

博士論文

電力系統解析における
可変速発電システムのモデル体系化に関する研究

2006 年 9 月

高 橋 理 音

目次

第1章	序論	1
第2章	誘導発電機の瞬時値相座標モデルの導出	5
2.1	はじめに	5
2.2	モデルの定式化	7
2.2.1	電圧方程式の導出	7
2.2.2	電磁トルク表現と運動方程式	13
2.3	シミュレーションのためのモデル離散化	18
2.3.1	台形法	18
2.3.2	電圧方程式の離散化	18
2.3.3	運動方程式の離散化	20
2.3.4	回転速度の予測	22
2.4	磁気飽和の考慮	23
2.5	電力系統モデルとのリンク	26
2.6	解析例	29
2.7	まとめ	46
第3章	可変速発電機とその励磁制御系モデルの構築	47
3.1	はじめに	47
3.2	モデルの全体構成	50
3.3	回転機モデル	52
3.4	励磁回路モデル	55
3.5	モデルのノートン等価回路表現	56
3.5.1	可変速発電機のノートン等価回路表現	56
3.5.2	励磁電力供給回路のノートン等価回路表現	57
3.6	直流リンク回路モデル	59
3.7	制御系モデル	62
3.7.1	一次遅れ要素	63
3.7.2	二次振動要素	64
3.7.3	PI 制御器	66
3.7.4	変換器モデル	67

3.8	モデルの全体構成と計算の手順	68
3.8.1	制御信号の入出力における処理	68
3.8.1.1	電力検出	68
3.8.1.2	電流検出	68
3.8.1.3	位相検出	68
3.8.1.4	座標変換	69
3.8.2	初期値計算	71
3.8.2.1	初期値計算手順の概要	71
3.8.2.2	初期値計算手順の詳細	73
3.8.3	過渡計算手順	76
3.9	解析例とモデルの妥当性評価	78
3.9.1	解析条件	78
3.9.2	ステップ応答試験	81
3.9.3	電圧低下試験	88
3.10	まとめ	96
第4章	可変速発電システムの応用～交流励磁形同期発電機を用いた風力発電システムの新しい制御法	97
4.1	はじめに	97
4.1.1	背景	97
4.1.2	提案の概要	97
4.2	シミュレーションモデル	101
4.3	交流励磁形同期発電機(DFSG)の制御系構成	102
4.3.1	発電機制御系の構成	102
4.3.2	電圧低下補償制御系	102
4.3.3	励磁電力制御系の構成	106
4.3.4	直流リンク回路構成と電力変換器モデル	106
4.3.5	風車モデルと DFSG 有効電力出力の決定方法	108
4.3.6	ピッチ角制御系	112
4.4	シミュレーション	114
4.4.1	風速変動時の応答解析	114
4.4.2	故障発生時の応答解析	121
4.5	まとめ	129

第5章	結論	131
謝辞		133
参考文献		135
研究業績		137

第1章 序論

現代社会の根底を支える電力の安定供給は、いつの時代においても最重要課題である。近年は石油資源の枯渇が叫ばれ、自然エネルギー利用の流れが加速し続けており、従来、水力発電、火力発電をほぼ全ての電源としていた電力系統に、風力発電、太陽光発電といった新しい発電システムの投入が続けられている。また半導体製造技術の向上により大容量パワーエレクトロニクス機器が開発され、発電システムとして、または電力系統安定化装置としての系統連系が増加している。このように電力系統の構成は時代の流れに沿って変化しており、そのなかでもなお、常に安定した電力供給を続けるための技術開発を継続してゆくことは必須である。

電力系統の安定運用に欠かせないものの一つに解析技術が挙げられる。これは、系統内の電力潮流状態をあらかじめ推測するもので、発電所の経済的運用や、落雷・電線短絡などの故障により電力供給が不安定になることの回避を目的とする。電子計算機の運転や精密機器の製造にかかわる工場など、ほとんどの産業界においては高品質な電力が不可欠であり、そのために、系統の動特性、特に故障に伴う系統の過渡応答特性すなわち安定度を精度良くシミュレートする技術は非常に重要である。このような電力系統の過渡解析を行うソフトウェアとして代表的なものが EMTP/ATP^[1]であり、世界中で利用されてきている。また国内では、(財)電力中央研究所が開発した Y 法^[2]を中心とするプログラムが大規模系統解析のために広く用いられている。しかし、EMTP/ATP は元来サージ解析のような極めて短い時間での過渡状態を解析することを目的としており、発電機や送電線など非常に多くの要素を含む大規模電力系統の解析を得意としない。また Y 法においても現在増加の一途にあるパワーエレクトロニクス機器の解析手法が確立されていないなど、電力系統の解析技術は完全とはいえない。

本論文は電力系統解析技術の向上を目的として、電力システムの解析モデルについて論ずるものである。上述のような解析プログラムにおいては幾つかの電力機器モデルが既に用意されているが、本論文では、これらのもつ欠点を補うべく開発したモデルについて述べる。近年、電子計算機の性能は著しく向上し、従来では到底成し得なかったような詳細な解析が可能となったが、様々な新しい機器の導入が図られている現在の大規模電力系統の詳細な、かつ高精度な解析は未だ容易に達成されない。また、系統を成す要素の数は膨大であり、解析には熟練した技と経験が要求されることもまた事実である。すなわち、解析に要するコストと時間を抑えつつ、高い精度を維持できるような解析技術の開発はきわめて重要であり、本論文はそれに貢献するための一手法を提案するものである。

本論文は誘導機とその応用システムに着目した解析モデルの提案を柱としている。その構成として、第2章にて誘導機の解析モデルの導出について、第3章にて可変速揚水発電システムの解析モデルの導出について提案し、第4章では、それまで展開してきたモデル化手法を応用した風力発電システムの新しい制御法について提案する。以下に、可変速揚水発電システムのモデル体系化(第2章、第3章に相当)について、および風力発電システムの新しい制御法(第

4 章に相当) について、研究背景を述べる。

(1) 可変速揚水発電システムのモデル体系化について

電力系統において、その特性を決定付けるものは各発電所で運転している同期発電機である。長い間、同期発電機の特性調査や解析モデルの開発に多大な労力が払われ、一般的な同期発電機モデルは確立されているといつてよい。例えば電磁解析プログラム EMTP/ATP においても Type-59 と呼ばれる同期発電機モデルが組み込まれており、過渡応答解析のために用いられてきている。しかし一方で、解析対象の電力系統構造によっては数値計算に不具合が生じて解が得られないという報告もなされており、そこでは EMTP の数値解析手法を踏襲しつつ、不具合を解消するための新しい同期発電機モデルを提案している^[3]。また、同期機と並んで産業界で広く用いられている誘導機については、EMTP には専用の解析モデルが用意されていない。現段階ではユニバーサルマシンモデルと呼ばれるものが組み込まれており（これは同期機、誘導機、直流機を一つのモデルで模擬することができる）、これを誘導機動作させることで挙動を模擬することができるが、同期機モデル Type-59 と同様、与える機器定数によっては数値不安定性を生ずることがある。

本検討では文献^[3]と同様にして、EMTP の数値解析手法を採用しつつ、新しい誘導機モデルを導出する。一般に回転機モデルは Park の変換式を用いた dq 軸座標系にて定式化されるが、相座標系(abc 座標系)で表される系統モデルとリンクする際に座標変換を必要とする。そこで本検討では、座標変換が不要な瞬時値相座標系にて誘導機モデルの定式化を行う。

続いて、誘導機を応用した大容量電力機器について解析モデルの構築を行う。わが国で最も大きな容量を持つ誘導機のアプリケーションは可変速揚水発電システムである。このシステムは巻線型誘導機とパワーエレクトロニクス装置を組み合わせたユニットであり、従来の固定速揚水発電に加えて、高い精度で系統周波数を一定に維持する AFC 運転に貢献している。代表的な投入例として、大河内発電所（関西電力㈱、可変速発電機容量 395MVA）、矢木沢発電所（東京電力㈱、可変速発電機容量 85MVA）、塩原発電所（東京電力㈱、可変速発電機容量 360MVA）、奥清津第二発電所（電源開発㈱、可変速発電機容量 345MVA）などが挙げられる。このように大容量のシステムが既に系統で運用されいながら、これを一つのユニットとして扱う解析モデルは用意されておらず、解析の際には個々の要素モデルを組み合わせで全体モデルを作り上げる必要がある。

本検討では、提案する誘導機の瞬時値相座標モデルを適用し、可変速揚水発電システムの大規模電力系統解析に向けた統合的なモデルを構築する。本モデルでは、発電機は瞬時値ベースでのモデリングながら、パワーエレクトロニクス装置はそのスイッチング動作（パワートランジスタや GTO、IGBT の ON,OFF 動作）を模擬せず、平均的な動作を行うモデルとするところ

ろが大きな特徴である。これにより解析時間を大幅に短縮することができるので、大規模系統解析にも十分対応可能となる。さらに、本手法は可変速揚水発電システムにとどまらず他のパワーエレクトロニクス応用機器のモデル化に際しても有効であると考えられる。一方で、本検討は、大規模電力系統解析において未だ曖昧になっているパワーエレクトロニクス装置の取り扱い方法をどのようにすべきかと言う問題提起を含んでいる。半導体素子のスイッチング動作まで考慮した解析はほぼ不可能である以上、何らかの形で動作を近似する手法が必要であり、本検討はその一つを提案するものである。

(2) 風力発電システムの新しい制御法

近年、自然エネルギー利用の流れが活発化する中、風力発電は最も導入が進んでおり、今後さらに拡大する見込みである。風力発電システムは単機容量が数メガワットであるものが開発され、これを複数台設置してウィンドファームを形成することが一般的になっている。これまで、風力発電機にはかご型誘導発電機が広く採用されてきた。これは、発電機が堅牢で安価、系統への接続が容易であるという利点のためである。しかしながら、ほぼ固定速度での運転のため、風速の変動に伴い発電出力が大幅に変化する欠点があり、また励磁のための無効電力を系統から引き込むため電圧変動を引き起こす問題も抱えている。これに対して、最近では発電機を可変速運転させるシステムが開発され、系統への投入も進んでいる。可変速運転の方法はいくつかあるが、交流励磁形同期発電機（DFSG）を用いたシステムが最も多く採用されており、世界の主要な風車メーカー（例えば、Vestas(デンマーク)、Nordex(ドイツ))でもこのシステムを製造している。DFSGは巻線型誘導機と同じ構造であり、励磁方式も同様である。すなわち、可変速揚水発電システムと同様に有効、無効電力を独立に制御可能であるため、変動風速の元でも固定速かご型誘導発電機に比べて高品質な電力を供給できる。

現在、DFSG可変速風力発電システムは自身の出力制御のみを行う仕様のものがほぼ全てと言えるが、本検討では既に備えられている制御系に付加的な制御系を追加することで、自身のみならず周囲の風力発電機を安定化する手法を提案する。本提案はDFSGと固定速かご型誘導発電機を併設しているウィンドファームに適用することを想定しており、既に設置されているウィンドファームにも応用できる。本検討では、可変速揚水発電システムモデルで用いる制御系モデルを応用した可変速風力発電要の制御系を設計し、電力系統解析ソフトウェアPSCAD/EMTDCを用いた解析を行って、提案する安定化効果を確認する。

第 2 章 誘導発電機の瞬時値相座標モデルの導出

2.1 はじめに

電力系統における同期機や誘導機などの回転機の挙動を解析する場合、その解析モデルは Park の変換式に代表される dq0 座標系で構築されるのが通例である。しかし、送電線などの外部系統は相座標系（abc 座標系）でモデル化されるので、それらと回転機を接続して挙動を解析する場合には、どちらかの座標系に統一してから計算を行う必要がある。すなわち、図 2.1(a)に示すように dq0 座標系で表されている回転機モデルを再び相座標系に戻して外部系統に接続するか、相座標系の外部系統を dq0 座標系に変換して回転機に接続し、再び相座標系に戻すか、どちらかを行わなければならない。

現在、回転機を含む電力系統解析を行うための代表的なソフトウェアとして電磁解析プログラム EMTP/ATP^[1]がある。これはアメリカにて開発されてから 30 年余り経過するが、今なお世界中で用いられている信頼性の高いソフトウェアである。しかし、回転機モデルとして同期発電機モデルは単独で用意されているものの、誘導機モデルは用意されておらず、ユニバーサルマシンモデルと呼ばれるモデル（これは同期機、直流機、誘導機のいずれも模擬できるモデルである）を用いてのみ誘導機の応答解析が可能である。また、これらの回転機モデルは上述のように dq0 座標系でモデル化されており、外部系統モデルと接続する際にいくつかの不具合が生ずることが報告されている^{[1][3]}。誘導機は最も多く使われている回転機であり、近年では風力発電機として系統に直接連系されるケースも増えてきており、電力系統解析における誘導機の取り扱い手法を明確にすること、さらには専用のモデルを用意することが望まれる。

本章では、図 2.1(b)に示すように座標変換を必要としない電力系統解析モデルの構築を目的として、瞬時値相座標系における誘導発電機モデルを導出する。これは、既に開発されている瞬時値相座標系における同期発電機モデル^[3]に並ぶものである。誘導機の電気回路構成に従った電圧方程式の導出、微分方程式を数値計算法の一つで EMTP/ATP でも採用されている台形法により離散化する手順、全ての変数を計算する順序に至るまで明確に示し、「中身の見える」モデルの導出を行う。また、EMTP/ATP を用いた解析結果と比較することにより、導出したモデルの妥当性を確認する。

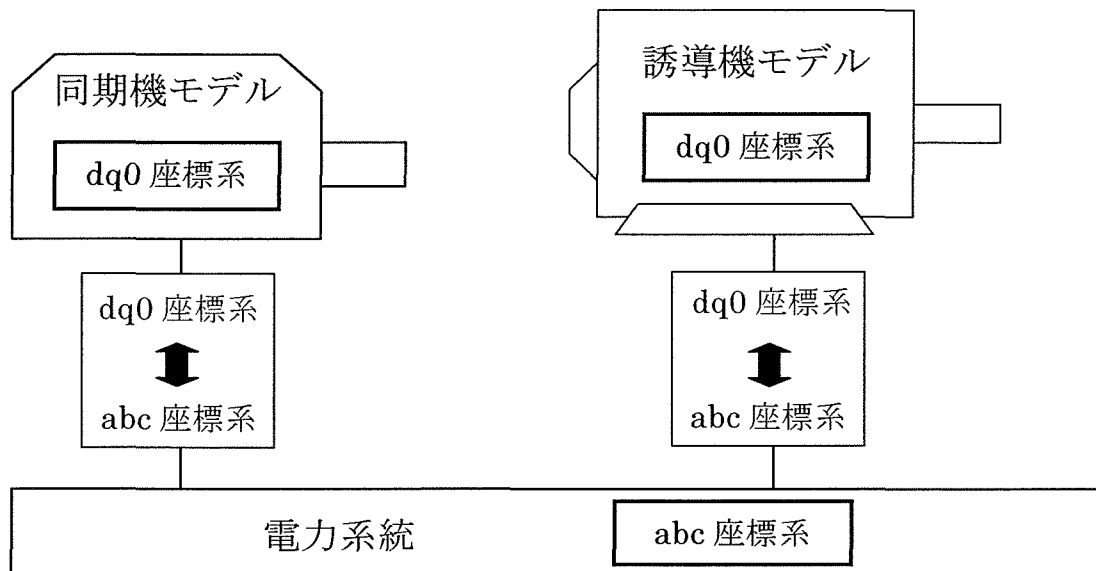


図 2.1(a) 電力系統モデルと回転機モデルの座標系の関係（従来の座標系）

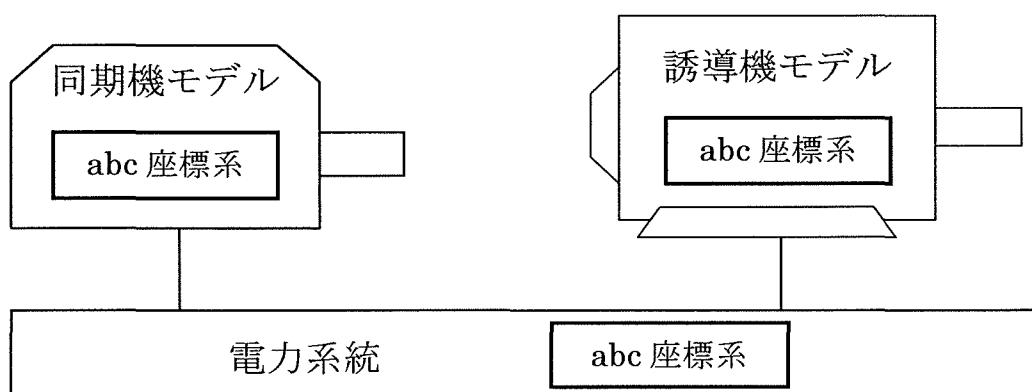


図 2.1(b) 電力系統モデルと回転機モデルの座標系の関係（提案する座標系）

2.2 モデルの定式化

2.2.1 電圧方程式の導出

図 2.2 にモデル化される三相巻線型誘導発電機の電気回路構成図を示す^[4]。回転子は速度 ω_{rm} [rad/s] で回転しており、固定子に対して θ_{rm} [rad] 傾いているとする。ここで、この回路より導かれる方程式は、次の仮定に基づくものとする。

- 起磁力分布が完全な正弦波となるような巻線配置である。
- エアギャップは全て一様である（スロットの影響を無視する）ので、空間磁束も正弦波で分布する。
- 磁気飽和を無視する。よって、磁気回路は線形であり、高調波成分を含まない。

これらの仮定により、すべてのコイルのインダクタンスは基本波成分のみである。電流の向きについては、発電機動作のため固定子電流は端子から出てゆく方向を正とし、回転子電流は端子から流入する方向を正とする。

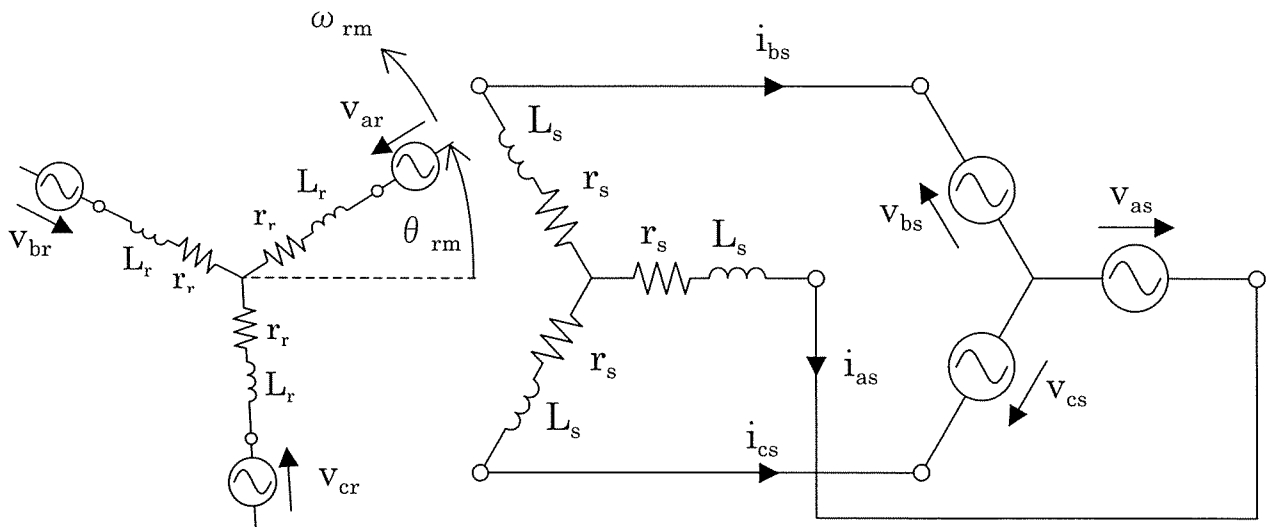


図 2.2 三相巻線形誘導機の電気回路構成

まず固定子側の電圧方程式を導出するが、実機のイメージに近づけるために図 2.2 の回路構成を図 2.3 に示すように展開する。なお、図 2.3 の回転子回路には電圧源 v_{ar} , v_{br} , v_{cr} が示されていないが、実際にはそれぞれが各相に直列に入っているものとする。図 2.3 より、固定子側の電圧方程式は(2.1)式のように表される。但し、変数の添字 s は固定子を表す。

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

ベクトルで表すと,

$$\mathbf{v}_{abcs} = -\mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} + p \mathbf{\Psi}_{abcs} \quad (2.2)$$

ここで, v_{as}, v_{bs}, v_{cs} は固定子 a, b, c 相印加電圧, i_{as}, i_{bs}, i_{cs} は巻線電流, $\Psi_{as}, \Psi_{bs}, \Psi_{cs}$ は鎖交磁束である。磁気回路が線形と仮定しているので, 磁束は電流に比例する。すなわち, $\Psi = L i$ である。従って, Ψ_{abcs} は次のように表される。但し, 変数の添字 r は回転子を表す。

$$\begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + L_{msr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

ベクトルで表すと,

$$\mathbf{\Psi}_{abcs} = -\mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abcs} + \mathbf{L}_{msr} \mathbf{i}_{abcr} \quad (2.4)$$

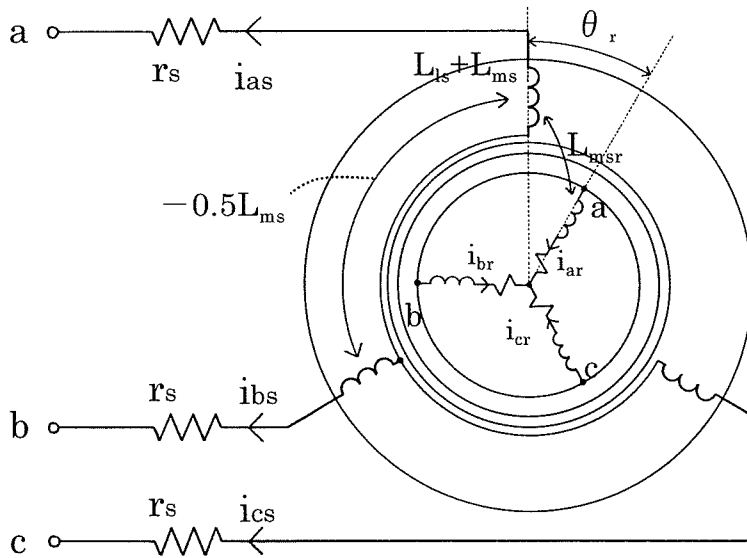


図 2.3 誘導機回路構成と固定子側回路パラメータ

図 2.3 および(2.1), (2.3)式中での各パラメータは表 2.1 の通りである。ただし，図 2.3 中の θ_r は回転子電気角度で表しており，機械角度 θ_{rm} とは次のような関係である。

$$\theta_r = \frac{P}{2} \theta_{rm} \quad (2.5)$$

但し， P は極数である。変数の添字 r は電気角， rm は機械角を表す。ゆえに，角速度 ω_r についても，

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_{rm} \quad (2.6)$$

となる。これ以降の式の展開には全て電気角を用いる。

表 2.1 固定子側回路パラメータ

r_s	: 固定子抵抗
L_{ls}	: 固定子漏れインダクタンス
L_{ms}	: 固定子磁化インダクタンス
$L_{ls} + L_{ms}$: 固定子自己インダクタンス
L_{msr}	: 固定子と回転子間の相互インダクタンス
$(1/2)L_{ms}$: 固定子巻線間の相互インダクタンス

回転子側に着目した回路パラメータは固定子側と同様，図 2.4 のように示されるので，回転子側の電圧方程式は(2.7)式のように表される。

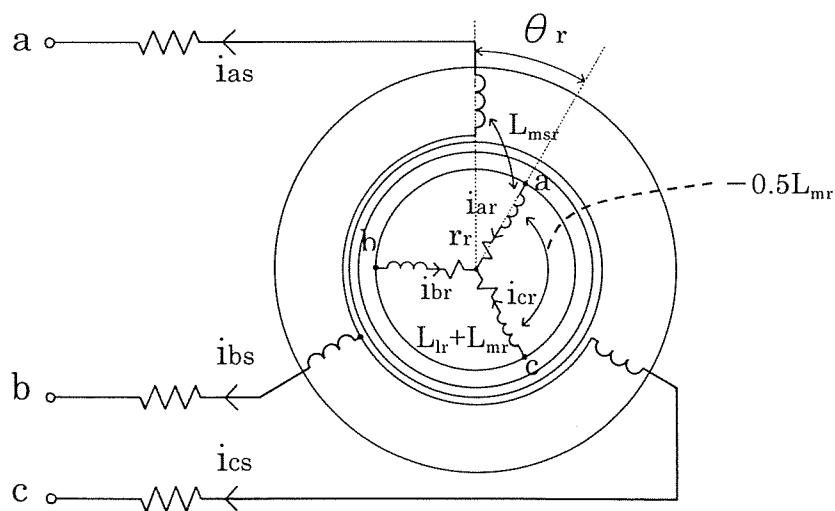


図 2.4 誘導機回路構成と回転子側回路パラメータ

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \Psi_{ar} \\ \Psi_{br} \\ \Psi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

ベクトルで表すと,

$$\mathbf{v}_{abcr} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{abcr} + p \mathbf{\Psi}_{abcr} \quad (2.8)$$

ここで, v_{ar}, v_{br}, v_{cr} は回転子 a, b, c 相印加電圧, i_{ar}, i_{br}, i_{cr} は巻線電流, $\Psi_{ar}, \Psi_{br}, \Psi_{cr}$ は鎖交磁束である。鎖交磁束 Ψ_{abcr} の詳細は(2.9)式のように表される。但し, 式の各パラメータは表 2.2 の通りである。

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ar} \\ \Psi_{br} \\ \Psi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} - L_{msr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

ベクトルで表すと,

$$\mathbf{\Psi}_{abcr} = \mathbf{L}_r \mathbf{i}_{abcr} - [\mathbf{L}_{msr}]^T \mathbf{i}_{abcs} \quad (2.10)$$

表 2.2 回転子側回路パラメータ

r_r	: 回転子抵抗
L_{lr}	: 回転子漏れインダクタンス
L_{mr}	: 回転子磁化インダクタンス
$L_{lr} + L_{mr}$: 回転子自己インダクタンス
L_{msr}	: 固定子と回転子間の相互インダクタンス
$(1/2)L_{mr}$: 回転子巻線間の相互インダクタンス

これより, (2.4)式を(2.2)式に, (2.10)式を(2.8)式に代入してまとめると, 固定子側電圧方程式が(2.11)式, 回転子側電圧方程式が(2.12)式に示すように確立する。

$$\mathbf{v}_{abcs} = -[\mathbf{r}_s + p\mathbf{L}_s] \mathbf{i}_{abcs} + p\mathbf{L}_{msr} \mathbf{i}_{abcr} \quad (\text{固定子側}) \quad (2.11)$$

$$\mathbf{v}_{abcr} = [\mathbf{r}_r + p\mathbf{L}_r] \mathbf{i}_{abcr} - p[\mathbf{L}_{msr}]^T \mathbf{i}_{abcs} \quad (\text{回転子側}) \quad (2.12)$$

次に、巻数比により、二次側パラメータを一次側に換算する^[5]。換算されたパラメータはプライム（'）をつけて表す。

固定子コイル巻数を N_s 、回転子コイルの巻数を N_r とすると、

$$\mathbf{i}_{abcr}' = \frac{N_r}{N_s} \mathbf{i}_{abcr} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{v}_{abcr}' = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{v}_{abcr} \quad (2.14)$$

$$\Psi_{abcr}' = \frac{N_s}{N_r} \Psi_{abcr} \quad (2.15)$$

また、インダクタンス L_{ms} 、 L_{mr} 、 L_{msr} は次のように表される。

$$L_{ms} = \left(\frac{N_s}{2} \right)^2 \frac{\pi \mu_0 r l}{g} \quad , \quad L_{mr} = \left(\frac{N_r}{2} \right)^2 \frac{\pi \mu_0 r l}{g} \quad , \quad L_{msr} = \left(\frac{N_s}{2} \right) \left(\frac{N_r}{2} \right) \frac{\pi \mu_0 r l}{g}$$

ここで、

- R : エアギャップの π [rad] 分の長さ
(回転子外径または固定子内径 $\times \pi$ [rad] の長さ)
- l : エアギャップの軸方向の長さ
(回転子鉄心の長さ)
- g : エアギャップ長
- μ_0 : 空気の透磁率

よって、

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{msr} = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_{mr}$$

すなわち、固定子磁化インダクタンス L_{ms} 、固定子と回転子間の相互インダクタンス L_{msr} 、回転子磁化インダクタンス L_{mr} は全て L_{ms} で表すことができる。従って、次のように換算できる。

$$\mathbf{L}_{msr}' = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{L}_{msr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{L}_{r'} = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 \mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr'} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lr'} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lr'} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

さらに,

$$\mathbf{r}_{r'} = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 \mathbf{r}_r$$

とすると、電圧方程式は、(2.3)式を(2.1)式に、(2.9)式を(2.7)式に代入し巻数換算値で置き換えることで、次のように表される。

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_s + p(L_{ls} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & r_s + p(L_{ls} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & r_s + p(L_{ls} + L_{ms}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\ + pL_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar'} \\ i_{br'} \\ i_{cr'} \end{bmatrix} \quad \text{(固定子側)} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ar'} \\ v_{br'} \\ v_{cr'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{r'} + p(L_{lr'} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & r_{r'} + p(L_{lr'} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & r_{r'} + p(L_{lr'} + L_{ms}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar'} \\ i_{br'} \\ i_{cr'} \end{bmatrix} \\ - pL_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{(回転子側)} \quad (2.19)$$

上式をベクトル表現すると、

$$\mathbf{v}_{abcs} = -[\mathbf{r}_s + p\mathbf{L}_s]\mathbf{i}_{abcs} + p\mathbf{L}_{msr}'\mathbf{i}_{abcr}' \quad (2.20)$$

$$\mathbf{v}_{abcr}' = [\mathbf{r}_r' + p\mathbf{L}_r']\mathbf{i}_{abcr}' - p[\mathbf{L}_{msr}']^T \mathbf{i}_{abcs} \quad (2.21)$$

2.2.2 電磁トルク表現と運動方程式

回転運動のためのエネルギー方程式は(2.22)式で表される。

$$\Delta W_M = T_e \Delta \theta_{rm} \quad (2.22)$$

ただし、

W_M : 原動機から与えられる仕事
 T_e : 発電機電磁トルク (反抗トルク)
 θ_{rm} : 回転子角度 (機械角)

電気角 θ_r を θ_{rm} で表すと、

$$\theta_r = \frac{P}{2} \theta_{rm}$$

P は極数である。よって(2.22)式は、

$$\Delta W_M = T_e \left(\frac{2}{P} \right) \Delta \theta_{rm} \quad (2.23)$$

と書くことができる。

これより、発電機電磁トルク T_e は次のように表される^[5]。

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{\partial W_m'(i, \theta_r)}{\partial \theta_r} \quad (2.24)$$

但し、 W_m' は磁気随伴エネルギーである。

ここで、(2.24)式の導出過程^[5]を以下に示す。

$W_{M\theta 1}$ 、 $W_{M\theta 2}$ をそれぞれ、回転子角度が $\theta 1$ 、 $\theta 2$ の時の回転子が持つ磁気的エネルギー、 ΔW_M を原動機から与えられるエネルギー、 ΔW_E を発電機から出て行く電磁エネルギー (電力) とすると、次の等式が成り立つ。

$$W_{M\theta 1} + \Delta W_M = W_{M\theta 2} + \Delta W_E \quad (2.25)$$

上式より，

$$\begin{aligned}\Delta W_M &= \Delta W_E - (W_{m\theta 1} - W_{m\theta 2}) \\ &= \Delta W_E - \Delta W_m\end{aligned}\tag{2.26}$$

ΔW_M は蓄えられる磁気エネルギーである。

回転子が微小角度 $d\theta_{rm}$ だけ変化するときに，外から与えられる機械的エネルギーを dW_M ，外に出て行く電磁エネルギーを dW_E ，蓄えられるエネルギーを dW_m とすると，(2.26)式は次のように表される。

$$dW_M + dW_m = dW_E\tag{2.27}$$

また， dW_E は，

$$dW_E = i v dt = i d\Psi\tag{2.28}$$

但し， i は巻線電流， Ψ は回転子磁束である。

(2.25)，(2.27)，(2.28)式より，

$$dW_M = T_e d\theta_{rm} = i d\Psi - dW_m\tag{2.29}$$

また，図 2.5 より，

$$dW_m + dW_m' = i d\Psi + \Psi di\tag{2.30}$$

よって，(2.29)式は，

$$T_e d\theta_{rm} = i d\Psi - dW_m = dW_m' - \Psi di\tag{2.31}$$

Ψ と W_M は i と θ_{rm} の関数，すなわち， $\Psi = \Psi(i, \theta_{rm})$ ， $W_M = W_M(i, \theta_{rm})$ である。これより，

$$\begin{aligned}W_m' &= W_m'(i, \theta_{rm}) \\ dW_m' &= \frac{\partial W_m'}{\partial \theta_{rm}} d\theta_{rm} + \frac{\partial W_m'}{\partial i} di\end{aligned}\tag{2.32}$$

また， $W_m' = \int \Psi di$ なので，

$$\frac{\partial W_m'}{\partial i} = \Psi\tag{2.33}$$

(2.32)，(2.33)式を(2.31)式に代入すると，

$$\begin{aligned}
T_e d\theta_{rm} &= \frac{\partial W_m'}{\partial \theta_{rm}} d\theta_{rm} + \frac{\partial W_m'}{\partial i} di - \Psi di \\
&= \frac{\partial W_m'}{\partial \theta_{rm}} d\theta_{rm} + \Psi di - \Psi di \\
&= \frac{\partial W_m'}{\partial \theta_{rm}} d\theta_{rm}
\end{aligned} \tag{2.34}$$

従って、トルク T_e は次のように表される。

$$T_e = \frac{\partial W_m'(i, \theta_{rm})}{\partial \theta_{rm}} \tag{2.35}$$

なお、 θ_{rm} は機械角であり、

$$\theta_r = \frac{P}{2} \theta_{rm}$$

の関係を用いると、(2.24)式の表現となり、導出が完了する。

図 2.5 は磁束と電流の関係を示している。線形関係のときは、 $W_m = W_m'$ となる。磁気回路が線形、すなわち飽和を考慮しないと仮定すると、

$$\Psi = N\phi = LI$$

である。よって、図 2.5 を参照して、

$$W_m' = \int_0^i \Psi di = \frac{1}{2} Li^2 \tag{2.36}$$

ここで、誘導機の固定子 a 相と回転子 a 相の巻線の間を例にとると、これは図 2.6 に示されるものとなり、(2.36)式を用いると、磁気随伴エネルギー W_m' は(2.37)式のように表わされる。このとき、 W_m' は個々の巻線の持つ随伴エネルギーの総和である。

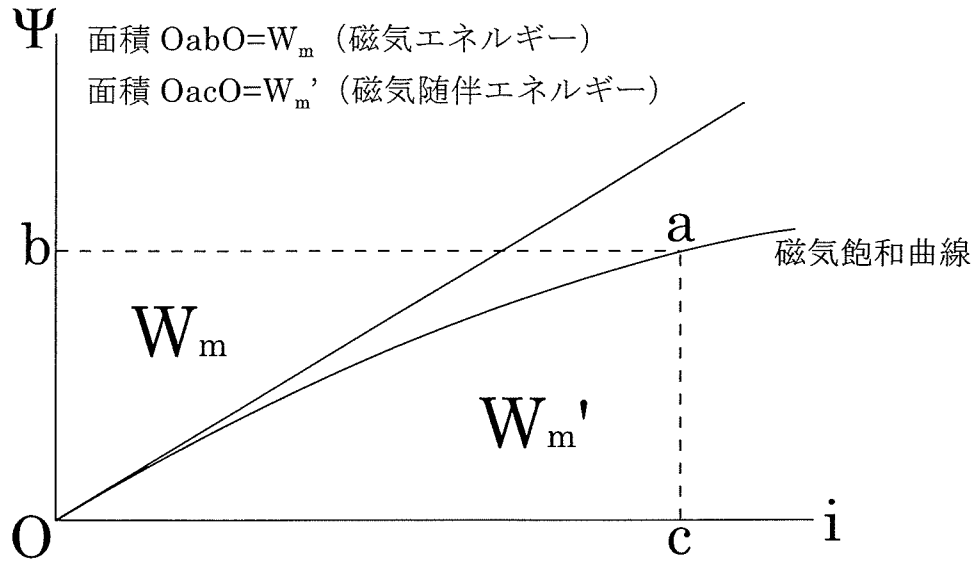


図 2.5 磁束と電流の関係

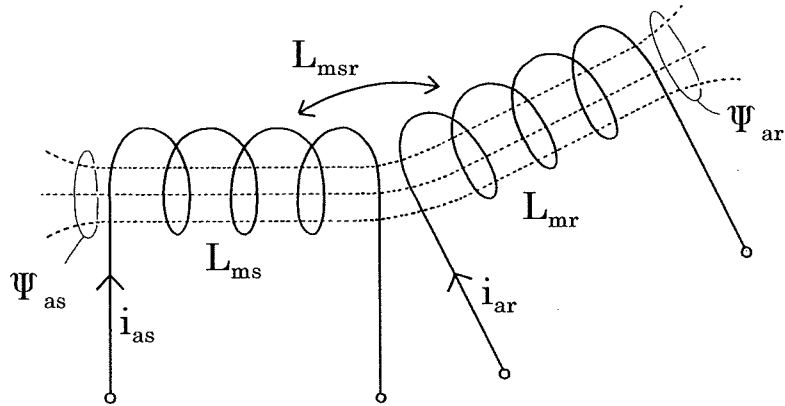


図 2.6 固定子巻線と回転子巻線の磁気結合関係

$$\begin{aligned}
 W_m' &= \frac{1}{2} i_{as} \Psi_{as} + \frac{1}{2} i_{ar} \Psi_{ar} \\
 \Psi_{as} &= L_{ms} i_{as} + L_{msr} i_{ar} \\
 \Psi_{ar} &= L_{msr} i_{as} + L_{mr} i_{ar} \\
 \therefore W_m' &= \frac{1}{2} L_{ms} i_{as}^2 + L_{msr} i_{as} i_{ar} + \frac{1}{2} L_{mr} i_{ar}^2
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

このようにして、発電機の結合磁束内に蓄えられる磁気エネルギー(=磁気随伴エネルギー) $W_m'(i, \theta_r)$ は(2.38)式のように表される。ただし、回転子量は固定子量に換算されるため、プライムを付して表わす。I は単位行列である。

$$\begin{aligned}
 W_m'(i, \theta_r) &= \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \frac{1}{2} L_{jkl} i_j i_k \\
 &= -\frac{1}{2} [\mathbf{i}_{abcs}]^T [\mathbf{L}_s - L_{ls} \mathbf{I}] \mathbf{i}_{abcs} + [\mathbf{i}_{abcs}]^T \mathbf{L}_{msr}' \mathbf{i}_{abcr}' + \frac{1}{2} [\mathbf{i}_{abcr}']^T [\mathbf{L}_r' - L_{lr}' \mathbf{I}] \mathbf{i}_{abcr}'
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

(2.38)式において、 L_s と L_r' が θ_r の関数ではないことを考慮して、これを(2.24)式に代入すると、次のような電磁トルク方程式が得られる。

$$T_e = \frac{P}{2} [\mathbf{i}_{abcs}]^T \left[\frac{\partial}{\partial \theta_r} \mathbf{L}_{msr}' \right] [\mathbf{i}_{abcr}'] \tag{2.39}$$

一方、機械系運動方程式は、図 2.7 に示すように単質点を仮定しているので、次のようになる。

$$T_M = \frac{2}{P} \left(J \frac{d\omega_r}{dt} + D\omega_r \right) + T_e \tag{2.40}$$

但し、

T_M : 入力トルク (原動機トルク)
 J : 質点全体の慣性モーメント
 D : 摩擦係数

T_e : 発電機電磁トルク (反抗トルク)
 ω_r : 回転子電気角速度
 P : 極数

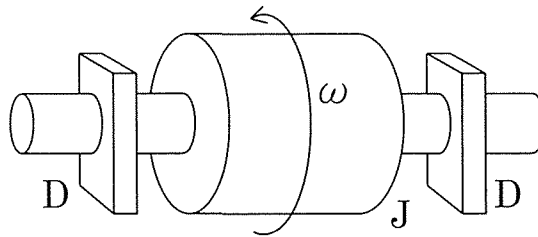


図 2.7 回転質量系

2.3 シミュレーションのためのモデル離散化

2.3.1 台形法

これまで導出した電圧方程式及び機械系運動方程式を用いて実際にモデルの挙動を解析するには、微分方程式を数値計算により解く必要がある。本節では、台形法を用いて方程式を離散化し、差分方程式に変換してから解く方法を導出する。

台形法とは、図 2.8 に示すようにある微小区間での関数の積分を台形近似する方法である^[6]。すなわち、次の式のように近似する。

$$\begin{aligned}\Delta S &= \int_{t-\Delta t}^t f(t) dt \\ &= \frac{\Delta t}{2} \{f(t) + f(t-\Delta t)\}\end{aligned}\tag{2.41}$$

2.3.2 電圧方程式の離散化

先に導出した電圧方程式を再び以下に示す。

$$\left. \begin{aligned}\mathbf{v}_{abcs}(t) &= -[\mathbf{r}_s + p\mathbf{L}_s]\mathbf{i}_{abcs}(t) + p\mathbf{L}_{msr}'(t)\mathbf{i}_{abcr}'(t) \\ \mathbf{v}_{abcr}'(t) &= [\mathbf{r}_r' + p\mathbf{L}_r']\mathbf{i}_{abcr}'(t) - p[\mathbf{L}_{msr}'(t)]^T \mathbf{i}_{abcs}(t)\end{aligned}\right\}\tag{2.42}$$

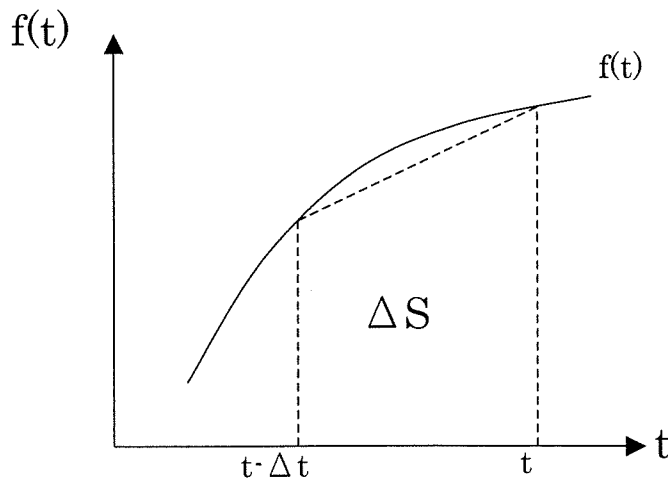


図 2.8 微小面積の台形近似

但し、時変型変数には(t)を付けてある。また、微分演算子 $p=d/dt$ であるので、(2.42)式の両辺に dt を乗じてまとめると、

$$\left. \begin{aligned} \underbrace{\mathbf{v}_{abcs}(t)dt}_{S1} &= \underbrace{-\mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs}(t)dt}_{S2} - \underbrace{d[\mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abcs}(t)]}_{S3} + \underbrace{d[\mathbf{L}_{msr}'(t) \mathbf{i}_{abcr}'(t)]}_{S4} \\ \underbrace{\mathbf{v}_{abcr}'(t)dt}_{R1} &= \underbrace{\mathbf{r}_r' \mathbf{i}_{abcr}'(t)dt}_{R2} + \underbrace{d[\mathbf{L}_r' \mathbf{i}_{abcr}'(t)]}_{R3} - \underbrace{d[[\mathbf{L}_{msr}'(t)]^T \mathbf{i}_{abcs}(t)]}_{R4} \end{aligned} \right\} \quad (2.43)$$

(2.43)式を $t-\Delta t$ から t まで積分すると次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \int_{t-\Delta t}^t \underbrace{\mathbf{v}_{abcs}(t)dt}_{S1} &= \underbrace{-\mathbf{r}_s \int_{t-\Delta t}^t \mathbf{i}_{abcs}(t)dt}_{S2} - \underbrace{[\mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abcs}(t)]_{-\Delta t}}_{S3} + \underbrace{[\mathbf{L}_{msr}'(t) \mathbf{i}_{abcr}'(t)]_{-\Delta t}}_{S4} \\ \int_{t-\Delta t}^t \underbrace{\mathbf{v}_{abcr}'(t)dt}_{R1} &= \underbrace{\mathbf{r}_r' \int_{t-\Delta t}^t \mathbf{i}_{abcr}'(t)dt}_{R2} + \underbrace{[\mathbf{L}_r' \mathbf{i}_{abcr}'(t)]_{-\Delta t}}_{R3} - \underbrace{[[\mathbf{L}_{msr}'(t)]^T \mathbf{i}_{abcs}(t)]_{-\Delta t}}_{R4} \end{aligned} \right\} \quad (2.44)$$

(2.44)式の積分項(S1,S2 および R1,R2)を図 2.8 に従って台形近似し、微小項の積分(S3,S4 および R3,R4)を展開すると次のように表される。

$$\left. \begin{aligned} \underbrace{\frac{\Delta t}{2} [\mathbf{v}_{abcs}(t) + \mathbf{v}_{abcs}(t - \Delta t)]}_{S1} &= \underbrace{-\frac{\Delta t}{2} \mathbf{r}_s [\mathbf{i}_{abcs}(t) + \mathbf{i}_{abcs}(t - \Delta t)]}_{S2} \\ &\quad - \underbrace{\mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abcs}(t) + \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abcs}(t - \Delta t)}_{S3} \\ &\quad + \underbrace{\mathbf{L}_{msr}'(t) \mathbf{i}_{abcr}'(t) - \mathbf{L}_{msr}'(t - \Delta t) \mathbf{i}_{abcr}'(t - \Delta t)}_{S4} \\ \underbrace{\frac{\Delta t}{2} [\mathbf{v}_{abcr}'(t) + \mathbf{v}_{abcr}'(t - \Delta t)]}_{R1} &= \underbrace{\frac{\Delta t}{2} \mathbf{r}_r' [\mathbf{i}_{abcr}'(t) + \mathbf{i}_{abcr}'(t - \Delta t)]}_{R2} \\ &\quad - \underbrace{\mathbf{L}_r' \mathbf{i}_{abcr}'(t) - \mathbf{L}_r' \mathbf{i}_{abcr}'(t - \Delta t)}_{R3} \\ &\quad - \underbrace{[\mathbf{L}_{msr}'(t)]^T \mathbf{i}_{abcs}(t) + [\mathbf{L}_{msr}'(t - \Delta t)]^T \mathbf{i}_{abcs}(t - \Delta t)}_{R4} \end{aligned} \right\} \quad (2.45)$$

(2.45)式を行列形式にまとめると、次のような離散化された電圧方程式が得られる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs}(t) \\ \mathbf{v}_{abcr}'(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\mathbf{r}_s - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_s & \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_{msr}'(t) \\ -\frac{2}{\Delta t} [\mathbf{L}_{msr}'(t)]^T & \mathbf{r}_r' + \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_r' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs}(t) \\ \mathbf{i}_{abcr}'(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} -\mathbf{r}_s + \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_s & -\frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_{msr}'(t - \Delta t) \\ \frac{2}{\Delta t} [\mathbf{L}_{msr}'(t - \Delta t)]^T & \mathbf{r}_r' - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_r' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs}(t - \Delta t) \\ \mathbf{i}_{abcr}'(t - \Delta t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs}(t - \Delta t) \\ \mathbf{v}_{abcr}'(t - \Delta t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.46)$$

2.3.3 運動方程式の離散化

2.3.2 節と同様にして、機械系運動方程式についても台形近似を施す。以下に、運動方程式を再度示す。但し一般形に近づけるために、弾性要素（軸ねじれ要素）を付加する。

$$T(t) = \frac{2}{P} \left[J \frac{d\omega_r(t)}{dt} + D\omega_r(t) + K\theta_r(t) \right] \quad (2.47)$$

ただし、

$$T(t) = T_M(t) - T_e(t)$$

（ $T_M(t)$ は原動機トルク、 $T_e(t)$ は電磁トルク）

(2.47)式を次のように変形する。

$$\frac{P}{2} T(t) = J \frac{d\omega_r(t)}{dt} + D\omega_r(t) + K\theta_r(t) \quad (2.48)$$

ここで、 $\theta_r(t) = x_1(t)$ 、 $\omega_r(t) = x_2(t)$ とすると、

$$\frac{dx_1(t)}{dt} = x_2(t)$$

よって、(2.48)式は、

$$\frac{P}{2} T(t) = J \frac{dx_2(t)}{dt} + Dx_2(t) + Kx_1(t) \quad (2.49)$$

(2.49)式を行列で表すと、

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K}{J} & -\frac{D}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{P}{2} \frac{T(t)}{J} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

(2.50)式をベクトルで表すと，

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (2.51)$$

(2.51)式の両辺に dt を乗じて，さらに t から $t - \Delta t$ まで積分すると，

$$\begin{aligned} d\mathbf{x}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t)dt + \mathbf{B}\mathbf{u}(t)dt \\ \rightarrow \int_{t-\Delta t}^t d\mathbf{x}(t) &= \mathbf{A} \int_{t-\Delta t}^t \mathbf{x}(t)dt + \mathbf{B} \int_{t-\Delta t}^t \mathbf{u}(t)dt \end{aligned} \quad (2.52)$$

積分項に対して台形近似を行うと，

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}(t - \Delta t) &= \mathbf{A} \frac{\Delta t}{2} \{\mathbf{x}(t) + \mathbf{x}(t - \Delta t)\} + \mathbf{B} \frac{\Delta t}{2} \{\mathbf{u}(t) + \mathbf{u}(t - \Delta t)\} \\ \rightarrow \left[\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right] \mathbf{k}(t) &= \left[\mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right] \mathbf{k}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{B} \{\mathbf{u}(t) - \mathbf{u}(t - \Delta t)\} \end{aligned} \quad (2.53)$$

これより，

$$\mathbf{x}(t) = \left[\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right]^{-1} \left[\mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right] \mathbf{x}(t - \Delta t) + \left[\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right]^{-1} \frac{\Delta t}{2} \mathbf{B} \{\mathbf{u}(t) - \mathbf{u}(t - \Delta t)\} \quad (2.54)$$

(2.54)式の各行列の計算は以下の通りである。

$$\begin{aligned} \left[\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right] &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{\Delta t}{2} \\ -\frac{\Delta t}{2} \frac{K}{J} & -\frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\Delta t}{2} \\ \frac{\Delta t}{2} \frac{K}{J} & 1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} \end{bmatrix} \\ \left[\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right]^{-1} &= \frac{1}{1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} + \left(\frac{\Delta t}{2} \right)^2 \frac{K}{J}} \begin{bmatrix} 1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} & -\frac{\Delta t}{2} \frac{K}{J} \\ \frac{\Delta t}{2} & 1 \end{bmatrix}^T \\ &= \frac{1}{1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} + \left(\frac{\Delta t}{2} \right)^2 \frac{K}{J}} \begin{bmatrix} 1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} & \frac{\Delta t}{2} \\ -\frac{\Delta t}{2} \frac{K}{J} & 1 \end{bmatrix} \\ \left[\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right]^{-1} \left[\mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right] &= \frac{1}{1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} + \left(\frac{\Delta t}{2} \right)^2 \frac{K}{J}} \begin{bmatrix} 1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} & \frac{\Delta t}{2} \\ -\frac{\Delta t}{2} \frac{K}{J} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\Delta t}{2} \\ -\frac{\Delta t}{2} \frac{K}{J} & 1 - \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} + \left(\frac{\Delta t}{2} \right)^2 \frac{K}{J}} \begin{bmatrix} 1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} - \left(\frac{\Delta t}{2} \right)^2 \frac{K}{J} & \Delta t \\ -\Delta t \frac{K}{J} & 1 - \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} - \left(\frac{\Delta t}{2} \right)^2 \frac{K}{J} \end{bmatrix} \\ \left[\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right]^{-1} \frac{\Delta t}{2} \mathbf{B} &= \frac{1}{1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} + \left(\frac{\Delta t}{2} \right)^2 \frac{K}{J}} \begin{bmatrix} 1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} & \frac{\Delta t}{2} \\ -\frac{\Delta t}{2} \frac{K}{J} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{\Delta t}{2} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} + \left(\frac{\Delta t}{2} \right)^2 \frac{K}{J}} \begin{bmatrix} 0 & \left(\frac{\Delta t}{2} \right)^2 \\ 0 & \frac{\Delta t}{2} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

これらを用いて、(2.54)式を再度表すと、

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} + (\frac{\Delta t}{2})^2 \frac{K}{J}} \begin{bmatrix} 1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} - (\frac{\Delta t}{2})^2 \frac{K}{J} & \Delta t \\ -\Delta t \frac{K}{J} & 1 - \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} - (\frac{\Delta t}{2})^2 \frac{K}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t - \Delta t) \\ x_2(t - \Delta t) \end{bmatrix} + \frac{1}{1 + \frac{\Delta t}{2} \frac{D}{J} + (\frac{\Delta t}{2})^2 \frac{K}{J}} \begin{bmatrix} 0 & (\frac{\Delta t}{2})^2 \\ 0 & \frac{\Delta t}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{P}{2} \frac{T(t)}{J} \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

ここで、弾性要素を無視 ($K=0$) した場合は、台形近似された運動方程式、すなわち角速度 $\omega_r(t)$ ($=x_1(t)$) 及び角度 $\theta_r(t)$ ($=x_2(t)$) は次のように表される。

$$\omega_r(t) = \frac{(J - \frac{\Delta t}{2} D) \omega_r(t - \Delta t) + \frac{P}{2} \frac{\Delta t}{2} \{T(t) + T(t - \Delta t)\}}{J + \frac{\Delta t}{2} D} \quad (2.56)$$

$$\theta_r(t) = \theta_r(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} \{\omega_r(t) + \omega_r(t - \Delta t)\} \quad (2.57)$$

2.3.4 回転速度の予測

台形法に従って離散化されたモデルでは、 $t - \Delta t$ における既知解から、 t における未知解を求める。しかし(2.46)式に示す電圧方程式の右辺にあるインダクタンス行列には未知変数 $\theta_r(t)$ が含まれており、(2.46)式より電流解を得るためには $\theta_r(t)$ を何らかの方法で予測する必要がある。予測の方法は種々あるが、本検討では、 $\omega_r(t)$ の積分により $\theta_r(t)$ を得ているので、 $\omega_r(t)$ を(2.58)式および図 2.9 に示すような線形補間で予測することで、 $\theta_r(t)$ を定める^[1]。

$$\omega_r(t) = 2\omega_r(t - \Delta t) - \omega_r(t - 2\Delta t) \quad (2.58)$$

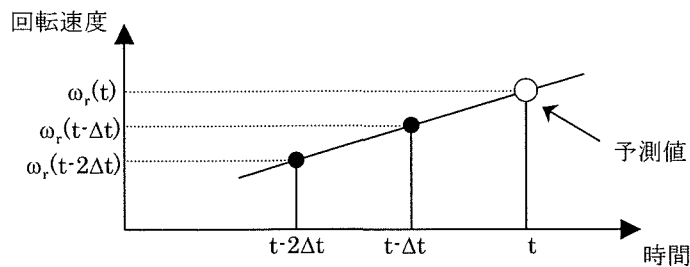


図 2.9 回転速度 ω_r の線形補間による予測

予測値は真値ではないため、ここで計算ステップを進めずに $\omega_r(t)$ を収束させる処理を行う。すなわち、予測値を用いて得られた電流解を用いて電磁トルクを求め、さらに運動方程式により得られた新しい $\omega_r(t)$ を用いて再度電流解を求める。通常、機械系変数は電気系変数よりもゆっくりと変化するので、この線形補間予測で十分な精度が得られ、また少ない回数の繰り返しで $\omega_r(t)$ は収束する。これらの処理フローは後の図にて改めて示す。

2.4 磁気飽和の考慮

本節では、主磁束のみが飽和する（漏れ磁束の飽和は考慮しない）という仮定の下で、導出したモデル方程式を磁気飽和の考慮のために修正する。一般に磁気飽和が生じると磁気回路は非線形となり、誘導起電力は正弦波からひずみ波となり高調波成分を含むようになる。しかし本研究では電力系統解析のための回転機モデルの導出が主な目的であるため、高調波成分の影響については他の検討にゆずるとし、本検討では磁気飽和が生じても磁束は正弦波（すなわち誘導起電力も正弦波）であると近似してモデル化を行う。

主磁束に関与するインダクタンスは、一相当たりの巻線の磁化インダクタンスまたは固定子巻線と回転子巻線間の相互インダクタンス（励磁インダクタンス） L_{ms} である。鉄心が飽和してくると、図 2.10 に示すように励磁電流に対する磁束の増加度が減少するが、これは励磁電流に対する L_{ms} が減少すると見ることができる。すなわち、モデル方程式中の L_{ms} を励磁電流 $i_m(t)$ の関数 $L_{ms}(i_m(t))$ として表すことで、磁気飽和を模擬することができる。主磁束 $\Psi_m(t)$ は、

$$\Psi_m(t) = L_{ms}(t)i_m(t) \quad (2.59)$$

で表され、 $i_m(t)$ に対する $\Psi_m(t)$ が飽和曲線（無負荷飽和特性）より求めることができるので、これより $L_{ms}(t)$ が得られる。

主磁束を発生させる励磁電流について、dq0 座標系においては、d 軸、q 軸それぞれの電流値 i_{1d} , i_{2d} , i_{1q} , i_{2q} の値から各軸ごとの励磁電流 i_{md} , i_{mq} が得られるので、そのベクトル和の絶対値 $\sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2}$ が、主磁束の励磁電流となる。しかし、瞬時値モデルにおいては、固定子及び回転子巻線の各相の瞬時電流より、一つの主磁束に対する励磁電流を求める必要がある。誘導機の、ある時間での主磁束（回転磁界）の大きさと角度は、図 2.11 に示すようにその時間での固定子及び回転子巻線に流れる瞬時電流値で決まる。すなわち、図 2.12 に示すように固定子 a 相軸を基準とした複素平面上に各巻線の瞬時電流値による起磁力のベクトルを投影し、実軸成分と虚軸成分をそれぞれ足し合わせることで主磁束ベクトルが得られ、それより大きさと角度が決まる。固定子巻線はその位置が固定されており、回転子巻線は時間によりその位置が変化するが、既知（計算で得られる）であるので、ある時間での、各巻線に流れる瞬時電流によって発生する一つの合成起磁力ベクトルが決定され、その大きさが励磁電流値となる。ここで

の誘導機モデルは、完全な円筒型であり、さらにスロットの影響を無視するという仮定を前提としているので、飽和を考慮するために主磁束ベクトルの大きさのみを用いる。

励磁電流値が得られたなら、無負荷飽和特性より励磁インダクタンスを求め、計算ステップ毎にインダクタンス行列を更新する。これらの磁気飽和を考慮する手順を図 2.13 にまとめて示す。

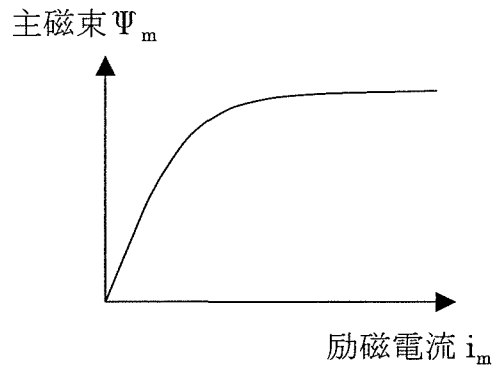


図 2.10 鉄心の磁気飽和があるときの主磁束と励磁電流の関係

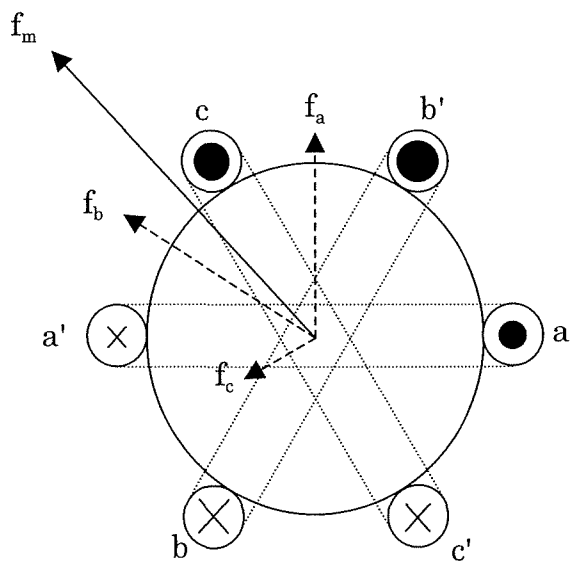


図 2.11 三相巻線により発生する
回転磁界の起磁力

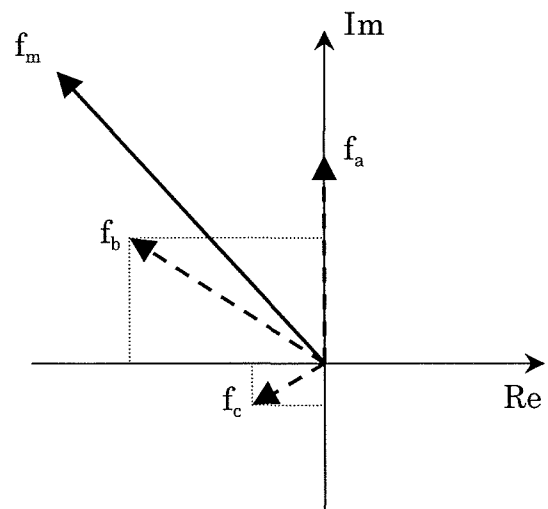


図 2.12 複素平面上における起磁力

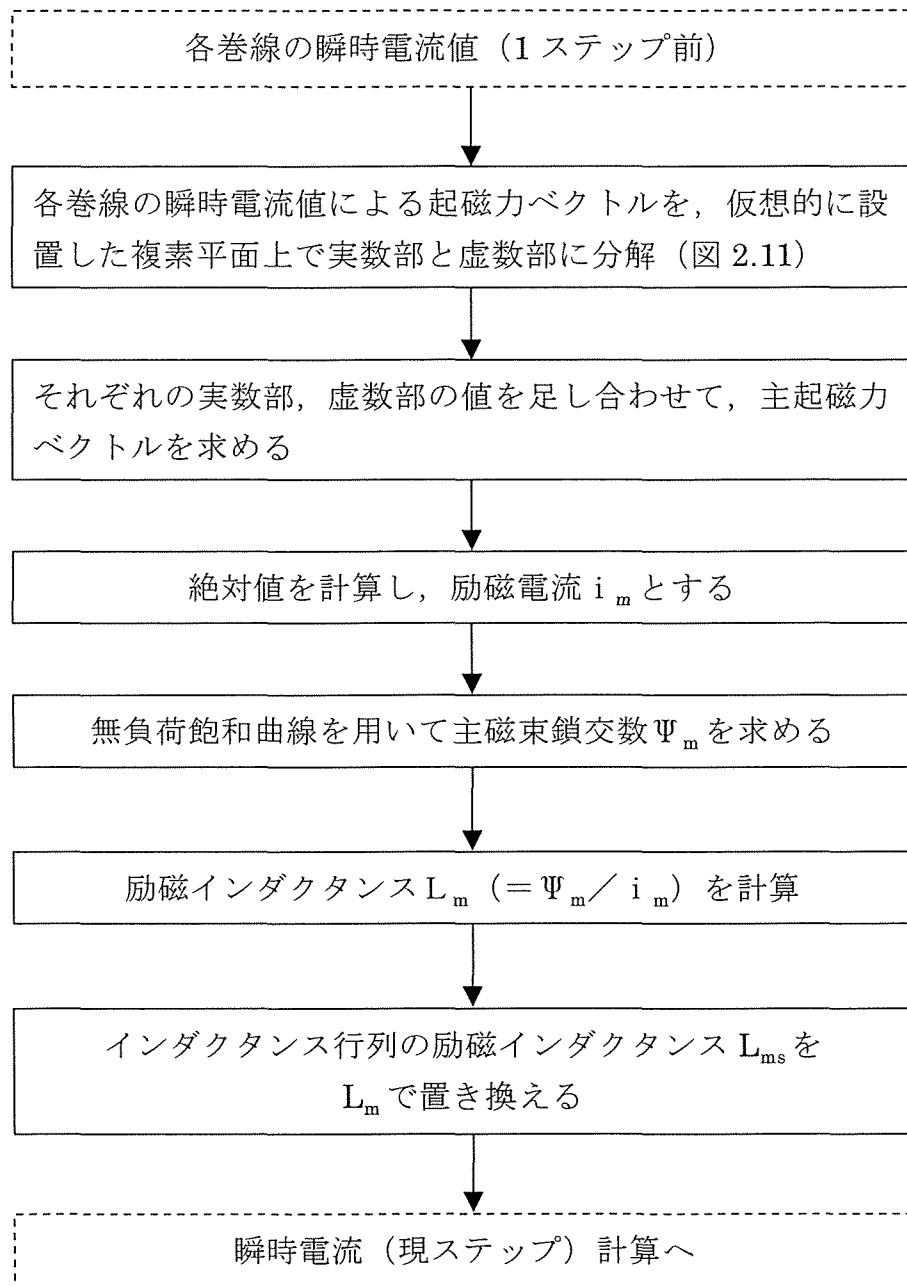


図 2.13 励磁電流計算手順

2.5 電力系統モデルとのリンク

これまで導出した誘導機モデル ((2.46)式に示す電圧方程式, および(2.56), (2.57)式に示す運動方程式) を用いて, 誘導機の挙動を解析することが可能である。しかしこれは誘導機単体のモデルであるので, 実際の電力系統内での誘導機の挙動を解析するためには, モデルの修正が必要である。すなわち, 電力系統モデルと連立して方程式を解く必要があり, モデル表現方法を統一しなければならない。

本節では, 初めに単体誘導機モデルをテブナン等価回路で表現し, 電力系統モデルと連立して挙動を解析できるようにする^[3]。

(2.46)式を再び以下に示す。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs}(t) \\ \mathbf{v}_{abcr}'(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\mathbf{r}_s - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_s & \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_{msr}'(t) \\ -\frac{2}{\Delta t} [\mathbf{L}_{msr}'(t)]^T & \mathbf{r}_r' + \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_r' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs}(t) \\ \mathbf{i}_{abcr}'(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} -\mathbf{r}_s + \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_s & -\frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_{msr}'(t - \Delta t) \\ \frac{2}{\Delta t} [\mathbf{L}_{msr}'(t - \Delta t)]^T & \mathbf{r}_r' - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_r' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs}(t - \Delta t) \\ \mathbf{i}_{abcr}'(t - \Delta t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs}(t - \Delta t) \\ \mathbf{v}_{abcr}'(t - \Delta t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.46)$$

ここで,

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{R}_1 &= -\mathbf{r}_s - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_s \\ \mathbf{R}_2(t) &= -\frac{2}{\Delta t} [\mathbf{L}_{msr}'(t)]^T \\ \mathbf{R}_3(t) &= \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_{msr}'(t) \\ \mathbf{R}_4 &= \mathbf{r}_r' + \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_r' \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} \mathbf{R}_5 &= -\mathbf{r}_s + \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_s \\ \mathbf{R}_6(t - \Delta t) &= \frac{2}{\Delta t} [\mathbf{L}_{msr}'(t - \Delta t)]^T \\ \mathbf{R}_7(t - \Delta t) &= -\frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_{msr}'(t - \Delta t) \\ \mathbf{R}_8 &= \mathbf{r}_r' - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_r' \end{aligned} \right\}$$

と置いて(2.46)式を次のように置き換える。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs}(t) \\ \mathbf{v}_{abcr}'(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{R}_1 & \mathbf{R}_3(t) \\ \mathbf{R}_2(t) & \mathbf{R}_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs}(t) \\ \mathbf{i}_{abcr}'(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{R}_5 & \mathbf{R}_7(t - \Delta t) \\ \mathbf{R}_6(t - \Delta t) & \mathbf{R}_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs}(t - \Delta t) \\ \mathbf{i}_{abcr}'(t - \Delta t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs}(t - \Delta t) \\ \mathbf{v}_{abcr}'(t - \Delta t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.60)$$

これより，回転子電流 $\mathbf{i}_{abcr}'(t)$ について展開する。 $\mathbf{v}_{abcr}'(t)$ について展開すると，

$$\mathbf{v}_{abcr}'(t) = \mathbf{R}_2(t)\mathbf{i}_{abcs}(t) + \mathbf{R}_4\mathbf{i}_{abcr}'(t) + \mathbf{R}_6(t-\Delta t)\mathbf{i}_{abcs}(t-\Delta t) + \mathbf{R}_8\mathbf{i}_{abcr}'(t-\Delta t) - \mathbf{v}_{abcr}'(t-\Delta t) \quad (2.61)$$

従って，

$$\mathbf{i}_{abcr}'(t) = [\mathbf{R}_4]^{-1}[-\mathbf{R}_2(t)\mathbf{i}_{abcs}(t) - \mathbf{R}_6(t-\Delta t)\mathbf{i}_{abcs}(t-\Delta t) - \mathbf{R}_8\mathbf{i}_{abcr}'(t-\Delta t) + \mathbf{v}_{abcr}'(t-\Delta t) + \mathbf{v}_{abcr}'(t)] \quad (2.62)$$

これを，固定子側電圧方程式 $\mathbf{v}_{abcs}(t) = \sim$ に代入すると，

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{abcs}(t) &= \mathbf{R}_1\mathbf{i}_{abcs}(t) \\ &\quad + [\mathbf{R}_4]^{-1}[-\mathbf{R}_2(t)\mathbf{i}_{abcs}(t) - \mathbf{R}_6(t-\Delta t)\mathbf{i}_{abcs}(t-\Delta t) - \mathbf{R}_8\mathbf{i}_{abcr}'(t-\Delta t) \\ &\quad \quad \quad + \mathbf{v}_{abcr}'(t-\Delta t) + \mathbf{v}_{abcr}'(t)] \\ &\quad + \mathbf{R}_5\mathbf{i}_{abcs}(t-\Delta t) + \mathbf{R}_7(t-\Delta t)\mathbf{i}_{abcr}'(t-\Delta t) - \mathbf{v}_{abcs}(t-\Delta t) \\ &= \underbrace{[\mathbf{R}_1 - \mathbf{R}_3(t)[\mathbf{R}_4]^{-1}\mathbf{R}_2(t)]\mathbf{i}_{abcs}(t)}_A + \underbrace{[-\mathbf{R}_3(t)[\mathbf{R}_4]^{-1}\mathbf{R}_6(t) + \mathbf{R}_5]\mathbf{i}_{abcs}(t-\Delta t)}_B \\ &\quad + \underbrace{[-\mathbf{R}_3(t)[\mathbf{R}_4]^{-1}\mathbf{R}_8(t) + \mathbf{R}_7(t-\Delta t)]\mathbf{i}_{abcr}'(t-\Delta t)}_C \\ &\quad + \underbrace{\mathbf{R}_3(t)[\mathbf{R}_4]^{-1}}_D [\mathbf{v}_{abcr}'(t-\Delta t) + \mathbf{v}_{abcr}'(t)] \\ &\quad - \mathbf{v}_{abcs}(t-\Delta t) \end{aligned} \quad (2.63)$$

(2.63)式中の，A を \mathbf{R}_A ，B を \mathbf{R}_B ，C を \mathbf{R}_C ，D を \mathbf{R}_D とおくと，

$$\mathbf{v}_{abcs}(t) = \mathbf{R}_A\mathbf{i}_{abcs}(t) + \mathbf{R}_B\mathbf{i}_{abcs}(t-\Delta t) + \mathbf{R}_C\mathbf{i}_{abcr}'(t-\Delta t) + \mathbf{R}_D[\mathbf{v}_{abcr}'(t-\Delta t) + \mathbf{v}_{abcr}'(t)] - \mathbf{v}_{abcs}(t-\Delta t) \quad (2.64)$$

(2.64)の右辺第一項の係数を $-\mathbf{R}_{equiv}(t)$ ($=\mathbf{R}_A$)，第二項以降をまとめて $\mathbf{e}_{abc}(t)$ とおけば，(2.65)式および図 2.14 のようなテブナン等価回路で表すことができる。

$$\mathbf{v}_{abcs}(t) = \mathbf{e}_{abc}(t) - \mathbf{R}_{equiv}(t)\mathbf{i}_{abcs}(t) \quad (2.65)$$

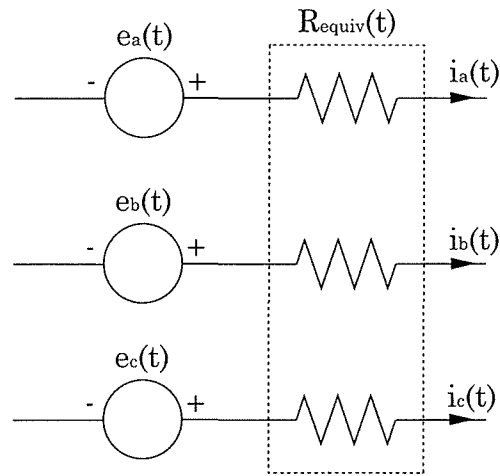


図 2.14 誘導機のテブナン等価回路表現

この回路を電力系統モデルに組み込んで、系統内での誘導機の挙動解析を行う。ここで、誘導機モデル方程式(2.65)式において、 $v_{abcs}(t)$ 、 $e_{abc}(t)$ は既知であるが、 $R_{equiv}(t)$ には未知変数 $\omega_r(t)$ が含まれており、何らかの方法で決定しなければ、 $i_{abcs}(t)$ について解くことができない。本検討では前述の通り、線形補間により $\omega_r(t)$ を予測および収束計算を行うことで、この問題を解決する。

2.6 解析例

前節までのような、飽和を考慮し、テブナン等価回路化したモデルを用いて、誘導機の挙動を解析する。系統内でモデルを動作させるために、図 2.15 のような系統を構成した。ただし、

- V_a, V_b, V_c : 無限大母線電源
- R_{TL}, L_{TL} : 送電線抵抗およびインダクタンス
- R_{equiv} : 誘導機モデルの内部インピーダンス
- e_a, e_b, e_c : 誘導機モデルの内部起電力

である。

図 2.15 において、誘導機モデル以外の枝路電流については、枝路電流 $i_{abc1}(t)$, $i_{abc2}(t)$ についての電圧方程式を立て、台形則により次のように離散化して解く。例として i_{a1} についての電圧方程式（微分方程式表現）は次のように表される。

$$V_a(t) - E_{ca}(t) = R_{TL} i_{a1}(t) + L_{TL} \frac{d}{dt} i_{a1}(t) \quad (2.66)$$

台形則を適用した離散化の手順は次のとおりである。初めに(2.66)式の両辺に dt を乗ずると、

$$V_a(t)dt - E_{ca}(t)dt = R_{TL} i_{a1}(t)dt + L_{TL} \cdot di_{a1}(t) \quad (2.67)$$

両辺を $t - \Delta t$ から t まで積分すると、

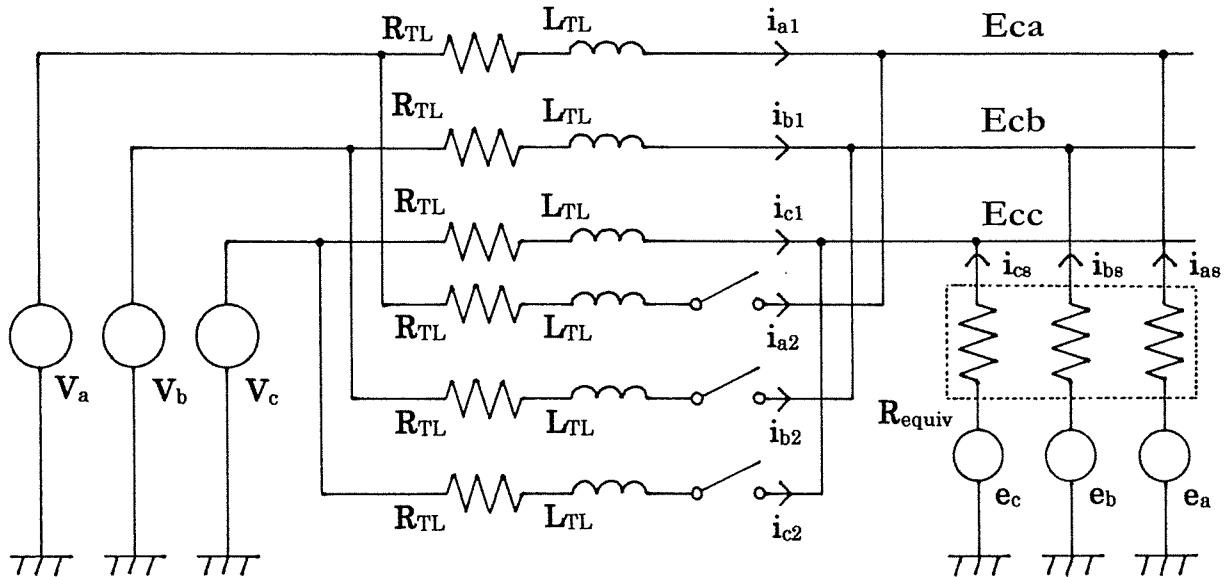


図 2.15 モデル系統

$$\int_{t-\Delta t}^t V_a(t)dt - \int_{t-\Delta t}^t E_{ca}(t)dt = R_{TL} \int_{t-\Delta t}^t i_{a1}(t)dt + L_{TL} [i_{a1}(t)]_{-\Delta t} \quad (2.68)$$

積分項を台形則近似し，微小積分項を展開すると，

$$\frac{\Delta t}{2} [V_a(t) + V_a(t-\Delta t)] - \frac{\Delta t}{2} [E_{ca}(t) + E_{ca}(t-\Delta t)] = \frac{\Delta t}{2} R_{TL} [i_{a1}(t) + i_{a1}(t-\Delta t)] + L_{TL} [i_{a1}(t-\Delta t) - i_{a1}(t-\Delta t)] \quad (2.69)$$

両辺に $2/\Delta t$ を乗じ，電流項を左辺に，その他を右辺にまとめると，

$$\left(R_{TL} + \frac{2L_{TL}}{\Delta t} \right) i_{a1}(t) = V_a(t) - E_{ca}(t) + V_a(t-\Delta t) - E_{ca}(t-\Delta t) + \left(-R_{TL} + \frac{2L_{TL}}{\Delta t} \right) i_{a1}(t-\Delta t) \quad (2.70)$$

従って， $i_{a1}(t)$ の台形則近似された離散表現は次のとおりとなる。

$$i_{a1}(t) = \frac{1}{R_{TL} + \frac{2L_{TL}}{\Delta t}} (V_a(t) - E_{ca}(t) + V_a(t-\Delta t) - E_{ca}(t-\Delta t)) + \frac{-R_{TL}\Delta t + 2L_{TL}}{R_{TL}\Delta t + 2L_{TL}} i_{a1}(t-\Delta t) \quad (2.71)$$

他の枝路電流 (i_{b1} , i_{c1} , i_{a2} , i_{b2} , i_{c2}) についても同様の表現である。これらをベクトル表現としたものを以下に示す。あわせて，誘導機モデルのテブナン等価回路表現も示す。

$$\mathbf{i}_{abc1}(t) = \mathbf{Z}_{T1} [\mathbf{V}_{abc}(t) - \mathbf{E}_{cab}(t) + \mathbf{V}_{abc}(t-\Delta t) - \mathbf{E}_{cab}(t-\Delta t)] + \mathbf{Z}_{T1SB} \mathbf{i}_{abc1}(t-\Delta t) \quad (2.72)$$

$$\mathbf{i}_{abc2}(t) = \mathbf{Z}_{T2} [\mathbf{V}_{abc}(t) - \mathbf{E}_{cab}(t) + \mathbf{V}_{abc}(t-\Delta t) - \mathbf{E}_{cab}(t-\Delta t)] + \mathbf{Z}_{T2SB} \mathbf{i}_{abc2}(t-\Delta t) \quad (2.73)$$

$$\mathbf{i}_{abcs}(t) = [\mathbf{R}_{equiv}(t)]^{-1} [\mathbf{e}_{abc}(t) - \mathbf{E}_{cab}(t)] \quad (2.74)$$

但し，

$$\mathbf{E}_{cab} = [E_{ca}, E_{cb}, E_{cc}]^T, \quad \mathbf{V}_{abc} = [V_a, V_b, V_c]^T, \quad \mathbf{e}_{abc} = [e_a, e_b, e_c]^T$$

$$\mathbf{i}_{abc1} = [i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}]^T, \quad \mathbf{i}_{abc2} = [i_{a2}, i_{b2}, i_{c2}]^T, \quad \mathbf{i}_{abcs} = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}]^T$$

$$\mathbf{Z}_{T1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{TL} + \frac{2L_{TL}}{\Delta t}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{TL} + \frac{2L_{TL}}{\Delta t}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_{TL} + \frac{2L_{TL}}{\Delta t}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Z}_{T1SB} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{TL}\Delta t + 2L_{TL}}{R_{TL}\Delta t + 2L_{TL}} \\ \frac{-R_{TL}\Delta t + 2L_{TL}}{R_{TL}\Delta t + 2L_{TL}} \\ \frac{-R_{TL}\Delta t + 2L_{TL}}{R_{TL}\Delta t + 2L_{TL}} \end{bmatrix}$$

また,

$$\mathbf{Z}_{T1} = \mathbf{Z}_{T2}, \quad \mathbf{Z}_{1SB} = \mathbf{Z}_{2SB}$$

これらの式を解くに先立って, (2.72), (2.73), (2.74)式で表される電流の総和はゼロであるという条件 ($i_{abc1} + i_{abc2} + i_{abcs} = 0$) のもので, 端子電圧 $E_{cab}(t)$ を計算し, それを用いて i_{abc1} , i_{abc2} , i_{abcs} を求める。

$$\mathbf{i}_{abc1} + \mathbf{i}_{abc2} + \mathbf{i}_{abcs} = \mathbf{0}$$

すなわち,

$$\begin{aligned} & \left. \begin{aligned} \mathbf{i}_{abc1}(t) &= \mathbf{Z}_{T1} [\mathbf{V}_{abc}(t) - \mathbf{E}_{cab}(t) + \mathbf{V}_{abc}(t - \Delta t) - \mathbf{E}_{cab}(t - \Delta t)] + \mathbf{Z}_{T1SB} \mathbf{i}_{abc1}(t - \Delta t) \\ \mathbf{i}_{abc2}(t) &= \mathbf{Z}_{T2} [\mathbf{V}_{abc}(t) - \mathbf{E}_{cab}(t) + \mathbf{V}_{abc}(t - \Delta t) - \mathbf{E}_{cab}(t - \Delta t)] + \mathbf{Z}_{T2SB} \mathbf{i}_{abc2}(t - \Delta t) \\ \mathbf{i}_{abcs}(t) &= [\mathbf{R}_{equic}(t)]^{-1} [\mathbf{e}_{abc}(t) - \mathbf{E}_{cab}(t)] \end{aligned} \right\} \\ & \hspace{25em} = 0 \end{aligned}$$

これより端子電圧 $E_{cab}(t)$ を次のように得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{cab}(t) &= \left[[\mathbf{R}_A]^{-1} - \mathbf{Z}_{T1} - \mathbf{Z}_{T2} \right]^{-1} \left[[-[\mathbf{R}_A] + \mathbf{Z}_{T1} + \mathbf{Z}_{T2}] \mathbf{E}_{cab}(t - \Delta t) \right. \\ & \quad \left. + [\mathbf{R}_A]^{-1} [\mathbf{R}_B \mathbf{i}_{abcs}(t - \Delta t) + \mathbf{R}_C \mathbf{i}_{abcr}'(t - \Delta t) + \mathbf{R}_D [\mathbf{v}_{abcr}'(t) + \mathbf{v}_{abcr}'(t - \Delta t)]] \right. \\ & \quad \left. - [\mathbf{Z}_{T1} + \mathbf{Z}_{T2}] [\mathbf{V}_{abc}(t) + \mathbf{V}_{abc}(t - \Delta t)] \right. \\ & \quad \left. - \mathbf{Z}_{T1SB} \mathbf{i}_{abc1}(t - \Delta t) - \mathbf{Z}_{T2SB} \mathbf{i}_{abc2}(t - \Delta t) \right] \end{aligned} \quad (2.75)$$

これを(2.72), (2.73), (2.74)式へ代入して, それぞれの電流解を求める。

解析の手順を図 2.16 に示す。

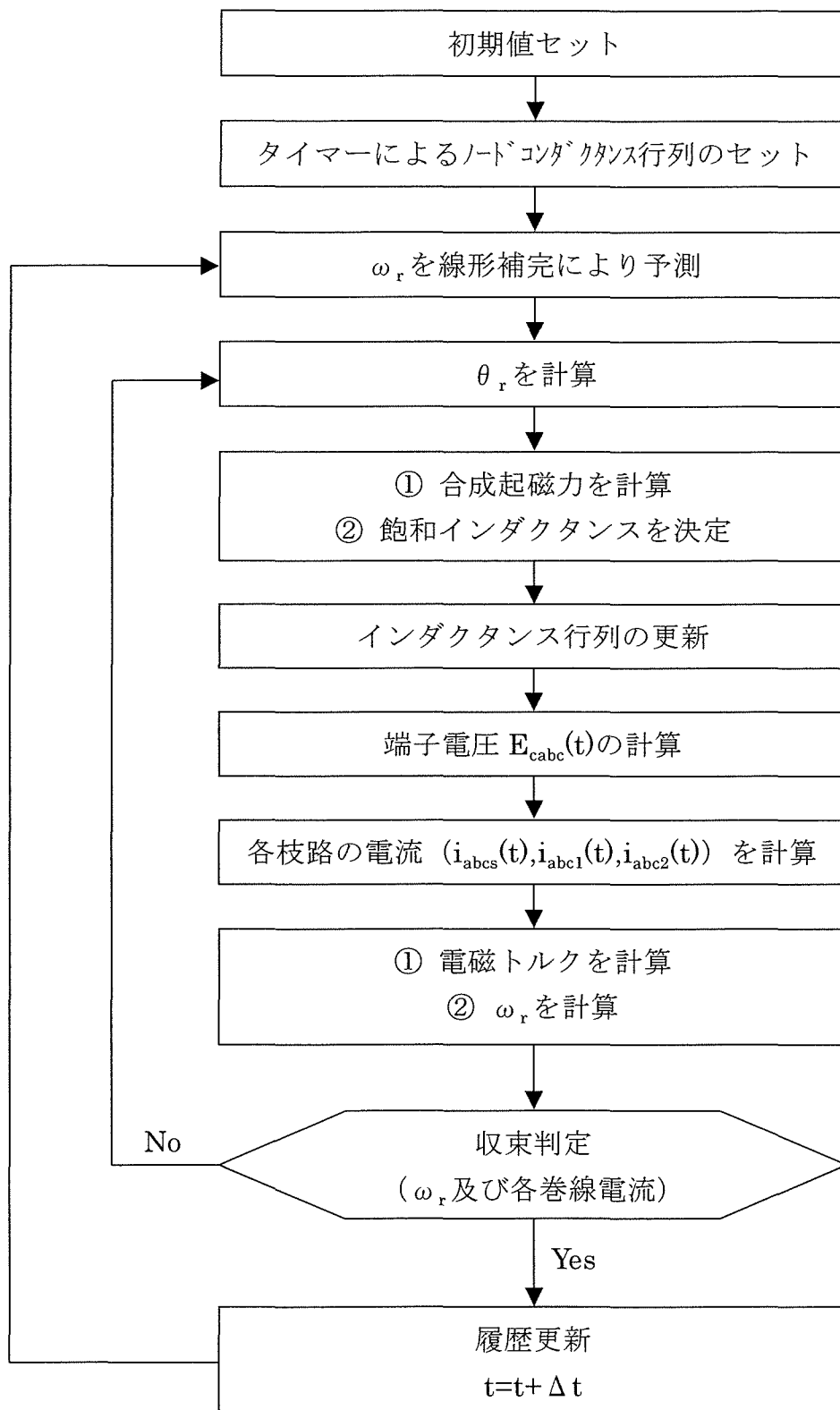


図 2.16 挙動解析の手順

また，解析に用いた電力系統の回路定数及び誘導機定格を表 2.1，表 2.2 に示す。

磁気飽和を考慮するために用いる無負荷飽和特性については，本モデルの妥当性評価のために用いる電磁解析プログラム EMTP/ATP の回転機モデル（ユニバーサルマシンモデル）で採用されている，図 2.17 に示すような折れ線近似された特性を用いた。第一区間（左側）が不飽和領域で，第二区間（右側）が飽和領域である。

表 2.1 系統回路定数

送電線抵抗 R_{TL}	0.005	[Ω]
送電線インダクタンス L_{TL}	0.07	[mH]
母線電源電圧 V_{abc}	420	[V]

表 2.2 誘導発電機定格

定格出力	120	[kW]
定格電圧	420	[V]
極数	4	
固定子巻線	抵抗	0.05145 [Ω]
	漏れインダクタンス	0.352 [mH]
回転子巻線	抵抗	0.02646 [Ω]
	漏れインダクタンス	0.374 [mH]
励磁インダクタンス	14.8	[mH]
摩擦係数	0.0007	[N·m/rad/s]
慣性モーメント	9.0	[kgm ²]

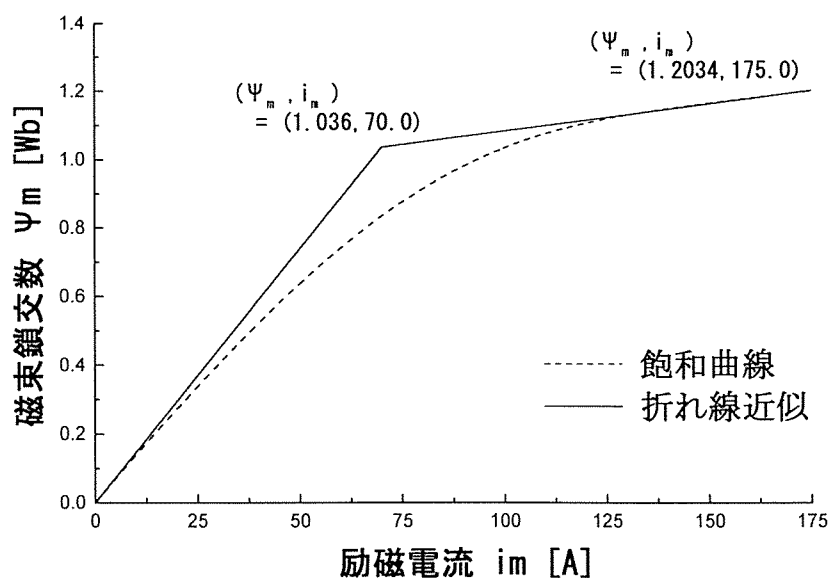


図 2.17 磁気飽和特性

また、モデルの過渡応答を確認するため、解析中で表 2.3 に示すような状態変化を加えた。今回は電動機動作のみの解析である。なお、計算刻み幅 Δt は $200[\mu s]$ とし、これらと全く同じ設定を用いて EMTP/ATP により解析を行い、結果を比較した。

次より解析結果を示す。なお、表 2.4 に、図が示す内容をまとめた。過渡応答を詳しくみるために、縦軸のスケールは統一していない。(例えば、図 2.20 における回転速度のスケールは $0\sim 160[\text{rad/s}]$ であるが、図 2.23 では $150\sim 160[\text{rad/s}]$ である。)

表 2.3 解析中の状態の変化

時間	動作
T=0.1 [s]	誘導機を電動機動作で無負荷始動
T=3.0 [s]	外部機械負荷（一定）を ステップ状に印加（ $0 \rightarrow 400[\text{N}\cdot\text{m}]$ ）
T=4.0 [s]	負荷を増加（ $400 \rightarrow 800[\text{N}\cdot\text{m}]$ ）
T=5.0 [s]	送電線を一回線から二回線へ変更
T=5.5 [s]	電源電圧低下（誘導機の停止事故を模擬） $420[\text{V}] \rightarrow 245[\text{V}]$

表 2.4 図番号と内容

状態	図番号	図の内容
無負荷全電圧始動 ($0.0\sim 2.75$ [s])	2.18	固定子電流（a相，b相，c相）の応答
	2.19	回転子電流（a相，b相，c相）の応答
	2.20	電磁トルク，回転速度及び励磁電流の応答
負荷のステップ状印加 ($2.75\sim 4.5$ [s])	2.21	固定子電流（a相，b相，c相）の応答
	2.22	回転子電流（a相，b相，c相）の応答
	2.23	電磁トルク，回転速度及び励磁電流の応答
電源電圧低下 ($4.5\sim 9.0$ [s])	2.24	固定子電流（a相，b相，c相）の応答
	2.25	回転子電流（a相，b相，c相）の応答
	2.26	電磁トルク，回転速度及び励磁電流の応答
送電線二回線化 ($4.98\sim 5.2$ [s])	2.27	送電線を一回線から二回線にしたときの電磁トルク 及び付加された送電線に流れる電流の応答

図 2.18～2.20 に示す挙動は、電動機動作での無負荷全電圧始動時の応答である。図 2.20 において 2.08 秒付近で不飽和領域から飽和領域へと切り替わっていることが分かる。図 2.21～2.23 に示す挙動は、機械負荷を加えたときの応答である。飽和領域での過渡応答は ATP とはわずかに異なっている。また、4.1 秒付近で飽和領域から不飽和領域に切り替わっているが、このときの過渡応答も、ATP とは若干異なっている。図 2.24～2.27 は、送電線回線の変更と電圧低下時の挙動である。回線を変更したときにトルクにわずかな変動が現れることが図 2.27 より分かる。また、電圧低下を起こしたときは、誘導機の停動トルクが機械負荷トルクを下回り、停止に至っている。以上のような過渡応答において、瞬時値モデルの解析結果は ATP のものと非常に精度良く一致している。一部分、磁気飽和の切り替え時（不飽和領域と飽和領域の切り替え時）では差が現れているが、ATP における磁気飽和を考慮する手法が明らかでなく、差が現れる原因を特定することは困難である。しかしながら、差の大きさは解析精度に影響を与えるほどのものではないと考えられる。また、図 2.20 および 2.26 中の励磁電流の応答において、ATP のものにはいくつかのパルスが発生しているが、これについても原因は不明である。一方、瞬時値モデルの応答には、このような現象は見られなかった。

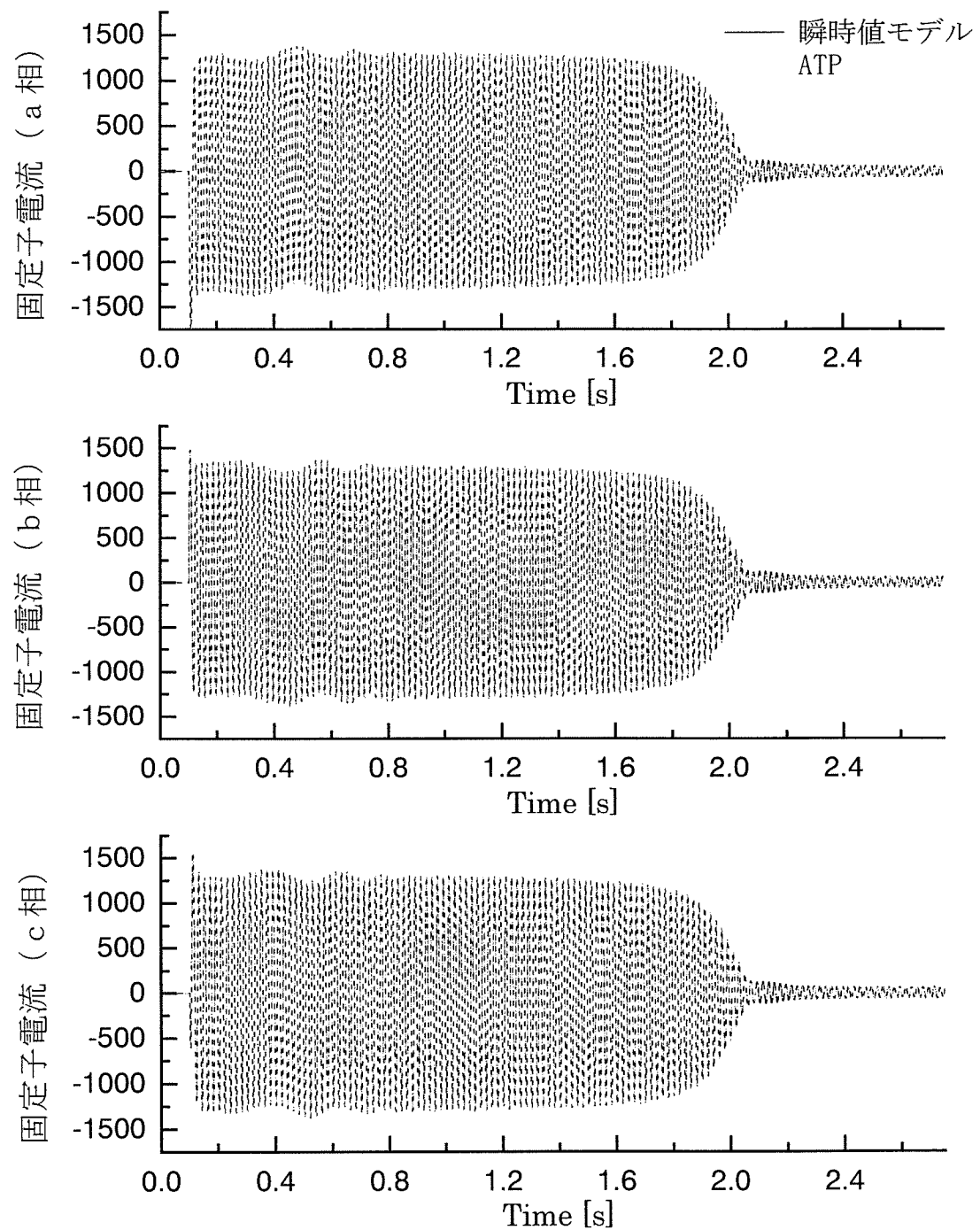


図 2.18 無負荷起動時の固定子電流の瞬時値応答 (0.0~2.75[s])

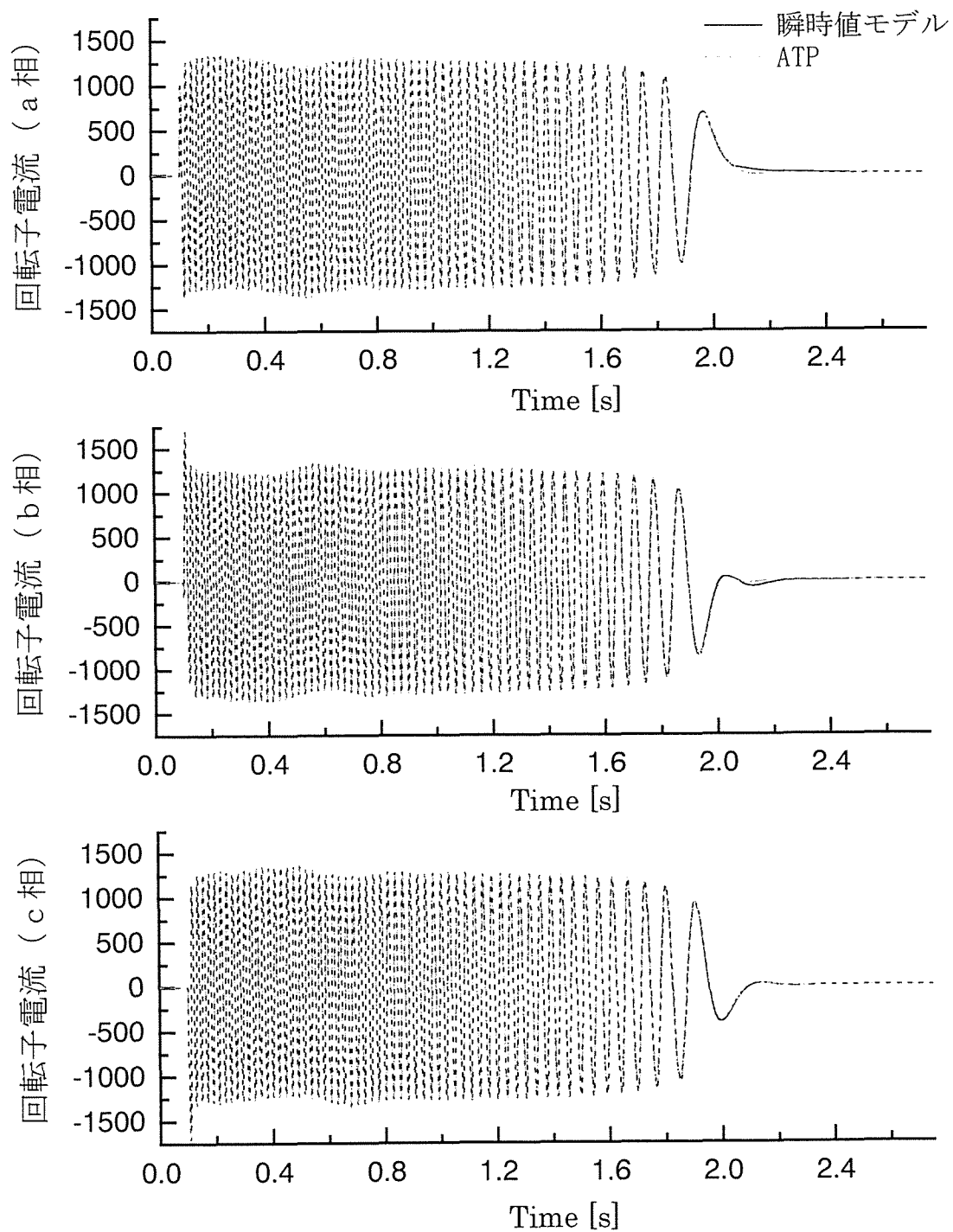


図 2.19 無負荷起動時の回転子電流の瞬時値応答 (0.0~2.75[s])

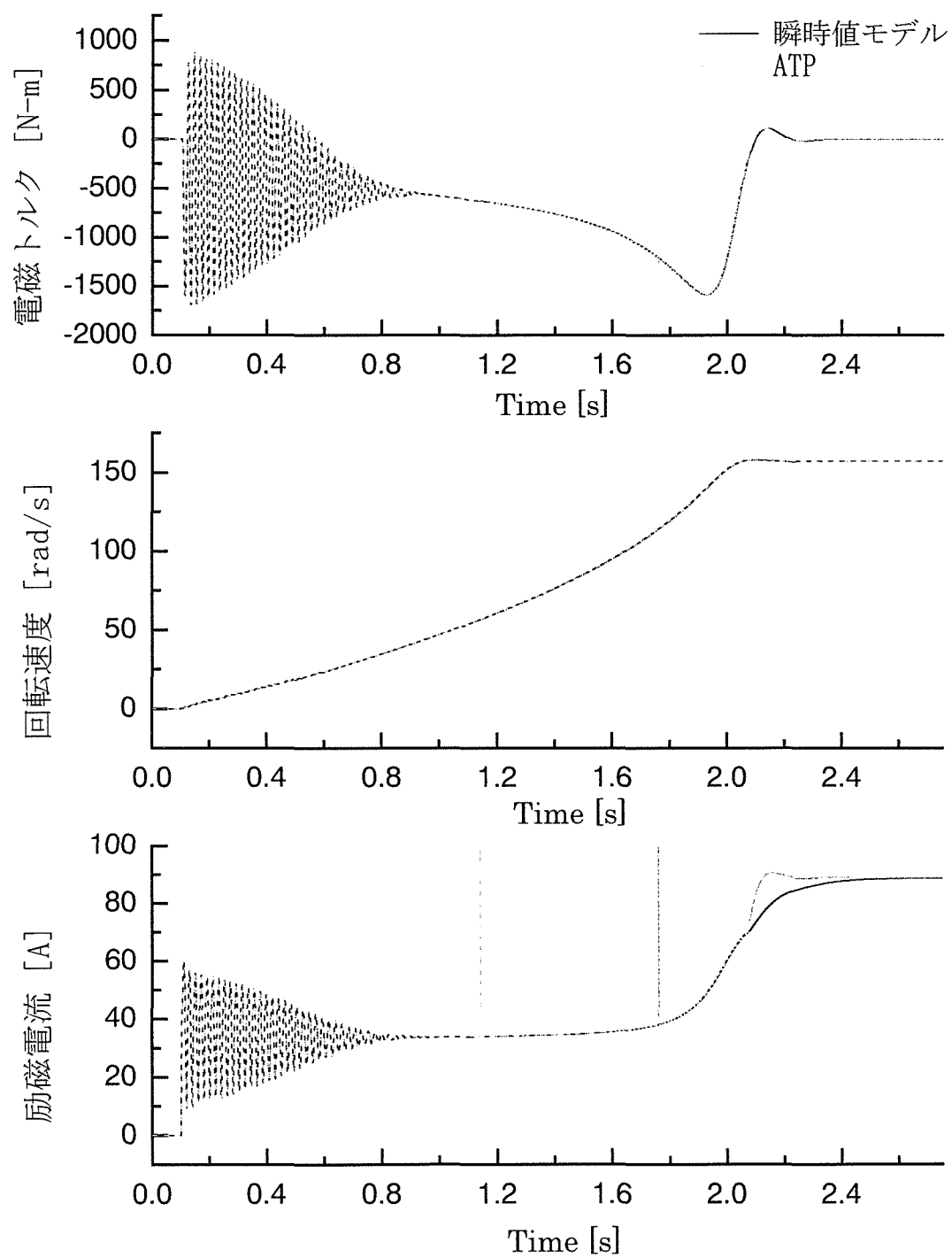


図 2.20 無負荷起動時の回転子機械量および励磁電流の応答 (0.0~2.75[s])

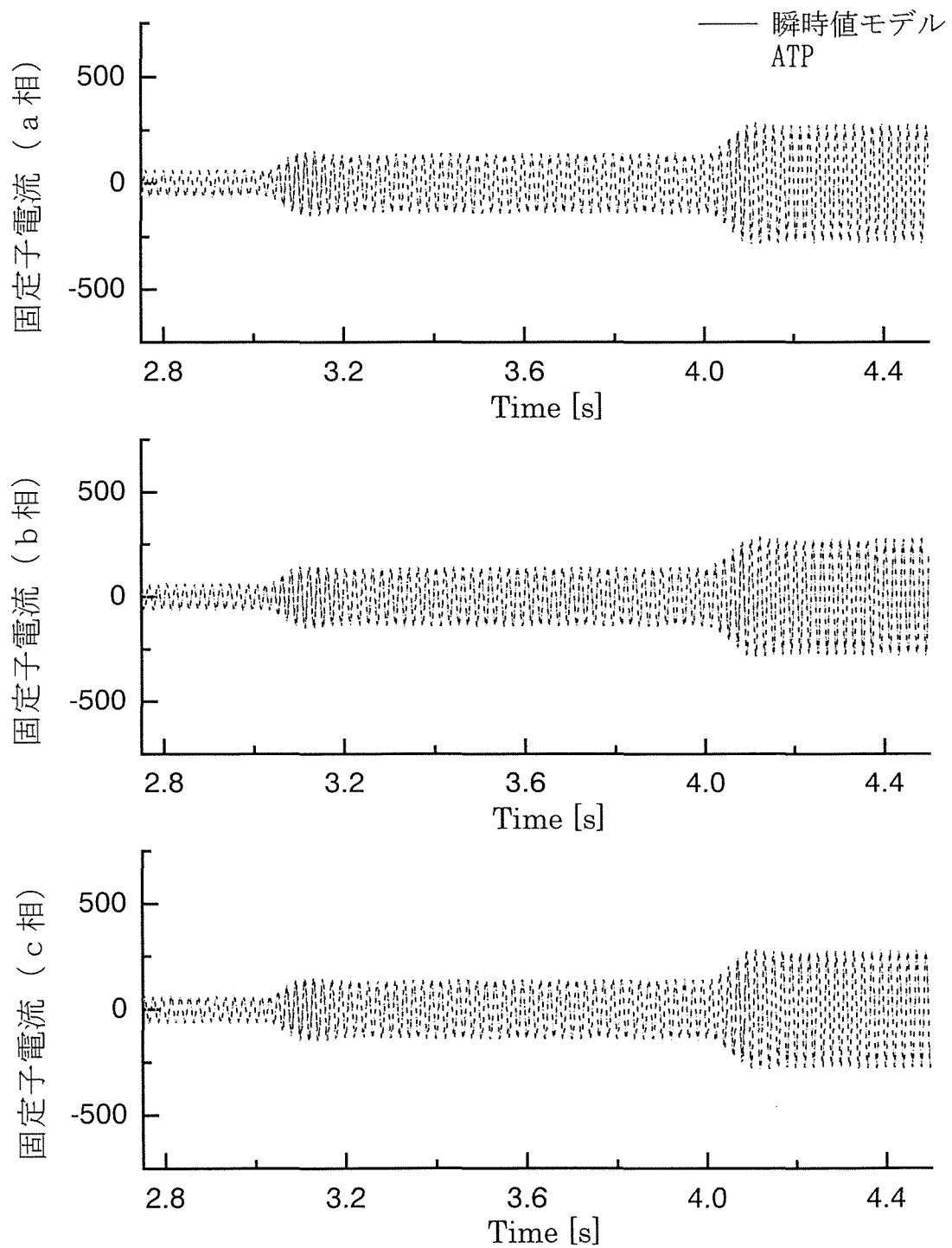


図 2.21 負荷印加時の固定子電流の瞬時値応答 (2.75~4.5[s])

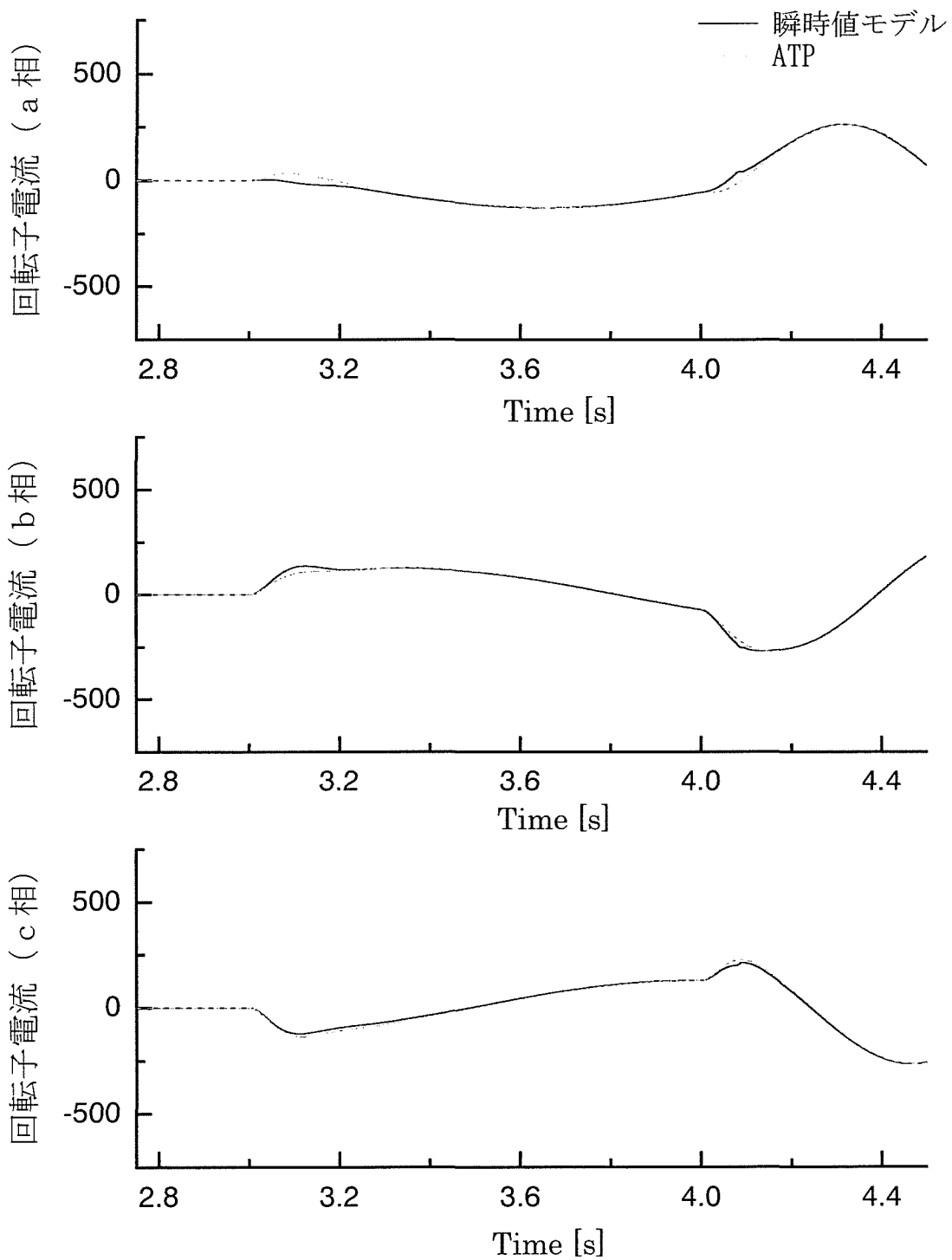


図 2.22 負荷印加時の回转子電流の瞬時値応答 (2.75~4.5[s])

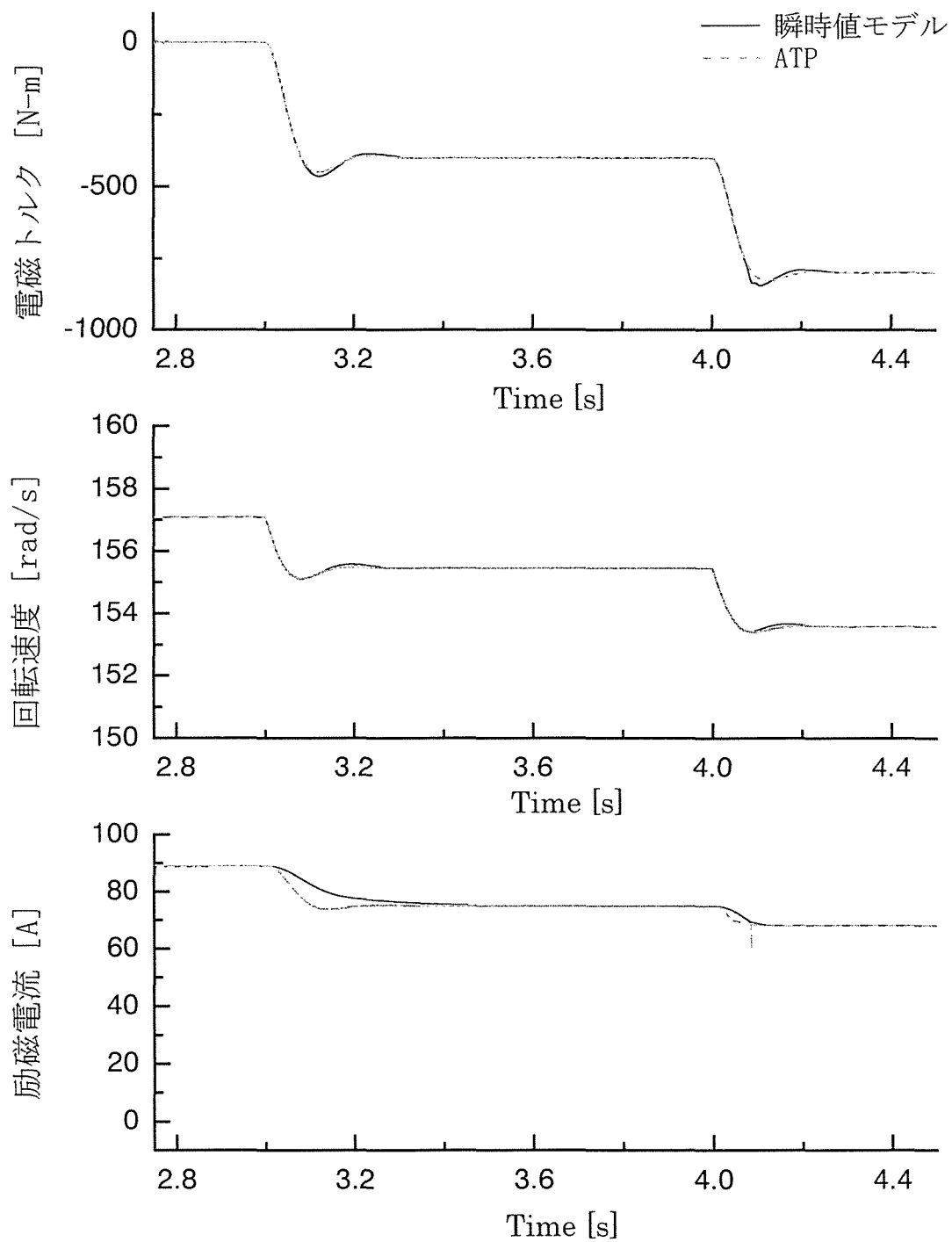


図 2.23 負荷印加時の回転子機械量および励磁電流の応答 (2.75~4.5[s])

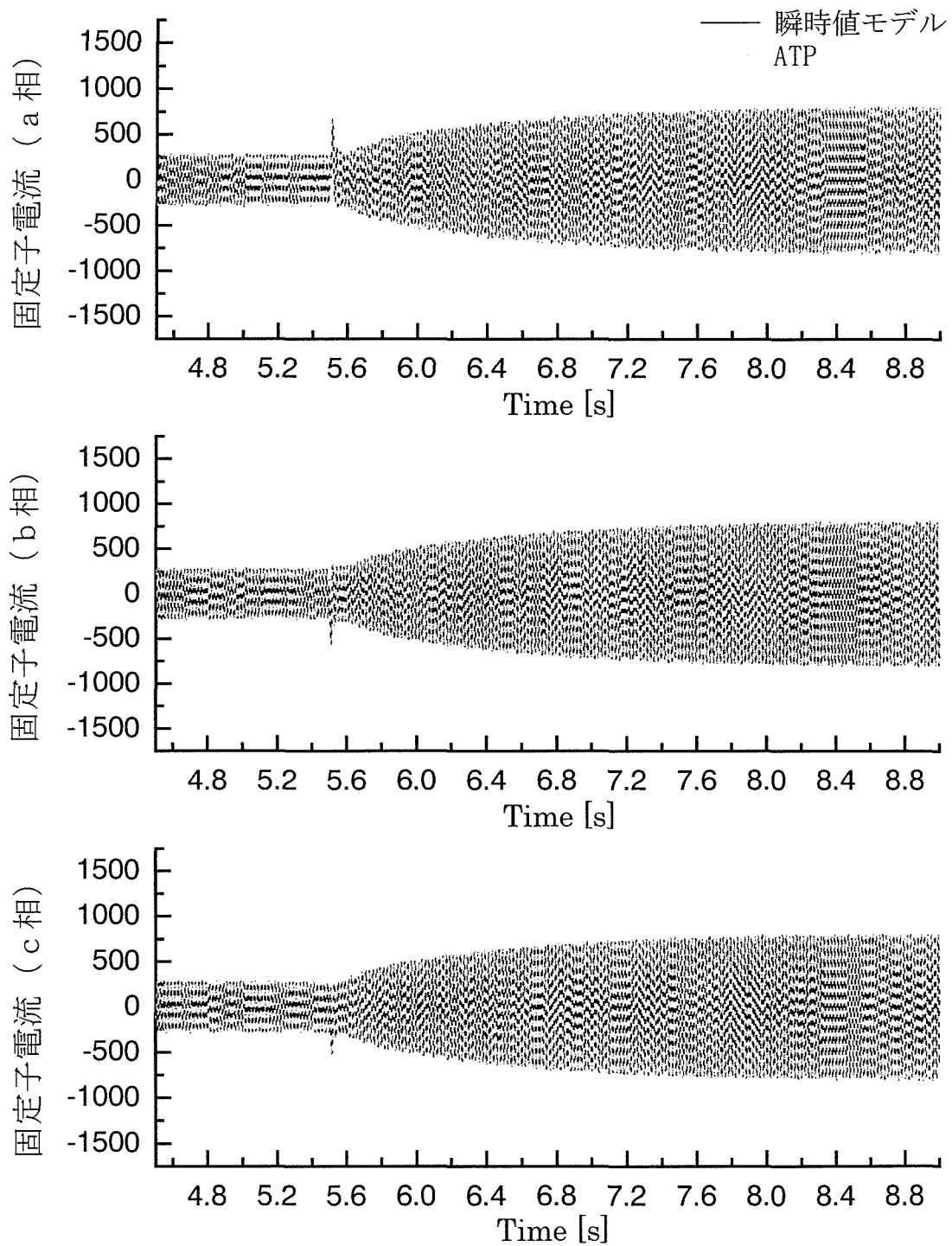


図 2.24 電源電圧低下時の固定子電流の応答 (4.5~9.0[s])

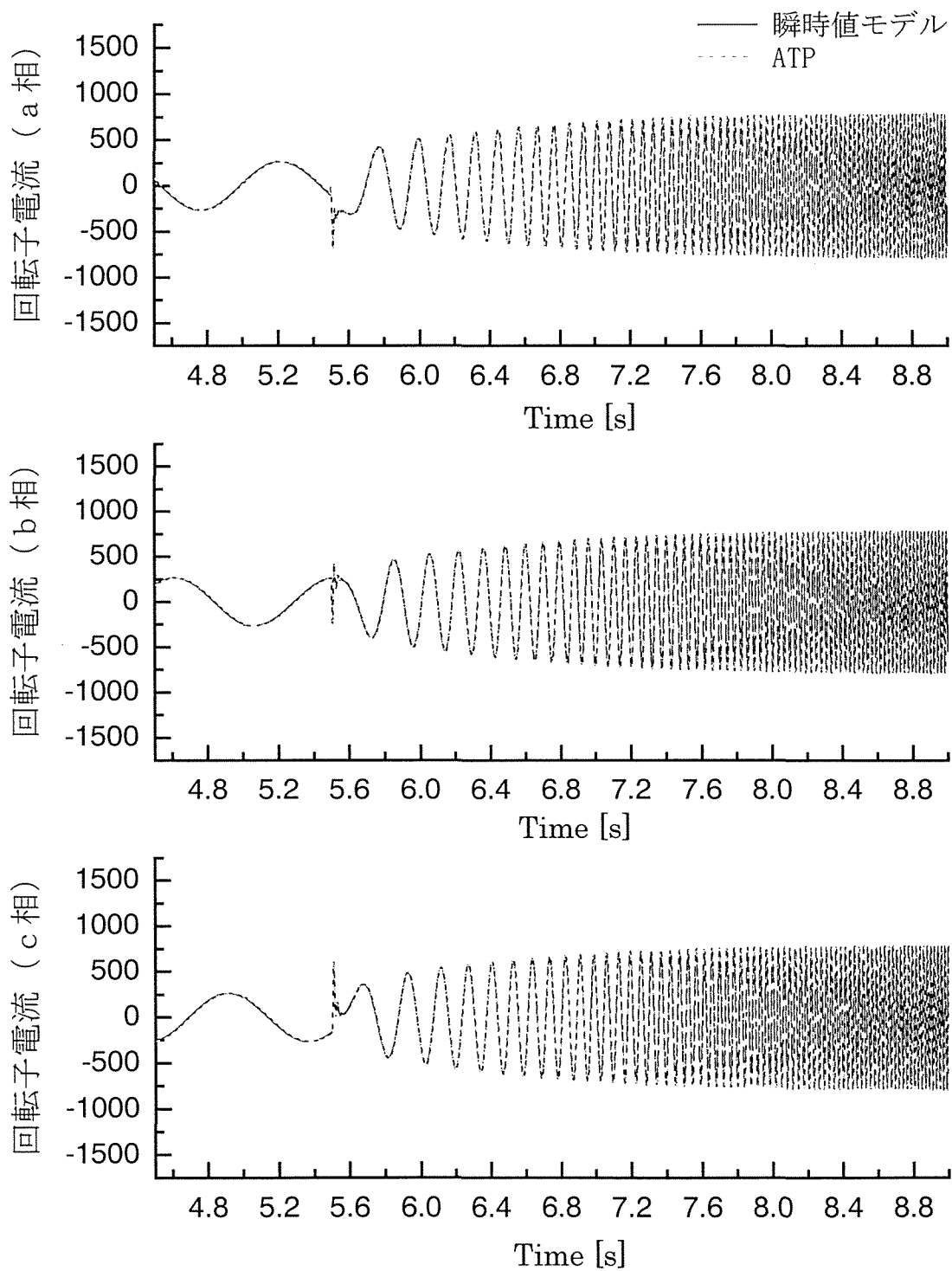


図 2.25 電源電圧低下時の回転子電流の応答 (4.5~9.0[s])

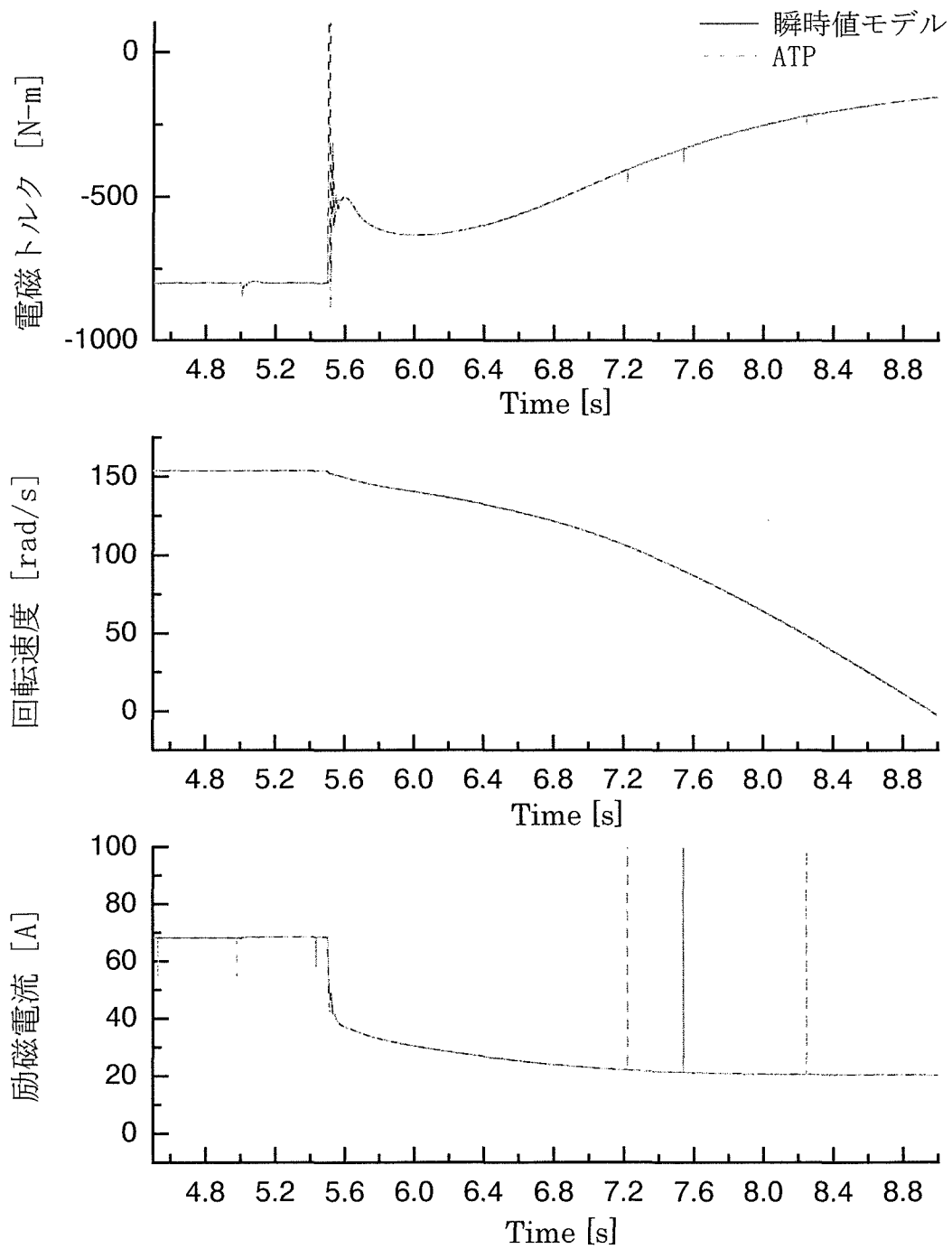


図 2.26 電源電圧低下時の回転子機械量および励磁電流の応答 (4.5~9.0[s])

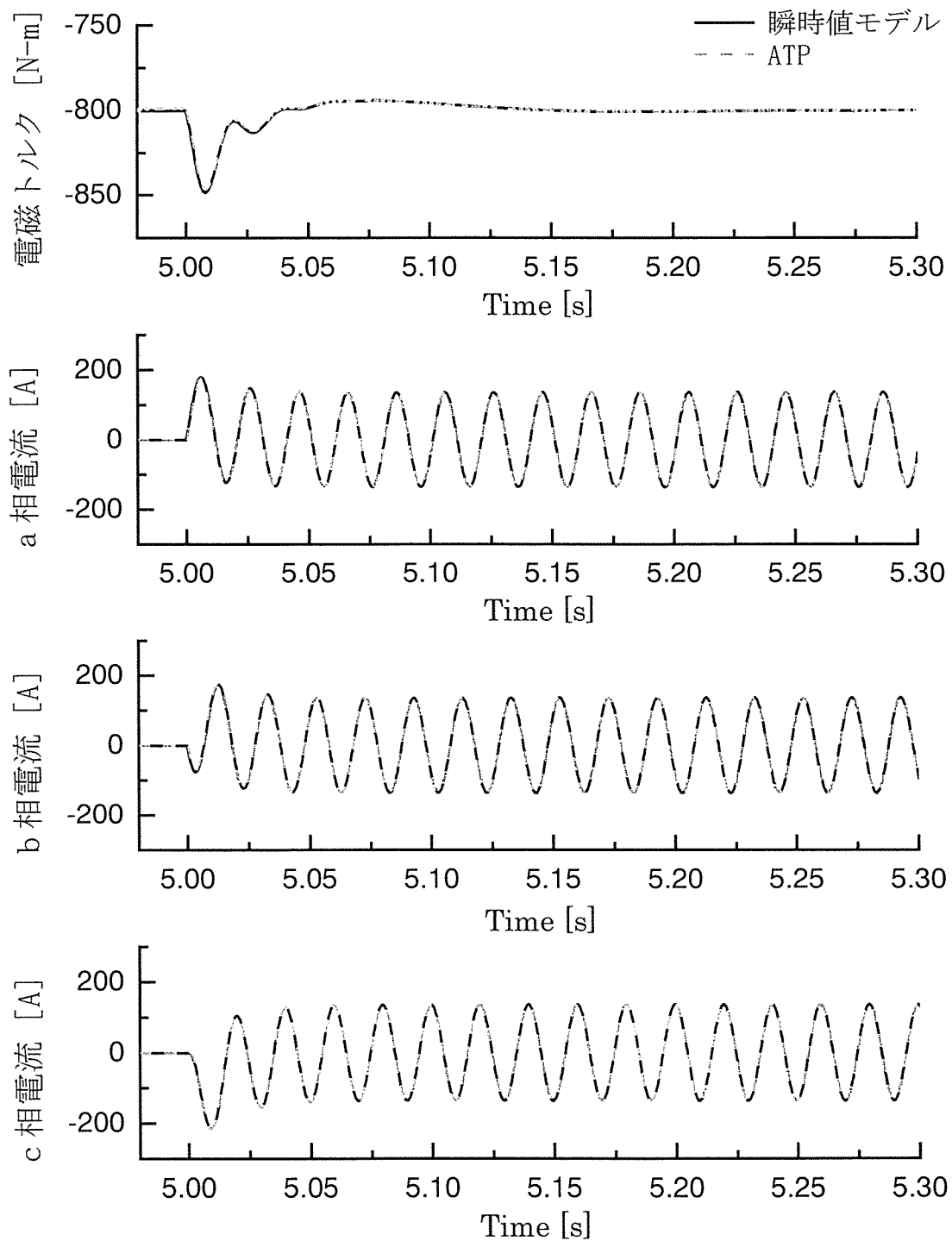


図 2.27 送電線二回線化時の電磁トルク応答と負荷された送電線の各相電流 (4.98~5.3[s])

2.7 まとめ

本章では、誘導機を対象とした座標変換を必要としない瞬時値相座標モデルの定式化を行い、微分方程式の数値解法として台形法を採用した電子計算機用解析プログラムを開発した。さらに、EMTP/ATP による解析結果と比較することにより、その定式化手法および数値解析手法が妥当であることを確認した。本研究で得られたモデル化手法に関する知見は、今後さらに増加すると予想される半導体電力変換装置を応用した機器についても、そのモデル化に際しては大きく役立つものと考えられる。複雑化の一途をたどる電力機器構成と運用方針に対して、解析に要するコストと時間を抑えながら計算精度を維持するという課題は、今後の電力系統運用において重要であり、本研究はそれに貢献するものとする。

第3章 可変速発電機とその励磁制御系モデルの構築

3.1 はじめに

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、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、図 3.1 に示すように昼間の需要ピーク時に不足電力を供給し、夜間の余剰電力を吸収することで、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

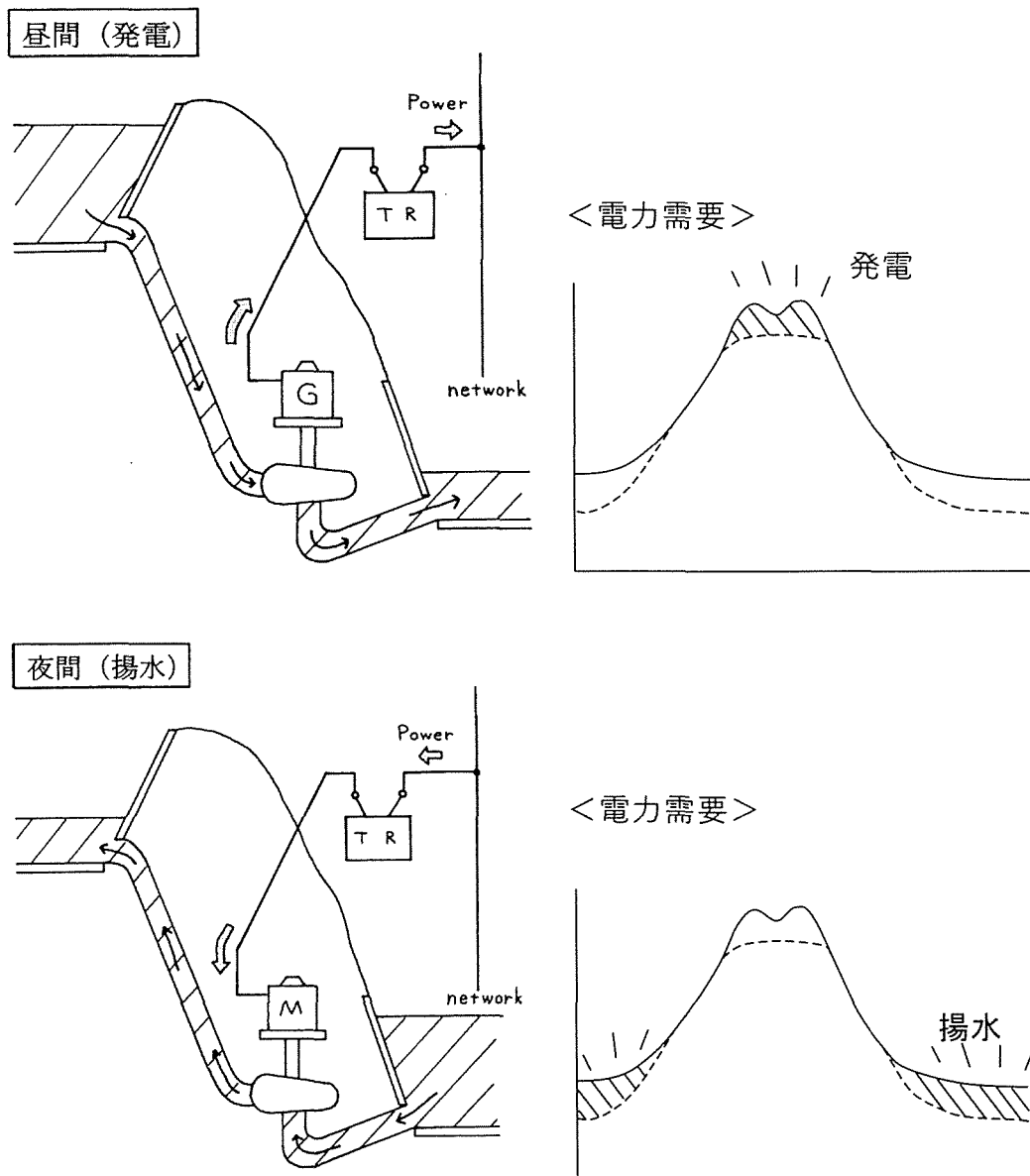


図 3.1 揚水発電による AFC 運転（上段：需要ピーク時に発電，下段：余剰電力で揚水）

削減に寄与している。

この中で、特に可変速揚水発電システムは、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、図 3.2 に示すような概念で、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。

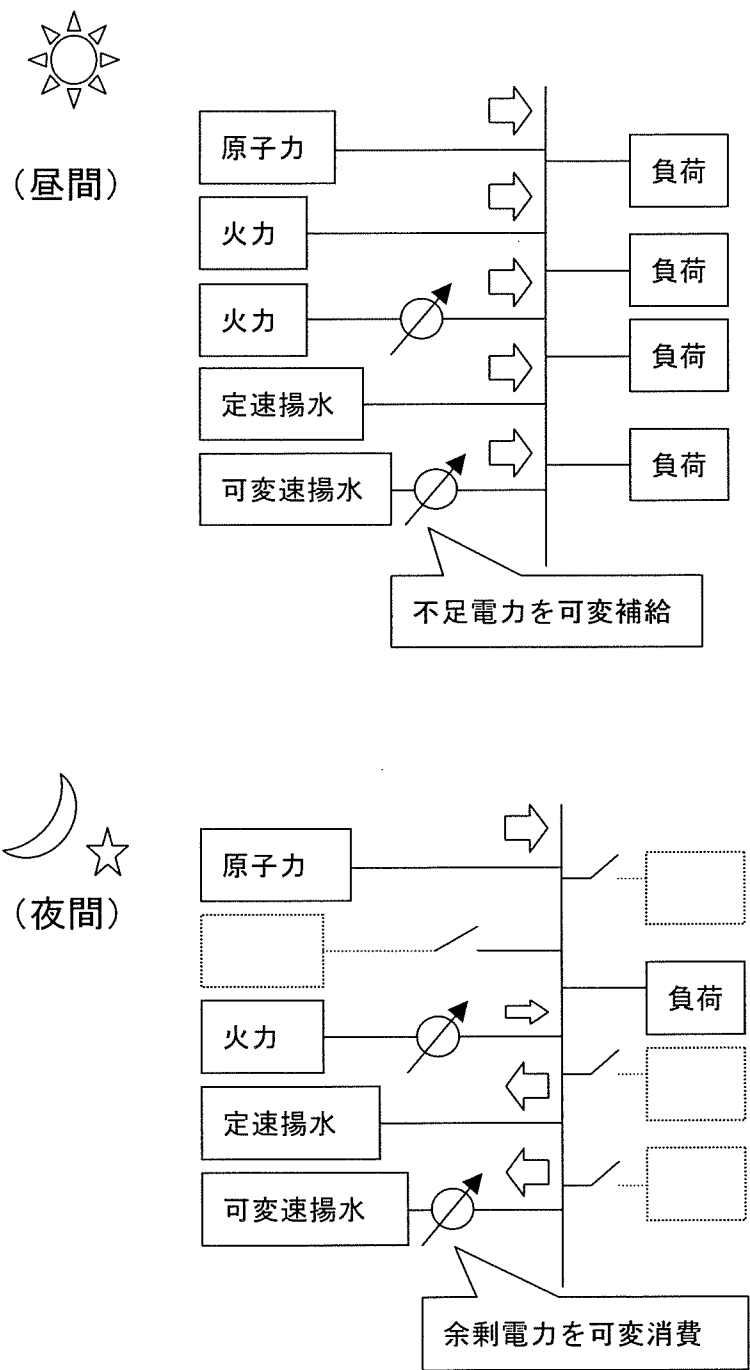


図 3.2 可変速揚水発電により高精度な AFC 運転を実現（上段：昼間，下段：夜間）

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。一般に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高圧直流送電（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。

本研究では、上記目的のために、二次励磁制御装置を平均値モデル（これ以外の電気回路部分は瞬時値解析）としたシステムを構築し、検討を進めてきた。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。こ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、軸ねじれ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、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、電力系統に様々な変換装置が導入されること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。

本検討においては、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相座標誘導機モデルを構築したことであり、その定式化と妥当性の検証を行った結果を第2章で示した。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数値振動を抑制する手法(CDA 法^[7])を導入し、シミュレーション精度を向上させたことである。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。

本章では、システム全体のモデルの構築、CDA 法による数値振動抑制効果の確認および平均値モデルの定式化を行った結果を示す。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機制御系ブロック^[8]（以下、瞬時値モデル(MATLAB)と称する）を構成し、平均値モデルとの比較を行ったので、その結果を示す。

3.2 モデルの全体構成

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、巻線形誘導機の二次側（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。本検討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 3.3 に二次励磁制御系の概略を示す。励磁電力を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する。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、無効分をそれぞれ独立に制御することが可能である。

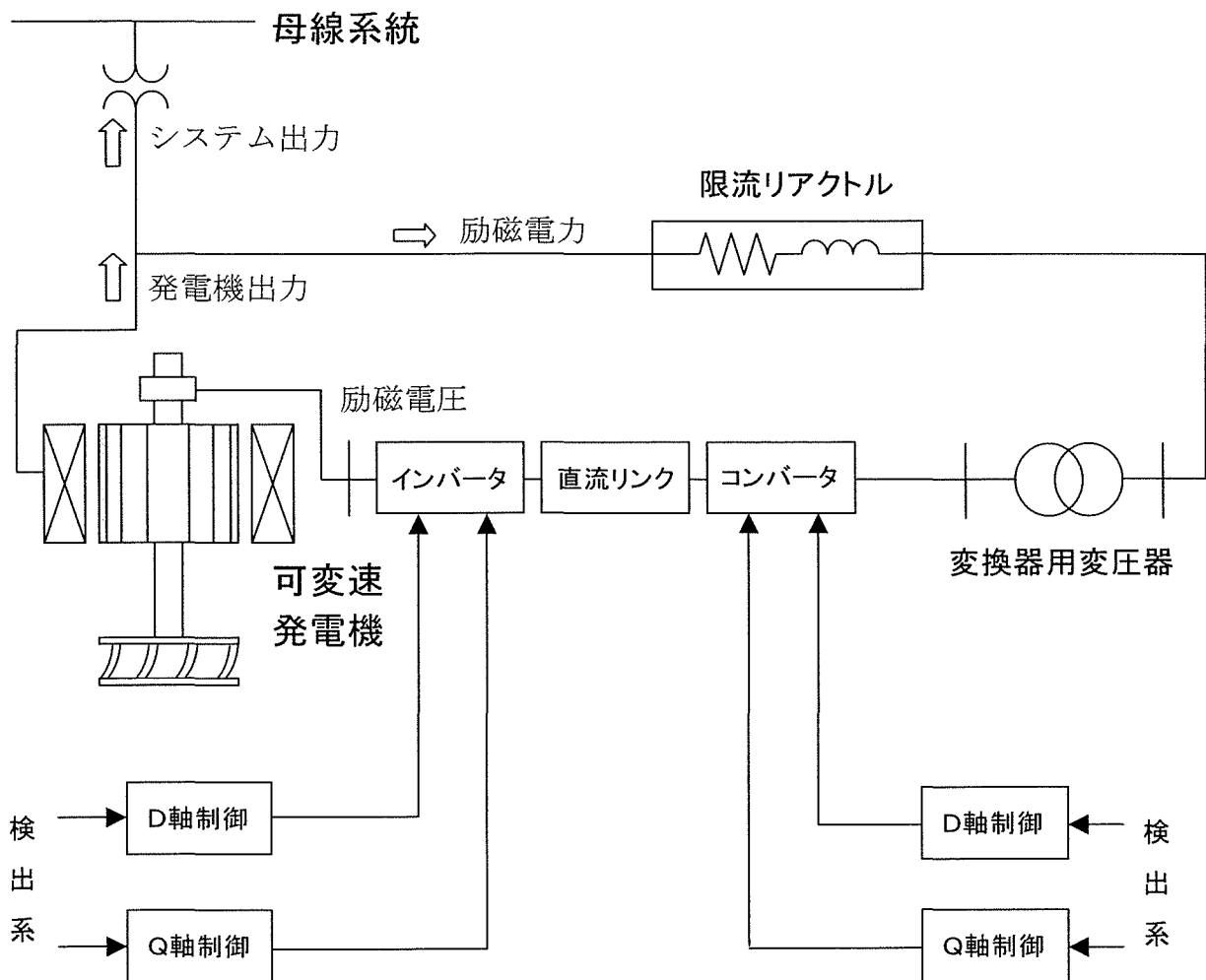


図 3.3 二次励磁制御システムの構造

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，本検討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。

3.3 回転機モデル

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を備えている。図 3.4 に電気回路構成を示す。これは第 2 章で示した図 2.2 のものと同じである。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，本検討では第 2 章で示したとおり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 3.4 において固定子，回転子巻線それぞれに瞬時電圧 $v_{as}(t)$, $v_{bs}(t)$, $v_{cs}(t)$, $v_{ar}(t)$, $v_{br}(t)$, $v_{cr}(t)$ を与えたとすると，(3.1)，(3.2)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。また固定子回路（右側）に対して回転子回路（左側）は速度 ω_r [rad/s] で回転している。ここで，第 2 章では回転子量を固定子量へ換算していたが，巻数比を考慮した方程式で表現し直し，そのままの形でモデルとして使用する。これは本モデルの電気回路部分が SI 単位系にて扱われていることに加えて，実際に巻線に流れる電流や印加される電圧に応じた二次励磁制御装置の設計が行えるようにするためである。図 3.5 に可変速発電機本体の一相あたりの電気回路構成を示す。

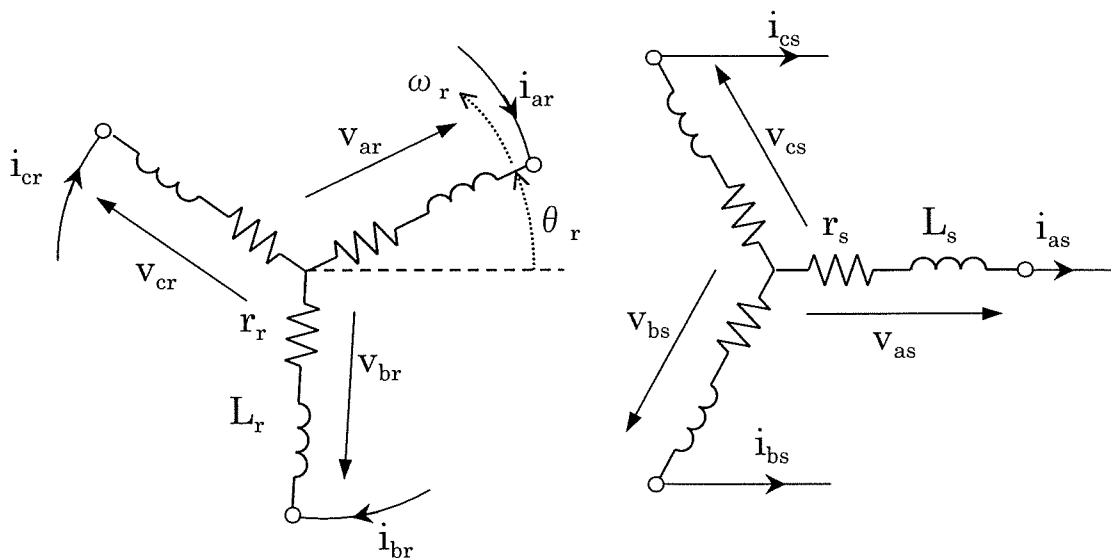


図 3.4 可変速発電機（巻線型誘導機）モデル

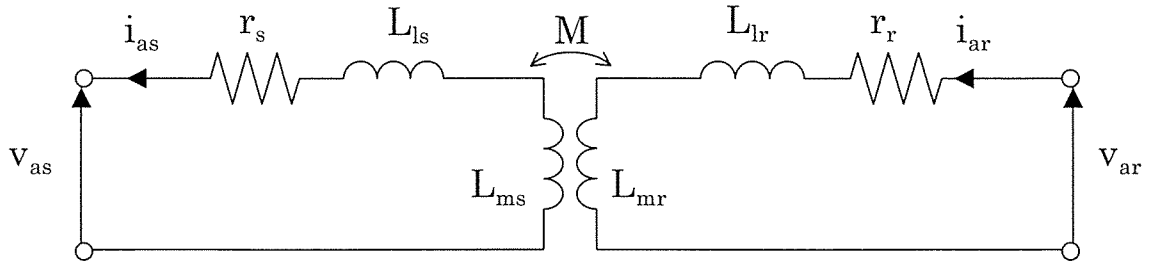


図 3.5 可変速発電機一相あたりの電気回路構成

それぞれの回路素子は次のとおりである。

- r_s : 固定子巻線抵抗
- r_r : 回転子巻線抵抗
- L_{ls} : 固定子漏れインダクタンス
- L_{lr} : 回転子漏れインダクタンス
- M : 固定子と回転子間の相互インダクタンス

相互誘導回路部分は理想変圧器($L_{ms}L_{mr}=M^2$)と見なすことができるので、巻数比を $n(=V_{ar}/V_{as})$ とすると、以下の関係が成り立つ。

$$n = \frac{M}{L_{ms}} = \frac{L_{mr}}{M}$$

$$\therefore L_{ms} = \frac{M}{n}, \quad L_{mr} = nM$$

従って、固定子側の電圧方程式は(3.1)式のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{M}{n} & -\frac{1}{2} \frac{M}{n} & -\frac{1}{2} \frac{M}{n} \\ -\frac{1}{2} \frac{M}{n} & L_{ls} + \frac{M}{n} & -\frac{1}{2} \frac{M}{n} \\ -\frac{1}{2} \frac{M}{n} & -\frac{1}{2} \frac{M}{n} & L_{ls} + \frac{M}{n} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

同様にして，回転子側の電圧方程式は(3.2)式のようなになる。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{lr} + nM & -\frac{1}{2}nM & -\frac{1}{2}nM \\ -\frac{1}{2}nM & L_{lr} + nM & -\frac{1}{2}nM \\ -\frac{1}{2}nM & -\frac{1}{2}nM & L_{lr} + nM \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \\
 &\quad - M \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.2)
 \end{aligned}$$

運動方程式については 2.2.2 節で述べた表現と同様であるので省略する。

3.4 励磁回路モデル

励磁電力供給回路は、図 3.3 で示したとおり限流リアクトルと変換器用変圧器で構成される。この一相あたりの電気回路構成を図 3.6 に示す。ただし、変換器用変圧器は一次、二次とも三相 Y 結線されているものとする。 v_s は発電機固定子電圧であり、 E_{CV} はコンバータ交流出力電圧である。

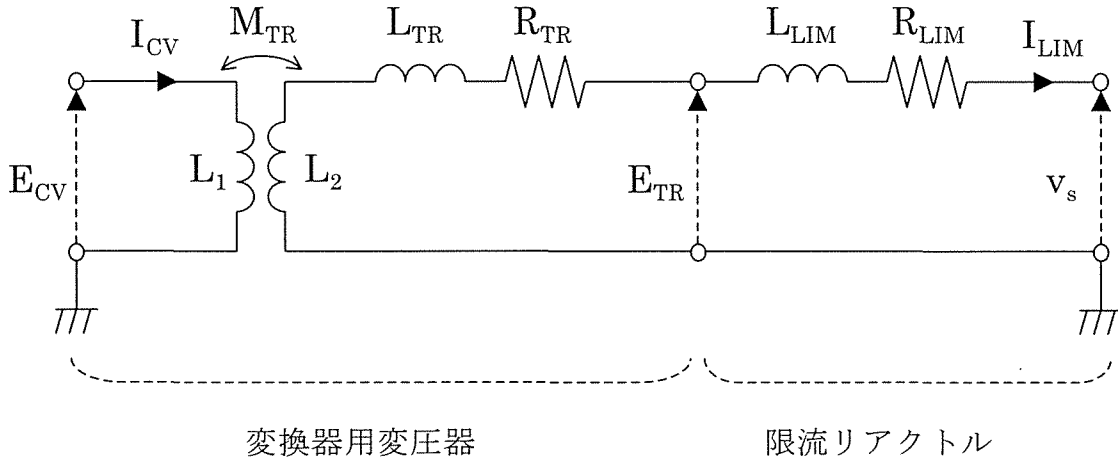


図 3.6 励磁回路一相あたりの等価回路

相互誘導部分は理想変圧器 ($L_1 L_2 = M_{TR}^2$) と見なすことが出来るので、 n_{TR} を巻数比 ($= E_{TR}/E_{CV}$) とすると次の関係が成り立つ。

$$n_{TR} = \frac{M_{TR}}{L_1} = \frac{L_2}{M_{TR}}$$

$$\therefore L_1 = \frac{M_{TR}}{n_{TR}}, \quad L_2 = n_{TR} M_{TR}$$

よって、図 3.6 より、次のような電圧方程式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} E_{CV} &= \frac{M_{TR}}{n_{TR}} \frac{di_{CV}}{dt} + M_{TR} \frac{d(-i_{LIM})}{dt} \\ v_s &= R \cdot -i_{CV} + L \frac{d(-i_{LIM})}{dt} + M_{TR} \frac{di_{CV}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

但し、 $R = R_{TR} + R_{LIM}$ 、 $L = L_{LIM} + n_{TR} M_{TR} + L_{TR}$ である。

3.5 モデルのノートン等価回路表現

テブナン等価回路で表現してきた可変速機モデルを，ノートン等価回路表現に修正する。なぜなら，発電機本体の等価回路の他に励磁電源用電気回路の等価回路を用意し，系統から可変速機モデルを見たとき，それらが合成された（重ね合わされた）等価回路が見えるようにする必要がある。このとき，モデルが電流源と内部アドミタンスで構成されている，すなわちノートン等価回路で表現されていると並列接続の表現が簡素であるため便利である。

3.5.1 可変速発電機のノートン等価回路表現

第2章で示したテブナン等価回路の数式モデルを再度示す。ただし，台形則により離散化されているものである。

$$\mathbf{v}_{abcs}(t) = \mathbf{e}_{abc}(t) - \mathbf{R}_{equiv}(t) \mathbf{i}_{abcs}(t) \quad (2.65)$$

これをノード注入電流 $\mathbf{i}_{abcs}(t)$ についての表現に直すと，

$$\mathbf{i}_{abcs}(t) = - \underbrace{\left[\mathbf{R}_{equiv}(t) \right]^{-1}}_{\mathbf{G}_{ASG}} \mathbf{v}_{abcs}(t) + \underbrace{\left[\mathbf{R}_{equiv}(t) \right]^{-1} \mathbf{e}_{abc}(t)}_{\mathbf{I}_{ASG}} \quad (3.4)$$

これがすなわち電流源と内部アドミタンスで構成されるノートン等価回路であり，図 3.7 に示すようなモデルである。

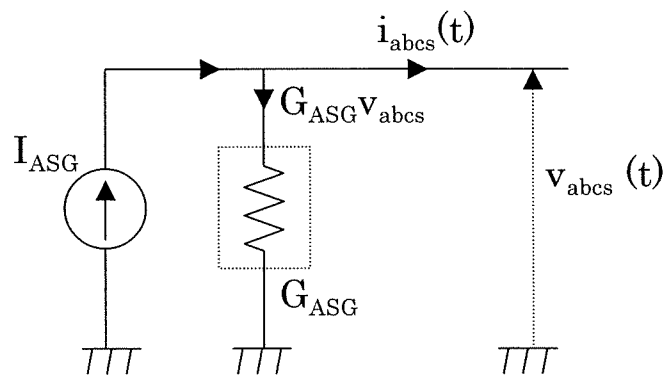


図 3.7 可変速発電機のノートン等価回路表現

ただし，

$$\mathbf{I}_{ASG} = \mathbf{i}_{abcs}(t) + \mathbf{G}_{ASG} \mathbf{v}_{abcs}(t) \quad (3.5)$$

3.5.2 励磁電力供給回路のノートン等価回路表現

励磁電力供給回路は 3.4 節にて既に示したように、次のような微分方程式で表される。ただし、一相分の表現である。

$$\left. \begin{aligned} E_{CV} &= \frac{M_{TR}}{n_{TR}} \frac{di_{CV}}{dt} + M_{TR} \frac{d(-i_{LIM})}{dt} \\ v_s &= R \cdot -i_{CV} + L \frac{d(-i_{LIM})}{dt} + M_{TR} \frac{di_{CV}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

$$\text{但し, } R = R_{TR} + R_{LIM}, \quad L = L_{LIM} + n_{TR}M_{TR} + L_{TR}$$

これを台形則にしたがって離散化して整理すると次のように表される。

$$i_{CV}(t) = \frac{n_{TR}}{M_{TR}} \frac{\Delta t}{2} \{E_{CV}(t) + E_{CV}(t - \Delta t)\} - n_{TR} \{-i_{LIM}(t) + i_{LIM}(t - \Delta t)\} + i_{CV}(t - \Delta t) \quad (3.6)$$

$$v_s(t) = R \{-i_{LIM}(t) - i_{LIM}(t - \Delta t)\} + \frac{2L}{\Delta t} \{-i_{LIM}(t) + i_{LIM}(t - \Delta t)\} + \frac{2M_{TR}}{\Delta t} \{i_{CV}(t) - i_{CV}(t - \Delta t)\} \quad (3.7)$$

(3.6)式を(3.7)式に代入してまとめると、次のような表現を得る。

$$\begin{aligned} v_s(t) &= \underbrace{\left(R + \frac{2L}{\Delta t} - \frac{2M_{TR}n_{TR}}{\Delta t} \right)}_{Z_L} \cdot -i_{LIM}(t) \\ &\quad - \underbrace{\left(R - \frac{2L}{\Delta t} + \frac{2M_{TR}n_{TR}}{\Delta t} \right) i_{LIM}(t - \Delta t) + n_{TR} \{E_{CV}(t) + E_{CV}(t - \Delta t)\} - v_s(t - \Delta t)}_{I_L} \end{aligned} \quad (3.8)$$

(3.8)式中の Z_L について、 $Z_L^{-1} = G_L$ とおき、次のように変形する。

$$i_{LIM}(t) = -G_L v_s(t) + I_L \quad (3.9)$$

$$\left[\text{三相分ではベクトル表現: } \mathbf{i}_{abcLIM}(t) = -\mathbf{G}_L \mathbf{v}_{abcs}(t) + \mathbf{I}_L \right]$$

(3.9)式がコンバータ系のノートン等価回路表現となる。系統から見た可変速機モデルは、発電機本体の等価回路と励磁回路の等価回路が並列に接続された回路として見える。図 3.8 に可変速機全体の等価回路を示す。

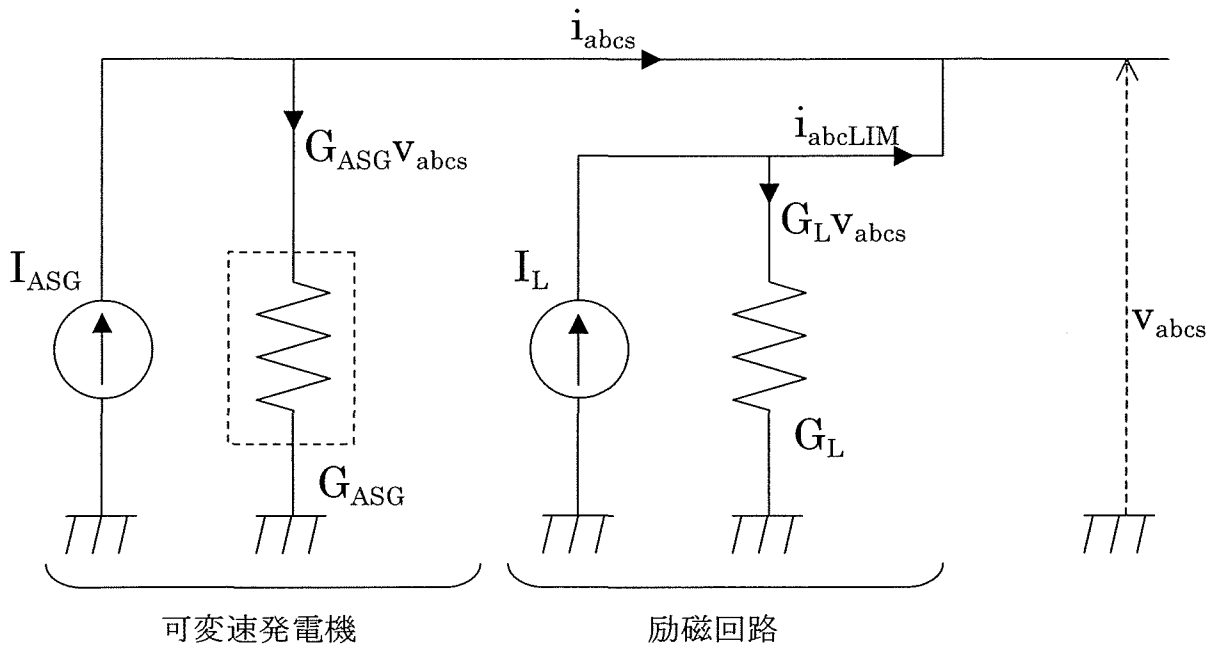


図 3.8 可変速発電システムのノートン等価回路

3.6 直流リンク回路モデル

本モデルで採用する直流(DC)リンク回路構成を図 3.9 に示す。大容量の直流コンデンサを備え、両端子には電圧型インバータが接続される。ただし、後にインダクタンス成分は無視する。

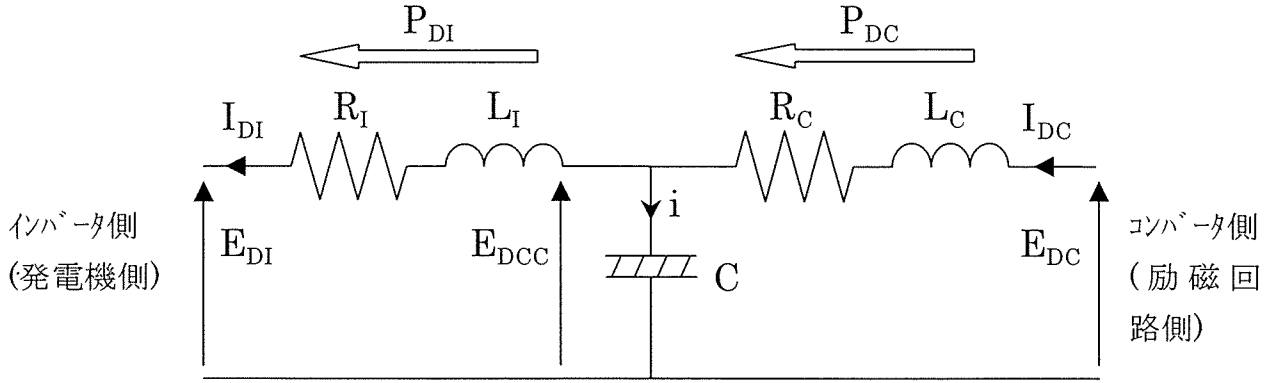


図 3.9 直流リンク回路モデル

DC リンク電圧については、次式で表される。

$$E_{DC} = \frac{1}{C} \int i dt \quad (3.10)$$

図 3.9 において、コンデンサに流れる電流 i は、

$$i = I_{DC} - I_{DI} \quad (3.11)$$

で表される。(3.10)式の両辺を微分し、(3.11)式の関係を用いると(3.12)式のような微分方程式表現となる。また、変換器の直流側端子電圧は抵抗およびインダクタンスでの電圧降下により(3.13)式で表される。さらに、変換器での損失を無視すると、DC リンクを通過する電力はそれぞれ(3.14)式のように表すことができる。ただし、時間変数には(t)を付している。

$$C \cdot pE_{DCC}(t) = I_{DC}(t) - I_{DI}(t) \quad (3.12)$$

$$\begin{cases} E_{DI}(t) = E_{DCC}(t) - (R_I + pL_I)I_{DI}(t) \\ E_{DC}(t) = E_{DCC}(t) + (R_C + pL_C)I_{DC}(t) \end{cases} \quad (3.13)$$

$$\begin{cases} P_{DI}(t) = E_{DI}(t)I_{DI}(t) \\ P_{DC}(t) = E_{DC}(t)I_{DC}(t) \end{cases} \quad (3.14)$$

ここで、 $x_1=E_{DI}(t)$ 、 $x_2=E_{DCC}(t)$ 、 $x_3=E_{DC}(t)$ 、 $x_4=I_{DI}(t)$ 、 $x_5=I_{DC}(t)$ と置き、(3.12)～(3.14)式を台形則により離散化すると、次のような表現を得る。

$$\left. \begin{array}{lcl} x_2 & +\frac{\Delta t}{2C}x_4 & -\frac{\Delta t}{2C}x_5 - E_{DCC}(t-\Delta t) - \frac{\Delta t}{2C}\{I_{DC}(t-\Delta t) - I_{DI}(t-\Delta t)\} \\ x_1 - x_2 & +\left(R_I + \frac{2L_I}{\Delta t}\right)x_4 & +E_{DI}(t-\Delta t) - E_{DCC}(t-\Delta t) + \left(R_I - \frac{2L_I}{\Delta t}\right)I_{DI}(t-\Delta t) \\ -x_2 + x_3 & -\left(R_C + \frac{2L_C}{\Delta t}\right)x_5 + E_{DC}(t-\Delta t) - E_{DCC}(t-\Delta t) - \left(R_C - \frac{2L_C}{\Delta t}\right)I_{DC}(t-\Delta t) \\ x_1x_4 & & -P_{DI} \\ x_3x_5 & & -P_{DC} \end{array} \right\} \begin{array}{l} = 0 \\ = 0 \\ = 0 \\ = 0 \\ = 0 \end{array} \quad (3.15)$$

(3.15)式中の 4,5 段目の関係式を用いて、1,2,3 段目の式より x_4 、 x_5 を消去すると、次のように書き直される。

$$\left. \begin{array}{lcl} P_{DI} \frac{\Delta t}{2C} \frac{1}{x_1} + x_2 & -P_{DC} \frac{\Delta t}{2C} \frac{1}{x_3} & +A_1 = 0 \\ x_1 + P_{DI} \left(R_I + \frac{2L_I}{\Delta t}\right) \frac{1}{x_1} - x_2 & & +A_2 = 0 \\ -x_2 + x_3 - P_{DC} \left(R_C + \frac{2L_C}{\Delta t}\right) \frac{1}{x_3} & & +A_3 = 0 \end{array} \right\} \quad (3.16)$$

但し、 A_1, A_2, A_3 は履歴項 ($t-\Delta t$ の項) をまとめたものである。

これより x_2 を消去すると、次のような直流リンクの数式モデルとなる。

$$\left. \begin{array}{lcl} x_1 + P_{DI} \left(R_I + \frac{2L_I}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{2C}\right) \frac{1}{x_1} & -P_{DC} \frac{\Delta t}{2C} \frac{1}{x_3} & +A_1 + A_2 = 0 \\ P_{DI} \frac{\Delta t}{2C} \frac{1}{x_1} + x_3 - P_{DC} \left(R_C + \frac{2L_C}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{2C}\right) \frac{1}{x_3} & & +A_1 + A_3 = 0 \end{array} \right\} \quad (3.17)$$

$$\text{但し、} x_2 = -P_{DC} \frac{\Delta t}{2C} \frac{1}{x_3} + P_{DI} \frac{\Delta t}{2C} \frac{1}{x_1} - A_1$$

(3.17)式は $P=EI$ の関係を含んでいるため非線形である。従って、数値計算により解を求める必要があるが、本モデルではニュートン法を用いて解を得る。但し現段階においてはインダクタンス分 L_C, L_I が存在する場合は解が発散し、計算が行えないことが分かっている。これは数式モデル自体の構造に起因していると推測されるが、明確な原因は特定されていない。よって、インダクタンス分を除いた直流リンクモデルを用意して主にこれを使用することとする。また、電圧型インバータ装置の直流回路にあるインダクタンスは非常に小さいと予想される（リアクトルは交流側に設置されることが一般的）ので、この近似は十分に成り立つといえる。

インダクタンス分 L_I, L_C を除いた直流リンク数式モデルを示す。(3.15)式より L_I, L_C を消去し、 $P=EI$ の関係を用いてまとめると、次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} P_{DI} \frac{\Delta t}{2C} \frac{1}{x_1} + x_2 & - P_{DC} \frac{\Delta t}{2C} \frac{1}{x_3} + A_1 = 0 \\ x_1 + P_{DI} R_I \frac{1}{x_1} - x_2 & = 0 \\ -x_2 + x_3 - P_{DC} R_C \frac{1}{x_3} & = 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

$$\text{但し, } A_1 = -E_{DCC}(t - \Delta t) - \frac{\Delta t}{2C} \{I_{DC}(t - \Delta t) - I_{DI}(t - \Delta t)\}$$

これより、 x_2 を消去すると、

$$\left. \begin{aligned} x_1 + P_{DI} \left(R_I + \frac{\Delta t}{2C} \right) \frac{1}{x_1} & - P_{DC} \frac{\Delta t}{2C} \frac{1}{x_3} + A_1 = 0 \\ x_1 + P_{DI} R_I \frac{1}{x_1} & - x_3 + P_{DC} R_C \frac{1}{x_3} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

(3.19)式の表現は(3.17)式と同様、非線形であるので数値計算により解を得るが、直流リンクを通過する電力が非常に大きく変動した場合は、解が収束しなくなり計算を続行できなくなることを確認している。しかし実際の機器においてもそのような変換器通過電力の変動は発生し得ない（保護回路が動作する、または変換器を一時停止させて装置が破損することを防ぐ）ので、本モデルで一般的な解析には十分対応できるものとする。

3.7 制御系モデル

本モデルでは制御系として図 3.10 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。すなわち、定常状態において制御系内で扱う信号は一定値であることが望ましく、検出される瞬時値電氣量をフェーザとして捉えるための処理が必要である。本モデルでは、インバータ制御系では固定子 a 相電圧を基準とした 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 a 相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^[9]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単位法により pu 値へ変換して取り扱う。

これより、各要素について数式モデルを示し、台形則に従い離散化を行う。

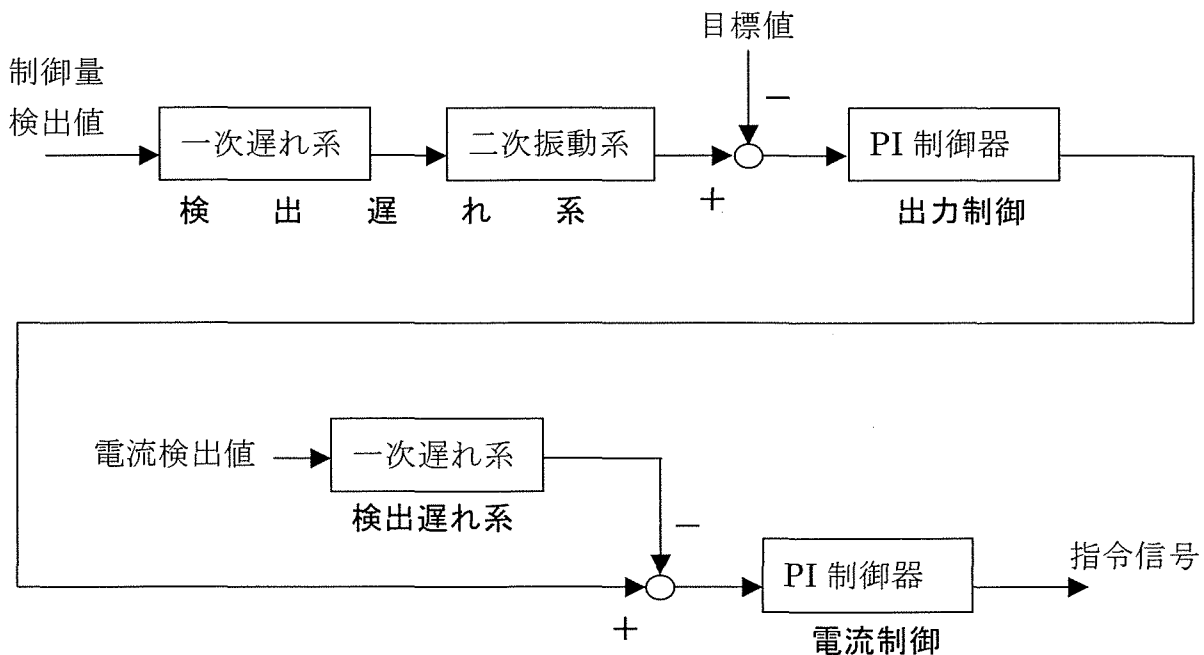


図 3.10 制御系ブロック構成

3.7.1 一次遅れ要素

図 3.11 に一次遅れ要素の伝達関数表現を示す。

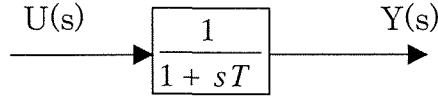


図 3.11 一次遅れ要素の伝達関数表現

$$Y(s) = \frac{1}{1+sT}U(s) \quad \Rightarrow \quad (1+sT)Y(s) = U(s) \quad (3.20)$$

時間領域における微分方程式表現は次のように導かれる。伝達関数表現にて表されている(3.20)式のラプラス演算子 s を微分演算子 d/dt として時間領域に変換すると、

$$\begin{aligned} y(t) + T \frac{dy(t)}{dt} &= u(t) \\ \frac{dy(t)}{dt} &= \frac{1}{T} \{u(t) - y(t)\} \quad (\text{一次遅れ要素の微分方程式表現}) \end{aligned} \quad (3.21)$$

次に、台形則を用いて離散化を行う。

両辺に dt を乗ずると、

$$dy(t) = \frac{1}{T}u(t)dt - \frac{1}{T}y(t)dt \quad (3.22)$$

(3.22)式の両辺を $t - \Delta t$ から t まで積分する。

$$y(t) - y(t - \Delta t) = \frac{1}{T} \int_{t-\Delta t}^t u(t)dt - \frac{1}{T} \int_{t-\Delta t}^t y(t)dt \quad (3.23)$$

(3.23)式の積分項を台形近似すると(3.24)式のようになる。

$$\begin{aligned} y(t) - y(t - \Delta t) &= \frac{1}{T} \left\{ \frac{\Delta t}{2} \{u(t) + u(t - \Delta t)\} + \frac{\Delta t}{2} \{y(t) + y(t - \Delta t)\} \right\} \\ &= \frac{\Delta t}{2T} \left\{ \frac{\Delta t}{2} \{u(t) + u(t - \Delta t) + y(t) + y(t - \Delta t)\} \right\} \end{aligned} \quad (3.24)$$

これより,

$$\left(1 - \frac{\Delta t}{2T}\right)y(t) = \frac{\Delta t}{2T}u(t) + \left(1 - \frac{\Delta t}{2T}\right)y(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2T}u(t - \Delta t) \quad (3.25)$$

よって,

$$\therefore y(t) = \left(1 - \frac{\Delta t}{2T}\right)^{-1} \left[\frac{\Delta t}{2T} \{u(t) + u(t - \Delta t)\} + \left(1 - \frac{\Delta t}{2T}\right)y(t - \Delta t) \right] \quad (3.26)$$

(一次遅れ要素の台形則による離散表現)

3.7.2 二次振動要素

図 3.12 に二次振動要素の伝達関数表現を示す。

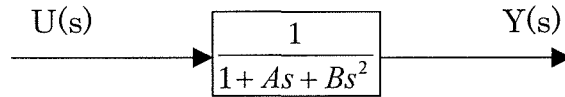


図 3.12 二次振動要素の伝達関数表現

$$Y(s) = \frac{1}{1 + sA + s^2B}U(s) \Rightarrow (1 + sA + s^2B)Y(s) = U(s) \quad (3.27)$$

時間領域における微分方程式表現は次のように導かれる。伝達関数表現にて表されている (3.27) 式のラプラス演算子 s を微分演算子 d/dt として時間領域に変換すると,

$$y(t) + A \frac{dy(t)}{dt} + B \frac{d^2y(t)}{dt^2} = u(t) \quad (3.28)$$

二階微分であるので状態変数を 2 つ設定する。

$$y(t) \rightarrow x_1(t)$$

$$\frac{dy(t)}{dt} \rightarrow x_2(t) = \dot{x}_1(t)$$

よって、

$$x_1(t) + Ax_2(t) + B\dot{x}_2(t) = u(t)$$

変形すると、

$$\dot{x}_2(t) = \frac{1}{B} \{ -x_1(t) - Ax_2(t) + u(t) \}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{B} & -\frac{A}{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{B} \end{bmatrix} u(t) \quad (\text{二次振動要素の微分方程式表現}) \quad (3.29)$$

ベクトル表現では、

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) \quad (3.30)$$

次に、台形則を用いて離散化を行う。

(3.30)式の両辺に dt を乗ずると、

$$d\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t)dt + \mathbf{B}u(t)dt \quad (3.31)$$

両辺を $t - \Delta t$ から t まで積分する。

$$\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}(t - \Delta t) = \mathbf{A} \int_{t-\Delta t}^t \mathbf{x}(t)dt + \mathbf{B} \int_{t-\Delta t}^t u(t)dt \quad (3.32)$$

積分項を台形近似すると、(3.33)式のようになる。

$$\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}(t - \Delta t) = \frac{\Delta t}{2} \{ \mathbf{A}[\mathbf{x}(t) + \mathbf{x}(t - \Delta t)] + \mathbf{B}[u(t) + u(t - \Delta t)] \} \quad (3.33)$$

$$\rightarrow \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{A}\Delta t}{2} \right) \mathbf{x}(t) = \left(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{A}\Delta t}{2} \right) \mathbf{x}(t - \Delta t) + \frac{\mathbf{B}\Delta t}{2} \{ u(t) + u(t - \Delta t) \}$$

よって、

$$\therefore \mathbf{x}(t) = \left[\mathbf{I} - \frac{\mathbf{A}\Delta t}{2} \right]^{-1} \left\{ \left[\mathbf{I} + \frac{\mathbf{A}\Delta t}{2} \right] \mathbf{x}(t - \Delta t) + \frac{\mathbf{B}\Delta t}{2} \{ u(t) + u(t - \Delta t) \} \right\} \quad (3.34)$$

(二次振動要素の台形則による離散表現)

3.7.3 PI 制御器

図 3.13 に PI 制御器の伝達関数表現を示す。

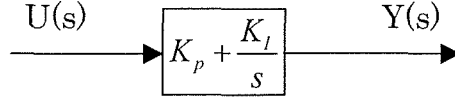


図 3.13 PI 制御器の伝達関数表現

$$Y(s) = K_p U(s) + \frac{K_I}{s} U(s) \quad (3.35)$$

時間領域における微分方程式表現は次のように導かれる。伝達関数表現にて表されている (3.35) 式のラプラス演算子 s を微分演算子 d/dt として時間領域に変換すると、

$$y(t) = K_p u(t) + K_I \int u(t) \quad (3.36)$$

両辺を微分すると、

$$\frac{dy(t)}{dt} = K_p \frac{du(t)}{dt} + K_I u(t) \quad (\text{PI 制御器の微分方程式表現}) \quad (3.37)$$

次に、台形則を用いて離散化を行う。

両辺に dt を乗ずると、

$$dy(t) = K_p du(t) + K_I u(t) dt \quad (3.38)$$

両辺を $t - \Delta t$ から t まで積分する。

$$y(t) - y(t - \Delta t) = K_p \{u(t) - u(t - \Delta t)\} + K_I \int_{t-\Delta t}^t u(t) dt \quad (3.39)$$

積分項を台形近似する。

$$y(t) - y(t - \Delta t) = K_p \{u(t) - u(t - \Delta t)\} + K_I \frac{\Delta t}{2} \{u(t) - u(t - \Delta t)\} \quad (3.40)$$

よって、

$$\therefore y(t) = \left(K_p + \frac{K_I \Delta t}{2} \right) u(t) + \left(-K_p + \frac{K_I \Delta t}{2} \right) u(t - \Delta t) + y(t - \Delta t) \quad (3.41)$$

3.7.4 変換器モデル

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。後に示す図 3.14 においてインバータ側では、制御指令値をそれぞれ $d, q[\text{pu}]$ とすると、直流電圧は $E_{DI}[\text{V}]$ であることより(3.42)式に示すように、またコンバータ側も同様にして、 $d', q'[\text{pu}]$ の指令値と直流電圧 $E_{DC}[\text{V}]$ より、変換器出力電圧は(3.43)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。

$$\left. \begin{array}{l} V_{2d} = d \times E_{DI} \quad [\text{V}] \\ V_{2q} = q \times E_{DI} \quad [\text{V}] \end{array} \right\} \quad (3.42)$$

$$\left. \begin{array}{l} V_{cd} = d' \times E_{DC} \quad [\text{V}] \\ V_{cq} = q' \times E_{DC} \quad [\text{V}] \end{array} \right\} \quad (3.43)$$

3.8 モデルの全体構成と計算の手順

これまで示した構成要素を用いた全体のモデルブロックを図 3.14 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、第 1 段階目 PI 制御により出力目標値を実現するために必要な電流の指令値が決められ、第 2 段階目 PI 制御によりこの電流を流すために必要な変換器出力電圧指令値が決定される。

3.8.1 制御信号の入出力における処理

〈3.8.1.1〉 電力検出

三相瞬時電圧 (e_a, e_b, e_c) および瞬時電流 (i_a, i_b, i_c) を検出した後、以下のような計算にて瞬時有効電力 p および無効電力 q を演算する。

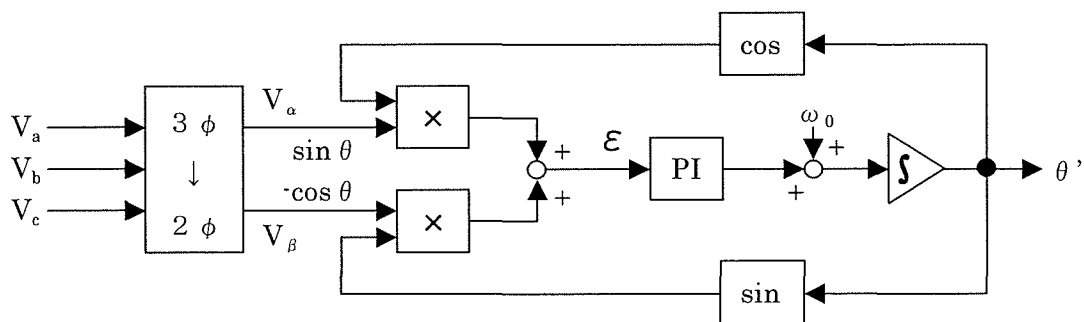
$$\left. \begin{aligned} p &= e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \\ q &= \frac{1}{\sqrt{3}} \{ e_a (i_c - i_b) + e_b (i_a - i_c) + e_c (i_b - i_a) \} \end{aligned} \right\} \quad (3.44)$$

〈3.8.1.2〉 電流検出

三相瞬時電流を検出した後、3.8.1.4 節にて示す座標変換を行い $d-q$ 軸量とする。

〈3.8.1.3〉 位相検出

図 3.15 に示すような乗算式 PLL^[9]を用いる。



θ : 実系統の位相

θ' : PLL 出力位相 (制御系の基準位相)

ε : $V \sin(\theta - \theta')$

図 3.15 乗算式 PLL のブロック構成

〈3.8.1.4〉 座標変換

本モデルでは電氣量が三相瞬時値であるのに対して制御系内で扱う信号はd q 軸座標系上での値である。これは定常状態においてd q 軸座標系上では三相瞬時値である電氣量は一定となり，制御のための演算が容易になるためである。三相瞬時値量とd q 軸量の変換は，次のような変換行列を用いて行う。

＜三相瞬時値量(e_a, e_b, e_c) \Rightarrow d q 軸量(e_d, e_q)＞

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

＜d q 軸量(e_d, e_q) \Rightarrow 三相瞬時値量(e_a, e_b, e_c)＞

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

なお，本モデルでは零成分 (e_0) は制御系内で使用しないので，考慮しない。

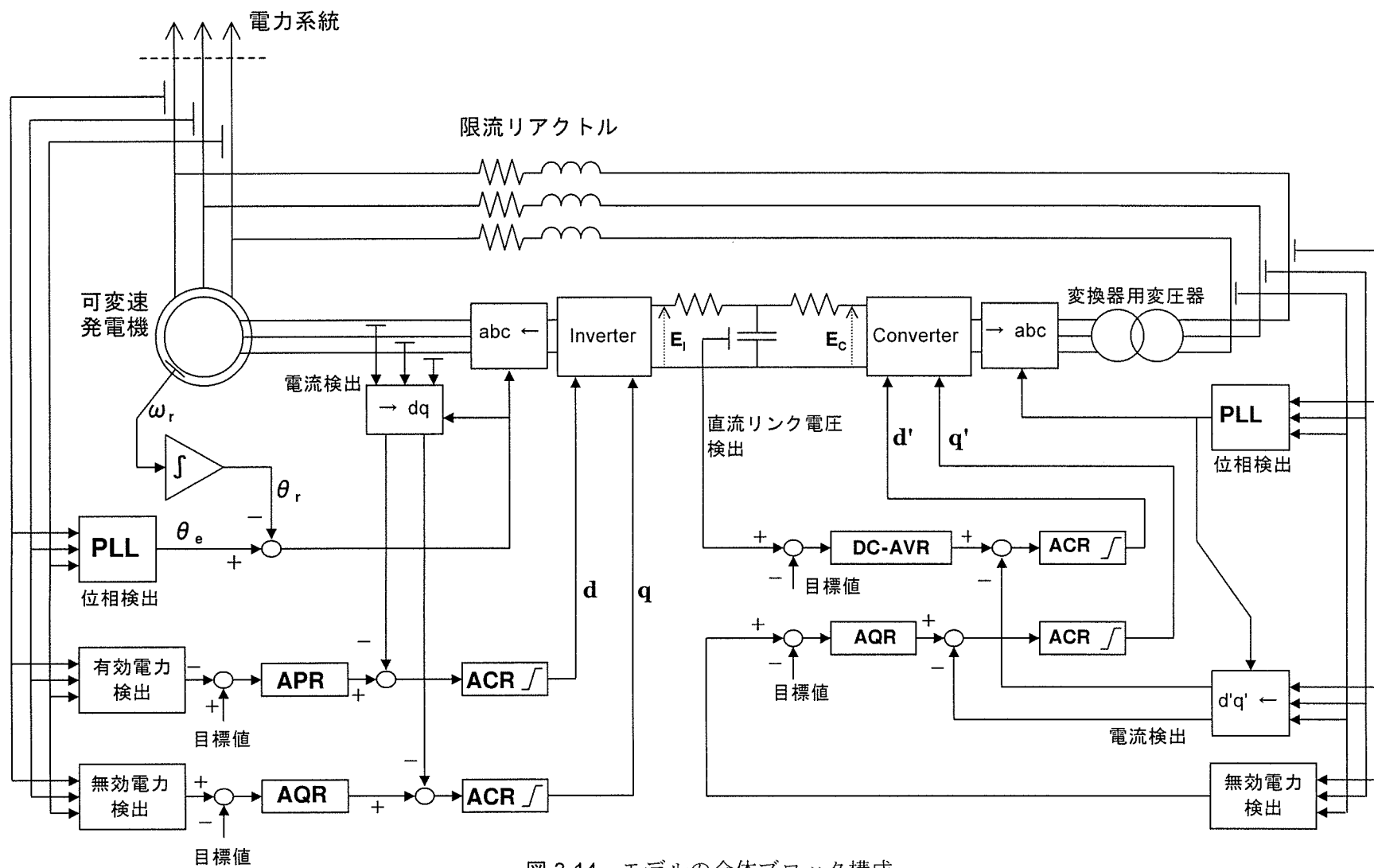


図 3.14 モデルの全体ブロック構成

3.8.2 初期値計算

これまで導出した数式モデルを用いて過渡解析を始める前に、全ての変数の初期値を与える必要がある。可変速発電システムモデルは系統の電力潮流計算結果、すなわち端子電圧、電流フェーザの値を受け取り、これを用いて全ての内部変数を決定する。

〈3.8.2.1〉 初期値計算手順の概要

過渡解析の前では、初期潮流計算により与えられる固定子端子電圧 $V_{TD}+jV_{TQ}$ 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(3.47), (3.48)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、(3.47), (3.48)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。すなわち、全ての初期値は一回の計算では求まらず、繰り返して収束をさせる必要がある。その手順を図 3.16 に示す。

(DQ 軸固定子電圧方程式)

$$\left. \begin{aligned} V_{1D} &= -r_s I_{1D} + \omega \{L_{ls} I_{1Q} + M(I_{1Q} + I_{2Q})\} \\ V_{1Q} &= -r_s I_{1Q} - \omega \{L_{ls} I_{1D} + M(I_{1D} + I_{2D})\} \end{aligned} \right\} \quad (3.47)$$

(DQ 軸回転子電圧方程式)

$$\left. \begin{aligned} V_{2D} &= -r_r I_{2D} + (\omega - \omega_r) \{L_{lr} I_{2Q} + M(I_{1Q} + I_{2Q})\} \\ V_{2Q} &= -r_r I_{2Q} - (\omega - \omega_r) \{L_{lr} I_{2D} + M(I_{1D} + I_{2D})\} \end{aligned} \right\} \quad (3.48)$$

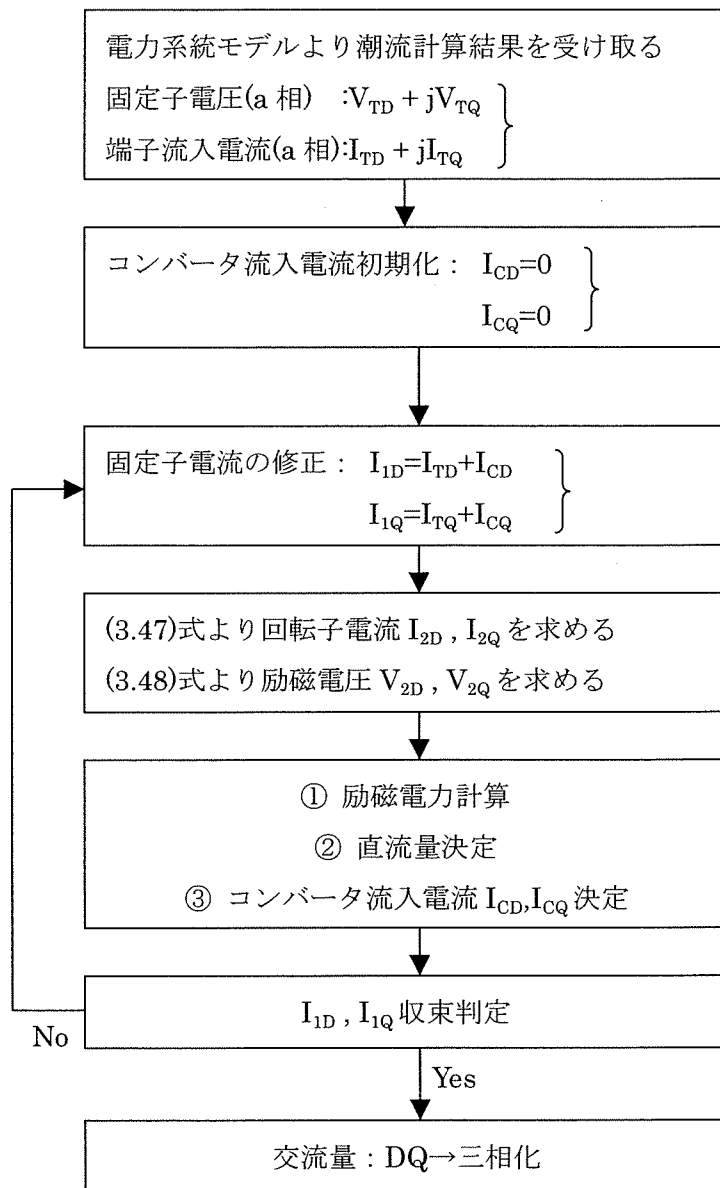


図 3.16 初期値計算手順の概要

〈3.8.2.2〉 初期値計算手順の詳細

前項(3.8.2.1)では初期値計算手順の概要と可変速機本体の初期値計算法を示したが、ここでは励磁系の初期値計算法（図 3.16 中の①, ②, ③の箇所）について述べる。

① 励磁電力の計算

(3.47), (3.48)式により得られた $I_{2D}, I_{2Q}, V_{2D}, V_{2Q}$ より、回転子へ流入する電力は次のようになる。

$$P_{DI} = 3(V_{2D}I_{2D} + V_{2Q}I_{2Q}) \quad (3.49)$$

② 直流リンク電圧計算

初期値として直流リンクコンデンサ電圧 E_{DCC} が与えられるので、これよりインバータ側、コンバータ側直流端子電圧をそれぞれ求める。但し、直流リンク内を流れる電流、電力の向きは回転子へ入り込む方向を+に取っている。

インバータ側直流端子電圧 E_{DI} について、次のような関係が成り立つ。但し I_{DI} , R_I , P_{DI} については図 3.9 を参照されたい。

$$\left. \begin{aligned} P_{DI} &= E_{DI}I_{DI} \\ E_{DI} &= E_{DCC} - R_I I_{DI} \end{aligned} \right\} \quad (3.50)$$

これより、 E_{DI} は次のように表される。

$$E_{DI} = \frac{E_{DCC} \pm \sqrt{E_{DCC}^2 - 4R_I P_{DI}}}{2} \quad (3.51)$$

二つ存在する解のうち、適する解は $E_{DI} = \frac{E_{DCC} + \sqrt{E_{DCC}^2 - 4R_I P_{DI}}}{2}$ である。また、(3.50)式より、 $I_{DI} = P_{DI}/E_{DI}$ で求められる。

コンバータ側直流端子電圧 E_{DC} について、コンバータより流入する電力 P_{DC} は、変換器の損失を考慮していないので(3.51)式のように表され、また、(3.52)式に示すような関係が成り立つ。但し I_{DC} , R_C , P_{DC} については図 3.9 を参照されたい。

$$P_{DC} = P_{DI} + (R_I + R_C)I_{DI}^2 \quad (3.52)$$

$$\left. \begin{aligned} P_{DC} &= E_{DC}I_{DC} \\ E_{DC} &= E_{DCC} + R_C I_{DC} \end{aligned} \right\} \quad (3.53)$$

これより E_{DC} は次のように表される。

$$E_{DC} = \frac{E_{DCC} \pm \sqrt{E_{DCC}^2 + 4R_C P_{DC}}}{2} \quad (3.54)$$

二つ存在する解のうち、適する解は $E_{DC} = \frac{E_{DCC} + \sqrt{E_{DCC}^2 + 4R_C P_{DC}}}{2}$ である。また、(3.51)式より、 $I_{DC} = P_{DC}/E_{DC}$ で求められる。

③ コンバータ交流量計算

固定子端子電圧 V_{TD}, V_{TQ} 、コンバータ流入電力 P_{DC} が与えられているので、これよりコンバータ交流側端子電圧、変換器用変圧器高压側電圧、限流リアクトル電流のフェーズを計算することができる。図 3.17, 3.18 にそれぞれのフェーズ位置関係を示す。但し、限流リアクトル電流の向きは統一してある。また、このフェーズを計算する手順の概要を図 3.19 に示す。

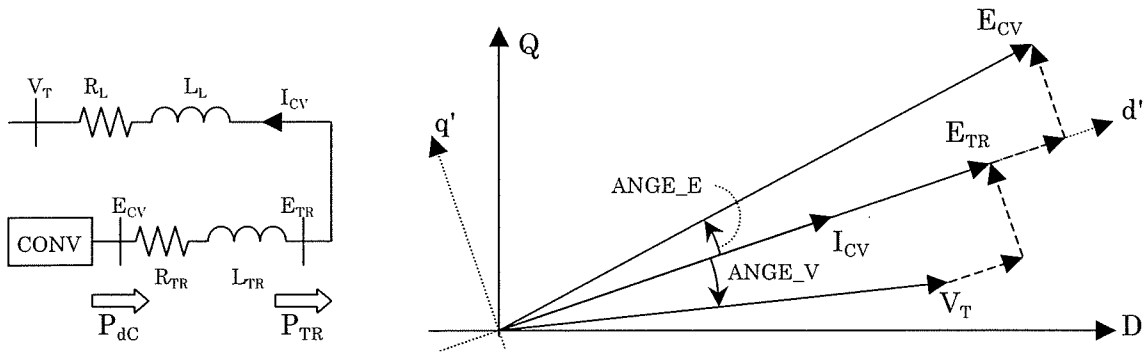


図 3.17 コンバータ交流側フェーズ関係（変換器電力放出時）

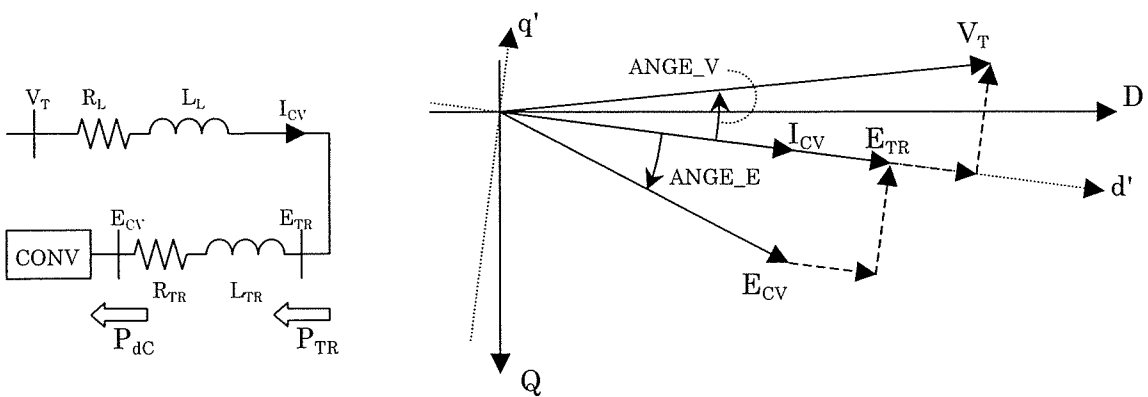


図 3.18 コンバータ交流側フェーズ関係（変換器電力吸収時）

3.8.3 過渡計算手順

図 3.20 に、過渡解析手順の概要を示す。ここで、可変速発電機については第 2 章で述べた誘導機と同様、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、機械量の変化は電気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に 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。

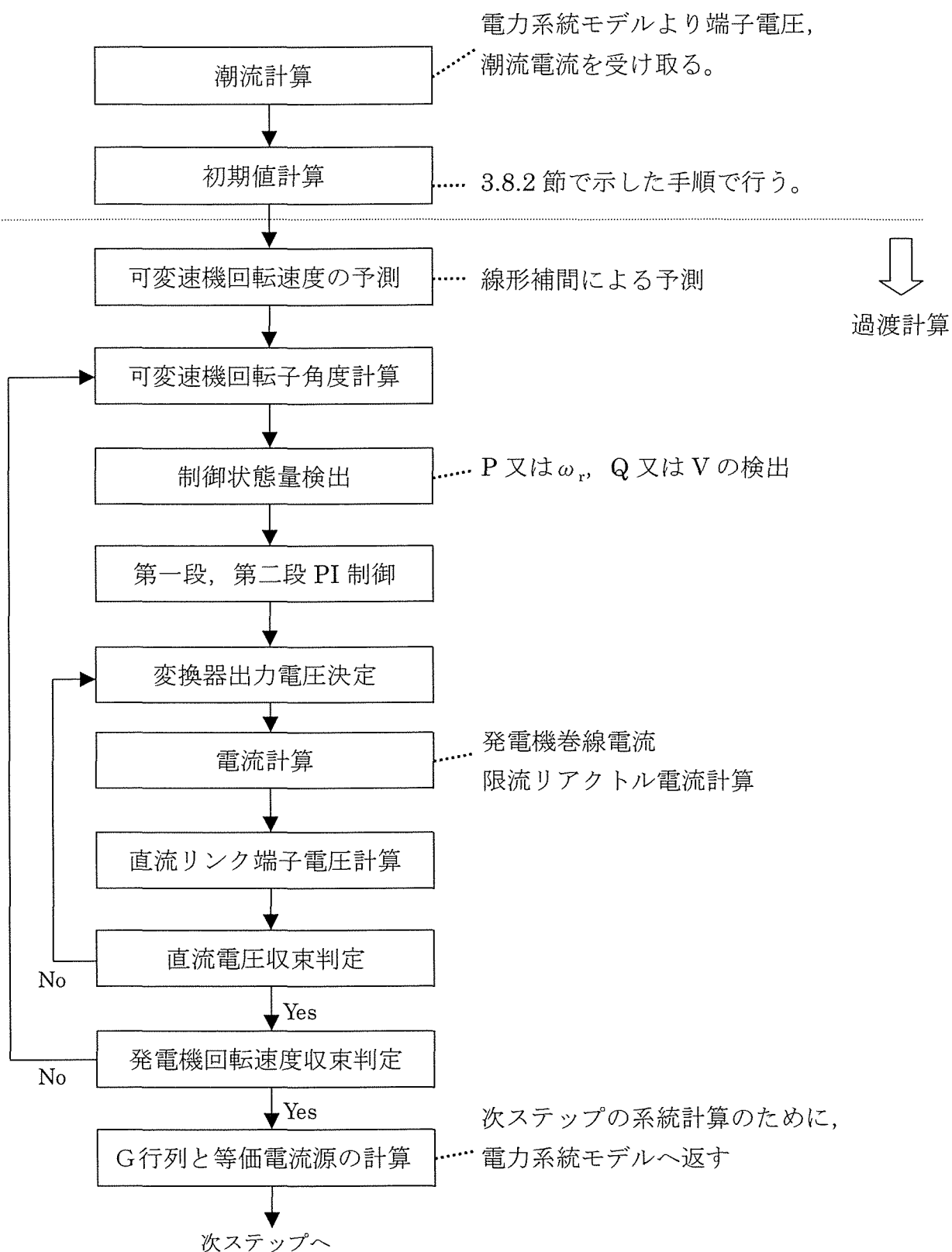


図 3.20 過渡解析手順の概要

3.9 解析例とモデルの妥当性評価

3.9.1 解析条件

前節まで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) については外部系統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 3.21 に示すような一機無限大母線系統を構成した。同時に, 汎用解析ソフトウェア 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(MATLAB))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(MATLAB)では計算の手法上困難であるため, 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。

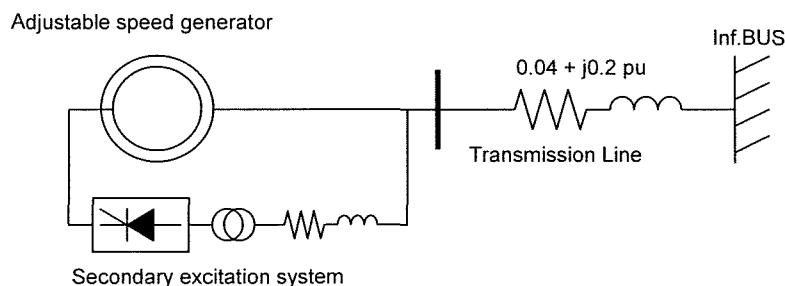


図 3.21 モデル系統

瞬時値モデル(MATLAB)において, 発電機については(3.1), (3.2)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, (3.12), (3.13)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パルブを用いた 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, 出力端子にはパルブ 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^[10]を図 3.22 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 4500Hz としている。

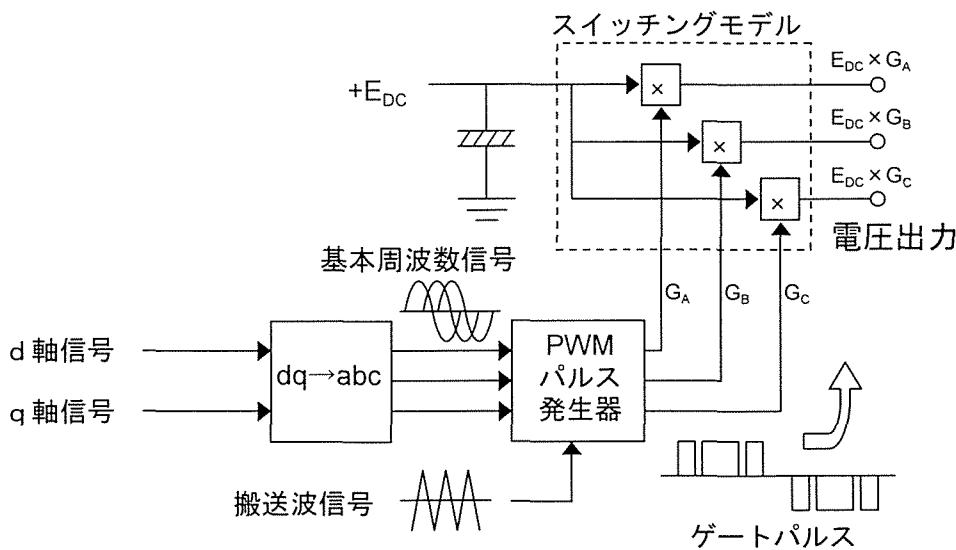


図 3.22 MATLAB による変換器スイッチングモデル

解析に用いた発電機定格を表 3.1 に、励磁系の定格を表 3.2 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 3.3 に示す。表 3.2 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固定子・回転子間の巻数比を 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(MATLAB)においては変換器用変圧器は巻線抵抗および漏れインダクタンスに相当する直列 R L 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 3.4 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^[7]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 $200 \mu s$ 、瞬時値モデル(MATLAB)には $5 \mu s$ を適用している。

表 3.1 可変速発電機定格

定格容量	: 475 MVA
定格電圧	: 18 kV
定格周波数	: 50 Hz
極数	: 20
単位慣性定数	: 6.3 s
固定子抵抗	: 0.0013 pu
固定子漏れリアクタンス	: 0.085 pu
回転子抵抗	: 0.0011 pu
回転子漏れリアクタンス	: 0.11 pu
励磁リアクタンス	: 2.3 pu

表 3.2 励磁系定格

限流リアクトル・インピーダンス（発電機容量基準）	: 0.002 + j0.37 pu
---- 変換器用変圧器定格 ----	
定格容量	: 48 MVA
巻線抵抗+漏れリアクタンス（自己容量基準）	: 0.014 + j0.3 pu
励磁リアクタンス（自己容量基準）	: 50 pu
一次 / 二次電圧	: 18 kV / 18 kV
直流抵抗（インバータ側）	: 0.0006 ohm
直流抵抗（コンバータ側）	: 0.0009 ohm
直流リンクコンデンサ	: 15000 μ F

表 3.3 初期状態と外乱条件

発電機初期状態：	P=0.0 pu （系統出力） Q=0.0 pu （ // ） すべり +4 %
二次励磁システム初期状態：	
直流リンク電圧	20 kV
励磁回路引き込み無効電力	0.0 pu
外乱条件：	Case(1) – システム出力ステップ変更
	P について 0.0 pu から 1.0 pu ヘステップ変更 (at t=1.0 s)
	P について 1.0 pu から 0.0 pu ヘステップ変更 (at t=3.0 s)
	Case(2) – 母線電圧低下
	母線電圧 1.0 pu から 0.5 pu に低下 (at t=0.1 s)
	母線電圧 0.5 pu から 1.0 pu に復帰 (at t=0.2 s)

表 3.4 制御系ゲイン

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)
$1 + \frac{10}{s}$	$1 + \frac{10}{s}$	$0.1 + \frac{1}{s}$	$0.1 + \frac{1}{s}$

3.9.2 ステップ応答試験

ステップ応答試験の解析結果を図 3.23～3.28 に示す。これらにおいて、瞬時値モデル(MATLAB)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 値で表している状態量は全て発電機ベースである。図 3.23 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 3.24 に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、そのことが電磁トルクの応答にも現れている。図 3.25 に固定子および回転子電流実効値の応答を示す。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。また図 3.26 に固定子および回転子電流の a 相瞬時値の応答を示す。これより、瞬時値モデル(MATLAB)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導出モデルの電流応答がほぼ一致していることがわかる。図 3.27 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。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 3.28 に励磁回路電流（実効値および a 相瞬時値）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ことが言える。

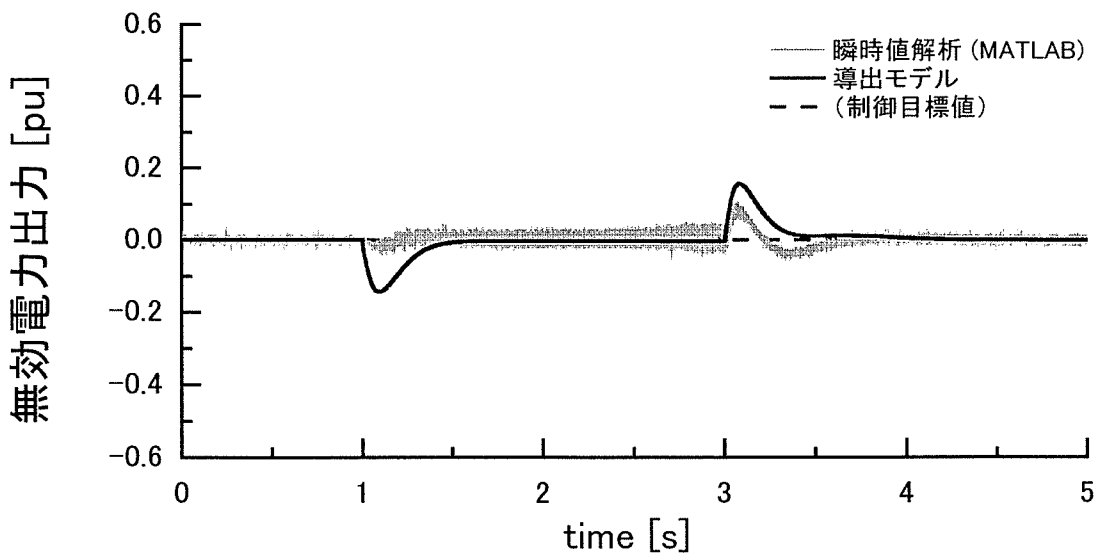
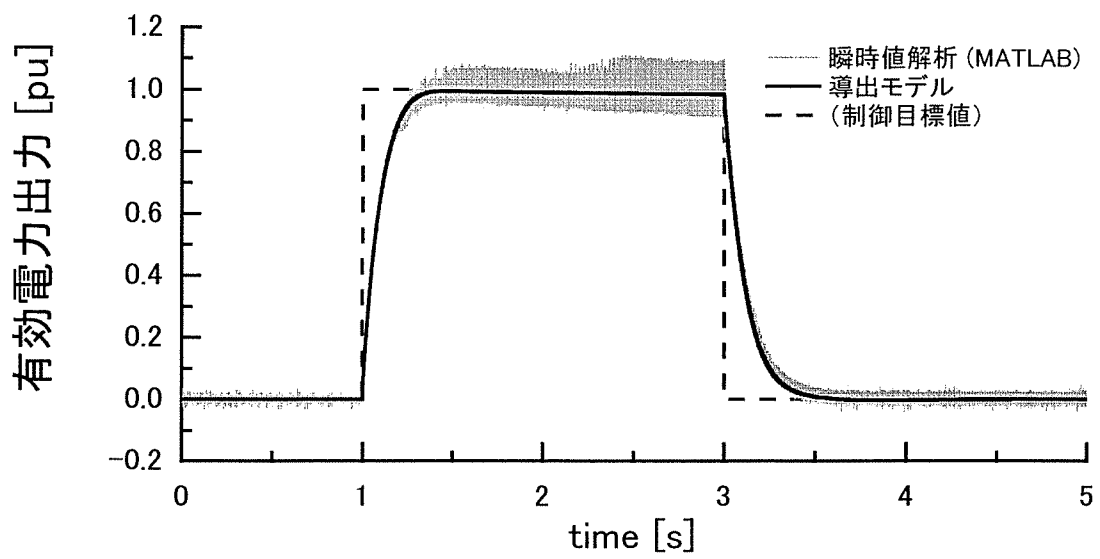


図 3.23 発電機の系統出力応答

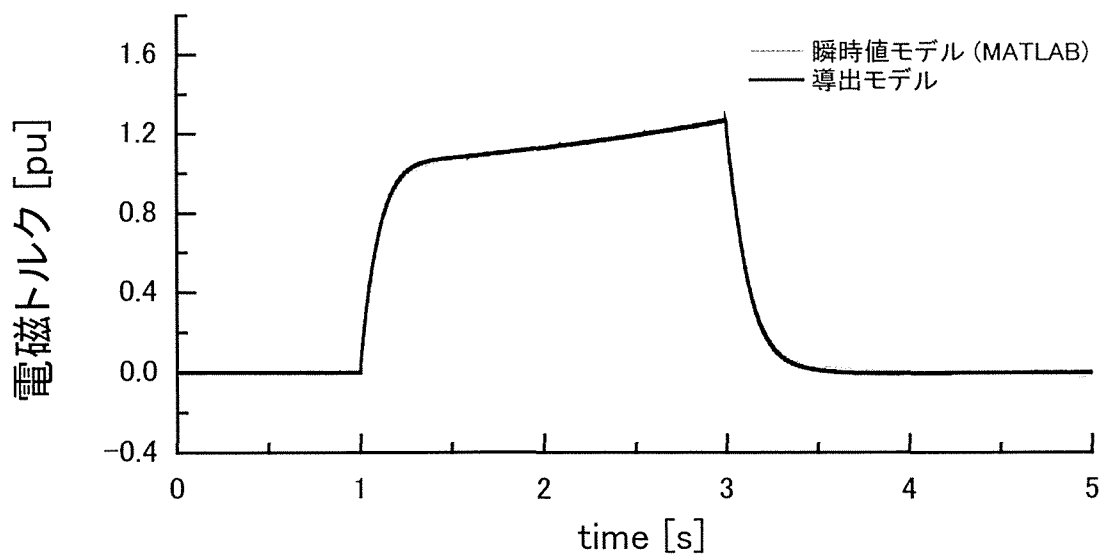
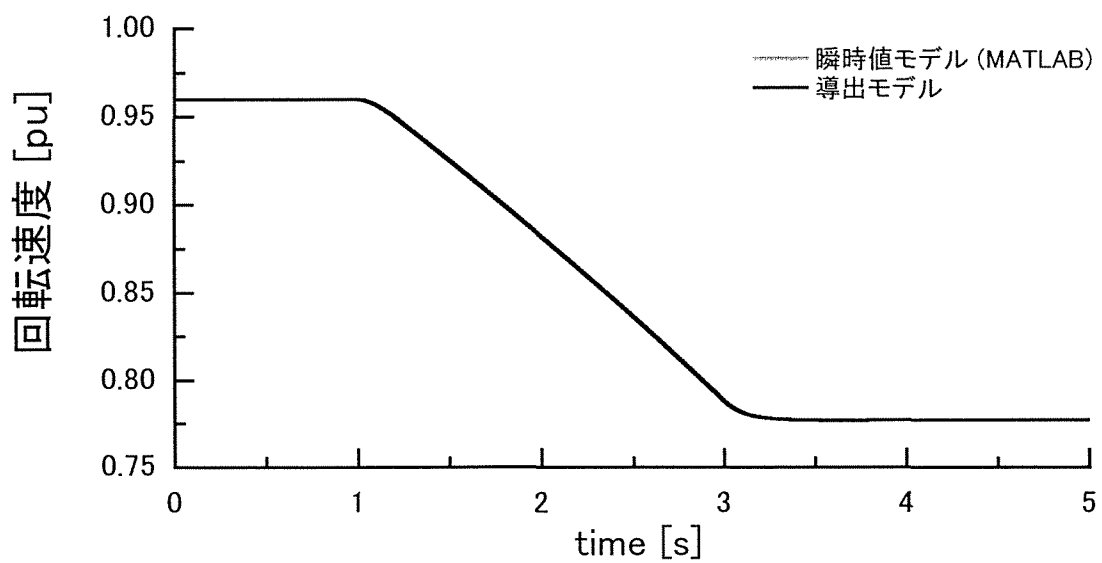


図 3.24 発電機の機械量応答

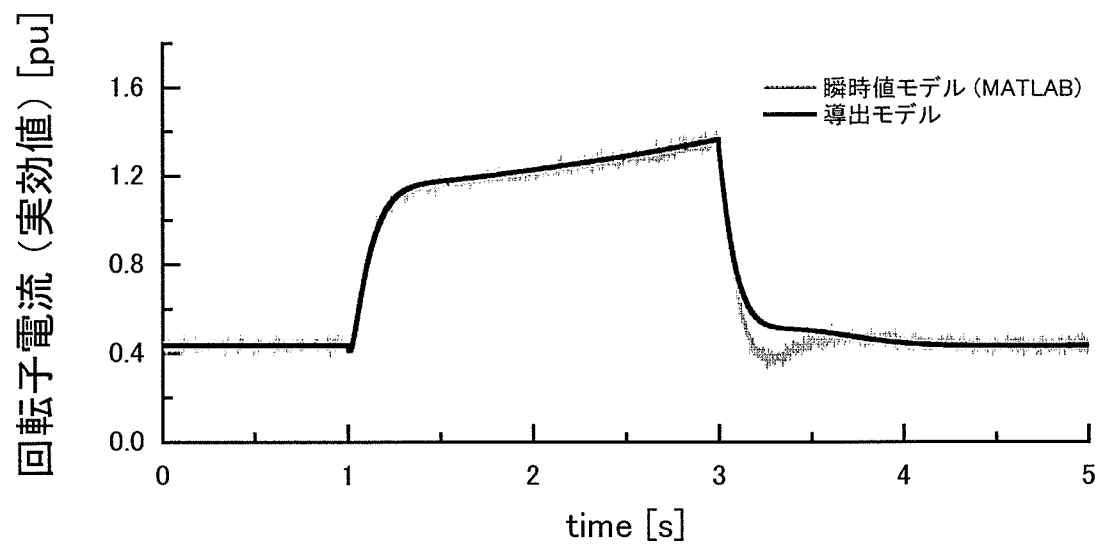
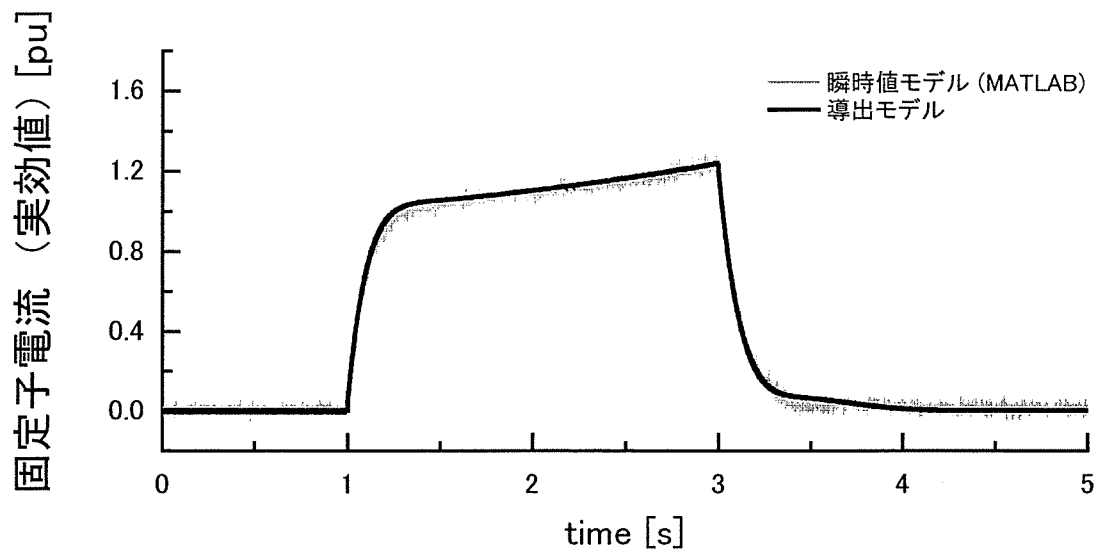


図 3.25 発電機固定子および回転子電流の実効値応答

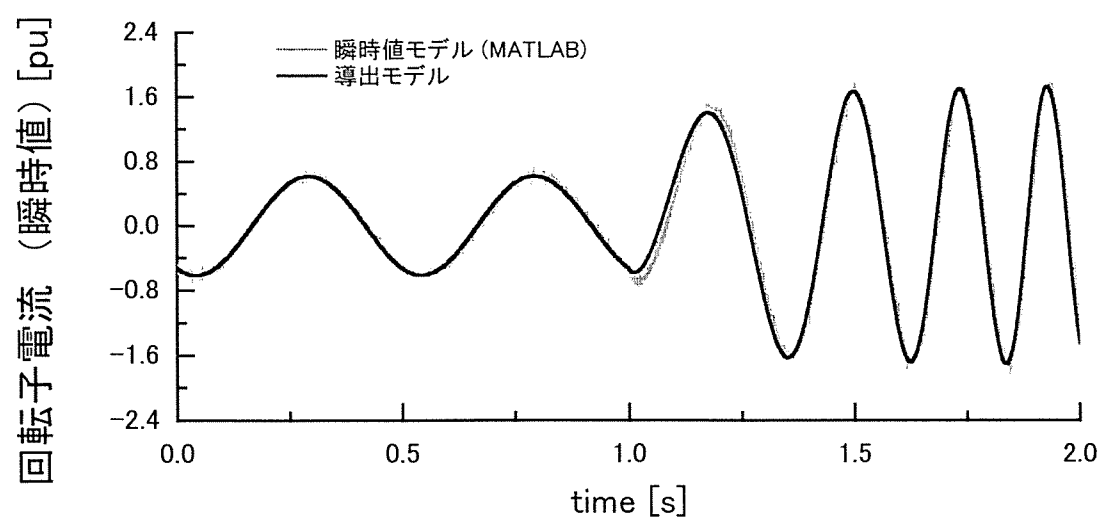
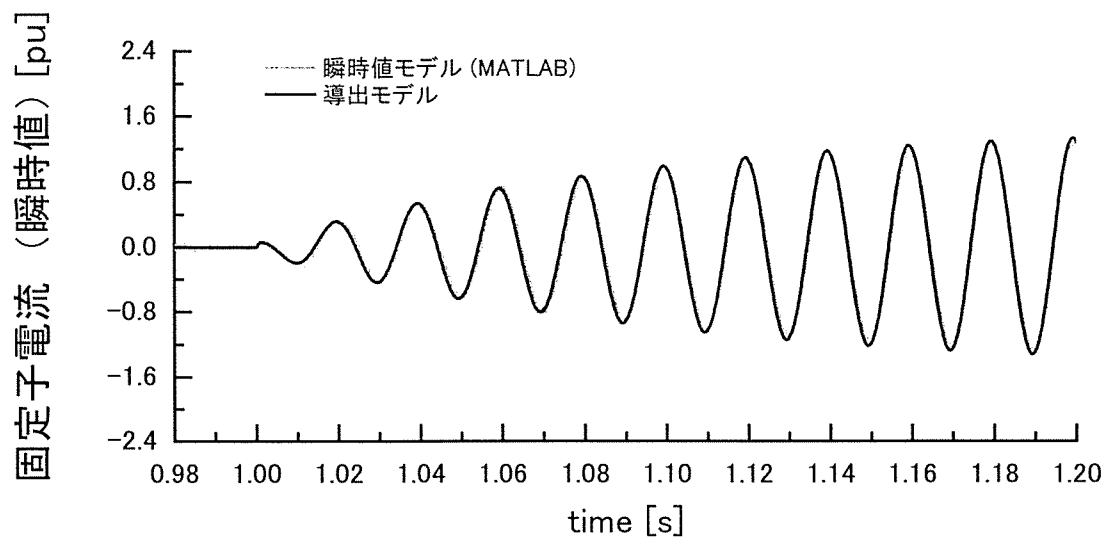


図 3.26 固定子および回転子電流の a 相瞬時値応答

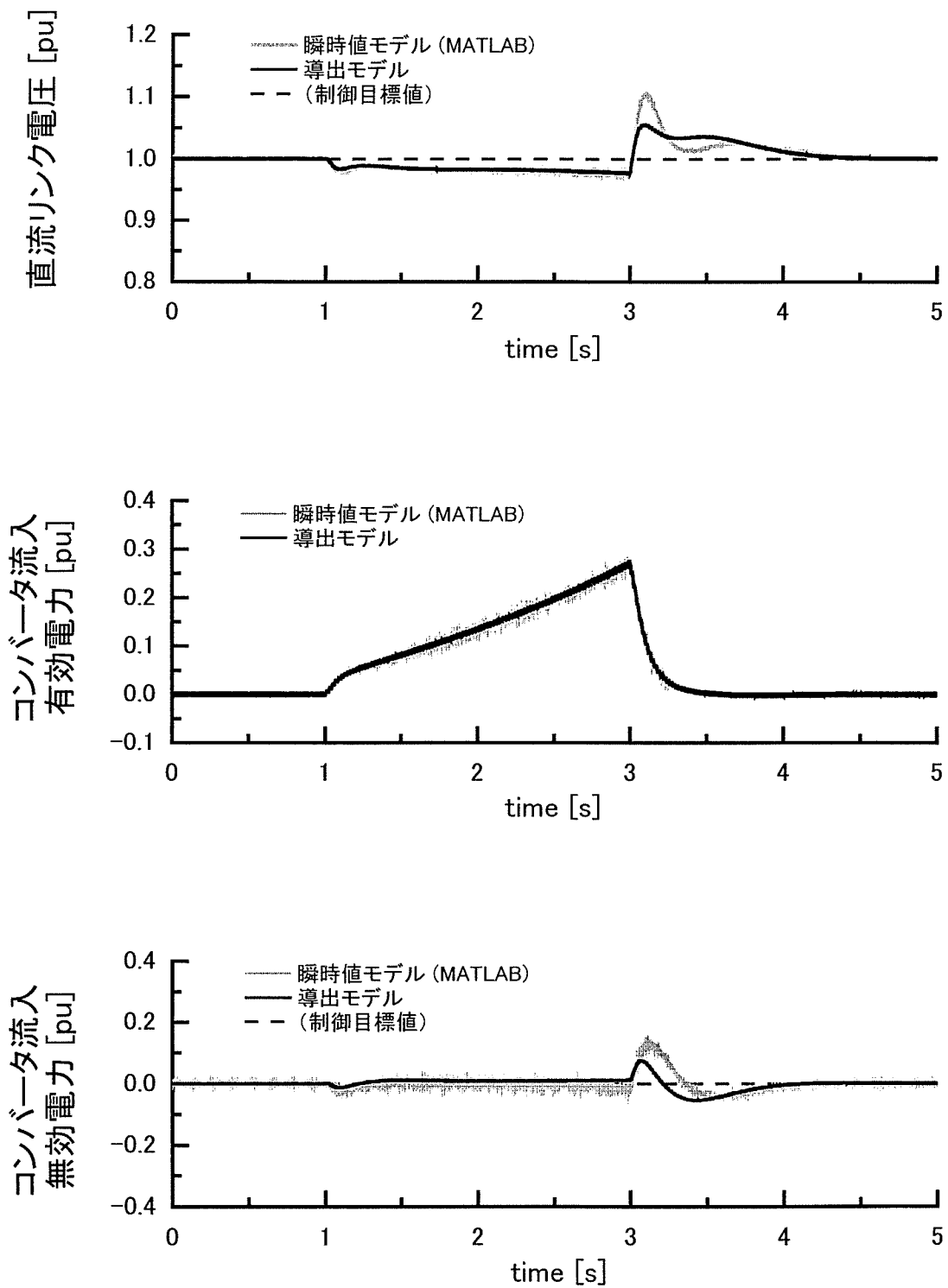


図 3.27 直流コンデンサ電圧とコンバータへ流入する電力の応答

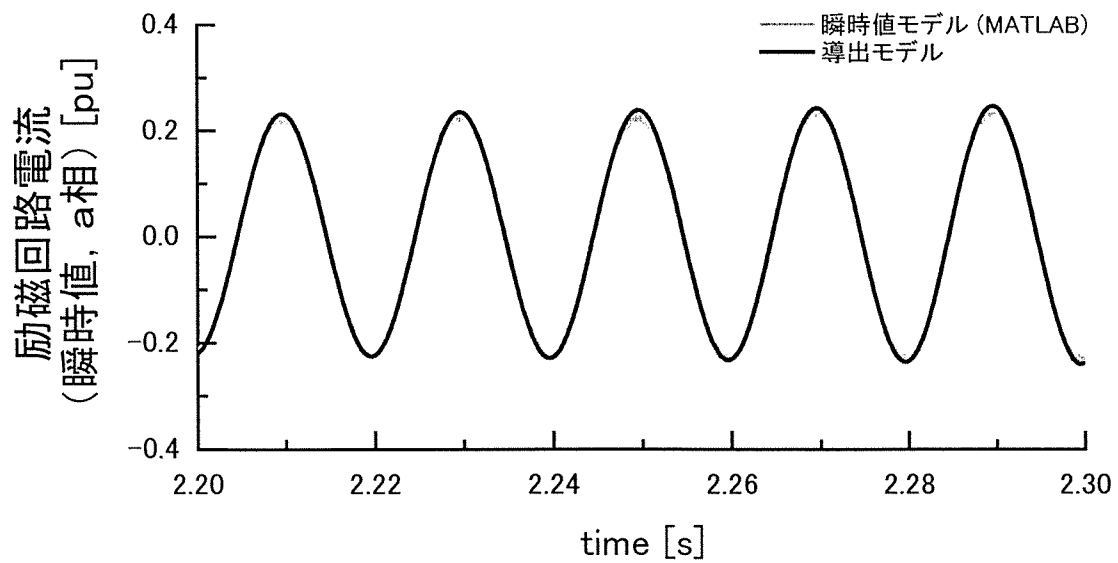
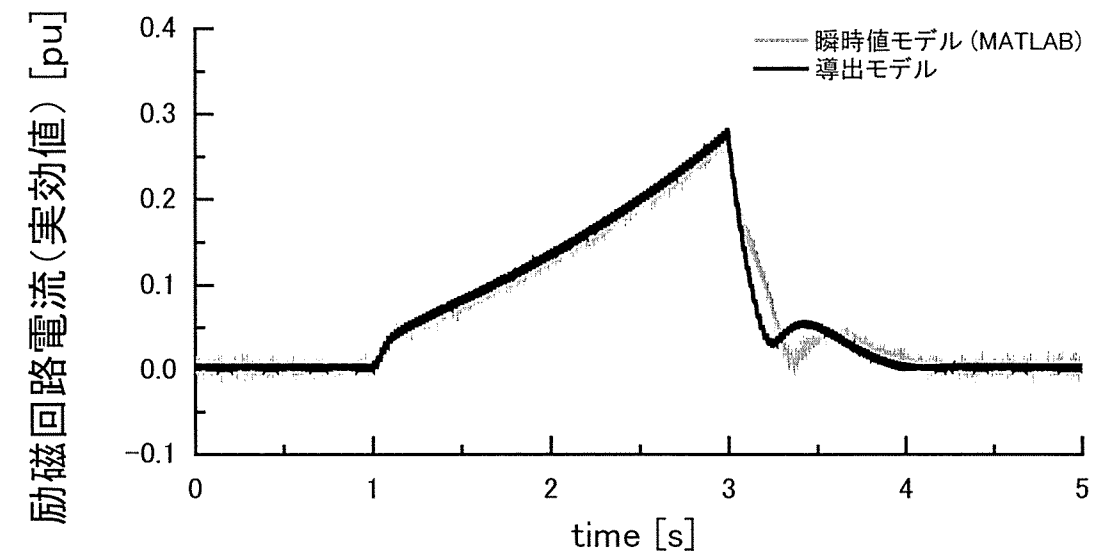


図 3.28 励磁回路電流（実効値および a 相瞬時値）の応答

3.9.3 電圧低下試験

次に、図 3.29～3.34 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(MATLAB)と導出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、前節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 3.35 は、図 3.21 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、大規模系統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(MATLAB)での解析は困難であった。

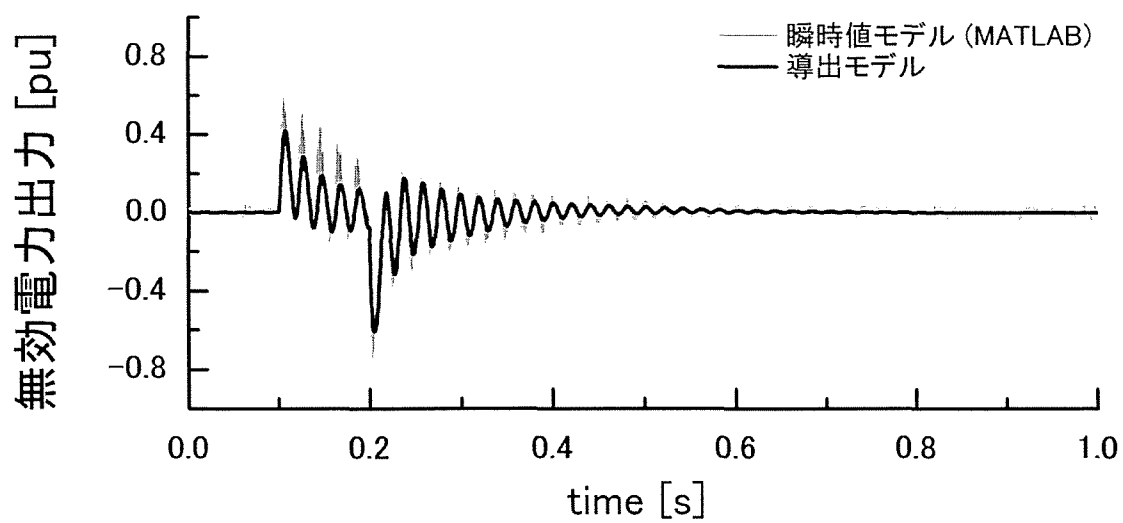
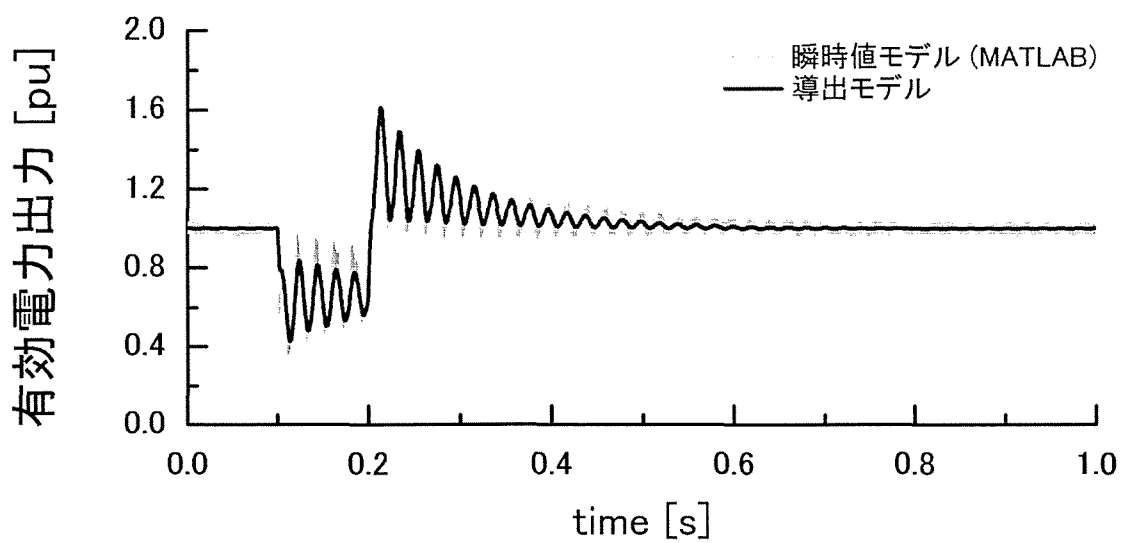


図 3.29 システム電力出力応答

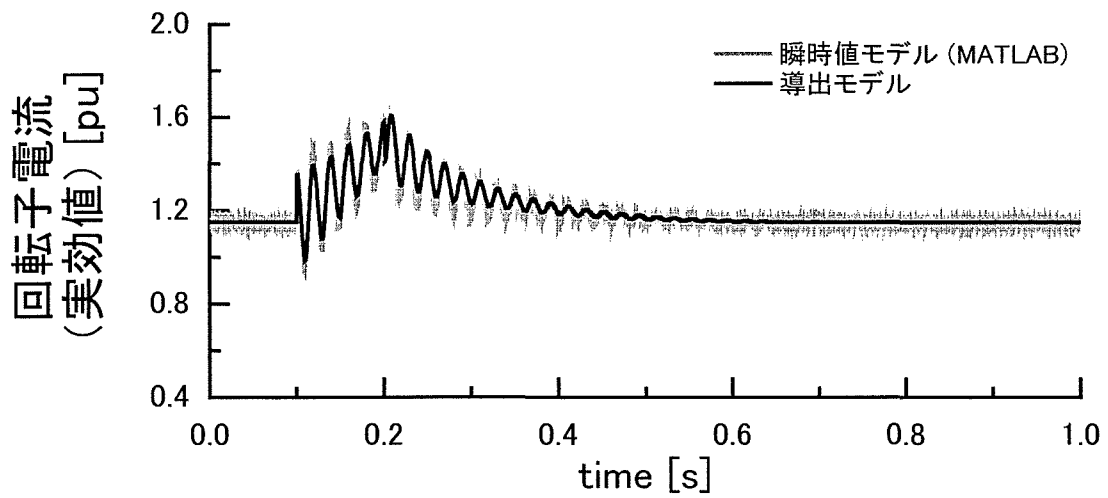
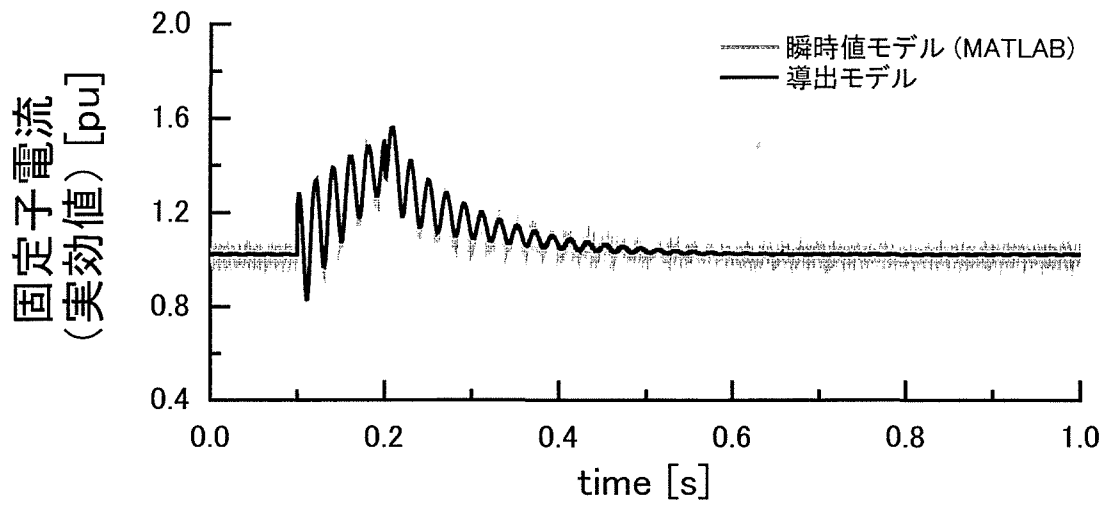


図 3.30 発電機固定子および回転子電流の実効値応答

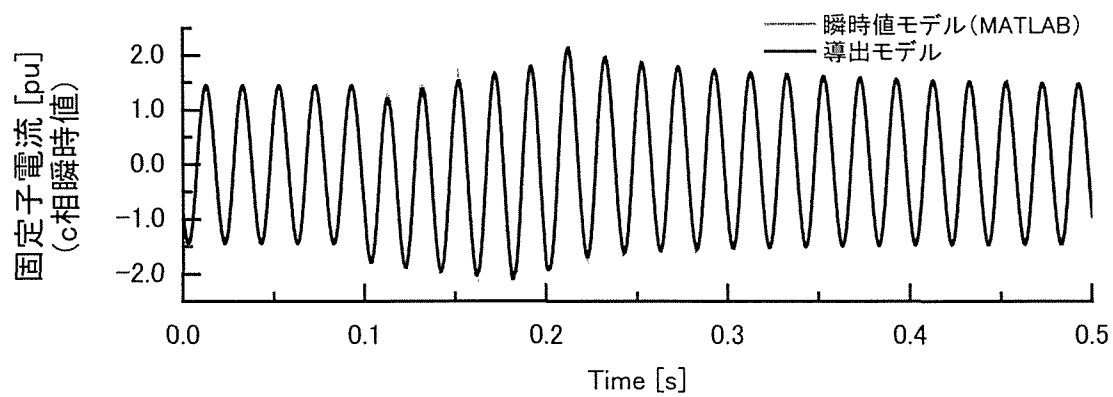
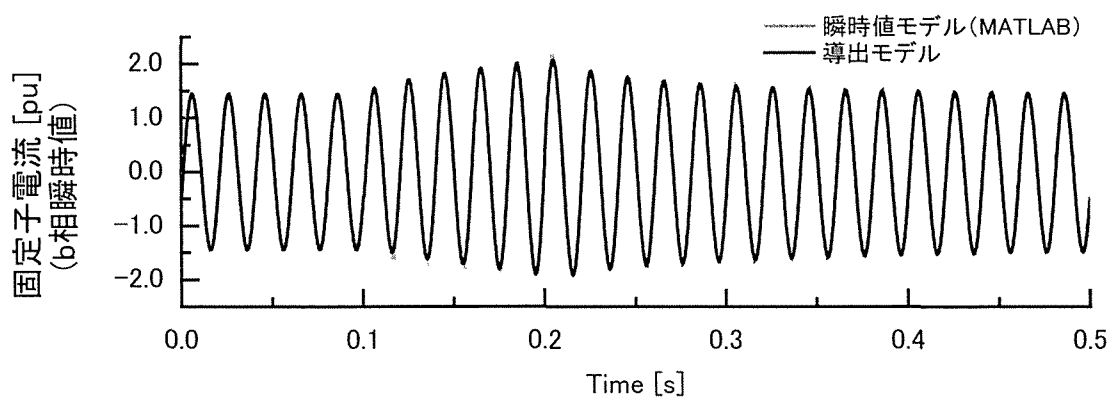
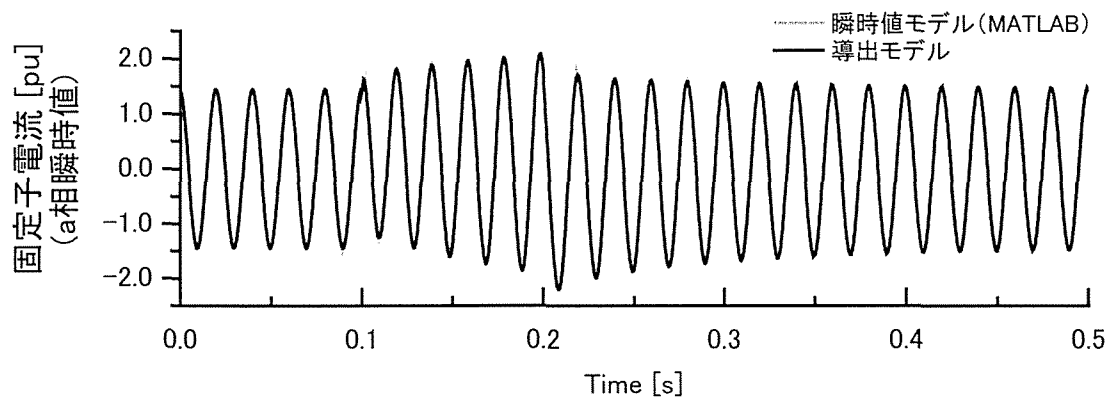


図 3.31 発電機固定子・三相瞬時電流応答

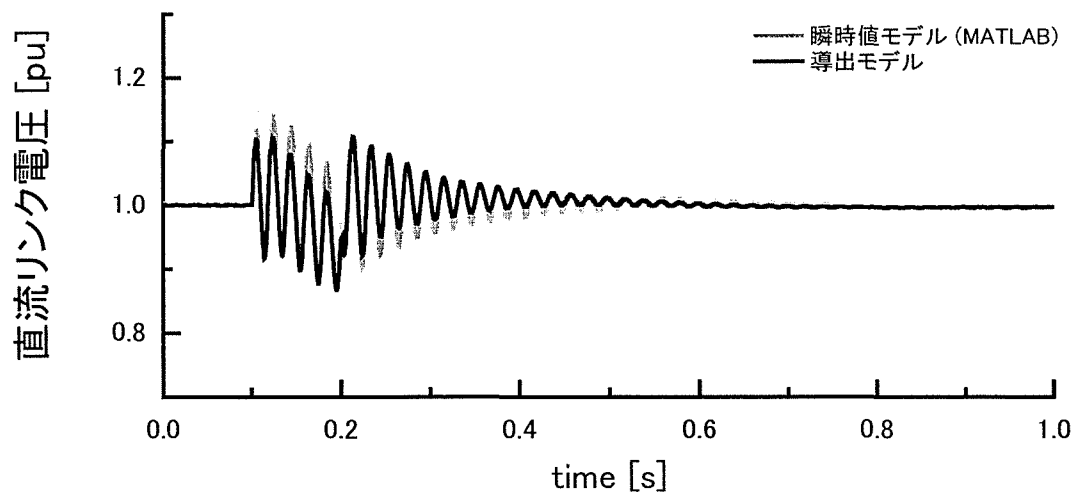
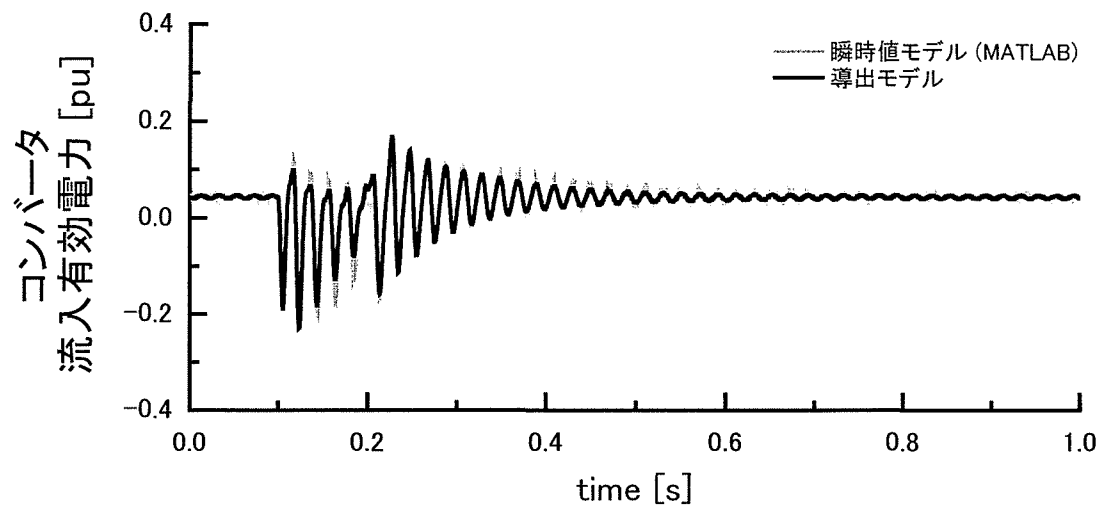


図 3.32 コンバータ流入有効電力と直流リンク電圧応答

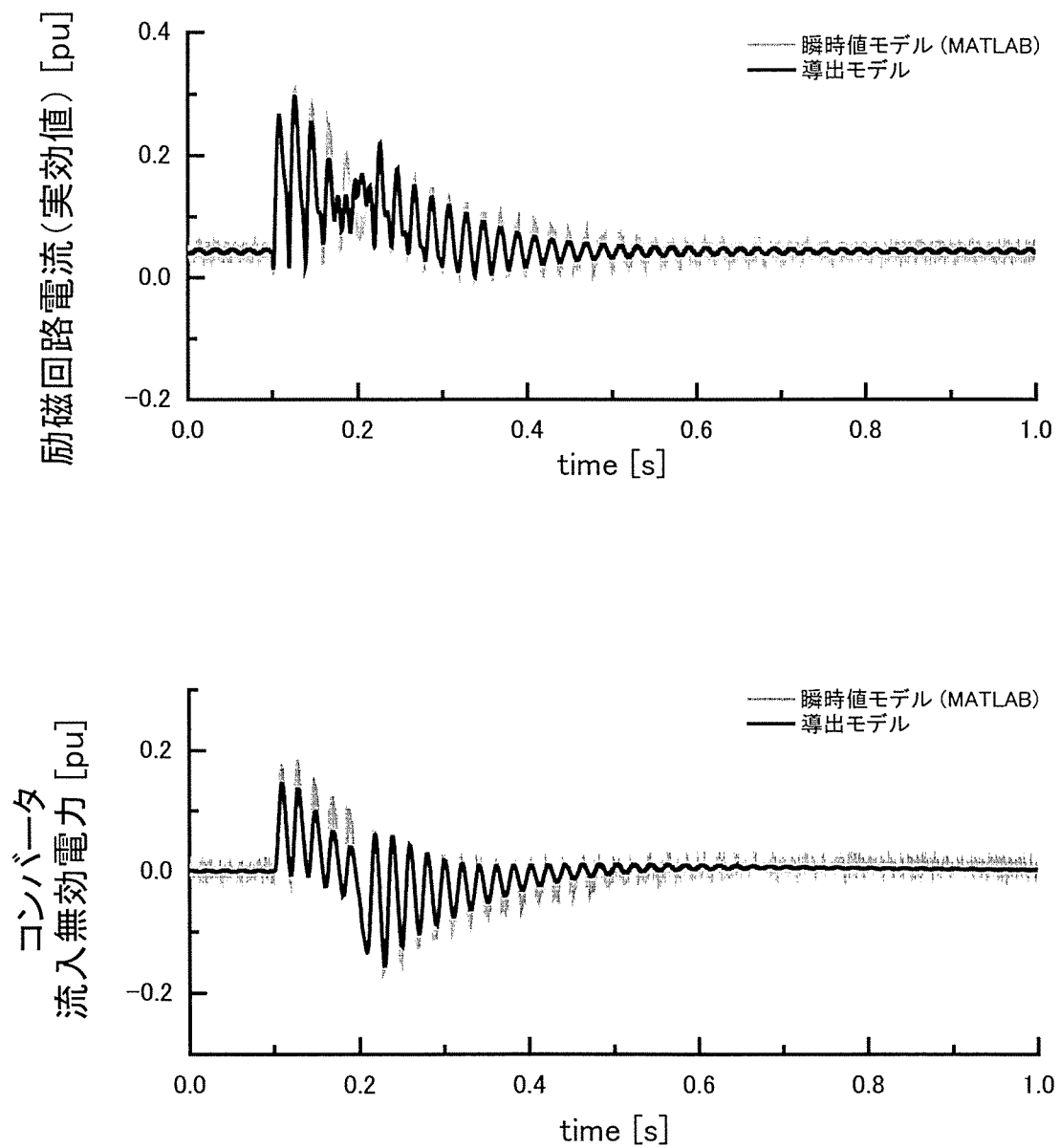


図 3.33 励磁回路電流（実効値）とコンバータ流入無効電力応答

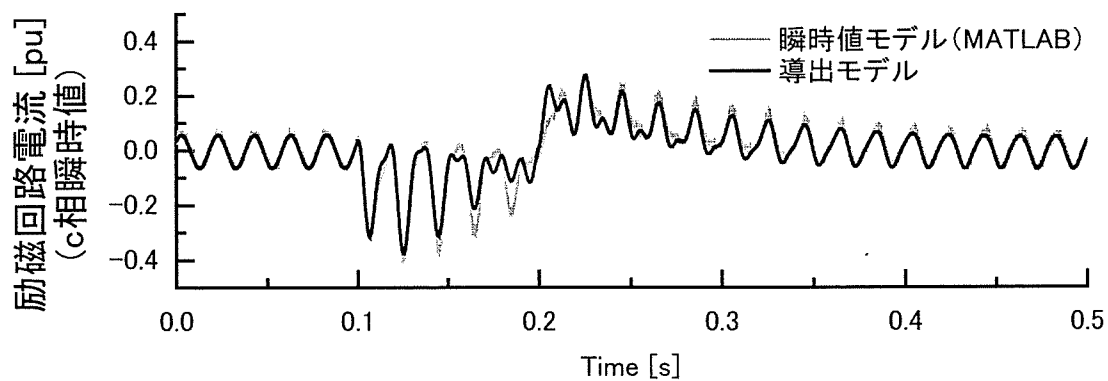
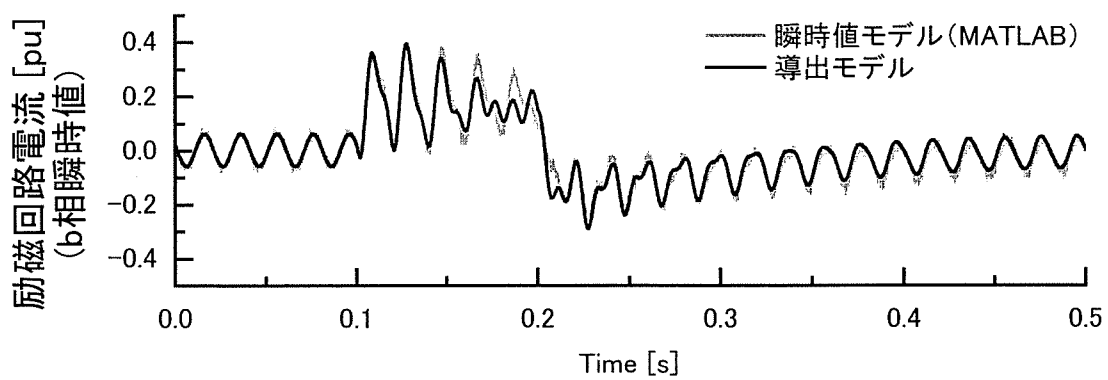
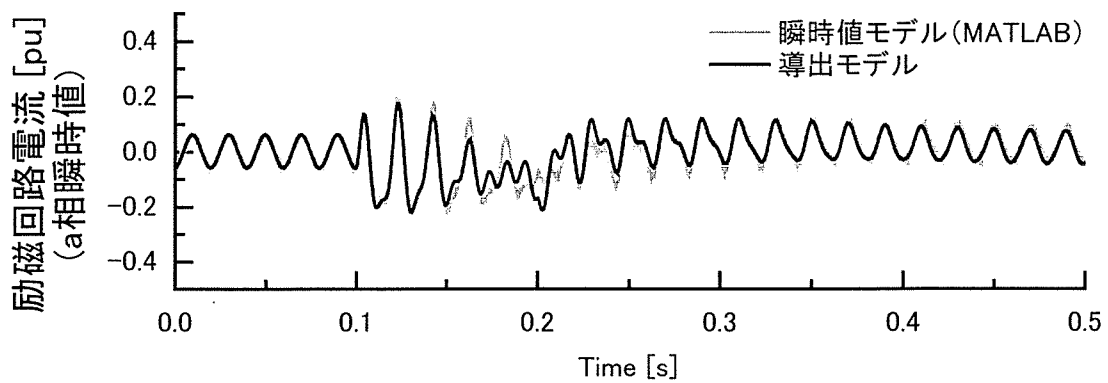


図 3.34 励磁回路・三相瞬時電流応答

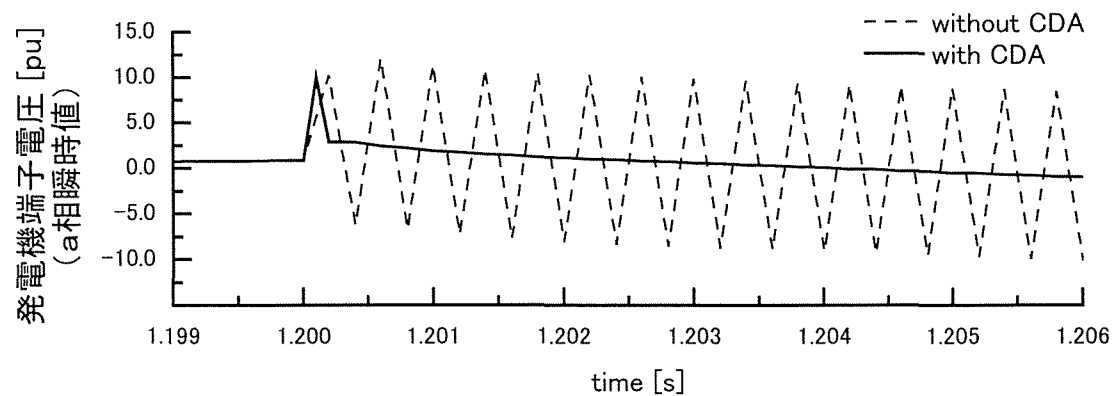
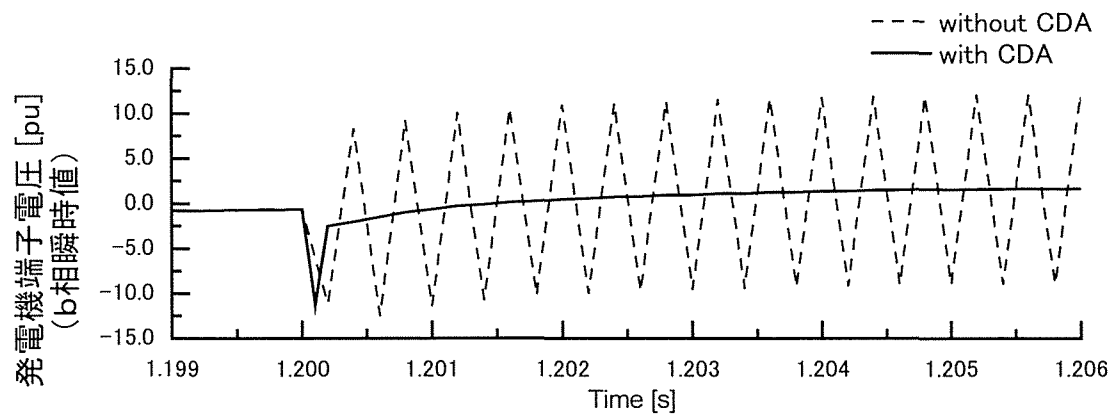
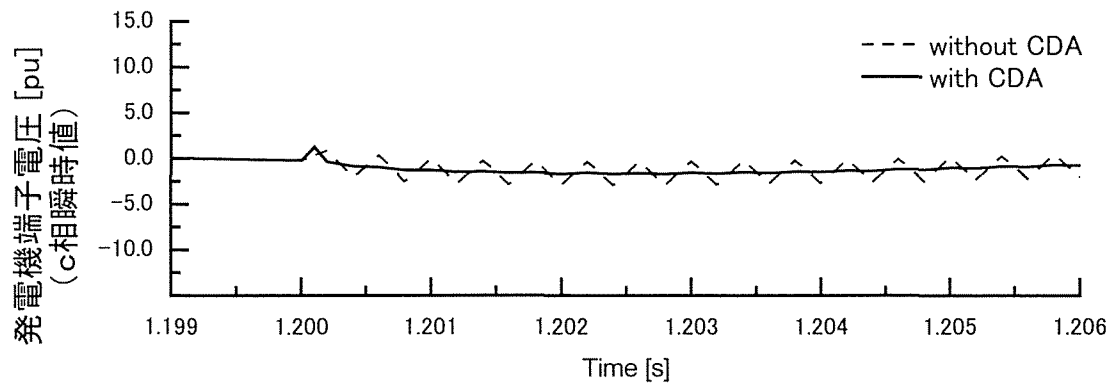


図 3.35 発電機端子電圧・三相瞬時電流応答 (CDA 処理の効果)

3.10 まとめ

本章では，大規模電力系統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(MATLAB)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系統への適用は不可能である。一方，本提案モデルは大規模系統へ適用でき，発電機および外部系統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系統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，電力系統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える。

第4章 可変速発電システムの応用～交流励磁形同期発電機を用いた風力発電システムの新しい制御法

4.1 はじめに

4.1.1 背景

これまで主に揚水発電所にて用いられている可変速揚水発電システムについて、大規模電力系統解析に向けたモデル開発を行ってきた。本システムは大型回転機と大容量半導体電力変換器およびその制御装置で構成されているが、システムの出力特性は制御装置の特性によってほぼ決定されるといってよい。第3章では簡素な構造ながら高い制御性能を持つPI制御法を励磁制御系に取り入れたシステムを構築し、その有効性を確認した。

本章では同様の励磁制御系を応用して、システムの新しい制御手法を提案する。対象となるシステムは、交流励磁形同期発電機を用いた可変速風力発電システムである。交流励磁形同期発電機は、第2章、第3章でモデル化の対象とした巻線形誘導機と同じ構造であり、励磁制御系もまた同様である。このような風力発電システムは既に実用化されており^{[33]-[35]}、世界各地の風力発電所、すなわちウィンドファームに投入されている。本章では、これまで行ってきたシステムのモデル化手法をベースとして、モデル化を主体とした検討からモデルの応用へと視点を変え、既に実用化されているシステムながら、まだ考慮されていない新しい制御手法を提案する。

4.1.2 提案の概要

近年、風力や太陽光などの自然エネルギー利用が注目されており、その中でも発電用としての風力利用が最も進んでいると言える。我が国においても風況に恵まれた地域が数多くあることから風力発電の導入と電力系統連系が進みつつある^[11]。これまでは電力系統の規模に対して風力発電機容量が非常に小さかったために風力発電機の系統に与える影響は無視できる場合がほとんどであったが、最近では一つの風力発電機群(ウィンドファーム)の総出力が数万kWにも達しており無視できないレベルになってきている。したがって、風力発電機が連系されている場合の電力系統解析は重要な課題であり、これまでその基本特性が調査されてきた^{[12]-[16]}。

風力発電機としては一般に誘導発電機が用いられている。これは構造が簡素・堅牢で安価なのであるが、固定速度運転のために風速変化により出力が大きく変動することや力率改善用コンデンサが必要であると言った欠点がある。これに対して現在、発電機と半導体電力変換装置

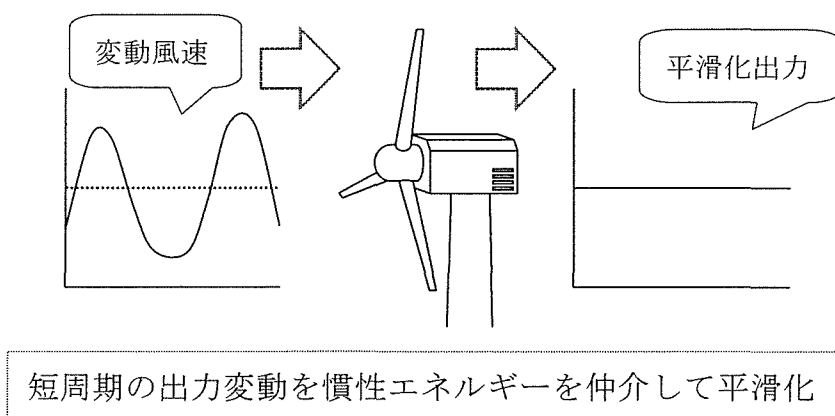


図 4.1 可変速運転による出力脈動の抑制

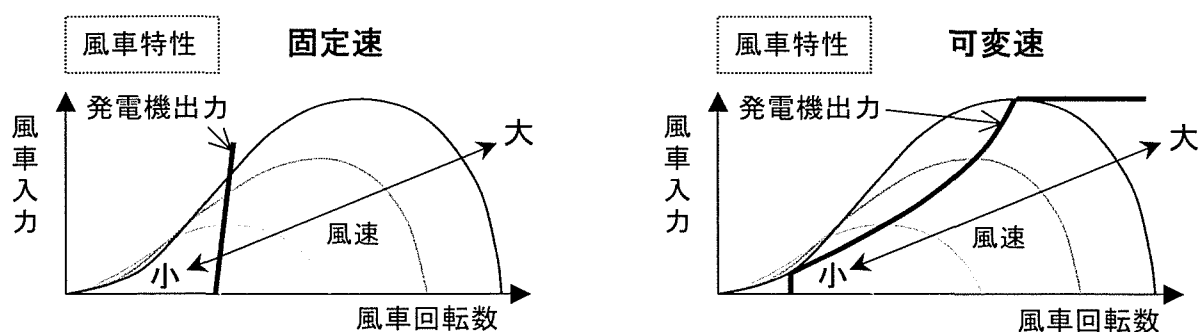


図 4.2 可変速運転によるエネルギー変換効率の向上

を組み合わせる風車を可変速度運転させるシステムが注目されている^{[17][18]}。可変速にすることにより、図 4.1 に示すような概念で短い時間で脈動する風速に対してほぼ一定の出力を保つことが可能となるほか、図 4.2 に示すように、さまざまな風速においても最大のエネルギー変換効率となる動作点での運転が実現できる。

可変速形の風力発電システムには幾つかの種類があるが、交流励磁形同期発電機 (Doubly-Fed Synchronous Generator, DFSG)を用いた風力発電システム^[19]も今後の導入拡大が期待されるものの一つである。DFSG は交流励磁制御により有効および無効電力出力を独立かつ高速に制御可能であるため、可変速揚水発電機または可変速調相機として有効、無効電力の両方を系統へ注入またはその逆を行い系統の安定化を図る検討が多くなされている^{[20]-[22]}。また、DFSG は巻線型誘導機と同様の構造であり、交流励磁を行うための変換器容量は発電機容量の

数割でよい。ためイニシャルコストの面においても有利であることが期待できる。

さて、風力発電機として最も普及している誘導発電機は、系統で故障が生じて電圧が低下すると、回転子が加速し始め不安定状態に陥ることがある。このとき誘導発電機は系統から大きな無効電力を吸収しており、故障を除去した後も電圧低下が復旧せず系統に悪影響を与える可能性がある^[23]。一般に、系統電圧の動揺の抑制または故障などによる低下を補償する目的で SVC (Static VAR Compensator) を投入することが有効である^{[24]・[26]}。加えて可変速フライホイール機をウィンドファームに導入して系統電圧および出力の安定化が行えることを示した検討もある^[27]。しかし何れの場合にも、風力発電機とは別に補償専用の機器を導入するためのコストが生まれ、積極的な系統故障対策に結びつけることは容易でないと考えられる。これらのことから、本章では交流励磁形同期発電機(DFSG)を用いた風力発電システムを導入してウィンドファーム全体の過渡安定度を改善する制御手法を提案する。本手法は、ウィンドファームを構成する誘導発電機群の一部を DFSG に置き換えることで、通常運転時には誘導発電機と同様に風力発電を行いながら、系統故障時においては DFSG から系統へ無効電力を高速に注入して電圧低下を速やかに回復させ、誘導発電機的不安定状態を回避し運転を継続させようとするものである。すなわち、既に開発・製造されている DFSG 風力発電システムに安定化のための制御系を加えるのみで、新たな装置を追加することなしに DFSG 風力発電システムが SVC の機能を兼ねるようになるため、ウィンドファーム安定化に要するコストを低く抑えることが期待できる。図 4.3 にこの概念を示す。

本章の構成として、はじめに安定化の対象とするウィンドファーム構成を示し、次より DFSG の制御系構成および風車制御系についての提案、電力系統解析ソフトウェア PSCAD/EMTDC を用いてシミュレーションを行い、提案制御手法を適用したときの基本特性と有用性について検討を行った結果の順で述べる。

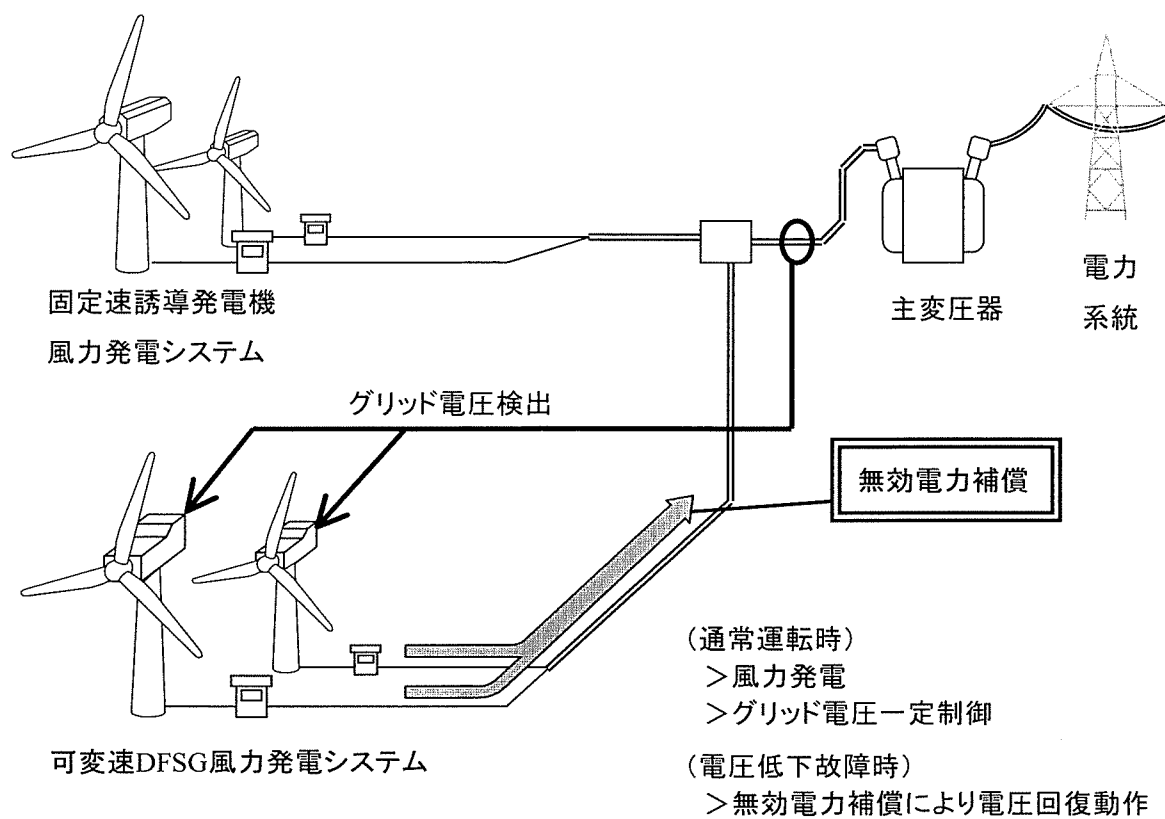


図 4.3 DFSG 風力発電システムによるウィンドファーム安定化の概要図

4.2 シミュレーションモデル

本章で提案する制御手法を適用する交流励磁形同期発電機(DFSG)は、固定速で運転されるかご型誘導発電機 (IG) と併用されることを仮定している。図 4.4 にシミュレーション対象の系統構成を、表 4.1 に発電機定数を示す。通常、風力発電機は多数台の並列接続構成であるが、本検討ではそれらを等価な一台の発電機として扱う。図 4.4 における各定数は単位法表記であり、発電機から主変圧器低圧側端子までは自己容量基準、これより無限大母線までは系統容量基準である。

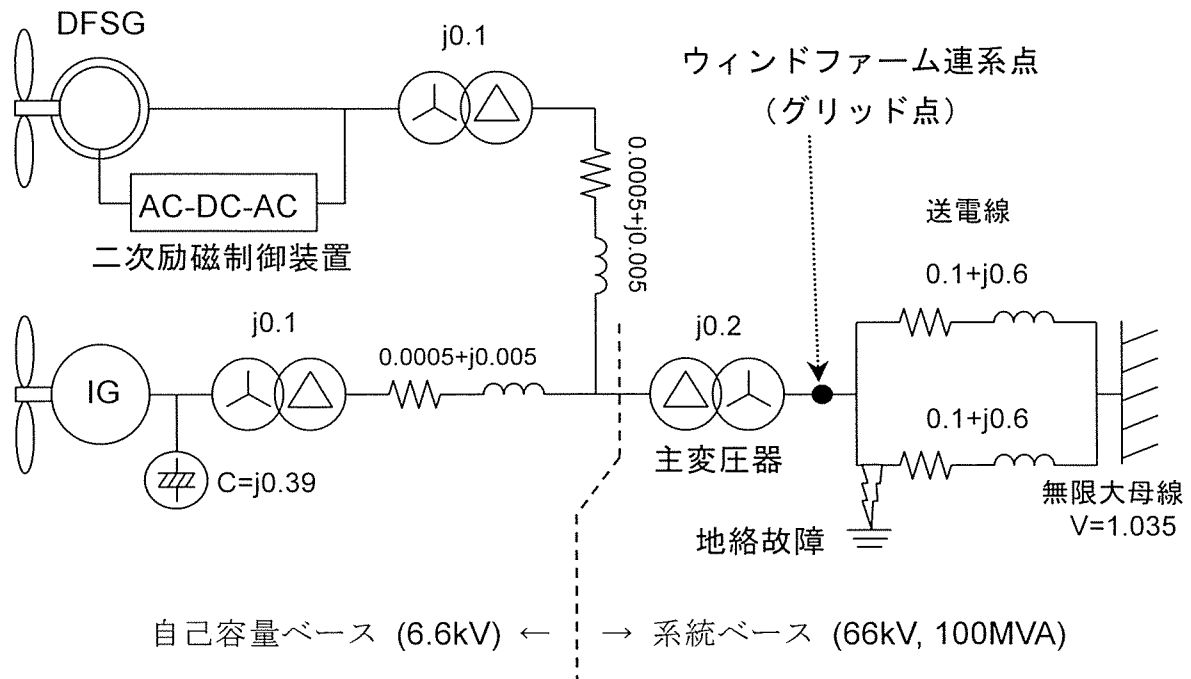


図 4.4 モデル系統

表 4.1 発電機定格および定数

	IG	DFSG
定格電圧	690 V	690 V
固定子抵抗	0.01 pu	0.01 pu
固定子漏れリアクタンス	0.07 pu	0.15 pu
励磁リアクタンス	4.1 pu	3.5 pu
回転子抵抗	0.007 pu	0.01 pu
回転子漏れリアクタンス	0.07 pu	0.15 pu
単位慣性定数	1.5 s	1.5 s

4.3 交流励磁形同期発電機(DFSG)の制御系構成

DFSG の出力特性は専ら交流励磁制御系の特性により決定付けられると言ってよい。従って、この電気回路構成、制御系構成および制御方針を明瞭にしておくことは重要である。一般に DFSG 交流励磁制御系は、発電機制御系と励磁電力制御系から成り、前者では発電機出力を制御し、後者では励磁電力供給を制御する。本章でも同様の制御を行うため、図 4.5 に示すような交流励磁制御系を構成した。励磁電力を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た後、インバータによりすべり周波数の交流電力に変換し回転子へ供給する。これにより回転子はすべり周波数分だけ同期速度から外れることができ、可変速運転を実現する。これらの制御には簡素な構造ながら高い制御性能を持つ PI 制御系を採用し、演算負荷を低減する。さらに本章ではこれらの主制御系に加えて、故障などによる系統電圧低下を補償するための付加的制御系を組み込み、定常時における風力発電運転に加えて、故障時におけるウィンドファームの過渡安定度向上を実現する。次節よりこれらについて示す。

4.3.1 発電機制御系の構成

発電機制御系では、回転子励磁位相の調節により発電機有効・無効電力出力 P_T , Q_T を独立に制御する。図 4.6 に発電機制御系構成とシミュレーションで用いた制御ゲインおよびその他のパラメータを示す。制御系は dq 軸座標系上で取り扱う。有効・無効電力制御系により発電機出力 P_T , Q_T を目標値に維持するために必要な回転子励磁電流 I_{2D} , I_{2Q} の指令値を生成し、電流制御系により指令電流値を実現するために必要な変換器出力電圧(回転子励磁電圧)指令値 V_{2D}' , V_{2Q}' を生成する。電流制御系の前段には電流検出フィルタの遅れにより制御性能が低下することを避けるために位相補償器^[36]を導入している。また dq 軸量・三相瞬時値量間の座標変換に用いる位相情報として、PLL^[28]により検出される発電機端子電圧の位相を用いる。

本検討では、 P_T は風速に応じて決定する。図 4.6 中の 'Block A' がこの機構を示しており、詳細は後述する。また Q_T は定常運転時ではウィンドファーム主変圧器高圧側電圧(グリッド電圧)の変動を抑制して一定となるように制御する。図 4.6 中の 'Block B' がこの機構を示している。すなわちグリッド電圧を検出し、PI 制御によりこれを一定にするために必要な Q_T 出力の目標値を生成する。

4.3.2 電圧低下補償制御系

前述のような定常時の風力発電に加えて、系統故障などにより電圧が低下した場合に Q_T を

交流励磁形動機発電機

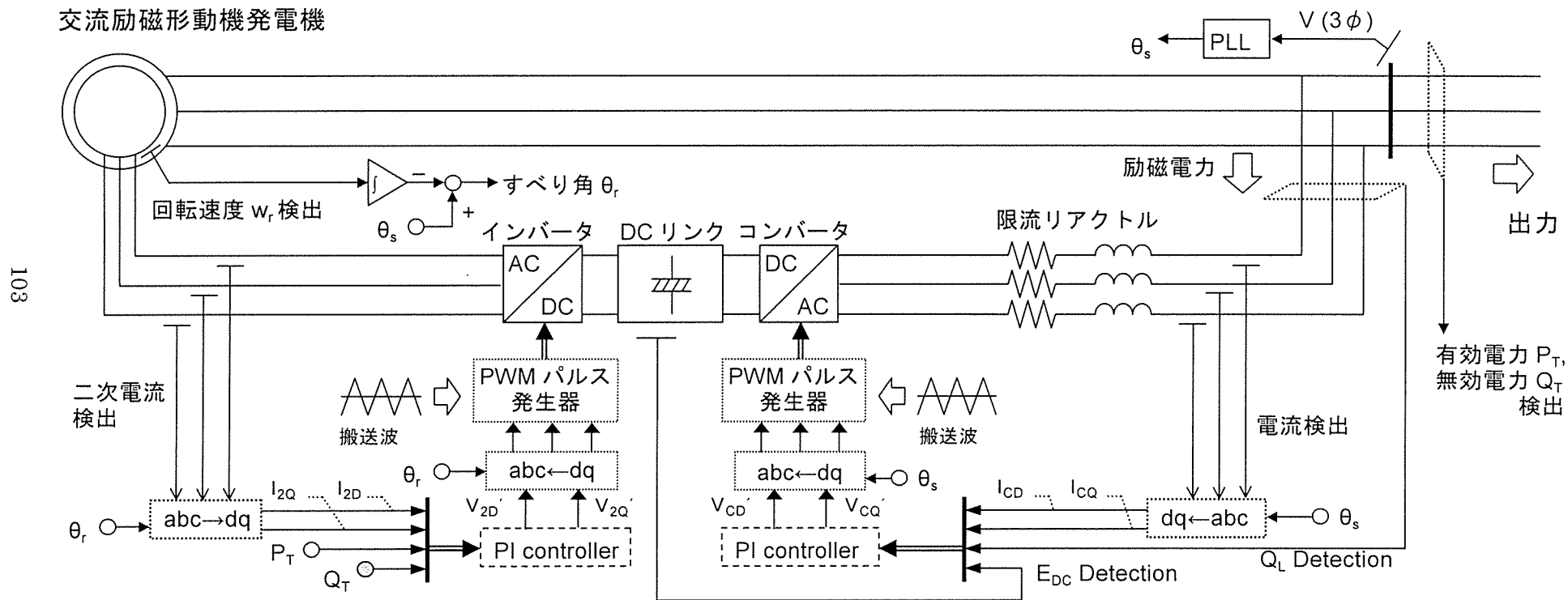


図 4.5 交流励磁形同期発電機 (DFSG) とその励磁制御系

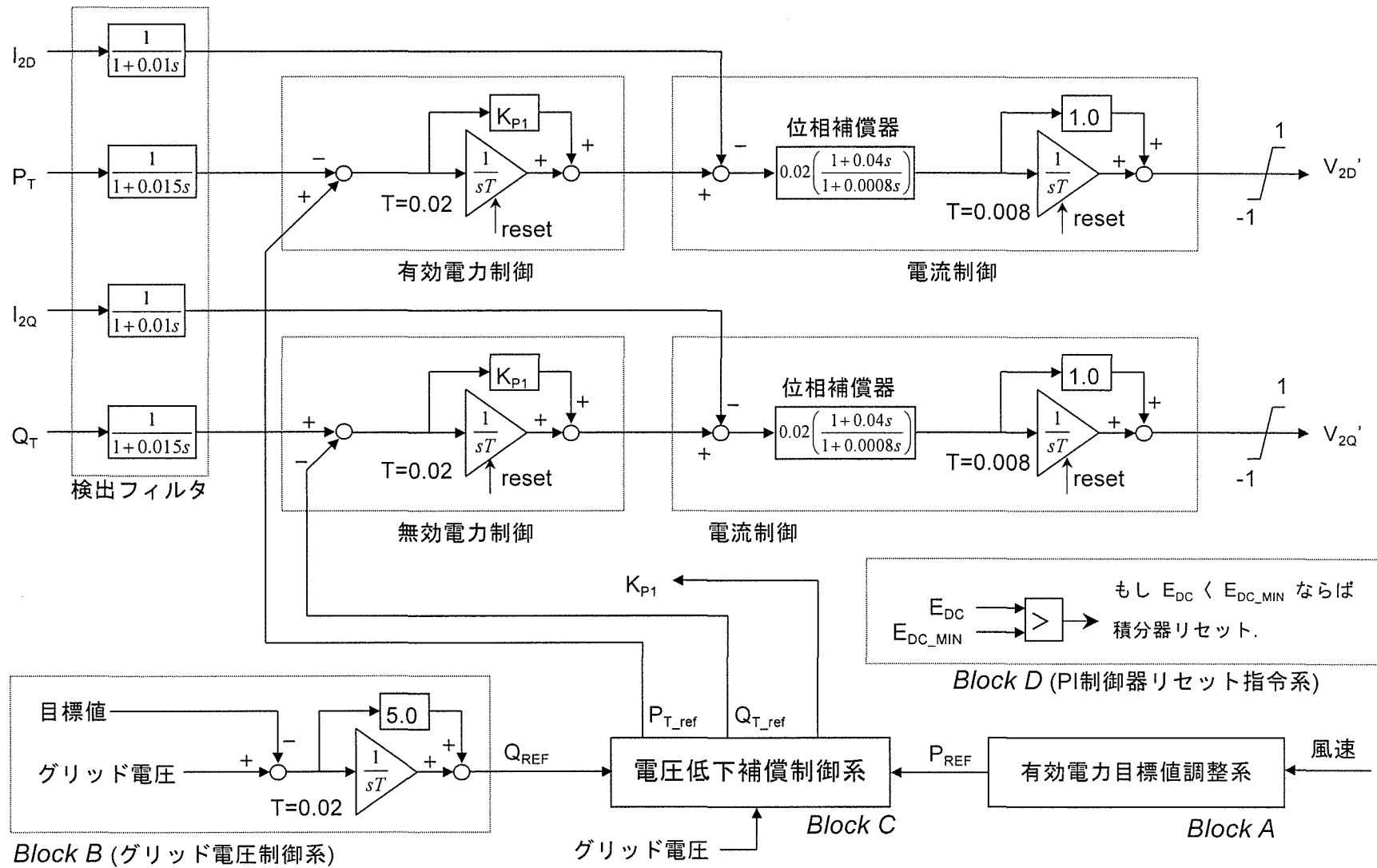


図 4.6 発電機制御系

高速に系統へ注入して電圧低下を補償するような制御を行えば、隣接する誘導発電機が不安定状態に移行することを避けられると考えられる。また、このために故障により生ずる擾乱の元でも自身を安定化して運転を継続しなければならない。本提案では、これらを司る機構を発電機制御系に加えている。図 4.6 において'Block C'がグリッド電圧低下時に動作する機構で、通常発電制御と故障時の補償制御の切り替えを行う。図 4.7 にその制御構成を示す。本検討ではグリッド電圧が 0.9pu 以下に低下したときに故障が生じたと判断（図 4.7 中(A)部）し、DFSG の Q_T 出力目標値 Q_{T_ref} をグリッド電圧一定制御のものから 1.0pu へ切り替えて Q_T の高速注入を行う（図 4.7 中(C)部）。但し、故障中または故障直後に Q_T 出力が定格を超えて大きく動揺することが予想されるため、本検討では Q_T が 1.2pu 以上でかつ上昇中である場合、電圧低下補償時の $Q_{T_ref}(=1.0pu)$ を低下させ出力過大を抑える（図 4.7 中(D)部）。また同時に、故障中すなわち電圧低下中においては目標値どおりの P_T を出力し続けることが困難となり制御系が不安定になる可能性があるため、 Q_T 出力指令切り替えと同時に P_T 出力目標値 P_{T_ref} を 0pu に低下させる（図 4.7 中(B)部）。さらに有効・無効制御系における PI 制御器の比例ゲイン K_{P1} を故障

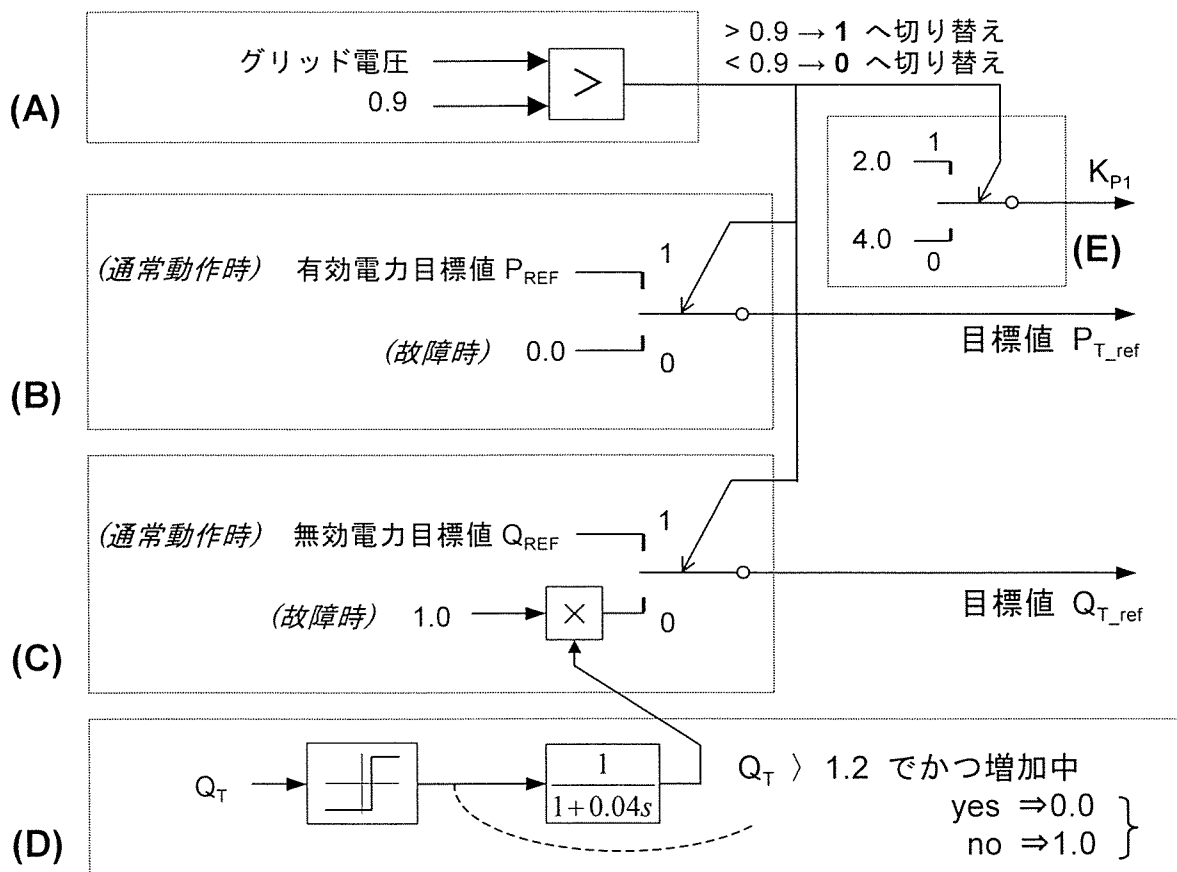


図 4.7 電圧低下補償制御系

期間中のみ変更して制御の安定性を向上させる（図 4.7 中(E)部）。なお、グリッド電圧が 0.9pu 以上に回復した場合は、それぞれの目標値を通常運転の値(P_{REF} , Q_{REF})に戻す。ここで、 P_{T_ref} についてはステップ状ではなくランプ状に P_{REF} まで戻し系統へ与える動揺を緩和する。ここで補償動作のために SVC を導入する場合は、1.0pu に相当する容量の電力変換器およびその他の SVC を成す機器が必要となるが、DFSG の場合では新たな装置の追加を必要とせず、本提案制御手法の組み込みのみでよい。このように故障が生じた場合、 P_{T_ref} および Q_{T_ref} を適切に定めて電圧低下を補償すると同時にシステム自身の安定化を図るわけであるが、これに加えて直流リンク電圧の動揺を抑えるための機構を組み込む。詳細は後述する。

4.3.3 励磁電力制御系の構成

励磁電力制御系では、直流リンク電圧 E_{DC} を一定に制御することで必要な励磁電力を供給し、同時に励磁回路が引き込む無効電力 Q_L を 0 に制御して力率を向上させる。図 4.8 に制御系構成とシミュレーションで用いた制御ゲインを示す。コンバータ側では故障時の動揺がインバータ側に比べて小さいため、故障時に動作する安定化のための制御系は組み込まない。

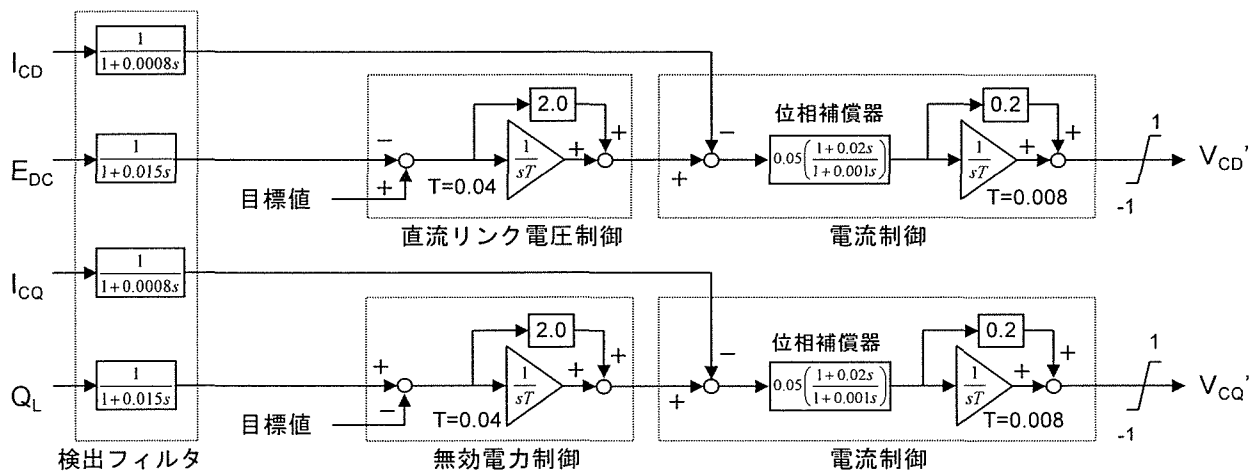


図 4.8 励磁電力制御系構成

4.3.4 直流リンク回路構成と電力変換器モデル

図 4.9 に直流リンク回路構成を示す。この両端に接続される自励式電力変換器は図 4.10 に示すような 6 素子の IGBT を用いたフルブリッジ構成とし、三角波比較方式による PWM 動作を

行い交直変換を実現する。直流リンク電圧 E_{DC} は前述のように一定に制御されるが、外部で故障などが生じると変換器を通過する電力が大きく変動し E_{DC} が異常となるおそれがある。 E_{DC} が過大となる場合は変換器を構成する半導体素子の耐電圧の問題が、不足となる場合は励磁電力喪失の問題が発生する。外乱による E_{DC} の変動は急であり PI 制御のみではこれを抑えることが困難となることが予想されるため、本検討では E_{DC} の許容上限値および下限値を設定し、これを逸脱した場合は PI 制御に加えて付加的な制御を行う。まず E_{DC} が上限値を超えて過大となる場合に対応するため図 4.9 に示すようにコンデンサ端子間に保護回路を接続している。この構造を図 4.11 に示す。これは、 E_{DC} が設定した上限値 E_{DC_MAX} を超えた場合にコンデンサ両端を抵抗負荷(R_{sh})により短絡し、エネルギーを吸収させて電圧上昇を抑えるように動作する。次に E_{DC} が下限値 E_{DC_MIN} を下回った場合は発電機制御系において一、二段目 PI 制御器の積分器をリセットし励磁電圧を低下させる(図 4.6 中'Block D')。これは回転子インピーダンスが低いためにインバータ側での励磁電力変動がコンバータ側での電力変動に比べて大きくなり、過渡的に回転子励磁電力が増加した場合 E_{DC} が過小となるおそれがあるためである。積分器リセットにより発電機出力は一時的に低下するが、励磁電力喪失を防ぎ運転を継続することが期待できる。これらの保護回路の設定パラメータを含めて表 4.2 にシミュレーションで用いた励磁回路定格を示す。

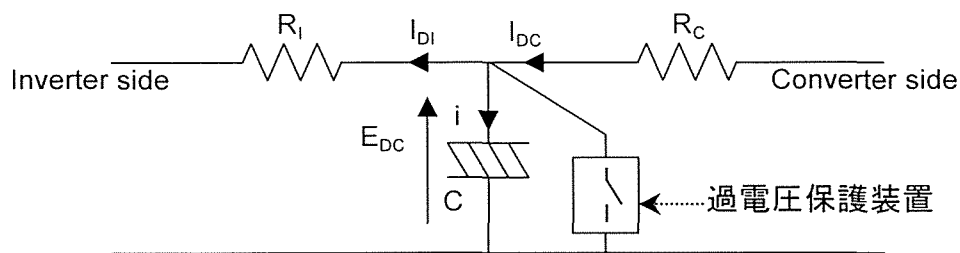


図 4.9 直流リンク回路構成

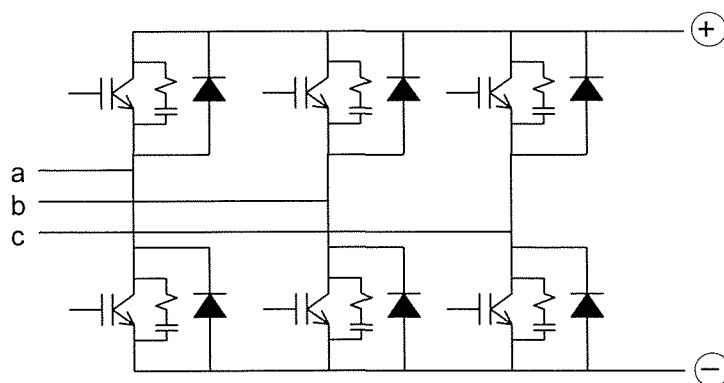


図 4.10 電力変換器構成

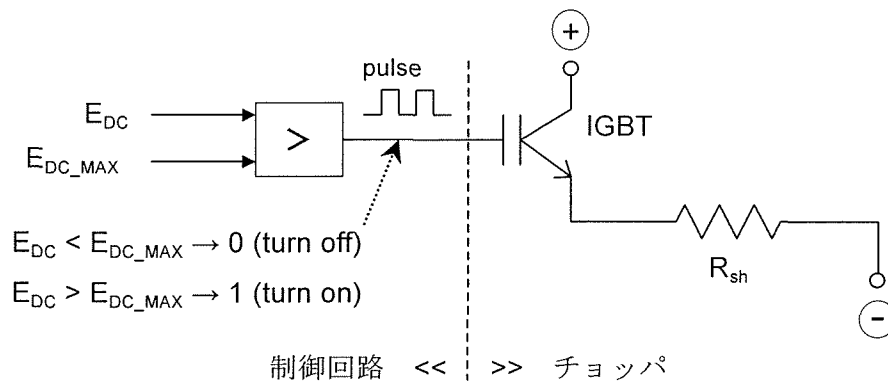


図 4.11 直流リンク過電圧保護回路

表 4.2 励磁回路定格

直流リンク電圧	1.5 kV
直流コンデンサ容量	50,000 μ F
限流リアクトル (発電機容量ベース)	0.02 + j1.0 pu
電力変換器素子	IGBT
PWM 搬送波周波数	1 kHz
直流リンク電圧上限値 (E_{DC_MAX})	2.25 kV (150% of rating)
直流リンク電圧下限値 (E_{DC_MIN})	0.75 kV (50% of rating)
過電圧保護回路短絡抵抗	Rsh=0.2 ohm

4.3.5 風車モデルと DFSG 有効電力出力の決定方法

本検討では二台の風力発電システム両方で同一の風車特性を考慮している。風車が風から得るパワーおよびトルクは一般的に(4.1), (4.2)式で表される^[29]。但し ρ は空気密度, $C_p(\lambda, \beta)$ はパワー係数, $C_t(\lambda, \beta)$ はトルク係数, λ は周速比で(4.3)式で表される。 β はブレードのピッチ角(deg), R は風車半径(m), V_w は風速(m/s)である。風車特性をあらわすには一般に $C_p(\lambda, \beta)$ が用いられるが, 本検討では機械入力特性が必要であるため $C_p(\lambda, \beta)$ より(4.4)式を用いて $C_t(\lambda, \beta)$ に変換し(4.2)式に適用して用いる。 $C_p(\lambda, \beta)$, $C_t(\lambda, \beta)$ はブレード形状に依存して非線形に変化するが, 本検討では図 4.12 および(4.5)式に示すような多項式で近似した $C_p(\lambda, \beta)$ を用いた^[30]。また入力トルク T_M は pu 値で扱うので, トルク基準値とそれに相当する風車半径および定格回転数の基準値を決めておけば, 異なる容量の発電機に対しても同じ基準値を適用した(4.2)式を用いることができる。本検討では発電機容量 2MVA, 定格回転数 24rpm, 半径 $R=36m$ ^[31]を基準値とした。

$$P_M = \frac{1}{2} \rho C_p(\lambda, \beta) \pi R^2 V_w^3 [W] \quad (4.1)$$

$$T_M = \frac{1}{2} \rho C_t(\lambda, \beta) \pi R^3 V_w^2 [Nm] \quad (4.2)$$

$$\lambda = \frac{\omega_m R}{V_w} \quad (4.3)$$

$$C_t(\lambda, \beta) = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda} \quad (4.4)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5(\Gamma - 0.02\beta^2 - 5.6)e^{-0.17\Gamma}, \quad \Gamma = \frac{R}{\lambda} \cdot \frac{3600}{1609} \quad (4.5)$$

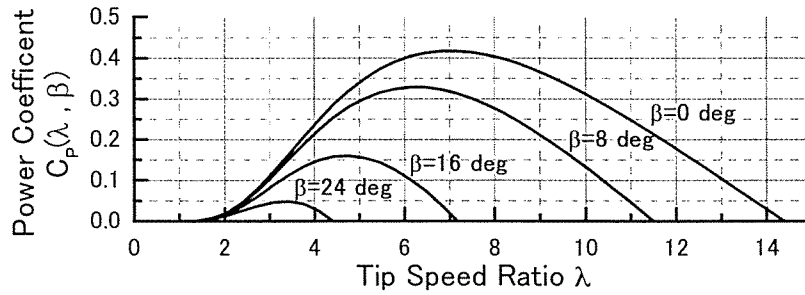


図 4.12 風車特性

可変速風力発電システムでは、特に低風速時に固定速機に比べて高いエネルギー変換効率を達成できることが特徴である。本検討でもこれを模擬するために、風車特性に従い交流励磁形同期発電機(DFSG)の有効電力出力目標値 P_{REF} を決定する。この機構を図 4.14 に示す。詳細は次のとおりである。図 4.13 は図 4.12 に示した風車特性に従って風車を得るパワーを風速ごとに示している。ここで、それぞれの風速に対して最大のパワーが得られる動作点を[風速 V_w (m/s), 回転速度 ω_m (pu)]の組み合わせで設定しておき、これらを一次関数で補間する。すなわち風速 V_w が与えられれば目標値 P_{REF} が決められる。ある風速においてパワーが最大となる $\omega_{m,op}$ を得るために、(4.5)式に示すパワー係数 C_p を ω_m の関数として表し、次のように展開する。(4.5)式にてピッチ角 β を 0 とすると、

$$C_p(\lambda) = 0.5(\Gamma - 5.6)e^{-0.17\Gamma}, \quad \Gamma = \frac{R}{\lambda} \cdot \frac{3600}{1609}, \quad \lambda = \frac{\omega_m R}{V_w} \quad (4.6)$$

これより Γ に λ を代入し、次のように書き換える。

$$\Gamma = \frac{V_w}{\omega_m R} \cdot R \frac{3600}{1609} = \frac{V_w}{\omega_m} \frac{3600}{1609} = K \frac{V_w}{\omega_m} \quad (4.7)$$

これより、 C_p は次のように表わされます。

$$C_p = 0.5 \left(KV_w \frac{1}{\omega_m} - 5.6 \right) e^{-0.17 KV_w \frac{1}{\omega_m}} \quad (4.8)$$

これより C_p が最大となる ω_m を求める。すなわち、上式を ω_m で微分し、これを 0 とする等式を以下のように作成する。

$$0 = 0.5 KV_w \cdot \frac{-1}{\omega_m^2} \cdot e^{-0.17 KV_w \frac{1}{\omega_m}} + 0.5 \left(KV_w \frac{1}{\omega_m} - 5.6 \right) \cdot \left(0.17 KV_w \frac{1}{\omega_m^2} \right) e^{-0.17 KV_w \frac{1}{\omega_m}} \quad (4.9)$$

両辺を $e^{-0.17 KV_w \frac{1}{\omega_m}}$ で割り、 ω_m^3 を乗ずると、

$$0 = 0.5 KV_w \omega_m + 0.5 (KV_w - 5.6 \omega_m) 0.17 KV_w \quad (4.10)$$

さらに両辺を KV_w で割ると、

$$0 = 0.5 \omega_m + 0.085 (KV_w - 5.6 \omega_m) \quad (4.11)$$

これより、風車回転角速度 ω_m が、

$$\begin{aligned} \omega_m &= 0.195 V_w \quad [rad / s] \\ &= 0.0775 V_w \quad [pu] \end{aligned} \quad (4.12)$$

であるとき、風車は最大のパワーを得る（ただし、pu 表現は定格回転数 24rpm をベースとしている）。図 4.13 に風車を得る最大パワーの軌跡(P_{MAX})を合わせて示す。

本検討では DFSG の可変速度範囲は同期速度より $\pm 30\%$ (0.7~1.3pu) としているが、 P_{MAX} は ω_{m_op} が 0.964pu で 100% に達するため、 P_{REF} は ω_m が 0.7~0.963pu の間にあるとき最大値追従制御により決定する。これより動作点を、①:(9.03m/s, 0.7pu), ②:(11m/s, 0.853pu), ③:(12.43m/s, 0.964pu) とした。従って目標値を決める一次関数は(4.13), (4.14)式に示される二種類であり、風速に従って切り換えられる（図 4.14 中(A)部）。さらに、これらの関数で決め

られる動作点での回転速度は(4.12)式のように予め決められているため、これから外れた場合には P_{REF} に補正を加え動作点での回転速度に収束させる（図 4.14 中(B)部）。また、回転速度が下限である $0.7pu$ まで減少した場合、これを下回らないように P_{REF} に補正を加える（図 4.14 中(C)部）。また上限である $1.3pu$ まで増加した場合、次節で述べるピッチ角制御系にて、これを上回らないようにする。図 4.14 に示す上述の動作を行う機構は、図 4.7 において ‘Block C’ にあたる。

$$P_{REF_1} = 0.1571V_w - 1.035 \quad [pu] \quad (4.13)$$

$$P_{REF_2} = 0.2147V_w - 1.668 \quad [pu] \quad (4.14)$$

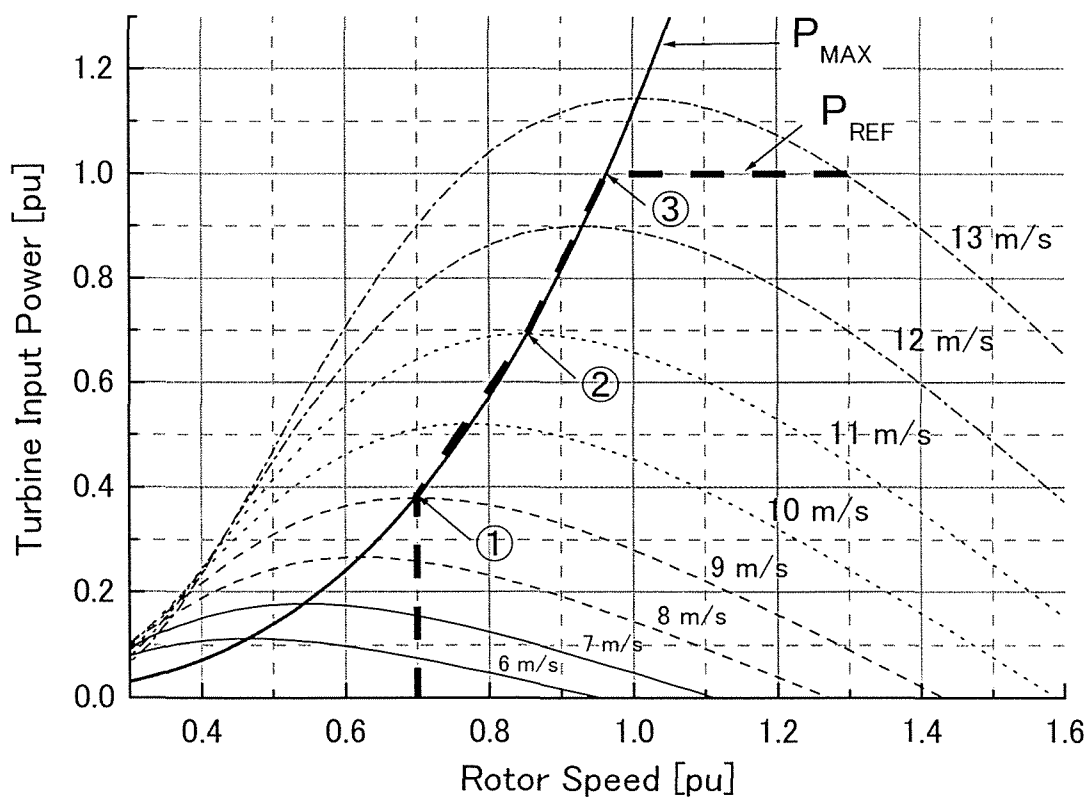


図 4.13 風車入力パワーと DFSG 有効電力出力目標値

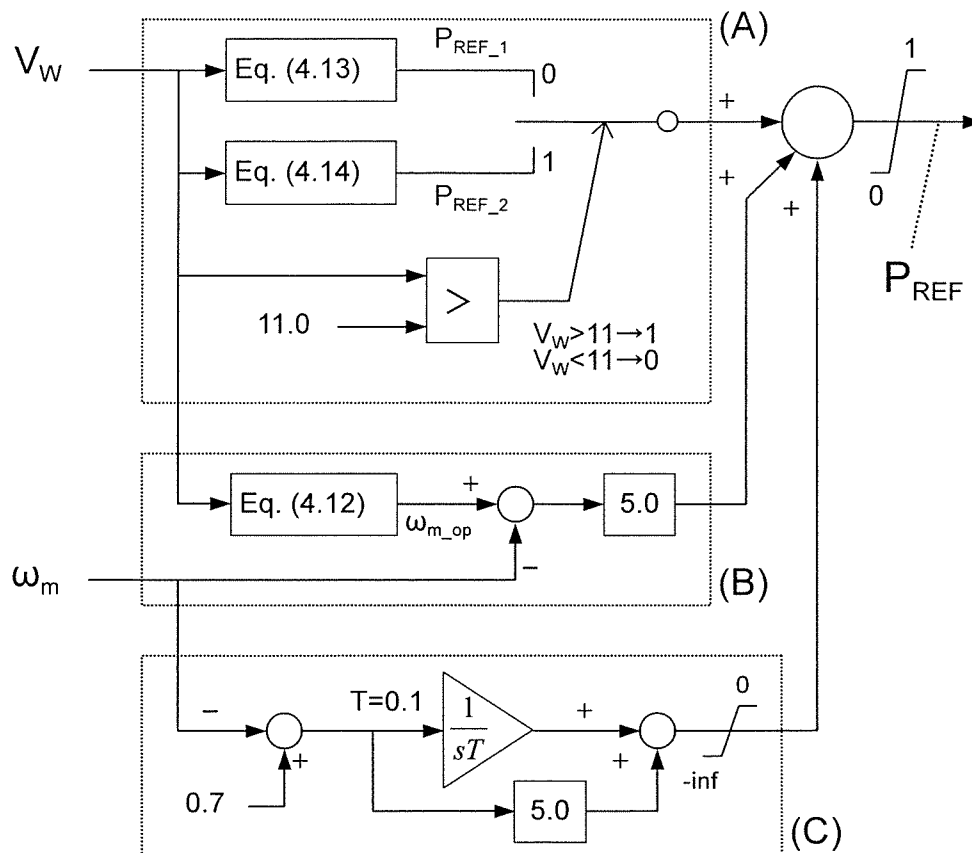


図 4.14 有効電力目標値調整系

4.3.6 ピッチ角制御系

大型風力発電機には一般に油圧または電動によるピッチ角制御装置が備えられている。誘導発電機を用いている固定速風車においては、風が強いときに翼を傾けて空力エネルギーを逃し、発電機出力が定格を超えないように動作する。しかし可変速風力発電システムでは発電機出力は交流励磁制御系により決定されるため、上述の動作条件よりはむしろ、風車の過回転を抑制するためのピッチ角制御を行うことが望ましいと考えられる。従って本検討では DFSG 用風車に回転速度が定格の+30%以上とならないようなピッチ角制御系を導入する。一方、誘導発電機用風車には風車入力を定格内に収める一般的なピッチ角制御系を適用する。これらの構造を図 4.15, 4.16 に示す。風車の状態を所定の条件に収めるために PI 制御系によりピッチ角指令を与える。ピッチ駆動系は一般に様々なサーボ機構が組み込まれており複雑であるが、これら全体の動作を一次遅れで模擬できるという検討例^[32]もあるため、本検討でもピッチ駆動系を時

定数を 5 秒とした一次遅れで模擬する。またピッチ角は翼の重量や機械的な制限により急変できない。本検討ではこれを模擬するためにピッチ角変化率を最大で毎秒 10 度としている。加えて DFSG 風車では、風速変動に伴って風車が加速しながら上限値を超えるとピッチ角は機械的な制限によりすぐに追従できないため、上限値を大きく上回る可能性が存在する。これを抑制するために風車の加速度に従って回転数が上限値以下でもピッチ角制御を行うような機構とする（図 4.16(A)部）。

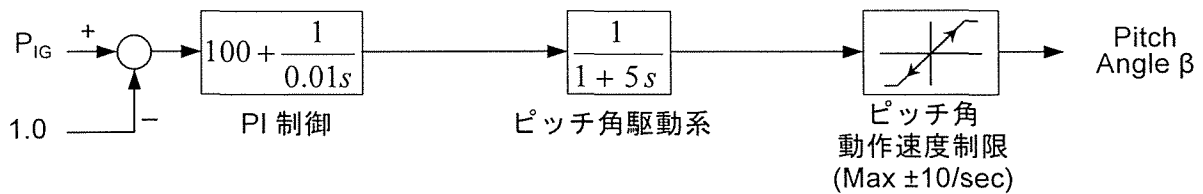


図 4.15 ピッチ角制御系（固定速風車用）

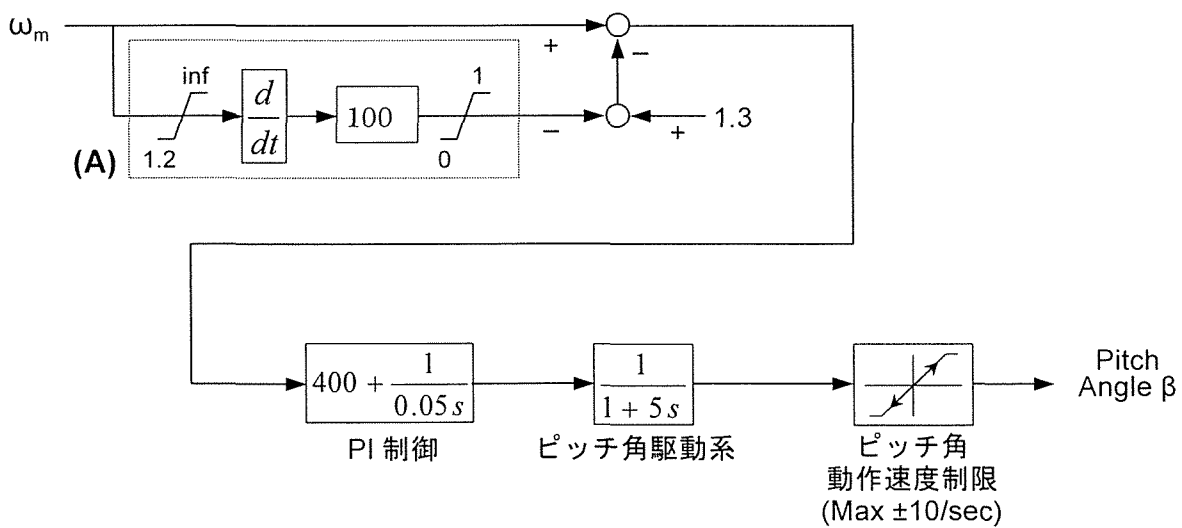


図 4.16 ピッチ角制御系（可変速風車用）

4.4 シミュレーション

これまで構築した制御系の有効性を確認するために図 4.4 に示した系統モデルを用いて、二種類の運転条件の元での応答解析を行った。一方は風速が変動する場合の応答で、もう一方は系統故障時の応答である。さらに交流励磁形同期発電機(DFSG)の安定化制御性能を評価するために、表 4.3 に示すような二種類の発電機構成を用いた。Case1 は系統での二台の発電機とも誘導発電機(IG)であり、Case2 は図 4.4 に示すとおり DFSG と誘導発電機(IG)の併用である。

表 4.3 発電機構成

	Case 1	Case 2
発電機 1	IG 20MVA	DFSG 20MVA
発電機 2	IG 30MVA	IG 30MVA

4.4.1 風速変動時の応答解析

図 4.17－4.21 に風速をランプ状に変化させて与えた時の各発電機応答を示す。この風速変動は突風などを除く自然風に比べてやや急峻であり、加えて簡素な変動パターンにすることで DFSG システムの制御性能評価を行い易くしている。図 4.17 に示す風速の変動に伴ってウィンドファーム全体の有効電力出力は同図に示すように増減するが、これに伴い Case1 ではグリッド電圧が同図に示すように定常時において最大約 5%変動している。一方 Case2 では DFSG の無効電力制御によりグリッド電圧は目標値として設定した 1.02pu でほぼ一定に保たれている。またウィンドファーム有効電力については低風速時(7m/s 時)において Case1 (=0.046pu) に比べて Case2(=0.08pu)が増大となっており、DFSG の風車入力が最大値追従制御により誘導発電機に比べて多く得られていることが分かる。このことは低風速の多い地域にて Case2 の構成を用いればより多くの年間発電量が期待できることを示している。図 4.18 に固定速度誘導発電機型風車の応答を示す。風速に応じて回転速度は若干変化しているが、その幅は非常に小さく固定速度運転であることが分かる。高風速時(16m/s 時)には発電機出力が定格を超えるためピッチ角制御が働いて定格内に収めている。図 4.19 に DFSG 風力発電システムの電力出力応答を示す。有効電力については目標値自動制定により風速に応じて変化している。無効電力についてはグリッド電圧を一定に維持するために、風速に応じて変化している。図 4.20 に DFSG 風車速度を示す。設定した許容すべり範囲内で風速変動に従って変化しており、可変速運転に加えてピッチ角制御系および P_{REF} の調整による回転数制御が達成されていることが分かる。図 4.21 に DFSG 励磁回路状態量を示す。励磁回路引き込み無効電力 Q_L および直流リンク電圧 E_{DC} について目標値どおりの一定制御が実現している。また励磁電力（励磁回路引き込

み有効電力)は回転速度の変化に応じて同期速度以下では回転子へ供給,同期速度以上では回転子より放出されていることがわかる。

以上の解析結果より,DFSGについて通常の風力発電を行うための基本的な制御系構成と制御方針は実用性を伴っており,DFSGを用いれば誘導発電機の場合に比べて優れたウィンドファーム出力性能を得ることができると言える。

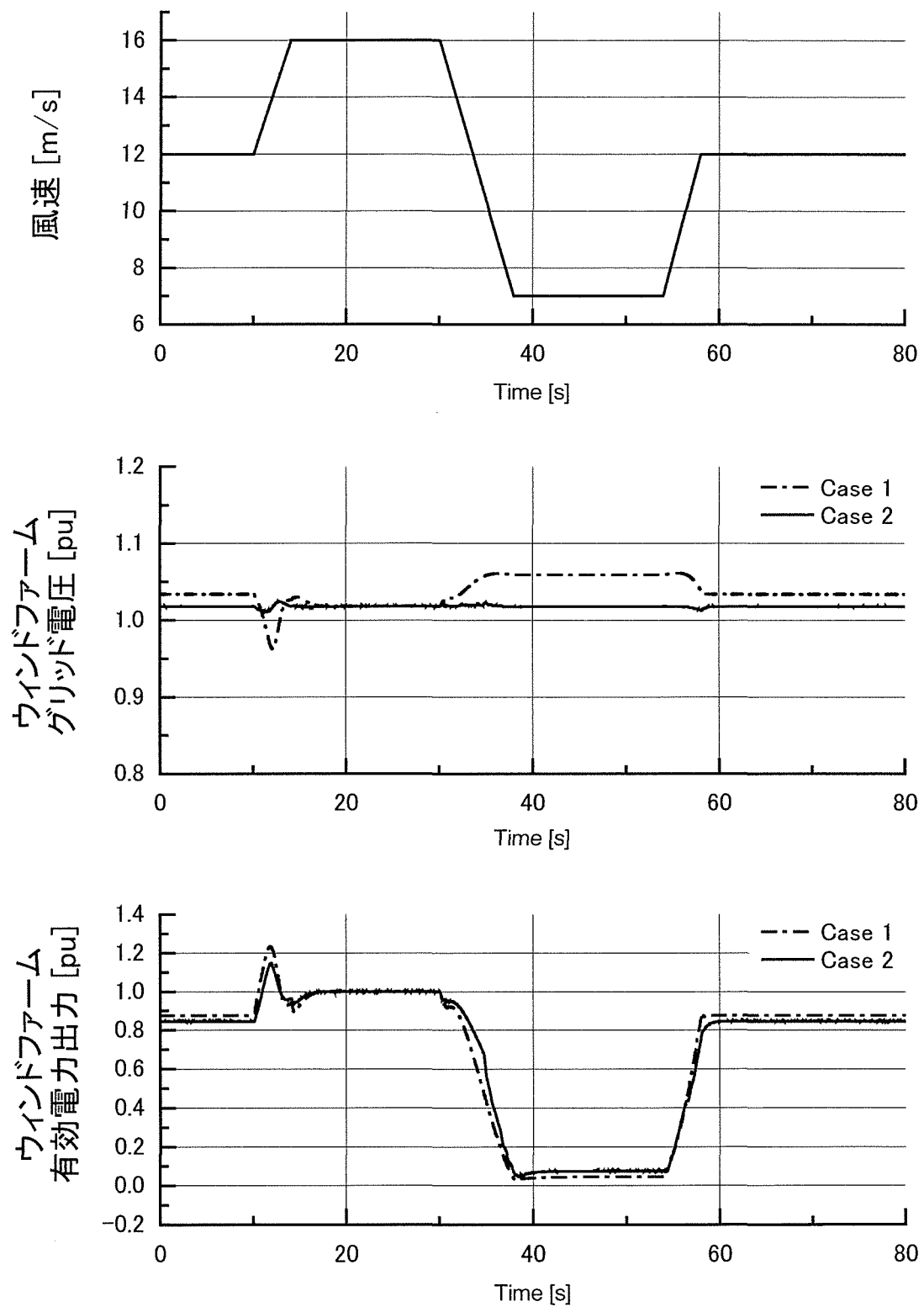


図 4.17 ウィンドファーム状態量（風速変動時）

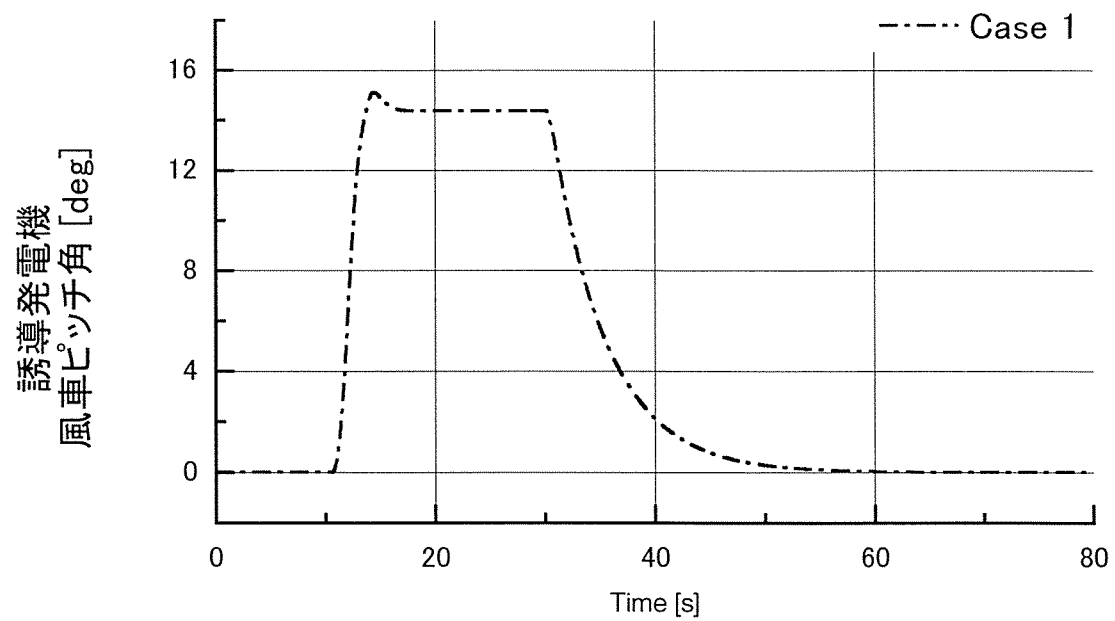
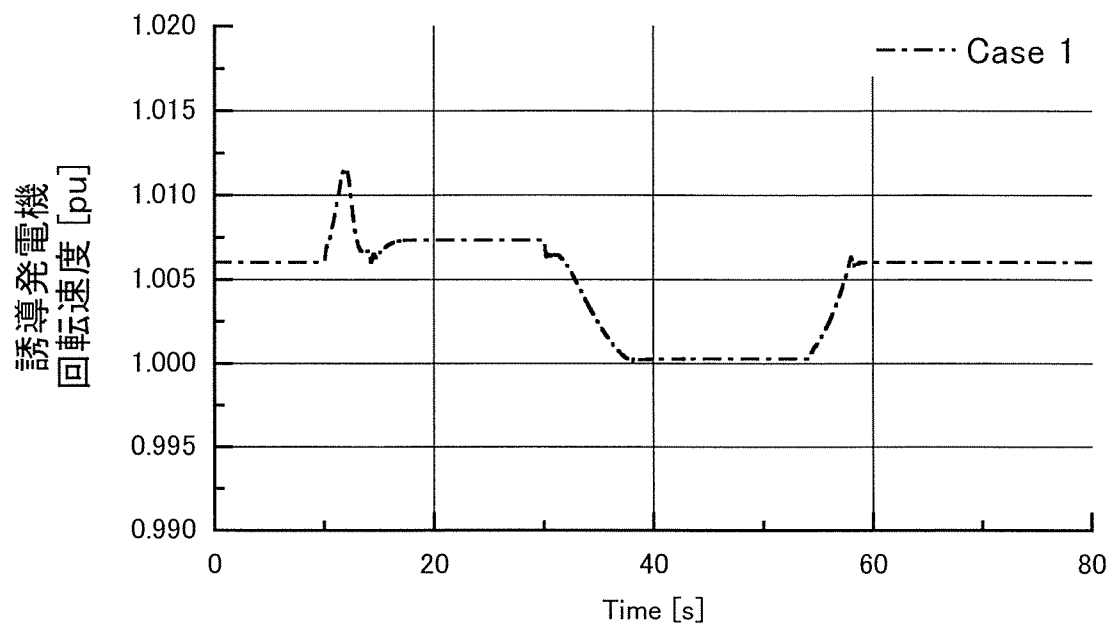


図 4.18 固定速誘導発電機・風車応答（風速変動時）

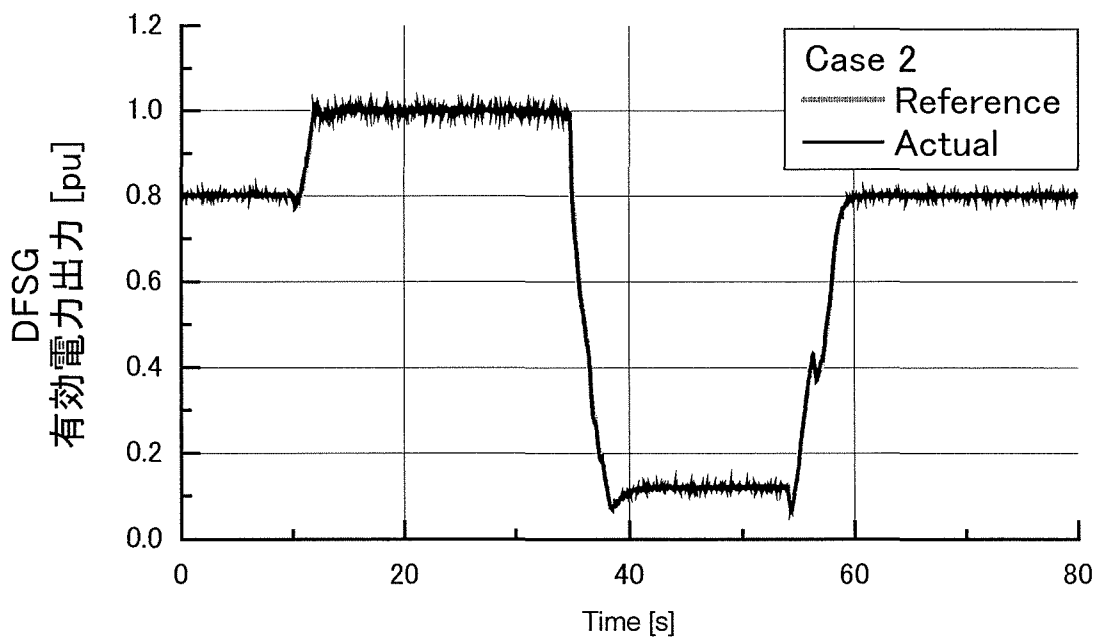
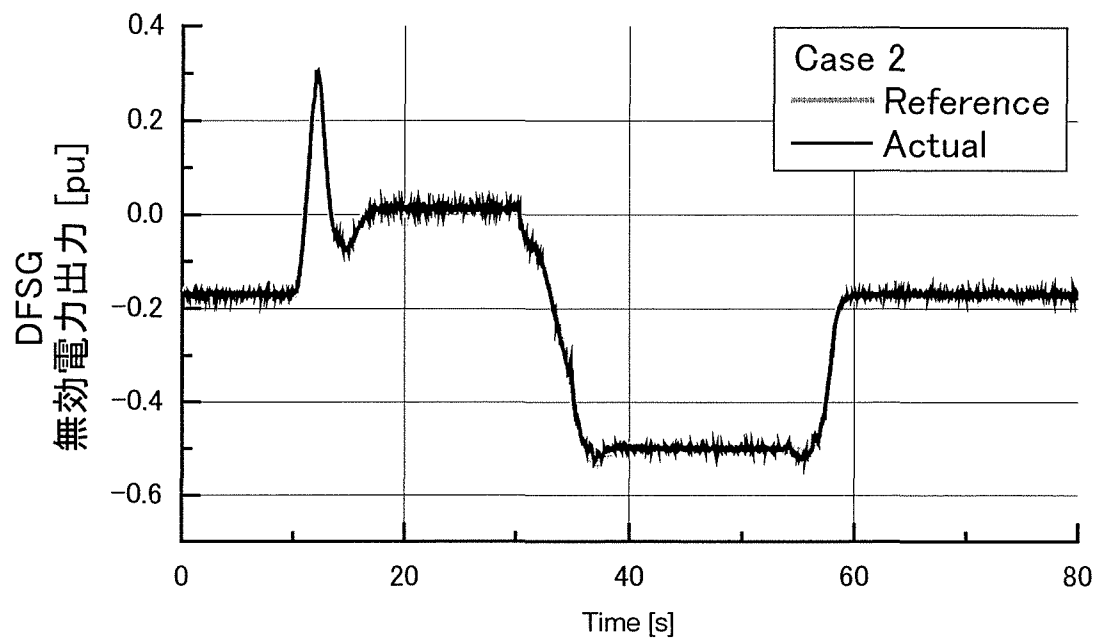


図 4.19 DFSG 電力出力応答（風速変動時）

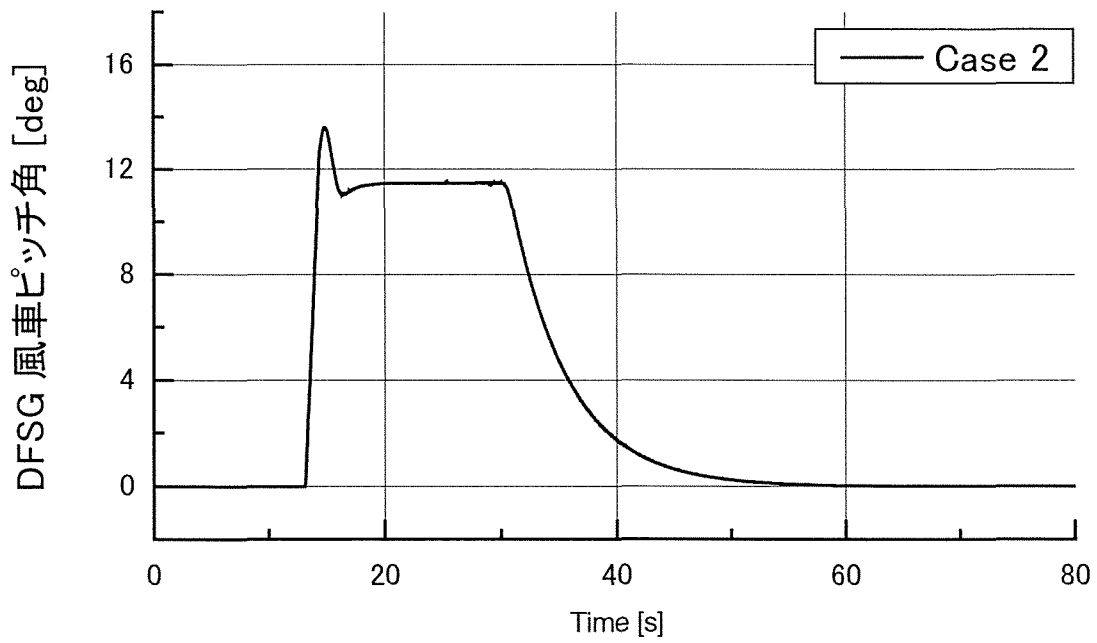
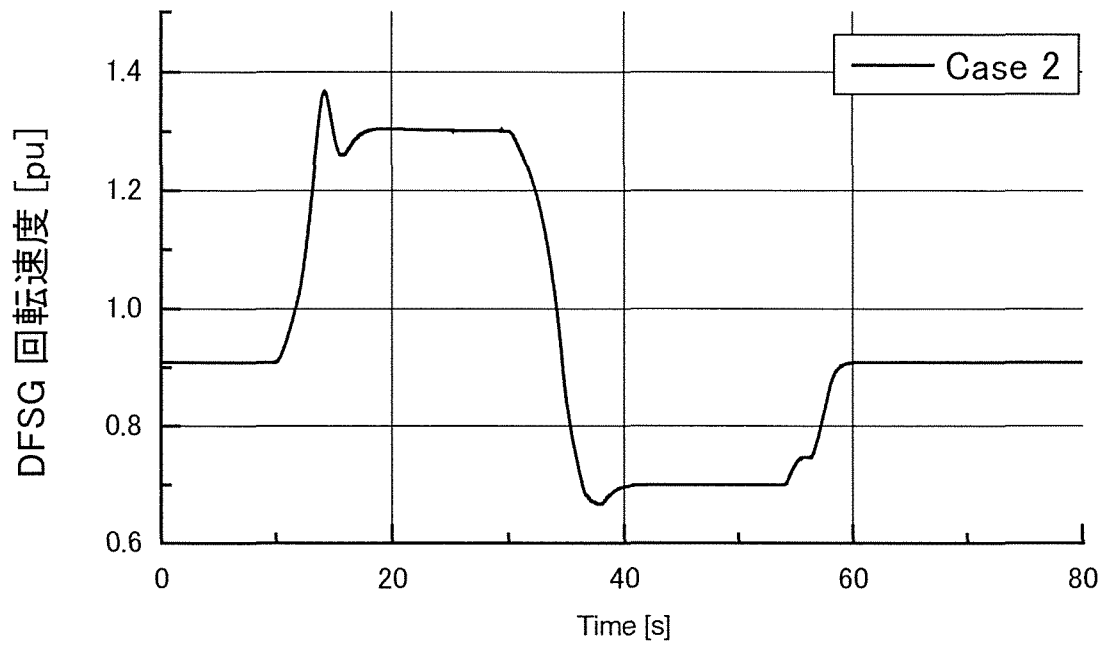


図 4.20 DFSG 可変速風車応答（風速変動時）

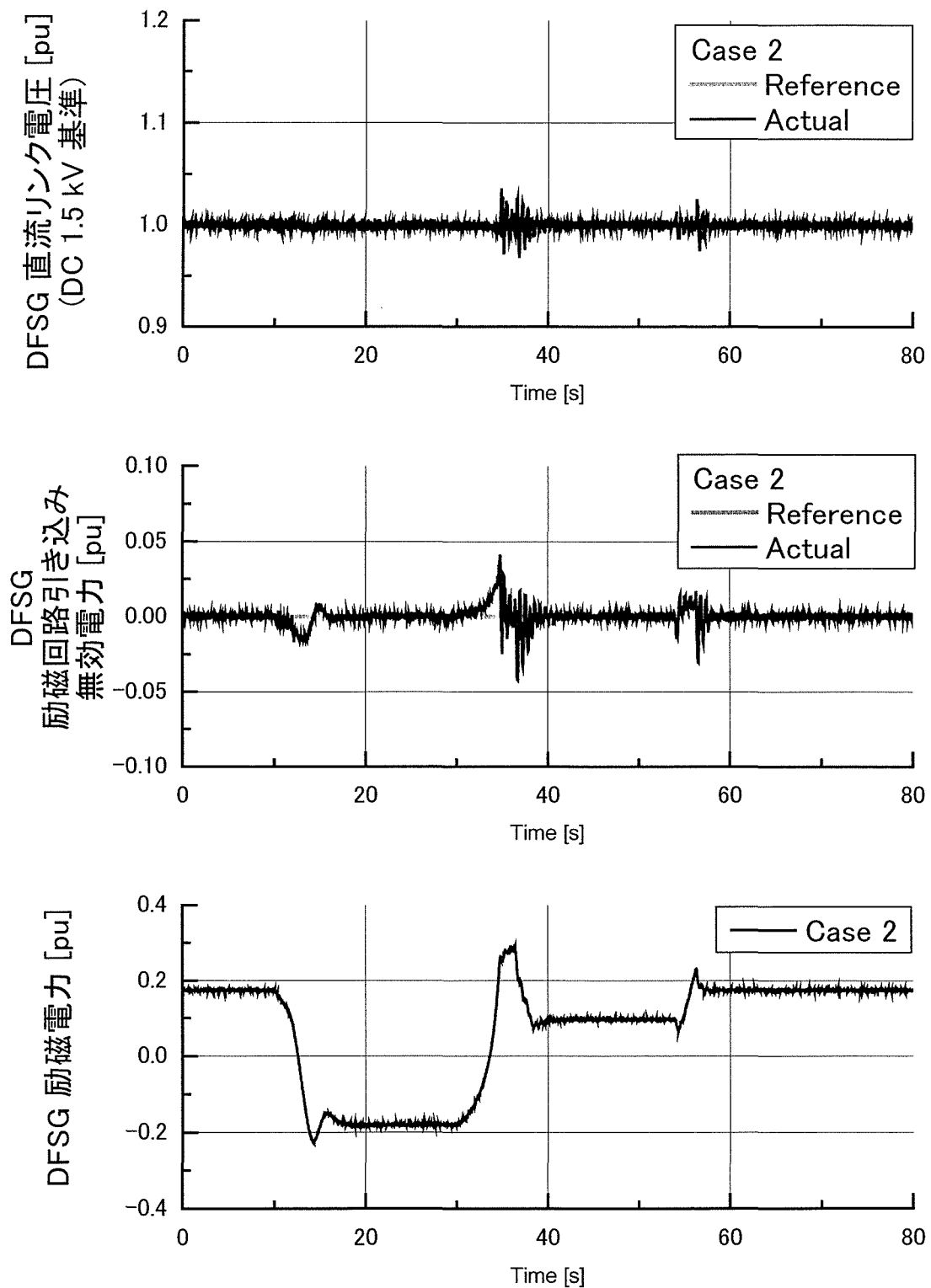


図 4.21 DFSG 励磁回路応答 (風速変動時)

4.4.2 故障発生時の応答解析

系統にて故障が発生した場合のシミュレーションを行った。ウィンドファームの運転条件は風速 15m/s 一定とし、誘導発電機、DFSG 共に定格出力である。故障条件は、二回線送電線の片回線、主変圧器高圧側至近端で三相地絡故障が発生、0.1 秒後に故障相の両端遮断開始とし、2.9s 後に再閉路を行う。図 4.22－図 4.27 にシミュレーション結果を示す。図 4.22, 4.23 に示すとおり、Case1 では、故障が生じると端子電圧の低下するが、Case1 では系統から無効電力を吸収しているため故障が除去された後もグリッド電圧は回復しない。このため誘導発電機トルクは減少するが、風車トルクはすぐに変化せず供給され続けるので、風車回転速度は増加する。グリッド電圧の低下は継続しているので、回転速度は増加を続け誘導発電機は不安定状態に移行していることが分かる。一方 Case2 では、故障中はグリッド電圧およびウィンドファーム出力は Case1 とほぼ同様の応答であるが、故障が除去されると図 4.24 に示すように DFSG より無効電力が 100% 強の出力で供給されグリッド電圧が速やかに回復していることが分かる。そのため、一旦加速し始めた誘導発電機も再び元の回転速度に復帰している。故障中、DFSG の有効電力出力は 0 まで低下するよう指令されているが、電圧回復後は再び出力を戻している。これらのことより、電圧低下時に DFSG の出力目標値を定めるシーケンスが適切であることが分かった。図 4.26 に DFSG の励磁回路状態量を示す。故障期間中、直流リンク電圧 E_{DC} が大きく変動するが、これを抑制する保護回路および制御機構が動作し、設定した上限および下限値内に留められている。特に故障発生直後に E_{DC} は定格の 50% 以下まで低下するが、インバータ制御系の積分器リセットにより電圧喪失を回避できている。これを行わない場合は、 E_{DC} は 0 まで低下し DFSG の電圧低下補償機能は失われウィンドファーム全体が不安定になることを確認している。一方、故障除去直後 E_{DC} は定格の 150% 以上まで上昇するが、コンデンサ間に接続された過電圧保護回路が動作し、電圧上昇が抑制されている。保護回路の動作時間は約 0.1s、最大短絡電流は約 12kA である（図 4.27 に保護回路動作状態を示す）。このような安定化制御の結果、DFSG は故障期間においても運転を継続してグリッド電圧低下補償を行いながら、図 4.24 に示す電力出力応答より確認できるように、故障除去後は速やかに通常の風力発電状態に復帰している。その他の発電機状態およびグリッド電圧も、故障除去後数秒で全て安定状態となっていることが分かる。

本検討では、誘導発電機で構成されるウィンドファームの 40% を DFSG システムに置き換えているが、他の割合で同様の解析を行った結果、この割合が最低限必要な値であることがわかった。従って、提案する制御手法を適用した場合、安定化効果に余裕を持たせることを考慮し、およそ半分を DFSG で構成すればウィンドファーム全体の過渡安定度を向上させる効果が十分期待できると言える。さらに、このことはコストの面でも有利である。ウィンドファームの全発電量を 100% とすると、本解析結果より 60% の誘導発電機を安定化するのに必要な最低限の DFSG 容量、すなわち無効電力補償容量は 40% であり、誘導発電機容量そのものに対して

は 66%の無効電力が必要である。本検討では 40%容量の DFSG にてこの無効電力を供給するが、DFSG 制御に必要な電力変換器容量は DFSG 本体の 30%であるから、ウィンドファーム容量から見れば 12%の変換器容量でよいことになる。一方、ウィンドファームを誘導発電機のみで構成した場合、安定化に必要な無効電力はウィンドファーム容量の 66%であり、SVC 装置などにより補償を行うとすれば同容量の変換器を必要とする。これから見ると DFSG 導入の場合、変換器容量は SVC 装置の 1/5 以下でよい上に、風力発電システムのために初めから装備されている機器を兼用して安定化を行うので、ウィンドファーム安定化にかかるコストは大幅に削減することが出来ると言える。表 4.4 にこれらの数値をまとめた。

表 4.4 安定化に必要な設備容量の対比

	A	B	C
IG only	100 %	66 % (SVC)	66 % (for SVC)
IG + DFSG	100 %	0 %	12 % (for DFSG)

A：ウィンドファーム総容量

B：無効電力補償に必要な設備容量

C：電力変換器容量

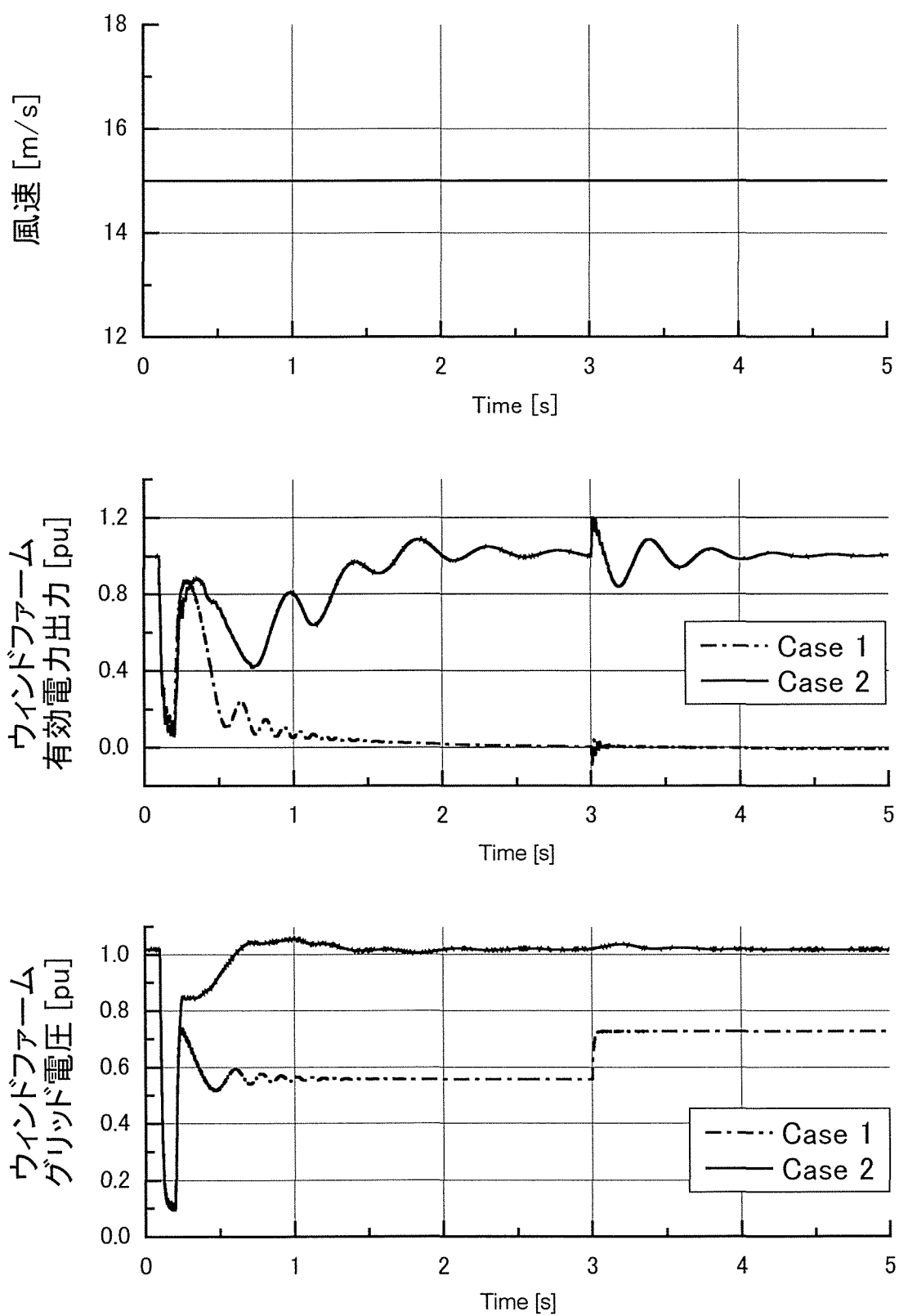


図 4.22 ウィンドファーム状態量（地絡故障時）

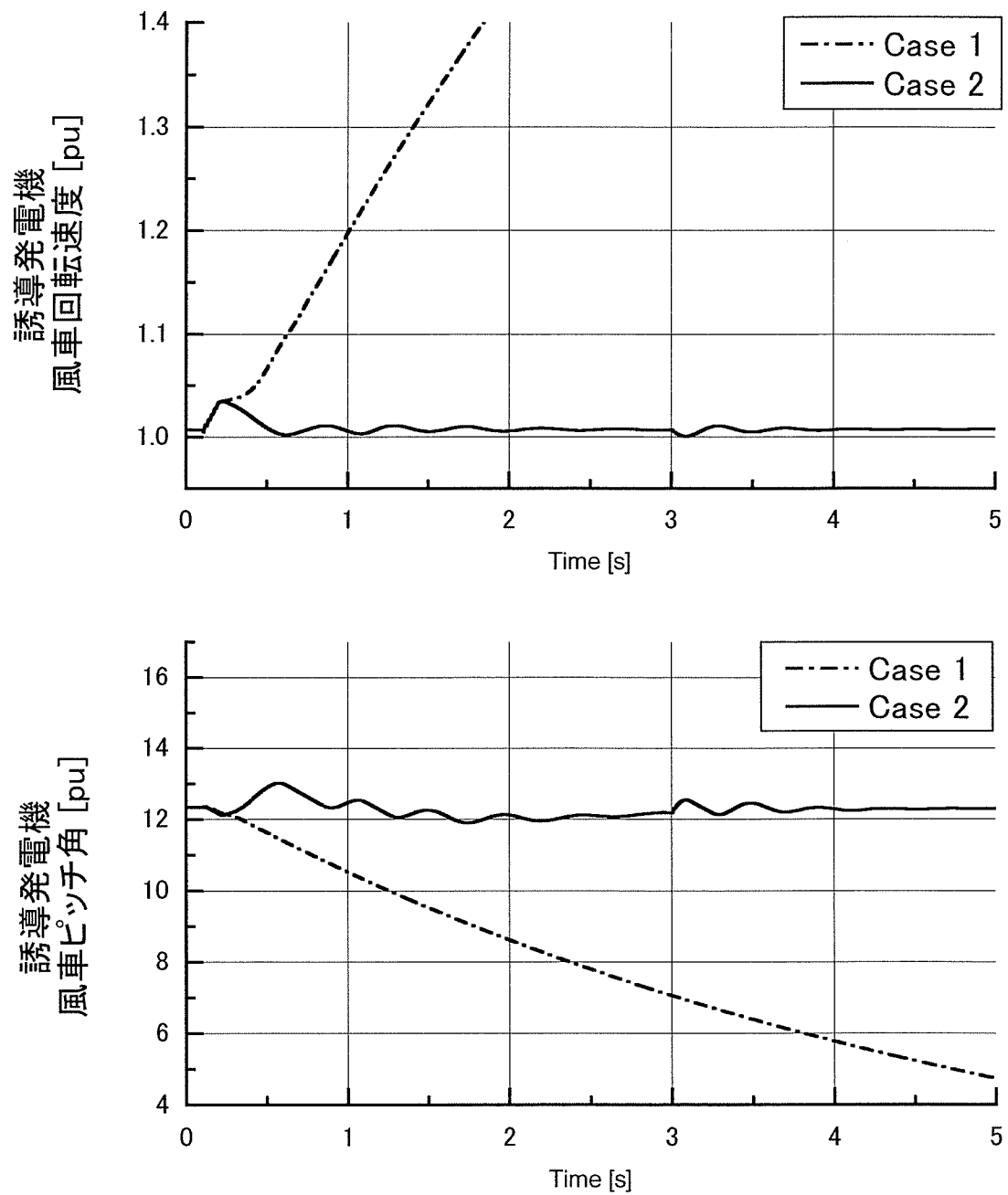


図 4.23 固定速度誘導発電機・風車応答（地絡故障時）

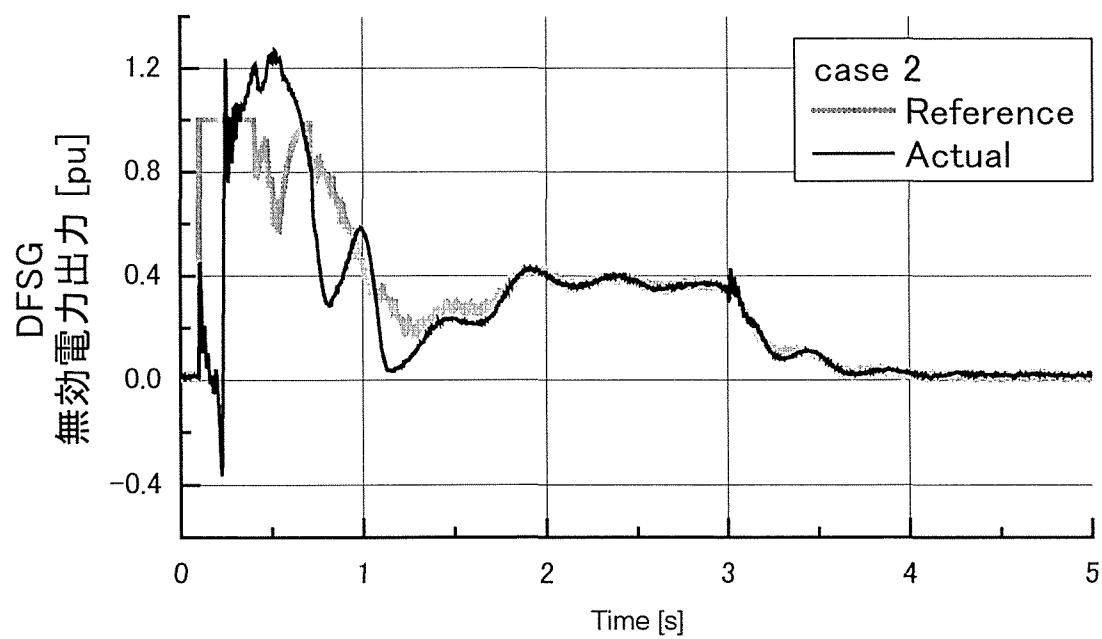
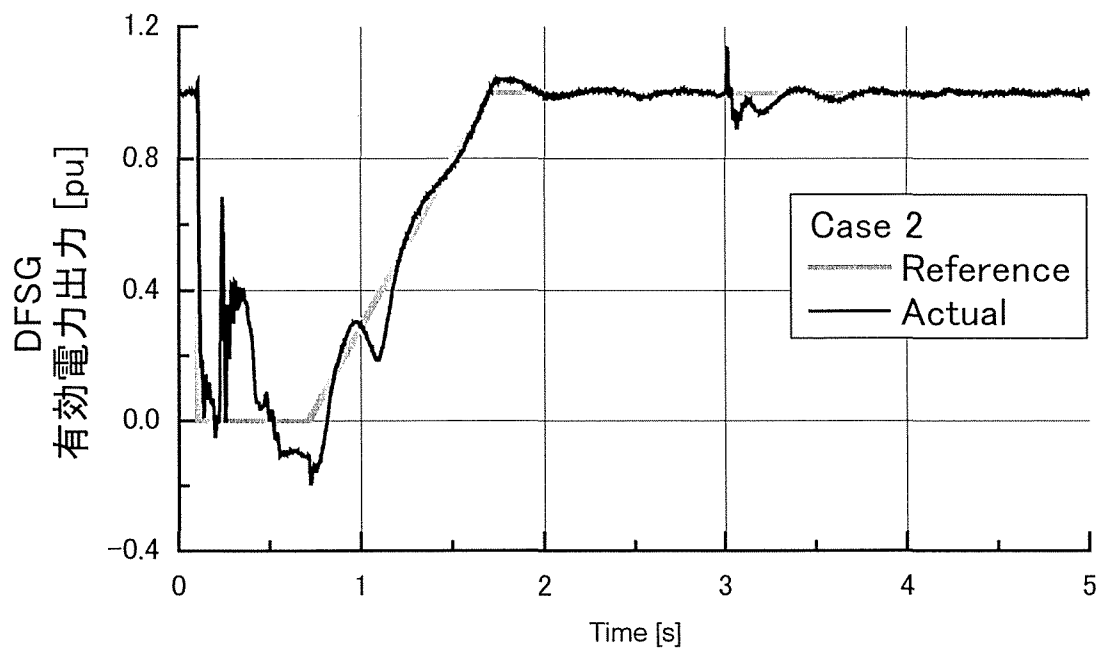


図 4.24 DFSG 電力出力応答（地絡故障時）

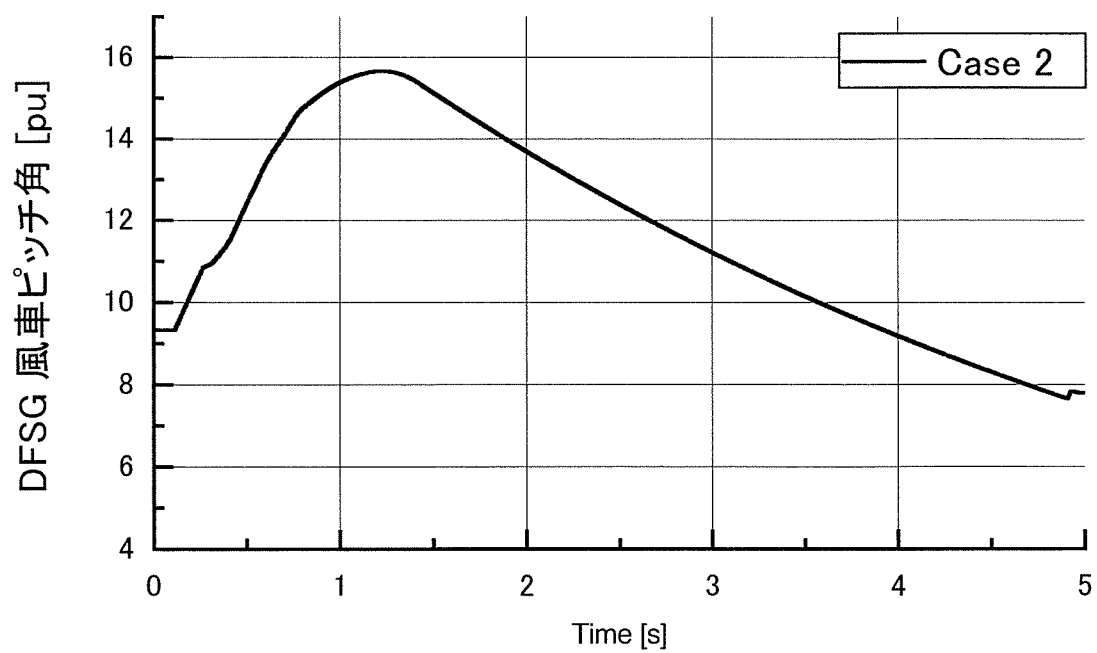
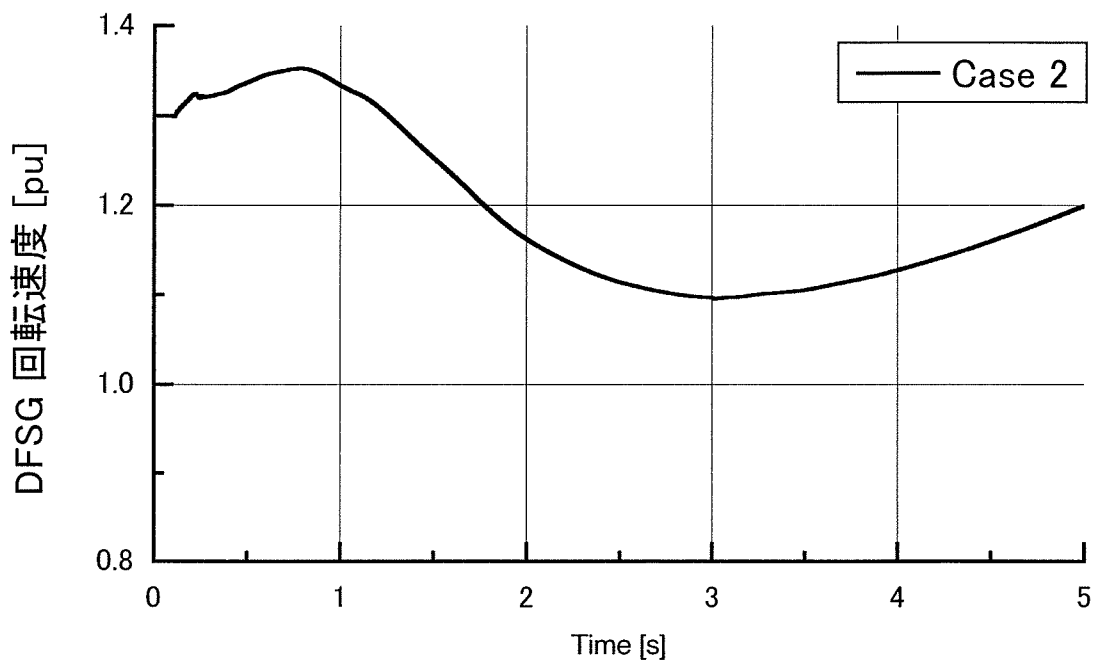


図 4.25 DFSG 可変速風車応答（地絡故障時）

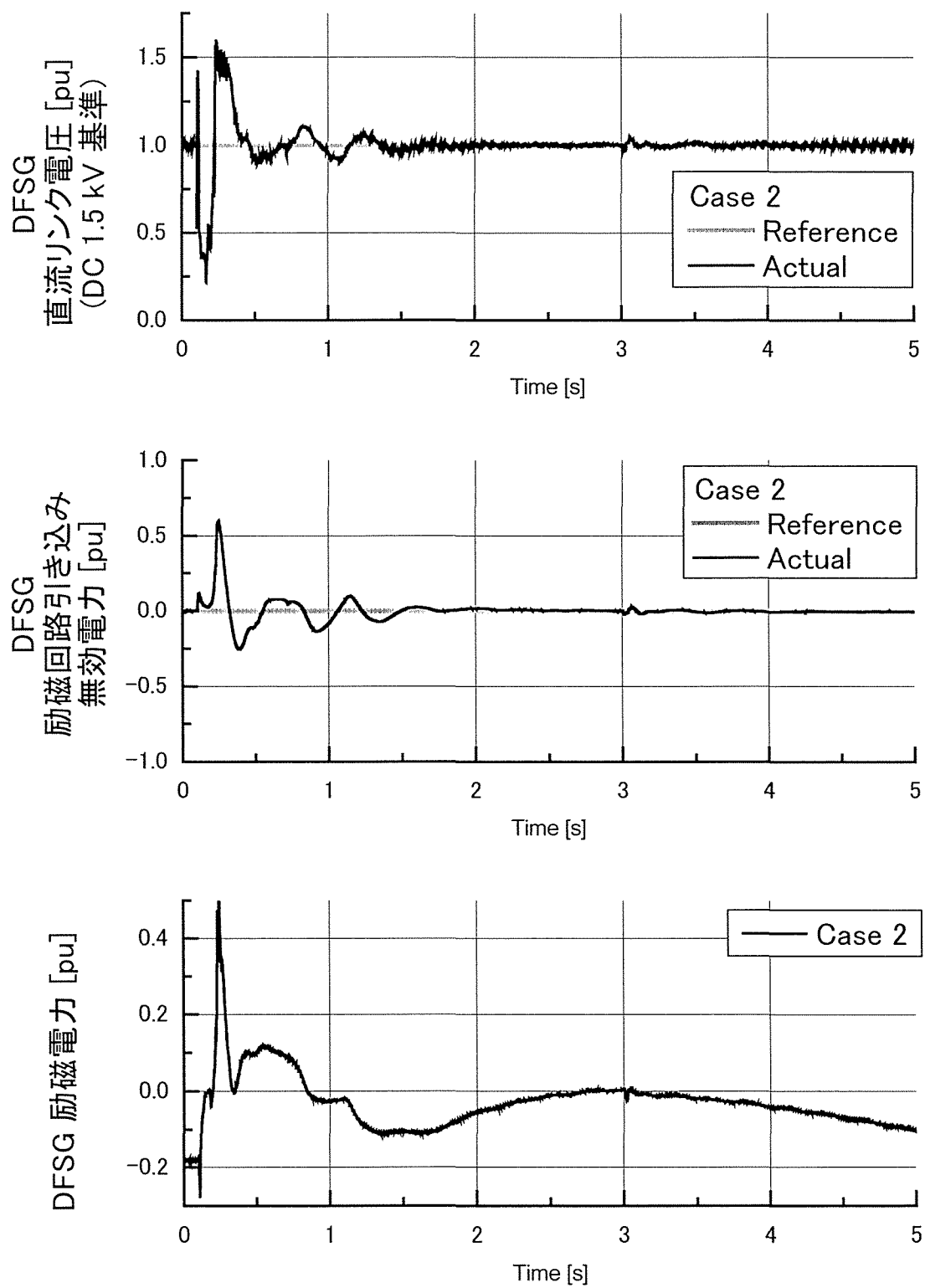


図 4.26 DFSG 励磁回路状態量（地絡故障時）

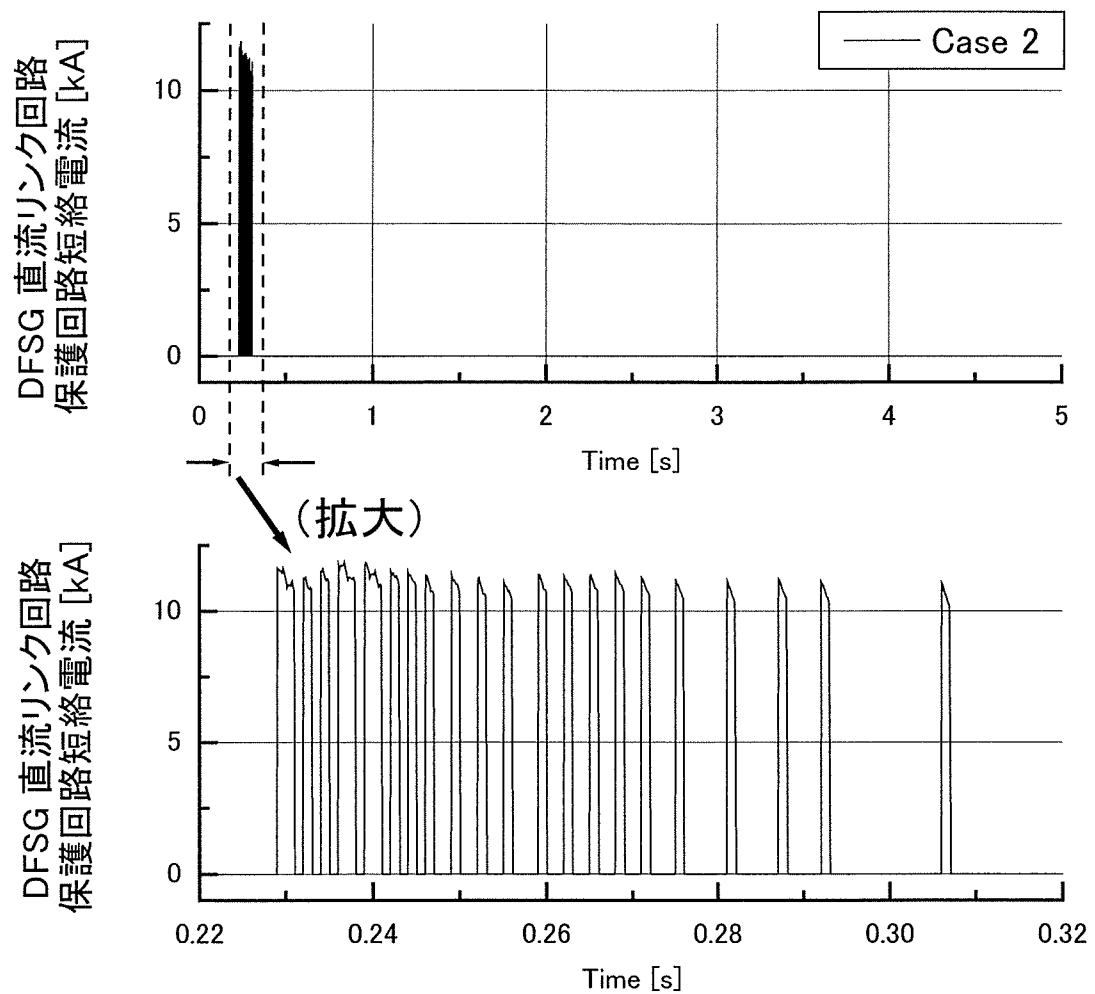


図 4.27 DFSG 励磁回路内・直流リンク過電圧保護回路動作状態（地絡故障時）

4.5 まとめ

本章では、交流励磁形同期発電機(DFSG)を用いた風力発電システムのウィンドファーム内における新しい制御法を提案した。初めに通常の風力発電を行うための基本的な制御系構成と制御手法を提案し、ウィンドファームに DFSG を採用することで低風速域にてより多くの発電が行えることに加えて、DFSG 自身が調相設備としての役割も担い、風速変動の元でも一定の系統電圧を維持できることを示した。次にこれらの制御に加えて、故障が生じた時に系統電圧低下を補償する制御系およびシステム自身の安定化を図る制御系を付加することにより、固定速誘導発電機を用いた風力発電機を含むウィンドファーム全体の過渡安定度を改善できることをシミュレーションにより確認した。すなわち、DFSG を擁するウィンドファームでは、年間発電量の増大に加えて、出力不安定などに起因する発電機の停止期間を減らし設備利用率を向上させることが可能である。DFSG は誘導発電機と同様に大容量のものが開発されウィンドファームへの投入も進められているが^{[33]-[35]}、本提案のような過渡安定度を向上させるための制御機能について検討されているものは見当たらない。本提案での制御システムは簡素な構造であり既存のシステムへの容易な組み込みが可能と考えられるため、DFSG を風力発電のみならずウィンドファーム安定化装置としての役割を担わせることで、SVC などの投入に比べて少ないコストでウィンドファーム安定化を実現できるものと期待できる。

第5章 結論

本論文では、可変速揚水発電システムの大規模電力系統解析に向けた統合的なモデルを提案、ならびに新しい制御手法を取り入れた可変速風力発電システムの運用方法を提案した。以下に本研究で得られた結論と今後の展望について述べる。

1. 可変速揚水発電システムのモデル体系化について

本研究では可変速揚水発電システムの統合的モデルを開発するに際して、初めに誘導機の瞬時値相座標モデルの定式化を行い、微分方程式の数値解法として台形法を採用した電子計算機用解析プログラムを開発した。さらに、EMTP/ATPを用いた解析を同時に行い、それとの比較より、本研究で提案する定式化手法および数値解析手法が妥当であることを確認した。次に、この回転機モデルと二次励磁制御系を融合させた可変速揚水発電システムの大規模電力系統解析用モデルを構築した。ここで、半導体電力変換器をそのスイッチング動作を考慮しない平均値モデルとしたことが大きな特徴である。さらに、変換器スイッチング特性を考慮したMATLABによるモデルとの比較により、その妥当性と有効性を確認した。本検討において、瞬時値モデル(MATLAB)を用いた解析に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系統への適用は不可能であることが分かった。一方、本提案モデルは大規模系統解析に容易に適用可能で、発電機および外部系統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系統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、電力系統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える。

この過程で得られたモデル化手法に関する知見は、今後さらに増加すると予想されるパワーエレクトロニクス機器を応用した電力機器についても、それらのモデル化に際して大きく役立つものと考ええる。複雑化の一途をたどる電力系統構成と運用方針に対して、解析に要するコストと時間を抑えながら高い精度を得ると言う課題は、今後の電力系統運用においてますます重要であり、本研究はそれに貢献するものと考ええる。

2. 可変速風力発電システムの新しい制御法について

本研究では、交流励磁形同期発電機(DFSG)を用いた可変速風力発電システムのウィンドファーム内における新しい制御法を提案した。本システムの制御系は可変速揚水発電システムで採用されている二次励磁制御法と同様であり、本研究で導出した手法を応用することができる。風力発電システムモデルを構築するにあたり、初めに通常の風力発電を行うための基本的な制御系構成と制御手法を構築し、ウィンドファームにDFSGを採用することで低風速域において、

より多くの発電が行えることを示した。加えて、DFSG 自身が、無効電力補償装置としての役割も担い、風速変動の元で固定速かご型誘導発電機の無効電力消費が変化しても一定の系統電圧を維持できることを示した。次にこれらの制御に加えて、故障が生じた時に系統電圧低下を補償する制御系およびシステム自身の安定化を図る制御系を DFSG システムに付加することにより、固定速かご型誘導発電機を用いた風力発電機を含むウィンドファーム全体の過渡安定度を改善できることをシミュレーションにより確認した。すなわち、DFSG を併設している、または全て DFSG で構成されているウィンドファームでは、年間発電量の増大に加えて、出力不安定などに起因する発電機の停止期間を減らし設備利用率を向上させることが可能である。DFSG は誘導発電機と同様に大容量のものが開発されウィンドファームへの投入も進められているが、本提案での制御システムは簡素な構造であり既存のシステムへの容易な組み込みが可能と考えられるため、DFSG を風力発電のみならずウィンドファーム安定化装置としての役割を担わせることで、SVC などの投入に比べて少ないコストでウィンドファーム安定化を実現できるものと期待できる。

本論文では、可変速発電システムの大規模電力系統解析に向けたモデル体系化について論じ、本提案モデルの妥当性を確認した。また可変速風力発電システムの新しい制御法を提案し、シミュレーションによりその有効性を確認した。本研究で得られたモデル化手法が大規模電力系統解析の精度向上と解析コストの低減につなげる一手法になれば幸いである。

謝辞

本論文は、著者がこれまで進めてきた電力系統解析における可変速発電システムのモデル体系化に関する研究として、誘導発電機の瞬時値相座標モデルの導出と、これを拡張した可変速発電機とその励磁制御系モデルの導出、および風力発電システムの新しい制御法に関する研究成果をまとめたものである。本論文の作成にあたり、多くの人々のご指導、ご支援を頂いたので、ここに謝意を表する。

指導教官である田村淳二教授には、本研究の立ち上げから本論文の完成に至るまで多大なご助言、ご指導を頂いた。また、関連学会での論文発表や共同研究への参加の機会を幾度となく提供していただき、本研究を遂行する原動力となったことは言うまでもなく、実に多くのご支援を頂いたことに、この場を借りて心より感謝を申し上げたい。ならびに、日々の職務を支えて下さった村田年昭助教授と小竹正敏技官、そして、共に学び行動してきた電気機械研究室の皆様にも心より感謝の意を表する。

また、論文審査にあたり、垣本直人教授、谷本洋教授、川村武助教授にはご親切なご指導と厳正なる審査を賜り、本研究の完成度を高める上で非常に重要なものとなった。ここに心より深く感謝の意を表したい。

平成 18 年 9 月

高橋 理音

参考文献

- [1] 日本 EMTP 委員会：「EMTP theory book(日本語版)」，1994
- [2] (財)電力中央研究所 電力システム部，(株)電力計算センター狛江事業部：「電力中央研究所 電力系統安定度解析システム Y 法・S 法プログラム解説書」，1996.
- [3] 曹祥麟，栗田篤，三ツ間均，多田泰之，岡本浩：「相座標同期機モデルによる電力系統過渡解析の数値安定性の向上」，電気学会論文誌 B，Vol.117B，No.4，pp.594-600，1997
- [4] Paul.C.Krause “Analysis of Electric Machinery” McGraw-Hill, Inc., New York , 1986
- [5] 電気学会：「基礎電気機器学」，1984.
- [6] 関根泰次：「電力系統過渡解析論」，オーム社，1984
- [7] Jose R. Marti , Jiming Lin , “Suppression of Numerical Oscillations in the EMTP”, IEEE Transactions on Power Systems , Vol.4 , No.2 , pp.739-747 , May , 1989.
- [8] 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」，電気学会誌，Vol.122，No.5，pp301-303，2002
- [9] 赤松，塚田，伊藤：「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」，電気学会論文誌 B，Vol.118 ,No.9 , pp.955-961 , 1998.
- [10] 赤松，舟木，河崎，松浦：「自励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刻みに関する考察」，電気学会論文誌 B，Vol.121，No.12，pp1817-1823，2001.
- [11] 七原俊也：「世界および日本における風力発電の普及状況と導入支援制度」，電気学会論文誌，Vol.124，No.1，pp.12-16 (2004-1)
- [12] 田村淳二，上野昌裕，米岡 智，上田善之：「風力発電機を含む電力系統の過渡安定度シミュレーション」，電気学会論文誌 B，Vol.120，No.12，pp.1636-1645 (2000-12)
- [13] 田村淳二，上野昌裕，松村喜治，木元伸一：「風力発電機を含む電力系統の過渡安定度シミュレーション(続報)」，電気学会論文誌 B，Vol.121，No.12，pp.1623-1632 (2001-12)
- [14] 佐々木祐治，原田憲朗，甲斐隆章，佐藤達則：「風力発電システムの系統並列時の瞬時電圧低下とその対策について」，電気学会論文誌 B，Vol.120，No.2，(2000-2)
- [15] 七原俊也：「解説・海外における風力発電の導入状況と電力システムへの影響」，電気学会論文誌 B，Vol.120，No.3，pp.321-324 (2000-3)
- [16] 徳永義孝，飯尾尚隆，田能村顕一，篠原裕文：「誘導発電機を用いた風力発電機の EMTP 解析モデル」，電気学会論文誌 B，Vol.123，No.3，pp.296-303 (2003-3)
- [17] 鈴木和夫，前川 聡：「可変速風力発電システム」，電気学会論文誌，Vol.121，No.7，pp.450-453 (2001-7)
- [18] 堀内紀充，川人 卓，鈴木茂行：「可変速風力発電システム用誘導発電機の V/F 制御による出力制御」，電気学会論文誌 B，Vol.118，No.10，pp.1170-1176 (1998-10)

- [19] R. Datta, V. T. Ranganathan : "Variable-Speed Wind Power Generation Using Doubly-Fed Rotor Induction Machine - A Comparison With Alternative Schemes", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.17, No.3, pp.414-421, September 2002.
- [20] 小柳 薫, 横山隆一 : 「可変速機の系統導入による系統動態安定度向上効果の解析手法」, 電気学会論文誌 B , Vol.199, No.1, pp.73-82 (1999-1)
- [21] 赤木泰文, 高橋賢司, 小林敏昭, 杉原弘章, 甲斐隆章 : 「可変速調相機の系統安定化効果とその理論解析」, 電気学会論文誌 B, Vol-118, No.10, pp.1177-1185 (1998-10)
- [22] 萩森英一 : 「フライホイール発電機による過渡安定度向上の EMTF 瞬時値解析」, 電気学会論文誌 B, Vol.117, No.9, pp.1245-1253 (1997-9)
- [23] 田村淳二, 世永 茂, 松村喜治, 久保 宏 : 「風力発電機の電圧安定性に関する考察」, 電気学会論文誌 B, Vol.122-B, No.10, p.1129-1130, 2002.
- [24] 「直流送電・SVC」特集号, 電気学会論文誌 B, Vol.112, No.1 (1992-1)
- [25] 松野克彦, 長澤隆士, 大槻博司, 大西修一, 石黒富士雄, 竹田正俊 : 「自励式インバータを用いた静止形無効電力補償装置による系統安定化の向上」, 電気学会論文誌 B, Vol.112, No.1, pp57-66 (1992-1)
- [26] 常盤幸生, 市川文俊, 色川彰一, 北原忠幸 : 「電力系統用自励式 SVC の開発」, 電気学会論文誌 B, Vol.113, No.2, pp.168-176 (1993-2)
- [27] L. Wu, R.Takahashi, M.Nakagawa, T.Murata, J.Tamura : "A Basic Study of Wind Generator Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine", T. IEE Japan, Vol.124-B, No.9, pp.1101-1110 (2004-9)
- [28] 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」, 電気学会論文誌 B, Vol.118, No.9, pp.955-961 (1998-1)
- [29] 牛山 泉 : 「風車工学入門」, 森北出版
- [30] O. Wasynczuk, D. T. Man, J. P. Sullivan : "Dynamic Behavior of a Class of Wind Turbine Generator During Random Wind Fluctuations", Trans. of IEEE on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No.6, pp.2873-2845, June 1981.
- [31] 黒岩隆夫, 刈込 界, 林 義之, 柴田昌明, 上田悦紀 : 「三菱重工の風力発電装置の新機種と新技術」, 三菱重工技報, Vol.41, No.3, pp.170-173, (2004-5)
- [32] 小玉成人, 松坂知行, 猪俣 登 : 「確率最適制御による風力発電機の出力変動抑制」, 電気学会論文誌 B, Vol.121-B, No. 1, pp.22-30 (2001-1)
- [33] <http://www.vestas.com/>
- [34] <http://www.nordex-online.com/>
- [35] 上田悦紀, 柴田昌明 : 「次世代 2 MW 級大型風車の開発」, 三菱重工技報, Vol.41, No.5, pp.294-297, (2004-9)
- [36] 相良節夫 : 「基礎自動制御」, 森北出版, 1995.

研究業績

学術論文

- (1) 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」, 電気学会論文誌 B, Vol.119-B, No.12, pp.1470~1475, 1999/12.
- (2) 高橋 理音, 田村 淳二, 多田 泰之, 栗田 篤 : 「可変速発電機とその励磁制御系モデルの構築」, 電気学会論文誌 B, Vol.124, No.2, pp.181~189, 2004/2.
- (3) 高橋 理音, 田村 淳二, 二見基生, 木村 守, 井出一正 : 「交流励磁形同期発電機を用いた風力発電システムの新しい制御法」, 電気学会論文誌 B, Vol.126, No.2, pp.225~235, 2006/2.
- (4) L.Wu, R.Takahashi, M.Nakagawa, T.Murata, J.Tamura : “A Basic Study of Wind Generator Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine”, 電気学会論文誌 B, Vol.124, No.9, pp.1101~1110, 2004/9.
- (5) 島 義和, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二, 戸巻 雄一, 富永 忍, 坂原 淳史 : 「2 質点モデルによる風力発電機の過渡安定度シミュレーション」, 電気学会論文誌 B, Vol.125, No.9, pp.855~864, 2005/9.

国際会議論文

- (1) R.Takahashi, J.Tamura, Y.Tada, A.Kurita : ”Derivation of Phase-Domain Model of an Induction Generator in Terms of Instantaneous Values”, IEEE PES 2000 Winter Meeting, Electric Machinery Committee (6 pages), 2000/1.
- (2) R.Takahashi, J.Tamura, Y.Tada, A.Kurita : “Model Derivation of an Adjustable Speed Generator and Its Excitation Control System”, Proc. of 14-th Power System Computation Conference, Session-06, paper-4 (6 pages), 2002/6.
- (3) L.Wu, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : ”A Basic Study of Fuzzy-Logic-Based Power System Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine”, 2002 IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering Proceedings, Vol.III, p.2015~2018, 2002/10.
- (4) R.Takahashi, J.Tamura, S.Yonaga, S.Tominaga, A.Sakahara, S.Suzuki : “Model Derivation of Variable Speed Wind Generator Using Permanent Magnet Synchronous Machine”, Conference Proc. of ICEM 2004 (International Conference on Electrical Machines), No.247 (6 pages), 2004/9.
- (5) R.Takahashi, J.Tamura, K.Ide : “A New Control Method of Doubly-Fed Synchronous Machine for a Wind Energy Conversion System”, Conference Proc. of ICEM 2004 (International Conference on Electrical Machines), No.248 (6 pages), 2004/9.
- (6) L.Wu, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “Wind Generator Stabilization With Doubly-Fed Asynchronous Machine”, Conference Proc. of ICEM 2004 (International Conference on Electrical Machines), No.255 (6 pages), 2004/9.
- (7) S.M.Muyeen, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “A Method to Calculate Initial Conditions of Wind Generator in Transient Stability Simulation”, Proc. of IEEE 3rd International Conference on Electrical & Computer Engineering (ICECE2004), p.175-178, 2004/12.

- (8) S.M.Muyeen, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “Transient Stability Enhancement of Wind Generator by Online Logical Controller with the Consideration of Initial Condition Settings”, Proc. of the 5th International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2005), S29-1, p.1065-1071, 2005/4.
- (9) S.M.Muyeen, M.H.Ali, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura, Y.Tomaki, A.Sakahara, E.Sasano : “Transient Stability Analysis of Wind Generator System with the Consideration of Multi-Mass Shaft Model”, Proc. of 2005 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2005), No.P0451 (6 pages), 2005/11.
- (10) R.Takahashi, J.Tamura, M.Futami, M.Kimura, K.Ide : “Wind Farm Stabilization by Doubly-Fed Synchronous Wind Generator”, Proc. of 2005 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2005), No.P0482 (6 pages), 2005/11.
- (11) S.M.Muyeen, M.A.Mannan, M.H.Ali, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “Stabilization of Grid Connected Wind Generator by STATCOM”, Proc. of 2005 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2005), No.P0476 (6 pages), 2005/11.
- (12) R.Takahashi, L.Wu, T.Murata, J.Tamura : “An Application of Flywheel Energy Storage System for Wind Energy Conversion”, Proc. of 2005 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2005), No.P0523 (6 pages), 2005/11.

その他論文

- (1) 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」, 平成 11 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文集(分冊 A), No.32, pp.239~244, 1999/8.
- (2) 高橋 理音, 田村 淳二, 多田 泰之, 栗田 篤 : 「可変速揚水発電機とその励磁制御系モデルの構築」, 電気学会回転機研究会資料 RM-00-10, 2000/5.
- (3) W.Li, S.Nagahama, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “A Basic Study of Power System Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine”, 平成 13 年電気学会全国大会, No.5-014, 2001/3.
- (4) L.Wu, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “A Basic Study of Fuzzy-Logic-Based Power System Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine”, 電気学会回転機研究会資料 RM-01-126, 2001/10.
- (5) 高橋 理音, 田村 淳二, 多田 泰之, 栗田 篤 : 「可変速発電機とその励磁制御系モデルの構築」, 電気学会電力技術研究会資料 PE-01-35, 2001/10.
- (6) L.Wu, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “A Basic Study of Fuzzy-Logic-Based Power System Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine”, 電気学会回転機研究会資料 RM-01-126, 2001/10.
- (7) 小野 章太郎, 杉野 広治, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二 : 「出力制御系を含む風力発電機の過渡安定度シミュレーション」, 電気学会回転機研究会資料 RM-02-37, 2002/5.
- (8) 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 EMT P 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第 21 回シミュレーション・テクノロジー・コンファレンス, No.7-2, pp.225-228, 2002/6.
- (9) 高橋 理音, 田村 淳二, 多田 泰之, 栗田 篤 : 「可変速発電機とその励磁制御系モデルの構築」, 平成 14 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文集(分冊 A), 論文 I, No.32, pp.222~227, 2002/8.

- (10) 山崎 哲哉, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二, 世永 茂, 松村 喜治, 久保 宏 : 「複数風力発電機を含む電力系統の過渡安定度シミュレーション」, 平成 14 年電気学会産業応用部門大会, No.289, 2002/8.
- (11) 山崎 哲哉, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二, 世永 茂, 松村 喜治, 久保 宏 : 「風力発電機の過渡安定度シミュレーション(複数の発電機を含む場合の解析)」, 電気学会電力技術研究会資料 PE-02-17, 2002/9.
- (12) 杉野 広治, 島 義和, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二, 世永 茂, 松村 喜治, 久保 宏, 鈴木 伸一 : 「風力発電機の過渡安定度に関するシミュレーション(複数の発電機を含む場合の解析 - その 2)」, 電気学会回転機研究会資料 RM-02-107, 2002/10.
- (13) L.Wu, R.Takahashi, M.Nakagawa, T.Murata, J.Tamura : “A Basic Study of Wind Generator Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine”, 平成 15 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文集(分冊 B), 論文 I, No.63, pp.111~116, 2003/8.
- (14) 高橋 理音, 田村 淳二 : 「交流励磁形同期機を用いた可変速風力発電機モデルの導出」, 電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-03-102, 2003/6.
- (15) 高橋 理音, 田村 淳二, 世永 茂, 水野 隆裕, 鈴木 伸一 : 「永久磁石形同期機を用いた可変速風力発電機モデルの構築」, 平成 15 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文集(分冊 B), 論文 I, No.61, pp.99~104, 2003/8.
- (16) L.Wu, R.Takahashi, M.Nakagawa, T.Murata, J.Tamura : “A Basic Study of Wind Generator Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine”, 平成 15 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文集(分冊 B), 論文 I, No.63, pp.111~116, 2003/8.
- (17) 高橋 理音, 田村 淳二, 井出 一正 : 「交流励磁形同期機を用いた風力発電システムの新しい制御法」, 電気学会回転機研究会資料 RM-03-95, 2003/10.
- (18) 島 義和, 高橋理音, 村田年昭, 田村淳二, 世永 茂, 富永 忍, 坂原淳史, 鈴木伸一 : 「2 質点モデルによる風力発電機の過渡安定度のシミュレーション」, 平成 16 年電気学会全国大会, No.5-107, 2004/3.
- (19) 高橋 理音, 田村 淳二, 井出 一正 : 「交流励磁形同期発電機を用いた風力発電システムの新しい制御法」, 平成 16 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文集, 論文 I, No.39, pp.36-1~36-6, 2004/8.
- (20) 高橋 理音, 田村 淳二, 世永 茂, 富永 忍, 坂原淳史, 鈴木伸一 : 「永久磁石形同期発電機を用いた可変速風力発電システムモデルの構築」, 平成 16 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文集, 論文 I, No.42, pp.37-1~37-8, 2004/8.
- (21) 島 義和, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二, 世永 茂, 富永 忍, 坂原淳史, 鈴木伸一 : 「2 質点モデルによる風力発電機の過渡安定度のシミュレーション」, 平成 16 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文集, 論文 I, No.43, pp.37-9~37-14, 2004/8.
- (22) 武 黎, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二 : “Smoothing Control of Wind Farm Output Fluctuation with Doubly-fed Asynchronous Machine”, 電気学会回転機研究会資料 RM-04-98, 2004/10.
- (23) 高橋 理音, 田村 淳二, 戸巻 雄一, 富永 忍, 坂原 淳史, 鈴木 伸一 : 「永久磁石形同期発電機を用いた可変速風力発電システムに関する実効値解析モデルの構築」, 電気学会回転機研究会資料 RM-04-100, 2004/10.
- (24) 梅木 玄可, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二, 戸巻 雄一, 富永 忍, 坂原 淳史 : 「ピッチ制

- 御系による風力発電機の安定化に関する研究」, 電気学会回転機研究会資料 RM-05-52, 2005/5.
- (25) 古川 貴之, 高橋理音, 村田年昭, 田村淳二: 「超電導エネルギー貯蔵装置 (SMES) による風力発電機の出力変動補償」, 電気学会回転機研究会資料 RM-05-51, 2005/5.
- (26) 高橋 理音, 田村 淳二, 戸巻 雄一, 坂原 淳史, 笹野 栄一: 「永久磁石形同期発電機を用いた可変速風力発電システムによるウインドファーム安定化」, 電気学会回転機研究会資料 RM-05-114, 2005/10.
- (27) 古川貴之, 高橋理音, 村田年昭, 田村淳二, 戸巻雄一, 坂原淳史, 笹野栄一: 「超電導エネルギー貯蔵装置 (SMES) による風力発電機の長周期出力変動補償」, 電気学会回転機研究会資料 RM-05-116, 2005/10.
- (28) 信田 真顕, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二: 「可変速フライホイール発電機と風力発電機を応用したピークカットシステムに関する研究」, 電気学会回転機研究会資料 RM-05-115, 2005/10.
- (29) 高橋 理音, 田村 淳二: 「フライホイール電力貯蔵装置による小規模系統向け周波数安定化制御」, 平成 18 年電気学会全国大会, No.5-901, 2006/3.

講演論文

- (1) 高橋 理音, 田村 淳二, 小島 雪夫, 多田 泰之, 岡本 浩: 「誘導発電機の瞬時値相座標モデルの導出 (その 1)」, 平成 10 年度電気関係学会北海道支部連合大会, No.409, 1998/10.
- (2) 高橋 理音, 田村 淳二, 小島 雪夫, 多田 泰之, 岡本 浩: 「誘導発電機の瞬時値相座標モデルの導出 (その 2)」, 平成 10 年度電気関係学会北海道支部連合大会, No.410, 1998/10.
- (3) 高橋 理音, 長濱 俊介, 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 (その 1)」, 平成 11 年度電気関係学会北海道支部連合大会, No.66, 1999/10.
- (4) 高橋 理音, 長濱 俊介, 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 (その 2)」, 平成 11 年度電気関係学会北海道支部連合大会, No.67, 1999/10.
- (5) 高橋 理音, 田村 淳二, 多田 泰之, 栗田 篤: 「可変速揚水発電機とその励磁制御系モデルの構築」, 平成 12 年度電気関係学会北海道支部連合大会, No.30, 2000/10.
- (6) 高橋 理音, 田村 淳二, 多田 泰之, 栗田 篤: 「可変速発電機とその励磁制御系システムの過渡応答シミュレーション」, 平成 13 年度電気関係学会北海道支部連合大会, No.195, 2001/10.
- (7) W.Li, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura: "A Basic Study of Fuzzy-Logic-Based Power System Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine", 平成 13 年度電気関係学会北海道支部連合大会, No.200, 2001/10.
- (8) L.Wu, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura: "A Basic Study of Wind Generator Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine (Part-1)", 平成 14 年度電気関係学会北海道支部連合大会, No.19, 2002/10.
- (9) L.Wu, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura: "A Basic Study of Wind Generator Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine (Part-2)", 平成 14 年度電気関係学会北海道支部連合大会, No.20, 2002/10.
- (10) 山崎 哲哉, 高橋 理音, 杉野 広治, 村田 年昭, 田村 淳二, 世永 茂, 松村 喜治, 水野 隆裕,

- 鈴木 伸一：「電力系統における複数風力発電機の過渡安定度シミュレーション(その 1)」，平成 14 年度電気関係学会北海道支部連合大会，No.21, 2002/10.
- (11) 杉野 広治，島 義和，高橋 理音，村田 年昭，田村 淳二，世永 茂，松村 喜治，水野 隆裕，鈴木 伸一：「電力系統における複数風力発電機の過渡安定度シミュレーション(その 2)」，平成 14 年度電気関係学会北海道支部連合大会，No.22, 2002/10.
- (12) L.Wu, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “A Basic Study of Wind Generator Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine (Part-3)”，平成 15 年度電気関係学会北海道支部連合大会，No.32, 2003/10.
- (13) L.Wu, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “A Basic Study of Wind Generator Stabilization with Doubly-Fed Asynchronous Machine (Part-4)”，平成 15 年度電気関係学会北海道支部連合大会，No.20, 2003/10.
- (14) 島 義和，高橋 理音，村田 年昭，田村 淳二：「風力発電システムの過渡動特性のシミュレーション解析，平成 15 年度電気関係学会北海道支部連合大会」，No.31, 2003/10.
- (15) 島 義和，高橋 理音，村田 年昭，田村 淳二：「風車における慣性定数の算出」，平成 15 年度電気関係学会北海道支部連合大会，No.33, 2003/10.
- (16) 高橋 理音，田村 淳二，世永 茂，坂原 淳史，鈴木 伸一，富永 忍：「永久磁石形同期機を用いた可変速風力発電システムモデルの構築(その 1)ーシステムのモデリングと制御手法の考察ー」，平成 15 年度電気関係学会北海道支部連合大会，No.35, 2003/10.
- (17) 高橋 理音，田村 淳二，世永 茂，坂原 淳史，鈴木 伸一，富永 忍：「永久磁石形同期機を用いた可変速風力発電システムモデルの構築(その 2)ーシミュレーションによるモデリング手法の評価ー」，平成 15 年度電気関係学会北海道支部連合大会，No.36, 2003/10.
- (18) S.M.Muyeen, M.H.Ali, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “Transient Stability Analysis of a Multi-Machine Power System Including Wind Power Stations”，平成 15 年度電気関係学会北海道支部連合大会，No.235, 2003/10.
- (19) L.Wu, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “Smoothing Control of Wind Farm Output Fluctuation with Doubly-fed Asynchronous Machine (Part 1)”，平成 16 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会，No.14, 2004/10.
- (20) L.Wu, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “Smoothing Control of Wind Farm Output Fluctuation with Doubly-fed Asynchronous Machine (Part 2)”，平成 16 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会，No.15, 2004/10.
- (21) 高橋 理音，田村 淳二，戸巻 雄一，富永 忍，坂原 淳史，鈴木 伸一：「永久磁石形同期発電機を用いた可変速風力発電システムに関する実効値解析モデルの構築(その 1)ー解析精度向上の検討ー」，平成 16 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会，No.21, 2004/10.
- (22) 高橋 理音，田村 淳二，戸巻 雄一，富永 忍，坂原 淳史，鈴木 伸一：「永久磁石形同期発電機を用いた可変速風力発電システムに関する実効値解析モデルの構築(その 2)ーシミュレーションによるモデルの妥当性評価ー」，平成 16 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会，No.22, 2004/10.
- (23) 島 義和，高橋 理音，村田 年昭，田村 淳二，世永 茂，富永 忍，坂原 淳史，鈴木 伸一：「2 質点風力発電機モデルを用いた不平衡故障時における過渡安定度シミュレーション」，平成 16 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会，No.23, 2004/10.

- (24) S.M.Muyeen, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “Initial Conditions Calculation Method of Wind Generator in Transient Stability Simulation (Part-1)”, 平成 16 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.217, 2004/10.
- (25) S.M.Muyeen, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “Initial Conditions Calculation Method of Wind Generator in Transient Stability Simulation (Part-2)”, 平成 16 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.218, 2004/10.
- (26) S.M.Muyeen, R.Takahashi, T.Murata, J.Tamura : “A Consideration on Wind Turbine Power Coefficient Characteristic”, 平成 16 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.219, 2004/10.
- (27) 梅木 玄可, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二, 戸巻 雄一, 坂原 淳史, 笹野 栄一 : 「ピッチ制御系による風力発電機の安定化に関する研究」, 平成 17 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.28, 2005/10.
- (28) 高橋 理音, 田村 淳二, 戸巻 雄一, 坂原 淳史, 笹野 栄一 : 「可変速風力発電システムを用いたウインドファーム安定化」, 平成 17 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.29, 2005/10.
- (29) 古川 貴之, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二, 戸巻 雄一, 坂原 淳史, 笹野 栄一 : 「超電導エネルギー貯蔵装置(SMES)による風力発電機の出力変動補償」, 平成 17 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.31, 2005/10.
- (30) 信田 真顕, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二 : 「可変速フライホイール発電機と風力発電機を応用したピークカットシステムに関する研究」, 平成 17 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.32, 2005/10.
- (31) S.M.Muyeen, M.H.Ali, 高橋 理音, 村田 年昭, 田村 淳二, 戸巻 雄一, 坂原 淳史, 笹野 栄一 : “Effect of Multi-Mass Shaft Model on Transient Stability Analysis of Wind Turbine Generator System”, 平成 17 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.170, 2005/10.