片側式リニア誘導モータの拘束試験 に基づく非対称定数算定法

正員 杉本英彦 (福井大)

准員 巴正信 (福井大)

正員 松村正三 (福井県工業技術センター)

正員 石井敏昭 (三菱電機)

A Method of Calculating Asymmetrical Constants Based on Lock Test for Single-Sided Linear Induction Motor

Hidehiko Sugimoto, Member, Masanobu Tomoe, Associate (Fukui University), Masami Matsumura, Member (Technical Center of Fukui Prefecture), Toshiaki Ishii, Member (Mitsubishi Electric Coporation)

The constants of each phase of linear induction motor(LIM) are different, because of it's structure. It is important that the method of calculating asymmetrical constants is established, because the asymmetrical constants cause the thrust pulsation. In this paper, a new method of calculating asymmetrical constants of LIM is proposed. Moreover, the results of simulation performed by the calculated constants are compared with the experimental results.

The test machine of LIM is single-sided, short-primary-type, three-phase and 4-poles. The primary winding wires are double layer winding, concentrated winding and full pitch winding. In this paper, first, the asymmetrical equivalent circuits and voltage equations of LIM are showed on suitable d - q axis. Next, the asymmetrical constants are obtained by the calculations based on d axis equivalent no-load test, q axis equivalent no-load test, three-phase equivalent no-load test, d axis lock test and q axis lock test. Here, the equivalent no-load test is the lock test removed the non-magnetic conductor plate from LIM. Finally, it is showed that the simulations results of thrust containing pulsation and primary currents performed by the calculated constants are satisfactorily agreed with experimental results.

キーワード：リニア誘導モータ，等価回路，電圧方程式，非対称定数決定法

1. ま え が き

リニア誘導モータ（以下、LIM と略記）の定数はその構造上、相によって異なる。定数の相非対称は推力脈動の原因となるので、それを考慮した定数の算定法を確立することは重要である。本論文は、相非対称である定数の測定による決定法を提案するものである。

定数を測定によって決定する方法は既に幾つか報告

されているが^{(1)~(3)}，これらは定数が相対称であるとして扱っており、相非対称を考慮したものは見あたらない。本論文は片側式短一次形 LIM を対象とし、その定数を、一次巻線の抵抗測定、等価無負荷試験および拘束試験の結果から求めるものである。ただし、LIM は一次側中性点引出し線付きとする。ここで等価無負荷試験というのは、従来の無負荷試験、すなわち、同期速度で動かして二次側に電流が流れないようにするものとは異なり、非磁性導体板を取除いて磁性

導体板のみで二次側を構成し⁽⁴⁾、拘束状態でも二次側にほとんど電流が流れないようにすることで、等価的に無負荷状態にする試験である。従って、本論文で提案する方法は LIM を拘束したままの試験で定数を決定することができる。ただし、対象は低速 LIM とし、端効果は無視できるものとする。

相非対称を考慮した片側式短一次形 LIM の定数を測定によって決定するために、まず非対称等価回路および電圧方程式を求める必要がある。それらを LIM の構造を考慮して選んだ dq 軸上で、鉄損等価抵抗も含めて表す。ただし、これらに含まれる相互インダクタンスの値を測定によって決定するためには、等価無負荷状態の三相等価回路および電圧方程式も必要で、その式中に現れる結合係数を LIM の構造から決定する。 dq 軸上で表される LIM の各定数は、一次巻線の抵抗測定の後、 d 軸、 q 軸および相の等価無負荷試験、 d 軸および q 軸の拘束試験の合計 5 回の試験ですべて決定できる。定数の周波数依存性は印加電圧の周波数を変える試験で調べることができる。

算定された定数の精度を検証するために、その定数を使って、三相電圧を印加した拘束時の一次電流および推力をシミュレーションで求め、同じ条件下の実験結果と比較している。それらの差は、非対称定数に起因して現れる推力脈動を含めて小さく、本論文で提案する定数の算定法は有用であると考えられる。

2. リニア誘導モータの構造と等価回路・電圧方程式

〈2・1〉 構造 供試 LIM は、図 1 に示すように片側式短一次形で、三相 4 極である。一次巻線は二線層巻・集中巻・全節巻で、その配置は図のとおりであり、またその巻数は各相同じである。二次側は非磁性導体板であるアルミニウム板と磁性導体板である鉄板で構成されている。このような構造の場合、低速で使用し、端効果が無視できるとすると、 v 相と w 相の一次巻線は自己、相互誘導回路とも対称である。しかし、 u 相一次巻線の自己回路はそれらと対称であるが、相互誘導回路はそれらと対称とならない。このこ

図 1 供試 LIM の構造
Fig. 1. Structure of test machine.

とは、後載の図 9 (b)、図 10 (b) に示した等価無負荷状態および拘束状態の三相一次電流実験波形からもわかる。その非対称性は極数が少ないほど顕著である。供試 LIM は 4 極で、非対称性が比較的大きいと予想される。なお、この LIM の一次巻線には中性点引出線がついている。

表 1 に供試 LIM の仕様をまとめる。

〈2・2〉 等価回路 I 図 1 の構造を有する LIM の等価回路について考える。一次側は巻線が巻かれており、その電流路が決まっているが、二次側は渦電流が流れ、その電流路が状態によって変化する。しかし、その電流は二次側に設定した二つの任意の軸上にとった電流路へ座標変換が可能である。そして、一次側についても同じことがいえる。

そこで、LIM の等価回路を、回転形誘導電動機と同様、座標変換して dq 軸上で表すことにする。 dq 軸は一次側に固定された座標で、一次、二次ともこれらの軸上に巻線があると考える。図 2 は dq 軸で表し

表 1 供試機の仕様
Table 1. Specification of test machine.

定 格	スロットピッチ	13mm
電圧-電流	200V-4.4A	エアギャップ
周波数	60Hz	一次巻線
推力	40N	巻線構成
極数	4P	短節率
同期速度	4.68m/s	二次導体
一次鉄心(ギャップ面の寸法)		導体材料
鉄心長	202mm	導体厚さ
鉄心積み厚さ	50mm	導体幅
極ピッチ	39mm	裏張り鉄板厚さ
毎極毎相スロット数	1	裏張り鉄板幅

図 2 dq 軸で表した LIM の等価回路
Fig. 2. Equivalent circuit of LIM on dq axis.

た LIM の等価回路である。 d 軸を一次側の u 相と一致させ、 q 軸をその軸より $\pi/2$ だけ進めてとる。 dq 軸をこのように選ぶのは、 LIM の構造を考慮して、一次電流を d 軸のみ、あるいは q 軸のみに流すような試験に対応できるようにするためである。なお、二次側の巻線は二次側とともに移動して行くが、電流が流れる巻線は常に dq 軸上にある。

この図 2 において、 R_1 は一次抵抗であり、三相一次巻線の相抵抗が各相同じなので d, q 軸で差がない。 R_{d1}, R_{q1} は d, q 軸鉄損等価抵抗であり、それらの接続位置は π 形等価回路⁽⁵⁾と同じである。漏れインダクタンスの中にも鉄損を生じるものがあるが、 LIM は等価空隙長が長いので、その一つである歯端漏れインダクタンスの占める割合が大きいと考えられ、鉄損等価抵抗をこの位置に接続することは妥当といえる。 R_{d2}, R_{q2} は d, q 軸二次抵抗である。 L_{d1}, L_{q1} は d, q 軸一次自己インダクタンス、 L_{d2}, L_{q2} は d, q 軸二次自己インダクタンス、 M_d, M_q は d, q 軸相互インダクタンスで、 l_{d1}, l_{q1} を d, q 軸一次漏れインダクタンス、 l_{d2}, l_{q2} を d, q 軸二次漏れインダクタンスとすると、

$$\left. \begin{aligned} L_{d1} &= l_{d1} + M_d \\ L_{q1} &= l_{q1} + M_q \\ L_{d2} &= l_{d2} + M_d \\ L_{q2} &= l_{q2} + M_q \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

の関係がある。 v_{d1}, v_{q1} は d, q 軸一次電圧、 i_{d1}, i_{q1} は d, q 軸一次電流、 i'_{d1}, i'_{q1} は i_{d1}, i_{q1} から鉄損等価抵抗に流れる電流を差し引いた d, q 軸一次電流、 i_{d2}, i_{q2} は d, q 軸二次電流である。角速度（電氣的） ω_{2e} は、二次側の速度（機械的）を v_{2m} 、極ピッチを τ とすると、次の関係がある。

$$\omega_{2e} = (\pi/\tau)v_{2m} \dots\dots\dots (2)$$

等価回路として三相等価回路も描ける。後述する定数の算定において必要な無負荷状態の三相等価回路を図 3 に示す。無負荷状態であるので、二次側には電流

図 3 無負荷状態の三相等価回路

Fig. 3. Three-phase equivalent circuit under no-load state.

が流れないものとし、二次側は考えない。

各相の自己回路は、その構造上三相对称であり、相互誘導回路は v 相と w 相とは対称であるが、それらと u 相とは非対称である。図 3 はこのことを考慮して示してある。図中、 R_1 は相一次抵抗、 R_i は相鉄損等価抵抗である。 L'_1 は一次自己インダクタンスで、 M' を L'_1 中の相互インダクタンス分、 l_1 を L'_1 中の漏れインダクタンス分とすると、

$$L'_1 = l_1 + M' \dots\dots\dots (3)$$

である。 M'_{uv}, M'_{vw} は u 相と v (または w) 相巻線間および、 v 相と w 相巻線間の相互インダクタンスである。 M', M'_{uv}, M'_{vw} には次の関係がある。

$$\left. \begin{aligned} M'_{uv} &= k_{uv}M' \\ M'_{vw} &= k_{vw}M' \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

ここに、 k_{uv}, k_{vw} : 結合係数

<2・3> 電圧方程式と推力の式 図 2 から非対称を考慮した dq 軸上での電圧方程式が得られ、次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + k_d P L_{d1} & 0 \\ 0 & R_1 + k_q P L_{q1} \\ P M_d & \omega_{2e} M_q \\ -\omega_{2e} M_d & P M_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{d1} \\ i'_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 $P(=d/dt)$ は微分演算子であり、 k_d, k_q は鉄損等価抵抗を考慮するときに必要な係数で、次で表される（付録参照）。

$$\left. \begin{aligned} k_d &= 1 + R_1/R_{d1} \\ k_q &= 1 + R_1/R_{q1} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

なお、 i_{d1} と i'_{d1}, i_{q1} と i'_{q1} の間にはそれぞれ次の関係がある。

$$\left. \begin{aligned} i_{d1} &= \frac{1}{k_d} \left(i'_{d1} + \frac{v_{d1}}{R_{d1}} \right) \\ i_{q1} &= \frac{1}{k_q} \left(i'_{q1} + \frac{v_{q1}}{R_{q1}} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

また、図 2 において推力 T_e は次式で表される。

$$T_e = \frac{\pi}{\tau} \{ M_q i'_{q1} i_{d2} - M_d i'_{d1} i_{q2} + (L_{q2} - L_{d2}) i_{d2} i_{q2} \} \dots\dots\dots (8)$$

一方、図 3 から二次電流が 0 の場合の三相等価回路の電圧方程式が得られ、次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{u1} \\ v_{v1} \\ v_{w1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + k_1 PL'_1 & k_1 PM'_{uv} \\ k_1 PM'_{uv} & R_1 + k_1 PL'_1 \\ k_1 PM'_{uv} & k_1 PM'_{vw} \\ k_1 PM'_{uv} & k_1 PM'_{vw} \\ R_1 + k_1 PL'_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{u1} \\ i'_{v1} \\ i'_{w1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

ここで、 k_1 は鉄損等価抵抗を考慮するときに必要な係数で、次式で表される（付録参照）。

$$k_1 = 1 + R_i/R_l \quad (10)$$

なお、 i_{v1} と i'_{v1} の間には次の関係がある。

$$i_{v1} = \frac{1}{k_1} \left(i'_{v1} + \frac{v_{v1}}{R_i} \right) \quad (11)$$

i_{u1} と i'_{u1} 、 i_{w1} と i'_{w1} の関係も同様である。ところで、(5)、(9)式で表されるインダクタンスの間には次の関係がある。

$$\begin{bmatrix} k_d L_{d1} \\ k_q L_{q1} \end{bmatrix} = [C] k_1 \begin{bmatrix} L'_1 & M'_{uv} & M'_{vw} \\ M'_{uv} & L'_1 & M'_{vw} \\ M'_{uv} & M'_{vw} & L'_1 \end{bmatrix} [C]^{-1} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} k_d M_d \\ k_q M_q \end{bmatrix} = [C] k_1 \begin{bmatrix} M' & M'_{uv} & M'_{vw} \\ M'_{uv} & M' & M'_{vw} \\ M'_{uv} & M'_{vw} & M' \end{bmatrix} [C]^{-1} \quad (13)$$

ここに、

$$[C] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

また、 dq 軸上および三相で表される一次電圧、一次電流の間には次の関係がある。

$$[d1 \ q1]^t = [C][u1 \ v1 \ w1]^t \quad (15)$$

〈2・4〉 等価回路Ⅱ (5)式から得られる等価回路は図4(a)、(b)に表される π 形等価回路である。

図中の、 λ_{d2} 、 λ_{q2} は d 、 q 軸二次鎖交磁束数で、

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{d2} &= M_d i'_{d1} + L_{d2} i_{d2} \\ \lambda_{q2} &= M_q i'_{q1} + L_{q2} i_{q2} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

である。

(a) d 軸

(b) q 軸

図4 dq 軸における π 形等価回路

Fig. 4. π -type equivalent circuit on dq axis.

3. 定数の算定

〈3・1〉 無負荷試験について LIMは非磁性導体板を簡単に取外すことができる。そこで、二次側を磁性導体板のみとする。ただし、等価空隙長は非磁性導体板がある場合と同じに保つ。このとき一次巻線に通電しても、磁性導体板には電流がほとんど流れないので、拘束したままで等価的に無負荷と等しい状態を作ることができる。実際の無負荷状態とは漂遊負荷損が若干異なると考えられるが、その差は小さく無視できるものとする。そこで、このような状態で試験することを等価無負荷試験と呼ぶことにする。

〈3・2〉 磁気飽和について LIMの定数の算定において磁気飽和は誤差の原因となる。そこで磁気飽和について調べることにする。

図5は、供試LIMを等価無負荷状態にし、定格周波数(60 Hz)の d 、 q 軸一次電圧を、後述の図8(a)、(b)に示すように、別々に印加して一次電流を流し、それぞれの実効値 V_{d1} 、 V_{q1} 、 I_{d1} および I_{q1} の関係を調べたものである。電圧と電流の関係は電圧を定格値(v_{d1} 、 v_{q1})の定格実効値はともに141 V)まで変化させても直線的で磁気飽和はほとんど見られない。LIMは等価空隙長が長く、励磁回路の飽和は少ないといわれているが、図5はその様子を示している。

〈3・3〉 結合係数 k_{uv} 、 k_{vw} について (4)式で定義した結合係数 k_{uv} 、 k_{vw} を、等価無負荷状態で、一相の一次巻線に電流を流し、他相の一次巻線に誘導される起電力を測定することで、算定する方法について考える。その手順を以下に述べる。

(1) 供試LIMを等価無負荷状態とし、後載の図8(c)に示すように、 i_{v1} を流す。それを流すのは、(9)、(11)式からわかるように、一度の試験で k_{uv} と

図5 d 軸と q 軸における等価無負荷試験結果

Fig. 5. Result of equivalent no-load test on dq axis.

k_{uv} の二つが算定できるからである。このとき(4)、(9)式より次の式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} v_{v1} &= \{R_1 + k_1 P(l_1 + M')\} i'_{v1} \\ v_{u1} &= k_1 P M'_{uv} i'_{v1} = k_1 P k_{uv} M' i'_{v1} \\ v_{w1} &= k_1 P M'_{vw} i'_{v1} = k_1 P k_{vw} M' i'_{v1} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (17)$$

ここに、 v_{u1}, v_{w1} は u 相、 w 相の $M' i'_{v1}$ による誘導起電力であり、測定できる。

なお、 i'_{v1} の代わりに i_{w1} を流してもよい。

(2) 磁気回路から、 $M' i'_{v1}$ の図1の y 方向の波形(以下、 $M' i'_{v1}$ と略記)を検討する。それは、図1の x 方向に 2τ を1周期とする対称で奇関数の波形であり、4極であるから2周期分ある。図6(a)、(b)はそれを示している。これらの図は等価無負荷状態で、 u 相および v 相一次巻線に4.1A(等価無負荷状態で定格相一次電圧を印加したとき流れる実効値)の直流電流を別々に流し、図1において、鉄心積み厚さ方向の中心で、 $y=6\text{mm}$ の位置の y 方向磁束密度分布を x 方向に測定したものである。二つの波形は $2\pi/3$ 位相がずれた対称波で、それぞれ 2τ を1周期とする対称で奇関数の波形で、2周期分ある。ほぼ台形波になっているのは等価空隙長が長いと考えられる。波形の端部が延びているが、それはわずかである。

(3) 各相一次巻線の有無を1, 0で、向きを±で表す。図7は供試 LIM についてそれを表したものである。巻線の向きは $\pi/3$ ごとにどれかが変化する。

(4) $M' i'_{v1}$ 波形を、図7に示すように $\pi/3$ ごとに区切る。波形が対称で奇関数であるから、区間 $\pi/3 \sim 2\pi/3$ の面積を ϕ_0 、区間 $0 \sim \pi/3$ の面積を $s\phi_0$ とすると、 $\pi/3$ ごとの面積は、順に $s\phi_0, \phi_0, s\phi_0, -s\phi_0, -\phi_0, -s\phi_0, s\phi_0, \phi_0, s\phi_0, -s\phi_0, -\phi_0, -s\phi_0$ となる。

(5) M' と M'_{uv} と M'_{vw} の比は、 $M' i'_{v1}$ の x 方向の波形に v 相、 u 相、 w 相一次巻線の有無および向き(±1, 0)を掛けた後、それぞれ x 方向に積分して得

られる面積に比例する。

図7から M', M'_{uv} および M'_{vw} に比例する面積 $\Phi(M'), \Phi(M'_{uv})$ および $\Phi(M'_{vw})$ は、

$$\left. \begin{aligned} \Phi(M') &= 4\phi_0(1+2s) \\ \Phi(M'_{uv}) &= -\phi_0(4+s) \\ \Phi(M'_{vw}) &= -\phi_0(3-s) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (18)$$

となる。このとき、

$$\begin{aligned} v_{u1} : v_{w1} &= \Phi(M'_{uv}) : \Phi(M'_{vw}) \\ &= 4+s : 3-s \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

の関係が成り立つので、

$$s = (3v_{u1} - 4v_{w1}) / (v_{u1} + v_{w1}) \dots\dots\dots (20)$$

となり、次の関係が得られる。

$$\left. \begin{aligned} k_{uv} &= -(4+s) / \{4(1+2s)\} \\ k_{vw} &= -(3-s) / \{4(1+2s)\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (21)$$

(6) 上記では三相一次巻線の一相だけ電流を流し k_{uv}, k_{vw} を求めた。LIM を駆動するときは、同時に三相電圧を印加するので各相起磁力が合成され、各相起

図7 磁束密度分布と巻線方向による結合係数の算定

Fig. 7. Calculation of coupled inductors with magnetic-flux density and winding direction.

図6 等価無負荷状態における磁束密度分布
Fig. 6. Distribute of magnetic-flux density under equivalent no-load state.

図8 試験回路

Fig. 8. Test circuit.

磁力中の $3n$ 次の一部が相殺される。従って、 $3n$ 次が多く含まれていると、上記で求めた k_{uv} , k_{vw} を補正する必要が生じる。しかし、供試 LIM の場合、 d 軸および q 軸等価無負荷試験から算定した L_{d1} と L_{q1} は、 v 相等価無負荷試験を行い(12)式から算定したそれらと 1~3% の差しかなく、一相だけ一次電流を流した場合も $3n$ 次が少ないとみることができ、補正する必要はないと考える。

〈3・4〉 等価無負荷試験 一次抵抗測定後等価無負荷試験を行う。この試験は、非磁性導体板を取外し、拘束状態で d 軸、 q 軸および v 相一次電圧を別々に印加して行い、鉄損等価抵抗、一次自己インダクタンスおよび相互インダクタンスを算定するものである。

(1) d 軸等価無負荷試験 図 8 (a) に示す試験回路において、電圧、電流の実効値を V_{uv} , I_{u1} とする。 v 相と w 相が対称であることを考慮すると(15)式より、 $V_{d1} = \sqrt{2/3} V_{uv}$, $V_{q1} = 0$, $I_{d1} = \sqrt{3/2} I_{u1}$, $I_{q1} = 0$ となり、この試験回路で d 軸のみに電圧を印加し電流を流す試験ができる。 V_{d1} , I_{d1} および有効電力 P_{d1} , 角周波数 ω を用い、図 4 (a) から次の定数が算定できる。

(i) d 軸鉄損等価抵抗

$$R_{d1} = R_{dn} - R_1 + \frac{\omega^2 L_{dn}^2}{R_{dn} - R_1} \dots\dots\dots (22)$$

(ii) d 軸一次自己インダクタンス

$$L_{d1} = L_{dn} + \frac{(R_{dn} - R_1)^2}{\omega^2 L_{dn}} \dots\dots\dots (23)$$

ここに、

$$R_{dn} = P_{d1} / I_{d1}^2 \dots\dots\dots (24)$$

$$L_{dn} = \sqrt{(V_{d1} / I_{d1})^2 - R_{dn}^2} / \omega \dots\dots\dots (25)$$

(2) q 軸等価無負荷試験 図 8 (b) に示す試験回路において、電圧、電流の実効値を V_{vw} , I_{v1} とする。 v 相と w 相が対称であることを考慮すると(15)式より、 $V_{d1} = 0$, $V_{q1} = \sqrt{1/2} V_{vw}$, $I_{d1} = 0$, $I_{q1} = \sqrt{2} I_{v1}$ となり、この試験回路で q 軸のみに電圧を印加し電流を流す試験ができる。 V_{q1} , I_{q1} , 有効電力 P_{q1} , 角周波数 ω を用い、図 4 (b) から d 軸等価無負荷試験と同様、(i) q 軸鉄損等価抵抗、(ii) q 軸一次自己インダクタンスを求めることができる。それらは(22)~(25)式中の添え字 d を q に置き換えることで算定できる。

(3) v 相等価無負荷試験 図 8 (c) に示す試験回路において等価無負荷状態での、 v 相一次電圧、電流、 u 相および w 相誘導起電力の実効値を V_{v1} , I_{v1} ,

V_{u1} , V_{w1} , 有効電力を P_{v1} , 角周波数を ω とすると、図 3 から d 軸等価無負荷試験と同様、(i) 相鉄損等価抵抗、(ii) 相一次自己インダクタンスを求めることができる。それらは(22)~(25)式中の添え字 d を v に置き換えることで算定できる。更に、

(iii) u 相と v 相の間の相互インダクタンス

(17)式より、

$$M'_{uv} = V_{u1} / (k_1 \omega I'_{v1}) \dots\dots\dots (26)$$

(iv) v 相と w 相の間の相互インダクタンス

(17)式より、

$$M'_{vw} = V_{w1} / (k_1 \omega I'_{v1}) \dots\dots\dots (27)$$

ここに、

$$P_{vi} = P_{v1} - R_1 I_{v1}^2 \dots\dots\dots (28)$$

$$V_{vm} = \sqrt{V_{v1}^2 + (I_{v1} R_1)^2 - 2 R_1 P_{v1}} \dots\dots\dots (29)$$

$$I'_{v1} = \sqrt{I_{v1}^2 + (V_{vm} / R_1)^2 - 2 (P_{vi} / R_1)} \dots\dots\dots (30)$$

以上(1)~(3)の第価無負荷試験の定数算定値を用いて、

(i) 相一次インダクタンス中の相互インダクタンス分は(4)式を変形して、次のどちらかの式で算定する。

$$\left. \begin{aligned} M' &= M'_{uv} / k_{uv} \\ M' &= M'_{vw} / k_{vw} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (31)$$

(ii) d 軸相互インダクタンス、(iii) q 軸相互インダクタンスは(13)式より算定できる。

なお、前述したように d 軸と q 軸の一次自己インダクタンスは(12)式からも算定できる。これらの値と上記(1)項(ii)および(2)項(ii)で算定した値は一致することが望ましいが、結合係数 k_{uv} , k_{vw} の算定過程で、 $3n$ 次の空間高調波磁束を無視したので若干の差が生じ、(12)式で求めたもののほうが 1~3% 大きかった。 d 軸と q 軸の一次自己インダクタンスは上記(1)項(ii)および(2)項(ii)で算定した値のほうが正しいと考えられるので、それを採用することにする。

〈3・5〉 拘束試験 この試験は、非磁性導体板を取付け、拘束状態で d 軸および q 軸一次電圧を別々に印加して行い、二次抵抗、二次自己インダクタンスを算定するものである。

(1) d 軸拘束試験 図 8 (a) に示す試験回路において、電圧、電流の実効値を V_{d1} , I_{d1} , 有効電力を P_{d1} , 角周波数を ω とすると、図 4 (a) から次の定数が算定できる。

(i) d 軸二次抵抗

$$R_{d2} = \frac{\omega^2 M_d^2 R_{d1}}{R_{d1}^2 + \omega^2 (L_{d1} - L_{d2})^2} \dots\dots\dots (32)$$

(ii) d 軸二次自己インダクタンス

$$L_{d2} = \frac{\omega^2 M_d^2 (L_{d1} - L_{dL})}{R_{dL}^2 + \omega^2 (L_{d1} - L_{dL})^2} \dots\dots\dots (33)$$

ここに、

$$P_{di} = P_{d1} - R_1 I_{d1}^2 \dots\dots\dots (34)$$

$$V_{dm} = \sqrt{V_{d1}^2 + (I_{d1} R_1)^2 - 2 R_1 P_{d1}} \dots\dots\dots (35)$$

$$I_{d1} = \sqrt{I_{d1}^2 + (V_{dm}/R_{di})^2 - (2 P_{di}/R_{di})} \dots\dots\dots (36)$$

$$R_{dL} = \frac{P_{di} - (V_{dm}^2/R_{di})}{I_{d1}^2} \dots\dots\dots (37)$$

$$L_{dL} = \sqrt{(V_{dm}/I_{d1})^2 - R_{dL}^2} / \omega \dots\dots\dots (38)$$

(2) q 軸拘束試験 図 8 (b) に示す試験回路において、電圧、電流の実効値を V_{q1} , I_{q1} , 有効電力を P_{q1} , 角周波数を ω とすると、図 4 (b) から d 軸拘束試験と同様、(i) q 軸二次抵抗、(ii) q 軸二次自己インダクタンスを求めることができる。それらは、(32)~(38)式中の添え字 d を q に置き換えることで算定できる。

4. 算定結果

第 3 章で述べた算定式に基づき定数を求める。条件は次のとおりである。

(1) ω を定格値である 120π (rad/s) (60 Hz), V_{d1} あるいは V_{q1} を定格値である 141 V, あるいは V_{v1} を定格値である 115 V とし、(i) d 軸等価無負荷試験、(ii) q 軸等価無負荷試験、(iii) v 相等価無負荷試験、(iv) d 軸拘束試験、(v) q 軸拘束試験を行う。

(2) ω を 80π (rad/s) (40 Hz) とし、(1) 項と同様な試験を行う。ただし、電圧は一次電流が (1) 項の各試験において測定された値になるように印加する。

算定結果を表 2 にまとめる。試験時は、一次巻線および非磁性導体板の温度を熱電対温度計で測定しており、表 2 にはその温度も示してある。同表で特徴的なことは次のとおりである。

- (1) 二次抵抗は q 軸の値が d 軸の値より大きい。
- (2) 一次自己、二次自己および相互インダクタン

スは d 軸の値が q 軸の値より大きい。

(3) 回転形誘導電動機と比較して漏れインダクタンスの割合が相対的に大きい。

(4) 二次抵抗、漏れインダクタンスに周波数依存性が若干あり、周波数が高いほうが、前者は大きく、後者は小さい。

(5) 鉄損等価抵抗は、当然周波数依存性が大きく、周波数が高いほうが大きい。

(6) 結合係数は $|k_{uv}|/|k_{vu}| \approx 2$ である。

5. 算定結果の検証

算定した定数が実際の定数と一致しているかどうかを検証するために、算定した定数を用いてシミュレーションを行い、実験と比較した。

以下のシミュレーションおよび実験は三相一次定格電圧を印加して行った。

〈5・1〉 等価無負荷状態の三相一次電流波形

非磁性導体板を取外した拘束状態でシミュレーションおよび実験を行い、三相一次電流 i_{u1} , i_{v1} および i_{w1} の波形を比較する。図 9 はシミュレーション波形と実験波形を示したもので、振幅が 1% 程度前者のほうが大きい、よく一致しているといえる。これは (9) 式の定数がよく一致していることを表しており、相互インダクタンスを v 相一次電流だけ流して求めても問題ないことを示している。なお、 u 相一次電流の振幅は、他の相のそれより 9% 程度小さい。

〈5・2〉 拘束状態の三相一次電流波形 非磁性導体板を取付けた拘束状態で、シミュレーションおよび実験を行い、三相一次電流 i_{u1} , i_{v1} および i_{w1} の波形を

(a) シミュレーション波形 (b) 実験波形

図 9 等価無負荷状態の三相一次電流波形
Fig. 9. Primary-current wave under equivalent no-load state.

(a) シミュレーション波形 (b) 実験波形

図 10 拘束状態の三相一次電流
Fig. 10. Primary-current wave under lock state.

表 2 モータ定数算定結果

Table 2. Calculation results of motor constants.

周 波 数	40Hz		60Hz	
	d 軸	q 軸	d 軸	q 軸
一次抵抗 (68°C)	$R_1 = 5.98 \Omega$			
鉄損等価抵抗	$R_{d1} = 501 \Omega$	$R_{q1} = 560 \Omega$	$R_{d1} = 808 \Omega$	$R_{q1} = 1010 \Omega$
二次抵抗 (50°C)	$R_{d2} = 10.7 \Omega$	$R_{q2} = 12.6 \Omega$	$R_{d2} = 11.2 \Omega$	$R_{q2} = 12.8 \Omega$
一次自己インダクタンス	$L_{d1} = 84.7 \text{mH}$	$L_{q1} = 77.5 \text{mH}$	$L_{d1} = 84.1 \text{mH}$	$L_{q1} = 77.1 \text{mH}$
二次自己インダクタンス	$L_{d2} = 67.8 \text{mH}$	$L_{q2} = 58.8 \text{mH}$	$L_{d2} = 65.2 \text{mH}$	$L_{q2} = 53.9 \text{mH}$
一次漏れインダクタンス	$L_{d1} = 45.2 \text{mH}$	$L_{q2} = 46.3 \text{mH}$	$L_{d1} = 44.7 \text{mH}$	$L_{q1} = 46.0 \text{mH}$
二次漏れインダクタンス	$L_{d2} = 28.5 \text{mH}$	$L_{q2} = 27.6 \text{mH}$	$L_{d2} = 25.8 \text{mH}$	$L_{q2} = 22.8 \text{mH}$
相互インダクタンス	$M_d = 39.5 \text{mH}$	$M_q = 31.1 \text{mH}$	$M_d = 39.4 \text{mH}$	$M_q = 31.1 \text{mH}$
結合係数	$k_{uv} = -0.500$	$k_{vu} = -0.250$	$k_{uv} = -0.506$	$k_{vu} = -0.256$

図 11 推力測定の実験装置
Fig. 11. Test system of thrust.

図 12 拘束状態の推力波形
Fig. 12. Thrust wave under lock state.

比較する。図 10 はシミュレーション波形と実験波形を示したもので、これも 1%程度前者のほうが大きいですが、よく一致しているといえる。これは(5)式の定数がよく一致していることを表している。なお、 u 相一次電流の振幅は、他の相のそれより 3%程度小さい。

〈5・3〉 拘束状態の推力 滑りが 1 の状態の推力を、シミュレーションおよび実験で比較する。実験による推力測定は、LIM を図 11 に示す推力測定装置に取付けて行った。推力測定器 (KISTLER 製、ばね定数: $2 \text{ kN}/\mu\text{m}$ 、しきい値: 0.01 N 以下、固有周波数: 4 kHz 以上) は圧電材料として水晶を用いたもので、ひずみが非常に小さいので、推力の過渡的変化が直接測定できるのが特徴である。

図 12 は推力のシミュレーション波形と実験波形を示したもので、倍周波の脈動がはっきり現れている。推力の平均値は 3%程度、瞬時値は最大値で 1%程度、最小値で 7%程度、前者のほうが大きいですが、推力としてはよく一致しているといえる。

以上により、本論文で算定した定数は、推力脈動も比較的精度良く計算できるものであるといえる。

6. あとがき

LIM は構造上その定数が非対称であるが、片側式短一次形、二層巻、集中巻、全節巻、中性点引出し線付き、三相 4 極の供試機を例として拘束試験に基づく非対称性を考慮した定数の算定法を検討した。その算定法は、

(1) LIM を非対称な dq 軸等価回路で表す。また、無負荷状態について非対称な三相等価回路で表す。

(2) 非磁性導体板を取外した状態での拘束試験を等価無負荷試験とし、その試験を、一次巻線抵抗測定後、 d 軸、 q 軸および一相に別々に一次電圧を印加して行い、 dq 軸の鉄損等価抵抗、一次自己インダクタンスおよび相互インダクタンスを算定する。相互インダクタンスは非対称な結合係数を導入して算定する。

(3) 非磁性導体板を取付けた状態での拘束試験を d 軸および q 軸に別々に一次電圧を印加して行い、 dq 軸の二次抵抗、二次自己インダクタンスを算定する。

以上の算定法により得た定数を用いて、シミュレーションを行い、三相一次電流および推力について、実験と比較し、よく一致していることを確認した。

この算定法により得られた非対称定数を用いることにより、リニア誘導モータのより高性能な制御ができるものと期待できる。

(平成 4 年 7 月 3 日受付, 同 4 年 8 月 25 日再受付)

文 献

- (1) 惣名・大竹, 他: 「片側式 LIM の T 形等価回路における特性算定 (1)」, 平 3 電気学会大会, No. 811
- (2) 大竹・関本, 他: 「片側式 LIM の T 形等価回路における特性算定 (2)」, 平 3 同上, No. 812
- (3) 水野・久光, 他: 「リニア誘導モータの拘束試験に基づく始動特性算定法」, 電学論 D, 112, 172 (平 4-2)
- (4) 松宮・高木: 「直線誘導機の端作用ならびに等価回路について」, 電学誌, 91, 295, (昭 46-2)
- (5) 石崎・平山: 「誘導機の特性算定のための定数決定法」, 同上, 87, 173 (昭 42-9)

付 録

d 軸、 q 軸および三相の一相分の等価回路は付図 1 のように簡略化される。この図において、係数 k_d , k_q , および k_1 に対応する係数 k は、

$$\begin{aligned} v_1 &= r_1 i_1 + (1 + r_1/r_i) Z(P) i_1 \\ &\quad + (1 + r_1/r_i) e \\ &= r_1 i_1 + k Z(P) i_1 + k e \dots\dots\dots (付 1) \end{aligned}$$

から、次式で与えられる。

$$k = 1 + r_1/r_i \dots\dots\dots (付 2)$$

付図 1 一相分の等価回路
app. Fig. 1. Equivalent circuit per phase.

杉 本 英 彦 (正員)

昭和18年6月2日生。48年3月名古屋工業大学大学院修士課程修了。34年4月三菱電機(株)入社。平成2年4月福井大学助教授, 4年4月同教授。工学博士。平成元年電気学会論文賞受賞。

松 村 正 三 (正員)

昭和33年1月2日生。55年3月福井大学工学部産業機械工学科卒業。同年4月福井県工業技術センター入所。リニアモータ, 繊維機械および工作機械の制御に関する研究に従事。

巴 正 信 (准員)

昭和45年3月18日生。平成4年3月福井大学工学部電子工学科卒業。同年4月同大学大学院工学研究科修士課程入学。電動機制御に関する研究に従事。

石 井 敏 昭 (正員)

昭和19年7月25日生。43年3月九州工業大学制御工学科卒業。同年4月三菱電機(株)入社。主として, エレベータの駆動制御に関する開発に従事。