4 脚積層鉄心を用いたリニアパラメトリックモータ の磁気回路モデルに関する考察

Considerations on Magnetic Circuit Model of Linear Parametric
Motor Using 4 Legs of Laminated Iron Core

古川 崇・一ノ倉 理・村上孝一

東北大学工学部, 仙台市荒巻字青葉 (〒980)

T. Furukawa, O. Ichinokura and K. Murakami

Dept. of Electrical Engng., Tohoku Univ., Aoba, Aramaki, Sendai, 980

We propose a magnetic circuit model of a linear parametric motor using 4 legs of laminated iron core and calculate the fluxes and static thrust of the linear motor under two-phase exciting conditions. The calculated values based on the magnetic circuit model agree well with the experimental ones in the wide region of the phase difference between the two supplied voltages. The magnetic circuit model presented here is considered to be useful for the analysis of the linear motor under parametric oscillation.

1. ま え が き

リニアパラメトリックモータは, スロットがないため一次巻線が集中巻できること, 製作が簡単で価格の低減化が期待できること, 単相入力で行進磁界が得られることなどの特徴を有する^{1)~5)}. しかしながら, リニアパラメトリックモータの一次側固定子の磁心動作を含めた詳細な解析については, まだ十分に検討がなされていない.

筆者らは, リニアパラメトリックモータの動作解析に必要な磁気回路を得ることを目的とし, 一次側固定子には4脚積層鉄心, 二次側には複合二次導体を使用した場合の磁気回路モデルを提案し, これに基づき二相励磁条件における諸特性を算出した.

その結果, 二相励磁条件において実験値と計算値は, 励磁側と共振側の電圧位相差の広い範囲にわたり比較的良好な一致を示した. したがって, 本磁気回路モデルは十分妥当性のあるものであることが明らかとなった.

本論文は, これらの成果について報告するものである.

2. 基 本 構 成

Fig. 1 に, 4脚積層鉄心を用いたリニアパラメトリック

クモータの基本構成を示す⁵⁾. A_{11} , A_{12} が励磁側磁路, A_{21} , A_{22} が共振側磁路, B_1 が共通磁路であり, B_1 部分の断面積 S は他の磁路の断面積よりも小となるように作製される. N_1 が励磁側巻線, N_2 が共振側巻線であり, 同調用コンデンサ C が接続される. C を適当な値として励磁電圧 e_1 を増大させると B_1 が飽和し, C からみた N_2 のインダクタンスが周期的に変動するためにパラメトリック発振が生じ, 共振側には e_1 に対し位相がほぼ 90° 進んだ電圧 e_2 が発生する. したがって, 磁極上には磁極4から磁極1へ向かう進行磁界が形成され, 磁極上部におかれた二次導体 D は磁極4から磁極1の方向に駆動される.

以上のごとくリニアパラメトリックモータは, 共通磁路の飽和によるパラメトリック発振現象を利用して, 単相交流電源より二相交流を得る, 一種の二相リニア誘動モータである. したがって, リニアパラメトリックモータの動作解析においては, 共通磁路の飽和特性を考慮した磁気回路モデルが必要となる.

3. 磁気回路モデル

3.1 磁気回路モデルと回路方程式

Fig. 2 にリニアパラメトリックモータの磁気回路モデル

Fig. 1 Structure of a linear parametric motor.

Fig. 2 Magnetic circuit model of a linear parametric motor.

ルを示す。\$R_c\$ は Fig. 1 に示した磁路 \$A_{21}, A_{12}\$ により分割される共通磁路の非線形磁気抵抗である。磁路 \$A_{11}, A_{21}, A_{12}, A_{22}\$, 及び \$B_2\$ の磁気抵抗は \$R_c\$ と比べて小さいため、零としている。磁路 \$A_{11}, A_{21}, A_{12}, A_{22}\$ における起磁力と並列に挿入された磁気抵抗 \$R_{11}, R_{12}\$ (以下、漏れ磁気抵抗とする。) は、漏れ磁束を与える磁気抵抗である。\$R_{g1}, R_{g2}\$ は空隙の磁気抵抗 (以下、空隙磁気抵抗と称する。), \$R_m\$ は磁性鉄板の磁気抵抗を表す。\$\phi_{11}, \phi_{12}\$ が励磁側磁束, \$\phi_{21}, \phi_{22}\$ が共振側磁束であり, \$\phi_{i1}, \phi_{i2}, \phi_{i3}\$ は共通磁路の各部を流れる磁束, \$\phi_{g1}, \phi_{g2}, \phi_{g3}, \phi_{g4}\$ はそれぞれ磁極 1, 2, 3, 4 上の空隙磁束である。\$F_{r1}, F_{r2}, F_{r3}, F_{r4}\$ は二次導体における面電流による起磁力を表し、空隙磁束を用いて次式で与えられる。

$$F_{rj} = k(d\phi_{gj}/dt) \quad (\text{ただし, } j=1\sim4) \quad (1)$$

式中の \$k\$ は、後述するように、二次導体の面導電率と固定寸法によって定められる定数である。

以上の磁気回路モデルの妥当性を確かめるため、本論文では共振側に同調用コンデンサを用いる代わりに正弦波交番電圧 (以下、共振側電圧と称する。) を印加し、二相励磁条件で実験を行った。このときの励磁電圧 \$e_1\$ 及び共振側電圧 \$e_2\$ は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= \sqrt{2} E_1 \sin \omega t \\ e_2 &= \sqrt{2} E_2 \sin(\omega t + \theta) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

励磁側及び共振側巻線抵抗が小さいものとすれば、励磁側磁束 \$\phi_{11}, \phi_{12}\$ 及び共振側磁束 \$\phi_{21}, \phi_{22}\$ は次式で近似される。

$$\left. \begin{aligned} \phi_{11} &= \phi_{12} = -\Phi_1 \cos \omega t, & \Phi_1 &= \sqrt{2} E_1 / (\omega N_1) \\ \phi_{21} &= \phi_{22} = -\Phi_2 \cos(\omega t + \theta), & \Phi_2 &= \sqrt{2} E_2 / (\omega N_2) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

さらに、簡単のため以下の仮定を設ける。ヒステリシスを無視した場合の共通磁路における磁化特性は、次式のごとく磁束の 3 次式で与えられるものとする。

$$F = a_3 \phi^3 \quad (4)$$

動作時の磁性鉄板の磁気抵抗 \$R_m\$ は空隙磁気抵抗 \$R_{g1}\$,

\$R_{g2}\$ に比較して小さいため、\$R_m=0\$ とする。これらの仮定のもとに、Fig. 2 の磁気回路モデルから閉路方程式及び接点方程式を導き、(1) 式及び (3) 式を用いて \$\phi_{g1}, \phi_{g2}, \phi_{g3}, \phi_{i1}, \phi_{i2}, \phi_{i3}\$ に関する方程式を導けば、非線形微分方程式を含む以下の連立方程式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} (R_{11} + R_{12})\phi_{i1} + a_3\phi_{i1}^3 + R_{11}(\phi_{g1} + \Phi_1 \cos \omega t) \\ - R_{12}(\phi_{i2} + \phi_{g2} + \Phi_2 \cos(\omega t + \theta)) &= 0 \\ 2R_{12}\phi_{i2} + a_3\phi_{i2}^3 - R_{12}(\phi_{i1} + \phi_{i3} - \phi_{g2} + \phi_{g3} \\ - \Phi_1 \cos \omega t - \Phi_2 \cos(\omega t + \theta)) &= 0 \\ (R_{11} + R_{12})\phi_{i3} + a_3\phi_{i3}^3 + R_{11}(\phi_{g1} + \phi_{g2} + \phi_{g3} \\ + \Phi_2 \cos(\omega t + \theta)) - R_{12}(\phi_{i2} - \phi_{g3} + \Phi_1 \cos \omega t) &= 0 \\ a_3\phi_{i1}^3 - R_{g1}\phi_{g1} + R_{g2}\phi_{g2} \\ - k\{(d\phi_{g1}/dt) - (d\phi_{g2}/dt)\} &= 0 \\ a_3\phi_{i2}^3 - R_{g2}(\phi_{g2} - \phi_{g3}) \\ - k\{(d\phi_{g2}/dt) - (d\phi_{g3}/dt)\} &= 0 \\ a_3\phi_{i3}^3 - R_{g1}(\phi_{g1} + \phi_{g2} + \phi_{g3}) - R_{g2}\phi_{g3} \\ - k\{(d\phi_{g1}/dt) + (d\phi_{g2}/dt) + 2(d\phi_{g3}/dt)\} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

(5) 式が、リニアパラメトリックモータの基本式である。

3.2 調和平衡法による解析

前節の (5) 式中には非線形項が含まれているため、厳密解を得ることは必ずしも容易ではない。ここでは、各磁束の解を基本波成分のみ考慮して次式のごとくおき、調和平衡法を適用して数値計算により解を求めた。

$$\left. \begin{aligned} \phi_{g1} &= -\Phi_{g1} \cos(\omega t + \theta_{g1}) \\ \phi_{g2} &= -\Phi_{g2} \cos(\omega t + \theta_{g2}) \\ \phi_{g3} &= -\Phi_{g3} \cos(\omega t + \theta_{g3}) \\ \phi_{i1} &= -\Phi_{i1} \cos(\omega t + \theta_{i1}) \\ \phi_{i2} &= -\Phi_{i2} \cos(\omega t + \theta_{i2}) \\ \phi_{i3} &= -\Phi_{i3} \cos(\omega t + \theta_{i3}) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

空隙磁束 \$\phi_{g4} = -\Phi_{g4} \cos(\omega t + \theta_{g4})\$ は、\$\phi_{g4} = -(\phi_{g1} + \phi_{g2} + \phi_{g3})\$ により計算される。

空隙磁束密度分布及び二次導体における面電流分布がポールピッチ \$\tau\$ を半周期とする正弦波状に分布し、時間的には正弦的に変化するものとすれば、以上の \$\Phi_{g1}, \Phi_{g2}, \Phi_{g3}, \Phi_{g4}, \theta_{g1}, \theta_{g2}\$ を用いて、静止推力 \$F_s\$ は次式により計算される^{3), 4)}。

$$\left. \begin{aligned} F_s &= \sigma f \tau L W B_{g1} B_{g2} \sin \theta_g \\ \text{ただし,} \\ B_{g1} &= \{\pi / (2\tau W)\} \{(\Phi_{g1} + \Phi_{g3}) / 2\} \\ B_{g2} &= \{\pi / (2\tau W)\} \{(\Phi_{g2} + \Phi_{g4}) / 2\} \\ \theta_g &= \theta_{g2} - \theta_{g1} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

ここで、\$\sigma\$ は二次導体の面導電率、\$f\$ は電源周波数、\$L\$ はリニアモータの長さ、\$W\$ はリニアモータの幅である。このときの面電流による起磁力 \$F_{rj}\$ は次式で与えられる。

$$F_{\tau} = \int_0^{\tau/2} \{\sigma/(2W)\} \cos\{(\pi/\tau)x\} dx \cdot (d\phi_{gi}/dt) \quad (8)$$

(1) 式と(8)式より、 k は次式で計算される定数となる。

$$k = \sigma\tau/(2\pi W) \quad (9)$$

4. 回路定数の決定法

3.1の(5)式において、磁化係数 a_3 、漏れ磁気抵抗 R_{l1} 、 R_{l2} 、及び空隙磁気抵抗 R_{g1} 、 R_{g2} の値が定まれば、リニアパラメトリックモータの諸特性が計算できる。Fig. 3に、 a_3 及び R_{l1} の決定方法を示す。(a)が測定方法であり、測定には一次側固定子のみを用いる。 N が励磁巻線であり、 ϕ_a は励磁電圧 e により生じる磁束、 i は励磁電流である。 Ni は共通磁路の磁束 ϕ_i を検出するための巻線である。同図(b)に、磁気回路における磁束の流れを示す。

Fig. 3 Estimating test of a_3 in equation (4) and magnetic resistance R_{l1} . (a) Method of measurement. (b) Flux paths in this case.

Fig. 4 Estimating test of magnetic resistance R_{l2} . (a) Method of measurement. (b) Flux paths in this case.

示す。同図より、励磁巻線における起磁力 Ni に対する ϕ_i 及び ϕ_a を測定すれば、 Ni と ϕ_i の関係から a_3 、 Ni と $(\phi_a - \phi_i)$ の関係から R_{l1} が定められることが分かる。

Fig. 4に、 R_{l2} の決定方法を示す。(a)が測定方法であり、(b)に、磁気回路における磁束の流れを示す。これより、 Ni と $(\phi_a - \phi_i')$ の関係より R_{l2} が定められることが分かる。ただし、 $\phi_i' = \phi_{i1} + \phi_{i2}$ である。

Fig. 5が、実験に用いた一次側固定子の寸法である。Fig. 6に共通磁路の磁化特性、Fig. 7に漏れ磁束と起磁力の関係を示す。測定においては、電流と磁束のそれぞれのピーク値を対応させた。

R_{g1} 、 R_{g2} は、一次側と磁性鉄板との空隙長 g_m 及び磁極面積 S_a を用いて、次式で計算される値を用いた。

$$R_{g1} = R_{g2} = g_m/(\mu_0 S_a) \quad (10)$$

ただし、 μ_0 は真空の透磁率である。

Fig. 5 Dimensions of the primary stator of a linear parametric motor.

Fig. 6 Magnetic saturation curve.

Fig. 7 Relation between leakage fluxes and magnetomotive force.

Table 1 Circuit constants for calculation.

a_3 (A/Wb ³)	2.0×10^{14}
$\mathcal{R}_{l1}$ (A/Wb)	9.7×10^6
$\mathcal{R}_{l2}$ (A/Wb)	2.8×10^7
$\mathcal{R}_{g1}$ (A/Wb)	1.3×10^7
$\mathcal{R}_{g2}$ (A/Wb)	1.3×10^7

Fig. 8 Magnetic fluxes in the common magnetic circuit versus phase difference relations. (a) Amplitude. (b) Phase angle.

以上、得られた回路定数の値を Table 1 にまとめた。

5. 計算及び実験結果

これらの値を用いて数値計算を行った結果と、実験値の比較を以下に示す。二次側には、二次導体として 2 mm 厚のアルミ板、磁性鉄板として 0.35 mm 厚の無方向性ケイ素鋼板を 2 枚積層し、一次側とアルミ板との空隙長 g_a は 1 mm, $N_1=N_2=750$ turns として実験を行った。

Fig. 8 に、共通磁路内の磁束の実験値と計算値の比較

Fig. 9 Relation between static thrust and phase difference.

を示す。(a)が振幅について、(b)が位相についての比較である。実験における磁束は一般に歪み波形として観測されるが、振幅の実験値としてはピーク値、位相の実験値としては基本波成分の位相を用いた。同図より、振幅及び位相のどちらも良好な一致を示していることが了解される。

Fig. 9 に、静止推力の実験値と計算値を示す。θの広い範囲にわたり、実験値と計算値は比較的良好な一致を示していることが了解される。

以上の実験値と計算値の差異は、主に共通磁路の磁化特性の近似誤差に基づくものである。したがって、共通磁路の飽和特性を考慮した本磁気回路モデルは、十分妥当性があることが了解される。

6. あとがき

以上、リニアパラメトリックモータの動作解析に必要な磁気回路を得ることを目的とし、簡単な仮定のもとに磁気回路モデルを考案し、これに基づき二相励磁条件における動作解析を行った。その結果、実験値と計算値は比較的良好な対応を示した。したがって、ここで提案した磁気回路モデルは十分妥当性があり、リニアパラメトリックモータの動作解析に有用であることが明らかとなった。

今後は、この磁気回路を用い、パラメトリック発振時の動作解析について、検討を行う予定である。

文 献

- 1) 村上、菊地、渡辺、村上：日本応用磁気学会誌，7, 151 (1983).
- 2) K. Murakami, S. Kikuchi, K. Murakami and T. Watanabe: *IEEE Trans. Magn.*, **MAG-19**, 2085 (1983).
- 3) 古川、津久井、一ノ倉、菊地、村上：日本応用磁気学会誌，11, 401 (1987).
- 4) 古川、一ノ倉、村上：電学マグネティックス，信学非線形問題共催研資，**MAG-87-100**, NLP87-20 (1987).
- 5) S. Kikuchi, T. Furukawa and K. Murakami: *IEEE Trans. Magn.*, **MAG-23**, 2844 (1987).

1987 年 12 月 7 日受理，1988 年 2 月 12 日採録