

誘導リニアモータとベクトル制御駆動回路の試作

| | |
|-----------------------|---|
| 著者 | 熊谷 正朗 |
| 会議概要（会議名，開催地，会期，主催者等） | 計測自動制御学会東北支部 第262回研究集会 |
| URL | http://id.nii.ac.jp/1204/00000380/ |

誘導リニアモータとベクトル制御駆動回路の試作

Development of a Linear Induction Motor and a Vector Control Driver

熊谷正朗*

Masaaki KUMAGAI*

*東北学院大学工学部

*Tohoku Gakuin Univ.

キーワード： 誘導モータ (Induction motor), リニアモータ (Linear motor),
ベクトル制御 (Vector control), dsPIC マイコン (dsPIC micro-controller)

連絡先： 〒 985-8537 多賀城市中央 1 - 1 3 - 1 東北学院大学工学部 機械知能工学科
熊谷正朗, Tel.: 022-368-7358, Fax.: 022-368-7070, E-mail: kumagai@tjcc.tohoku-gakuin.ac.jp

1. はじめに

ロボットを動かすための電動アクチュエータは多種多様である。主に用いられるのは回転型のモータであり、電流の制御のみでトルク操作が可能である直流サーボモータが従来は広く用いられていた。近年ではマイコン制御技術の発達とともにモータ制御装置の高性能化が進み、交流サーボモータにベクトル制御を適用して細かな操作を可能としたものが主流となってきた。制御の面では、交流サーボモータは直流サーボモータに比較して極めて複雑であるが、構造の面では、ブラシがないなど単純であり体積や質量あたりの出力に優れる。

一方で、従来の回転型ではないモータの研究開発も進んでいる。リニアモータは、直線的に動くモータの総称であるが、すでに様々な実用例がある。産業分野で例示すれば、従来は回転型のモータとボールネジを併用して実現した直動機構を、リニアモータで直接駆動するユニッ

トが市販されている。移動部の慣性(慣性モーメント)を低減できることでの高機動化や、部品点数の削減などの効果がある。また、並進運動の精密な測定は必要であるが、直接的に位置決めを行うために機構のバックラッシュなどの影響もない。難点として、多くの製品が大型であること、それに伴って重量も大きいこと、コストが高いことが挙げられる(ただし直動運動の保持部の占有率も高く、全体ではボールネジ併用型と極端な差は無い)。

特殊なモータとしては、2次元の平面モータを高精度に実現した例¹⁾や、球面のモータに関する研究^{2, 3)}もあるが、特に球面では実用的な動力出力や精度などを得るには至らない場合も多い。しかし、ロボット等の多自由度関節を構成したり、移動体を実装する上では、従来の回転式を複数組み合わせたものとは異なる、必要な自由度を単体で有するアクチュエータを実現できれば、設計の幅が広がる。そこで、ロボッ

ト用のアクチュエータ開発を行うための、基礎技術の取得・検証を行うことにした。

アクチュエータの駆動原理には誘導式を採用した。誘導式の利点は、磁氣的相互作用をする対の一方が電磁石群、もう一方が銅と鉄の単純な複合体である、という構造の簡潔さにある。地下鉄等に採用されている誘導リニアモータのように、最も単純には鉄（鋼）板と銅板を貼り合わせたもの（リアクションプレート）でもよい。永久磁石を用いないため、磁石の形状的・性能的制約、固定・配置方法の検討が必要ない。また、ステッピングモータのような角度による大きなトルク・推力の変動や脱調の恐れもない。加えて、2自由度以上のアクチュエータを構成したい場合に、磁石の配置や歯の設計を考慮する必要がなく、電磁石の配置だけの問題となる。ただし、銅部に生じる誘導電流で磁氣的相互作用を起こす必要があり、永久磁石を用いるモータに比較すると効率が低いことが欠点である。

以下では、誘導リニアモータとそのベクトル制御回路の開発について述べる。技術としてはすべて既知の分野であるが、アクチュエータ開発の非専門家でも実用的な性能が得られたことを報告する。

2. 誘導リニアモータ

2.1 リニアモータの構造

誘導モータは、電源周波数に応じて進行する磁界（回転式モータの場合は回転磁界）を生成する電磁石群と、誘導電流が生じて進行する磁界と磁氣的相互作用を起こす部分とで、構成される。モータでは回転する側を回転子（ロータ）、運動しない側を固定子（ステータ）と呼び、一般的な回転式の誘導モータでは電磁石が固定子、誘導電流が生じる側が回転子である。しかしリニアモータの場合には、電磁石が固定される場合も移動する場合もある。そこで、以下では電磁石側（一次側）、導体板側（リアクションプレ

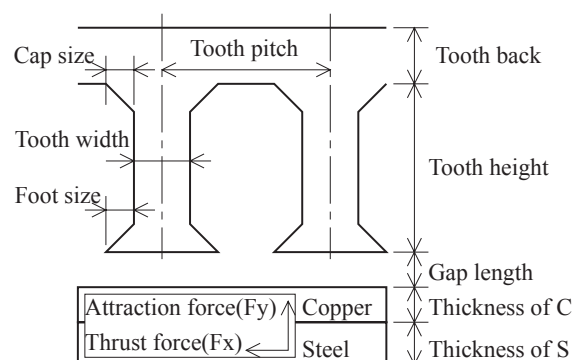


Fig. 1 シミュレーションにおけるコアの形状パラメータ。

ト、二次側)と呼ぶ。実際に試作し、報告する事例では、導体板が移動する。

Fig. 10, Fig. 11, Fig. 12 に検討に使用したシミュレーションモデル（断面）と実際に開発したリニアモータ（写真および巻き線モデル）を示す。櫛状の部材が一次側のコア（積層電磁鋼板）であり、モデルでは15個、実物では12個の溝がある。溝には重ねながら3系統のコイルが巻いてあり、結線にして、三相交流電流を流す。一次側と対向する板は、近い方から銅板と鉄板（鋼板）（併せてリアクションプレート）である。一次側に三相交流電流を流すと、その位相差により進行する磁界が発生する。これと銅板上に生じた渦電流の相互作用により、銅板に推力が生じる（反作用が電磁石にも生じる）。また、鉄板との間には主に引力が生じる。なお、リニアモータとしては推力が期待すべき出力であり、引力は望まない副作用で、引力が強いと全体の剛性を高める必要が生じる。推力は銅板のみがあれば生じるが、全体の磁気回路を閉じ、磁界を強くするためには鉄板も必須である。

2.2 設計のためのシミュレーション

まず、一次側のコアとコイルの設計をするために、形状パラメータを変えての磁場シミュレーションを行った。これには、Ansoft社のMaxwell 2D SV（無償版、現在は公開終了）を用い、渦電流計算モードを使用した。Fig. 1にパラメータ

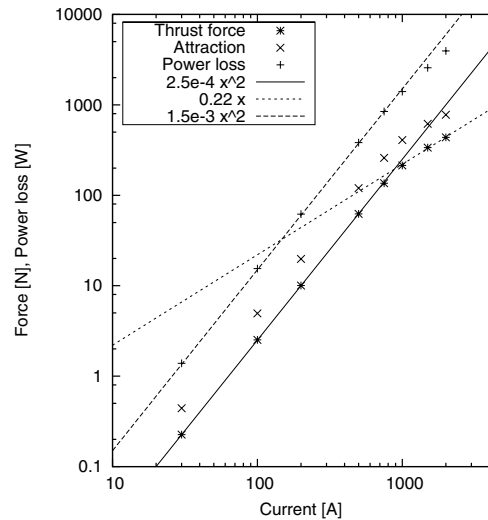
Table 1 シミュレーション用パラメータ.

| | |
|---------------------|-----------------------|
| Tooth pitch | 10 [mm] |
| Tooth width | 5 [mm] |
| Tooth height | 10 [mm] |
| Tooth back | 10 [mm] |
| Cap size | 1.5 [mm] |
| Foot size | 1.0 [mm] |
| Gap length | 1.0 [mm] |
| Thickness of copper | 1.0 [mm] |
| Thickness of steel | 3.0 [mm] |
| Core material | Silicon steel |
| Reaction plate | Copper and 1008 steel |
| Total current | 500 [A turn]/coil |
| Frequency | 60 [Hz] |

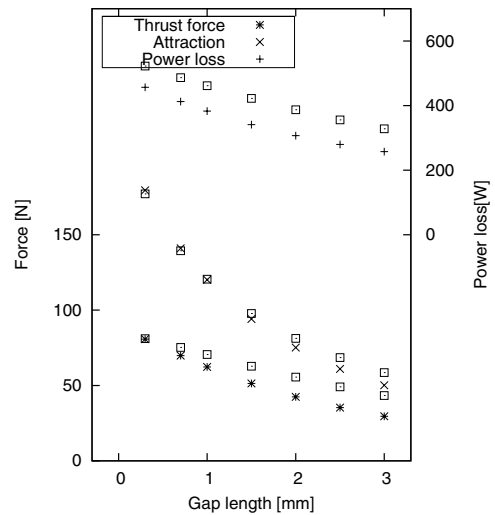
の定義を示す．一次側では，歯（コイルを巻くコア）の長さ，歯を連結する部分の背部の高さ，歯のピッチ，歯の幅が主要素である．歯先の形状と溝奥の形状も変化させたが大きな違いは見られなかった．二次側では，銅板と鉄板の厚さ，一次と二次のギャップをパラメータとした．パラメータの標準値を Table. 1 に示す．

誌面の関係で結果は一部のみを掲載するが，シミュレーションからは以下が確認できた．

- 形状，電流振幅を一定とし，周波数のみ変化させた場合，推力にはある周波数でピークがある．また二次側に生じる推力/引力の比は周波数に比例する．
- 形状，周波数を一定とし，電流のみを変化させた場合は，推力は電流の2乗に比例して増加するが，ある電流以上は電流に比例となる（磁界分布を確認するとコアが飽和していた）：Fig. 2(a)．
- 歯幅のみ増加させると，推力は緩く増加するが電力消費はそれ以上に増加する．歯幅を広くすることでコイルを巻く空間が狭くなり，電流密度が高くなる影響と考えられる．
- 歯高のみ増加させると，推力は変わらず



(a) コイル電流 [A turn] を変化させた場合．



(b) ギャップを変化させた場合．

各相 4 コイル (狭ピッチ) の場合を凡例の記号で，3 コイル (広ピッチ) の場合を で表記．

Fig. 2 シミュレーション結果の一部（一次二次間の推力と引力，全体の損失）．

消費電力が下がる．電流密度が低下する影響と考えられる．

- 歯の背の高さを変化させても推力に影響は無いが，歯幅よりも狭くなると低下した．背部で飽和が起きたと考えられる．
- ギャップは狭いほど推力が高くなる：Fig. 2(b)．
- 銅板は薄いほど推力が高くなった．しかし，推力と引力が等しくなる周波数を基準として評価したところ，銅板が薄いほど周波数

は高くなる一方で、この周波数における推力は大きく変わらなかった。銅板は磁気回路的にはギャップであり、薄い方が磁界は強くなる。その一方で薄いほど渦電流に対する抵抗値が大きくなり、推力が低下したと考えられる。

- 鉄板の厚さは飽和しない程度には必要であるがそれ以上は推力に影響しない。
- 同じ全長のコアで、溝を 15 本 (各相コイル 4 本、ピッチ 10 [mm]、相電流 500 [A turn]) と 12 本 (3 本、12.5 [mm]、700 [A turn]) で比較したところ、全体的な傾向は変わらない。ただし、ギャップの開きによる推力低下の影響が少なかった：Fig. 2(b)。
- コアおよび二次側鉄材の材質を変更したところ、コアを単なる鋼材にすると推力が大きく落ちたが、二次側の影響は軽微であった。

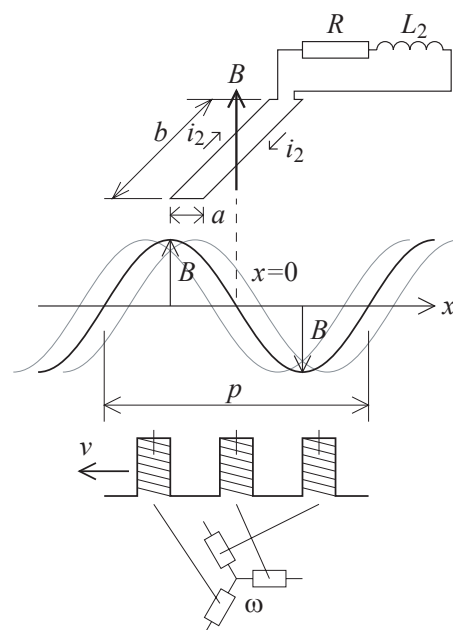
2.3 リニアモータの実装

以上から、溝 12 本、ピッチ 12.5[mm]、歯幅 6[mm] のコアを設計し、電磁鋼板を積層し、厚さ 44mm のコアを製造した (専門業者委託)。これに、AWG18 (線径 1[mm]) のホルマル線を 1 コイルあたり 25 回巻いたコイルを 9 本取り付けて Fig. 11 に示すような一次側を製作した。コイルの立体的配置を Fig. 12 に示す。三相のコイルが重なるため、予め 3 次元 CAD で配置を設計し、コイルを成型した上で取り付けた。

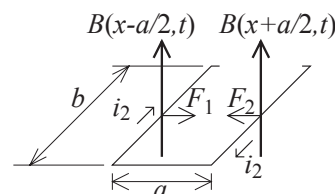
3. ベクトル制御回路

3.1 誘導モータの解析とベクトル制御

まず、ベクトル制御を実装するために解析を行った。誘導モータは技術として古く、ベクトル制御も様々な研究・実装がある。しかし、入手できた資料 (文献^{4, 5}) ほか) では「モータとし



(a) 移動する磁界と仮定する局所コイル



(b) コイルに作用する力

Fig. 3 誘導モータの解析のための局所コイルモデル。

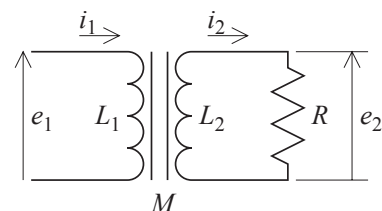


Fig. 4 トランスのモデル。

での性質」(すべりと電氣的モデルなど) や「ベクトル制御の基本式」しか得られなかった。極めて詳細な解析をした文献もあったが、逆に単に実装するには複雑すぎた。そこで簡易的なモデルに基づいて独自に導出を試みた。以下にその導出を示す。

3.1.1 局所コイルモデル

まず、Fig. 3(a) に示すように、三相の電磁石によって生成された進行する磁界 $B(x, t)$ 中に、横 (磁界進行方向) 幅 a 、奥行き (同直交方向) b の

二次側コイルを仮定する．かご形誘導モータではかごの一部にあたり，単純な銅鉄積層板の場合は渦電流が生じる仮想的な微小領域を想定する．磁界は，三角関数で表せると簡略化し，振幅を B_0 とする．

$$\begin{aligned} B(x,t) &= B_0 \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi v}{p} t - \frac{2\pi}{p} x\right) \\ &= B_0 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{p} x\right) \end{aligned} \quad (1)$$

ここで， x, v は一次と二次の相対位置と相対速度， p は三相コイルの1セットのピッチ（回転の場合は周上の長さ）， t は時刻である． ω_s は三相コイルの励磁角周波数であるが，相対速度も含めて ω （すべり角周波数）にまとめて以下では論じる．この B は x 方向に分布を持つとともに， t に従って移動する．二次側のインダクタンスを L_2 ，抵抗を R とし，誘導電流 i_2 が流れているとする．

このコイルの左右の巻き線には各々，Fig. 3(b) に示すように B と i_2 の作用による力 F_1, F_2 が生じ，

$$\begin{aligned} F = F_1 - F_2 &= i_2 b B\left(x - \frac{a}{2}, t\right) \\ &\quad - i_2 b B\left(x + \frac{a}{2}, t\right) \\ &\simeq -ab i_2 \frac{\partial B}{\partial x}(x, t) \end{aligned} \quad (2)$$

がこの局所コイルに生じる推力となる．これを全体にわたって積分すれば，一次二次間に作用する力となるため，以下では電流 i_2 を求める．

3.1.2 トランスモデル

二次電流 i_2 は，結合している仮想的な一次側からもたらされると考えられる．Fig. 4 に示すように，自己インダクタンス L_1, L_2 ，相互インダクタンス M ，巻数 n_1, n_2 のトランスを仮定する．このとき，共通の磁束を Φ とすると

$$e_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} = n_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} e_2 &= M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} = n_2 \frac{d\Phi}{dt} \\ &= R i_2 \end{aligned} \quad (4)$$

となる⁶⁾．ここで仮想的な電流 $i_0 = \Phi/M$ を導入し， $n_2 = 1$ とすると，以下の式展開ができる．

$$n_2 \Phi = M i_0 = M i_1 - L_2 i_2 \quad (5)$$

$$i_2 = \frac{M}{L_2} (i_1 - i_0) \quad (6)$$

$$L_0 \frac{di_0}{dt} = R i_2 = \frac{MR}{L_2} (i_1 - i_0) \quad (7)$$

$$i_1 = i_0 + \frac{L_2}{R} \frac{d}{dt} i_0 \quad (8)$$

3.1.3 回転座標系モデル

Fig. 9(a) は2対の三相コイルによる回転する物理量（電圧，電流，磁界など）を図示したものである．リニアモータの場合はこれを(c)のように切り開いた系となる（ただし端部の影響を本来は無視できない）．これを等価な直交モデルに変換する．現実には各種歪みが生じるが，単純な正弦波で表せると簡略化して，物理量 X を三相 (RST) で

$$\begin{aligned} X_R &= X \cos(\theta(t)) \\ X_S &= X \cos(\theta(t) - (2/3)\pi) \\ X_T &= X \cos(\theta(t) - (4/3)\pi) \\ &= X \cos(\theta(t) + (2/3)\pi) \end{aligned} \quad (9)$$

と表現すると，位置・角度に依存した分布を各々のコイルの位相差で実現し，基準となるコイルの時間変化のみを考慮すればよくなる．同様に，Fig. 9(b) に示すように二相 α, β で表現すると

$$\begin{aligned} X_\alpha &= X \cos(\theta(t)) \\ X_\beta &= X \cos(\theta(t) - (1/2)\pi) \\ &= X \sin(\theta(t)) \end{aligned} \quad (10)$$

となる．これらには以下の関係があり，Clarke変換として知られる．

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_R \\ X_S \\ X_T \end{pmatrix} \quad (11)$$

この $\alpha\beta$ 系での物理量を，以下のようなベクトルにまとめる．

$$\mathbf{X}(t) = \begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X(t) \cos(\theta(t)) \\ X(t) \sin(\theta(t)) \end{pmatrix} \quad (12)$$

ここで $X(t)$ は振幅を， $\theta(t)$ は \mathbf{X} の回転を表し，ともに時間関数とする．この $\mathbf{X}(t)$ を時間で微分すると，次式を得る．

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{X}(t) &= \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} X_\alpha(t) \\ \frac{d}{dt} X_\beta(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \dot{X} \cos \theta - X \dot{\theta} \sin \theta \\ \dot{X} \sin \theta + X \dot{\theta} \cos \theta \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

ここで，回転行列 ${}^{dq}\mathbf{R}_{\alpha\beta}$ を導入する．

$$\begin{aligned} {}^{dq}\mathbf{R}_{\alpha\beta} &= \begin{pmatrix} \cos(\theta(t)) & \sin(\theta(t)) \\ -\sin(\theta(t)) & \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} \quad (14) \\ {}^{dq}\mathbf{X} &= {}^{dq}\mathbf{R}_{\alpha\beta} \alpha\beta \mathbf{X} \\ &= \begin{pmatrix} C & S \\ -S & C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} XC \\ XS \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X \\ 0 \end{pmatrix} \\ \frac{d}{dt} {}^{dq}\mathbf{X} &= \begin{pmatrix} C & S \\ -S & C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{X}C - X\dot{\theta}S \\ \dot{X}S + X\dot{\theta}C \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \dot{X} \\ X\dot{\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} X(t) \\ X \frac{d}{dt} \theta(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

なお， C, S は $\cos \theta, \sin \theta$ である．Park 変換と呼ばれるこの回転変換を行うことで，ともに回転する dq 座標系に変換され，物理量から回転や分布に関する要素が無くなり，解析が容易になる．

式 (8) のトランスモデルの式を，この 2 次元系で表す (トランスごとと回転すると考える) ．

$$\begin{aligned} \alpha\beta \mathbf{I}_1 &= \alpha\beta \mathbf{I}_0 + \frac{L_2}{R} \frac{d}{dt} \alpha\beta \mathbf{I}_0 \quad (16) \\ {}^{dq}\mathbf{I}_1 &= \begin{pmatrix} I_0(t) \\ 0 \end{pmatrix} + \frac{L_2}{R} \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} I_0(t) \\ I_0(t) \frac{d}{dt} \theta(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} i_{1d}(t) \\ i_{1q}(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

ここで回転の基準は電流 I_0 であり，その角度は後述のように特定されているとする．

一次電流 \mathbf{I}_1 の d 成分は，

$$i_{1d} = I_0(t) + \frac{L_2}{R} \frac{d}{dt} I_0(t) \quad (18)$$

であり，ラプラス変換して $I_0(s)$ について解くと

$$I_0(s) = \frac{1}{1 + (L_2/R)s} I_{1d}(s) \quad (19)$$

を得る．これは一次電流の d 軸成分 i_{1d} で I_0 を操作できることを意味し， i_{1d} を一定に保つよう制御すれば一定値に収束する．また，トランスモデルにおける磁束 Φ も回転するが， $M I_0$ であるため，一定となる．

一方， q 軸成分 i_{1q} については，

$$i_{1q} = \frac{L_2}{R} I_0 \frac{d}{dt} \theta(t) \quad (20)$$

であり，回転系の角速度 $\dot{\theta}(t)$ を含む式となる．

式 (19) と (20) はともにベクトル制御に関する文献に頻繁に登場する式であり，導出結果は符合する (もともと，これらの式の根拠を示す文献を見つけられなかったため，上記のように導出を試みた) ．

3.1.4 二次電流と発生推力

式 (7) を変形し， dq 系で表す．

$$i_2 = \frac{M}{R} \frac{d}{dt} i_0, \quad {}^{dq}\mathbf{I}_2 = \frac{M}{R} \begin{pmatrix} \dot{I}_0 \\ I_0 \dot{\theta} \end{pmatrix} \quad (21)$$

制御によって I_0 を一定に保っていたとすると，

$${}^{dq}\mathbf{I}_2 = \frac{M}{R} \begin{pmatrix} 0 \\ I_0 \dot{\theta} \end{pmatrix} = \frac{M}{L_2} \begin{pmatrix} 0 \\ i_{1q} \end{pmatrix} \quad (22)$$

であり，二次電流は q 軸の位相を持ち， i_{1q} に比例することが分かる．

前述の局所コイルモデルにもどると，局所的なコイルに作用する力は

$$F \simeq -ab i_2 \frac{\partial B}{\partial x}(x, t) \quad (23)$$

であった．磁束密度 B はトランスモデルにおける Φ と比例関係にあると考えられ，その位相は回転系の d 軸方向で，大きさは I_0 に比例し， i_{1d} で制御できる．そのため， $\partial B / \partial x$ の位相は d 軸と 90 度異なる．一方，二次電流は q 軸の位相 (すなわち d 軸と 90 度異なる位相) を持ち， i_{1q}

と比例する．この局所に作用する力を， x 全体にわたって積分すると，同位相の三角関数の積の積分となるため，

$$F_{total} = K_1 I_0 i_{q1} = K_2 I_0 I_0 \dot{\theta} \quad (24)$$

となる (K_1, K_2 は定数) ．

この式は，(a) $I_0(i_{1d})$ を一定に保つと推力は i_{q1} に比例して操作できる (b) 角速度 (角周波数) $\dot{\theta}$ が一定であれば，推力は電流の 2 乗に比例する (角周波数一定であれば， $I_0, i_{1d}, i_{iq}, I_1 = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}$ の互いの比率は一定) であること (シミュレーション結果と符合) を意味する．ベクトル制御の目的は一般的に， $I_0(i_{1d})$ の一定値への制御と， i_{1q} のリアルタイムな調整による推力・トルク操作であるが，その背景はこの式にあるといえる．ただし，一次側の不均一 (コアには離散的にコイルが巻かれている) と，リニアモータの場合は端部があることで，積分して定数となる成分以外に位置・角度依存の項が残り，これが推力・トルクリップルの要因といえる．

3.1.5 ベクトル制御

誘導モータのベクトル制御の目的は，モータの推力・トルクを直接的に操作するために，上述の通り， I_0 と i_{1q} を制御することである．ただし， I_0 は i_{1d} に対する一次遅れであって直接操作できない．そのため i_{1d} を一定に保つことで I_0 を収束させ，出力の操作には i_{1q} を使用することが一般である．

ベクトル制御のブロック図を Fig. 5 に示す．まず，電流センサによって三相電流 (i_R, i_S, i_T) を取得し，Clarke 変換，回転変換によって i_{1d}, i_{1q} を得る．これを目標値と比較して PI 制御により， dq 系における電圧 (PWM デューティ比) を操作量として決定する．これを逆変換することで三相の電圧とし，ブリッジドライバでモータのコイルに印可する．

これには θ の推定が不可欠である．(20) 式を

用いると， $\dot{\theta}$ は得られる．

$$\begin{aligned} \frac{L_2}{R} \frac{d}{dt} \theta(t) &= \frac{i_{1q}}{I_0} \sim \frac{i_{1q}}{i_{1d}} \\ \dot{\theta} &\sim \frac{R}{L_2} \frac{i_{1q}}{i_{1d}} \end{aligned} \quad (25)$$

これを数値積分して θ を得る場合は初期値が問題になるが，この推定式の性質上， R/L_2 が正しければ真値に収束することが知られている．問題は R/L_2 の特定である．ベクトル制御の実例ではこれらの値はモータのカタログ値から得られるとされるが，二次側の渦電流に対して仮定している値の比であり，モータを自作する場合は直接の測定が不可能である．そこで，実験的に推定した．

簡易的な数値解析の結果， R/L_2 の誤差は， θ の定常的な推定偏差を生じることが確認できた． θ に誤差があると，一次電流を分離した i_{1d}, i_{1q} に誤差が生じる．一方，一次電流そのものの振幅 $I_1 = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}$ と，モータの推力は直接測定できる．もし，正しく推定されていれば，同じ電流振幅 I_1 に対して， $i_{1d} = i_{1q}$ のときに積 $i_{1d} \times i_{1q}$ が最大となるが， θ の推定に誤差があれば，実際の i_{1d}, i_{1q} は等しくなく，推力も低下する．このことを利用し，後述のベクトル制御回路で R/L_2 の定数を変更しつつ， $i_{1d} = i_{1q} = \text{const}$ の条件で推力が最大となる R/L_2 を探した．これによって R/L_2 を決定できる．

なお，上式で得られる $\dot{\theta}$ は二次側の機械的な速度と一次側の電氣的な速度の差である．そのため，機械的な速度 ($\dot{\theta}_M$) を別途計測し，加える必要がある．

3.2 制御回路の実装

以上の原理を実装したベクトル制御回路を開発した (Fig. 14)．制御回路は主に，(a) 制御マイコン (b) 三相ブリッジ回路 (c) 電流センサ からなり，Fig. 5 の大半はマイコン内のソフトウェアで実装した．制御マイコンには Microchip 社製の dsPIC33FJ64MC202 を用いた．40MIPS

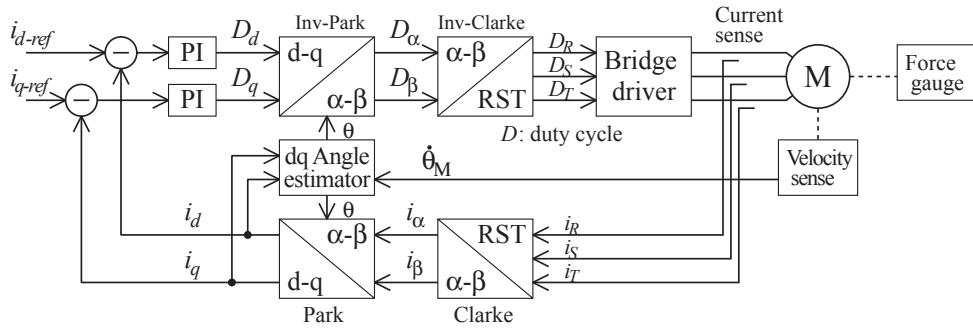


Fig. 5 ベクトル制御の構成ブロック図 .

の16bitCPU コアにメモリ, 三相モータ用の6ch PWM生成回路, 6ch 12bit ADなどを内蔵したモータ制御用マイコンである. マイコンが出力するPWM信号をもとに, IR社ゲートドライバIR2135と同IRFB4115 MOSFETによる三相ブリッジ回路でモータのコイルを駆動する. 各相の電流は Allegro社 ACS714 電流センサで検出する. 回路の仕様は, 電源 50 [V](最大 75 [V]), 最大出力電流 30 [A](振幅, 電流センサの上限)である.

ソフトウェアの実装は Fig. 5 の通りであるが, 演算はすべて整数演算によった. 座標変換には三角関数が必要であるが,

$$1 - \frac{79}{64}x^2 + \frac{16}{64}x^4 - \frac{1}{64}x^6, \quad x = 4\frac{\theta}{2\pi} \quad (26)$$

が ($0 \leq \theta \leq \pi/2$, $0 \leq x \leq 1$) の範囲で $\cos \theta$ を精度良く近似できたため, テーブル参照ではなく, 演算によって求めた. 内部での角度変数は $0 \sim 2\pi$ の定義域を $0 \sim 65536$ の整数に換算しているため, シフト演算と乗算で実装できる. 整数演算で高速化したことにより 10 [kHz] の制御周期を実現した. なお, PWM周波数は 20 [kHz] である. また, 電流指令値やパラメータ, ゲイン等はシリアル通信で外部から指定する.

3.3 性能評価：推力

Fig. 13 に示すように, 垂直に立てた鉄板に平行に, 開発したリニアモータの一次電磁石を固定した. 推力は水平方向に発生する. 鉄板と電磁石の隙間にワイヤで垂直につり下げた銅板

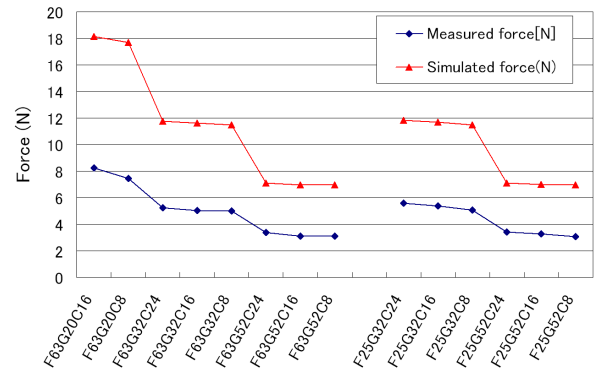


Fig. 6 二次側の諸条件と推力の関係についての実機とシミュレーション結果の比較 .

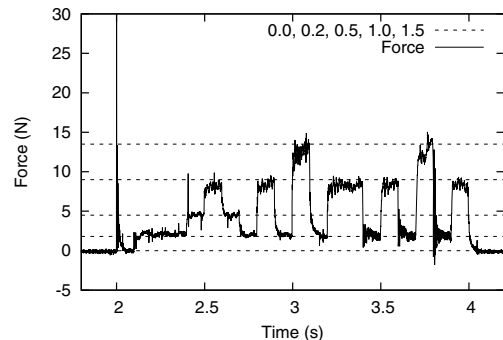


Fig. 7 リニアモータの電流指令に対する推力の動特性 .

を差し込み, 二次側とした. これにより, ほぼ重力や摩擦の影響を受けることなく, フォースゲージによって推力のみを測定できる.

実測値と, 同断面形状・同条件でシミュレートした結果を Fig. 6 に示す. 横軸は実験条件で, $F_{xx}G_{yy}C_{zz}$ の表記において xx は鉄板の厚さ, zz は銅板の厚さである. yy は電磁石と鉄板の間隔であり, $yy-zz$ がギャップに相当する (単位は [mm]). この結果で (実測値/計算値) の比を

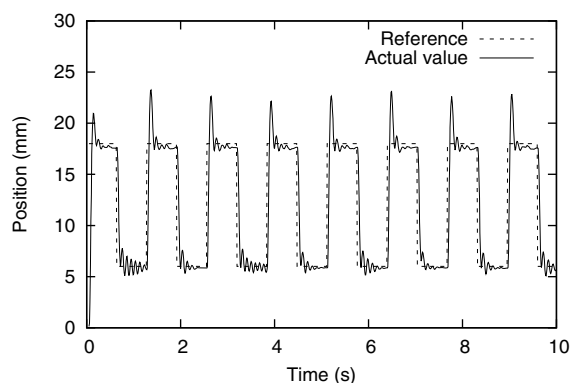


Fig. 8 リニアモータの位置制御時の応答性 .

求めるとほぼ 0.45 で一定となった . Maxwell2D のシミュレーションは断面に垂直方向 (奥行き) は無限長という仮定がある (その結果をコアの奥行きに換算した) が , 実際のコアは有限長であり , その端部の影響が出ていると考えられる . 一方 , 二次側の条件を変えても比率が一定であることから , シミュレーション結果が信頼でき , 実機の推力の見積りが可能であるといえる .

つぎに動的応答の結果を Fig. 7 に示す . 0.1 [s] ごとに i_{1d}, i_{1q} の指令を変更した . 内部単位の基本値に対する比率で , 0.0, 0.2, 0.5, 1.0, 1.5 の 5 段階に , 3.1 [s] までは i_{1q} を変更し , 以降は i_{1d} を変更した . 前述の理論により , 前者は直接的に推力に影響するため一般に指令として変更する値である . このとき , 電流のステップ指令から 5 [ms] 以内にほぼ一定の推力が出ている . 後者は本来一定値に保つが , 比較のために実験したものである . 一次遅れを伴った I_0 が推力に関わるほか , θ の推定にも関わるため , 応答に遅れや若干の発振がみられる .

なお , 短時間の最大出力は約 30 [N] であった .

3.4 性能評価 : 位置制御

Fig. 13 には , レーザーマウス用のセンサ (AVAGO 社 ADNS-6010) が取り付けられており , 分解能約 0.01 [mm] , 計測周期 200 [Hz] で位置が得られる . これを PC で取得し , 銅板の位置制御を試みた . 制御周期は 100 [Hz] とし , PD 制御

を用い , ゲインは実験的に求めた . 位置の指令値を 640 [ms] 周期で矩形に変化させた場合の実験結果を Fig. 8 に示す . オーバershoot と若干の振動が目立つが , 応答は想定よりも良好であった .

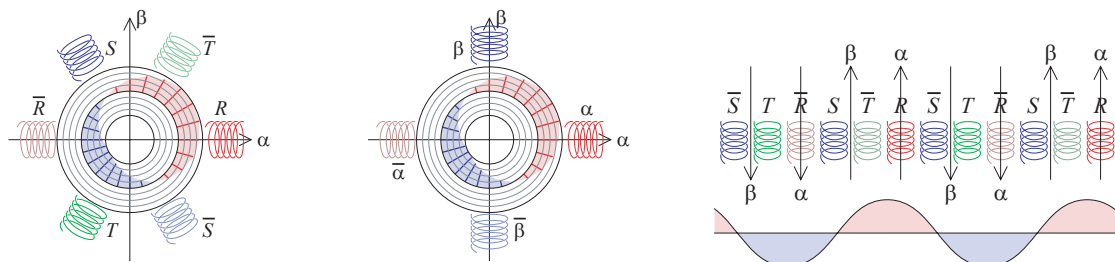
4. おわりに

本文書では , 開発した誘導リニアモータとベクトル制御駆動回路について紹介した . いずれも , 原理的には広く知られているものであり , 新規性はない . しかし , 誘導リニアモータを自作し , そのベクトル制御を独自の実装で実現したことで , ロボットを指向した誘導型アクチュエータの研究室レベルの独自開発の可能性を示した . 今後は本成果を応用した駆動装置の開発を行う予定である .

本開発は , 米カーネギーメロン大学ロボット研究所における在外研究に行ったものであり , 受け入れと支援をして頂いたラルフ ホリス教授に深く感謝の意を表する .

参考文献

- 1) T. B. Lauwers, Z. K. Edmondson, and R. L. Hollis, Free-Roaming Planar Motors: Toward Autonomous Precision Planar Mobile Robots, prof. ICRA'04, 4498/4503 (2004)
- 2) B. Dehez, G. Galary, D/ Grenier, B.Raucent: Development of a Spherical Induction Motor With Two Degrees of Freedom, IEEE trans. Magnetics 42-8 2077/2089 (2006)
- 3) 矢野智昭: 高トルク球面モータの開発 : 第 5 報: 正六面体と正八面体に基づく球面ステッピングモータの設計, 日本機械学会年次大会, 159/160 (2008)
- 4) 数野寛, 清弘智昭: 3 相誘導電動機のマイクロプロセッサによるベクトル制御, 山梨大学工学部研究報告 34, 26/33 (1983)
- 5) MICROCHIP: Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM, Application note AN908B (2007)
- 6) 末武国弘: 基礎電気回路 1 (初版), 249/255, 培風館 (1971)



(a) 三相コイルにより生成 (b) 二相コイルにより生成 (c) 複数のコイルが直線上に並ぶ場合

Fig. 9 コイルに関する回転する物理量の概略図 .

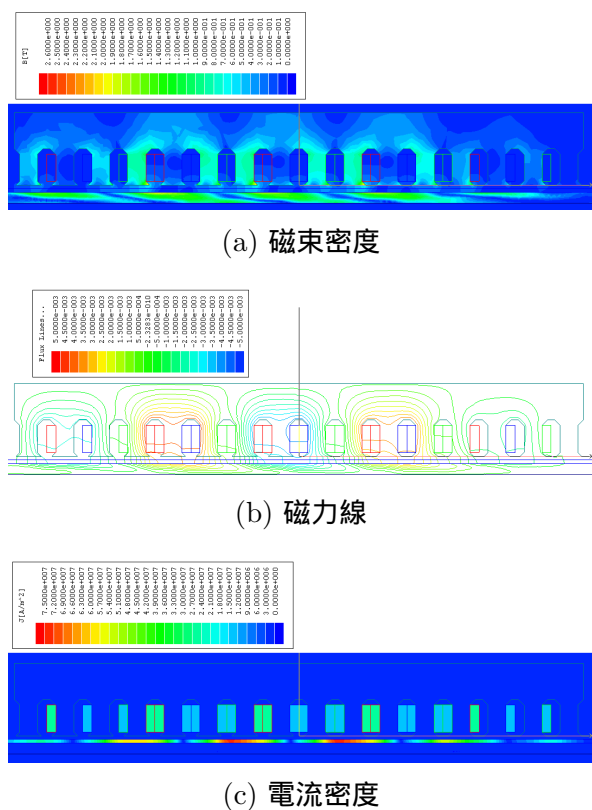


Fig. 10 Maxwell2D SV によるリニアモータのシミュレーション例 .

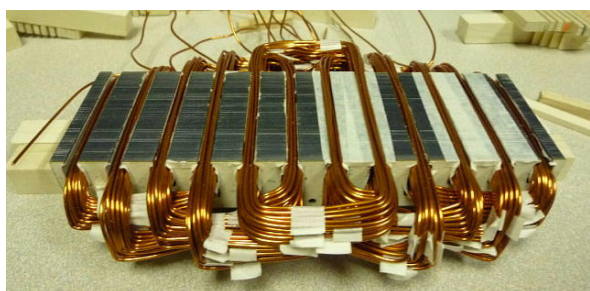


Fig. 11 試作したリニアモータの一次側 .

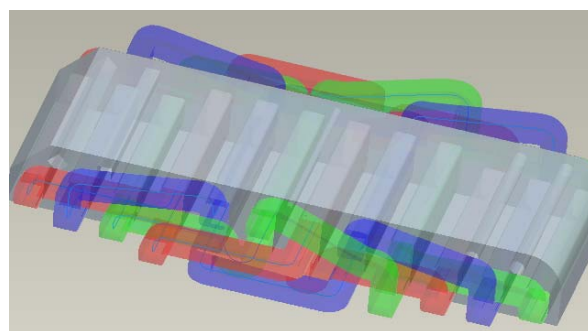


Fig. 12 一次電磁石のコイルの配置図 .

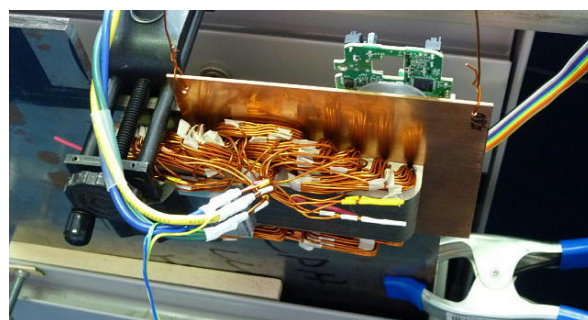


Fig. 13 リニアモータ実験装置 .



Fig. 14 開発した三相モータドライバ . 左がマイコン dsPIC33, 中央部にゲートドライバ, 右が三相ブリッジ . ブリッジの FET 間に見える IC は電流センサ .