

可変速発電機とその励磁制御系モデルの構築

正員 高橋 理音* 正員 田村 淳二*
正員 多田 泰之** 正員 栗田 篤**

Model Derivation of an Adjustable Speed Generator and its Excitation Control System

Rion Takahashi*, Member, Junji Tamura*, Member, Yasuyuki Tada**, Member, Atsushi Kurita**, Member

An adjustable speed generator has the capability of controlling easily its output power by secondary-excitation control system. It makes a contribution to increasing AFC (Auto Frequency Control) operation capacity on electric network, and makes it possible for the disturbance to be decreased rapidly when fault is occurred. In order to simulate such a response of the system in network transient analyzing program, we derived the system model which includes a circuit for excitation power supply, and analyzed the validity of the proposed model.

キーワード：可変速発電機，二次励磁制御系，瞬時値相座標

Keywords: adjustable speed generator, secondary-excitation control system, phase-domain in terms of instantaneous values

1. まえがき

近年，電力の需要が増加の一方をたどる中，国内の原子力発電によるベース電力の割合は高く，系統における電力の需要と供給のバランスを一定に保つ系統周波数一定制御（AFC）は重要である。現在，需要のピーク時における AFC 運転をより効率良く行うために揚水発電所が多数設置され，従来，火力発電所で行ってきた AFC 運転に取って代わり，AFC 容量の増加と火力発電の運転コスト削減に寄与している。この中で，特に可変速揚水発電機は，その二次励磁制御により高速に，かつ連続的に出力を調節することが可能であることより，系統負荷の変動に高速に追従し高精度な AFC 運転を実現する。このほか，故障などにより系統に擾乱が生じた場合，高速にそれを抑えるように出力制御を行うことが可能である。

さて，可変速揚水システムの電力系統解析の立場から見た最大の特徴は，パワーエレクトロニクスを応用した二次励磁制御装置と発電機としての巻線形誘導機が融合していることがあげられる。パワーエレクトロニクスを応用した装置についてはスイッチング動作を考慮した瞬時値解析が

行われるが，電力系統の安定性解析の立場から考えれば，瞬時値解析は精度が高いものの現実的な解析手法ではない。例えば，電力系統安定性解析のための HVDC モデルは，実効値モデルとして組み込むことが行われており，このような点から可変速機の実効値モデルを構築することは非常に重要である。

筆者らは，上記目的のために，

- (1) 誘導機と二次励磁制御装置の両方を瞬時値解析
- (2) 二次励磁制御装置を平均値モデルとする（これ以外の電気回路部分は瞬時値解析）
- (3) すべてを実効値扱いとしたモデル

と3つのモデルをそれぞれ構築し，検討を進めている。本論文は(2)の部分の検討をまとめたものである。なお，ここで平均値モデルとは，二次励磁制御装置の半導体電力変換器（インバータ/コンバータ）のスイッチング特性まで模擬したものでなく，基本周波数成分のみで理想的に動作するものと仮定して定式化したモデルである。(2)のモデルを利用することにより，可変速機および二次励磁制御装置の特性を大規模電力系統内において定量的に明らかにすることができるだけでなく，軸ねじり周波数域における可変速機導入による他の発電機への影響具合などを少ない解析コストで分析できるようになる。このような解析に瞬時値解析プログラム EMTP 等を利用する場合には，かなりの準備と経験を必要とすることを考えると，本解析モデルの構築には大きな意義がある。

当然ながら今後の検討ではスイッチング動作の考慮の有無が解析性能に与える影響を調査することが必要となるが，

* 北見工業大学 工学部 電気電子工学科
〒090-8507 北見市公園町 165 番地
Department of E. and E. Eng., Kitami Institute of Tech.
165, Koen-cho, Kitami 090-8507

** 東京電力（株）技術開発研究所 系統技術グループ
〒230-8510 横浜市鶴見区江ヶ崎町 4-1
Power System Technology Group
4-1, Egasaki-cho, Turumi-ku, Yokohama 230-8510

安定度解析領域での平均値モデルの検討並びにその妥当性の評価は、電力系統への様々な変換装置の導入が予想される将来において重要なものになると期待される。

本論文での検討を行うにあたり次に示す3つの大きな課題を実行した。一つ目は、瞬時値解析を行うための誘導機モデルを構築したことであり、既にその定式化と妥当性の検証を行った⁽¹⁾⁽²⁾。二つ目は解析手法として台形法を用いたときの、履歴項の影響による電圧振動を抑制する手法(CDA法⁽³⁾)を導入し、シミュレーション精度を向上させたこと。最後は、瞬時値解析用誘導機モデルに平均値モデルによる二次励磁制御装置を付加するロジックを開発したことである。

本論文では、前回の報告で提案したシステム全体のモデル構成⁽⁴⁾にそって、CDA法による数値振動抑制効果の確認及び、平均値モデルの定式化を行った。これに加えてモデル全体の動作を検証するために、汎用解析プログラムMATLABを用いてスイッチング動作を考慮した電力変換器モデルを含む可変速制御系ブロック⁽⁵⁾(以下、瞬時値モデルと称する)を構成し、平均値モデルとの比較を行ったので、その結果を報告する。

2. 可変速発電機とその励磁制御系モデル

2.1 可変速発電機モデル⁽¹⁾⁽²⁾ 可変速発電機は巻線型誘導機と同じ構造であり、固定子、回転子共に三相巻線線を備えている。図1に電気回路構成を示す。系統解析プログラムでは回転機モデルがdq軸座標系上で構築されているのが一般的であるが、本論文では瞬時値相座標系においてモデル化を行い、座標変換を行うことなく外部系統との接続を行えるようにした。

図1において固定子、回転子巻線それぞれに瞬時電圧 $v_s(t)$, $v_r(t)$ を与えたとすると、(1), (2)式に示すような電圧方程式が成り立つ。但し、空間磁束分布は基本波成分のみ存在すると仮定し電流の高調波成分は考慮しない。また磁気飽和は主磁束にのみ生じると仮定し、無負荷飽和特性に従うように励磁インダクタンス L_{ms} を計算ステップ毎に更新して模擬する。

$$v_s(t) = -[r_s + pL_s]i_s(t) + pL_{msr}(t)i_r(t) \dots (1)$$

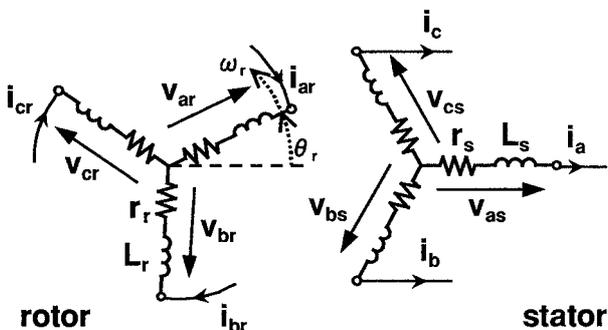


図1 可変速発電機の電気回路構成図

Fig.1. Circuit configuration of adjustable speed generator.

$$v_r(t) = [r_r + pL_r]i_r(t) - p[L_{msr}(t)]^T i_s(t) \dots (2)$$

ここで、それぞれの変数行列を以下に示す。

$$\left. \begin{aligned} v_s(t) &= [v_{as}(t) \ v_{bs}(t) \ v_{cs}(t)]^T \\ v_r(t) &= [v_{ar}(t) \ v_{br}(t) \ v_{cr}(t)]^T \\ i_s(t) &= [i_{as}(t) \ i_{bs}(t) \ i_{cs}(t)]^T \\ i_r(t) &= [i_{ar}(t) \ i_{br}(t) \ i_{cr}(t)]^T \end{aligned} \right\} \dots (3)$$

(r_s , r_r : 固定子, 回転子抵抗行列(対角行列))

$$\left. \begin{aligned} L_s &= \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \\ L_r &= \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_{lr} + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \\ L_{msr}(t) &= M \begin{bmatrix} \cos \theta_r(t) & \cos(\theta_r(t) + 2\pi/3) & \cos(\theta_r(t) - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r(t) - 2\pi/3) & \cos \theta_r(t) & \cos(\theta_r(t) + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r(t) + 2\pi/3) & \cos(\theta_r(t) - 2\pi/3) & \cos \theta_r(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \dots (4)$$

L_{ls} , L_{ms} : 固定子漏れ, 励磁インダクタンス

L_{lr} , L_{mr} : 回転子漏れ, 励磁インダクタンス

M: 固定子と回転子間の相互インダクタンス

$\theta_r(t)$: 回転子角

ただし巻数比を n とすると, $L_{ms} = M/n$, $L_{mr} = nM$ と表すことが出来る。

機械系については、回転子が単質点であると仮定して(5)式に示すような運動方程式を用いる。

$$T_M(t) = J \frac{d\omega_r(t)}{dt} + D\omega_r(t) + T_e(t) \dots (5)$$

ただし, $T_M(t)$: 入力トルク [Nm], $\omega_r(t)$: 回転子

速度 [rad/s], J : 慣性モーメント [kgm²], $T_e(t)$:

電磁トルク [Nm], D : 制動係数 [Nms/rad]

2.2 二次励磁制御系 揚水発電所において発電機

を可変速運転させるためには、二次側(回転子側)を交流励磁する方法が一般的に用いられる。これまで励磁電力を供給するための変換器としてサイクロコンバータが一般的に用いられてきたが、現在ではGTOを用いた自励式変換器も用いられてきている。本論文では電力変換装置として電力回生が可能な自励式変換器を用いているものと仮定する。図2に二次励磁制御系の概略を示す。励磁電力は発電機端子より得て、コンバータにより直流電力に変換し、インバータによりすべり周波数の交流励磁電力に変換して回転子へ供給される。これにより回転子速度はすべり周波数分だけ同期速度より外れ、発電時は水車効率最大となる回転数で運転が可能となる。また固定子電流を固定子電圧基準のdq軸座標系上で表したとき、d軸成分は発電機の有効電力出力に、q軸成分は無効電力出力に比例することから、これらが目標の値になるように回転子励磁電圧の大きさと位相を調節すれば、発電機出力の有効分、無効分をそれぞれ

れ独立に制御することが可能である。

一方、コンバータ側においても、交流側のコンバータ端子電圧の大きさと位相を任意に調節可能であるので、コンバータ交流側での力率制御が可能であり、同時に有効電力を調節して直流リンク電圧を所定の値に制御することが可

能である。実際の励磁装置では多重化された自励式変換器がPWM方式によるスイッチング動作を行いそれぞれの制御を可能にしているが、本論文ではこれらの変換器を平均値モデルとして模擬しているため、変換器交流出力は基本波成分のみである。

本モデルでは制御系として図3に示すようなPI制御系を用いるが、上述の制御を実現するために制御系を通過する信号をdq軸座標系上で表す必要がある。本モデルでは、インバータ制御系では固定子電圧を基準としたdq軸座標系を用い、コンバータ制御系では変換器用変圧器高圧側端子電圧を基準としたd'q'軸座標系を用いる。それぞれの基準となる位相はPLL⁽⁶⁾により検出され、三相量から直接dqおよびd'q'軸量へ変換、または逆変換のために用いられる。また制御系の係数が発電機の定格に影響されないために、制御系内の信号は全てpu値で取り扱う。

次に直流リンクについて、図4に示すような回路構成で

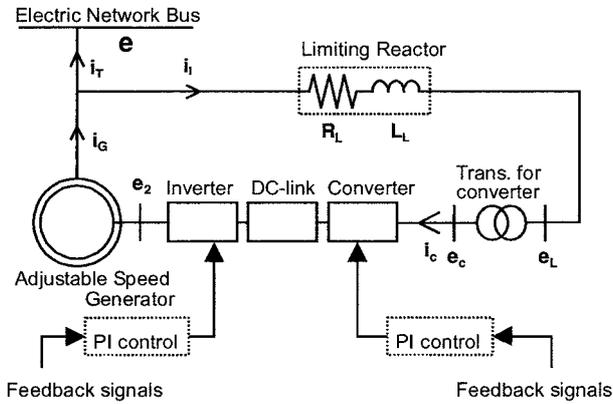


図2 二次励磁制御系の概略

Fig. 2. Outline of secondary-excitation system.

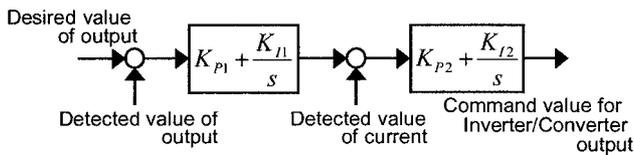


図3 PI制御系ブロック構成

Fig. 3. Configuration of PI control system.

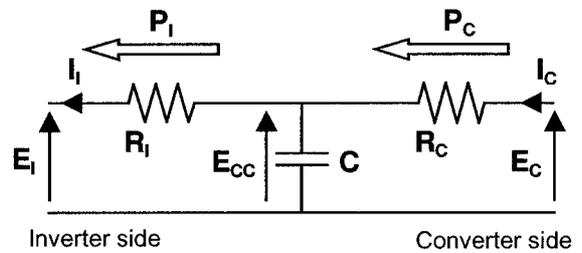


図4 直流リンク回路

Fig. 4. Circuit of DC link.

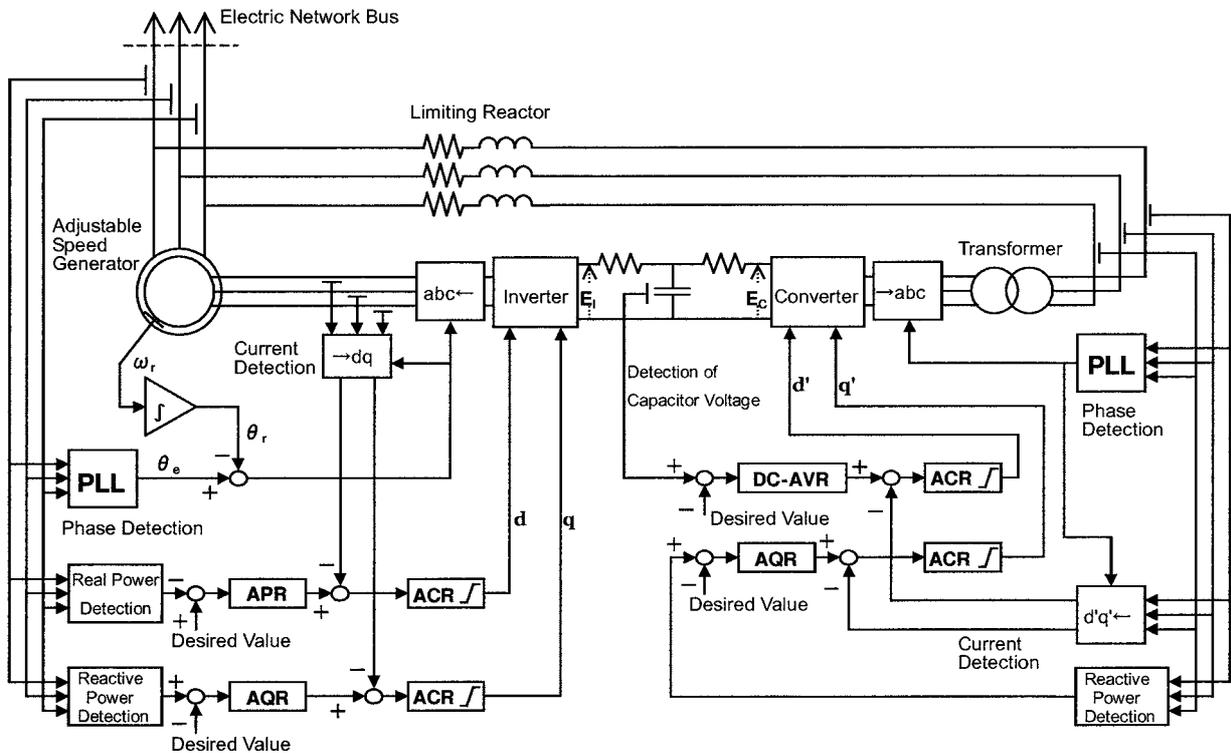


図5 可変速発電機とその二次励磁制御系

Fig. 5. Structure of adjustable speed generator and secondary-excitation control system.

表す。これより、(6) 式に示すような電圧方程式が成り立つ。さらに、(7) 式を用いて直流量と交流量を関係付け、図 4 の回路における各端子の直流電圧を得る。ただし、(7) 式の表現のために (6) 式には未知変数の積の項が含まれ非線形となり、解析的に解くことができないため、1 ステップ毎に数値計算を行い解を得る。

$$\left. \begin{aligned} pCE_{CC} &= I_C - I_I \\ E_I &= E_{CC} - R_I I_I \\ E_C &= E_{CC} + R_C I_C \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

$$\left. \begin{aligned} P_I &= E_I I_I \\ P_C &= E_C I_C \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

変換器の交流側において、変換器出力電圧は直流側の端子電圧に比例する。図 4 においてインバータ側では、制御指令値をそれぞれ d, q [pu] とすると、直流電圧は E_I [V] であることより (8) 式に示すように、またコンバータ側も同様にして、 d' , q' [pu] の指令値と直流電圧 E_C [V] より、変換器出力電圧は (9) 式に示すように表される。これらの電圧は座標変換され、三相交流出力電圧となる。

$$\left. \begin{aligned} V_{2d} &= d \times E_I \text{ [V]} \\ V_{2q} &= q \times E_I \text{ [V]} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

$$\left. \begin{aligned} V_{cd} &= d' \times E_C \text{ [V]} \\ V_{cq} &= q' \times E_C \text{ [V]} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

その他の要素について、限流リアクトルは直列 RL 回路で表し、変換器用変圧器は Y-Y 結線の相互誘導回路モデルで表す。

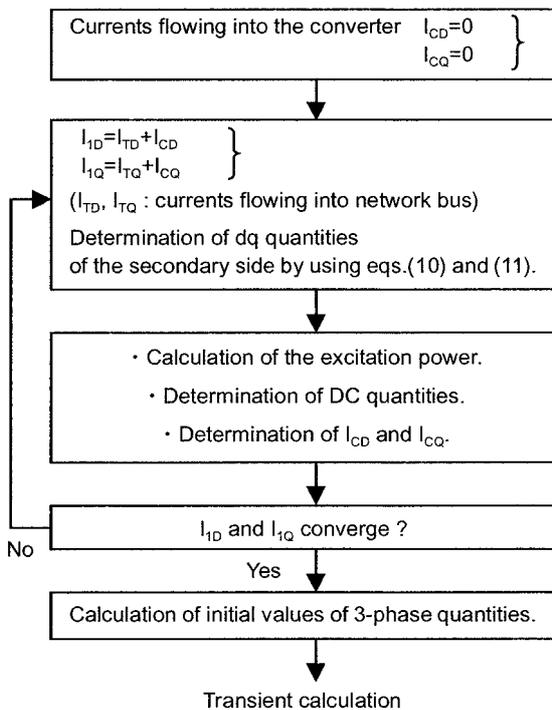


図 6 初期値計算手順

Fig. 6. Calculation flow of initial condition.

2.3 全体のモデルブロック 2.1, 2.2 節で示した構成要素を用いた全体のモデルブロックを図 5 に示す。制御系においては、インバータ側、コンバータ側でそれぞれの制御状態量を検出し、それを元に電流の目標値が生成され、これに従うように変換器出力電圧が決定される。

過渡解析の前では、初期潮流指定により与えられる固定端子電圧 $V_{1D} + jV_{1Q}$ 及び電流 $I_{TD} + jI_{TQ}$ (これらは系統電圧を基準とする DQ 軸座標系の値) を用いて、可変速機側では (10), (11) 式に示すような定常状態方程式により初期値計算を行う。同様にコンバータ系においても、初期値として直流リンク電圧と励磁系に流入する無効電力を指定すれば、(10), (11) 式より得られる回転子励磁電力の大きさより、全ての dq 軸上の制御状態量および直流電圧が決定される。但し励磁電力は発電機固定子より供給されるので、固定子電流はその分だけ変化する。従って、図 6 に示すように、この変化分が収束するまで計算を繰り返す。

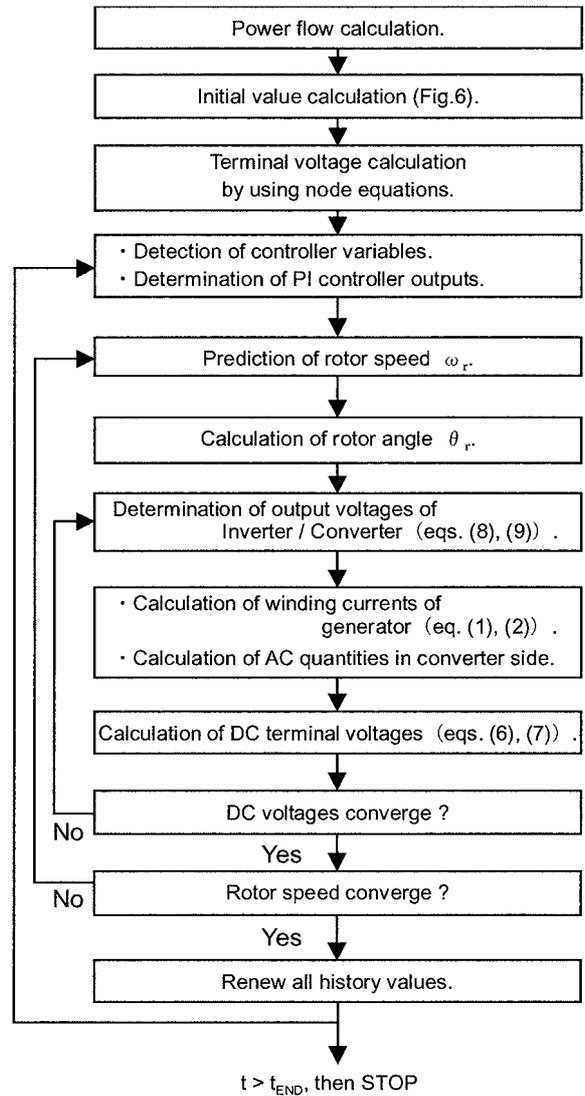


図 7 過渡計算手順

Fig. 7. Flowchart of transient calculation.

$$\left. \begin{aligned} V_{1D} &= -r_s I_{1D} + \omega \{L_{ls} I_{1Q} + M(I_{1Q} + I_{2Q})\} \\ V_{1Q} &= -r_s I_{1Q} - \omega \{L_{ls} I_{1D} + M(I_{1D} + I_{2D})\} \\ &\dots\dots\dots (10) \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} V_{2D} &= -r_r I_{2D} + (\omega - \omega_r) \\ &\quad \times \{L_{lr} I_{2Q} + M(I_{1Q} + I_{2Q})\} \\ V_{2Q} &= -r_r I_{2Q} - (\omega - \omega_r) \\ &\quad \times \{L_{lr} I_{2D} + M(I_{1D} + I_{2D})\} \end{aligned} \right\} \dots\dots (11)$$

本モデルの過渡解析手順を図 7 に示す。本モデルでは解析手法として台形法を用いている。ここで、現在の電流解を求めるために現在の状態量（回転角 $\theta_r(t)$ ）が必要であるため、初めに回転速度 $\omega_r(t)$ の予測を行っているが、機械量の変化は電流量の変化に比べてゆっくりしているので、予測の精度に問題はない。この他に、回転速度を求める過程において直流リンク端子電圧の収束計算を行っている。これは変換器出力電圧を決定するとき 1 ステップ前の直流電圧値を用いるためである。従って直流電圧の現在値による電圧決定のために、回転速度の計算毎に直流電圧計算を繰り返して収束させ、現在の電圧解とする。

3. 解析例

前章のように構築したモデルブロックの動作を確認するために次のような 2 つの例で解析を行った。1) 出力指令ステップ変更時の応答, 2) 電圧低下時の過渡応答, とした。1) により基本的なシステムの動作確認と制御系の特性を知ることができ, 2) については外部システムで地絡故障が生じた時に近い状態を模擬するので, より現実的なシステムの応答を調査できる。

解析のために図 8 に示すような一機無限大母線システムを構成した。同時に, MATLAB を用いて前章で構築したものと同一ブロック構成で発電機と制御系モデルを作成し, 更に半導体変換器をスイッチング動作まで考慮したモデル(瞬時値モデル)として構築し, 平均値モデル動作検証のための解析を行った。ここで, 解析例 2) について, 平均値モデルでは外部回路切り替えによる実際の故障を模擬することが出来るが, 瞬時値モデルでは困難であるため, 回路切り替えのない無限大母線電圧の低下という形の外乱とした。瞬時値モデルにおいて, 発電機については (1), (2) 式の表現をそのまま用い, PI 制御器や制御量検出系, 座標変換系を含む制御系についても平均値モデルと同じ構成のものを用いている。直流リンクについてはスイッチング動作に伴いインバータ, コンバータそれぞれの直流電流を直接得られるため, (6) 式のコンデンサに関する電圧方程式のみを用いる。変換器については自励式半導体バルブを用いた 6 アームブリッジ単体のものを仮定しており, 電圧出力は三角波比較方式により決定される PWM 電圧である。従って, 出力端子にはバルブ ON 時に直流コンデンサ電圧を振幅とする矩形波電圧が現れ, OFF 時に 0 電圧となる。このモデル構成⁽⁷⁾を図 9 に示す。なお, 本解析例では PWM 変調のための搬送波周波数は 4500 Hz としている。

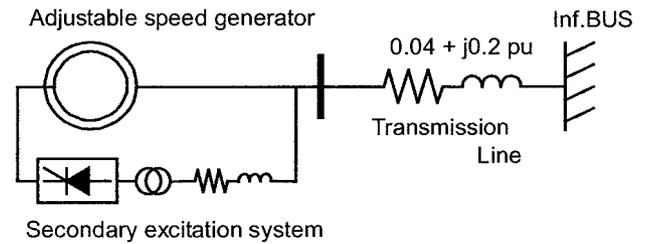


図 8 モデル系統

Fig. 8. Model system.

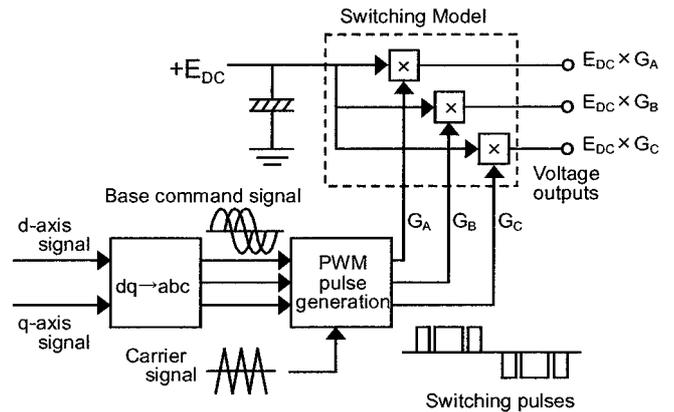


図 9 MATLAB による変換器スイッチングモデル

Fig. 9. Switching model block in MATLAB.

解析に用いた発電機定格を表 1 に, 励磁系の定格を表 2 に, モデルの初期状態と過渡解析中に与える外乱条件を表 3 に示す。表 1 と表 2 において, 変換器用変圧器インピーダンス (pu) は自己容量ベースであり, 他は全て発電機ベースで表している。機械系については制動要素を無視し, 発電機初期出力を 0 としているため機械入力も同じく 0 とした。また, 本解析例では可変速機の巻数比を 1 としているため変換器用変圧器の変圧比も 1 とした。これにより瞬時値モデルにおいては変換器用変圧器は漏れインピーダンスに相当する直列 RL 回路のみのモデルとして扱った。なお, 制御系ゲイン (PI 制御器ゲイン) については両モデルとも表 4 に示す値を用いている。解析手法については, 導出モデルでは台形法を用いているために, 外部回路の切り替えが生じた場合には電圧の応答に計算刻み幅 Δt 幅の数値振動が発生する。よってこれを抑えるために CDA 法⁽³⁾を導入している。この効果については後述する。なお, 本解析例での Δt は導出モデルには 200 μs , 瞬時値モデルには 5 μs を適用している。

ステップ応答試験の解析結果を図 10 ~ 図 14 に示す。これらにおいて, 瞬時値モデルの応答にはスイッチングにより引き起こされるノイズが含まれているが, これに対してその平均値に相当する位置に導出モデルの応答が現れている。なお, pu で表している状態量は全て発電機ベースである。図 10 に発電機の系統出力を示す。結果より出力目標値変更指令に出力が追従していることが分かる。図 11 に

表 1 可変速発電機定格

Table 1. Rating of adjustable speed generator.

Rated Power:	475 MVA
Rated Voltage:	18 kV
Frequency:	50 Hz
Number of Poles:	20
Inertia Constant (H):	6.3 s
Stator Resistance:	0.0013 pu
Stator Leakage Reactance:	0.085 pu
Rotor Resistance:	0.0011 pu
Rotor Leakage Reactance:	0.11 pu
Magnetizing Reactance:	2.3 pu

表 2 励磁系定格

Table 2. Rating of excitation power supply circuit.

Impedance of limiting reactor (generator capacity base)	0.002+j0.37 pu
Transformer for converter :	
Rated Power	48 MVA
Leakage reactance (self capacity base)	0.014+j0.3 pu
Magnetizing reactance (self capacity base)	50 pu
Primary / Secondary Voltages	18 kV / 18 kV
Resistance of DC link (Inverter side)	0.0006 ohm
Resistance of DC link (Converter side)	0.0009 ohm
Capacitance of DC link	15000 μ F

表 3 初期状態と外乱条件

Table 3. Initial conditions and disturbance conditions.

Initial status of generator:	P=0.0 pu (output to network) Q=0.0 pu (") Slip 4 %
Initial status of secondary excitation system:	
DC capacitor voltage	20 kV
Reactive power flow into converter	0.0 pu
Disturbance:	Case(1)-Step change of generator output Step change of P from 0.0 to 1.0 pu (at t=1.0 s) Step change of P from 1.0 to 0.0 pu (at t=3.0 s) Case(2)-Infinite Bus voltage drop Change V from 1.0 to 0.5 pu (at t=0.1 s) Change V from 0.5 to 1.0 pu (at t=0.2 s)

表 4 制御系ゲイン

Table 4. Controller gains.

Inverter control system		Converter control system	
APR	AQR	DC-AVR	AQR
$0.1 + \frac{20}{s}$	$0.1 + \frac{20}{s}$	$50 + \frac{100}{s}$	$0.1 + \frac{10}{s}$
ACR(d-axis)	ACR(q-axis)	ACR(d-axis)	ACR(q-axis)
$1 + \frac{10}{s}$	$1 + \frac{10}{s}$	$0.1 + \frac{1}{s}$	$0.1 + \frac{1}{s}$

発電機の機械量を示す。機械入力を 0 としているため、目標値変更後、発電出力にともない運動エネルギーが変換され回転数が低下している。また、系統出力が一定である一方、二次励磁のための電力供給を端子より分路させて行っているために発電機出力が更に増加しており、そのことが

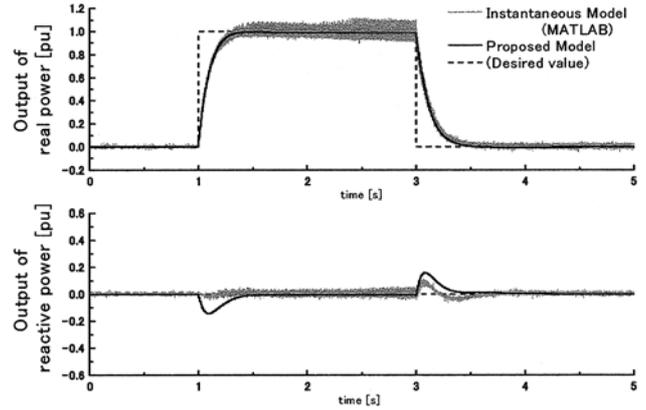


図 10 発電機出力

Fig. 10. Responses of generator outputs.

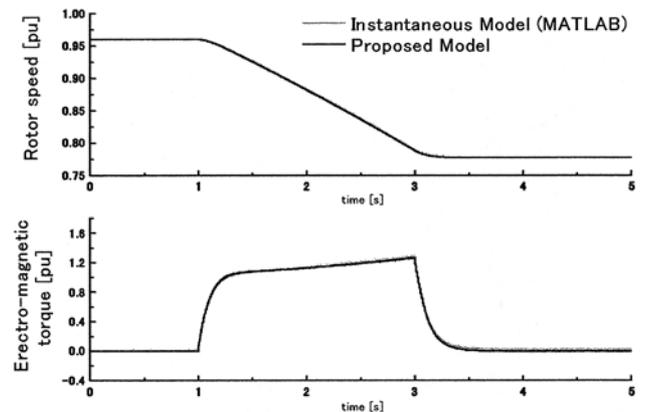


図 11 発電機機械量

Fig. 11. Responses of mechanical quantities.

電磁トルクの応答にも現れている。図 12 に変換器交流側電流(実効値および瞬時値(a相))の応答を示す。ここで、実効値は三相瞬時値量より $RMS = \sqrt{a^2 + b^2 + c^2} / \sqrt{3}$ の関係を用いて変換したものである。また瞬時値(a相)の応答は発電機出力が +1.0 pu であるときのものである。これより、瞬時値モデルにおいてスイッチング動作により得られる瞬時電流応答と平均値モデルの電流応答がほぼ一致していることがわかる。図 13 に固定子および回転子電流(実効値および瞬時値(a相))の応答を示す。結果より、指令値変更中においてそれぞれの電流は、前述のように励磁電力供給のために増加していることが確認できる。図 14 に直流コンデンサ電圧とコンバータへ流入する電力の応答を示す。目標値変更中を含め定常状態においては両モデルの応答がほぼ一致していることが分かる。

これらのステップ応答結果より発電機と制御系は正常に動作していることが分かり、提案するシステム全体のモデリング手法は妥当であると言える。

次に、図 15~図 17 に電圧低下時の解析結果を示す。可変速機は P = 1.0, Q = 0.0 pu で運転されており、その他の条件はステップ応答試験時と同じである。それぞれの結

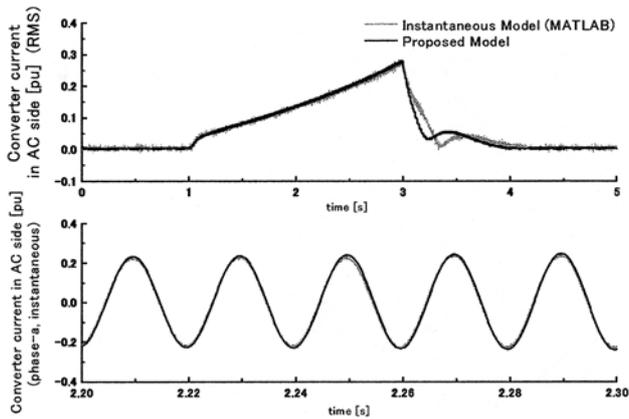


図 12 変換器交流側電流 (実効値および瞬時値 (a相))

Fig.12. Responses of currents in AC side of converter (RMS and Instantaneous value).

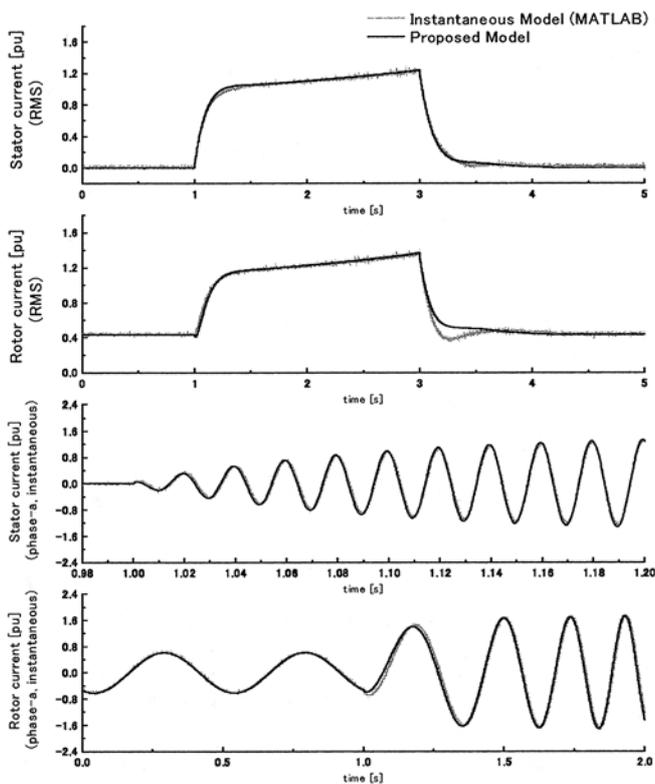


図 13 固定子・回転子電流 (実効値および瞬時値 (a相))

Fig.13. Responses of stator and rotor current (RMS and Instantaneous value).

果においてスイッチングノイズが発生している瞬時値モデル応答のおよそ平均値に導出モデルの応答が現れていることが分かる。過渡応答においては若干の差が見られるが、これは瞬時値モデルと平均値モデルの計算手法の違いや各要素の計算誤差(微分器・積分器など)とそのフィードバック制御系における累積が影響していると考えられる。これについては解析例 1) のステップ応答においても同様のこ

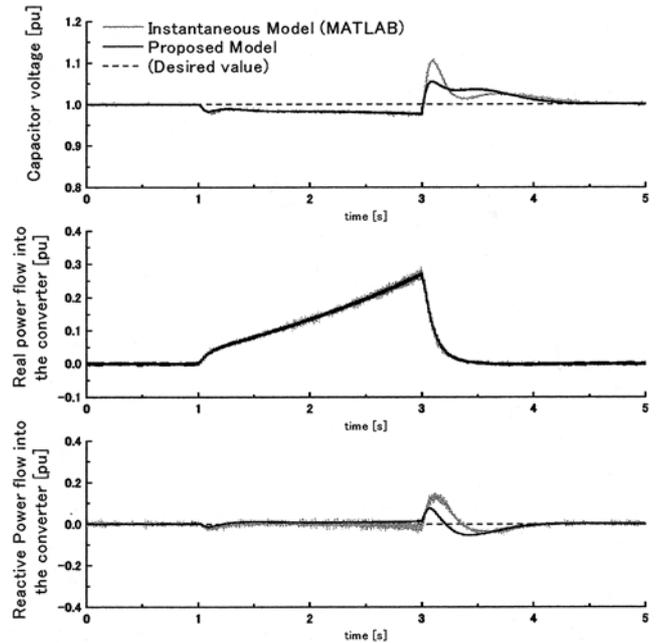


図 14 直流コンデンサ電圧と励磁回路通過電力

Fig.14. Responses of DC capacitor voltage and power flow through the excitation power supply circuit.

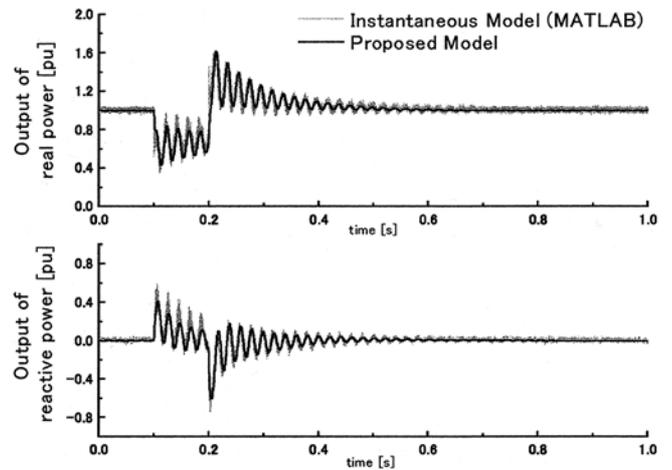


図 15 発電機出力

Fig.15. Responses of outputs of generator.

とが言えるが、全体的に見てそれらの差は小さく、解析精度には直接影響しないと思われる。しかしながら、さらなる解析調査を重ねてモデル応答の特性を明らかにし、今後の応用について評価してゆく必要がある。

本モデルでは、前章で述べたように数値振動を抑制するための CDA 法を適用している。通常は台形法を用いて計算を行っているところを、外部回路の切り替えが生じた時点で 1 ステップのみ CDA 法に従った計算に変更し、数値振動を抑制する。図 18 は、図 8 のモデル系統において送電線の間地点で 0.1 秒間の三線地絡故障が生じ、故障が

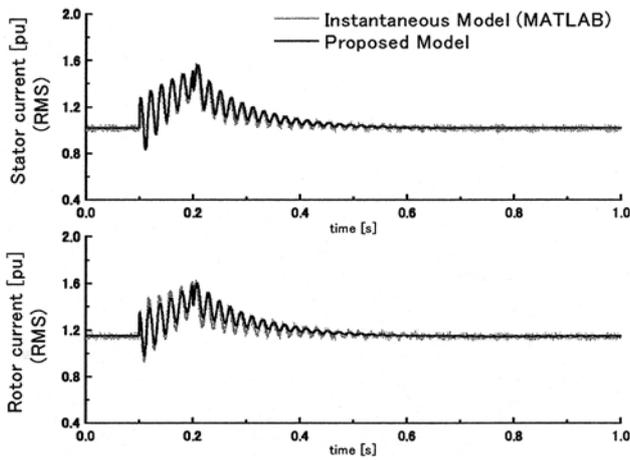


図 16 固定子・回転子電流（実効値）

Fig.16. Responses of stator and rotor current (RMS).

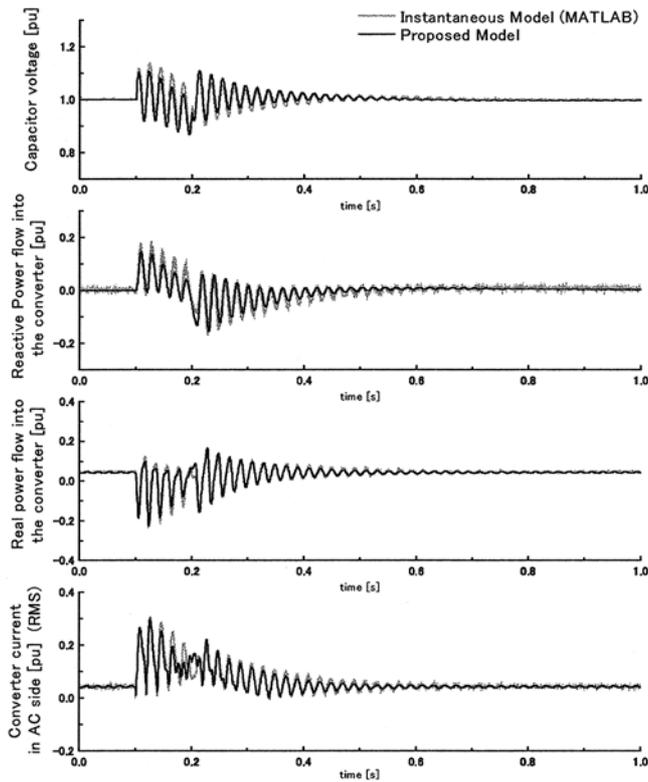


図 17 直流電圧と励磁回路電流量

Fig.17. Responses of DC voltage and electrical quantities in excitation circuit.

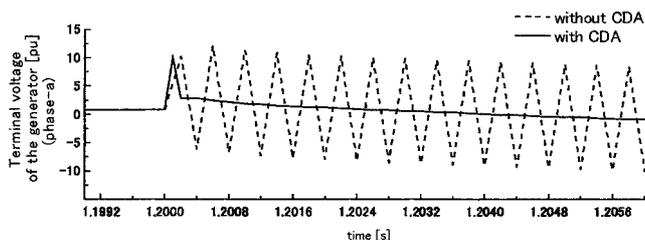


図 18 CDA 法による数値振動抑制効果

Fig.18. Oscillation damping effect by using CDA method.

除去された瞬間の発電機端子電圧 (a 相) の応答を示している。CDA 法を適用しない場合は大きな数値振動が発生しているが、適用した場合はほぼ完全に抑制されていることが分かる。このことより、大規模システムで主体となる故障計算を含む安定度解析において、解の精度を向上させるために CDA 法の導入は重要であると言える。なお、導出モデルでは本例のような地絡故障時の解析も可能であるが、外部回路の切り替えが生じるため、瞬時値モデルでの解析は困難であった。

以上の結果より、既に検証の済んでいた瞬時値ベースでの誘導機モデルと、

- (1) 理想的な挙動をすることで表現した変換器平均値モデル。
- (2) 可読性の高いブロック線図という表現方法で記述したスイッチング動作まで模擬した変換器瞬時値モデル。

の双方を比較検討した結果、過渡状態を含む応答の一致および平均値モデルの精度を検証することができた。今後、可変速発電システムに限らず、変換器モデルの電力システムに及ぼす影響評価が非常に重要になることが予想され、変換器モデルの仮定とモデルの適用範囲を明確に定めるための方法論を整理することが非常に大切になると考えられるが、その際には本稿での知見が基礎的な役割を果たすものと考えられる。

4. まとめ

本論文では、大規模電力システムにおける安定度解析に適用できる、半導体電力変換器を平均値モデルとして扱う瞬時値相座標系可変速発電システムモデルを提案し、変換器スイッチング特性を考慮した MATLAB による瞬時値モデルとの比較により、その有効性を確認した。

瞬時値モデルを用いた解析においては非常に多くの計算時間が必要であり、また送電線等の外部回路を模擬することが難しく大規模システムへの適用は不可能である。一方、本提案モデルは大規模システムへ適用でき、発電機および外部システムの電気回路部分を瞬時値で取り扱って高い精度を維持しながら高速に計算を行うことが可能である。従って、可変速揚水発電システムを含む電力システムの高精度な解析を可能にすることはもちろんであるが、さらには今後、電力システム解析において新しいモデルを投入していく際にも本モデリング手法は有益であると考えられる。

本検討モデルは現在、東京電力(株)で開発中の系統解析統合環境 (IMPACT)⁽⁸⁾ における可変速機モデルとして導入すると共に、相座標誘導機モデルの部分を ATP-EMTP に組み込むことについても現在検討中である。

(平成 14 年 12 月 1 日受付, 平成 15 年 8 月 18 日再受付)

文 献

- (1) R. Takahashi, J. Tamura, Y. Tada, and A. Kurita: "Derivation of phase-domain model of an induction generator in terms of instantaneous values", *T. IEE Japan*, Vol.119-B, No.12, pp.1470-1476 (1999-12) (in Japanese)
高橋理音・田村淳二・多田泰之・栗田 篤:「誘導発電機の瞬時値相座標モデルの導出」, 電学論 B, 119, 12, pp.1470-1476 (1999-12)
- (2) Y. Tada, A. Kurita, R. Takahashi, and J. Tamura: "Knowledge on validation of phase-domain asynchronous machine model to install EMTP", Proc. of Japan Society for Simulation Technology Conference, pp.225-228 (2002-6) (in Japanese)
多田泰之・栗田 篤・高橋理音・田村淳二:「可変速揚水システムの EMTP モデルの妥当性検証に関する知見」, 日本シミュレーション学会資料, pp.225-228 (2002-6)
- (3) J.R. Marti and J. Lin: "Suppression of Numerical Oscillations in the EMTP", *IEEE Trans. Power Syst.*, Vol.4, No.2, pp.739-747 (1989-5)
- (4) R. Takahashi, J. Tamura, Y. Tada, and A. Kurita: "Construction of phase-domain model of an adjustable speed generator in terms of instantaneous values and its control blocks", The Papers of Technical Meeting on Rotating Machinery, IEE Japan, RM-99-80 (1999) (in Japanese)
高橋理音・田村淳二・多田泰之・栗田 篤:「瞬時値相座標系における可変速発電機モデルとその制御系の構築」, 電気学会回転機研究, RM-99-80 (1999)
- (5) Y. Tada: "FlexRS—A Challenge to Reduce Power System Real-time Simulation Costs by Using General Purpose System", *J. IEE Japan*, Vol.122, No.5, pp.301-303 (2002-5) (in Japanese)
多田泰之:「FlexRS—汎用技術利用による低コスト化への取り組み」, 電学誌, 122, 5, pp.301-303 (2002-5)
- (6) M. Akamatsu, M. Tsukada, and D. Itoh: "A Novel PLL and frequency detecting method suited for the abnormal voltages under fault conditions in the power system", *T. IEE Japan*, Vol.118-B, No.9, pp.955-961 (1998-9) (in Japanese)
赤松昌彦・塚田路治・伊藤大介:「電力系統事故時の異常電圧に対処した PLL および周波数検出方式」, 電学論 B, 118, 9, pp.955-961 (1998-9)
- (7) K. Akamatsu, T. Funaki, Z. Kawasaki, and K. Matsuura: "Study on modeling and time step in real time digital simulation of voltage sourced converter", *T. IEE Japan*, Vol.121-B, No.12, pp.1817-1823 (2001-12) (in Japanese)
赤松慶治・舟木 剛・河崎善一郎・松浦虔士:「自動式変換器の実時間デジタルシミュレーションにおけるモデル化と計算時間刻みに関する考察」, 電学論 B, 121, 12, pp.1817-1823 (2001-12)
- (8) Y. Tada, A. Kurita, M. Masuko, Y. Takahara, and K. Koyanagi: "Development of an Integrated Power System Analysis Package", POWERCON2000, Perth, Australia (2000-12)

高橋理音 (正員) 1976年1月4日生。1998年3月北見工業大学電気電子工学科卒。同年4月北見工業大学教務職員, 現在に至る。主として電力系統及び可変速発電機に関する研究に従事。



田村淳二 (正員) 1957年1月17日生。1984年3月北海道大学大学院博士課程修了。同年4月北見工業大学講師, 1986年4月同助教授, 1996年10月同教授となり現在に至る。1991年9月より10ヶ月間テキサス大学アーリントン校客員研究員。同期機及び電力系統の解析に関する研究に従事。工学博士。IEEE Senior Member。



多田泰之 (正員) 昭和56年3月埼玉県立川越工業高等学校電気科卒業。同年4月東京電力(株)入社。63年東電学園大学部卒業。平成元年4月より, 同社技術開発研究所系統技術グループ勤務。この間, 平成元年4月より1年間東京大学工学部電気工学科受託研究員。平成8年電気学会論文賞, 平成10年同優秀論文発表賞受賞。技術士(電気・電子部門)。博士(工学)。IEEE 会員。



栗田 篤 (正員) 昭和56年3月静岡大学大学院工学系研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月, 東京電力(株)入社。現在, 同社技術開発研究所系統技術グループ所属。主として, 電力系統の解析および制御に関する研究に従事。平成2年および8年電気学会論文賞受賞。

