

三重大学大学院工学研究科 修士論文

スイッチトリラクタンスジェネレータを用いた
風力発電システムの電力変換回路の開発に関する研究



平成 18 年度
三重大学大学院工学研究科 博士前期課程
電気電子工学専攻 エネルギーシステム講座
小川 和俊

目次

1. 緒言	3
1.1. 研究の背景	3
1.1.1. 風力発電の現状	3
1.1.2. SRM(Switched Reluctance Motor)の現状	5
1.2. 研究の目的	7
1.3. 本論文の構成	9
2. SRG の特性	10
2.1. SRG の構造	10
2.2. インダクタンス分布	11
2.3. トルク発生原理	13
2.4. 実機のインダクタンス測定	15
2.5. 発電エネルギー	17
3. SRG を用いた発電システム	18
3.1. 提案システム構成図	18
3.2. 提案システム回路図	19
3.3. 励磁回路動作	25
3.4. 風車模擬装置	26
3.5. 磁化曲線測定回路	32
3.6. 瞬時値比較制御方式	35
3.7. 電力推定法	41
3.7.1. 電力推定に伴う問題点	41

目次

3.7.2.	電力推定手法	42
3.8.	電力推定結果	44
3.9.	効率の測定	49
4.	出力電力制御法	52
4.1.	最大電力追従制御	52
4.1.1	出力電力特性	53
4.1.2	最大電力追従制御	54
4.1.3	定抵抗制御回路	58
4.2.	DC/AC コンバータ	72
4.2.1.	系統連係・入力電圧一定制御法	73
4.2.2.	DC/AC コンバータ実験結果及び考察	75
5.	結言	77
	参考文献	78
	論文目録	80
	謝辞	81

1. 緒言

1.1. 研究の背景

1.1.1. 風力発電の現状

21 世紀に入り、国際情勢の緊迫化や中国経済の活発化に伴う国際的エネルギー需給逼迫の可能性も指摘され、また地球温暖化をはじめとする地球環境問題が顕在化し、気候変動枠組み条約締約国会議で約束されたいわゆる「京都議定書」も 2005 年 2 月に発効され、環境負荷の少ない石油代替エネルギーである新エネルギーの導入促進が重要となってきた。新エネルギーの中でも、自然エネルギーである風力エネルギーは、有力な再生可能エネルギーで、二酸化炭素、硫黄酸化物等の大気汚染物質の排出を伴わないクリーンなエネルギーであり、また新エネルギーの中では経済的にも有望であることから、その導入促進が期待されている。

風力発電は、既に欧米では相当容量の商業運転が行われ、2004 年末現在、世界の風力発電総設備容量は約 4,757 万 kW に達しており、ドイツ（約 1,663 万 kW）、アメリカ（約 675 万 kW）、スペイン（約 826 万 kW）、デンマーク（約 312 万 kW）、インド（約 298 万 kW）等で導入が進んでいる。わが国においても、電気事業法関連法令の改正による設置手続き等の簡素化、電力会社による電力長期購入制度の整備、NEDO による助成制度等を背景として、風力発電の導入が盛んに行われ、2005 年 3 月末現在の導入総設備容量は約 93 万 kW であり、経済産業省の総合資源エネルギー調査会「新エネルギー部会報告書」

1. 緒言

(2001 年 6 月) では、国の導入目標を 2010 年度までに約 300 万 kW と定めている。

さらに、2003 年 4 月には「電気事業者による新エネルギー等に関する特別措置法（通称 RPS 法）」が施行され、また、環境省においては国立・国定公園内における風力発電施設の設置に関する取り扱いの検討を行い、2004 年 4 月に自然公園法施行規則を改正し、新たに風力発電装置に係る審査基準が追加されたことから、さらなる導入が見込まれる。

1. 緒言

1.1.2. SRM(Switched Reluctance Motor)の現状

現在、エアコン・冷蔵庫などに使われているコンプレッサー用モータや、洗濯機・掃除機などの駆動用モータなど様々な用途において、フェライト磁石を用いた永久磁石モータが多く実用化されている。しかし、フェライト磁石を用いたモータより小型で高出力のものが要求されており、これは永久磁石に強力な希土類磁石を用いることで可能である。

しかし、希土類元素は地球上にわずかしかな存在しない資源であり、今後の価格上昇の可能性もあり、価格推移が不透明である。その一方で、地球環境保全が強く意識され、モータドライブを含むシステム全体の高効率化が重要な課題となってきた⁽⁴⁾。

そこで近年注目されてきているのが、SRM である。このモータは、ギャップ磁束密度を鉄心の飽和磁束密度まで高めることで、フェライト磁石型永久磁石モータより高出力が可能である。また、回転子に巻線を施さないことからモータ構造が簡単かつ堅牢で、機械的接触部がないため保守が簡単である。さらに、高温などの特殊な環境下での使用が可能で、信頼性が高く、リサイクルが容易であるなどの特長が上げられる。

しかし、SRM の構造上の理由から発生する脈動トルクに起因する振動、騒音などの問題があり、今まで普及が妨げられてきた。また、SRM を駆動する際、脱調する恐れがあるため、高性能な駆動装置や位置センサを必要とした点も普及を妨げる一因に上げられる。

ところが、近年においては、パワーエレクトロニクスやデジタル制御、半導体技術などの進歩に伴い、SRM は安価でかつ誘導機に比べると高効率であるという点から、将来他のモータにとって変わる可能性を有するものとして、盛んに研究開発が行われている。例として、モータのトルク脈動成分を補償した振動抑制制御や磁化曲線を利用した位置センサレス制御などがあげられる。実際に SRM を駆動用モータとして用いた製品としては、欧米では洗濯機、日本では遠心分離器などが上げられる⁽¹⁾。このように、駆動システムとし

1. 緒言

て利用する用途に関しては、様々な報告がなされている。

一方、SRM を発電機 SRG(Switched Reluctance Generator)として用いた場合、その可変速運転が可能であり、回転子の慣性モーメントが小さく、多極機の製作も容易であることから、風力発電機への応用が期待できる⁽⁵⁾。しかしながら、SRG を用いた風力発電に関して、発電特性まで含めた詳細な検討については未だ不十分であり、発電システムとして利用可能であるかどうかについて、検討あるいは実用化されたという報告例は少なく、確固たるものはない。

1. 緒言

1.2. 研究の目的

前研究者らの成果として、風力発電の発電機として SRG を用いたシステムの検討がなされ、提案回路において電力を取り出すことが可能となった⁽⁶⁾⁽⁷⁾。また、SRG の出力電力特性は回転数と風速に依存し、風速が異なれば最大電力を出力する回転数が異なるため任意の風速に対して回転数を自動的に変化させる制御（最大電力追従制御）法が検討され、実験によりその有効性が示された⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。またこれらの制御法は、励磁電力、発電電力を含む出力電力のすべてを SRG の出力端子に接続された抵抗素子で消費するシステムにおいて検討されてきた。しかし、実際のシステムにおいては、発電電力を系統へ送るため SRG の出力端子に昇圧用の DC/DC コンバータ、系統連係用の DC/AC コンバータが必要となる。これらを接続した際、SRG の出力端子に接続された回路の入力抵抗値により SRG の出力電力特性は異なり、最大電力を出力する動作点は変化する。また入力抵抗値は回路のスイッチング状態だけではなく、DC/DC コンバータの出力端子に接続される回路状態や励磁電力、発電電力を含む DC/DC コンバータの入力電力に大きく依存する。前研究者らによって提案された最大電力追従制御は風速の変化に対して、電流指令により回転数を制御することで最大電力追従を実現し、SRG の出力端子に接続される抵抗値は一定であることを前提とし検討されている。もし DC/DC コンバータ等が接続された場合には、風速だけではなく DC/DC コンバータの入力抵抗値により最大電力を出力する動作点が異なるため最大電力追従制御は複雑化し、更なる検討が必要になる。また得られた電力を系統へ送るための電力制御法についても十分に検討されていない。

本論文では、DC/DC コンバータ（定抵抗制御回路）を用いた最大電力追従制御の簡単化の一手法を提案し、DC/DC コンバータ接続時において前研究者らによって検討されてきた

1. 緒言

最大電力追従制御を適応し，その制御手法が有効であるか検討する。

また本論文では，得られた電力を系統へ送るための DC/AC コンバータを用いた系統連係制御手法を示し，実験によりその制御手法の有効性を示すことを目的とする。

1. 緒言

1.3. 本論文の構成

本論文は、以下のように構成されている

2 章では SRG の構造、および構造上の特徴を述べ、エネルギーの発生原理を説明する。

3 章では提案システムと実験システムの構成を述べ、実験システム 1 相分の動作を説明する。また、風車特性の模擬装置、瞬時値比較制御法、電力推定法を示した後、実験によりその有効性を示す。また本システムの効率について考察する。

4 章では、本システムにおいて用いられる電力制御法について示す。最大電力追従制御手法を示した後、定抵抗制御を用いた最大電力追従制御の実現、DC/AC コンバータを用いた励磁電圧制御、系統連係制御法について説明し、その有効性を示す。

5 章では、これらの実験結果から、SRG を用いた風力発電システムの電力制御法の有効性について検討を行う。

2. SRG の特性

2.1. SRG の構造

図 2.1 に、本研究で使用した固定子 8 極、回転子 6 極の SRG の構造図を示す。回転子はケイ素鋼板を突極状に打ち抜き、軸方向に積層したものであり、極めて簡単な構成である。固定子は内側を突極状に打ち抜き、スロットに巻線を施している。回転子に巻線を施さないことから堅牢であり、材料が主に鉄や銅であるので、入手が容易であり永久磁石を用いたモータに比べて安価に生産することが可能である。

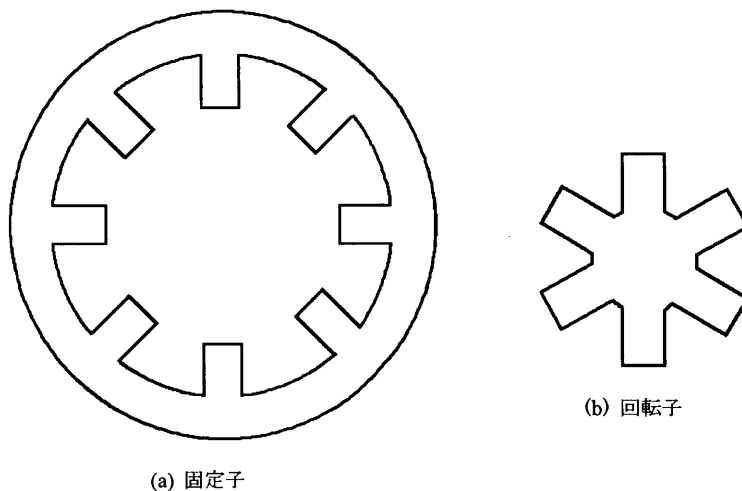


図 2.1 SRG の構造

また、固定子、回転子の相数や極数には自由度があり、運転特性と深く関係することから多種多様な用途に適用することが可能であるといえる。現在、主に使用されているものとして、3 相では 6/4 極あるいは 6/8 極、4 相では 8/6 極という組み合わせのものについて多く検討されている。

2. SRG の特性

2.2. インダクタンス分布

SRG は固定子、回転子共に突極構造を持つことから回転子が回転すると固定子と回転子のギャップ幅が変化する。このため回転子の位置によりインダクタンスが変化する。このときの固定子と回転子を平面に延ばし、回転子位置に対するインダクタンスの変化の関係を表した図（インダクタンス分布）を図 2.2 に示す。

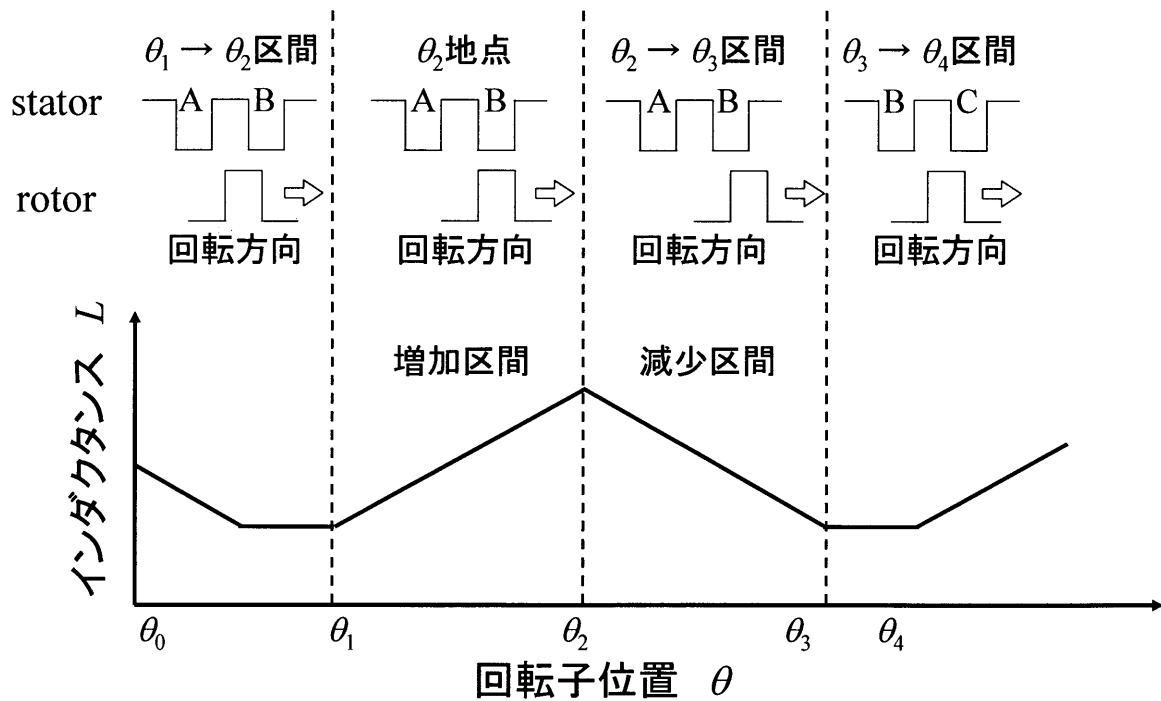


図 2.2 インダクタンス分布

図 2.2 のインダクタンス分布において $\theta_1 \sim \theta_4$ がインダクタンスの一周期を示している。またこの区間には 4 つの状態が存在している。それぞれの状態について表 2.1 を用いて説明する。

2. SRG の特性

表 2.1 回転子位置とインダクタンスの関係

$\theta_1 \sim \theta_2$ の区間	ギャップ幅が徐々に狭くなっていくので、インダクタンスが増加していく。
θ_2 地点	固定子一回転子のギャップ幅が最小となり、インダクタンスが最大となる。
$\theta_2 \sim \theta_3$ の区間	ギャップ幅が徐々に広がっていくので、インダクタンスが減少していく。
$\theta_3 \sim \theta_4$ の区間	固定子一回転子間のギャップ幅は最も広い状態で一定となりインダクタンスは最小で一定となる。

2.3. トルク発生原理

SRG は固定子及び回転子が突極構造であるという特性を生かしたトルク発生原理を持っている。このトルク発生原理について、図 2.3 に示す。

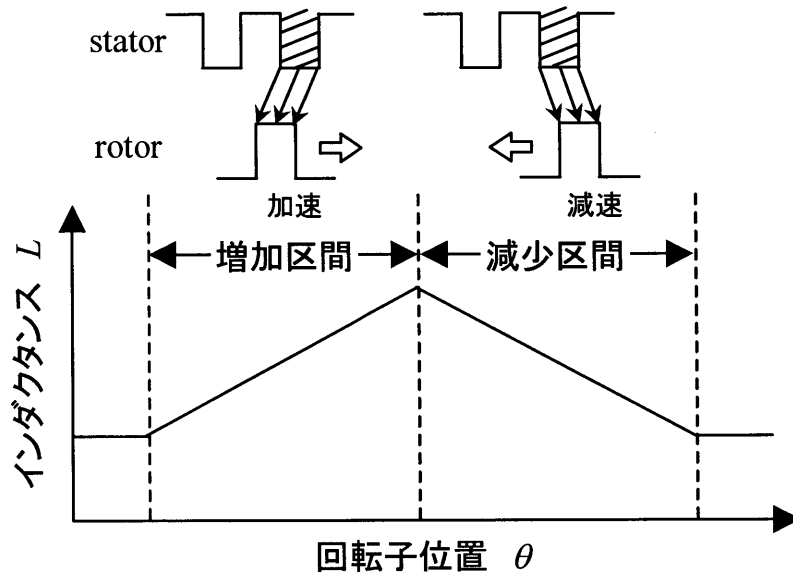


図 2.3 トルク発生原理

トルク T は回転子位置変化による磁気随伴エネルギー W'_m の変化から(2.1)式のように表される。

$$T = \frac{\partial W'_m}{\partial \theta} \dots\dots\dots(2.1)$$

ここで、正弦波電流駆動で、磁気回路が線形であるという仮定に基づけば、(2.1)式は(2.2)式のように表すことができる。

$$T = \frac{1}{2} \left[i_A^2 \frac{\partial L_A(\theta)}{\partial \theta} + i_B^2 \frac{\partial L_B(\theta)}{\partial \theta} + i_C^2 \frac{\partial L_C(\theta)}{\partial \theta} + i_D^2 \frac{\partial L_D(\theta)}{\partial \theta} \right] + \left[i_A i_B \frac{\partial M_{AB}(\theta)}{\partial \theta} + i_B i_C \frac{\partial M_{BC}(\theta)}{\partial \theta} + i_C i_D \frac{\partial M_{CD}(\theta)}{\partial \theta} + i_D i_A \frac{\partial M_{DA}(\theta)}{\partial \theta} \right] \dots\dots\dots(2.2)$$

2. SRG の特性

$L_A \sim L_D$ は各相の自己インダクタンスを表し、 $M_{AB} \sim M_{DA}$ は巻き線間の相互インダクタンスを示している。また、 $i_A \sim i_D$ は各相に流れる電流を示している。

ここで、本研究で使用している SRG は集中巻構造であるため、巻き線間の相互インダクタンスが自己インダクタンスに対して非常に小さいため事実上無視することができるので、(2.2)式は(2.3)式のように改められる。

$$T = \frac{1}{2} \left[i_A^2 \frac{\partial L_A(\theta)}{\partial(\theta)} + i_B^2 \frac{\partial L_B(\theta)}{\partial(\theta)} + i_C^2 \frac{\partial L_C(\theta)}{\partial(\theta)} + i_D^2 \frac{\partial L_D(\theta)}{\partial(\theta)} \right] \dots\dots\dots(2.3)$$

(2.3)式より、以下に示すようにトルクが発生する。

インダクタンス増加区間：固定子と回転子との関係は、固定子に対して回転子はやや遅れた状態となる。このとき、固定子の斜線部に電流を流し磁界を発生させると回転子は固定子に引き付けられる方向に正のトルクを発生し、加速する。

インダクタンス減少区間：固定子と回転子との関係は、固定子に対して回転子はやや進んだ状態となる。このとき、固定子の斜線部に電流を流し磁界を発生させると回転子は固定子に引き付けられる方向に負のトルクを発生し、減速する。

本研究ではトルクが負の区間、つまりインダクタンス減少区間に SRG に電流を流すことで発電エネルギーを取り出す。

2.4. 実機のインダクタンス測定

本研究で使用する SRG のインダクタンス減少区間を調べるために、インダクタンス分布の測定を行った。測定回路を図 2.4 に示す。

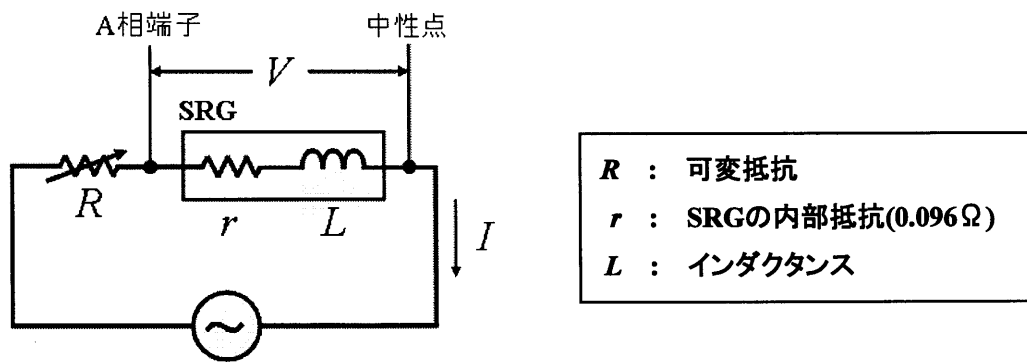


図 2.4 インダクタンス測定回路

ここで、可変抵抗 R を直列に接続しているのは、SRG の内部抵抗 r とインダクタンス L がとても低いため、電源を接続した際に大きな電流を流さないためであります。これは SRG の巻き線の欠損を防ぐためでもあります。この回路によるインダクタンス分布の測定法を以下に示す。

まず、巻線の一相に対して 60Hz の正弦波交流電圧を印加し、電流を一定として回転子の位置を少しずつずらしていき、その時の電圧を測定する。巻線のインピータンス Z は(2.4)式のように求められる。

$$Z = \frac{V}{I} = \sqrt{r^2 + (\omega L)^2} \dots\dots\dots (2.4)$$

ここで V : 印加電圧, I : 巻線に流れる電流, r : 巻線抵抗, L 巻線のインダクタンスである。

よってインダクタンス L は(2.5)式より算出することができる。

$$L = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V}{I}\right)^2 - r^2} \dots\dots\dots (2.5)$$

2. SRG の特性

回転子位置 θ に対する実験機の A 相インダクタンス分布を図 2.5 に示す。

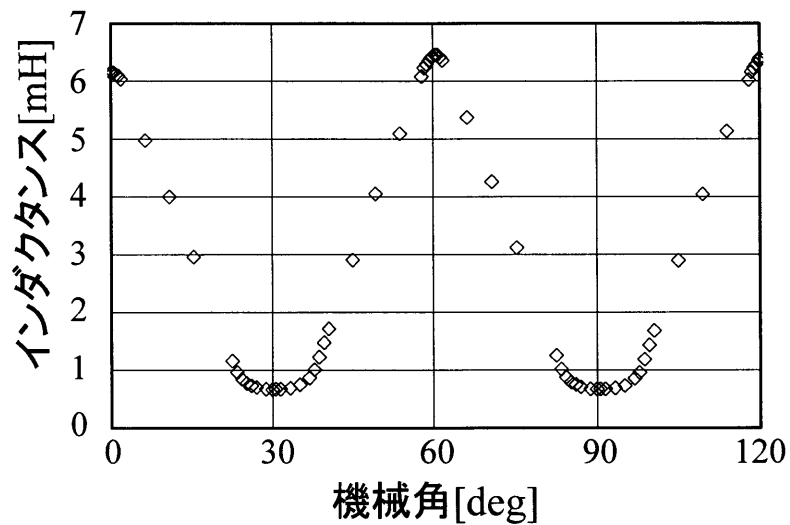


図 2.5 実験機の A 相インダクタンス分布

本研究に用いている SRG は固定子 8 極, 回転子 6 極 4 相型であるので, インダクタンス分布一周期は 60° で回転子一回転に対してインダクタンス分布は 6 周期存在する。各相の位相差は 15° であるので図 2.5 の結果からインダクタンス減少区間を求め, 励磁電圧印加区間を求める。

2.5. 発電エネルギー

SRG の磁化曲線の例を図 2.6 に示す。図 2.6 は回転子位置をパラメータとして縦軸に鎖交磁束、横軸に SRG に流れる電流をとったものである。

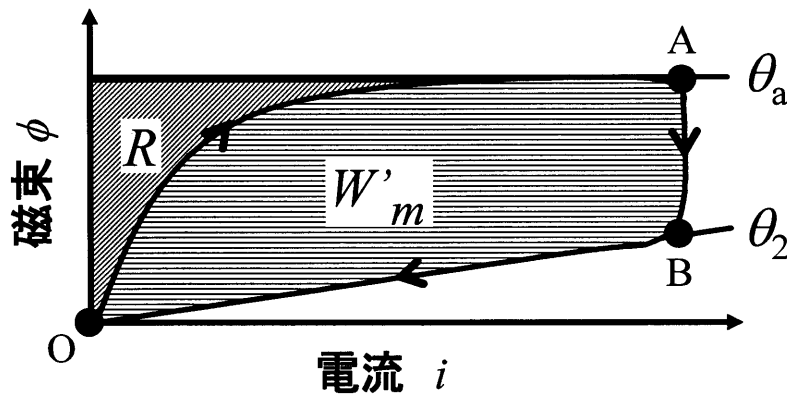


図 2.6 磁化曲線

図 2.6 の θ_a は極対向時（インダクタンス最大）の磁化曲線を表しており、 θ_2 は非対向時（インダクタンス最小）を表している。まず、インダクタンス減少区間が始まると同時に巻線を励磁し、電流を立ち上げる。これにより、磁束は原点 O から A 点に向かって増加していく。その後、励磁電圧の印加を終了すると、SRG により発電が行われる。このとき SRG の回転子が回転し、インダクタンスが減少していくので、磁束もそれに伴って A 点から B 点へ向かって減少していく。インダクタンス減少区間が終了すると、電流が急激に立ち下がるので、磁束も原点 O に収束する。このとき、励磁に必要なエネルギーは図中の R で表され、SRG から取り出されるエネルギーは W'_m で表される。

ここで W'_m / R はエネルギー比と呼ばれ、従来交流機の力率に対応するものとして捉えられている。したがって、電源の利用率や出力/体積比の観点から、SRG は積極的に磁気飽和領域で利用することが望ましい⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

3. SRG を用いた発電システム

3.1. 提案システム構成図

本研究で提案する SRG を用いた小型風力発電システムの構成を図 3.1 に示す。SRG はコンデンサ C_B に充電されたエネルギーによって励磁される。そして励磁エネルギーと SRG からの発電エネルギーは励磁回路を介し、コンデンサ C_L が接続された端子から DC/DC コンバータに入力される。そして DC/DC コンバータから出力されるエネルギーの一部は励磁エネルギーとして用いられ、残りのエネルギーが DC/AC コンバータにより系統へ送られる。また DC/DC コンバータの出力エネルギーに対して励磁エネルギーが大きい場合や、始動時のようなコンデンサ C_B に励磁エネルギーが充電されていない場合には DC/AC コンバータを用い系統より励磁電源用コンデンサ C_B へエネルギーを供給する。この制御は DC/AC コンバータによりコンデンサ C_B の端子電圧を一定に制御することで実現され、この制御により、安定した電圧が SRG に印加される。

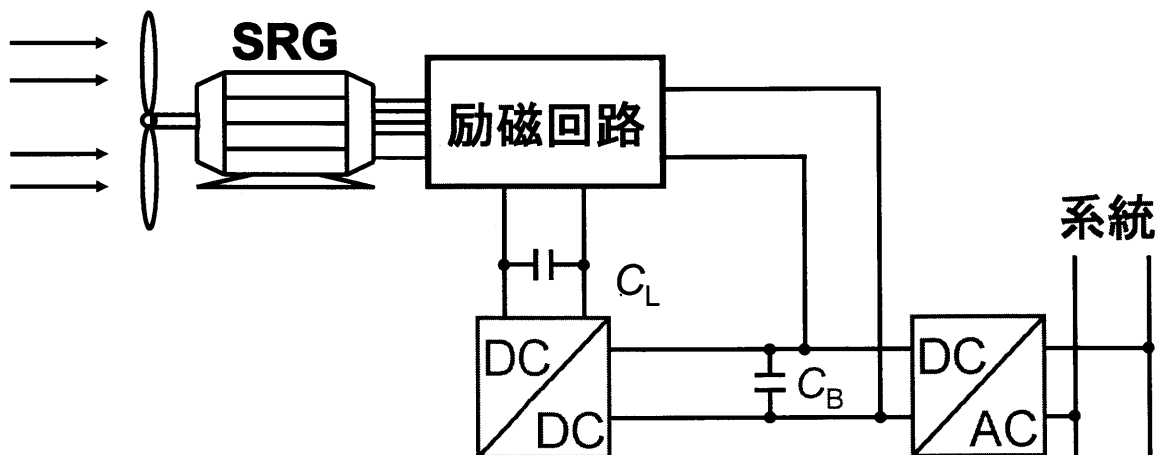


図 3.1 提案システム

3.2. 提案システム回路図

3.1 節で示した提案システム構成図を回路化したものを図 3.2 に示す。本システムで用いる励磁回路は、各相の電流・電圧が一方向で独立に制御するユニポーラ方式を用いている。ただし、一般に使われている 1 相に対して 2 個のスイッチ素子を用いる H-ブリッジ回路や、モータ相数 n に対して $n+1$ 個のスイッチを使用して構成する C-dump 回路を使用するのではなく、図 3.2 に示すような 4 個のスイッチ素子による回路にて構成されているため、素子損失の低減により、より高効率な電力変換が期待できる。

図 3.2 では、風車の代用として、図 3.3 のように、SRG とカップリングされた誘導電動機を速度制御し、風車特性を模擬している。

そして SRG の出力端子にはコンデンサ C_L が接続され、並列に LC フィルタと昇降圧チョッパより構成される定抵抗制御回路が接続される。ここで示す定抵抗制御回路とは提案システム（図 3.1）内の DC/DC コンバータに相当する。定抵抗制御回路の出力端子には励磁電源となるコンデンサ C_B が接続される。そして DC/AC コンバータはコンデンサ C_B と並列に接続され、このコンバータにより電力は系統へ送られる。またこれらの回路については 4 章において詳しく述べる。

また本論文では図 3.2 の回路図を用いた実験は行っておらず、一部を模擬システムで構築したシステムを用い、実験を行っている。各実験で用いた回路については各節において示す。また以下において、回路図の簡単化のために励磁回路、SRG は一相分の回路を用いて示し、スナバ回路については省略する。

3. SRG を用いた発電システム

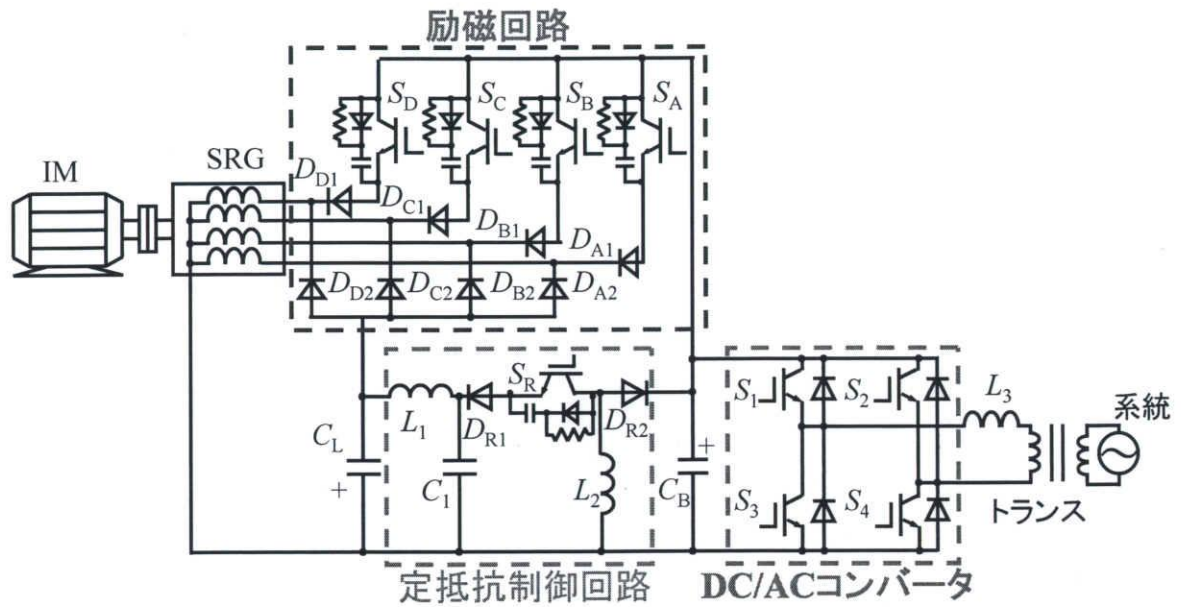


図 3.2 提案システム回路図

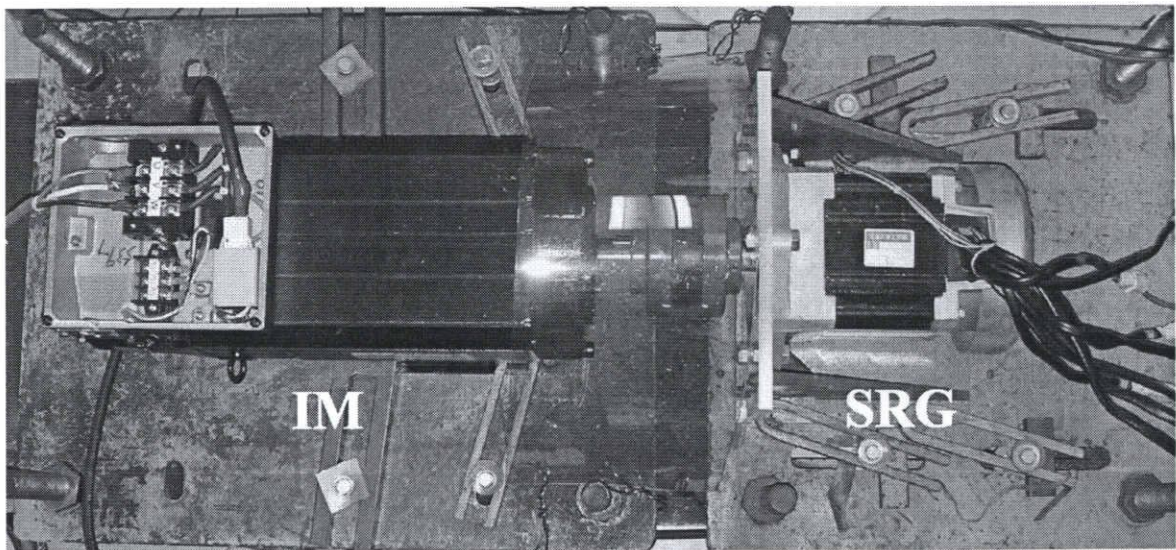


図 3.3 IM と SRG

3. SRG を用いた発電システム

実機に用いているモータの仕様を表 3.1～3.3 に示す。

前研究者や本研究の序盤においては表 3.1 の低電圧 SRG を用いて実験を行っていた。しかし、この発電機を用いたシステムは低電圧・大電流であるため扱いにくく、損失が大きい。そこで本研究では SRG を表 3.1 に示すものから表 3.2 に示す SRG に変更している。よって本論文で示している結果については表 3.2 に示す高電圧 SRG を用いた結果を基本に載せているが、一部高電圧 SRG で検討しきれていない箇所については低電圧 SRG を用いた結果を記載する。その場合には結果と共に使用した SRG を明記する。

表 3.1 低電圧 SRG

定格出力 : 3.44[kW]
定格電圧 : 48[V]
定格電流 : 84[A]
定格回転速度 : 6000[rpm]
相数 : 4 相
極数 : 固定子 8 極 回転子 6 極
内部抵抗 : 0.0076[Ω]
インダクタンス : max 403[μH] min 40[μH]

表 3.2 高電圧 SRG

定格出力 : 3.44[kW]
定格電圧 : 192[V]
定格電流 : 21[A]
定格回転速度 : 6000[rpm]
相数 : 4 相
極数 : 固定子 8 極 回転子 6 極
内部抵抗 : 0.096[Ω]
インダクタンス : average 3.4[mH] min 0.63[mH]

表 3.3 IM

定格出力 : 3.7[kW]
定格電圧 : 200[V]
定格トルク : 23.5[N・m]
定格回転速度 : 1500[rpm]
最高回転速度 : 8000[rpm]

3. SRG を用いた発電システム

次に実験において用いた各素子のパラメータを表 3.4～3.6 に示す。

また表 3.4 は低電圧 SRG，表 3.5 は高電圧 SRG を用いた時のパラメータを示し，どちらのシステムでも共通して用いたものについては表 3.6 に示す。

SRG の仕様の変更に伴い，低電圧システムで実験を行っていた時との対応をとるためには抵抗，インダクタンスは 16 倍，コンデンサは 1/16 倍のもの用いなければならない。しかし，一部の素子については耐圧，インピーダンスの関係上，それに近い素子を用いている。

表 3.4 低電圧 SRG システム素子仕様

名称	型名	メーカー	主要仕様
電解コンデンサ C_L, C_B	59B808	日本ケミコン	56mF,100V
インダクタンス L_1, L_2	B380	加美電子	0.1mH,150A
電解コンデンサ C_1	BK0-C1935-H02	ニチコン	56mF,100V
インダクタンス L_3		明電舎	12mH,48A
トランス			4 : 1 10A

表 3.5 高電圧 SRG システム素子仕様

名称	型名	メーカー	主要仕様
電解コンデンサ C_L	8J08-1APT	日本ケミコン	3.3mF,450V
インダクタンス L_1	B6-517		0.3mH
インダクタンス L_2		SANADA	1mH,20A
電解コンデンサ C_B	581808	日本ケミコン	4.7mF, 400V
電解コンデンサ C_1	TP94415	SHIZAKI	0.2mF,650V

3. SRG を用いた発電システム

表 3.6 主要部品の仕様

名称	型名	メーカー	主要仕様
高速ダイオード $D_{A1} \sim D_{D1}, D_{R1}, D_{R2}$	2FI200A-060D	富士電機	200A, 600V
IGBT モジュール $S_A \sim S_D, S_R$	2MBI400N-060	富士電機	400Amax, 600V
IGBT モジュール $S_1 \sim S_4$	2MBI75N-060	富士電機	400Amax, 600V
IGBT 用ハイブリッド IC ($S_A \sim S_D, S_R$)	EXB841	富士電機	40kHzmax
IGBT 用ハイブリッド IC ($S_1 \sim S_4$)	EXB840	富士電機	40kHzmax
CT	NNC-20CAW	NANALEM	100A-4V
PT	FR-IA1	三菱電機	

DSP の仕様を表 3.7, 表 3.8 に示す。本研究では励磁回路による電力制御と風車模擬に利用するサーボモータの制御・定抵抗制御・DC/AC コンバータ制御を別々の DSP システム (マイウェイ技研株式会社 PE-Expert3, エムティティ株式会社 LORY-8) にて行っている。

DSP では, AD 入力機能, DA 出力機能, カウンタ機能の 3 つの機能を利用している。

AD 入力機能は, 外部から入力されたアナログ信号をデジタル信号に変換し, DSP 内で扱えるようにする。PE-Expert3 では, 磁化曲線測定回路出力と A 相線電流を DSP に入力し, それらの値から電流指令値を作成している。LORY-8 では, IM の制御器に付属している負荷率計の値を DSP に入力し, その値から IM の速度指令値の作成, 定抵抗制御制御回路の入力電圧・電流を検出し入力抵抗値の算出, *duty* 指令値の決定, コンデンサ C_B の端子電圧, 系統へ流れ込む電流, 系統電圧の検出により DC/AC コンバータの指令値の作成をおこなっている。

DA 出力機能は, DSP 内の変数の値 (デジタル値) をアナログ値に変換して外部に出力する。本研究では, SRG に流れる電流指令値や風車模擬に用いている IM の速度指令値, 定抵抗制御回路の *duty*, DC/AC コンバータの指令値を出力している。

3. SRG を用いた発電システム

カウンタ機能は、モータに付属しているエンコーダパルスをも DSP に入力することで、回転子位置を知ることができる。

表 3.7 PE-Expert3 の主な仕様

ボード名	チャンネル数	分解能[bit]	入力/出力電圧定格[V]
AD	8	16	±5
DA	8	16	±10
カウンタ	—	32	+5

表 3.8 LORY-8 の主な仕様

ボード名	チャンネル数	分解能[bit]	入力/出力電圧定格[V]
AD	8	16	±10
DA	8	16	±10
カウンタ	—	16	+5

3.3. 励磁回路動作

図 3.4 に実験システムを示す。ここでは SRG，励磁回路の一相分を示し，定抵抗制御回路部は抵抗 R ，コンデンサ C_B ・DC/AC コンバータ・系統部は直流電圧源 E によって示している。図 3.4 において IGBT の ON 期間と OFF 期間を，それぞれ励磁期間，発電期間としている。励磁期間，発電期間における動作を以下に示す。

- 励磁期間

インダクタンス減少区間において，IGBT を ON すると電源から SRG に電流が流れ，SRG が励磁される。この励磁エネルギーは SRG のコイル内に蓄えられる。

- 発電期間

励磁期間が終わると IGBT を OFF し SRG のコイル内に蓄えられた励磁エネルギーと発電エネルギーが抵抗で消費される。電流の流れは SRG から抵抗を流れるループとなる。

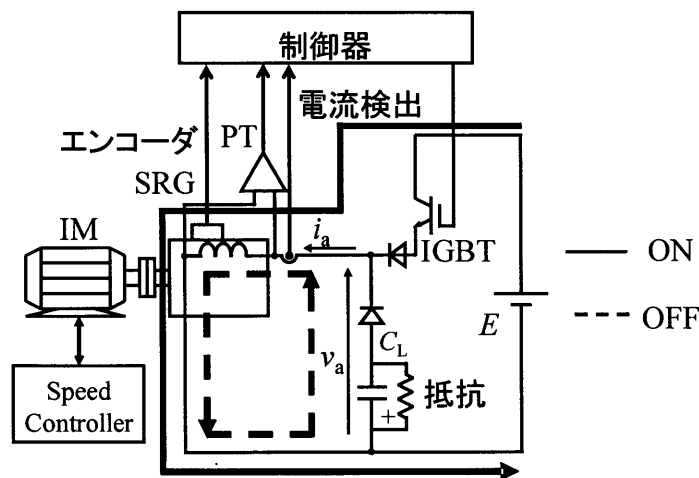


図 3.4 実験システム（一相分）

3.4. 風車模擬装置

横軸に回転速度，縦軸に出力をとって出力と回転速度を風速パラメータとして表すと図 3.5 のような山型の特性となる。一般的に風車は無負荷時に最大回転速度となり，負荷が増大するとともに回転速度は減少する。そして，ある回転速度で負荷と釣り合いその回転速度を維持する。なお負荷が増せば，出力，回転速度は減少し，さらに負荷が増すと風車は失速する。このような風車の特性を模擬するために，SRG にカップリングされた IM の速度制御を行う。風車模擬装置の構成を図 3.6 に示す。IM の専用 Controller に付属している負荷率計から出力される負荷率信号を外部の DSP に取り込む。DSP では，負荷率信号から軸トルクを算出し，それに応じた速度指令信号を作成し，専用 Controller に入力することで山型の電力特性を得る。

負荷率の定義は「運転中のモータ定格出力に対する出力比(%)」を表している。そこで，トルクを $T[\text{N}\cdot\text{m}]$ ，回転速度 $n[\text{rpm}]$ ，定格出力 $3700[\text{W}]$ ，負荷率計電圧 $v[\text{V}]$ ，負荷率計フルスケール $120[\%]$ とすると，トルクは次式を用いて求めることができる。

$$T = \frac{1.2v \times 60 \times 3700}{10 \times 2\pi n} \dots\dots\dots (3.1)$$

ただし，(3.1)式は出力があまりに定格から外れていると用いることができない。本システムでは，IM の定格トルクが $23.5[\text{N}\cdot\text{m}]$ に対して，SRG の定格トルクが $5.48[\text{N}\cdot\text{m}]$ であり，IM の定格の 20%以下の状態で制御をする必要がある。そこで，トルクメータを用いて負荷率計の補正を行い，トルクを算出する。

3. SRG を用いた発電システム

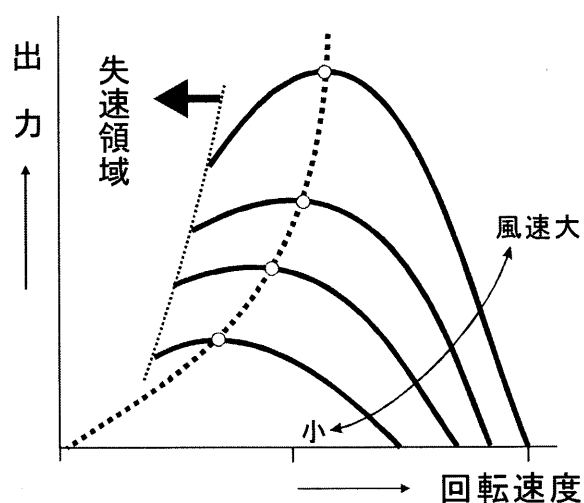


図 3.5 風車の出力電力特性の概形

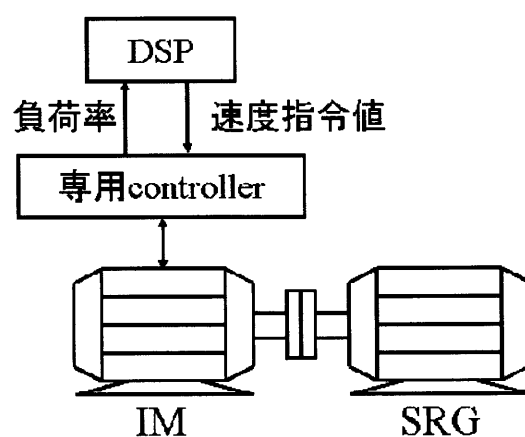


図 3.6 風車模擬装置

トルクメータを用いてトルクを測定する前に、トルクメータの誤差を調整するための更正曲線を求める必要がある。更正曲線測定装置を図 3.7 に示す。図 3.7 ではトルクメータに先に重りのついた棒を地面に平行に取り付けている。重りの重さを変化させることで、軸トルク $T[\text{N}\cdot\text{m}]$ を変化させ、そのときのトルクメータからの出力電圧 $V_T[\text{V}]$ を測定する。測定結果を図 3.8 に示す。図 3.8 より、次式の更正曲線を得ることができた。

3. SRG を用いた発電システム

$$T = 5.0298V_T - 0.0217 \quad (\text{正転}) \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

$$T = 4.9895V_T - 0.0602 \quad (\text{反転}) \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

(3.2)式 と(3.3)式の 2 式あるのは回転方向のためである。高電圧 SRG を用いる際は (3.2) 式, 低電圧 SRG を用いる際には(3.3)式を用いる。次に負荷率計の補正について図 3.9 を用いて説明する。図 3.9 では直流機と IM の間にトルクメータをカップリングし, 直流機を発電機として動作させ, 軸トルクを変化させる。そして, 回転速度が 900rpm, 1800rpm, 2700rpm のときの負荷率計電圧 V_F [V]とトルクメータから求めたトルク (更正後) T [N・m]の関係を測定した。測定結果を図 3.10 に示す。図 3.10 より次式の負荷率計補正曲線を得ることができた。

$$T = -0.1272V_F^3 + 1.0978V_F^2 - 0.5577V_F \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

(3.4)式を用いることで軸トルクを算出する。

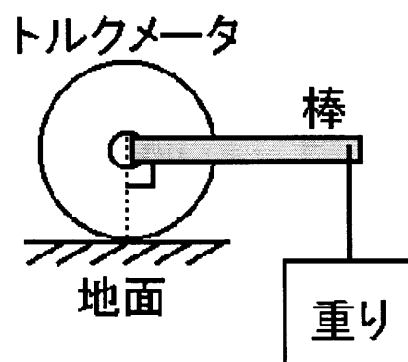


図 3.7 更正曲線測定装置

3. SRG を用いた発電システム

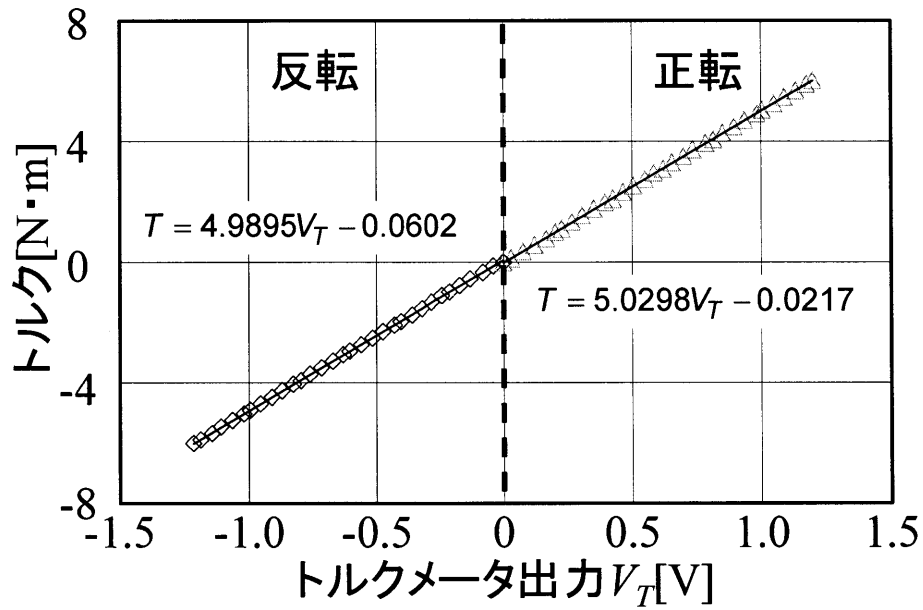


図 3.8 更正曲線

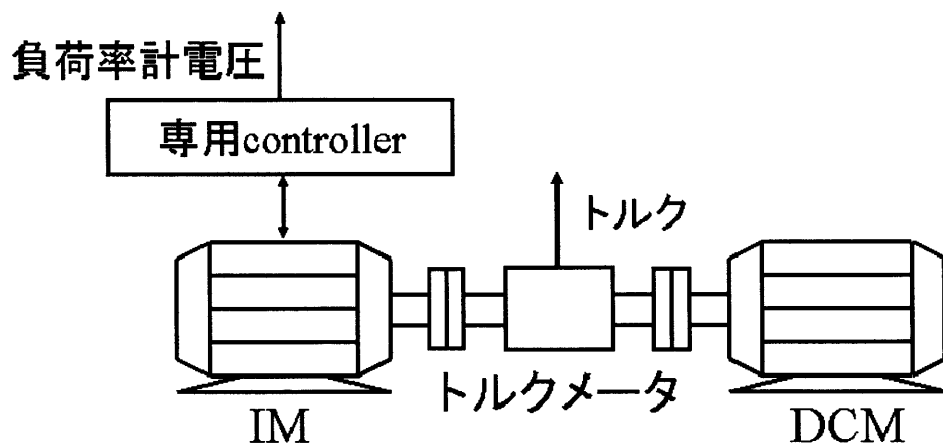


図 3.9 負荷率計補正曲線測定装置

3. SRG を用いた発電システム

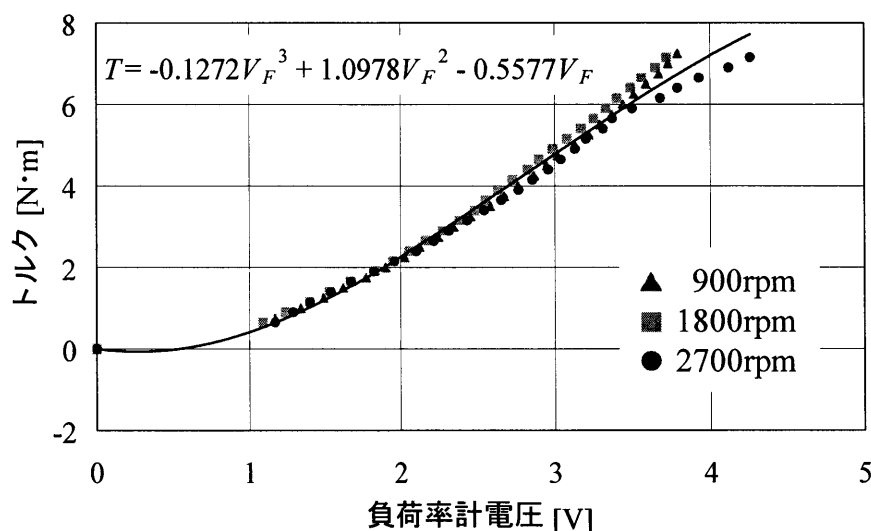


図 3.10 負荷率計補正曲線

次に算出された軸トルクから速度指令値を作成する手法について図 3.11, 図 3.12 を用いて説明する。図 3.11 は回転速度－トルク曲線であり, (3.5)式で表される。

$$T = -0.000002 \times (\omega - 800 \times k)^2 + 5.48 \times k^2 \quad \dots\dots\dots(3.5)$$

ここで, トルク: $T[\text{N}\cdot\text{m}]$, 回転速度: $\omega[\text{rpm}]$, 定数: k である。このようにトルクと回転速度の関係を 2 次曲線とし, 頂点より右半分を用いることで図 3.12 のような電力とトルクの関係が山型の特性を得ることができる。頂点より右半分を用いるのは, 一つのトルクで一つの回転速度が出力されるため DSP のプログラムが容易であるからである。また, k の値を変化させることで風速の切り替えを模擬している。また, トルク脈動によって回転速度が急激に変化するのを防ぐために, 出力に 0.8[Hz]の LPF を入れている。そのため, トルクに対して速度指令値は遅れており, これにより風車慣性モーメントによる速度応答遅れを模擬している。

3. SRG を用いた発電システム

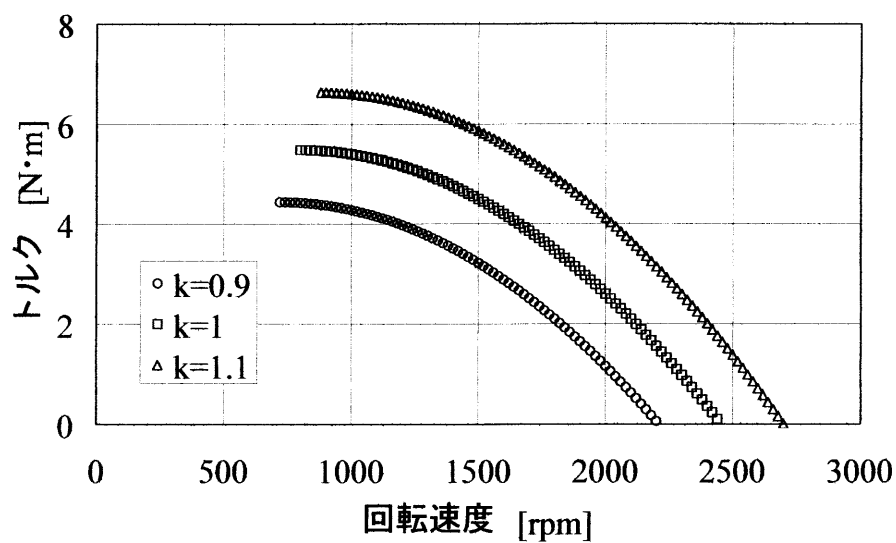


図 3.11 回転速度－トルク曲線

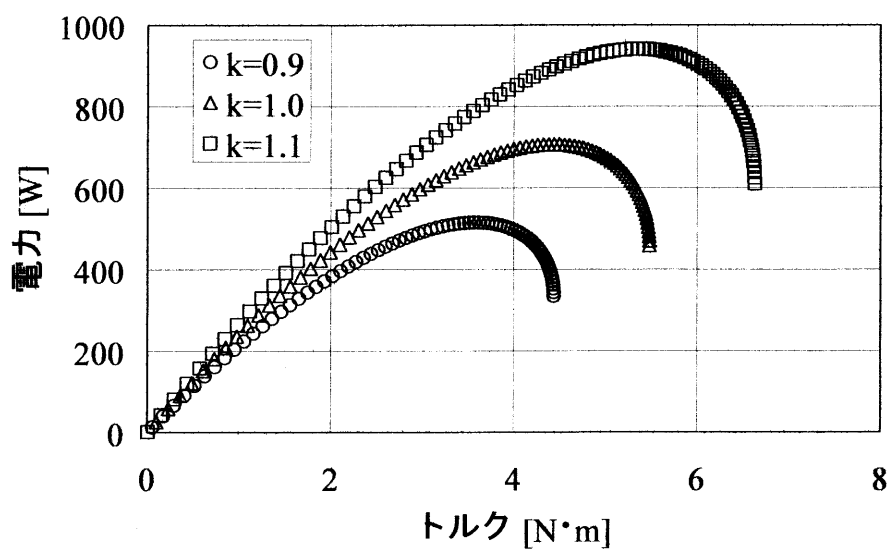


図 3.12 トルク－電力曲線

3.5. 磁化曲線測定回路

SRG の発電量を評価するためには磁化曲線が重要な材料になる。ここで SRG の磁束は、

$$\phi(t) = \int v(t) - ri(t) dt \dots\dots\dots(3.6)$$

で表される。(3.6)式において、 $v(t)$:SRG の端子電圧、 $i(t)$:SRG を流れる相電流、 r :SRG の内部抵抗である。(3.6)式を展開すると、(3.7)式となる。

$$\phi(t) = \int v(t) dt - \int ri(t) dt \dots\dots\dots(3.7)$$

(3.7)式より、磁束測定回路のブロック線図は図 3.13 のようになる。図 3.13 に示すように、電圧の積分はアナログ積分回路にて計算し、電流の積分は DSP にて行っている。この理由については 3.7 節にて述べる。

電圧の積分に用いているアナログ積分回路の動作について図 3.14 を用いて説明する。まず、SRG の端子電圧をオペアンプの動作電圧以内に分圧する。そして、HPF にて直流分をカットし、積分する。そして、PT を用いてメイン回路と制御回路を電氣的に絶縁し、DSP 入力が $\pm 4V$ 程度になるように反転増幅回路にて増幅する。DSP に取り込む前に、高周波ノイズカット用の 2 次 LPF を用いる。このようにして電圧の積分を行い、DSP にて計算された電流項を減算することによって磁束を得ることができる。

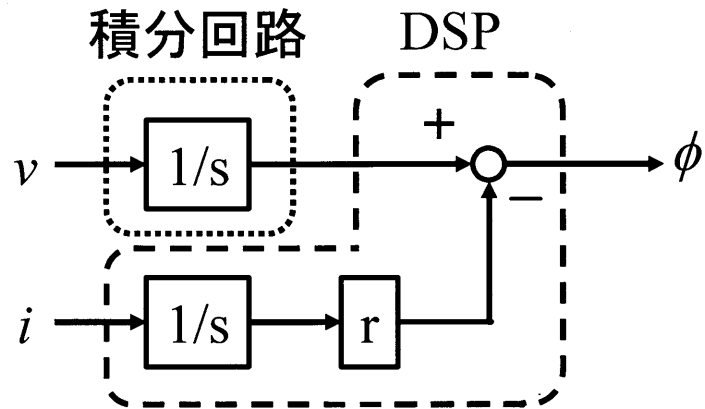


図 3.13 磁束測定回路のブロック線図

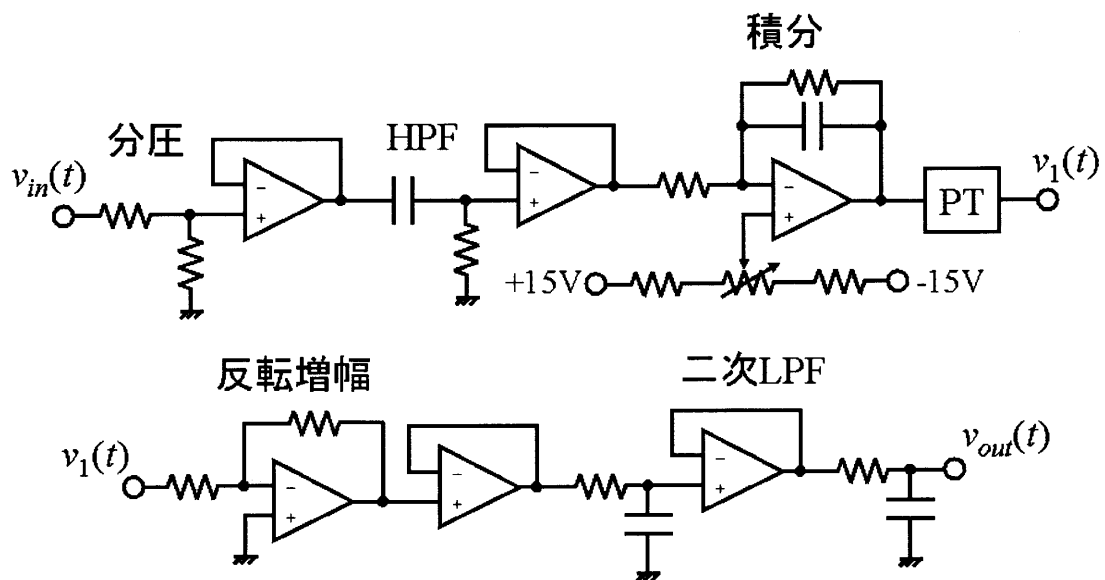


図 3.14 積分回路

3. SRG を用いた発電システム

最後に SRG に流れる電流を横軸にとり，図 3.13 の回路で測定した磁束をプロットしていくことで磁化曲線の測定ができる。磁化曲線の一例を図3.15に示す。

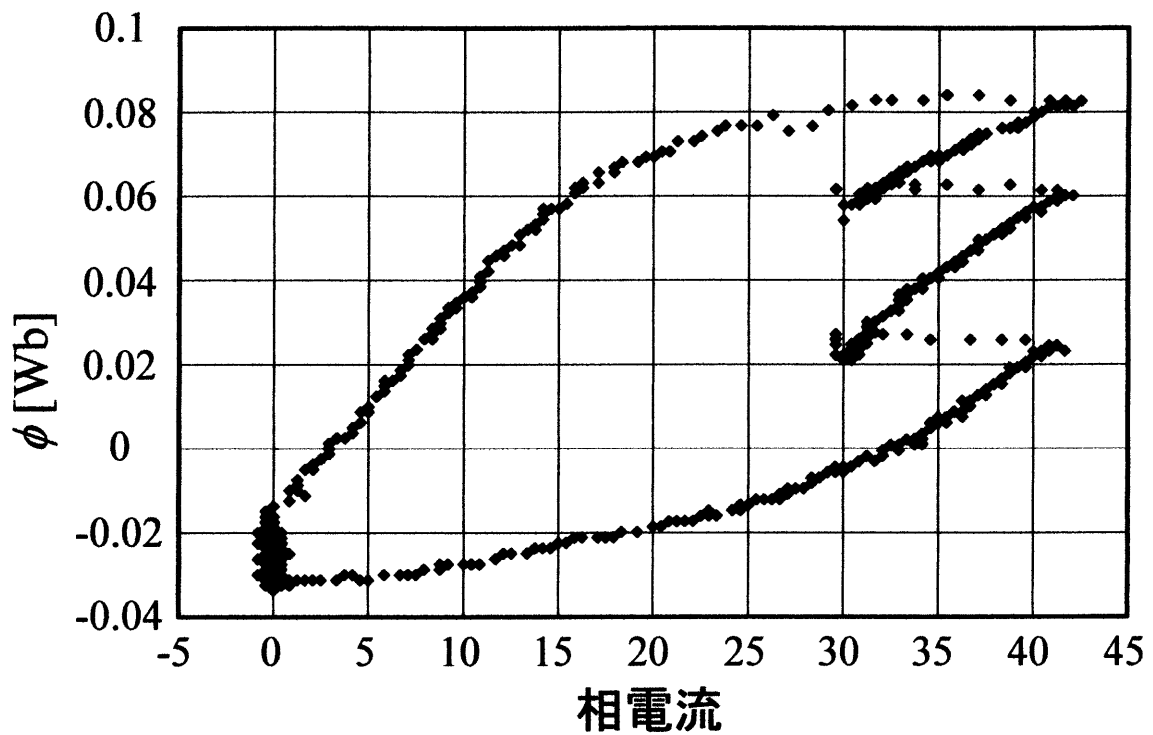


図 3.15 磁化曲線（高電圧 SRG）

3.6. 瞬時値比較制御方式

3.6 節では、SRG の相電流制御法について示す。相電流は磁束の飽和区間を有効に利用するため、発電区間における電流量の制御が必要となる。そこで本研究では相電流をある閾値内に制御するため、瞬時値比較制御を用いている。瞬時値比較制御を行うための制御回路を図 3.16 に示す。

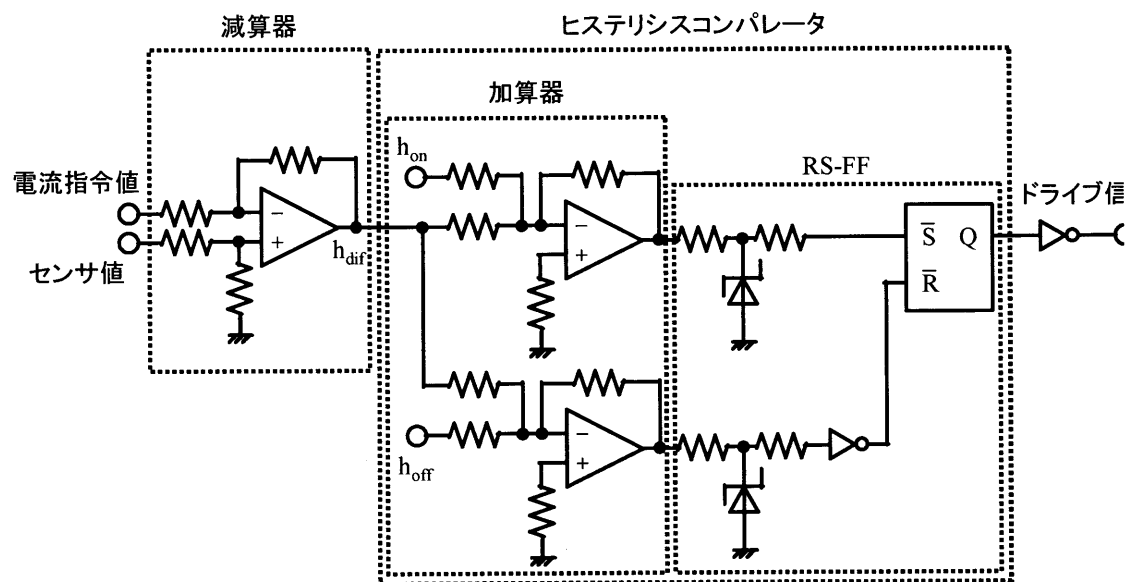


図 3.16 瞬時値比較制御回路

瞬時値比較制御回路は大きく分けて減算器とヒステリシスコンパレータの 2 つの回路から構成されている。減算器部分では、電流センサで得られた実際に流れている電流値と電流指令値を減算器に通すことによって、センサ値と指令値の誤差が減算器出力に現れる。この誤差を h_{dif} とすると、ヒステリシスコンパレータ部分では h_{dif} が h_{off} （電流の上限）と h_{on} （電流の下限）の中に収まるように制御される。制御回路出力と h_{dif} の関係を図 3.17 に示す。

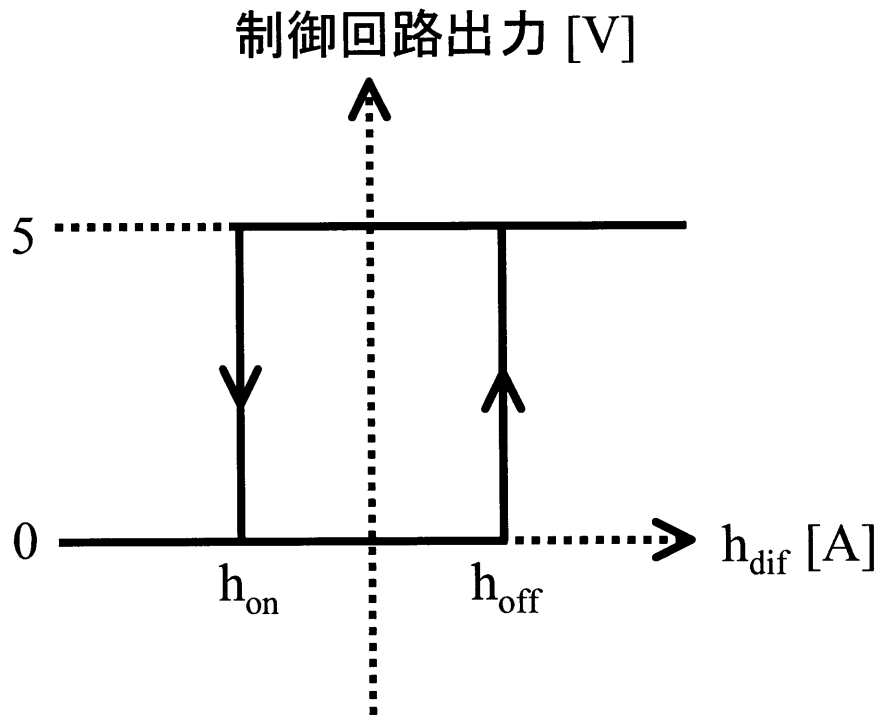


図 3.17 制御回路出力と h_{dif} の関係

制御回路出力が 0V の状態で電流誤差 h_{dif} が h_{off} に達すると制御回路出力が 5V となる。
また、制御回路出力が 5V の状態で電流誤差 h_{dif} が h_{on} に達すると制御回路出力が 0V となる。このように、制御回路出力と電流誤差 h_{dif} はヒステリシスの関係となる。

3. SRG を用いた発電システム

図 3.16 に示した瞬時値比較制御回路を用いて図 3.18 に示す制御を行う。インダクタンス減少区間が始まる θ_1 において IGBT を ON する。すると電圧が印加され、電流が上昇していく。そして、 θ_2 の地点で電流が閾値 h_{off} を超えると、IGBT を OFF するようにヒステリシスコンパレータから信号が出力される。すると電流が減少していく。また、電流が減少していき、 θ_3 の地点で電流が閾値 h_{on} を超えると、IGBT を ON するようにヒステリシスコンパレータから信号が出力される。すると電流が上昇していく。この動作を θ_4 まで繰り返すことで電流を h_{on} から h_{off} の間で制御することができる。そして、 θ_4 の地点で電圧の印加をやめると電流は 0A に向かって減少していく。

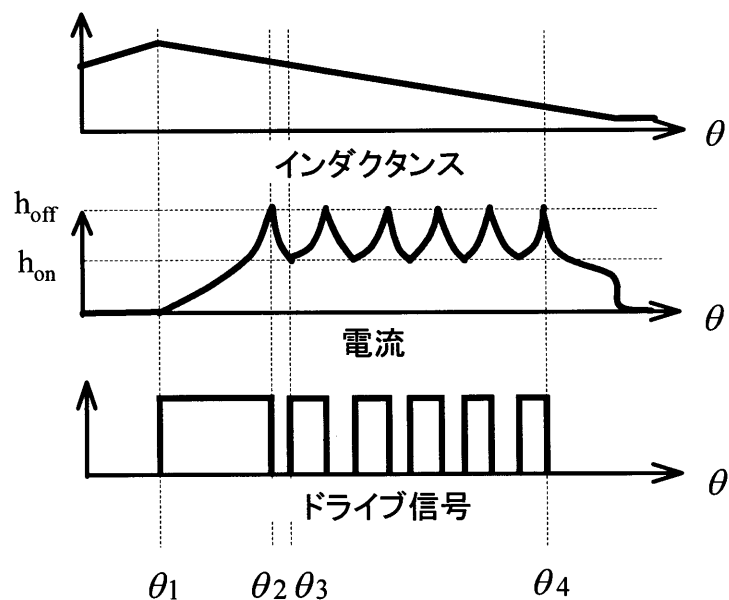


図 3.18 瞬時値比較制御動作

3. SRG を用いた発電システム

図 3.4 の実験回路を用い, 瞬時値比較制御方式の実験をする。実験条件として抵抗 $R=1.6\Omega$, 励磁電圧 $E=200V$, 回転速度 $n=1800\text{rpm}$, 電流指令値 $I_{\text{ref}}=20A(h_{\text{off}}=25, h_{\text{on}}=15)$, $30A(h_{\text{off}}=35, h_{\text{on}}=25)$, $35A(h_{\text{off}}=40, h_{\text{on}}=30)$ としたときの A 相電流波形を図 3.19, 図 3.20, 図 3.21 に示す。

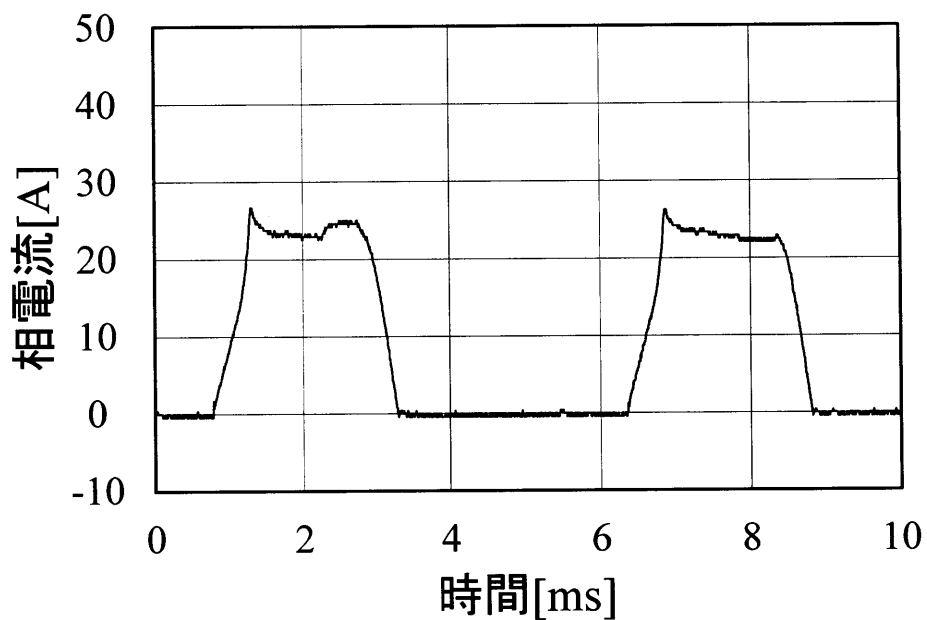


図 3.19 電流指令値 20A

3. SRG を用いた発電システム

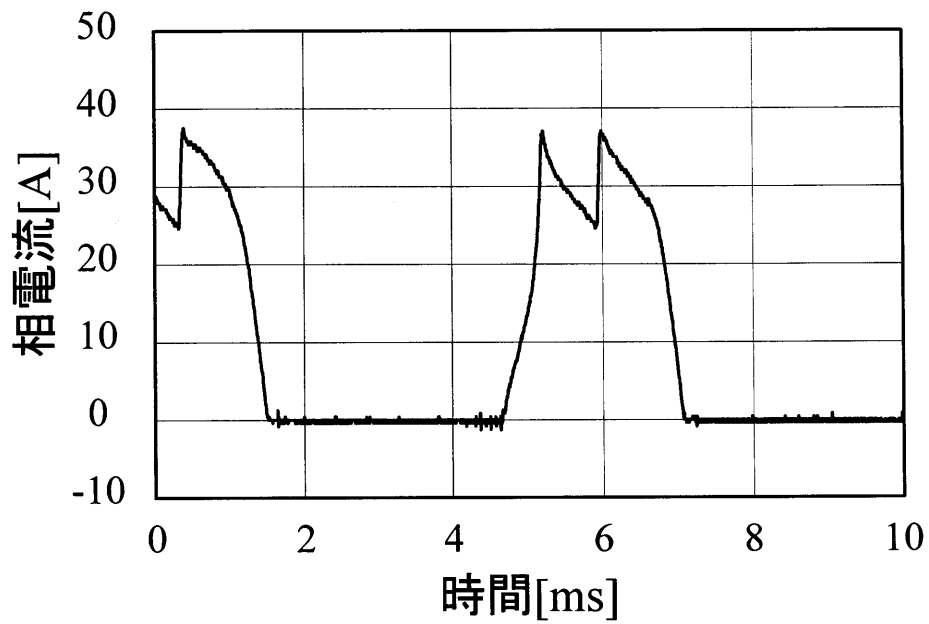


図 3.20 電流指令値 30A

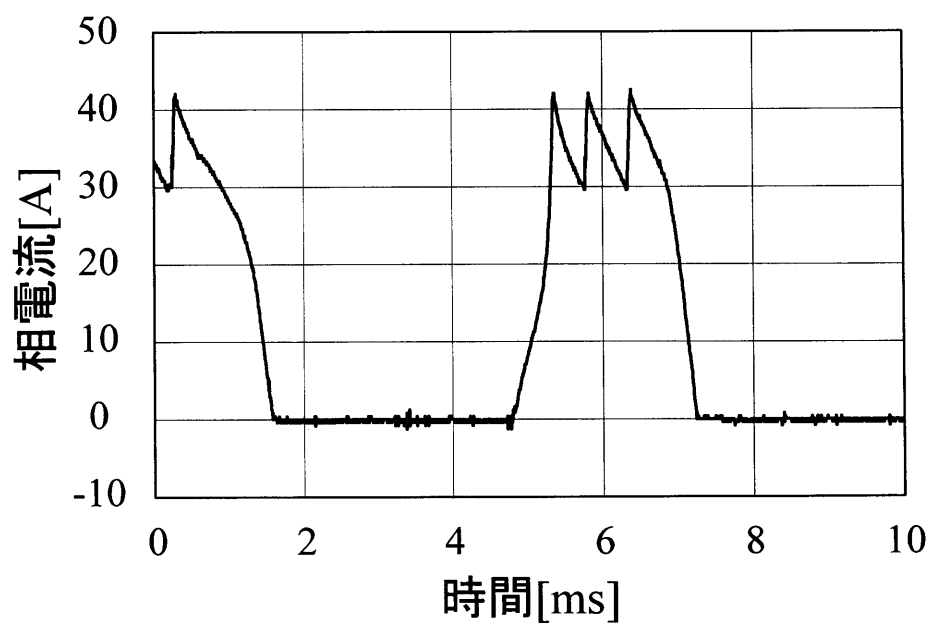


図 3.21 電流指令値 35A

3. SRG を用いた発電システム

図 3.19, 図 3.20, 図 3.21 より相電流が i_{on} (電流の下限) に達した時には電流はすぐに立ち上がるが, i_{off} (電流の上限) に達した時には i_{off} の 2.5A 程度上昇してから, 電流が下がり始めている。これは相電流が立ち下がりに比べ, 立ち上がりのスピードが速いため, 電流検出器や瞬時値比較制御回路, ドライブ回路による遅れによりスイッチがすぐに OFF にならないためだと考えられる。しかし, 相電流は指令値を中心に ON, OFF が繰り返されており, この制御遅れは本研究において問題にならないと考えられる。

また, 瞬時値比較制御を行ったときの, SRG のトルクリプルなどによる IM への影響は, 風車模擬装置に使用している IM の定格トルクが $23.5[N \cdot m]$ に対して, SRG の定格トルクが $5.48[N \cdot m]$ と比較的小さい領域で使用していることや, IM の速度指令値は風車慣性モーメントによる速度応答遅れの模擬を行っており, 速度指令値がゆっくりと変化するため, ほぼ無視できると考える。

3.7. 電力推定法

3.7.1. 電力推定に伴う問題点

図 3.4 の実験回路を用い、発電時における A 相端子電圧の波形を図 3.22 に示す。

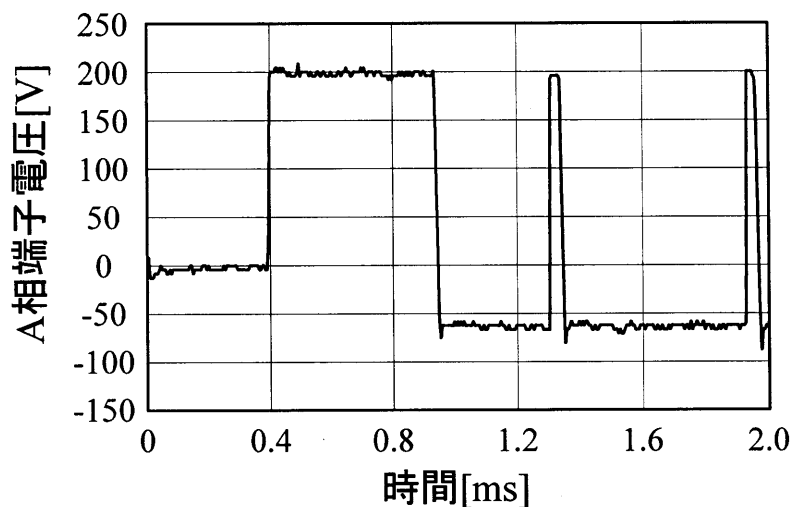


図 3.22 A 相端子電圧波形

電力制御を行うためには DSP で発電量を求めて、その値に応じた電流指令値を出力する必要がある。そのため DSP は電流と電圧の積から電力を計算する必要がある。電流は 3.6 節で述べたように、電流制御をすることから急激な変化をせず、ある程度滑らかな波形となる。しかし、図 3.22 を見ると電圧波形は非常に変動が激しいことがわかる。このような電圧波形をサンプリングするためには高速なサンプリング周期をもった DSP が要求される。しかし、現在使用している DSP のサンプリング周期が 0.1ms であるため、変動が激しい電圧波形を正確にサンプリングすることができない。そのため正確な電力を計算することができないという問題がある。

3.7.2. 電力推定手法

磁化曲線の一例を図 3.23 に示す。2.5 節において SRG から取り出されるエネルギーは磁化曲線によって囲まれる面積 W'_m となることを説明した。ここで、一周期の時間を T [s] とすると発電量は W'_m/T [W] と表される。また、SRG の巻線抵抗: r [Ω], A 相電流: i_a [A], A 相端子電圧: v_a [V], 磁束: ϕ [Wb] とすると W'_m は(3.8)式によって表される。

$$\begin{aligned} W'_m &= \oint \phi(t) di(t) \\ &= \sum_{j=1}^n \phi_j \Delta i_j \end{aligned} \quad \text{.....(3.8)}$$

磁束は 3.5 節で説明した手法で測定することができ、電流についても CT を用いて容易に検出できることから、 W'_m/T によって計算された電力をもとに、電流のリミッタとなる電流指令値を決定する。そして、電流指令値を変化させることで、面積 W'_m を変化させ、SRG の出力電力を制御する⁽¹⁰⁾。

この手法を用いる利点について、図 3.24 を用いて説明する。図 3.24 は端子電圧波形とその積分器出力である。図 3.24 より変動の激しい端子電圧波形も積分器を通ると滑らかな波形になることが分かる。この手法では、DSP に端子電圧を入力するのではなく、外部に作成した積分回路で積分された電圧を入力し、そして、積分された電圧と相電流から発電量を求めることができるので、サンプリングの問題も改善することができるのではないかと考える。

3. SRG を用いた発電システム

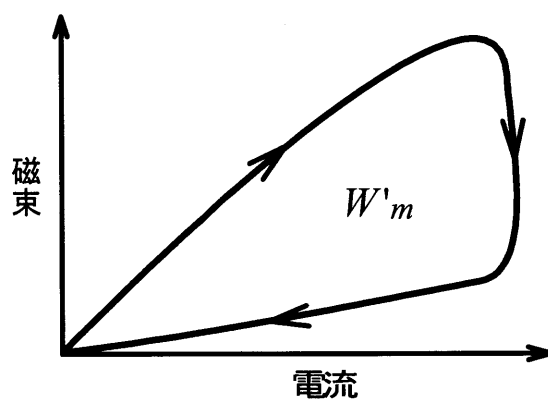


図 3.23 磁化曲線

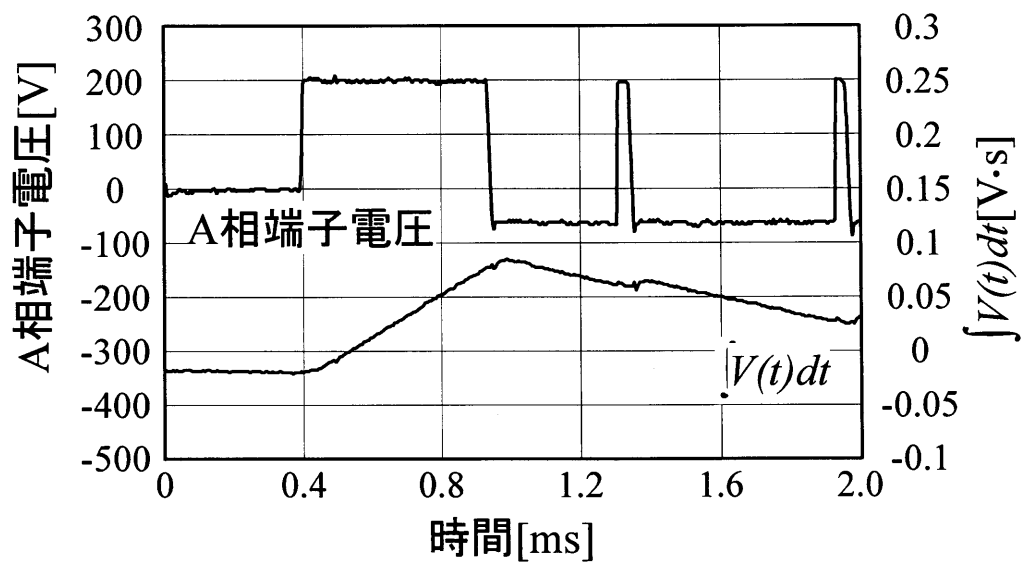


図 3.24 電圧波形と積分波形

3.8. 電力推定結果

前研究者によって提案された推定手法（3.7 節）が高電圧 SRG を用いたシステムにおいても有効であるかを検証するために図 3.4 の回路を用いて実験を行った。

実験条件として、負荷抵抗 $R=1.6\Omega$ ，励磁電圧 $E=200V$ ，回転速度 $n=1800\text{rpm}$ とし，電流指令値 I_{ref} を変化させて，各電流指令値において 6 周期の平均値を測定した。発電時における A 相端子電圧 v_a ・電流 i_a を図 3.25，磁束波形を図 3.26 に示す。図 3.25 からインダクタンス 1 周期の時間 T ，そして相電流，電圧波形より式 (3.9) を用いて発電電力 P' を求める。

$$P' = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_a(t) \cdot i_a(t) dt \dots\dots\dots(3.9)$$

また，図 3.26 から W'_m を求め，提案手法より得られる電力 W'_m/T を求める。

図 3.27 に電力 P' と W'_m/T ，図 3.29 に W'_m/T と電流指令値 I_{ref} の関係を示す。

3. SRG を用いた発電システム

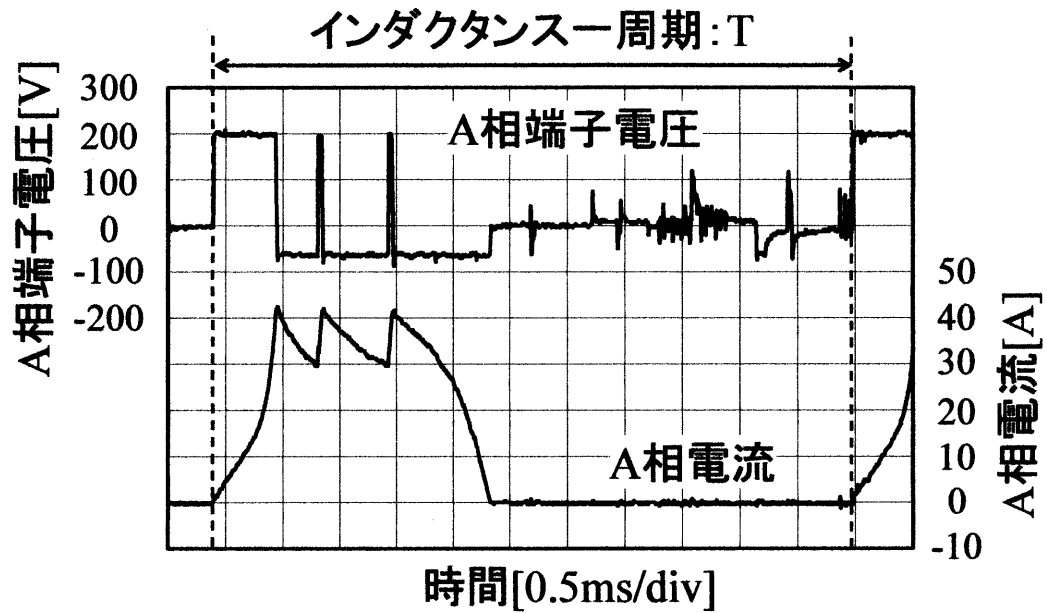


図 3.25 電圧・電流波形

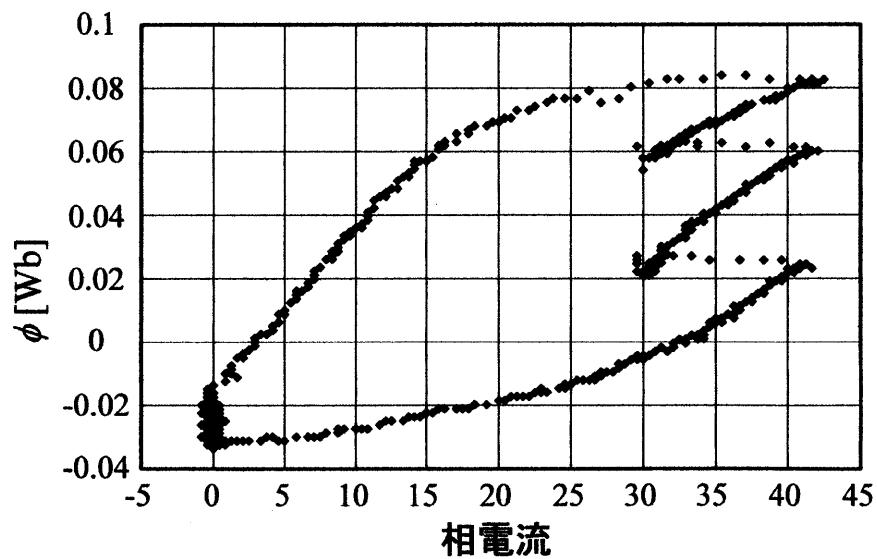


図 3.26 磁化曲線

3. SRG を用いた発電システム

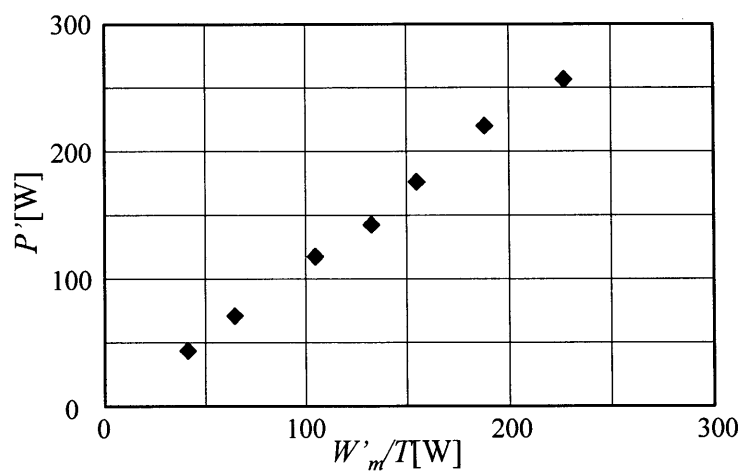


図 3.27 P' – W'_m/T 特性

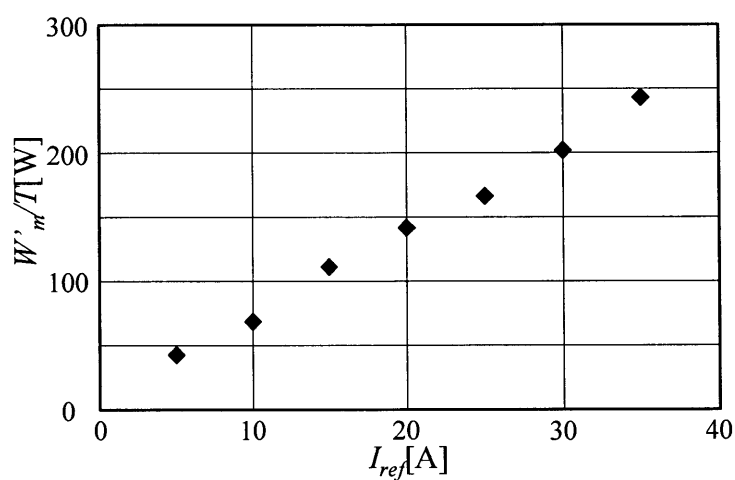


図 3.28 W'_m/T – I_{ref} 特性

図 3.27, 28 より, I_{ref} と W'_m/T の関係は比例関係であるため, W'_m/T を媒介変数として, 電流指令値 I_{ref} で発電電力 P' を制御することができることが分かる。よって提案手法は有効であると言える。

また図 3.27, 28 の W'_m/T は回転数の変化による鉄損の変化を考慮した値である。これは前研究者によって, 検討された測定法を適応したものであり, 以下その測定法と高電圧 SRG の鉄損測定結果について示す。

3. SRG を用いた発電システム

・ 鉄損の測定

前研究者は低電圧 SRG を用い、 $P'-W'_m/T$ 特性を得た際、鉄損を考慮しなければ、その特性が回転数に依存することを明らかにした。そこで、回転数による鉄損の変化を考慮し、 P' と W'_m/T の関係が回転数に依存しない特性にするため、補正式 (3.11 式) が提案された。またこの補正式は瞬時値比較制御による高周波成分の鉄損については考慮していない。以下、SRG の鉄損の測定法と本研究で用いる補正式について示す。

鉄損測定回路を図 3.29 に示す。測定方法として、SRG の回転子をインダクタンスが最大（もしくは最小）となる位置に固定し、A 相端子に 60Hz の正弦波交流電圧を印加する。そして、電流の振幅が 5A,10A,15A,20A,25A,30A,35A,40A における電力を計算し、そこから銅損を引いたものを鉄損とした。鉄損と電流振幅の関係を図 3.30 に示す。図 3.30 より、回転子位置によって鉄損が大きくことなるので、平均値 P_{lave} をとり、電流振幅 I との関係 (3.10) 式を求めた。

$$P_{lave} = 0.5433I - 1.0073 \dots\dots\dots (3.10)$$

(3.10)式は 60Hz の正弦波交流電圧印加時における鉄損平均であるので、本システムに適応するために、(3.10)式から(3.11)式のような簡易的な鉄損計算式を求めた。

$$P_t = (0.5433I_{ref} - 1.0073) \times 0.5 \times f / 60 \dots\dots\dots (3.11)$$

(3.11)式は、瞬時値比較制御時における本システムの総合ひずみ率が 15%から 30%程度であるため、SRG に流れる電流を正弦波と近似した。また、電流をインダクタンスの減少区間にのみ流すことや、ヒステリシス損が周波数に比例することを考慮して求めた。(3.11)式を用いて鉄損の補正を行う。

3. SRG を用いた発電システム

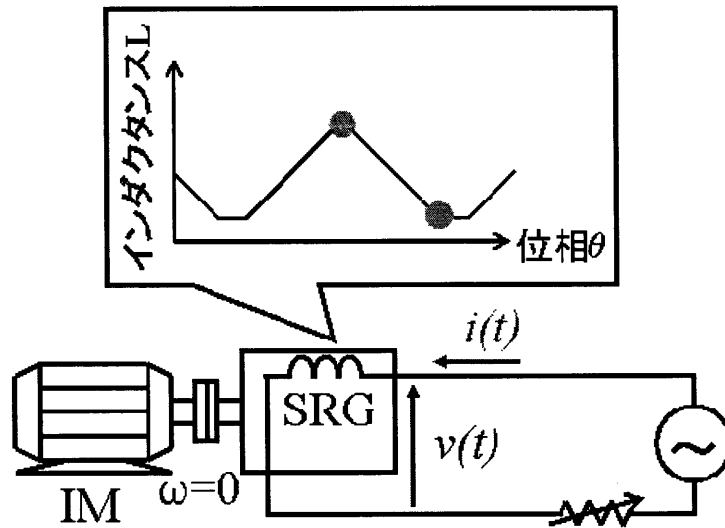


図 3.29 鉄損測定回路

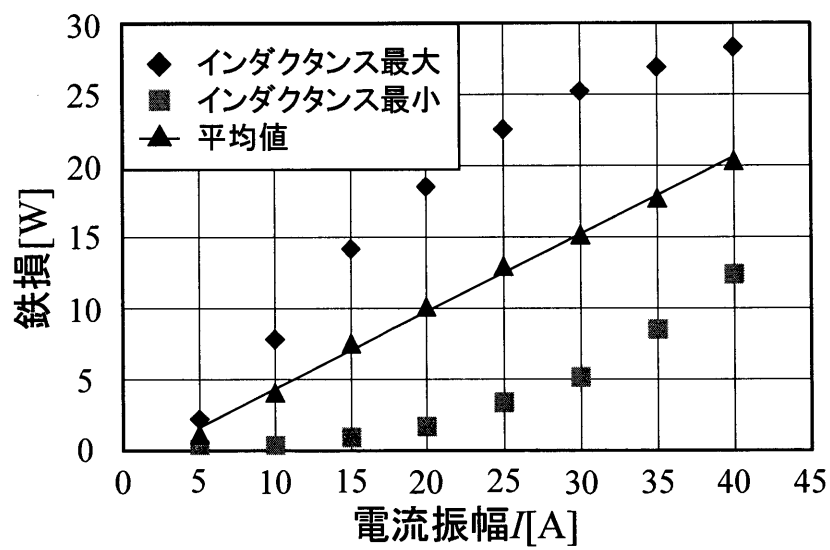


図 3.30 鉄損測定結果

3.9. 効率の測定

前研究者によって提案された効率の測定法を元に, 高電圧 SRG を用いたシステムの効率を測定し, 低電圧 SRG を用いたシステムとの比較を行う。

図 3.4 の回路を用い風車模擬装置により SRG を駆動し, 発電効率とシステム効率の測定を行った。低電圧 SRG を用いたシステムでは励磁電圧 $E=50V$, 抵抗 $R=0.1\Omega$, 高電圧 SRG システムでは励磁電圧 $E=200V$, 抵抗 $R=1.6\Omega$ の条件のもと測定する。また発電システムの電力の流れを図 3.31 に示し, 高電圧 SRG システムでの効率・各電力, そして参考として低電圧 SRG システムの効率を各動作点において三度ずつ測定した結果を図 3.32, 図 3.33 に示す。また図中の P_{DC} , P_S , P_E , P_M , P_i , P_C , P_{D2} , P_R はそれぞれ, 励磁電源からの供給電力 (励磁電源入力), $S_A \cdot D_{A1}$ でのスイッチング損, SRG に供給される励磁電力, IM からの機械入力電力, 鉄損, 銅損, D_{A2} によるダイオード損, 抵抗消費電力を示しており, これらの値はすべて 1 相分 (A 相) の電力である。つまり, 図 3.31 は SRG に供給される全電力を SRG の左側に示し, 出力される電力を右側に示している。また, 発電効率とシステム効率は(3.12)式, (3.13)式より求めた。

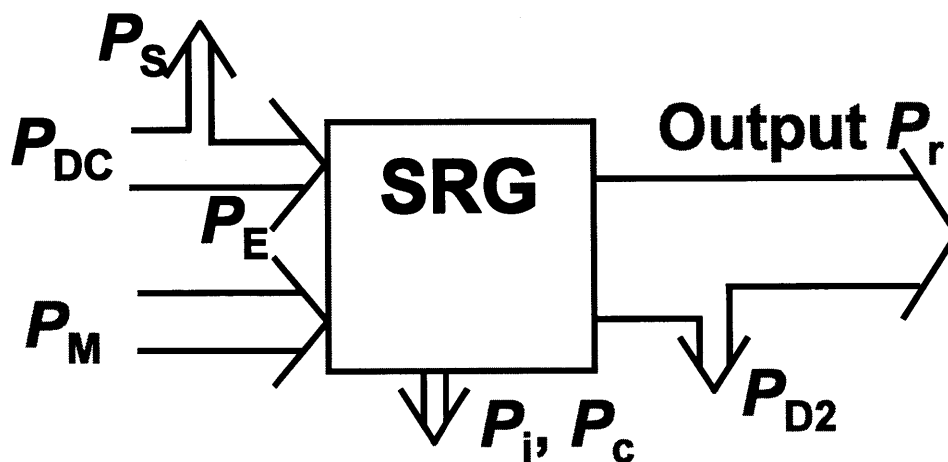
$$\text{発電効率} = \frac{\text{発電量 } P'}{\text{機械入力 } P_M} = \frac{\text{発電量 } P'}{\text{発電量 } P' + \text{銅損 } P_c + \text{鉄損 } P_i} \times 100 \quad \dots\dots\dots(3.12)$$

$$\text{システム効率} = \frac{\text{抵抗消費電力 } P_R}{\text{励磁入力 } P_{DC} + \text{機械入力 } P_M} = \frac{\text{抵抗消費電力 } P_R}{\text{励磁入力 } P_{DC} + \text{発電量 } P' + \text{銅損 } P_c + \text{鉄損 } P_i} \times 100$$

.....(3.13)

3. SRG を用いた発電システム

図 3.32, 図 3.33 より, 高電圧 SRG の発電効率は 75%~90%程度であり, SRG の仕様を変えることで, 10%~20%向上した。またシステム効率では 75%~95%程度であり, 20%~30%向上した。しかし IGBT, ダイオードなどは低電圧 SRG システムで用いられていたモジュールをそのまま用いているため, 高電圧 SRG システムに適したものを用いることでさらなる効率の向上が期待できる。また, 低電圧 SRG と同様, 高電圧 SRG の定格回転速度の定格は 6000rpm である。しかし本研究では 800rpm から 2400rpm の間を用いていることから, 回転速度の定格をシステムに合ったものを用いることでさらに発電効率を上げることが可能であると考えられる。



P_{DC} : 励磁電源入力, P_S : $S_A D_{A1}$ 損, P_E : 励磁電力, P_M : 機械入力

P_i : 鉄損, P_c : 銅損, P_{D2} : D_2 損, P_R : 抵抗消費電力

図 3.31 電力の流れ

3. SRG を用いた発電システム

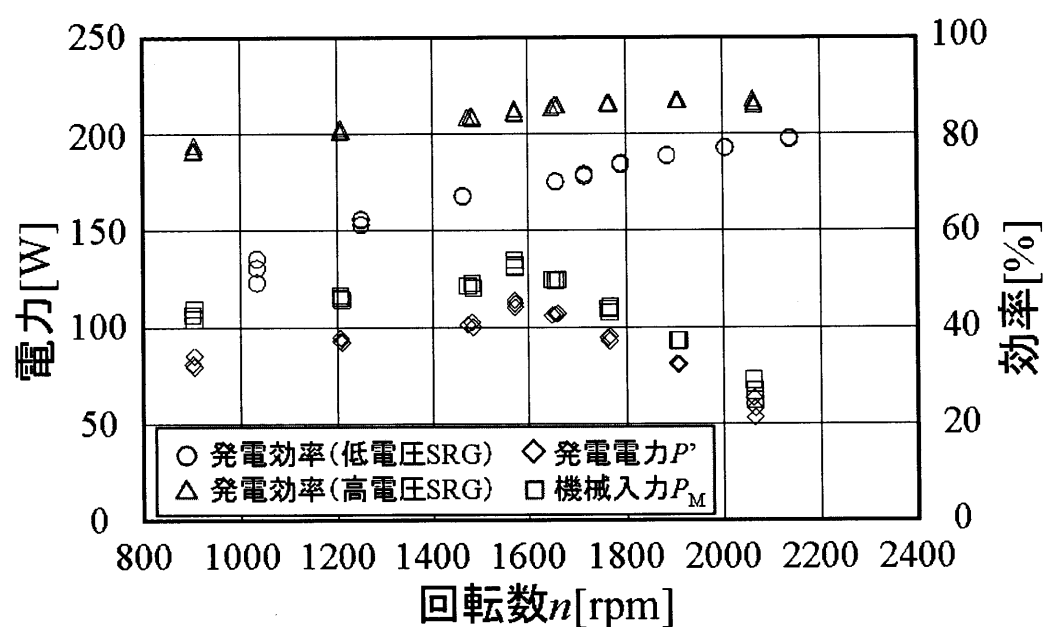


図 3.32 発電効率

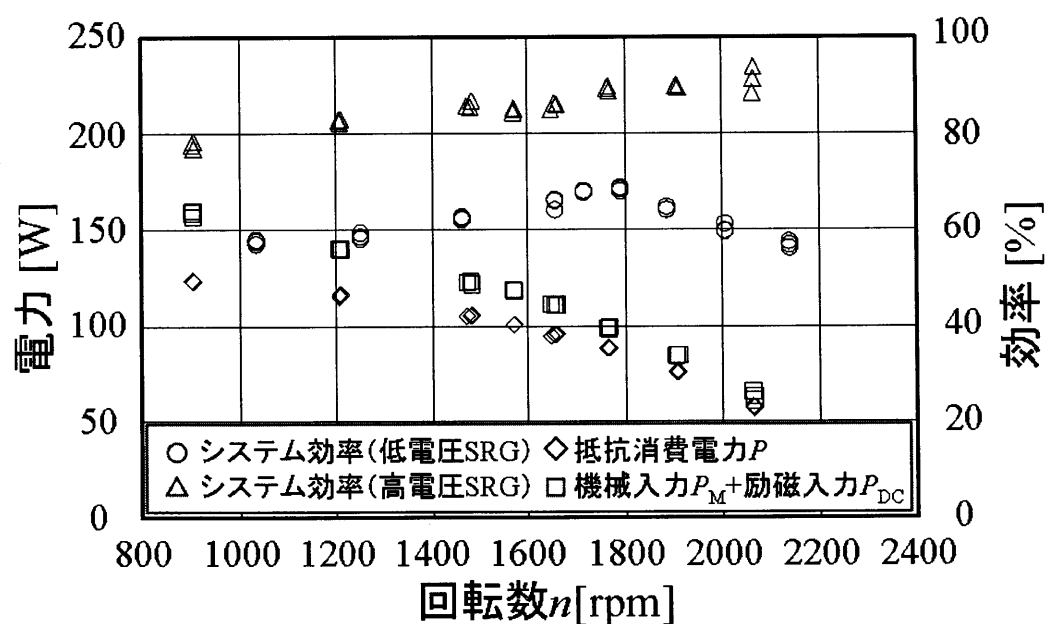


図 3.33 システム効率

4. 出力電力制御法

4.1. 最大電力追従制御

風車模擬を行った場合における本システムの電流指令値 I_{ref} に対する出力電力特性は図 4.1 に示したようになった。 I_{ref} が増加すると発電機にかかる負荷は増加し回転速度は減少する。また風車の特性上ある風速において最大電力を出力する動作点が存在する。よって風車からより多くの電力を取り出す制御が必要となる。また最大電力を出力する I_{ref} は風速によって異なる。そのため、最大電力を出力する制御を行うためには I_{ref} を自動的に変化させる必要がある。

しかし、風速の状態を知ることは非常に困難である。そこで、本研究では状態の把握が困難な場合に用いられる山登り法とよばれる制御アルゴリズムを用いている。山登り法は「その時目の前にあるもののうち一番良いものを選び続けるアルゴリズム」であり、ある状態からよりよい状態に推移する逐次探索アルゴリズムの一つである。この山登り法を本システムに適用し、最大電力を得る制御を最大電力追従制御と言う。

4. 電力制御法

4.1.1 出力電力特性

図 3.4 に示す実験システムを用い、風車模擬を行った場合における本システムの電流指令値 I_{ref} に対する出力電力特性を図 4.1 に、回転速度に対する出力特性を図 4.2 に示す。 I_{ref} が増加すると発電機にかかる負荷は増加するため、回転速度は減少し、 $I_{ref}=17.5A$ において最大電力を出力する。さらに I_{ref} を大きくすると回転速度が減少していき電力も減少していく。これらの特性から、風車模擬装置を用いることで風車の出力電力特性を模擬できており、また電流指令によって回転速度を制御し、電力制御することが可能であることを示している。

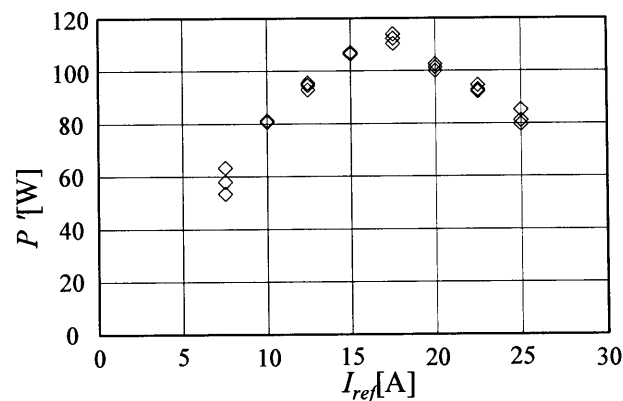


図 4.1 風車模擬時における I_{ref} に対する出力電力特性

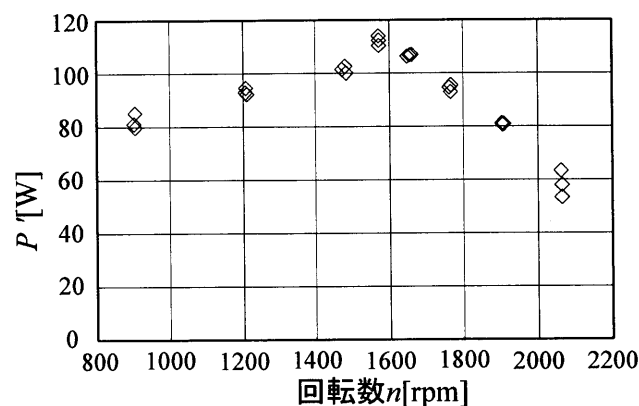


図 4.2 風車模擬時における回転速度に対する出力電力特性

4.1.2 最大電力追従制御

(1) 従来の最大電力追従制御法とその改善点

図 4.3, 図 4.4 に風車出力電力特性の一例と共に最大電力追従制御法の原理を示す。ある一定の風速の下, 本システムが動作点 (I_n, P_n) で動作しているとする。また, 前回, 前々回の動作点が $(I_{n-1}, P_{n-1}), (I_{n-2}, P_{n-2})$ だったとする。最大電力追従法は以下の式で行う。

$$-\Delta I_2 \leq \Delta I \leq \Delta I_2 \rightarrow \Delta I = \left| \frac{\Delta P_n}{\Delta P_{n-1}} \right| \times \Delta I_1 \quad \dots\dots\dots(4.1)$$

$$\Delta I > \Delta I_2 \rightarrow \Delta I = \Delta I_2 \quad \dots\dots\dots(4.2)$$

$$\Delta I < -\Delta I_2 \rightarrow \Delta I = -\Delta I_2 \quad \dots\dots\dots(4.3)$$

$$\Delta P_n < 0 \rightarrow \Delta I = -\Delta I \quad \dots\dots\dots(4.4)$$

$$I_{n+1} = I_n + \Delta I \quad \dots\dots\dots(4.5)$$

ここで, 今回と前回の電力差: ΔP_n , 前回と前々回の電力差: ΔP_{n-1} , 電流変化幅の基準値: ΔI_1 , 最大電流変化幅: $\pm \Delta I_2$ とする。(4.1)式から(4.3)式では, ΔI の大きさを決めている。電力の変化が大きいところでは ΔI は大きくなり, 小さいところでは ΔI は小さくなる。また, ΔI は $\pm \Delta I_2$ 以内となるようにリミッタを設けてある。(4.4)式, (4.5)式では, 今回と前回の電力差 ΔP_n が正であるならば前回と同じ方向に指令値を進め, 電力差 ΔP_n が負となれば, 前回と逆の方向に指令値を進めることで, 指令値の方向を平均的に電力が増える方向に決めている。(4.1)式から(4.5)式までを繰り返し行うことで, 電流指令値 I_{ref} は最大電力点付近に留まる。

以上が前研究者により提案された最大電力追従制御法である。しかし, (4.1)を見ると, 最大電力付近では電力差が小さくなるため, 分母 (ΔP_{n-1}), 分子 (ΔP_n) 共に小さい値となり, 必ずしも ΔI が小さい値になるとは限らない。

4. 電力制御法

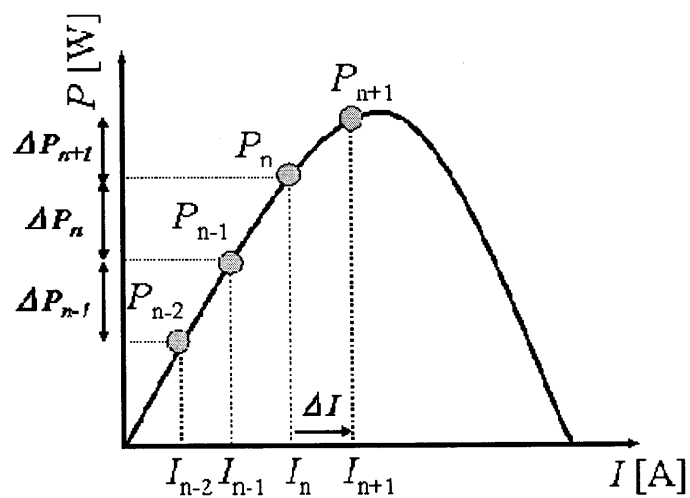


図 4.3 最大電力追従制御の原理（最大電力点より左側）

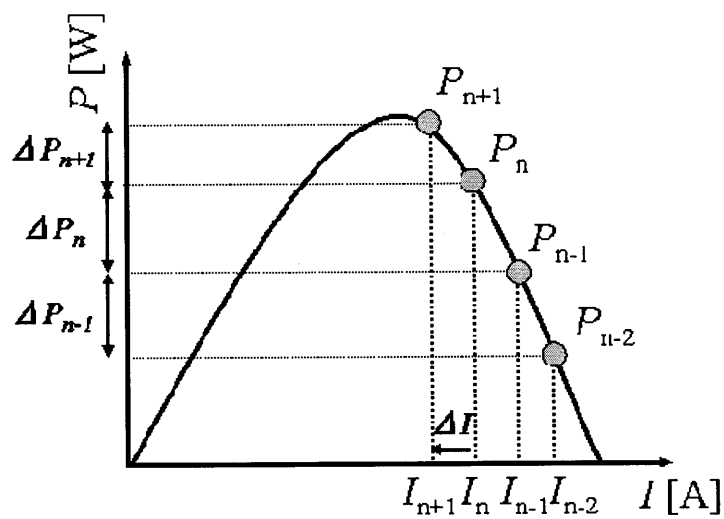


図 4.4 最大電力追従制御の原理（最大電力点より右側）

4. 電力制御法

この問題を解決するため、本研究では (4.1) 式のかわりに (4.6) 式を用い、 ΔI を決定する。

$$-\Delta I_2 \leq \Delta I \leq \Delta I_2 \rightarrow \Delta I = |P_n - P_{n-1}| \times \Delta I_1 \dots\dots\dots (4.6)$$

(4.6) 式を用いることで、DSP 内で除算を用いないため、計算量が低減され、かつ電力の変化が大きいところでは ΔI は大きく、小さいところでは ΔI は小さくすることが可能となる。また図 4.5 に以上の制御のフローチャート図を示している。

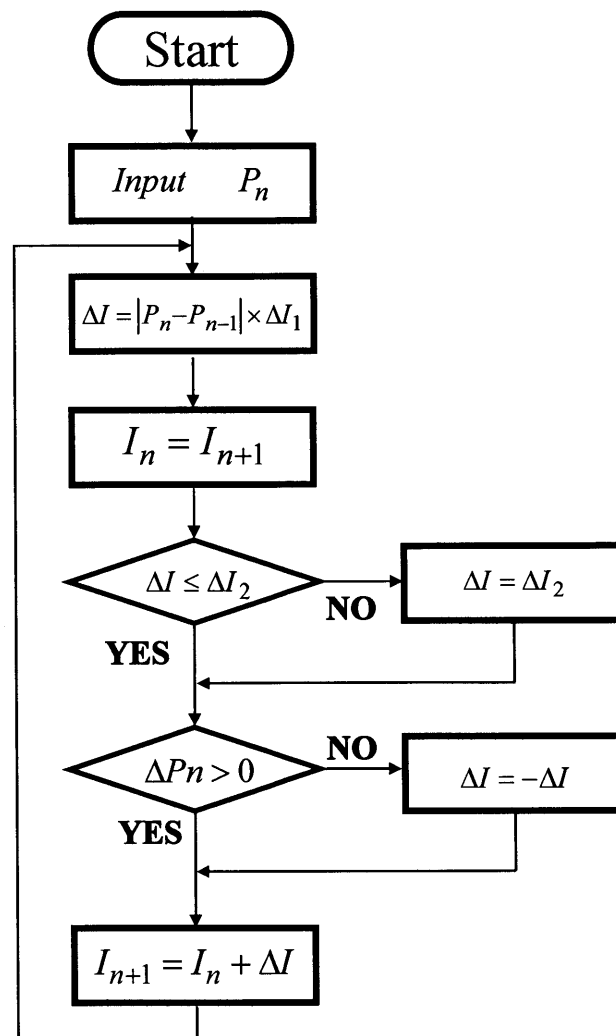


図 4.5 フローチャート図 (最大電力追従制御)

4. 電力制御法

(2) 最大電力追従制御結果及び考察

上記の制御法の有効性を示すため、図 3.4 の実験システムを用い図 4.1 の出力電力特性に対して最大電力追従制御を行う。また初期電流指令値は最大電力点と十分離れた $I_{\text{ref}}=7.5\text{A}$, $\Delta I_1=0.015\text{A}$, $\Delta I_2=0.25\text{A}$, 励磁電圧 $E=200\text{V}$ の条件のもと実験し、その結果を図 4.6 に示す。図 4.6 より最大電力追従制御開始後約 0.4s 程度で最大電力点である 17.5A 付近まで、変化し、その後落ち着いている。また前研究者によって提案された最大電力追従制御の追従率の目標値は最大電力の 90%以上を出力する電流指令値と定めており、図 4.6 の結果はその条件を十分に満たしており、今回改善した最大電力追従制御の有効性が示された。

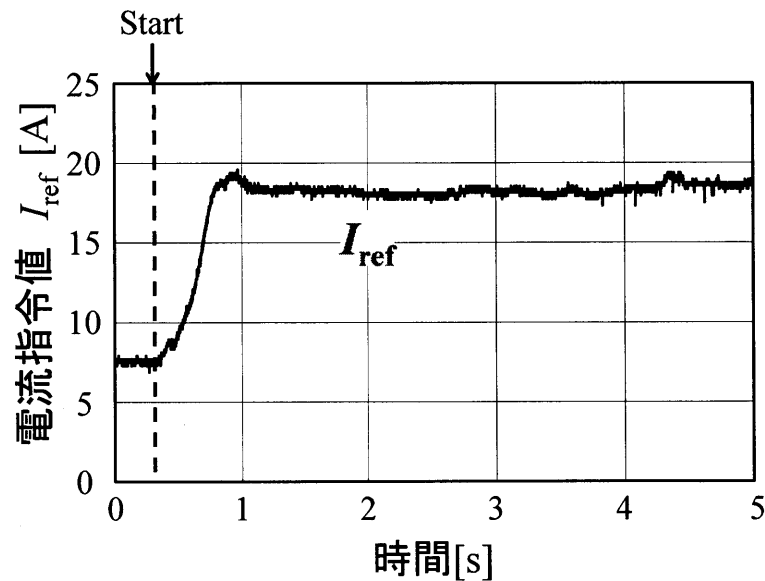


図 4.6 最大電力追従制御結果

4.1.3 定抵抗制御回路

(1) 定抵抗制御回路の概要

4.1.3節では図 3.2 内の定抵抗制御回路について説明する。定抵抗制御回路とは SRG の出力端子に接続される DC/DC コンバータ (図 3.1) により実現され、回路の入力抵抗値を常に所望の値に制御する回路である。

前研究者らによって提案された最大電力追従制御は風速の変化に対して、電流指令により回転数を制御することで最大電力追従を実現し、SRG の出力端子に接続される抵抗値は一定であることを前提とし、検討されている。しかし DC/DC コンバータを接続した際、SRG の出力端子に接続された回路の入力抵抗値により SRG の出力電力特性は異なり、最大電力を出力する動作点は変化する。図 4.7 は図 3.4 の回路を用い、抵抗 $R=0.1\Omega$, 0.2Ω を接続したときの出力電力特性を示している。また図 4.7 は低電圧 SRG システムを用い、励磁電圧 $E=50V$ の条件の下、測定したものである。図 4.7 から抵抗値によって最大電力を出力する電流指令値が異なることが確認できる。また入力抵抗値は DC/DC コンバータのスイッチング状態だけではなく、DC/DC コンバータの出力端子に接続される回路状態や励磁電力、発電電力を含む DC/DC コンバータの入力電力に大きく依存する。もし DC/DC コンバータ等を接続した場合には、風速だけではなく DC/DC コンバータの入力抵抗値により最大電力を出力する動作点が異なるため最大電力追従制御は複雑化し、更なる検討が必要になる。

そこで、DC/DC コンバータ接続時の最大電力追従制御の簡単化の一手法として、本論文では DC/DC コンバータの入力抵抗値を一定値に制御する (定抵抗制御) 手法を提案する。またこのように制御を行う回路を本論文では定抵抗制御回路と呼ぶ。

DC/DC コンバータをこのように制御することで、SRG の出力端子から見た抵抗値

4. 電力制御法

は常に一定であるため，抵抗素子を接続することを前提として検討された最大電力追従制御手法をそのまま適応することが可能になる。

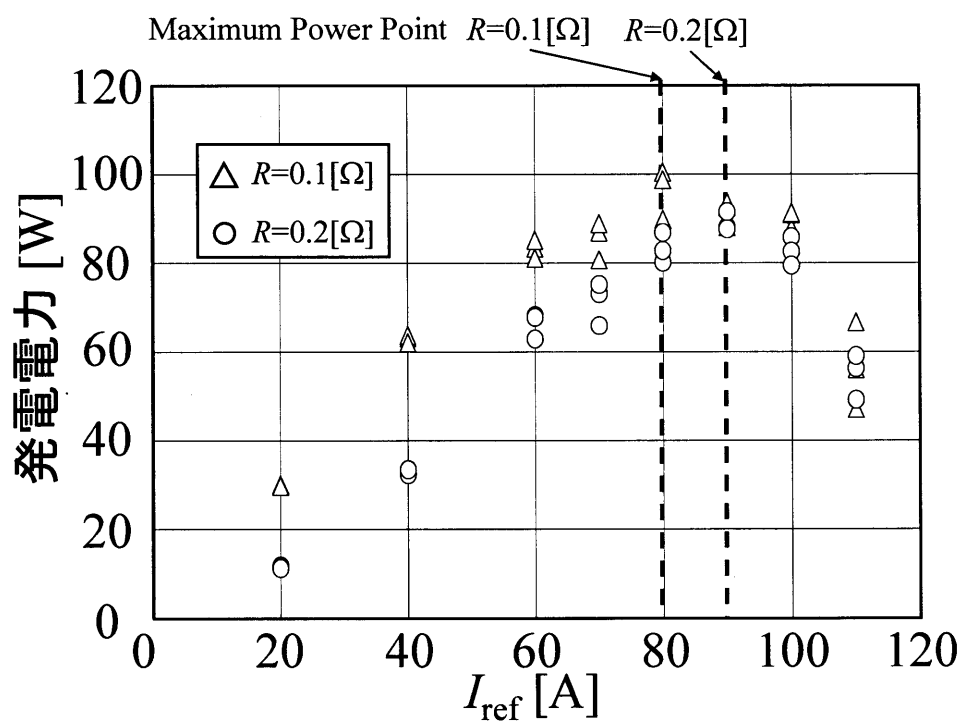


図 4.7 各抵抗値による出力電力特性

4. 電力制御法

(2) 定抵抗制御

図 4.8 は定抵抗制御回路図を示している。定抵抗制御回路の入力端子は SRG の出力端子に接続されるコンデンサ C_L と並列に接続され、出力端子は励磁電源として用いるコンデンサ C_B 、DC/AC コンバータの入力端子に接続される。また LC フィルタと昇降圧チョッパより構成され、励磁回路や SRG を接続したときに電流の還流を防ぐため D_{R1} を接続する。LC フィルタを用いる理由は、入力電流、電圧の急峻な変化を防ぐため、そして定抵抗制御を行い際、回路の入力抵抗値を検出するのに入力電圧 V_c と入力電流 I_L を検出しており、もし LC フィルタが接続されなければ、 I_L は断続的となり、DSP 内で算出される入力抵抗値が無大となる可能性が生じるため、入力電流の平均値を得るためである。次に昇降圧チョッパを用いる理由は定抵抗制御回路に SRG や励磁電源などを接続したときに、電位の関係上、入力電圧と出力電圧は反転させる必要があるためである。

定抵抗制御を行うには回路の入力抵抗値を知る必要があり、本研究では定抵抗制御回路の入力電圧 V_c と入力電流 I_L をそれぞれ PT、CT により検出し、除算式 (4.7) より入力抵抗値 R_{in} を算出する。そして式 (4.8) により *duty* の指令値を決定する。

$$R_{in} = \frac{V_c}{I_L} \dots\dots\dots(4.7)$$

$$duty = (K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot (R_{ref} - R_{in}) \dots\dots\dots(4.8)$$

4. 電力制御法

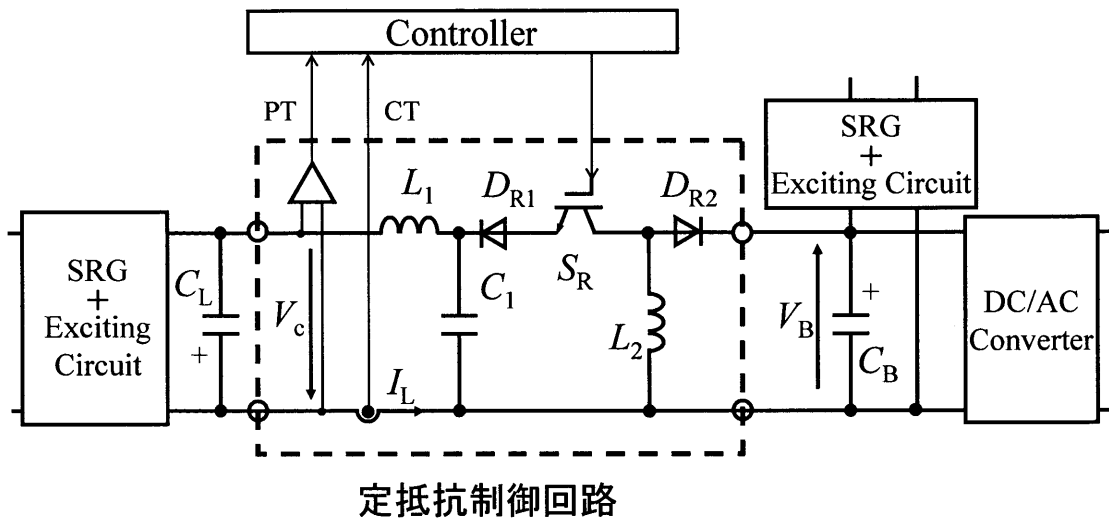
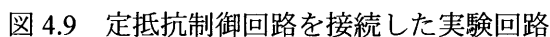


図 4.8 定抵抗制御回路図

図 4.9 に実験に用いた回路図を示す。実験は DC/AC コンバータをバッテリーと直流電圧源 E により模擬している。実験システムでは励磁電源 E に三相交流電源をダイオードブリッジにより整流し、電解コンデンサにより平滑したものを用い、励磁エネルギーはすべてこの電源から供給される（図 4.9：直流電圧源 E ）。また励磁エネルギー，発電エネルギーはすべてバッテリーに充電される。

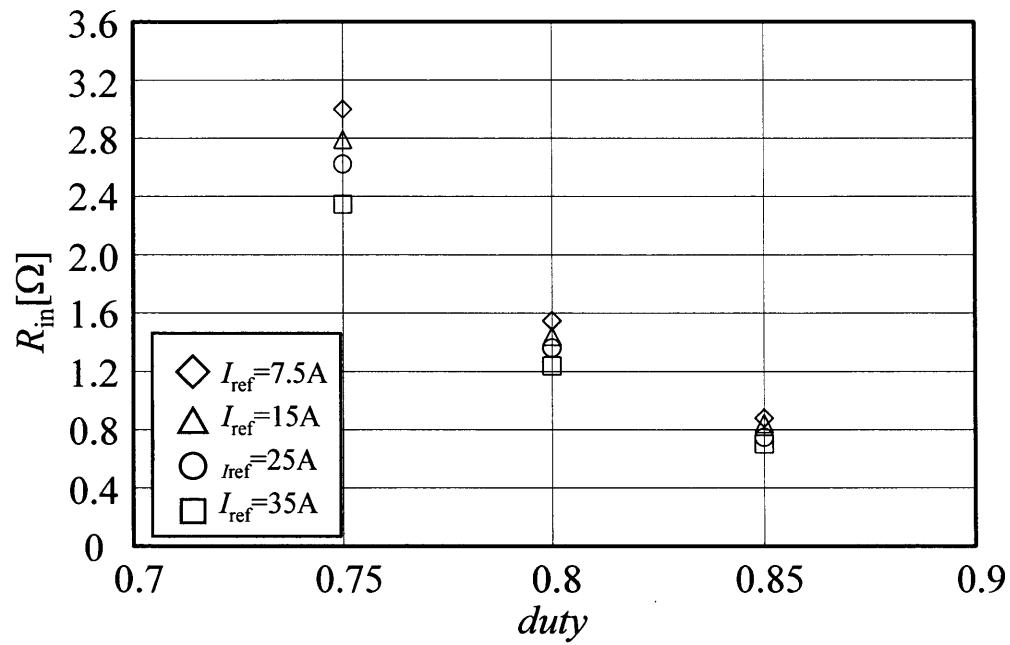


4. 電力制御法

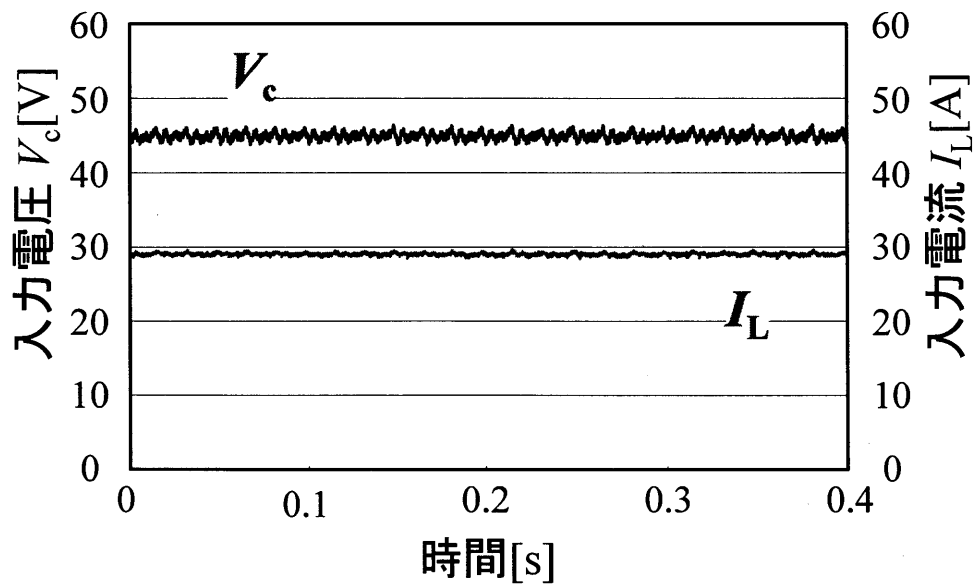
ここで、各電流指令値（7.5A～35A）における $duty$ と入力抵抗値の関係を図 4.10 (a), 定抵抗制御回の入力電圧 V_c ・電流 I_L を図 4.10 (b) に示す。また励磁電圧 $E=200V$, 回転速度 $n=1800rpm$, バッテリ電圧 192V (12V バッテリ, 18 直列) の条件のもと実験を行い, 図 4.10 (b) においては $I_{ref}=20A$, 定抵抗制御回路を $duty=0.75$ で動作させたときの結果を示す。

図 4.10 (a) より入力抵抗値は回路の $duty$ だけではなく、電流指令値により変化していることがわかる。つまり、電流指令値が常に変化する最大電力追従制御時は $duty$ を制御し、入力抵抗値を一定に制御させる必要がある。また前研究者は低電圧 SRG システムを用い、負荷抵抗 0.1Ω のものを用い実験を行っており、それらの結果との対応をとるため、定抵抗制御回路の入力抵抗値の指令値 R_{ref} を 1.6Ω にすることを検討している。よって電流指令値が 7.5A～35A においては 1.6Ω に制御可能であると言える。また図 4.10 (b) より入力電圧、電流は多少の振動が見られるものの、コンデンサ C_L , LC フィルタにより平滑化され、ほぼ一定値の値を得ることが可能である。

4. 電力制御法



(a) $duty$ - R_{in} 特性



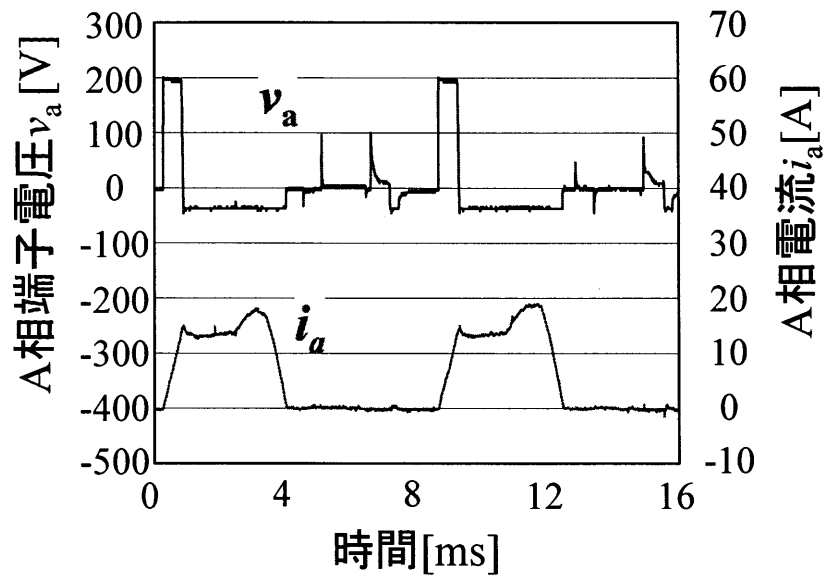
(b) 入力電圧・電流波形

図 4.10 定抵抗制御回路接続時

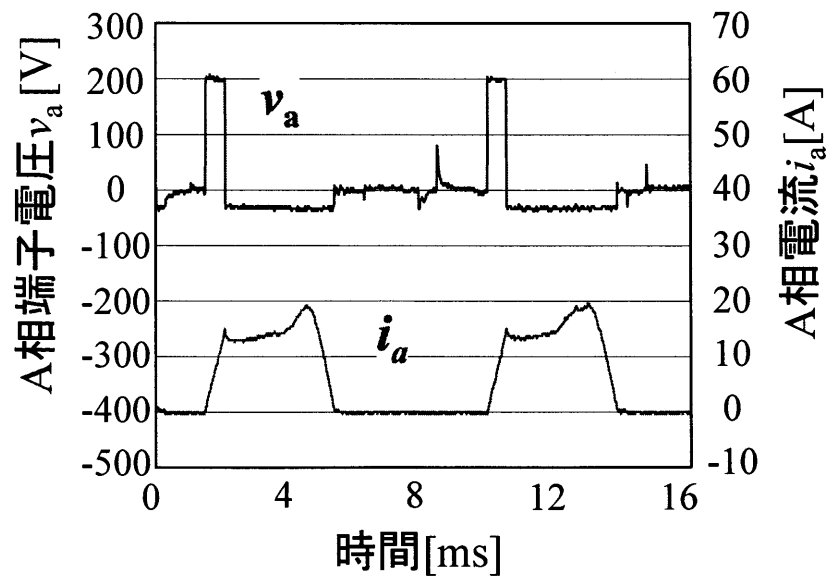
4. 電力制御法

次に抵抗素子接続時と定抵抗制御回路接続時の発電波形（A 相端子電圧，相電流）を比較し，発電量を比較する。また実験は風車模擬装置を用い，励磁電源 $E=200\text{V}$ ，入力抵抗値の指令値 $R_{\text{ref}}=1.6\Omega$ の条件のもと行う。 $I_{\text{ref}}=10, 17.5, 22.5\text{A}$ の時の発電波形を図 4.11, 12, 13 に示し，抵抗素子接続時と定抵抗制御回路接続時の出力電力特性を図 4.14 に示す。図 4.11～13 より A 相端子電圧，相電流は定抵抗制御回路を接続した場合においても抵抗素子を接続した場合とほぼ同様の波形を得ることができた。また図 4.14 より定抵抗制御回路を接続した場合においても抵抗素子を接続した場合とほぼ同様な特性を示していた。以上より，定抵抗制御回路を接続した場合においても，入力抵抗値の指令値を抵抗値と同じにすることで，前研究者らによって検討されてきた電力制御をそのまま適応することができると考えられる。

4. 電力制御法



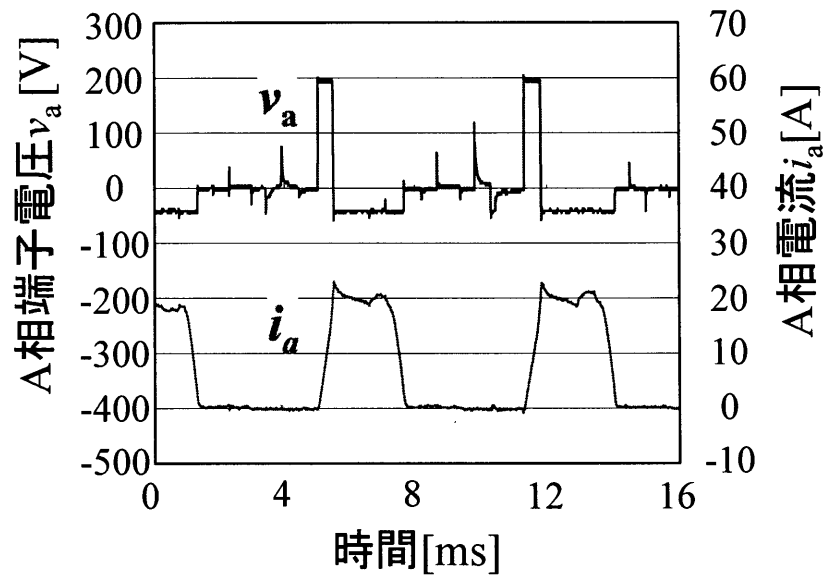
(a) 抵抗素子



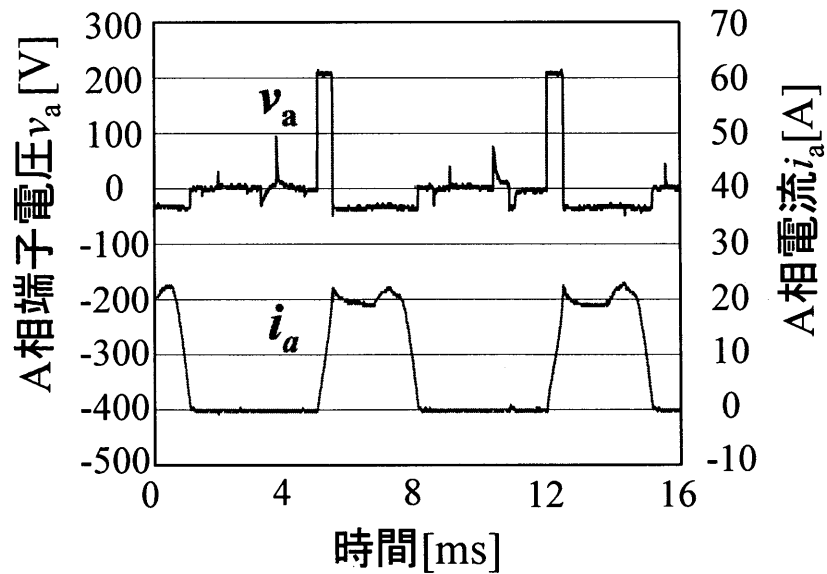
(b) 定抵抗制御回路

図 4.11 A 相端子電圧, 相電流: $I_{\text{ref}}=10\text{A}$

4. 電力制御法

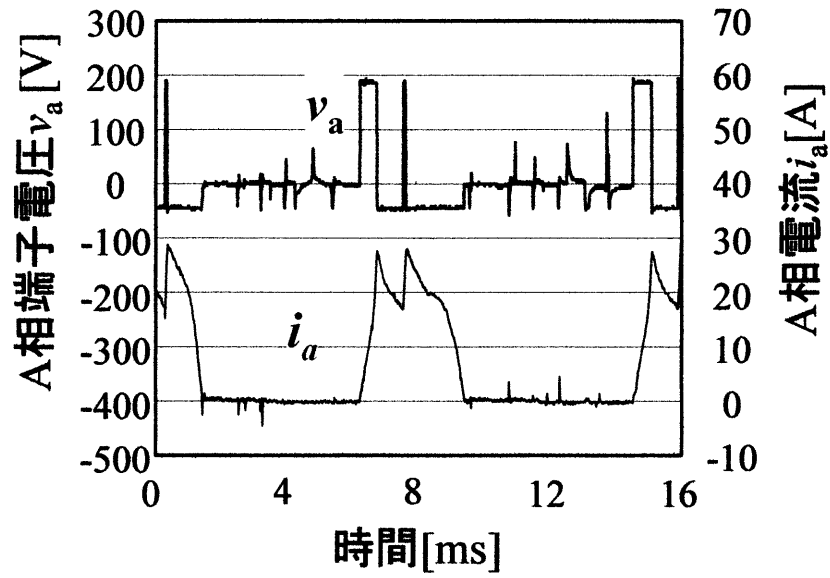


(a) 抵抗素子

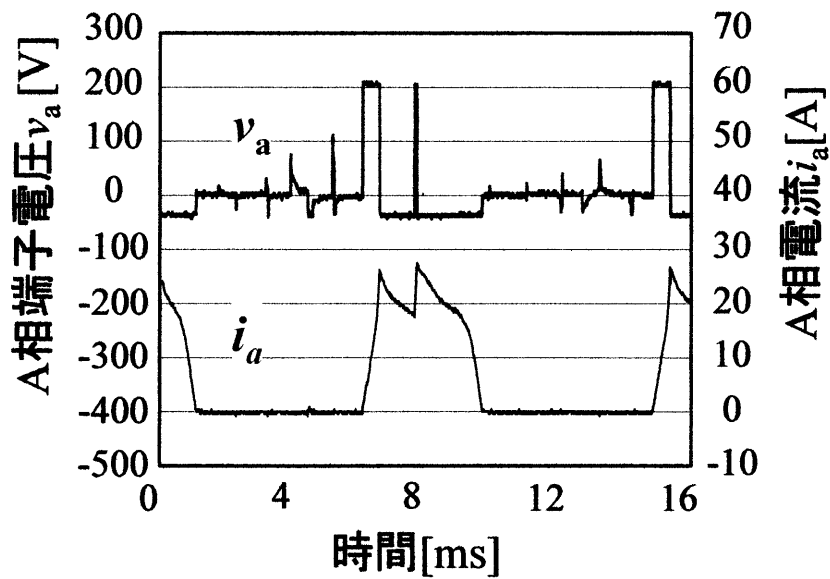


(b) 定抵抗制御回路

図 4.12 A 相端子電圧，相電流： $I_{\text{ref}}=17.5\text{A}$



(a) 抵抗素子



(b) 定抵抗制御回路

図 4.13 A 相端子電圧, 相電流: $I_{ref}=22.5A$

4. 電力制御法

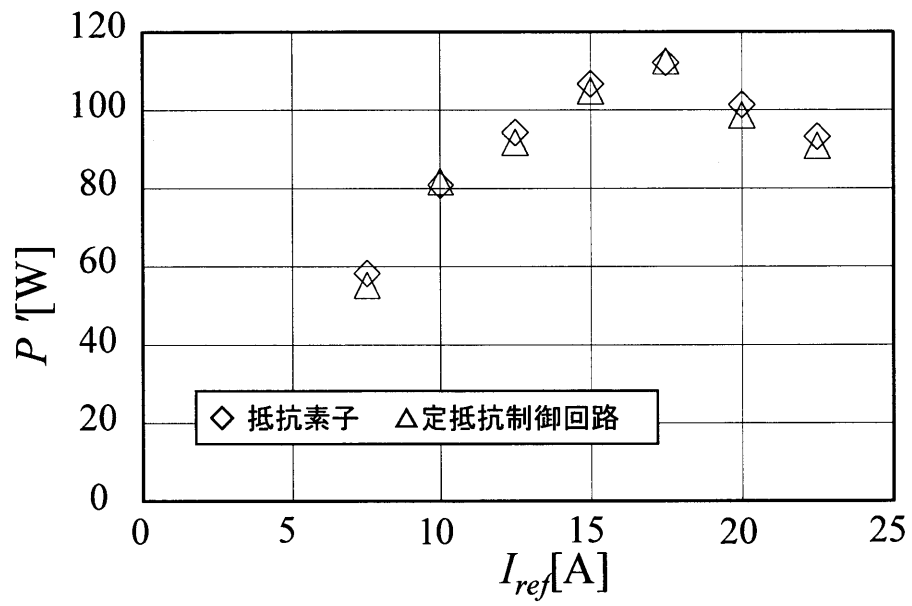


図 4.14 出力電力特性（定抵抗制御回路接続時）

4. 電力制御法

次に定抵抗制御回路の応答性を検証するため、電流指令値をステップ状に変化に対させたときの追従性について示す。また電流指令値は 7.5A から 20A に変化させ、励磁電源 $E=200\text{V}$ 、回転速度 $n=1800\text{rpm}$ 、入力抵抗値の指令値 $R_{\text{ref}}=1.6\Omega$ の条件のもと実験を行う。

実験結果を図 4.15 に示す。図 4.15 より入力抵抗値は電流指令値の変化に伴い瞬間的に変化しているものの、約 75ms で追従している。

次に最大電力追従制御時の定抵抗制御結果について示す。 I_{ref} の初期値は最大電力点である 17.5A と十分に離れた 7.5A とし、 $\angle I_1=0.015\text{A}$ 、 $\angle I_2=0.25\text{A}$ とした。また励磁電源 $E=200\text{V}$ 、入力抵抗値の指令値 $R_{\text{ref}}=1.6\Omega$ の条件のもと実験し、DSP 内で計算された発電電力は誤差が大きくばらつきがあるため P_n や P_{n-1} はインダクタンス 3 周期分の平均をとったものである。実験結果を図 4.16 に示す。また図 4.16 内の start の地点は最大電力追従制御が開始される時間であり、定抵抗制御は常に動作している。図 4.16 より I_{ref} は制御開始後、約 0.4 秒程度で最大電力点である 17.5A 付近まで上昇し、その後落ち着いている。 R_{in} は制御開始後、入力抵抗値の変化を 3% (1.56Ω) 程度に抑えることができおり、十分な応答性を得られ、また最大電力追従制御が正常に行えていることから定抵抗制御回路は有効であると言える。

4. 電力制御法

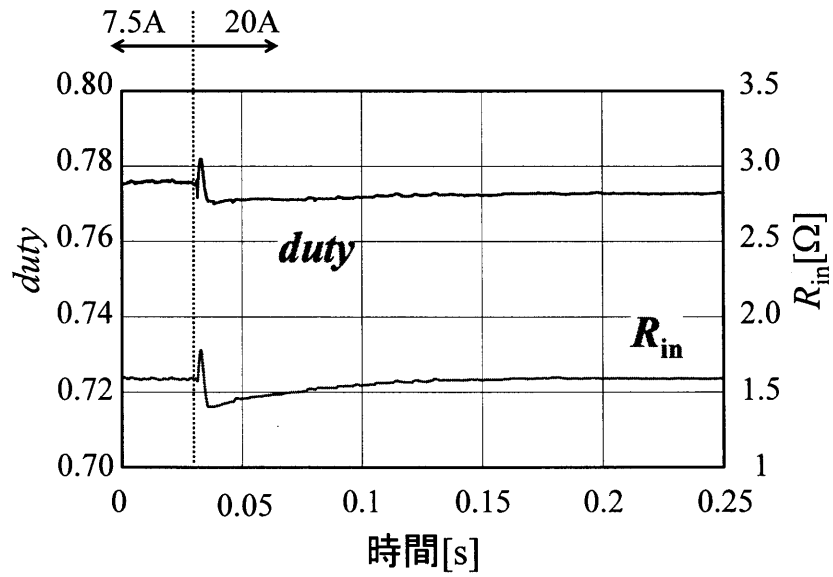


図 4.15 定抵抗制御結果（ステップ変化）

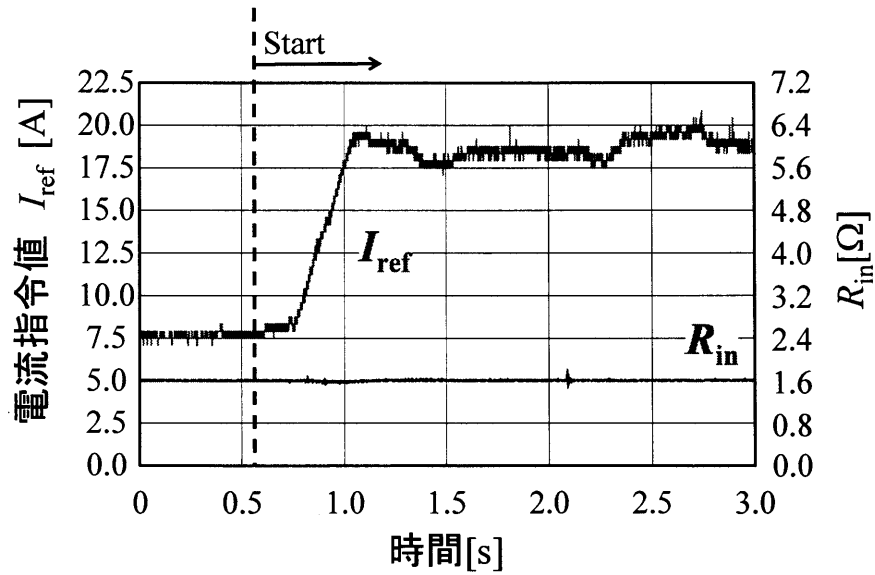


図 4.16 最大電力追従制御・定抵抗制御結果

4.2. DC/AC コンバータ

4.2 節では図 3.1 に示す提案システム内の DC/AC コンバータについて述べる。DC/AC コンバータはシステムの系統連係のため用いられ、コンバータの入力端子には SRG や励磁回路、励磁電源用のコンデンサ C_B 、及び定抵抗制御回路の出力端子が接続される。そこで安定した励磁エネルギーの供給、他の回路への影響の低減を目的に DC/AC コンバータの入力端子電圧を一定に制御する。このように制御することで安定した励磁エネルギーの供給が可能となる。つまり始動時のような定抵抗制御回路から出力される電力と励磁に必要な電力との差が負となる場合には系統よりコンデンサ C_B にエネルギーが充電され、正となる場合にはその差分の電力を系統に送るように動作する。図 4.17 は DC/AC コンバータと系統、他の回路へ接続した場合における回路図を示している。本研究で用いるシステムでは発電量が数百 W 程度の発電機を用いているため、三相電源ではなく単相系統へ接続する。また DC/AC コンバータは一般的な単相 DC/AC コンバータを用い、トランスを介し、系統へ接続する。

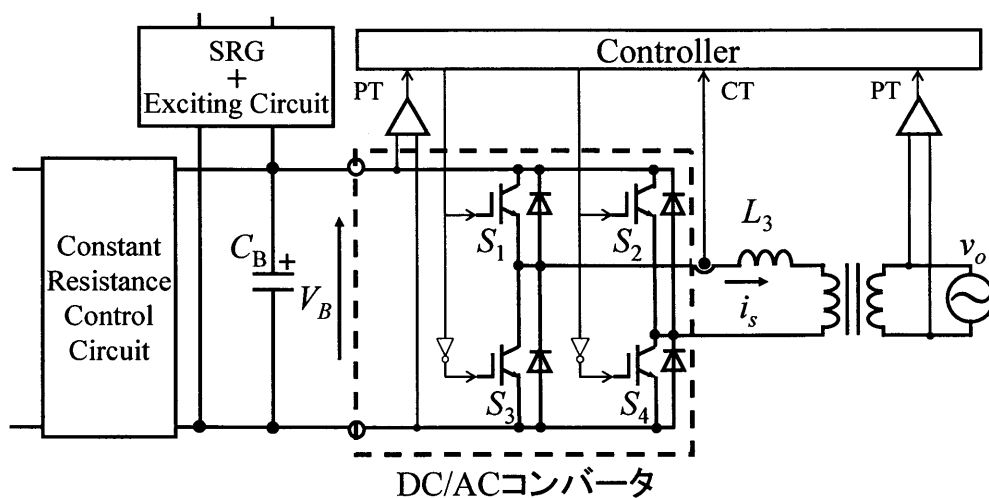


図 4.17 DC/AC コンバータ回路図

4.2.1. 系統連係・入力電圧一定制御法

本研究では図4.18に示す単相座標変換を用いた制御法を提案システムに適応する。まず、図4.18に用いられる座標変換について簡単に述べる。

電源電流は電源電圧 v_o を $\sqrt{2}E \cdot \sin \theta$ とした場合、電圧と電流の位相差を ϕ としたとき一般的に式 (4.9) で表される。

$$i_s = I \cdot \sin(\theta + \phi) \dots\dots\dots(4.9)$$

上式に電源電圧と同期した $\sin \theta$, $\cos \theta$ をそれぞれ乗算すると

$$\begin{aligned} i_s \cdot \sin \theta &= \frac{I}{2} \cdot \cos \phi - \frac{I}{2} \cdot \sin(2\theta + \phi) \\ i_s \cdot \cos \theta &= \frac{I}{2} \cdot \sin \phi - \frac{I}{2} \cdot \sin(2\theta + \phi) \dots\dots\dots(4.10) \end{aligned}$$

となる。そしてそれぞれに LPF をかけることで出力電流の有効分である $\frac{I}{2} \cdot \cos \phi$ と無効分である $\frac{I}{2} \cdot \sin \phi$ を取り出すことができる。

そこで図4.18の上段に示されるように $\frac{I}{2} \cdot \cos \phi$ は指令値 I^* と比較し、PI 制御を行うことで、出力電流の振幅の指令値を決定している。また V_B と V_{ref} を比較し、PI 制御器の出力が I^* となる。次に、図4.18に示す中段の制御器では無効電力の制御を行っている。得られた電力は力率 1 で系統へ送ることが望ましいため $\frac{I}{2} \cdot \sin \phi$ はゼロとなるよう制御を行う。

4. 電力制御法

そして上段の PI 制御器後の出力には $\cos\theta$ を、中段の PI 制御器後の出力には $\sin\theta$ を乗算し、この二つを足すことで v_{r0} を決定する。ここで上段に $\cos\theta$ 、中段に $\sin\theta$ を掛ける理由として、本研究ではトランスの手前にインダクタンスが接続されており、電流と電圧が 90° ずれることを想定しているためである。また、DC/AC コンバータの素子の不平衡などによる出力電流の直流分の除去を目的に本研究では電流オフセット制御器を導入している。この制御器では出力電流を検出し、LPF により直流分を取り出しその値がゼロとなるよう制御している。これらの制御により生成された v_r と三角波キャリア信号 v_c を比較し、正弦波 PWM 制御を行う。

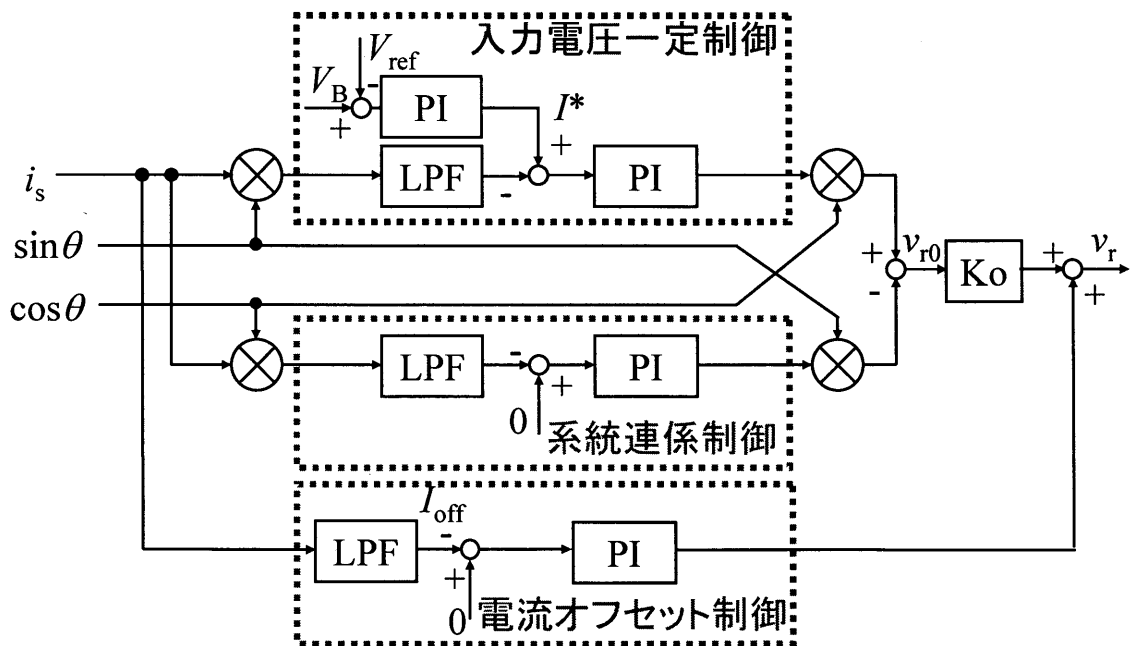


図 4.18 DC/AC コンバータ制御ブロック図

4.2.2. DC/AC コンバータ実験結果及び考察

4.2.1 節で提案した DC/AC コンバータの制御法の有効性を検証するため、図 4.19 に示すシステムを用いて実験を行う。図 4.19 は定抵抗制御回路と DC/AC コンバータ、トランス、システムを接続した回路であり、定抵抗制御回路の入力電圧は三相交流電源をダイオードブリッジにより、整流し、電解コンデンサで平滑化した直流電圧源（図 4.19：直流電圧源 V_c ）を用いている。またこのシステムは低電圧 SRG 用に設計されており、表 3.4, 3.6 の素子を用い実験を行っている。DC/AC コンバータの定電圧制御を動作させている状態で、 $duty$ をある初期値で動作させ、その後、ある地点で定抵抗制御を開始する。このようにすることで、定抵抗制御回路の $duty$ は変化するため、入力電力が瞬間的に変化する。この変化に対する、DC/AC コンバータの制御性について検討する。初期値 $duty=0.7$, $V_c=10V$, 入力抵抗値の指令値 $R_{ref}=0.7$, V_B の指令値 $V_{ref}=60V$ の条件のもと実験する。またこの時の初期条件で動作させたときの定抵抗制御回路の入力電力、入力抵抗値はそれぞれ $400W$, 0.25Ω であった。実験結果を図 4.20 に示す。図 4.20 より入力抵抗値は制御開始後約 $5ms$ 程度で指令値である 0.7Ω に追従している。このときの入力電力は $257.85W$ である。また R_{in} の誤差は 2% 程度であり、十分な制御性能を得られたと考えられる。一方、コンデンサ C_B の端子電圧 V_B は定抵抗制御開始後、 3% 程度（最大 $62.1V$ ）の上昇が見られるもの大きな変化はせず、励磁電源として用いるには問題がないと考えられる。また出力電流 i_s の振幅は約 $100ms$ 程度で落ち着いており、出力電圧 v_o と大きく位相がずれることなく力率 0.99 以上を維持し電力を系統へ送れている。以上の結果より、4.4.1 節で提案した制御手法が図 4.19 に示すシステムにおいては有効であるといえる。

4. 電力制御法

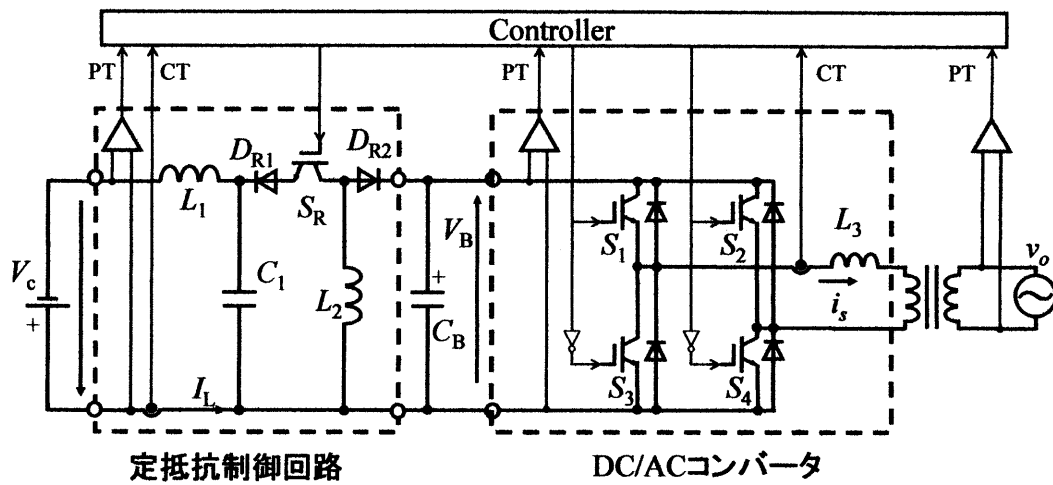


図 4.19 実験システム

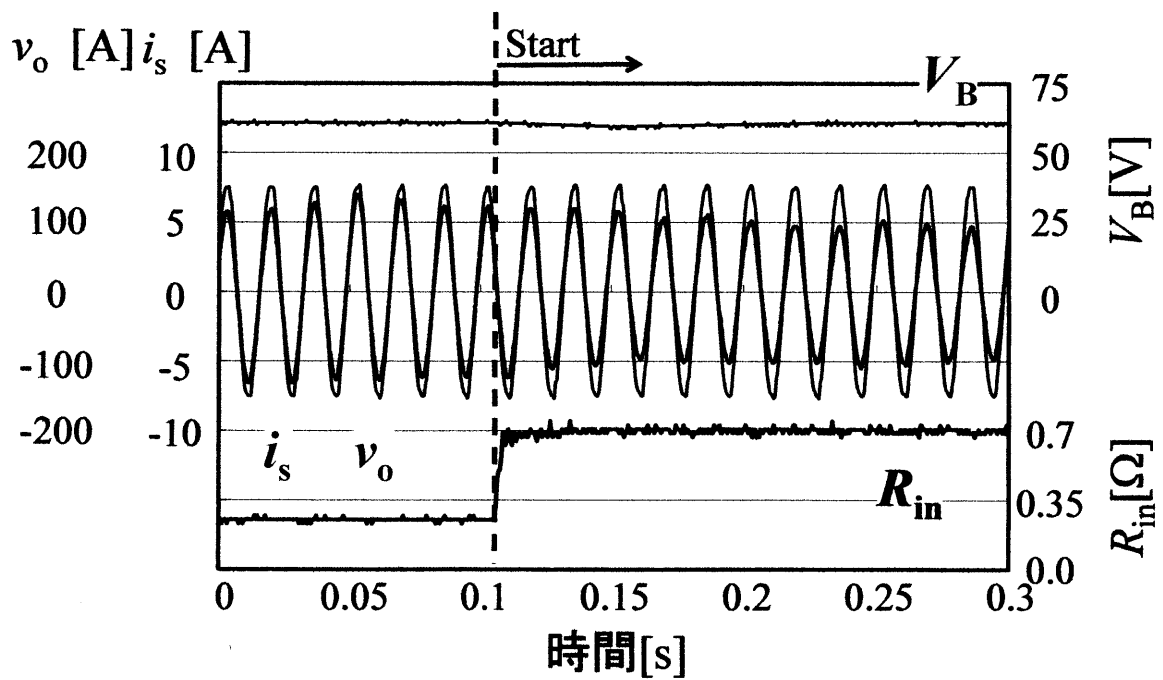


図 4.20 実験結果

5. 結言

本研究では前研究者によって提案された低電圧 SRG を用いた発電システムにおける発電手法、電力推定法を高電圧 SRG システムに適応することで、発電効率、システム効率の向上を図った。その結果発電効率では 75%~90%、システム効率では 75%~95%と効率が大幅に向上した。また高電圧 SRG に適した素子を用い、小型風力発電システムに適した定格回転数を持つ SRG を用いることでさらに発電効率、システム効率を上げることが可能であると考えられる。

また最大電力追従制御を行う際、電力差が大きいところでは変化量を大きく、小さいところでは小さくするため、前研究者によって提案された最大電力追従制御の ΔI の決定式を変更した。そしてこの制御法を高電圧 SRG システムに適応することで、最大電力追従制御の有効性を示した。次に DC/DC コンバータを接続した際の最大電力追従制御の簡単化のため、DC/DC コンバータを定抵抗制御回路として動作させることを提案し、実験によりその有効性を示した。

最後に、得られた電力を系統に送るための手法として、単相座標変を用いた系統連係制御を提案し、直流電圧源、定抵抗制御回路、DC/AC コンバータ、トランス、系統を接続した回路において実験を行い、その有効性を示した。

今後の課題として、本研究では SRG、励磁回路、定抵抗制御回路、DC/AC コンバータ、系統すべてを接続した回路(図 3.2)を用いた実験は行えておらず、今後は発電システム全体としての評価が必要である。

参考文献

- (1) 堀孝正 編著：「パワーエレクトロニクス」 オーム社 (2000)
- (2) 電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会：「パワーエレクトロニクス回路」
オーム社 (2000)
- (3) 電気学会：「電気機器工学」 オーム社 (1999)
- (4) リラクタンストルク応用電動機と制御システム調査専門委員会：「電気学会技術報告第
719号 ～リラクタンストルク応用電動機と制御システム～」, 電気学会産業応用部門,
1996 (2月)
- (5) 菊池, 渡辺, 郭, 一ノ倉：「スイッチトリラクタンスジェネレータを用いた風力発電特
性に関する検討」, 平成15年電気学会全国大会, No.5-037(2003)
- (6) 蟹江, 山村, 堀：「SRMを用いた発電システム開発」, 平成13年電気関係学会東海支部
連合大会, No.176, (2001)
- (7) 森, 蘇, 山村, 石田, 堀：「SRMを用いた小型風力発電システムの可能性について検討」
平成15年電気学会全国大会, No.7-152(2003)

参考文献

- (8)松井, 千葉, 武田:「リラクタンストルクを利用した回転機」, 電気学会論文 D, 114 巻 6 号,平成 6 年
- (9)松井, 武田:「見直されてきたリラクタンスモータ」, 電気学会論文 D, 118 巻 6 号,平成 10 年
- (10) 瀧口, 山村, 石田:「SRG を用いた小型風力発電システムに関する研究」平成 16 年電気学会全国大会論文集 No.4-134 (2004)
- (11) 瀧口, 小川, 山村, 石田:「SRG を用いた小型風力発電システムに関する研究」平成 17 年電気学会全国大会論文集 4-120, pp187-188 (2005)
- (12)瀧口, 小川, 山村, 石田:「SRG を用いた小型風力発電システムに関する研究」平成 17 年電気関係学会東海支部連合大会論文集 O-107 (2005)

論文目録

- [1] 瀧口, 小川, 山村, 石田 : 「SRG を用いた小型風力発電システムに関する研究」 平成 17 年電気学会全国大会論文集 4-120, pp187-188 (2005)

- [2] 小川, 瀧口, 山村, 石田 : 「SRG を用いた小型風力発電システムの電力変換回路に関する研究」 平成 17 年電気学会全国大会論文集 4-119, pp185-186 (2005)

- [3] 瀧口, 小川, 山村, 石田 : 「SRG を用いた小型風力発電システムに関する研究」 平成 17 年電気関係学会東海支部連合大会論文集 O-107 (2005)

- [4] 小川, 瀧口, 山村, 石田 : 「SRG を用いた小型風力発電システムに関する研究」 平成 18 年電気学会全国大会論文集 4-039, pp59-60 (2006)

- [5] 小川, 山村, 石田 : 「Study for Small Size Wind Power Generating System Using Switched Reluctance Generator」 International Conference on Industrial Technology IF-006955 pp1510-1515 (2006)

謝辞

本研究の遂行および本論文の作成において、終始丁寧にご指導いただきました三重大学 電気電子工学 教授 工学博士 石田 宗秋先生, 同大学 電気電子工学 講師 工学博士 山村 直紀先生, 同大学 電気電子工学 助手 工学博士 残間 忠直先生, 文部科学技官 廣田 栄 毅氏, 元三重大学 助教授 工学博士 松川 達哉氏に心より御礼申し上げます。

また, 貴重な時間をさいて本論文の査読をして頂いた三重大学 電気電子工学 教授 工学博士 平井 淳之先生に心より御礼申し上げます。

共に SRG について研究し, 終始丁寧にご指導いただきました平成 17 年度卒業三重大学 大学院工学研究科修了生 瀧口史晃氏に心から感謝いたします。

平成 15 年 4 月の研究室配属から多くの時間を共に過ごしたエネルギーシステム研究室, 制御システム研究室のみなさんに心から感謝いたします。

最後に何不自由なく大学生活を送らせて頂いた両親に心から感謝し, 厚く御礼申し上げます。