

# 車両駆動用 LIM の端効果を考慮した等価回路に基づくベクトル制御

野崎 雄一郎\*    山口 瑛史    古関 隆章 (東京大学大学院)

## Vector Control of LIM for Transportation System Based on Equivalent Circuit Considering End-effect

Yuichiro Nozaki\*, Terufumi Yamaguchi, Takafumi Koseki (The University of Tokyo)

A linear induction motor (LIM) has advantages of low cost, robust structure, direct drive etc., but is has disadvantage of the end-effect which decreases thrust in high-speed and it is controlled by the old method,  $V/f$  control. To consider the effect, we proposed the equivalent circuit of LIM by assuming circuit constants as the function of mechanical speed. In this paper, vector control of LIM based on new equivalent circuit and the control method of rotary induction motor.

キーワード: リニア誘導モータ, 端効果, 等価回路, 速度依存性, ベクトル制御

(Linear Induction Motor, End-effect, Equivalent Circuit, Speed-dependency, Vector Control)

### 1. はじめに

現在、リニアモータを駆動力として用いる交通システムが多く実用化され、また実用化を目指して研究されている。その中でもリニア誘導モータ (Linear Induction Motor、以下 LIM と略す) は二次側がリアクションプレートといった導体板のみで構成されるため、構造が非常に簡単であり堅牢、保守が容易である。また直接駆動により従来の鉄道における厄介な問題である粘着から解放されるため、急勾配や急曲線に強く、空転もなくなり、自動運転との親和性や磁気浮上との相性がよい。そのため駆動システムに LIM を用いた HSST やリニアメトロの普及が進んでいる<sup>(1)</sup>。

一方で、LIM は回転形誘導モータと異なり「端」という構造上、高速になるほど特性が悪化する端効果を有する。すなわち、機械的速度によってモータの定数が変化することになる。そのため、回転形誘導モータで駆動する車両は高速、精密なベクトル制御が行われているのに対し、これらの LIM は回転形誘導モータでは世代前の制御方法といえる  $V/f$  制御により駆動されている。そこで筆者らは、LIM へのベクトル制御の適用を目指し、端効果を機械的速度の関数であると仮定することで、端効果を考慮した LIM の等価回路の同定法を提案している<sup>(2)</sup>。本稿では速度の関数として表現した等価回路定数を用い、回転形誘導モータのベクトル制御と同様に考えることで LIM のベクトル制御を行う方法について述べる。

### 2. 端効果を考慮した LIM の等価回路

〈2-1〉 LIM の端効果    一般的に回転形誘導モータは、二次側回転子鉄心の外側に一次側固定子巻線を配置した構造になっている。LIM は回転形誘導モータの軸を中心に平面に切り開いた構造となっており、同様の描き方をすると回転形誘導モータは無限の長さを持つのに対し、LIM は有限の長さになるため端が存在する。車両駆動用に LIM を適用する際は長さが長くなる地上を二次側、車両を一次側とすることでコストを低減させるのが一般的である。

ここで、図 1 のように車両 (一次側) が左向きに進行している場合に二次側から一次巻線が作る磁束を観測することを考える。まず、これから LIM が接近してくる左側 (入口端) で観測すると、それまで 0 であった磁束が急激に立

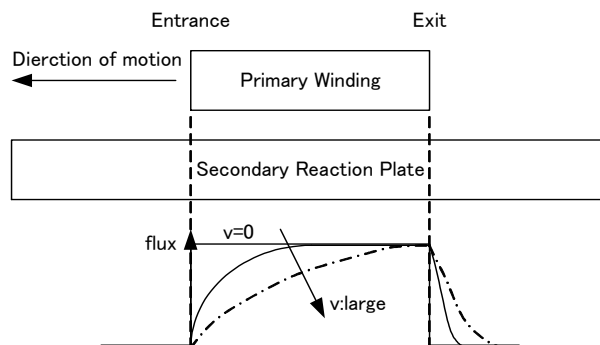


図 1 LIM のモデルと磁束分布

Fig. 1. Model of LIM and its flux distribution

ち上がろうとする。一方、LIM が離れていく右側（出口端）で観測すると、それまで存在していた磁束が急に消失しようとする。従って、入口端、出口端それぞれにおいて起ころうとする急激な磁束変化を妨げるように、二次側に渦電流が発生する。これにより、実際に観測される磁束は入口端回転形誘導モータでは緩やかに立ち上がり、出口端では徐々に消失していく波形となる。回転形誘導モータでは端がないため常に均一な磁束が生じているが、LIM ではこのように端の存在のため不均一な磁束分布となる。これが端効果である。

ここで一次側の移動速度を変化させて二次側の定点から磁束を観測すると、移動速度が低速の際は立ち上がった後の磁束を観測できる時間が長く、高速の際は立ち上がりきるまでの時間が長く観測されるようになる。従って高速になるほど観測できる磁束が小さくなるため、発生する推進力も小さくなる。すなわち、高速になるほど端効果の影響は大きくなる。

〈2.2〉 誘導モータの等価回路 誘導モータの一相あたりの等価回路は、三相の非対称性が無視できるくらい小さいと考えれば、図 1 のように表すことができる。回転形誘導モータの場合は速度による特性の変化がないため、各回路定数は速度と無関係の定数として扱うことができる。しかし、LIM の場合は端効果の影響で速度によって特性が変化するので、これを表現するために各回路定数を機械的速度の関数として扱うことを考える。すなわち、回転形誘導モータでは一定値となる  $R_0$  などを LIM では  $R_0(v)$  のように表現する。

〈2.3〉 等価回路定数の同定法 回転形誘導モータの等価回路定数は速度依存性を持たないため、図 1 に示す一次巻線のインピーダンス以外の 4 つの定数はすべて 0 の無負荷状態と、すべて 1 の拘束状態という、2 つの動作状態でインピーダンスを測定することで決定される。一方、LIM の場合は各速度において回路定数を決定する必要があり、また無負荷状態、拘束状態は通常の LIM の動作状態からは大きく離れた動作点であるため、これらの動作点から決定されるインピーダンスでは LIM の特性を十分反映させることができない。そこで、ここでは実用的な範囲での動作点に

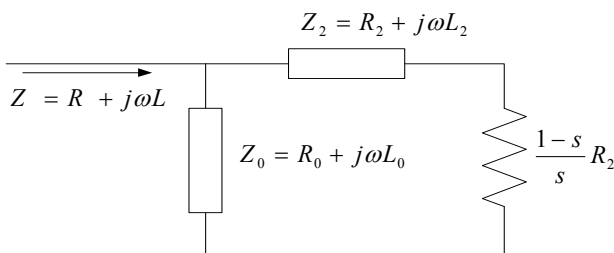


図 2 誘導モータの一相当り等価回路  
Fig. 2. An equivalent circuit of induction motor (per phase)

おける測定や電磁界解析に基づいた回路定数の同定法について述べる。

まず、力行状態および回生ブレーキ状態として動作させる周波数の近傍で、等価回路定数を決定する速度ごとに数点の動作点を選ぶ。ここでは力行、回生ブレーキ共に各速度において 3 点ずつの計 6 点を選び、その周波数  $f$  を  $f_1, f_2, \dots, f_6$  とする。

次に、その 6 点において実機による測定または電磁界解析を行い、インピーダンスの絶対値と力率を求める。一方等価回路では、ある速度において適当に回路定数を定めると、インピーダンスの絶対値と力率は周波数  $f$  の関数として求めることができる。ここで、測定値または解析値と、等価回路から求められるインピーダンスの差が充分小さければ、与えた等価回路定数により LIM の特性を表現可能であると考えられる。すなわち、等価回路定数の決定はインピーダンスの誤差を最小化する最適化問題に帰着され、次のように定式化される。

ある速度  $v_j$  において、先に選んだ 6 つの周波数  $f(i=1,2, \dots, 6)$  で測定または解析したインピーダンスの絶対値、力率をそれぞれ  $|Z_{mi}|$ 、力率を  $\cos \phi_{mi}$  とし、適当に与えた等価回路定数から計算される絶対値を  $|Z_i|$ 、力率を  $\cos \phi_i$  とすると、最適化問題の目的関数  $F$  は

$$F = \sum_{i=1}^6 \left\{ \alpha \left( \frac{|Z_{mi}| - |Z_i|}{|Z_{mi}|} \right)^2 + (1 - \alpha) \left( \frac{\cos \phi_{mi} - \cos \phi_i}{\cos \phi_{mi}} \right)^2 \right\} \quad (1)$$

と表される。第 1 項が絶対値、第 2 項が力率の誤差であり、それぞれ単位が違うので正規化している。また第 1 項の係数  $\alpha$ 、第 2 項の係数  $(1 - \alpha)$  は重み係数であるが、ここでは絶対値、力率どちらも同等に表すため 0.5 としている。この  $F$  を最小化する回路定数  $R_0(v_j)$ 、 $L_0(v_j)$ 、 $R_2(v_j)$ 、 $L_2(v_j)$  を求めることになる（図 3）。

上記の方法により、LIM の最低速度を  $v_1$ 、最高速度を  $v_n$  としてその範囲内におけるいくつかの速度において回路定

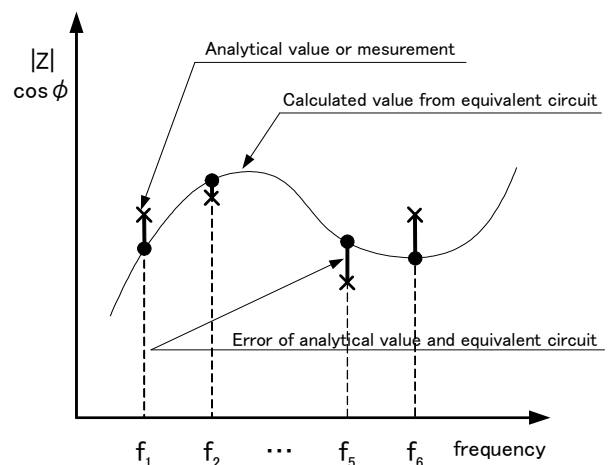


図 3 解析値と等価回路による計算値の誤差  
Fig. 3. Error of analytical value and equivalent circuit

数を決定する。これにより、速度の関数として等価回路定数を表現することが可能になる。

本研究では HSST-200 型を対象とし、電磁界解析から得られるインピーダンスを用いて等価回路定数を決定した。図 4 に各回路定数の速度特性を示す。なお、電磁界解析を行う際には鉄損を 0 として扱っているため、等価回路においても  $R_0$  は 0 としている。点列は各速度ごとに求めた回路定数、曲線はそれを速度の関数として表現するために与えたもので、ここでは二次関数を用いた。これらの特性について、速度が大きくなった時の  $R_2$  の増加は渦電流による損失の増加、 $L_0$  の減少は二次側に鎖交磁束の減少を表現していると考えられる<sup>(3)</sup>。

また、図 5 は得られた回路定数から計算される推進力と電磁界解析による推進力を比較したものである。電流一定、すべり周波数一定で駆動しているため、回転形誘導モータであればトルクも一定となるが、LIM では端効果により高速になるほど推進力が低下している。電磁界解析と等価回路による差は 10%以内であり、実用領域では等価回路により特性を表現できているといえる。

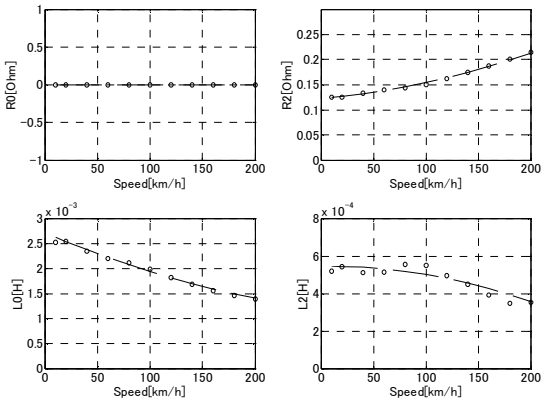


図 4 回路定数の速度特性

Fig. 4. Speed-circuit constant characteristic

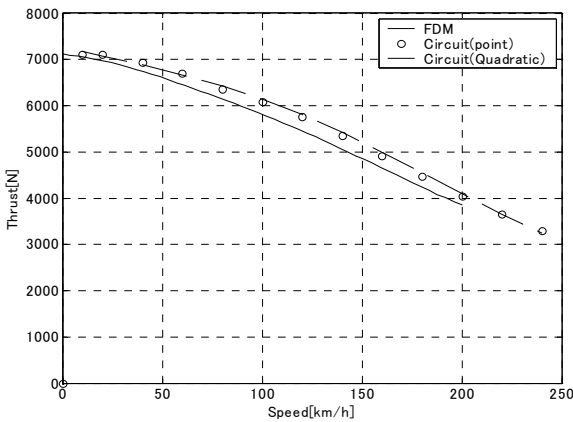


図 5 電流一定・すべり周波数一定における推進力の速度特性

Fig. 5. Speed-thrust characteristic under constant slip frequency and current

### 3. LIM のベクトル制御

前章で用いた等価回路は各回路定数が速度の関数である、ということを除いて回転形誘導モータの等価回路と同一のものであった。従って、モータの定数を用いてトルクや電流の指令値を決定するベクトル制御においても、回転形誘導モータとほぼ同様の方法により LIM の場合も制御可能であると考えられる。以下にその方法を述べる。

回転形誘導モータは三相とも対称であるため、三相二相変換により固定子座標系に変換し、更に dq 変換により回転子座標系で諸量を扱う。ここで LIM の場合は、端を持つという構造により三相に非対称性が現れることになるが、車両駆動用の LIM として考えた場合には、LIM を単体で用いるのではなく、1 インバータに対して複数個を直列に接続するのが一般的であり、その際相順を変化させることで非対称性を軽減させている。そのため、2 章の仮定に準拠して三相の非対称性を無視して扱うこととする。

dq 変換後の座標系における磁束を  $\Phi$ 、電流を  $i$ 、また一次側漏れインダクタンスを  $L_1$ 、二次側漏れインダクタンスを  $L_2$ 、相互インダクタンスを  $M$  とすると、

$$\begin{aligned}\Phi_{1d} &= L_1 i_{1d} + M i_{2d} \\ \Phi_{2d} &= M i_{1d} + L_2 i_{2d}\end{aligned}\quad (2)$$

と表すことができる (q 軸についても同様)。ここで、 $L_1, L_2$  はそれぞれ

$$\begin{aligned}L_1 &= l_1 + M \\ L_2 &= l_2 + M\end{aligned}\quad (3)$$

を満たすものである。この時生じる電圧  $V$  は、 $R_1, R_2$  をそれぞれ一次巻線、二次導体の抵抗、また  $\phi$  を回転角度とすると

$$\begin{aligned}V_{1d} &= R_1 i_{1d} + \frac{d\Phi_{1d}}{dt} - \Phi_{1q} \frac{d\phi}{dt} \\ V_{1q} &= R_1 i_{1q} + \frac{d\Phi_{1q}}{dt} - \Phi_{1d} \frac{d\phi}{dt}\end{aligned}\quad (4)$$

と求められる (二次側についても同様)。(2) 式を (3) 式に代入すると、回転形誘導モータの場合は回路定数が常に一定値であるため、

$$V_{1d} = R_1 i_{1d} + L_1 \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_1 L_1 i_{1q} + M \frac{di_{2d}}{dt} - \omega_1 M i_{2q}\quad (5)$$

となる。しかし LIM の場合は各回路定数が速度の関数となっており、速度が時間により変化するため、(5) 式は次のように書き換えられる。

$$V_{1d} = R_1 i_{1d} + \frac{dL_1}{dt} i_{1d} + L_1 \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_1 L_1 i_{1q} + \frac{dM}{dt} i_{2d} + M \frac{di_{2d}}{dt} - \omega_1 M i_{2q}\quad (6)$$

ここで、回路定数の時間微分項は速度  $v$  を用いて (7) 式のように書き直すことができる。

$$\frac{dL_1}{dt} = \frac{dL_1}{dv} \cdot \frac{dv}{dt}\quad (7)$$

電流の変化は応答が非常に速い一方、図 2 で示した回路定数の速度特性から、回路定数は速度が変化しても大きく変

化してはいないことが分かる。すなわち、(7)式から回路定数の時間微分項は電流の時間時間微分項と比較すると相対的に小さいと考えることができるので、(6)式の回路定数の時間微分項は無視することができる。q軸及び二次側についても同様に扱うと、dq軸上の電流・電圧方程式は回転形誘導モータと同様に

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & -\omega L_1 & pM & -\omega M \\ \omega L_1 & R_1 + pL_1 & \omega M & pM \\ pM & -\omega_s M & R_2 + pL_2 & -\omega_s L_2 \\ \omega_s M & pM & \omega_s L_2 & R_2 + pL_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\text{ただし、} p = \frac{d}{dt}$$

と表すことができる。なお、二次側は導体板のため電圧を0としている。また、各回路定数は前章で述べたような速度の関数となっている。

このときの出力  $P_M$ は、二次側の角周波数を  $\omega_{re}$ とすると

$$P_M = \omega_{re} \frac{M}{L_2} (-\Phi_{2q} i_{1d} + \Phi_{2d} i_{1q}) \quad (9)$$

となる。機械的速度  $v_2$ は  $\tau$ を LIMの極ピッチ、 $f_{re}$ を二次側の周波数として

$$v_2 = 2\tau f_{re} = \frac{\tau}{\pi} \omega_{re} \quad (10)$$

と表せるので、推進力  $F$ は

$$F = \frac{P_M}{v_2} = \frac{\pi M}{\tau L_2} (-\Phi_{2q} i_{1d} + \Phi_{2d} i_{1q}) \quad (11)$$

と求められる。ここで、d軸を二次磁束の方向にとると

$$\Phi_{2d} = 0 \quad (12)$$

となるので、

$$F = \frac{\pi M}{\tau L_2} \Phi_{2d} i_{1q} \quad (13)$$

のように得ることができる。回転形誘導モータでは  $\Phi_{2d}$ を一定に保つように制御することで  $i_{1q}$ に比例したトルクを発生させることができたが、LIMの場合は  $M$ や  $L_2$ が速度の関

数となっているため、 $i_{1q}$ を一定としても推進力は一定とはならず、逆に一定の推進力を得たい場合は回路定数の変化に応じて  $i_{1q}$ を適切に制御する必要がある。そのためには常に LIMの機械的速度を観測し、前章で求めた関数から等価回路定数をリアルタイムで更新し、そのパラメータを用いて電流指令値を計算する必要がある。また、観測した速度から角周波数を求めて座標変換を行うようにする。以上のことをふまえると、LIMのベクトル制御のブロック図は図6のように書くことができる<sup>(4)(5)</sup>。

#### 4. おわりに

本稿では回路定数を速度の関数とすることで端効果を表現した等価回路に基づいたベクトル制御の考え方を示した。今後は提案した手法により統一的な設計基準に基づき制御器設計を行い、等価回路定数がフィードバックゲインに与える影響を定量的に解析する。そしてシミュレーションを行い、一定の速度で設定した固定フィードバックゲインを用いた制御と、ここで提案した速度の関数としてゲインを変化させる制御の性能の違いを評価したい。

#### 文 献

- (1) 正田英介・藤江恂治・加藤純郎・水間 毅：「磁気浮上鉄道の技術」、オーム社 (1992)
- (2) 山口瑛史・野崎雄一郎・古関隆章：「速度依存性を考慮した車両用リニア誘導モータの等価回路モデル同定法」、電気学会システム・制御研究会, SC-06-01, pp.1-6 (2006)
- (3) J. H. Sung and K. Nam: "A New Approach to Vector Control for a Linear Induction Motor Considering End Effects", IEEE IAS annual meeting, pp.2284-2289 (1999)
- (4) 引原隆士・木村紀之・千葉 明・大橋俊介：「パワーエレクトロニクス」、朝倉書店 (2000)
- (5) 古関隆章・中島達人・正田英介：「リニア誘導モータ駆動システムの瞬時値制御」、電気学会リニアドライブ研究会, LD-88-27, pp.79-88 (1988)

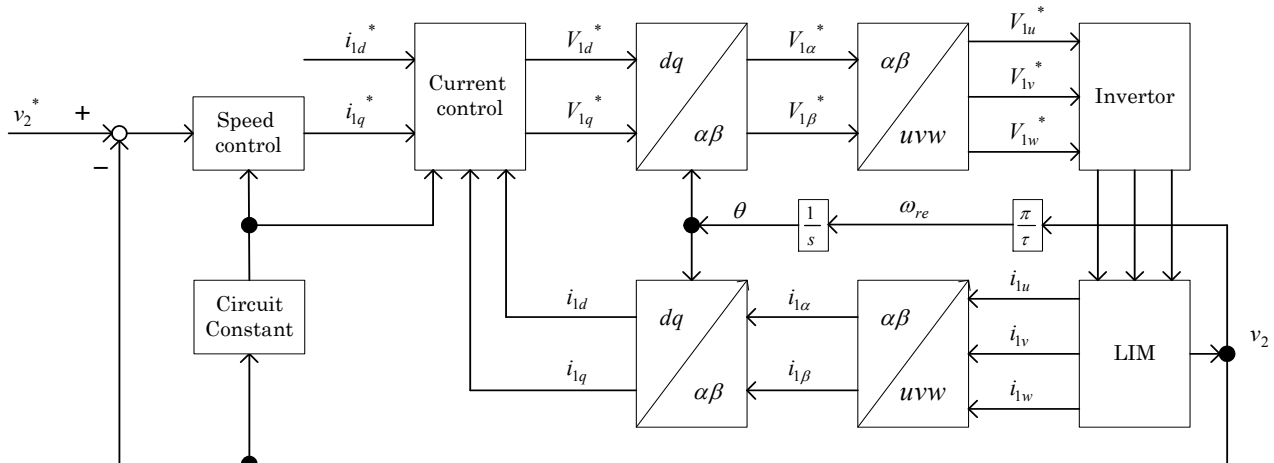


図6 LIMのベクトル制御のブロック図

Fig. 6. Block diagram of vector control of LIM