計測自動制御学会東北支部 第 262 回研究集会 (2010.12.23) 資料番号 262-9

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1-13-1 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,磁気的相互作用をする 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気的相互作用 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 と磁気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(リアクションプレー



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

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) キャラフを受化させた場合: 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,満を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



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.

ての性質」(すべりと電気的モデルなど)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.

$$B(x,t) = B_0 \sin(\omega_s t - \frac{2\pi v}{p}t - \frac{2\pi}{p}x)$$

= $B_0 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{p}x)$ (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 $B \ge i_2$ の作用による力 F_1, F_2 が 生じ,

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

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 i₂ 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

$$e_{1} = L_{1}\frac{di_{1}}{dt} - M\frac{di_{2}}{dt} = n_{1}\frac{d\Phi}{dt}$$
(3)

$$e_{2} = M\frac{di_{1}}{dt} - L_{2}\frac{di_{2}}{dt} = n_{2}\frac{d\Phi}{dt}$$

$$= Ri_{2}$$
(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.

$$n_2 \Phi = M i_0 = M i_1 - L_2 i_2 \tag{5}$$

$$i_2 = \frac{1}{L_2}(i_1 - i_0)$$
 (6)

$$L_0 \frac{di_0}{dt} = Ri_2 = \frac{MR}{L_2}(i_1 - i_0)$$
(7)

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

$$X_R = X \cos(\theta(t))$$

$$X_S = X \cos(\theta(t) - (2/3)\pi)$$

$$X_T = X \cos(\theta(t) - (4/3)\pi)$$

$$= X \cos(\theta(t) + (2/3)\pi) \quad (9)$$

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

$$X_{\alpha} = X \cos(\theta(t))$$

$$X_{\beta} = X \cos(\theta(t) - (1/2)\pi)$$

$$= X \sin(\theta(t))$$
(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.

$$\begin{pmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_{R} \\ X_{S} \\ X_{T} \end{pmatrix}$$
(11)

この lphaeta 系での物理量を,以下のようなベクト ルにまとめる.

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

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

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{X}(t) = \begin{pmatrix} \frac{d}{dt}X_{\alpha}(t) \\ \frac{d}{dt}X_{\beta}(t) \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} \dot{X}\cos\theta - X\dot{\theta}\sin\theta \\ \dot{X}\sin\theta + X\dot{\theta}\cos\theta \end{pmatrix} \quad (13)$$

ここで,回転行列 $^{dq} R_{lpha eta}$ を導入する.

$${}^{dq}\boldsymbol{R}_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} \cos(\theta(t)) & \sin(\theta(t)) \\ -\sin(\theta(t)) & \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} \quad (14)$$

$${}^{dq}\boldsymbol{X} = {}^{dq}\boldsymbol{R}_{\alpha\beta}{}^{\alpha\beta}\boldsymbol{X}$$

$$= \begin{pmatrix} C & S \\ -S & C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} XC \\ XS \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\frac{d}{dt}{}^{dq}\boldsymbol{X} = \begin{pmatrix} C & S \\ -S & C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{X}C - X\dot{\theta} & S \\ \dot{X}S + X\dot{\theta} & C \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} \dot{X} \\ X\dot{\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{d}{dt}X(t) \\ X\frac{d}{dt}\theta(t) \end{pmatrix} \quad (15)$$

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 (トランスごと回転すると考える).

$${}^{\alpha\beta}\boldsymbol{I}_1 = {}^{\alpha\beta}\boldsymbol{I}_0 + \frac{L_2}{R}\frac{d}{dt}{}^{\alpha\beta}\boldsymbol{I}_0 \qquad (16)$$

ここで回転の基準は電流 I₀ 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 I_1 の d 成分は,

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

であり,ラプラス変換して I0(s) について解くと

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

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, MI_0 であ るため,一定となる.

一方, q 軸成分 i_{1q} については,

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

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わ 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.

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

制御によって I0を一定に保っていたとすると,

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

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

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

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

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, $I_0 \ge i_{1q}$ 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

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

$$\dot{\theta} \sim \frac{R}{L_2}\frac{i_{1q}}{i_{1d}}$$
(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 速度と一次側の電気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 エアで実装した.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.

ソフトウエアの実装は 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,

 $1 - \frac{79}{64}x^2 + \frac{16}{64}x^4 - \frac{1}{64}x^6, \quad x = 4\frac{\theta}{2\pi}$ (26) が $(0 \le \theta \le \pi/2, \quad 0 \le x \le 1)$ 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, FxxGyyCzz 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 準値に対する比率で ,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(AV-AGO社ADNS-6010)が取り付けてあり,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.オーバーシュートと若 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中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

- 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)
- 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, 山梨大學工學 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 コイルに関与する回転する物理量の概略図.



(c) 電流密度

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



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. 11 試作したリニアモータの一次側.



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.