高速・高精度演算を可能にするシミュレーションの一手法 — 位置センサレス IPM モータ駆動システムへの適用 —

正 員 數 乗 有 (岡山大学)

正 員 小笠原 悟 司 (岡山大学)

正 員 赤 木 泰 文 (東京工業大学)

A Simulation Method for High-Speed and High-Accuracy Calculation
— Application to a Position-Sensorless IPM Motor Drive System —
Yu Kazunori, Member, Satoshi Ogasawara, Member (Okayama University), and
Hirofumi Akagi, Member (Tokyo Institute of Technology)

This paper deals with a computer simulation method, which can realize high-speed and high-accuracy. The proposed method is characterized by both introducing the so-called discrete-time system with variable-sampling time and treating the digital control system as the discrete-time system with constant-sampling time. The proposed method is applied to a position-sensorless IPM motor drive system, which has been proposed by the authors. Simulated results show that the proposed method achieves more accurate and efficient simulation than conventional methods do.

キーワード：シミュレーション，計算時刻，可変離散時間系，IPM モータ，位置センサレス駆動

1. まえがき

パワーエレクトロニクス機器が広範囲の産業用ならびに家庭用機器に応用されるにつれて，システムの開発，解析，設計，検証におけるシミュレーションの果たす役割が益々重要になっている。しかし，パワーエレクトロニクス機器を含むシステムのシミュレーションを行なう場合，スイッチングに起因する問題点が指摘され，その解決法が研究されている^{(1)~(4)}。

一方，筆者らが先に提案した位置センサレス IPM モータ駆動システム⁽⁵⁾⁽⁶⁾は，IPM モータの突極性に起因する d 軸と q 軸のインダクタンスの差に基づいて回転位置を推定することから，停止時を含む低速時にも安定な位置推定が可能である。また，本推定法は推定用に特別な電圧や電流を重畳する必要がなく，PWM インバータの出力電圧高調波が発生する高調波電流からインダクタンスを演算し位置推定を行なっている。このため，PWM 周期毎の高速位置推定が可能である。

このような位置推定法を適用した位置センサレス IPM モータ駆動システムの動特性をシミュレーションで検討する場合には，位置推定に用いる PWM の高調波電流を高精度で模擬できること，PWM 周期に比べ非常に長い動特性を高速にシミュレーションすることが必要である。一般に，シミュレーションの精度を向上させるためには計算刻み幅を短くする必要があるが，計算刻み幅を短くするほどシミュレーション実行時間は長くなる。このため，上記の要求は相反するもので，同時に満

足することは困難であった。

長時間の動特性を効率よくシミュレーションする方法として、『状態平均化法』⁽⁷⁾が広く用いられている。しかし，この手法においては PWM インバータを連続的な電圧を出力する電圧源として模擬し，スイッチング動作を無視するので，先に提案した位置推定法を用いる駆動システムのシミュレーションには状態平均化法を適用することはできない。また，SPICE などの回路シミュレータで採用されている可変刻み幅自動調整機能は，スイッチングなどの急峻な変化がある期間では計算刻み幅を短く，変化が穏やかな期間では長く，自動的に刻み幅が調整され精度と効率の両方を向上させる工夫がなされている。しかし，刻み幅が長くなっている時にスイッチングが発生する場合には，非線形の収束エラーのために計算が中断する場合もある。

本論文では，PWM インバータの出力高調波を高精度で模擬でき，しかもシミュレーションに要する演算が短時間に行なえるシミュレーションの一手法を提案する。このシミュレーション手法は，DSP などのデジタル制御器で制御される電圧形 PWM インバータを可変離散時間系としてモデリングする点に特長がある。これによりインバータのスイッチング時刻とシミュレーションの計算時刻を完全に一致させることが可能となり，電圧電流誤差のない高精度シミュレーションを実現できる。また，計算刻み幅を短く設定する必要がなく，長時間のシミュレーションを高速に実行することもできる。提案

表1 システム定数

Table 1. System parameters.

モータ定格容量	3.7 kW
極数	6
定格電圧	200 V
定格電流	14.2 A
定格回転数	1150 rpm
d 軸インダクタンス L_d	8.5 mH
q 軸インダクタンス L_q	12.1 mH
電機子抵抗 r	0.50 Ω
変調周期 T	333.3 μ s
直流電圧 E_d	280 V

図1 システム構成

Fig. 1. System configuration.

したシミュレーション手法を適用して、位置センサレス IPM モータ駆動システム⁽⁵⁾⁽⁶⁾の動特性のシミュレーションを行なう。さらに、従来のシミュレーション手法の場合と比較を行ない、提案したシミュレーション手法の妥当性・有用性を確認する。

2. 位置センサレス IPM モータ駆動システム

〈2・1〉 システム構成 図1に位置センサレス IPM モータ駆動システムの構成を、表1にシミュレーションで想定しているシステムのパラメータを示す。推定位置 $\hat{\theta}$ を指令位置 θ^* と比較し、PI 制御を介して q 軸電圧指令 v_q^* を与える位置制御系を構成している。さらに制御性・安定性を改善するために、速度フィードバックと電流フィードバックを行なっている。推定位置 $\hat{\theta}$ は、電機子電流 i_α, i_β を PWM インバータのスイッチング毎にサンプリングして得られる電流変化量 Δi_k から PWM 周期毎に演算し、推定速度 $\hat{\omega}$ は推定位置の時間差分から求める。位置・速度フィードバックならびにすべての電圧電流の座標変換には、位置と速度の推定値を用いる。PWM 制御部では v_α^*, v_β^* から各出力電圧ベクトルの時間比率を演算し、インバータのゲート信号を発生する。このゲート信号により PWM インバータはスイッチングを行なう。

一方、図1の破線で囲んだ部分は、DSP を用いたデジタル制御器で構成されており、PWM 周期毎に制御演算を行なう。

〈2・2〉 突極性に基づく位置推定法の原理⁽⁵⁾⁽⁶⁾ 固定子 ($\alpha\beta$) 座標系からみた IPM モータの電圧電流ベクトル方程式は、次式で表される。

$$v = ri + L \frac{di}{dt} + e_0 \quad (1)$$

ここで、 e_0 は速度起電力ベクトルを表す。電圧形 PWM インバータを用いて IPM モータを駆動する場合には、

図2 電機子電流波形

Fig. 2. Armature current waveform.

インバータの出力電圧ベクトルに高調波成分 $\tilde{v}$ を含むため、高調波成分に対する電圧電流ベクトル方程式は次式で表わされる。

$$\tilde{v} = L \frac{d\tilde{i}}{dt} \quad (2)$$

ここで、インダクタンス行列は

$$L = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix}$$

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \quad L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$$

であり、回転子位置 θ の情報を含んでいる。したがって、電圧電流の高調波成分を抽出すればインダクタンス行列が求められ、回転子位置の推定が可能となる。

図2に、PWM インバータで駆動した IPM モータの電機子電流波形を示す。電圧ベクトル V_k を t_k の期間出力するとき、電機子電流ベクトルは直線的に変化する。期間 t_k の電流ベクトルの変化量 Δi_k は、図2の白丸で示したインバータのスイッチング時刻における電流をサンプリングすることにより検出することができる*。この

*実際のシステムでは、桁落ちを防止する為にサンプル/ホールド回路と差動増幅器を用いてアナログ値で Δi_k を求め、その後に A/D 変換をしている⁽⁶⁾。

Δi_k は、高調波成分と基本波成分の両方を含んでいるので、次式により高調波成分 $\Delta i'_k$ のみを抽出する。

$$\Delta i'_k = \Delta i_k - \frac{t_k}{T} \Delta i \quad \dots\dots\dots (3)$$

一方、電圧ベクトルの高調波成分 V'_k は平均出力電圧ベクトル e とインバータ出力電圧 V_k の差で与えられる。

$$V'_k = V_k - e \quad \dots\dots\dots (4)$$

このようにして得られた電圧電流の高調波成分から、インダクタンス行列を演算し位置推定を行なっている。

〈2・3〉 シミュレーションの目的と所要特性 図1に示したIPMモータの位置センサレス駆動システムは、インバータのデッドタイムや高調波電流の検出分解能などの要因により推定位置に誤差を生じる⁽⁸⁾。これらの誤差が駆動システムに与える影響は、理想スイッチを用いる理想状態のシミュレーションと誤差要因を含む実際に近いシミュレーションの比較により評価することができる。しかし、本論文はこれらの誤差を評価することよりもむしろシミュレーション手法の問題点を明らかにし、それを解決することを目的としている。このため、理想状態のシミュレーションだけを取り扱い、シミュレーション手法による相違点の抽出を試みる。

本システムは、PWMインバータの出力高調波電圧により発生する高調波電流の測定によって位置推定を行なう点に特徴があり、PWM周期毎の高速位置推定が可能である。このため、シミュレーションにおいては、推定に必要なPWMにより発生する高調波電流を正確に模擬できるという特性が必要である。また、システムの安定性や制御性を評価するために、PWM周期に比べ長時間に渡る動特性を短時間にシミュレーションできるという特性も必要である。

従来のシミュレーション手法では、精度を向上するために刻み幅を短くするのが一般的である。しかし、演算時間が大幅に増加するため、上記の2つの特性を同時に満足することは困難であった。以下では、高速・高精度演算を可能にするシミュレーション手法について述べる。

3. シミュレーション手法

〈3・1〉 シミュレーションに伴う問題点⁽¹⁾⁽²⁾とその解決法 図3に、インバータの出力電圧と電流の概略波形を示す。ここで、実線は理論波形を、白丸(○)はスイッチング時刻をそれぞれ示す。黒丸(●)は固定刻み h の連続時間系でシミュレーションした場合の計算結果を表し、これを破線で結んだ波形が一般的なシミュレータの表示波形に相当する。

インバータのスイッチング時刻とシミュレーションの計算時刻が一致しない場合、シミュレータは計算時刻にスイッチングが生じたものとして取り扱うため、スイッチング時刻に誤差を生じる。スイッチング時刻の誤差

図3 シミュレーションにおける電圧電流誤差

Fig. 3. Voltage and current errors in computer simulation.

は、図3に示すように電流誤差を生じさせ、その誤差はさらに蓄積される。

一般に、スイッチング時刻の誤差を低減するためには、刻み幅をスイッチング周期に対して十分短くすればよい。例えば、刻み幅 h をスイッチング周期 T の $1/100$ 程度に設定すれば、誤差1%以下の精度が期待できる。しかし、スイッチングと次のスイッチングの間に一定電圧を出力し、その結果として電流がほぼ直線的に変化する部分では、刻み幅を細かく計算しても精度に影響なく、演算時間を増加させるだけである[†]。

このような演算時間の増加を防止するために、SPICEなどのシミュレータでは、可変刻み幅自動調整が採用されている。これは、スイッチングの急激に変化する期間では刻み幅を短く、その他の穏やかに変化する期間では刻み幅を長くする方法である。しかし、刻み幅が長くなっている時にスイッチングが発生した場合には、非線形の収束エラーが発生しやすいといった問題があった。

したがって、電圧電流誤差を除去しかつ演算時間を低減するためには、

- スwitchング時刻とシミュレーションの計算時刻を一致させる
- スwitchング時刻以外の計算を省く

という2つの機能を同時に実現できるシミュレーション手法が必要である。

〈3・2〉 高速・高精度シミュレーション手法の提案 デジタル制御したPWMインバータを含むパワーエレクトロニクスシステムのシミュレーションにおいて、上

[†]ここでは簡単のために電流は直線的に変化すると仮定したが、実際には負荷の時定数により曲線的に変化する。この場合においても、計算刻みが負荷時定数に比べて十分に短ければ高精度シミュレーションが実現できる。一般には、負荷時定数はPWM周期に比べて十分に長い。

Fig. 4. Simulation model.

一般に、ディジタル制御器は一定のサンプリング周期毎に制御に必要な信号を取り込み、制御対象に与える操作量を演算する。PWMインバータにディジタル制御器を用いるとき、そのサンプリング周期をPWM周期に選ぶ場合が多い。このとき、PWM周期の開始時刻すなわちディジタル制御器のサンプリング時刻から1周期の間に発生するPWMインバータのスイッチング時刻は、前のサンプリング時刻の制御演算ですでに決定している。

本シミュレーション手法においては、上述の性質を利用して、PWMインバータを可変離散時間系として取り扱う。デジタル制御器のサンプリング時刻ですでに演算されているスイッチングの時刻を、可変離散時間系のサンプリング時刻に設定する。可変離散時間系では、設定したサンプリング時刻にインバータのスイッチングを行なうので、シミュレーションの計算時刻とPWMインバータのスイッチング時刻は完全に一致し、電流誤差はまったく生じない。実際のシミュレーションでは、MATLAB/Simulink⁽⁹⁾ を用い S-function ブロックと M-file と呼ばれるサブ関数で可変離散時間系を実現している。(付録1. 参照)

〈3・3〉 位置センサレス駆動システムへの適用

図4に、図1のシステムのシミュレーションモデルを示す。これは、システムの構成要素をその動作周期に着目して分類したもので、PWMインバータのスイッチング時刻で動作するブロック、PWM周期毎に動作するブロック、連続的に動作するブロックの3つに分かれている。

Block II は提案手法の特徴である可変離散時間系にモデリングするブロックである。PWM 信号発生回路、PWM インバータ、 Δi_k 抽出に使用するサンプル/ホールド回路が含まれ、PWM インバータのスイッチング時刻

Table 2. Simulation methods.

手法	Block II	ソルバ	刻み幅
(i)	可変離散時間系	可変 (ode45)	自動
(ii)			1 μ s (MAX)
(iii)	連続時間系 (固定)	固定 (ode5)	1 μ s
(iv)	連続時間系 (可変)	可変 (ode45)	自動
(v)			1 μ s (MAX)

次のスイッチング時刻 = 現在の時刻 + $\zeta_k \times T$

Block I は、固定離散時間系にモデリングするブロックである。DSP と差動増幅器を含む。これらは PWM 周期で動作するので、PWM 周期を固定離散時間のサンプリング時刻に設定する。

4. シミュレーション結果

(i), (ii) は提案する手法である。可変離散時間系を適用し、インバータのスイッチング時刻とシミュレーションの計算時刻を一致させている。両者とも可変刻みソルバを使用しているが、(i) は刻み幅を自動とし、(ii) は最大刻み幅を $1 \mu\text{s}$ に設定した。

(iii) ~ (v) は図 4 の Block II を連続時間系として取り扱い、一般に広く用いられている連続時間系の回路シミュレータでシミュレーションした場合を模擬している。(iii) は EMTF を用いてシミュレーションする場合を想定し、固定刻みソルバを使用した。刻み幅は $1\ \mu\text{s}$ に設定した。(iv), (v) は SPICE でシミュレーションする場合に近い手法を想定し、可変刻みソルバを使用した。(iv) は刻み幅を自動とし、(v) は最大刻み幅を $1\ \mu\text{s}$ に設定した。なお、刻み幅設定の $1\ \mu\text{s}$ は PWM インバータの変調周期が $333.3\ \mu\text{s}$ (3 kHz) であるため、スイッチング時刻とシミュレーションの計算時刻の誤差を 1% 以下に抑えるために必要な刻み幅である。シミュレーションには Windows 98 をインストールした IBM 互換機 (Pentium II 450 MHz 搭載), MATLAB 5.2 / Simulink 2.0 を使用した。可変刻みソルバには MATLAB/Simulink で標準の

図5 PWMインバータ出力波形

Fig. 5. Output waveforms of PWM inverter.

“ode 45” を、固定刻みのソルバには “ode 45” の固定刻みソルバに相当する “ode 5” をそれぞれ用いた。

〈4・1〉 スwitching動作 図5にU相インバータ出力電圧 v_u とモータ電流 i_u の1 ms間の理論波形の概略図を示す。ここで、位置、速度および電流のフィードバックがPWM信号に影響しないように、電圧指令値 v_u^* , v_b^* は0 Vとしている。またPWM周期は $333.3 \mu\text{s}$ に設定しているので、PWM 1周期にインバータは6つの異なる電圧ベクトルを同一時間だけ出力する⁽⁶⁾。したがって、インバータは $55.5 \mu\text{s}$ 毎にスイッチングし、出力電圧ベクトルは切り換わる。電流は電圧の切り換わりで変化するため、電流波形はスイッチング時刻に折れ点をもつ折れ線となる。図5(a)はPWM周期1の4回目のスイッチング、(b)は(a)からPWM 2周期後(PWM周期3の4回目)のスイッチングである。理論的には(a)と(b)のスイッチング時刻はそれぞれ、 $222.2 \mu\text{s}$, $888.8 \mu\text{s}$ となり、そのスイッチング時刻での電流は0 Aである。

図6に(i)～(v)の手法でシミュレーションを行なった場合のスイッチング動作の拡大波形を示す。左が図5の(a)近傍、右が(b)近傍の拡大波形である。なお、波形に示す黒丸は、シミュレータの出力ファイルからシミュレーションの演算結果を読み取りプロットしたもので、この時刻で演算が行なわれたことを示す。図6(i)の可変離散時間系でシミュレーションを行なった場合、スイッチング時刻は(a), (b)ともに理論値と完全に一致している。黒丸はスイッチング時刻以外になく、効率的にシミュレーションが行なわれている[†]。さらに、スイッチング時刻での電流値は0 Aであり電流誤差がなく、(a), (b)の波形が一致していることから誤差の蓄積もないことが分かる。すなわち、デジタル制御されたPWMインバータを可変離散時間系にモデリングし、インバータのスイッチング時刻とシミュレーションの計算時刻を一致させることで、高調波電流を誤差なく正確にシミュレーションできる。

[†]インバータのスイッチング周波数が低いあるいは電機子抵抗が大きい場合には、電機子電流が曲線状に変化する。しかし、スイッチングとスイッチングの間の期間にも計算刻みが自動的に挿入されるので、このような場合でも高精度演算が可能である。計算刻み幅は負荷時定数によってのみ決まり、PWM周期とは無関係であることも本シミュレーション手法の特長である。

図6 刻み幅の違いによる電圧電流誤差

Fig. 6. Voltage and current errors.

図6(ii)では、最大刻み幅を $1 \mu\text{s}$ に設定しているので、 $1 \mu\text{s}$ 毎に計算が行なわれているが、それ以外は図6(i)の波形と同じシミュレーション波形が得られている。この結果より、インバータ電圧が一定で電流が直線的に変化する部分では、最大刻み幅を短くして計算を繰り返し行なっても、演算量を増加させるだけで精度にはまったく影響していないことがわかる。

一方、図6(iii)～(v)のシミュレーション波形は、Block IIを連続時間系として取り扱っている。図6(iii)は $1 \mu\text{s}$ の固定刻みであるので、 $1 \mu\text{s}$ 毎に黒丸が存在しているが、シミュレーションの計算時刻と実際のスイッチング時刻は一致していない。さらに、この時刻の誤差のために電流にわずかな誤差を生じているだけでなく、2周期後の(b)の電流波形から誤差の蓄積も確認できる。

図6(iv)は、刻み幅を“自動”に設定したシミュレーション結果である。(a)の場合には、スイッチング時刻付近で計算刻みが短くなり、電圧波形は(iii)の場合より良好な結果が得られ、可変刻み幅自動調整の効果が現われている。しかし、(b)の場合には、スイッチング付近で計算刻み幅が短くならないばかりか、計算時刻もスイッチング時刻とは大きく異なっている。電流に関しても、これ以前のスイッチング動作時に蓄積された誤差のために、スイッチング時刻付近の電流は -0.1 A 程度となり画面から逸脱している。このように、可変刻み幅自動調整はスイッチング動作の効率的なシミュレーション

ンに有効な場合もあるが、常に良好にシミュレーションできるとは限らない。また、このような現象は解析時間などのシミュレーション条件により大きく左右されることも問題である。

図6-(v)は、最大刻み幅を $1\mu\text{s}$ に設定し刻み幅が広くなりすぎるのを防止しているため、スイッチング時刻付近では刻み幅が短く、それ以外の点では $1\mu\text{s}$ 間隔で計算が行なわれている。そのため、(iii)、(iv)の波形に比べスイッチング時刻や電流の誤差が低減されていることがわかる。しかし、シミュレーションの計算時刻とスイッチング時刻が完全に一致するとは限らないので、この場合においても電流誤差の蓄積がわずかに生じる。

以上のように、表2の手法(i)、(ii)で示す提案手法は、3章で述べたシミュレーションの問題点を解決し、高精度シミュレーションに大きく貢献している[§]。

〈4・2〉位置推定特性 シミュレーション手法により生じた誤差が位置推定に与える影響を調べるために、位置指令 θ^* を電気角で 0° から 90° にステップ状に変化させた場合の過渡特性のシミュレーションを行なった。図7に解析時間30msの位置推定特性のシミュレーション結果を示す。波形は、位置指令 θ^* 、実際の回転子位置 θ 、推定位置 $\hat{\theta}$ をそれぞれ電気角で表わしている。シミュレーション手法に関わらず、すべての波形において実際の位置 θ は連続時間系の出力であるので連続波形となり、推定位置 $\hat{\theta}$ は固定離散時間系の出力であるので、PWM周期($333.3\mu\text{s}$)毎に変化する不連続波形となっている。

図7-(i)、(ii)は提案手法を用いた場合のシミュレーション波形である。図6-(i)、(ii)で示したように各スイッチング時の電圧電流波形を高精度にシミュレーションできているので、位置推定に用いる電機子電流の高調波成分にはほとんど誤差はない。このため、良好な位置推定波形が得られている。また、推定位置の遅れはPWM周期($333.3\mu\text{s}$)の2~3周期であり、先に提案した位置推定法の応答が原理的に速いことがわかる。このことは、センサレス駆動システムの制御性・安定性にとって重要な特性と考える。

一方、図7-(iii)~(v)はBlock IIを可変離散時間系でなく、連続時間系として取り扱った場合のシミュレーション波形である。図7-(iii)は、PWM周期に比べて十分小さな $1\mu\text{s}$ 毎に演算を行なっているにも関わらず、(i)の結果にはない推定位置の脈動[¶]が発生している。これは、スイッチング時刻とシミュレーションの計算時刻が一致しないために生じた電流誤差とその蓄積の影響である。

図7-(iv)は、手法(iv)でのシミュレーション波形を示す。可変刻み幅を“自動”でシミュレーションを行なった

[§]図6-(i)、(ii)の波形よりもむしろ図6-(iii)~(v)の波形は、瞬時にスイッチングできない実際のインバータの波形に似ている。しかし、(i)~(v)のシミュレーションはすべて理想状態について行なわれたことに注意を要する。(iii)~(v)の結果は、理想状態のシミュレーションを行なったにも関わらず、理想とはかけ離れた結果が得られたことを示している。

[¶]この脈動は十分に小さいので、電流、速度、位置の各フィードバックループには影響がない。

図7 解析時間30msの位置推定特性

Fig. 7. Position estimation for the interval of 30 ms.

場合、非線形の収束エラーにより計算が中断してしまうため、それを回避するよう最大刻み幅を $10\mu\text{s}$ に変更している。スイッチング時刻とシミュレーションの計算時刻の誤差が(iii)より大きくなるため、推定位置の脈動も激しくなっていることがわかる。

図7-(v)は、最大刻み幅が $1\mu\text{s}$ の可変刻みでの波形である。少なくとも $1\mu\text{s}$ 毎に計算が行なわれ、さらに可変刻み幅自動調整が行なわれているが、シミュレーション結果は(iii)と同様に脈動が生じておりこれを取り除くには至っていない。

以上の結果は、シミュレーション手法の相違がシミュ

表3 演算時間

Table 3. Execution times.

手法	Block II	刻み幅	解析時間	
			30 ms	1 s
(i)	可変離散	auto	18 sec.	10.5 min.
(ii)		1 μ s (max)	43 sec.	23.2 min.
(iii)	連続(固定)	1 μ s	1596 sec.	1151 min.
(iv)	連続(可変)	10 μ s (max)	250 sec.	142 min.
(v)		1 μ s (max)	1904 sec.	1350 min.

レーション波形に影響を与える場合があること、また手法 (i), (ii) に示した提案手法が高精度シミュレーションを達成したことを示している。

〈4・3〉 演算時間 表3に、解析時間が30 msと1 sの場合のシミュレーションに要する演算時間の実測値を示す。このシステムの動特性を評価するには、解析時間が1 s程度のシミュレーションが必要である。

手法 (i) は、図6, 7で示したように誤差がほとんど生じない高精度なシミュレーションを実現し、かつ演算時間が最短である。手法 (ii) の演算時間は、最大刻み幅を1 μ sと非常に短く設定しているため、(i) に比べ増加しているが、増加率は僅か2倍程度である。これは、最大刻み幅毎に演算が行なわれるのはBlock IIIのみで、Block IとIIの演算は増加しないためである。

これに対して、Block IIを連続時間系として取り扱っている手法 (iii) ~ (v) の場合には、刻み幅毎にBlock IIIだけでなくBlock IIの演算も行なうため、手法 (i), (ii) と比べて演算時間が大幅に増加している。例えば手法 (ii) と (iii) の刻み幅は同じであるが、(iii) の演算時間は (ii) の演算時間に比べ40~50倍も増加している。手法 (iii) ~ (v) の演算時間は、主に演算回数に依存していると考えられる。しかし、図6, 7で示したようにシミュレーションの精度は演算時間の減少につれ悪化する。これは、(iii) ~ (v) の従来のシミュレーション手法では精度と効率の両方を同時に満たすことは困難であることを示している。一方、提案手法である (i), (ii) を用いたシミュレーション結果は、高精度と高速という相反する要求を同時に満足している。

5. むすび

本論文では、電圧形PWMインバータを含むパワーエレクトロニクスシステムに適するシミュレーション手法を提案した。提案手法は、可変離散時間系を導入し、デジタル制御された電圧形PWMインバータを可変離散時間系にモデリングした点に特長がある。PWMインバータのスイッチング時刻はすでに演算され分かっていることに着目し、可変離散時間系の次のサンプリング時間をインバータのスイッチング時刻に設定する。これにより、インバータのスイッチング時刻とシミュレ

ションの計算時刻を一致させることができた。

突極性に基づくIPMモータの位置センサレス駆動システムのシミュレーションに本手法を適用し、提案手法と従来手法の詳細な比較を行なった。その結果、従来手法では計算刻みをPWM周期に対して十分に短くしてもスイッチング時刻の誤差が発生するのに対して、提案手法では最大刻み幅の設定に関わらずスイッチング時刻とシミュレーションの計算時刻が完全に一致する。これにより、電圧電流誤差を生じず高精度にシミュレーションできることを示した。さらに、提案手法は従来手法に対して精度が高いだけでなく、無駄な演算を省き、10~100倍以上高速にシミュレーションが行なえることを明らかにした。

(平成12年5月12日受付, 平成12年12月5日再受付)

付 録

付録1. MATLAB/Simulink⁽⁹⁾を用いたシミュレーション

可変離散時間系を導入した提案手法を、MATLAB / Simulinkを用いて実現するための具体例を示す。付図1に、デジタル制御されたPWMインバータのシミュレーションモデルと、インバータ出力電圧波形を示す。DSPのサンプリング周期はPWM周期 T ($=1$ ms) と等しい。DSPは、サンプリング時刻からPWMインバータのスイッチング時刻までの時間 t_1 を演算・出力する。PWMインバータはDSPのサンプリング時刻で出力を1 Vに変更し、それから t_1 後に出力電圧を1 Vから0 Vに変更する。

付表1に、付図1のPWMインバータを可変離散時間系として模擬するM-fileのソースを示す。(a)は、それぞれの動作を定義する部分である。可変離散時間系の演算を可能にするために、flag 4に関する定義を行なう。(b)は、初期化の部分である。ここで、可変離散時間系の場合には、 $ts = [-2 \ 0]$ に初期化しなければならない。(c)は状態変数の演算、(d)は出力演算、(e)は可変離散時間系の次のサンプリング時刻をそれぞれ設定する部分である。 $x(1)$ はPWMインバータの状態を表わす。0は初期状態、1は1 Vを出力する状態、2は0 Vを出力する状態を表わす。なお、初期状態0は、 $t=0$ においてDSPの出力が定義されていないために発生するエラーを回避するために使用している。 $x(2)$ は、PWM周期の数を計数するカウンタである。DSPのサンプリング時刻では、状態 $x(1)$ を1に、出力を1 Vに変更し、次のサンプリング時刻を t_1 に設定する。付表1のM-fileソースでは、 $u(1)$ がPWMインバータの入力 t_1 を表わしている。 t_1 時間後のサンプリング時刻では $x(1)$ を2に変化し、出力を0 Vに変更する。このとき次のサンプリング時刻には、DSPの次のサンプリング時刻を設定する。

付図1 PWMインバータモデルとインバータ
出力電圧波形

app. Fig. 1. Simulation model of a PWM inverter
and the output voltage waveform.

付表1 M-file
app. Table 1. M-file.

```
function[sys,x0,str,ts]=PwmInverter(t,x,u,flag)
switch flag,
case 0; [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes;
case 2; sys=mdlUpdate(t,x,u);
case 3; sys=mdlOutputs(t,x,u);
case 4; sys=mdlGetTimeOfNextVarHit(t,x,u);
case {1,9}; sys=[];
```

(a)

```
function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes
sizes=simsizes;
sizes.NumContStates=0;
sizes.NumDiscStates=2;
sizes.NumOutputs=1;
sizes.NumInputs=1;
sizes.DirFeedthrough=1;
sizes.NumSampleTimes=1;
sys=simsizes(sizes);
x0=[0];
str=[];
ts=[-2 0];
```

(b)

```
function sys=mdlUpdate(t,x,u)
x(1)=x(1)+1;
if x(1)==3; x(1)=1; x(2)=x(2)+1;
end
sys=x;
```

(c)

```
function sys=mdlOutputs(t,x,u)
if x(1)<=1; sys=1;
else if x(1)==2; sys=0;
end; end
```

(d)

```
function sys=mdlGetTimeOfNextVarHit(t,x,u)
if x(1)==0; sys=0.001*x(2)+0.00000001;
else if x(1)==1; sys=0.001*x(2)+u(1);
else if x(1)==2; sys=0.001*[x(2)+1];
end; end; end
```

(e)

- (1) 松井:「シミュレーション手法」,平成10年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [I], S.2-2, 1998.
- (2) 奥野,小笠原,荻原,田村,甲野藤他:「パワーエレクトロニクスに適用されているシミュレータ」,平成10年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [I], S.2-4-1, 1998.
- (3) Ned Mohan, William P. Robbin, Tore Underland, Robert Nilssen, and Olve Mo: "Simulation of Power electronics and Motion Control System — An Overview," *Proceedings of The IEEE*, Vol. 82, No. 8, August 1994.
- (4) Peter Kuffel, Kelvin Kent, and Garth Irwin: "The Implementation and Effectiveness of Linear Interpolation Within Digital Simulation." *IPST'95 International Conference on Power Systems Transients*, Lisbon, 3-7 September 1995.
- (5) 小家,小笠原,赤木:「PMモータの突極性に基づく停止時を含むセンサレス位置検出法」,電気学会半導体電力変換研究会,SPC-95-21, 1995.
- (6) 小笠原,松澤,赤木:「突極性に基づく位置推定法を用いた位置センサレスIPMモータ駆動システム」,電気学会論文誌D, No. 5, (平10-5)
- (7) 楊,松井:「並列共振リンクコンバータの状態平均化解析」,平成7年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [III], No. 223, 1995.
- (8) 濱田,小笠原,赤木:「突極性に基づくIPMモータの位置推定法における推定誤差の理論解析」,電気学会半導体電力変換研究会,SPC-98-49, 1998
- (9) "Using SIMULINK," The MathWorks, Inc

数 乗 有 (正員) 1970年11月10日生。93年3月岡山大学工学部電気電子工学科卒業。同年4月株式会社東芝入社。98年7月岡山大学工学部電気電子工学科助手。センサレスモータドライブに関する研究に従事。01年4月より岡山大学総合情報処理センター勤務。

小笠原 悟 司 (正員) 1958年7月27日生。83年3月長岡技術科学大学大学院電気電子システム工学専攻修士課程修了。同年4月同大学工学部電気系助手,92年岡山大学工学部助手,93年4月同助教授,現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクスの研究に従事。96, 97年IEEE/IAS Committee Prize Paper Award, 98年IEEE Power Electronics Society Transactions Prize Paper Award. IEEE Senior Member.

赤 木 泰 文 (正員) 1951年8月19日生。79年3月東京工業大学大学院博士課程電気工学専攻修了,工学博士。長岡技術科学大学,岡山大学を経て,2000年4月東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻教授。パワーエレクトロニクスの研究に従事。電気学会論文賞を3回,IEEE Transactions Prize Paper Awardを2回,IEEE/IAS Committee Prize Paper Awardを7回受賞。96年IEEE Fellow. 98年IEEE Distinguished lecturer. 01年IEEE William E. Newell Power Electronics Award.