UDC 621.311.69.001.572 : 621.313.333
621.314.63.077.65

論 文

56-B23

サイリスタ回路による誘導電動機駆動系の デジタルシミュレーション

——分割形タブロー法によるシミュレーションの
高効率化——

正 員 黒 江 康 明 (神戸大)

正 員 羽根田 博 正 (神戸大)

正 員 丸 橋 徹 (神戸大)

正 員 高 村 薫 (神戸大)

1. はじめに

近年、サイリスタ、ダイオードなど電力用半導体素子の発展に伴い、それらを含んだ種々の電力変換回路(サイリスタ回路)が開発され、電動機の駆動、制御に広く用いられるようになった。特に誘導電動機においては、その堅ろう性、保守性の良さから、電流形あるいは電圧形のインバータなどで駆動、制御しようとする試みが多く成され、ハードウェア面ではかなりの成果が挙げられている。それに伴い、制御性能や安定性などの問題点の解明のための研究の必要性が高まり、特に最近の計算機技術の発展により、計算機援用による解析法の発展が要請されている。ところが、誘導電動機駆動系などの電気・機械系としての解析は、電気回路(サイリスタ回路)側のスイッチ現象によるモード変化と機械系の回転ダイナミクスを同時に考慮して解く必要のあることや、機械系の非線形性など問題点が多く、汎用性のある実用的な方法は現在ほとんど存在しないようである。

電気系つまりサイリスタ回路だけに限れば、これまでに色々の計算機援用による解析法の研究がなされており⁽¹⁾⁻⁽⁹⁾、幾つかのサイリスタ回路解析汎用プログラムも開発されている。その中でタブロー法に基づく方法は、その汎用性、プログラムの構造の簡単さ、ス

パース処理技法による計算の高効率化が可能であることなど、優れた特徴を持っている⁽⁸⁾⁽⁹⁾。更に、電動機駆動系のような電気・機械系は、タブローを拡大することにより容易に取扱うことが可能である⁽¹⁰⁾。

本論文は、サイリスタ回路による誘導電動機駆動系の、タブロー法に基づくデジタルシミュレーション手法について述べ、更に実用性を高めるための種々のシミュレーションの高効率化手法について論じたものである。

シミュレーションの高効率化の手法として、まず一般に機械系の現象が電気系のそれに比べ非常に遅いものであることを考慮して、角速度を一定期間固定することにより、回転運動方程式をタブローから切り離して解く方法を提案する。更に、回転運動方程式を切り離したタブローのブロック構造に着目し、分割タブロー法によるスパース処理技法を提案する。すなわち、タブローを機械系のブロックと電気系のブロックに分割し、タブローのスパース性を保存したまま LU 分解し、更に前進、後退代入にも分割手法を導入し計算効率を高める方法について論じる。また、本手法に基づいて開発した汎用プログラム NETCAP-IM を用いて、電流制御形インバータ駆動の誘導電動機系を例としてシミュレーションした結果を示し、計算速度、相対誤差より本手法の有効性を示す。

2. サイリスタ回路による誘導電動機駆動系のタブロー方程式

第1図に、ここで対象とする誘導電動機駆動系を示す。サイリスタ回路は独立電圧源 E 、独立電流源 J 、抵抗 R 、コンデンサ C 、インダクタ L または結合インダクタ M 、サイリスタ Th 、ダイオード D とその点弧、消弧が任意に制御可能な強制スイッチ Sw

Digital Simulation of Induction-Motor Drive Systems Containing Thyristor Circuits.—Efficient Simulation Method by Means of Decomposed Tableau Approach—. By Yasuaki Kuroe, Member, Hiromasa Haneda, Member, Toru Maruhashi, Member & Kaoru Takamura, Member (Faculty of Engineering, Kobe University).

黒江康明：正員，神戸大学工学部

羽根田博正：正員，神戸大学工学部

丸橋 徹：正員，神戸大学工学部

高村 薫：正員，神戸大学工学部

第1図 サイリスタ回路による誘導電動機駆動系
Fig. 1. Induction-motor drive system using thyristor circuits.

から成るものとする。また誘導電動機の固定子は a, b, c の三相から成り、回転子は短絡された α, β の二相から成るものとする。なお、ここでは第1図に示すように、固定子の巻線は、 γ 結線として議論を進めるが、 Δ 結線の場合も同様に扱うことができる。

まず、サイリスタ回路モデル、誘導電動機モデルを示し、誘導電動機駆動系のタブロー方程式を導く。

〈2.1〉サイリスタ回路モデル^{(8)~(10)} 電力用半導体素子の Th, D, Sw は次の混合表現モデルを用いる。

$$k_i i_{sw}^{(n+1)} + k_o v_{sw}^{(n+1)} = 0 \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 i_{sw}, v_{sw} はそれぞれ素子の電流、電圧を示し、添字 n は計算の第 n ステップ目を表す。これらの Th, D, Sw はスティフネスを避けるため可能な限り理想スイッチ（オンならば $k_i=0, k_o=1$ 、オフならば $k_i=1, k_o=0$ と選ばれる）として取扱われ、そのオン・オフは計算中に論理判断によって自動的に決定される⁽⁸⁾⁽⁹⁾。積分公式として θ を $0 \leq \theta < 1$ のパラメータとした

$$y^{(n+1)} = y^{(n)} + h[\theta \dot{y}^{(n)} + (1-\theta)\dot{y}^{(n+1)}] \dots\dots\dots (2)$$

を用いると、各素子特性は次のように離散化される。

$$E: v_E^{(n+1)} = E^{(n+1)} \dots\dots\dots (3)$$

$$J: i_J^{(n+1)} = J^{(n+1)} \dots\dots\dots (4)$$

$$R: v_R^{(n+1)} = R i_R^{(n+1)} \dots\dots\dots (5)$$

$$C: C v_C^{(n+1)} + (\theta-1)h i_C^{(n+1)} = C v_C^{(n)} + h \theta i_C^{(n)} \dots\dots\dots (6)$$

$$L: L i_L^{(n+1)} + (\theta-1)h v_L^{(n+1)} = L i_L^{(n)} + h \theta v_L^{(n)} \dots\dots\dots (7)$$

$$M: M i_M^{(n+1)} + (\theta-1)h v_M^{(n+1)} = M i_M^{(n)} + h \theta v_M^{(n)} \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 h : 計算のステップ幅

またキルヒホッフの電流則 KCL, 電圧則 KVL は、

カットセット行列を $D=[I_D|F]$, ループ行列を $B=[-F^T|I_B]$ とすると次のように離散化される。

$$[I_D|F][i^{(n+1)}] = 0 \dots\dots\dots (9)$$

$$[-F^T|I_B][v^{(n+1)}] = 0 \dots\dots\dots (10)$$

なお、(9), (10) 式は誘導電動機の固定子巻線の結合関係も含んで表現されている。サイリスタ回路のタブロー方程式はキルヒホッフ則(9), (10)式と素子特性(1), (3)~(8)式で構成される。

〈2.2〉誘導電動機モデル 詳細は文献(10)に譲るが、誘導電動機モデルとして次の回転子に関しては (α, β) 軸から (d, q) 軸へ、固定子に関しては (a, b, c) 軸から $(0, D, Q)$ 軸への座標変換を用いて変換されたモデルを用いる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i^\alpha \\ i^\beta \end{bmatrix} &= C_2 \begin{bmatrix} i^d \\ i^q \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= C_2 \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11), \quad \begin{aligned} \begin{bmatrix} i^a \\ i^b \\ i^c \end{bmatrix} &= C_1 \begin{bmatrix} i^0 \\ i^D \\ i^Q \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} &= C_1 \begin{bmatrix} v_0 \\ v_D \\ v_Q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

誘導電動機モデルは次の双線形時間不変微分方程式で表わされる。

$$\begin{aligned} 0 &= (R_r + L_r p) i^d + L_r \lambda \omega_m i^q \\ &\quad + M p i^D + M \lambda \omega_m i^Q \\ 0 &= -L_r \lambda \omega_m i^d + (R_r + L_r p) i^q \\ &\quad - M \lambda \omega_m i^D + M p i^Q \\ v_D &= M p i^d + (R_s + L_s p) i^D \\ v_Q &= M p i^q + (R_s + L_s p) i^Q \\ v_0 &= R_s i^0 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (13)$$

また回転運動方程式は

$$J p \omega_m + \delta \omega_m + T_L = \lambda M (i^d i^Q - i^q i^D) \quad (14)$$

ここで、 R_s : 固定子巻線の抵抗、 R_r : 回転子巻線の抵抗、 L_s : 固定子巻線の自己インダクタンス、 L_r : 回転子巻線の自己インダクタンス、 M : 相互インダクタンス、 λ : 極対数、 J : 慣性モーメント、 δ : ダンピング係数、 T_L : 負荷トルクで p は微分作用素 $p=d/dt$ で表現される。

誘導電動機系のタブロー方程式を導出するために、モデル式(12)~(14)を、積分公式(2)式を用いて離散化した後、更に n ステップ目の値を初期値としてニュートン法を1回適用することにより線形化すると、次の線形代数方程式を得ることができる。

$$\begin{bmatrix} i_a^{(n+1)} \\ i_b^{(n+1)} \\ i_c^{(n+1)} \end{bmatrix} = C_1 \begin{bmatrix} i_0^{(n+1)} \\ i_D^{(n+1)} \\ i_Q^{(n+1)} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

$$\begin{bmatrix} v_a^{(n+1)} \\ v_b^{(n+1)} \\ v_c^{(n+1)} \end{bmatrix} = [C_1 \begin{bmatrix} v_0^{(n+1)} \\ v_D^{(n+1)} \\ v_Q^{(n+1)} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (16)$$

$$\begin{bmatrix} L_r + (1-\theta)h R_r & (1-\theta)h L_r \lambda \omega_m^{(n)} & M & (1-\theta)h M \lambda \omega_m^{(n)} \\ -(1-\theta)h L_r \lambda \omega_m^{(n)} & L_r + (1-\theta)h R_r & -(1-\theta)h M \lambda \omega_m^{(n)} & M \\ M & 0 & L_s + (1-\theta)h R_s & 0 \\ 0 & M & 0 & L_s + (1-\theta)h R_s \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} i_d^{(n+1)} \\ i_q^{(n+1)} \\ i_D^{(n+1)} \\ i_Q^{(n+1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -(1-\theta)h v_D^{(n+1)} \\ -(1-\theta)h v_Q^{(n+1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1-\theta)h L_r i_q^{(n)} + (1-\theta)h M i_Q^{(n)} \\ -(1-\theta)h L_r i_d^{(n)} - (1-\theta)h M i_D^{(n)} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \lambda \omega_m^{(n+1)}$$

$$= \begin{bmatrix} L_r - \theta h R_r & (1-2\theta)h L_r \lambda \omega_m^{(n)} & M & (1-2\theta)h M \lambda \omega_m^{(n)} \\ -(1-2\theta)h L_r \lambda \omega_m^{(n)} & L_r - \theta h R_r & -(1-2\theta)h M \lambda \omega_m^{(n)} & M \\ M & 0 & L_s - \theta h R_s & 0 \\ 0 & M & 0 & L_s - \theta h R_s \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} i_d^{(n)} \\ i_q^{(n)} \\ i_D^{(n)} \\ i_Q^{(n)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \theta h v_D^{(n)} \\ \theta h v_Q^{(n)} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (17)$$

$$v_0^{(n+1)} = R_s i_0^{(n+1)}$$

$$\begin{aligned} & \{J + (1-\theta)h\delta\} \omega_m^{(n+1)} \\ & - (1-\theta)h \lambda M (i_Q^{(n)} i_d^{(n+1)} + i_d^{(n)} i_Q^{(n+1)} \\ & - i_D^{(n)} i_q^{(n+1)} - i_q^{(n)} i_D^{(n+1)}) \\ & = (J - \theta h \delta) \omega_m^{(n)} + (1-2\theta)h \lambda M \\ & \times (i_q^{(n)} i_D^{(n)} - i_d^{(n)} i_Q^{(n)}) - h T_L \dots (18) \end{aligned}$$

(15)～(18)式を行列表現すれば、誘導電動機系のタブロー行列方程式が得られる。また、(1)、(3)～(10)、(15)～(18)式より、サイリスタ回路駆動による誘導電動機系全体のタブロー方程式が得られる。

3. シミュレーションの高効率化

(1)、(3)～(10)、(15)～(18)式より得られるタブロー方程式は、サイリスタ回路による誘導電動機駆動系全般に共通して使用できるもので、LU分解、前進、後退代入を繰返して解くことにより、過渡および定常状態を忠実にシミュレートすることができる⁽¹⁰⁾。ところが、この方法では(15)～(18)式よりわかるように、 $n+1$ ステップ目を求めるタブロー行列に n ステップ目の解が含まれているので、計算ステップごとに毎回タブロー行列を作りかえて、LU分解を施さなければならない。従って、膨大な計算時間を必要とし効率性が

良くない。ここでは、シミュレーションの実用性を高めるための種々の高効率化法について考察する。

〈3・1〉 回転運動方程式のタブローからの分離

さきに述べたように、タブロー方程式が回転運動方程式を含むため、各計算ステップにおいて毎回タブローを作りかえて解く必要がある。ところが、一般に機械系の変数の変化は電気系の変数の変化に比べ非常に遅いものであるため、このように電気系の現象と機械系の現象を同一のタブローで解析することは計算効率が非常に悪い。そこで、次のように回転運動方程式をタブローから切り離すことを考える。

回転角速度 $\omega_m(t)$ は、他の電気系の変数と比べその変化は非常にゆっくりとしたものであるため、他の変数を計算するある一定期間 $\omega_m^{(n)}$ は一定であると近似して取り扱う。すなわち、回転角速度 $\omega_m^{(n)}$ は K ステップの間、一定であるものとして、 $N \leq n < N+K$ の間

$$\omega_m^{(n)} = \omega_m^{(N)} \dots\dots\dots (19)$$

とし、一定の $\omega_m^{(N)}$ を用い、回転運動方程式の(18)式を除いた(1)、(3)～(10)、(15)～(17)をタブロー方程式として連立させて解く。一方、 $\omega_m^{(N+K)}$ はこのタブロー方程式を解いて得られた変数 $\{i_d^{(n)}, i_q^{(n)}, i_D^{(n)}, i_Q^{(n)}\}_{N+K-1, n=N}$ を零次ホールド近似して区分的一定の波形として、(14)式を解くことにより求めることができる。すなわち次式より計算する。

$$\begin{aligned} \omega_m^{(N+K)} &= e^{-\delta h/J} \omega_m^{(N+K-1)} \\ &+ \{1 - e^{-\delta h/J}\} / \delta h \cdot \{-T_L \\ &+ \lambda M (i_d^{(N+K-1)} i_Q^{(N+K-1)} \\ &- i_q^{(N+K-1)} i_D^{(N+K-1)})\}, \end{aligned}$$

$$k=1, 2, \dots, K \dots\dots\dots (20)$$

固定期間の K ステップが過ぎると (20) 式より得られる $\omega_m^{(N+K)}$ を用いて (1), (3)~(10), (15)~(17) 式のタブロー行列内の角速度 $\omega_m^{(n)}$ を更新しタブローを作りかえ、次の固定期間はこのタブロー行列を用いて計算を実行する。このように、(1), (3)~(10), (15)~(17) 式によるタブロー方程式と (20) 式を交互に解くことにより、 $\omega_m^{(n)}$ を固定している間は、サイリスタ回路のモード変化がない限り、タブローは固定したままで、一度 LU 分解した後、前進、後退代入だけ繰り返せばよいので計算時間の短縮がはかれる。

なお、実際のシミュレーションプログラムでは、計算ステップ幅は大ステップ幅 h_M と小ステップ幅 h_m の 2 種類を使っており、(20) 式の $e\delta h/J$ は、それらを用いてあらかじめ計算しておく。また (14) 式において $\delta=0$ のときは (20) 式の代りに次式を用いる。

$$\begin{aligned} \omega_m^{(N+k)} = & \omega_m^{(N+k-1)} + h/J \cdot \{-T_L \\ & + \lambda M(i^d{}^{(N+k-1)} i^q{}^{(N+k-1)} \\ & - i^q{}^{(N+k-1)} i^d{}^{(N+k-1)})\}, k=1, 2, \dots, K \dots (21) \end{aligned}$$

(21) 式は (18) 式において $\theta=1$ としたオイラ法に相当する。

〈3・2〉 タブローの分割によるスパース処理 前節では回転運動方程式を切り離してタブローを解くことを提案したが、このタブロー行列がスパースであることを利用して種々のスパース処理を施し、更に計算時間を短縮することができる。ここではタブローのブロック構造を利用し、LU 分解、前進、後退代入に分割手法を取り入れたスパース処理法について考察する。なお、LU 分解には積和形クラウト法を用いる⁽¹³⁾。

タブロー方程式 (1), (3)~(10), (15)~(17) は、式と変数を適当にならべかえることにより、第 2 図に示すようなタブロー行列で表現される。このタブローは大きく二つの対角ブロック M と E に分けることができる。サブマトリクス M は回転子と固定子の巻線のモデルに対応しており、形式上 i^a, i^b, i^c が与えられれば解ける。サブマトリクス E はサイリスタ回路に対応しており、形式上 v_a, v_b, v_c が与えられれば解ける。また、非対角ブロックの非零要素は 3×3 の軸変換行列 $-C_1$ と単位行列 I のみで、他はすべて零要素である。第 2 図のタブローのブロック構造に注目し、次のことを考慮して、タブローを M と E に分割して個別に LU 分解を施すことを考える。

(1) 非対角ブロック部のスパース性を可能な限り保存するように LU 分解する。すなわち、 E 部と非対角ブロック部の新たな fill-in を最小にする。

第 2 図 タブロー行列とその M および E ブロック

Fig. 2. The tableau and its decomposition into two blocks M and E .

- (2) 同一の演算を可能な限り繰り返さない。
- (3) 零要素との演算は可能な限り省略する。

なお、第 3 図に示すサブマトリクス M は、十分小さな h に対して、ピボット選択することなしに LU 分解可能であることが $L, L, -M^2 > 0$ の性質を用いることにより、容易に確かめることができる。すなわち M は正則である。また、第 2 図のタブロー行列は固定子巻線が γ 結線の場合のもので、 Δ 結線の場合は (15) 式と (16) 式を入れかえなければならない。このようにしないと、軸変換の式で E に含まれる部分が、 E の KCL, KVL の式と一次従属になるものが存在することになり、マトリクス E が非正則になるからである。このことを、回路論的に述べると、 γ 結線の独立電流源や Δ 結線の独立電圧源がそれぞれ、電流源だけのカットセット、電圧源だけのループを作るということになる。全体のタブロー行列は正則であるが、ここではサブマトリクスの M と E に分割して LU 分解することを考えるので、 E は正則でなければならず、上記のような注意が必要である。

(1) 機械系 M の LU 分解 まず、第 2 図に示される 8×8 のマトリクス M に、タブローの非対角でブロックの非零要素の $-C_1$ と I を付加し第 4 図に示すような 11×11 の行列を作る。この行列を、(1,1) 要素から (8,8) 要素まで、ピボット選択することなしに、積和形クラウト法で LU 分解する。その結果を第 5 図に示す。次にタブローの非対角ブロックの非零要素 $-C_1$ と I により生じる E への fill-in をあらかじめ $\tilde{C}_1 \times \tilde{I}$ を計算することにより求めておく。このようにすることにより、 E 部および非対角ブロックに発生する fill-in を最小にすることができる。

先に述べた方法により, LU 分解後もタブローのブロック構造は保存され, 非対角ブロックのスパース性はほとんど変化しない。そこで, 前進, 後退代入にも分解手法を導入し, 零要素との演算を省略し計算効率を高めることが可能である。前進代入は, まず

$$L\tilde{M}y_m = b_m \quad (23)$$

により, y_m を求める。次に電気系の右辺ベクトル b_e を次のように y_m を用いて補正する。

$$\{b_e'\}_k \triangleq \{b_e\}_k - \tilde{C}_k \cdot y_m, \quad k=1, 2, 3 \dots (24)$$

ここで, $\{b_e\}_k$ はベクトル b_e の第 k 要素を示す。最後に

$$L\tilde{E}y_e = b_e' \quad (25)$$

を解くことにより, 中間解 $\{y_m', y_e'\}$ が得られる。後退代入は, まず,

$$U\tilde{E}x_e = y_e \quad (26)$$

を, x_e について解き, これを用いて y_m をあらかじめ次のように補正する。

$$\{y_m'\}_k \triangleq \{y_m\}_k - \sum_{p=1}^3 [\tilde{I}_p]_{k \cdot e} \{x_e\}_p, \quad (k=6, 7, 8) \quad (27)$$

これより, $U\tilde{M}x_m = y_m'$

を解くことにより, 解 $\{x_m', x_e'\}$ が求まる。

ここで, $\tilde{E}$ は左上隅ブロックが単位行列であるなどスパースであるため, (25), (26) 式を解く際, 更に文献(8)(9)と同様のスパース処理が可能である。プログラムでは, LU 分解後, 非零要素を行方向のポインタベクトルに圧縮している。

4. 数値計算例

ここでは, これまでの議論をもとにして開発した誘導電動機駆動系の汎用シミュレーションプログラム NETCAP-IM の有効性を示すために, 数値実験した結果を示す。例として, 第9図に示すような電流制御

第9図 電流制御形インバータによる誘導電動機駆動系

Fig. 9. An induction-motor system driven by a current-fed inverter.

形インバータ駆動の誘導電動機系を用いる。インバータ側の素子の定数はそれぞれ, $E=220$ V, $R_1=7$ Ω , $L=1$ H, $C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=C_6=30$ μ F で, 各サイリスタ $Th_1 \sim Th_6$ は周期 $T=20$ ms で 120° 導通するようにトリガされる。誘導電動機の定数は $R_s=0.43$ Ω , $R_r=0.20$ Ω , $L_s=157$ mH, $L_r=62$ mH, $M=95.7$ mH, $J=0.21$ kgm², $\lambda=2$, $\delta=0$ で文献(12)から引用し, また $T_L=0$ とした。第10図に定常時における各部のシミュレーション波形を示す。この結果は計算ステップ幅 h_M を $h_M=T/50$, また回転角速度の固定期間を $T_{fix}=T/20$ としたときのものである。

第1表は回転角速度を固定することによる計算時間短縮の効果を表わしたもので, 回転角速度 $\omega_m^{(n)}$ の固定期間と一周期あたりの計算時間の関係を示す。ここで $T_{fix}=T/50$ とは回転角速度 $\omega_m^{(n)}$ を毎計算ステップ更新した場合である。また第1表の「回転運動方程式連立」とは(18)式の回転運動方程式を含めた(1), (3)~(10), (15)~(18)式より得られるタブロー方程式でシミュレーションした結果を示す⁽¹⁰⁾。この表より, $T_{fix}=T/20$ とすると計算時間が著しく短縮する

第10図 定常時の各部のシミュレーション波形
Fig. 10. Steady-state simulated waveforms.

ことがわかる。また、 $T_{fix}=T/10$, $T/5$ と更に固定期間を大きくしても、計算時間は $T_{fix}=T/20$ の場合とあまり変わらない。第2表は回転角速度固定による計算精度を評価したもので、 T_{fix} と最大相対誤差の関係を表わしている。最大相対誤差は $T_{fix}=T/50$ の場合を基準として、第10図の発生トルク T_e の脈動のピーク値の計算値より計算した。固定期間を大きくすれば誤差も増加するが、 $T_{fix}=T/5$ の場合でも誤差は1%程度で実用的には十分な精度であると考えられる。

以上の結果は角速度固定による計算時間と精度を定常時のシミュレーション波形より評価したものであるが、更に次のようなことを考える。第11図に無負荷

第1表 角速度の固定期間と計算速度の関係

Table 1. Effect of fixed-speed interval on computational speed.

角速度の固定期間	計算時間/T
回転運動方程式連立	77.194 s/T
$T_{fix}=T/50$	121.668 s/T
$T_{fix}=T/20$	37.327 s/T
$T_{fix}=T/10$	34.584 s/T
$T_{fix}=T/5$	32.008 s/T

第2表 角速度の固定期間と計算精度の関係 (定常状態)

Table 2. Effect of fixed-speed interval on accuracy.

角速度の固定期間	最大相対誤差
$T_{fix}=T/50$	0%
$T_{fix}=T/20$	0.33%
$T_{fix}=T/10$	0.48%
$T_{fix}=T/5$	1.11%

第11図 過渡時の回転角速度 ω_m と発生トルク T_e のシミュレーション波形

Fig. 11. Transient-state simulated waveforms of angular velocity ω_m and electrical torque T_e .

第3表 角速度の固定期間と計算精度の関係 (過渡状態)

Table 3. Effect of fixed-speed interval on accuracy.

角速度の固定期間	最大相対誤差
$T_{fix}=T/50$	0%
$T_{fix}=T/20$	1.48%
$T_{fix}=T/10$	1.84%
$T_{fix}=T/5$	3.94%

で定常運転していた系に負荷トルク $T_L=23.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ をステップ状に入力したときの回転角速度 ω_m と発生トルク T_e のシミュレーション波形を示す。第11図は $T_{fix}=T/5$ としたときの場合で (a) 図の階段状の波形はシミュレーションにおいて固定した回転角速度を示している。前と同様にして角速度固定による計算時間と精度を評価すると、計算速度に関しては第1表と同じ結果が得られたが、最大相対誤差は第3表に示すようになる。この結果より、 ω_m の変動の比較的大きい過渡状態においても、本手法では、十分な精度を保ちながら計算時間を非常に短縮できることがわかる。

最後に得られた波形と同じ条件で本プログラムを用いてシミュレーションした結果を比較して第12図に示す。実験に用いたインバータの回路定数は $C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=C_6=8 \mu\text{F}$, $L=200 \text{ mH}$, $R_1=14 \Omega$ で誘導機の各定数は $R_s=2.18 \Omega$, $R_r=1.64 \Omega$, $M=417.1 \text{ mH}$, $L_s=L_r=428.3 \text{ mH}$, $\delta=0$, $J=0.0125 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ である。また駆動条件は $E=23.7 \text{ V}$, インバータ周波数 $=20.8 \text{ Hz}$, $T_L=0 \text{ N}\cdot\text{m}$ とした。これより、誘導電動機とインバータの各部の動作が忠実にシミュレートされているのがわかる。波高値に若干の差違が見られるが、これはスイッチング損失やスナバ回路の影響などによるものと考えられる。

なお、使用した計算機は NEAC-700 で、その乗除算に要する時間は $5.5 \mu\text{s}$ である。

5. む す び

本論文では、サイリスタ回路による誘導電動機駆動系のタブロー法に基づくデジタルシミュレーション法について、シミュレーションの高効率化を中心にその詳細を述べた。高効率化の手法として、機械系の時定数が電気系のそれに比べ非常に長いものであることに着目し、回転運動方程式をタブローから切り離して解く方法と、更にタブローのブロック構造とスパース性を利用して LU 分解、前進、後退代入に分割手法を導入することにより、計算効率を高める方法を提案し

第 12 図 実験
波形とシミュ
レーション波形の
比較

Fig. 12. Comparison between experimental waveforms and simulated waveforms.

た。開発した汎用プログラムを用いて数値実験した結果、過渡および定常状態を忠実にシミュレートすることができ、更に必要な精度を失うことなく計算効率を高めることができることが確認され、本手法は非常に実用性の高いものであると考えられる。

本文では触れなかったが、本プログラムは、サイリスタ回路の各素子と誘導電動機のパラメータ値、接続状況、シミュレーション条件などを Free-Format で入力するだけでシミュレーション波形が得られるようにし、利用者の便をはかっている。

なお、数値例では回転角速度の固定期間は周期 T を基準にし一定の時間としたが、そのほかの固定法、例えば、 ω_m の変化の割合によって固定時間を変化させるなど、種々考えられる。計算時間が短縮でき、なおかつ必要な精度を失わない最適な固定法については、更に考察する必要がある。

本研究の一部は文部省科学研究費補助金：総合研究 A 435013 (昭和 54 年度)「大規模システムにおける解析、設計、制御に関する基礎研究」の援助のもとに行なわれたものである。(昭和 55 年 4 月 28 日受付)

文 献

- (1) 村上, 他:「サイリスタ回路のシミュレーションプログラムとその応用」電学誌 91, 151 (昭 46-7)
- (2) 山下・中前:「サイリスタ回路シミュレーションの一方」電学誌 B, 93, 18 (昭 48-1)
- (3) H. Eisenack & H. Hofmeister: "Use of digital simulation in designing power electronic circuits" *Siemens Forsch. u. Entwickl.-Ber.* 3, No. 5, pp. 288 (1974)
- (4) G.N. Revankar, et al.: "Computer analysis of SCR circuits" *IEEE Trans. IECI*, IECI 22, pp. 48 (1975)
- (5) P. Mehning, et al.: "Das digitale Simulation-System NETSIM für die Leistungselektronik Erste Version: das NETSIMO 2-System" *Wiss. Ber AEG-Telefunken*, 50, pp. 1 (1977)
- (6) H. Foch, et al.: "A general digital computer simulation program for thyristor static converters (programme SACSO) application examples" *Proc. 2nd IFAC Symp. on Control in Power Electronics & Electrical Drives*, (1977)
- (7) A. Coffetti, et al.: "A digital simulation of converter circuits" *ibid*
- (8) H. Haneda, T. Maruhashi & S. Kusumoto: "A general thyristor circuit analysis program NETCAP based on the network tableau approach" *Proc. 1979 International Symposium on Circuits and Systems*, (1979)
- (9) 羽根田・丸橋・楠本:「タブロー法によるサイリスタ回路のデジタルシミュレーション」電学誌 B, 99, 433 (昭 54-7)
- (10) H. Haneda & T. Maruhashi: "An efficient digital simulation of thyristor circuits by means of network-tableau approach" *1979 Power Electronics Specialist Conference* (1979)
- (11) W. T. Weeks, et al.: "Algorithm for ASTAP a network analysis program" *IEEE Trans. Circuit Theory CT-20*, pp. 628 (1973)
- (12) J. M. D. Murphy: "The Investigation of Electromechanical Transients Using a Digital Simulation language" *IEEE Trans. Education E-19* pp. 70 (1976)
- (13) G. Dahlquist & A. Björck: "Numerical Method" *Prentice-Hall*, (1974)