

# 電磁界解析を利用したモータシミュレーション

Motor Simulation Using Electro Magnetic Analysis by FEM

荒川 広志※1 Hiroshi Arakawa  
 久保田寿夫※3 Hisao Kubota  
 河瀬 順洋※4 Yoshihiro Kawase  
 土本 僚一※1 Ryouichi Tsuchimoto  
 松瀬 貢規※3 Kouki Matsuse  
 山口 忠※4 Tadashi Yamaguchi  
 村瀬 正敬※2 Masataka Murase

## 1 はじめに

近年、さまざまな分野で計算機を利用した解析が盛んに実施されている。筆者らも、等価回路から導出した回路方程式によるシミュレーション手法を開発し、モータの瞬時挙動解析に活用している<sup>(1)</sup>。しかしこのシミュレーション手法では、簡易式や試作品の実測値から速度起電力を求め、正弦波に展開してシミュレーションを行っていた。そのため、解析結果の精度に不満が残った。

一方、有限要素法（FEM：Finite Element Method）による電磁界解析は、電気機器設計に対してきわめて解析精度の高い有用なツールとなっている。しかし、現状の計算機速度では、制御系を含んだ動的解析には多くの時間を要し、有効活用には難点がある。

そこで、速度起電力を、簡易式や試作品の実測値でなく、電磁界解析によって抽出し、回路方程式による解析と組み合わせることにより、高精度なシミュレーションが可能な新しい手法を開発した。

本稿では、最初にこのシミュレーション手法の解説を行い、次に新旧シミュレーションの解析結果と、実機試験との比較について報告する。

## 2 シミュレーション対象

### 2.1 対象モータと駆動回路

対象モータは永久磁石回転子で、固定子巻線を集中巻とした3相4極の表面磁石型（Surface Permanent Magnet）同期モータである。供試モータの諸元と外観を図1に、駆動回路とモータの接続を図2に示す。ただし、本稿では、以後理解を容易にするために、2極のモータに置き換えて説明する。

項目	諸元
1脚巻線数	53ターン
慣性モーメント	$14.2 \times 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
界磁極数	4極
定格出力(連続)	62.3 W
定格トルク(連続)	0.216 N·m
定格回転数	2760 $\text{min}^{-1}$



図1 供試モータ諸元および外観

※1 開発・環境事業部 テクニカルセンター ※2 開発企画 G  
 ※3 明治大学 ※4 岐阜大学

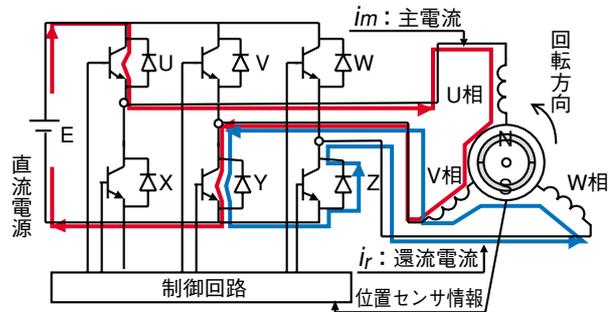


図2 駆動回路とモータの接続

### 2.2 通電モード

モータは電圧インバータで駆動し、駆動方式は3相中の2相に通電する、120度通電方式である。モータを一定方向に安定して回転させるためには、回転子位置に従って、 $\pi/3$ （電気角120度）毎に通電相を切換えていく必要がある。固定子と回転子のそれぞれの基準位置を図3の様に定めた。回転子基準が固定子基準からどれだけ回転したかを、回転子位置（0から $2\pi$ ）として表現し、そのときの通電モードを図4に示す。

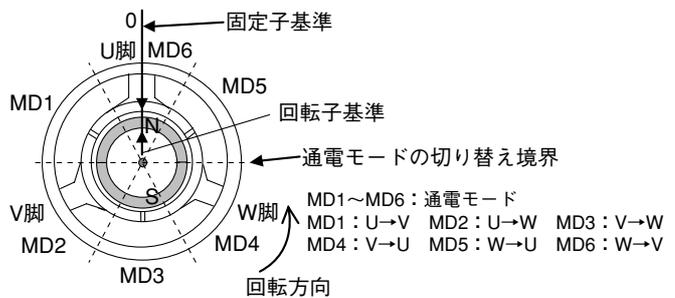


図3 基準位置

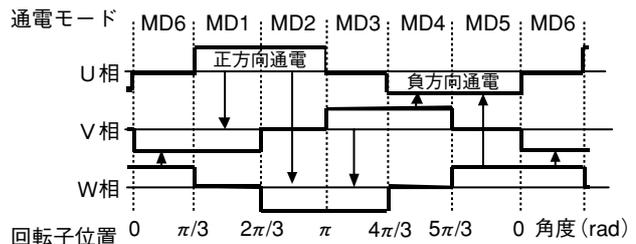


図4 通電タイミング(通電モード)

なお図2では、代表例としてU→V間通電（MD1）の電流経路を示した。

### 3 基本方程式

等価回路から、回路方程式を導き、運動方程式を組み合わせてることによりシミュレーションを行う。

#### 3.1 回路方程式

図2に示す電流経路（通電モードMD1）から回路方程式を導いた。

電源からの駆動電流経路については、

$$E = 2Ri_m + 2L \frac{di_m}{dt} + Ri_r + L \frac{di_r}{dt} + V_u - V_v \quad \dots\dots\dots (1)$$

また、還流電流経路については、

$$0 = Ri_m + L \frac{di_m}{dt} + 2Ri_r + 2L \frac{di_r}{dt} + V_w - V_v \quad \dots\dots\dots (2)$$

$E$ ：直流電源電圧、 $i_m$ ：電源からの駆動電流  
 $i_r$ ：還流電流、 $R$ ：1相あたりの巻線の抵抗値  
 $L$ ：1相あたりの巻線のインダクタンス、 $t$ ：時間  
 $V_u, V_v, V_w$ ：U、V、W各相の速度起電力

となる。

ただし、非通電相との相互インダクタンスは、各相のコイルが集中巻のため、小さく無視可能である。またダイオードの順方向電圧降下も小さいため無視した。

これを微分方程式の形に変形すると、

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{-2(V_u - V_v) + (V_w - V_v) + 2E - 3Ri_m}{3L} \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{(V_u - V_v) - 2(V_w - V_v) - E - 3Ri_r}{3L} \quad \dots\dots\dots (4)$$

となる。

次に相電流  $i_u, i_v, i_w$  と  $i_m, i_r$  の関係を示す。

$$i_u = i_m, i_v = -i_m - i_r, i_w = i_r \quad \dots\dots\dots (5)$$

またU、V、W相の各巻線の速度起電力を次に示す。

$$V_u = N \cdot K_v(\theta) \cdot \omega(t) \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$V_v = N \cdot K_v(\theta - 2\pi/3) \cdot \omega(t) \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$V_w = N \cdot K_v(\theta - 4\pi/3) \cdot \omega(t) \quad \dots\dots\dots (8)$$

$\omega(t)$ ：角速度（時間の関数）  
 $\theta$ ：回転子位置、 $N$ ：1相の巻数  
 $K_v(\theta)$ ：速度起電力係数

これらが、通電モードMD1に関する回路方程式である。同様にMD2～MD6についても回路方程式が立てられる。

#### 3.2 運動方程式

運動方程式<sup>2)</sup>を立てるために、トルク係数を用いて、U、V、W各相の発生トルクを算出する。

$$T_u = N \cdot i_u \cdot K_t(\theta) \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$T_v = N \cdot i_v \cdot K_t(\theta - 2\pi/3) \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$T_w = N \cdot i_w \cdot K_t(\theta - 4\pi/3) \quad \dots\dots\dots (11)$$

$T_u, T_v, T_w$ ：U、V、W各相による発生トルク  
 $i_u, i_v, i_w$ ：U、V、W各相電流  
 $K_t(\theta)$ ：トルク係数

ここで総発生トルク  $T$  は、各相の発生トルクの総和となる。

したがって、

$$T = T_u + T_v + T_w \quad \dots\dots\dots (12)$$

となる。

運動方程式は、

$$T = J \frac{d\omega(t)}{dt} + D\omega(t) + T_0 \quad \dots\dots\dots (13)$$

$T_0$ ：負荷トルク、 $J$ ：慣性能率（慣性モーメント）  
 $D$ ：回転制動係数

となり、微分方程式の形にすると、次になる。

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{T - D\omega(t) - T_0}{J} \quad \dots\dots\dots (14)$$

回転速度を積分することにより、回転子位置  $\theta$  は次式で求められる。

$$\theta = \int_0^t \omega(t) dt + \theta_0 \quad \dots\dots\dots (15)$$

$\theta_0$ ：回転子位置の初期値

#### 3.3 係数の関係

速度起電力係数  $K_v(\theta)$  とトルク係数  $K_t(\theta)$  の関係を検討する。

モータの機械出力（軸出力）に相当する電気入力については、各相毎に、以下の関係式が成立する。

$$V_n \cdot i_n = T_n \cdot \omega(t) \quad \dots\dots\dots (16)$$

$n: u, v, w$

この式の左辺は式(6)(7)(8)に  $i_n$  をかけたもの、右辺は式(9)(10)(11)に  $\omega(t)$  をかけたものになり、両式を比較すると

$$K_v(\theta) = K_t(\theta) \quad \dots\dots\dots (17)$$

が導き出される。以後トルク係数は速度起電力係数と一致するものとして扱う<sup>9)</sup>。

## 4 シミュレーションの手順

### 4.1 手順フロー

回路方程式と運動方程式によりシミュレーションを実行する。その手順フローを図5に示す。式(3)、(4)、(14)を離散式として扱い、電流、回転速度を算出する。

また回転子位置により MD1 ~ MD6 に対応する回路方程式を切り替えて各値を算出する。

精度を上げるため、計算時間ステップは  $RL$  の時定数より充分小さい時間を設定した。

なお結果は時系列数値データとして得られるので、波形を得るために表計算ソフトを用いた。

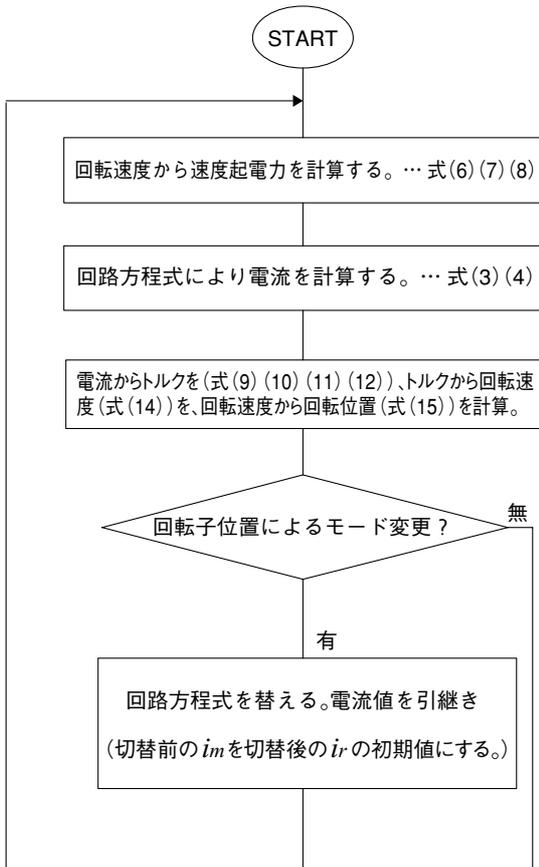


図5 シミュレーション手順フロー

## 4.2 速度起電力係数の算出

### (1) 従来方式

従来のシミュレーションでは、速度起電力は簡易式や試作品の実測値より算出し、正弦波として扱っていたため精度上若干の問題があった。今回はこれを FEM 電磁界解析で精密に求めることにした。

### (2) 電磁界解析による算出

速度起電力係数は、回転子角度の微小変化に対する固定子巻線内の磁束変化量で示され、次式となる。

$$K_v(\theta) = \frac{d\phi}{d\theta} \quad \dots\dots\dots (18)$$

$\phi$  : コイル1相あたりの総磁束  
(本稿では1脚あたりと同じ)

FEM 電磁界解析を用いてモータモデルの回転子を回転させ、固定子コイルに流入する磁束の変化、すなわち速度起電力係数を求めた。求めた速度起電力係数は、シミュレーション時に参照出来るよう、計算数  $n$  個のテーブルデータとした。求めた磁束と速度起電力係数を角度毎にプロットした結果を、図6に示す。なおここでの位置は4極モータの機械角で示してある。

またこの速度起電力係数から算出した、線間の速度起電力を図7に示す。

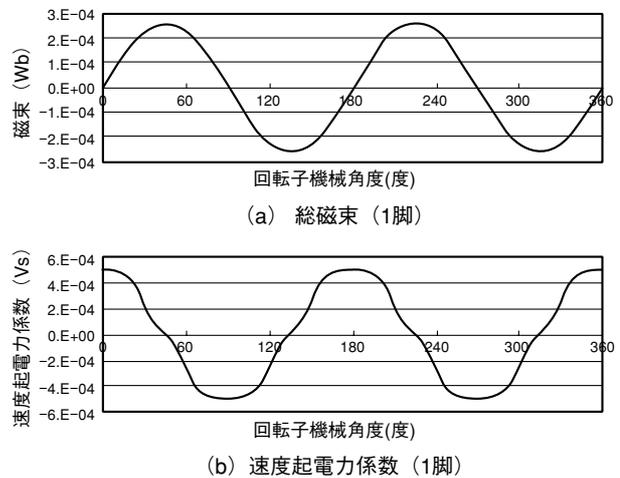


図6 電磁界解析により求めた磁束・速度起電力係数

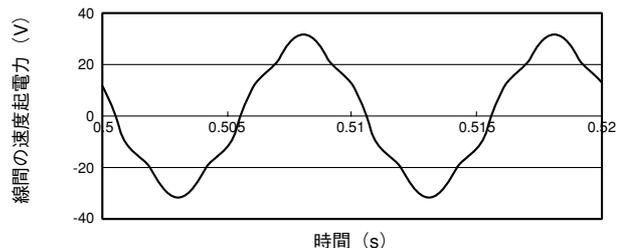


図7 供試モータの線間速度起電力(回転数 3000 min<sup>-1</sup>)

### 4.3 インダクタンスの算出

インダクタンス  $L$  は、巻線電流の微小変化に対するコイルに鎖交する磁束の変化量であり、次式で算出した。

$$L = N \frac{d\phi}{di} \quad \dots\dots\dots (19)$$

FEM 電磁界解析で求めた、U相およびV相脚の電流変化に対する磁束の関係を、図8に示す。

磁束は、電流に対して一定の増加率を示しており磁気飽和傾向は見られない。また、回転子角度を変化させた場合においても、同様の傾向を示した。したがって、インダクタンスは一定として扱った。算出した線間のインダクタンス値は 5.4 mH であった。実測値 5.2 mH と比べて妥当な値が得られた。

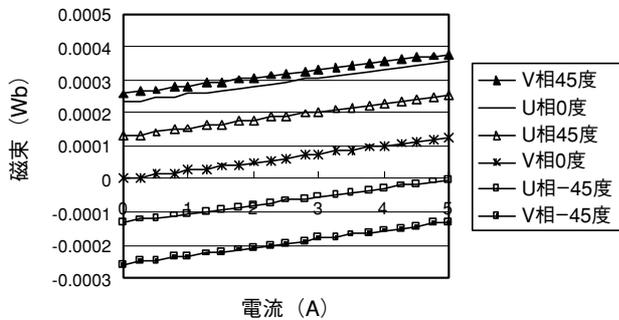


図8 U-V 脚の磁束と電流 (解析結果)

## 5 シミュレーション比較

供試モータを新旧2種類のシミュレーション方式で、無負荷時と定格負荷時の解析した。シミュレーション条件は同じとした。また、実機を同じ条件で駆動して、測定を行い、シミュレーション結果との比較検討も行った。

なお回転制動係数  $D$  については実機測定により求めた。

### 5.1 無負荷時解析

従来方式によるシミュレーション結果を図9に、新方式によるシミュレーション結果を図10に示す。

図中、a部の電流変化は、新方式の方が大きくなった。また、b部の電圧変化は、新方式のほうが直線的ではなくなった。

次に実機の測定波形を図11に示す。

この結果によればシミュレーション比較で差の出た線電流のa部、および線間電圧波形のb部とも新方式の方が、実機波形をよく再現していることがわかる。

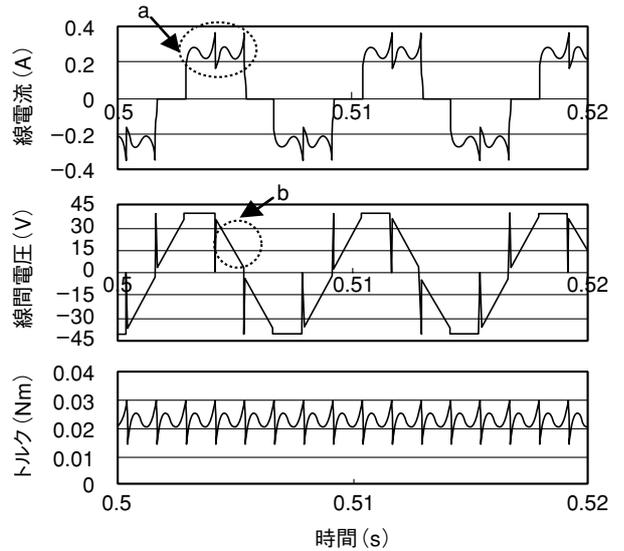


図9 従来方式シミュレーション (無負荷時)

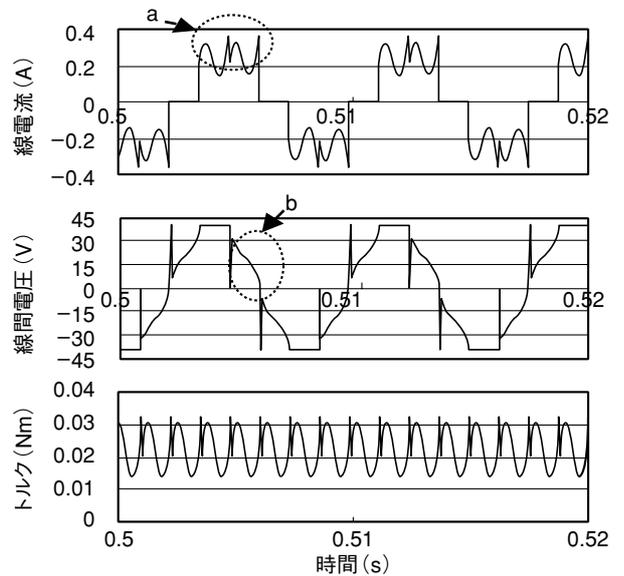


図10 新方式シミュレーション(無負荷時)

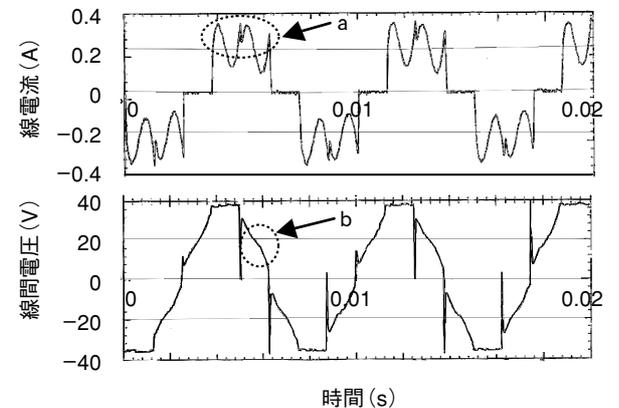


図11 実機による測定波形 (無負荷時)

## 5.2 定格負荷時解析

従来方式によるシミュレーション結果を図12に、新方式によるシミュレーション結果を図13に示す。a部の電流変化は、両者とも、大きな違いは見られなかった。一方、b部の電圧の変化は、無負荷同様に新方式が直線的でなかった。

実機の実測波形（図14）との比較を行った結果、無負荷時と同様に、新方式の方が電流、電圧波形とも実機波形を忠実に再現していることがわかった。

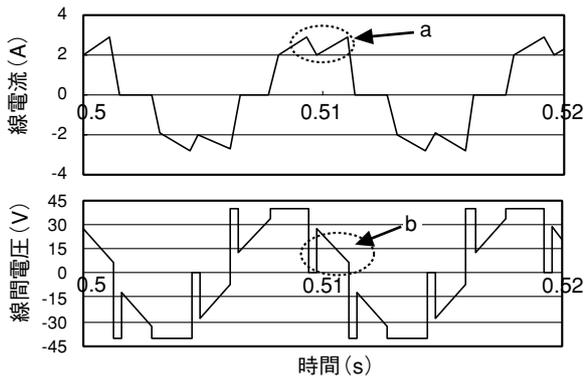


図12 従来方式シミュレーション（定格負荷時）

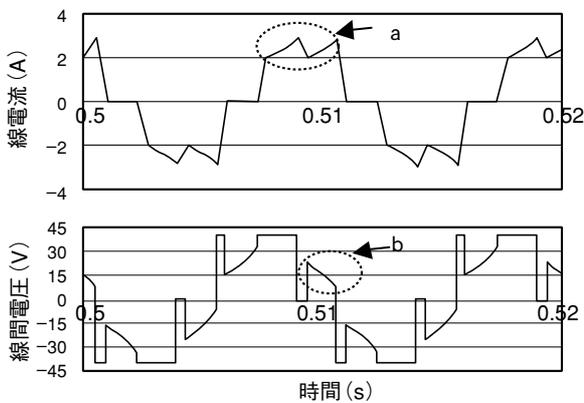


図13 新方式シミュレーション（定格負荷時）

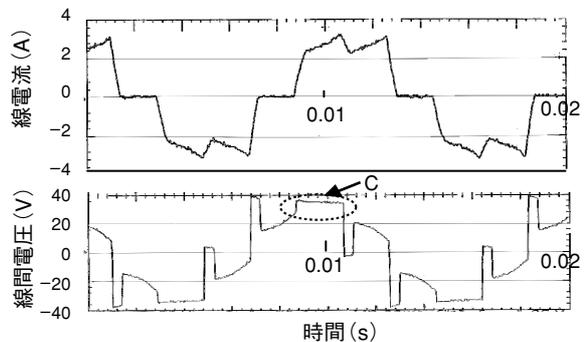


図14 実機による測定波形（定格負荷時）

しかし、線間電圧のピーク電圧がシミュレーションに比べ、実測の方がやや低く、c部で示すように、ピークに若干の傾き傾向が見られた。これは電源の内部インピーダンスや駆動回路の電圧降下によるものと考えられる。

## 6 まとめ

FEM電磁界解析の利用から得られた速度起電力係数とトルク係数を用いたシミュレーションは、供試モータの電流、電圧波形をよく再現し、従来方式と比べより精度の高いシミュレーションができることを示した。

またFEM電磁界解析を応用することでインダクタンス値を算出できることも示した。

今回は2次元の電磁界解析を使用した。供試モータは外径に比して軸長の長いモータであったため、2次元解析から求めた速度起電力係数とトルク係数でも十分な精度が得られた。それに対して軸長の短いモータの場合はコイルエンドの影響が無視できないため、3次元電磁界解析による速度起電力係数を用いたシミュレーションの検討が必要と考える。

さらに相互インダクタンスが無視できない分布巻構造のモータやIPMなどの回転子角度により固定子インダクタンス値が変動するモータに対応させるには、電機子反作用の考慮など回路方程式の検討改良も必要と考える。

また、このシミュレーションでは鉄心の鉄損、巻線の漂遊損、駆動回路の電圧降下などを含んだシミュレーションは行っていない。今後は、モータの効率算出など、更なる高機能化を目指し、改良検討を加え、本手法を発展させたいと考える。

## 参考文献

- (1) 太田、他 : 「センサレスブラシレス DC モータの定常運転時の特性」平成10年電気学会回転機研究会論文集（1998）
- (2) 難波江、他 : 『電気学会大学講座 基礎電気機器学』電気学会（1985）
- (3) 見城 : 『モータのABC』講談社（1989）