すべり特性 (60 Hz)

Fig. 2. Characteristics of thrust and power factor vs. slip. (60 Hz)

第3図 推力・力率-すべり特性 (300 Hz)

Fig. 3. Characteristics of thrust and power factor vs. slip. (300 Hz)

は、低速であるため端効果の影響が比較的少ないことにもよるが、定電圧分布とした効果も寄与しているものと考えられる。

第3図は周波数 $f=300$ Hz, 同期速度 454 km/h に対するものである。端効果による特性低下が若干生じているが、従来の定電流分布を仮定した場合の特性に比べ、⁽⁴⁾ ここで論じる定電圧分布の場合には特性がかなり改善されているといえる。なお、定電流分布の場合との直接比較は第4章で行なう。

効率については図示していないが、定電圧分布の場合、きわめて興味ある結果が得られる。なお、ここで扱う効率とは、前述のように一次漏れインピーダンスを無視した、いわゆる二次効率のなものであることを断わっておく。

一次巻線層における電圧分布を、一様と仮定した場合、効率に対しては端効果の影響は全く現われない。このことは次のように証明される。(24)式と(25)式の比較から、推力 F と電力 P の間には理論的に

$$F = \left(-\frac{k}{\omega} \right) \times \Re_e(P) = \Re_e(P) / v_s$$

なる関係がある。したがって(26)式から効率は

$$\eta = Fv / \Re_e(P) = v / v_s = (1-S) \dots \dots \dots (27)$$

ここで、 S : すべり

となる。

観点をかえれば定電圧分布の場合に一次鉄心表面における磁界と電圧は同一分布になることから、このことは物理的に理解されよう。(27)式の効率は通常の回転形のインダクションモータにおいて一次漏れインピーダンスを無視した場合の効率と全く同一である。したがって、効率の点に関しては、定電圧分布(並列結線に相当)の場合、端効果が完全に補償されるといえる。

〈3・3〉 巻線層の電流分布 一次巻線層における電流分布はフーリエの逆変換: (21)式を数値積分する

第4図 一次巻線の電流分布

Fig. 4. Current distribution in stator windings. ことによって求められる。第1表のモデルで周波数 $f=300$ Hz とした場合について、巻線位置と電流密度分布との関係を、すべり S をパラメータとして第4図に示した。

高速すなわち、すべり S が小さい範囲ではリニアモータ入口端部の電流密度が著しく増大することを示している。この電流集中が端効果の改善に効果をもつものと思われる。

リニアモータの入口端部に強いアンペアターンを設けることは、補償巻線の考え方の基本となっているものである。ここで論じた並列結線の場合には、巻線に対する電流分布は自動的に配分されて入口端部に集中し、補償巻線と類似な作用を行なうものと思われる。

なお、このことから高速リニアモータで並列結線を実施した場合、入口端部の巻線の電流容量を、中央部巻線のそれより大きく選定しておくことが望ましい。

4. 直列結線との比較

巻線層における電圧分布をリニアモータの長さ方向に対して一様であると仮定することは、巻線の並列結線に対応する。一方、巻線層の電流分布を一様と仮定することは直列結線の場合に対応する。ここでは、二つの仮定による理論を比較検討することによって、巻線の両結線法が端効果に及ぼす影響を比較したい。

第5図 推力-すべり特性

Fig. 5. Thrust vs. slip characteristics.

第6図 効率・力率-すべり特性

Fig. 6. Characteristics of efficiency and power factor vs. slip.

第5図は単位の電流 ($I_0=10^5$ A/m) で励磁した場合の発生推力を、第1表の諸元のリニアモータについて比較したものである。定電圧分布の場合には第4図に示すように電流分布が不均一になるため厳密な意味での比較はむづかしいが、ここでは簡単のために電流分布の空間的平均値をとり、それに対する発生推力として図中に示した。

すべり S が小さな範囲では、並列結線 (定電圧分布) の場合のほうが、直列結線 (定電流分布) の場合よりも、単位電流あたりの推力が大きくなることわかる。ただし、すべり S が大きい範囲では両結線法の差はほとんどないし、 $S=0.2$ の近傍には、直列結線法のほうが推力が大きくなる範囲も存在する。

効率・力率のすべり依存性を定電流分布・定電圧分布・端効果なしの各場合について計算し、第6図(a), (b)にまとめた。

(a)図の効率についてみると、すでに述べたように、並列結線法に対応する定電圧分布においては端効果が完全補償されるから、この意味で並列結線法がすぐれているといえる。

第6図(b)は力率の比較を示すものであるが、すべりの小さい範囲では、直列結線よりも並列結線のほうが効率がかなり良くなりうることがわかる。

これらの点をさらに明確にするために、力率と効率の積 $\eta \times PF$ に関する比較を第7図に示した。 $\eta \times PF$ はリニアモータに投入する皮相電力に対する機械出力

第7図 効率×力率 ($\eta \cdot PF$)

Fig. 7. Characteristics of (power factor × efficiency) vs. slip.

の比であって、これが大きいことはリニアモータ単体としてのみならず電源システム全体として望ましい。第7図から並列結線に対応する定電圧分布のほうが、定常運転領域、すなわちすべりが小さい範囲で特性が良好であるといえる。

5. むすび

リニアモータの端効果による特性低下を軽減する方法として、一次巻線の並列結線法の効果を理論的に検討した。リニアモータを二次元近似し、並列結線に対応して一次巻線に加わる電圧の分布を一樣と仮定することによって、フーリエ変換で理論式を導出した。この理論を用いて並列結線におけるリニアモータの特性を検討できた。その結果、並列結線法は効率の点において端効果を完全に補償することが判明した。また、運転上重要なすべりが小さな領域で、推力・力率をかなり改善することも明らかになった。

並列結線では高速において入口端部に一次電流が集中するように自動的に配分され、その電流が補償巻線と類似な原理で、端効果を軽減するものと思われる。

終わりに端効果の考え方についてご教示いただいた東京大学 山村 昌教授、ならびに、この研究の遂行にあたって、ご激励をいただいた三菱電機株式会社 大野 栄一博士、伊藤利朗博士、新良由幸氏に感謝する。(昭和47年3月24日受付、同47年5月19日再受付)

文 献

- (1) 京谷：日本機械学会誌 **73**, 1082 (昭 45)
- (2) 京谷・奥・佐賀：超高速新幹線 **74** (昭 46) 中央公論社
- (3) 山村・伊藤・石川：電学誌 **91**, 309 (昭 46-2)
- (4) 岩本・山村：電学論誌 **92-B**, 368 (昭 47-6)
- (5) S. Yamamura, H. Ito, & Y. Ishikawa: IEEE Trans. Paper No. T 72-060 (1972) Winter Meeting
- (6) E.R. Laithwaite: Proc. Inst. Elect. Engrs **112**, 11, 2074 (1965)
- (7) 野中・吉田：電学誌 **90**, 880 (昭 45-5)
- (8) シュワルツ：物理数学の方法 (昭 39) (岩波書店)

付 録

〔Ⅰ〕 (20)式は、文献(3)と類似な手順で導出することができる。以下にその概略を述べておく。

$\tilde{A}_1$ はリニアモータの構造上から明らかに y の偶関数であるから、(14)式の解を次のようにおく。

$$\tilde{A}_1 = D \cosh(\gamma y) \dots\dots\dots (\text{付 1})$$

一方、(13)式の解は一般に、次のように書ける。

$$\tilde{A}_2 = C_1 e^{\lambda y} + C_2 e^{-\lambda y} \dots\dots\dots (\text{付 2})$$

(付 1)、(付 2) 式を境界条件式 (15)～(17) 式に代入すると、未知係数 D , C_1 , C_2 に関する連立方程式が得られる。これから (20) 式が求められる。

〔Ⅱ〕 端効果のない場合のリニアモータの特性について、すでに多くの文献で発表されているが、第 2

章で導出した理論式 (24), (25) において $l \rightarrow \infty$ とすることによっても求めることができる。すなわち、デルタ関数の公式

$$\lim_{l \rightarrow \infty} \frac{\sin \alpha l}{\alpha} = \pi \delta(\alpha)$$

を用いると、端効果のない場合の推力、電力、電流は次式のようにになる。

$$F_0 = \frac{j 2 E_0^2 l}{\mu_2} \left(\frac{k}{\omega} \right)^2 g(-k) \dots\dots\dots (\text{付 3})$$

$$P_0 = - \frac{j 2 E_0^2 l}{\mu_2} \frac{k}{\omega} g(-k) \dots\dots\dots (\text{付 4})$$

$$I_0 = - \frac{j E_0}{\mu_2} \frac{k}{\omega} g(-k) e^{-j k x} \dots\dots\dots (\text{付 5})$$