

平成 21 年度 三重大学大学院工学研究科 修士論文

SRG を用いた小型風力発電システムにおける
最大電力点追従制御法に関する研究



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
電気システム工学講座

東 晋一

目次

1	緒言	4
1.1	研究の背景と目的	4
1.2	本論文の構成	6
2	SRG の特性	7
2.1	SRG の構造	7
2.2	インダクタンス分布	8
2.3	実機のインダクタンス測定	10
2.4	発電エネルギー	13
3	SRG を用いた発電システム	16
3.1	提案システム構成図	16
3.1.1	提案システム回路図	17
3.1.2	磁化曲線測定回路	23
3.1.3	励磁回路動作	26
3.1.4	相電流瞬時値比較制御法	28
3.1.5	抵抗制御回路	31
3.1.6	DC/AC コンバータ	35
3.1.7	風車模擬装置	38
3.2	実験システム	42
3.2.1	実験回路の動作原理	43
3.2.2	実験手法	44

3.2.3 実験結果.....	45
4 電力制御法.....	48
4.1 最大電力点追従制御.....	48
4.2 抵抗を考慮したときの最大電力点追従制御.....	52
5 結言.....	53
参考文献.....	54
論文目録.....	55
謝辞.....	56

1 緒言

1.1 研究の背景と目的

近年，化石燃料の消費の増加に伴い，大気汚染や地球温暖化が進行しており，自然エネルギーの導入が進められている。そこで省スペースであり，単位体積あたりの発電量が多い小型風力発電システムが着目されている。現在は発電機として永久磁石同期機や誘導機が用いられている。しかし，永久磁石同期機は高効率であるが，材料費が高く，誘導機は堅牢であり，メンテナンスが容易であるが，低効率である。本研究では回転子に巻線を施さないことから構造が簡単かつ堅牢であり，また安価でかつ誘導機に比べると効率のよい SRM(Switched Reluctance Motor)を発電機 SRG(Switched Reluctance Generator)として利用した小型風力発電システムについて検討する。

本論文で提案する駆動回路では，一般的な SRM を駆動する H-ブリッジ回路とは異なり，スイッチ素子がモータの相数である 4 つで済むという特長がある。前研究者らの成果として，SRG を用いた風力発電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^{[1][2]}。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法（最大電力点追従制御法）について検討が行われ，実験によりその有効性が示された。

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いる。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，系統連系の 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に変化する。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に必要な電力，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。これに対して，前研究者らによって提案された最大電力追従制御は 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，一般的に風車の回転数は励磁電流と負荷抵抗によって変化する。そのため，より多くの電力を得るためには励磁電流と負荷抵抗を最適値に決定することが望まれる。そこで，本論文では抵抗値と励磁電流をパラメータとすることによって従来の制御法よりも多くの電力が得ることが出来ることを示し，新しい最大電力点追従制御法を提案することを目的とする。

1.2 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の構成を示す。また, 実験回路の説明および実験結果を示す。

4 章では, 実験結果を基に新しい制御方法を提案。

5 章では, これらの実験結果から, SRG を用いた小型風力発電システムの最適電力決定方法の有効性について検討する。

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。

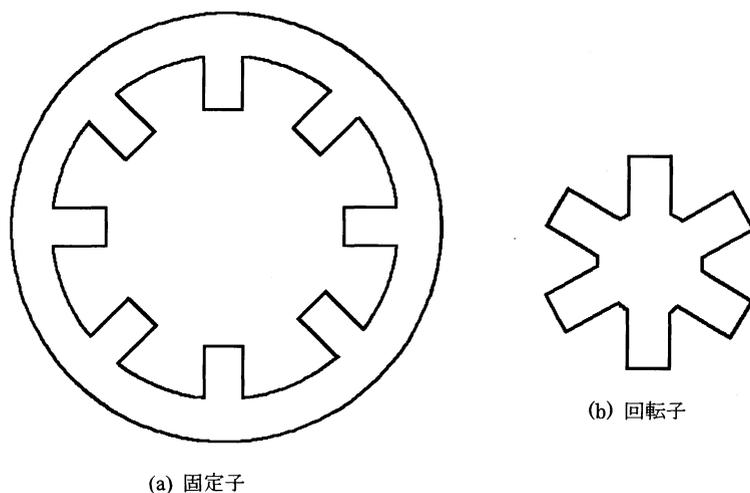


図 2.1 SRG の構造

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 極あるいは 8/12 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。

2.2 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。

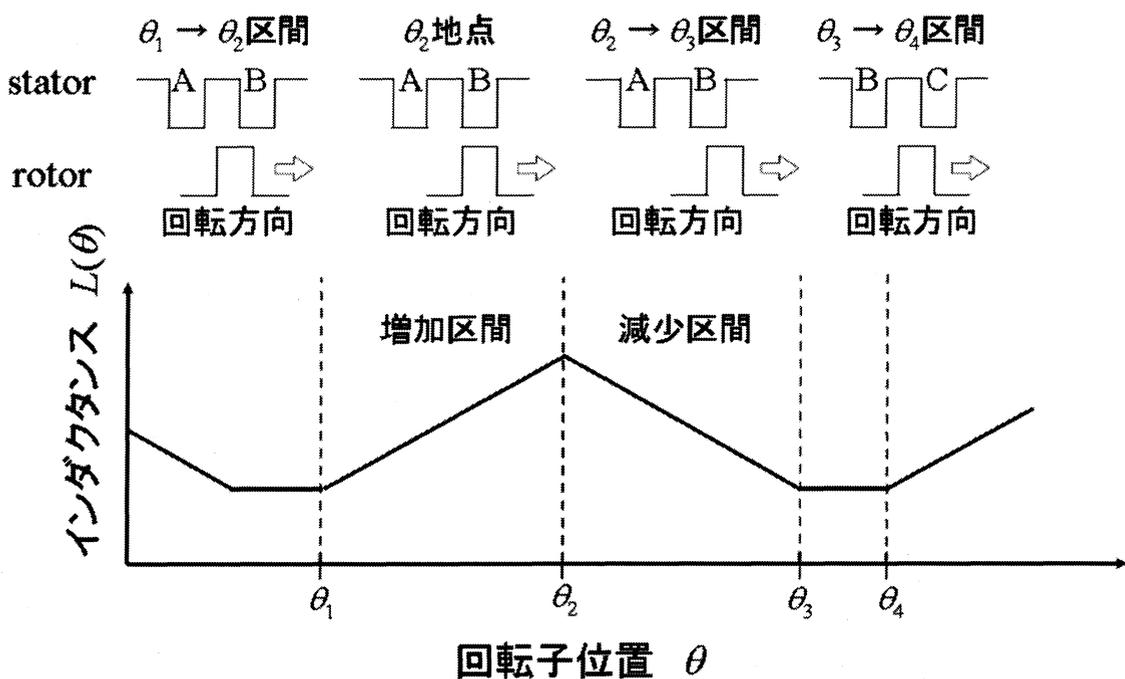


図 2.2 インダクタンス分布

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。またこのインダクタンス一周期の間には 4 つの状態が存在している。そこで、それぞれの状態について表 2.1 を用いて説明する。

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となりインダクタンスは最小となる。

2.3 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。

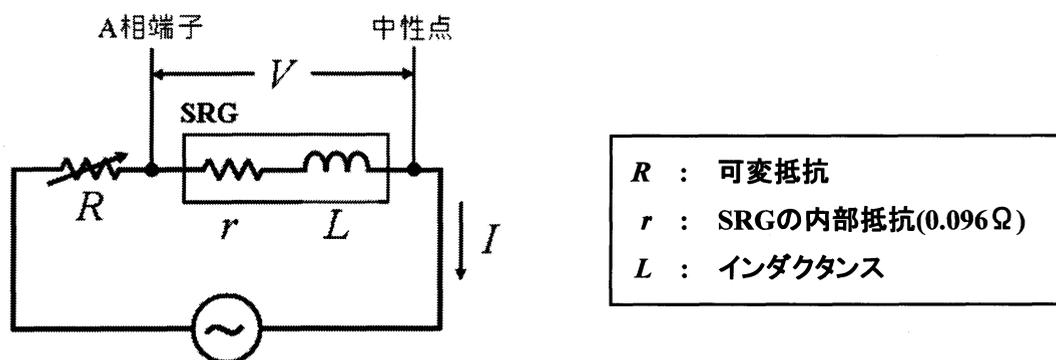


図 2.4 インダクタンス測定回路

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る。これは SRG の巻き線の焼損を防ぐためでもあるが、磁気飽和回避のためである。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。巻線のインピーダンス 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。

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

A 相の固定子に注目したとき、回転子は一周すると 6 回通過する。一つの回転子が A 相に一番近いときを 0 度としたとき、回転子位置 θ に対する実験機に実効値 5A の交流電流を流したときの A 相平均インダクタンス分布を図 2.5 に示す。また、流れる電流の値によってインダクタンスの最大値が異なるので図 2.6 に示す。

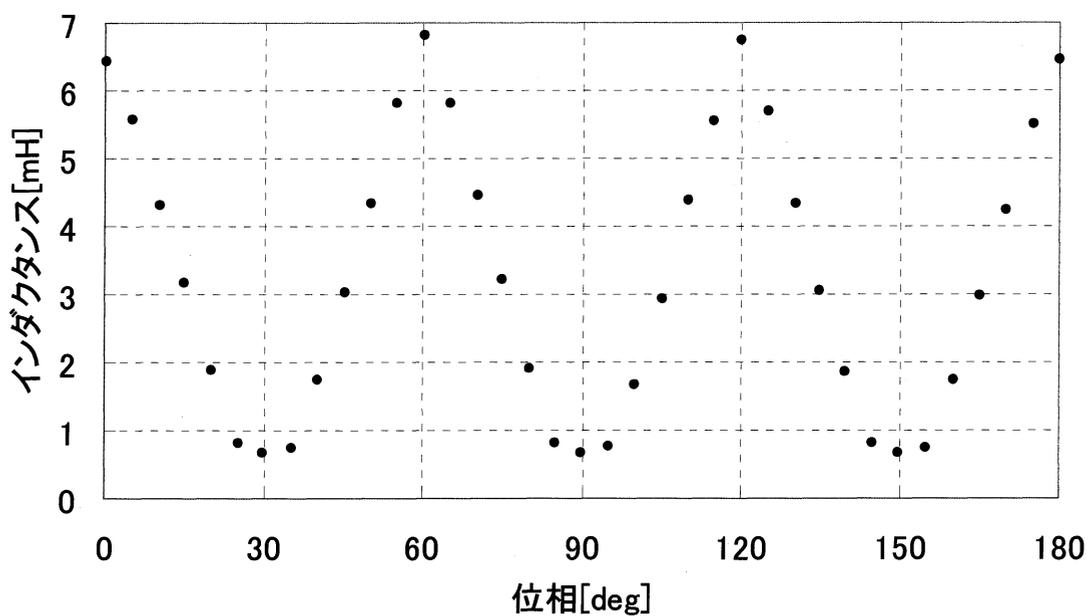


図 2.5 実機の A 相インダクタンス分布

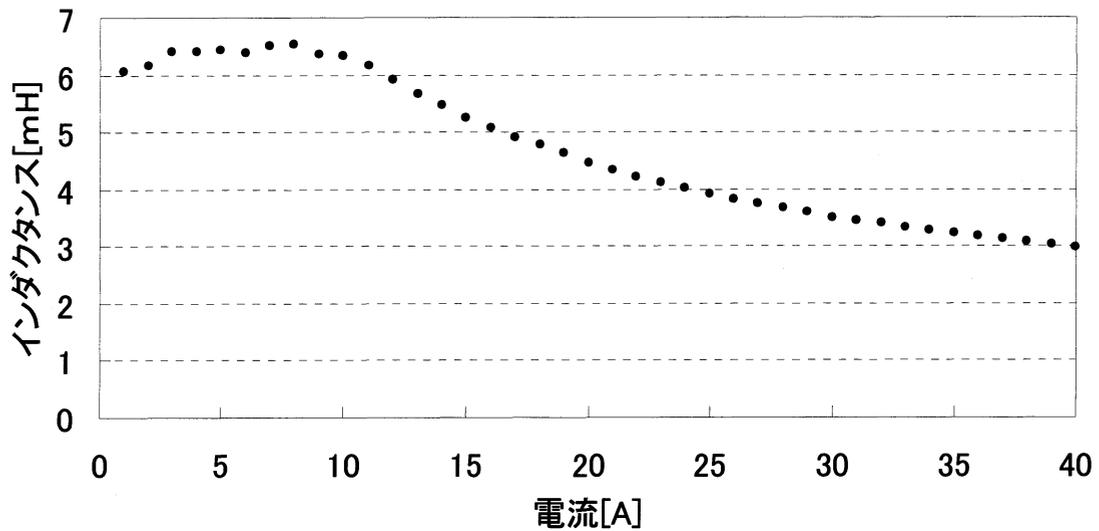


図 2.6 電流によるインダクタンス最大値の変化

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。

2.4 発電エネルギー

SRG の磁化曲線の例を図 2.7 に示す。図 2.7 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 2.7 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，電源の利用効率や出力/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^{[3][4]}。

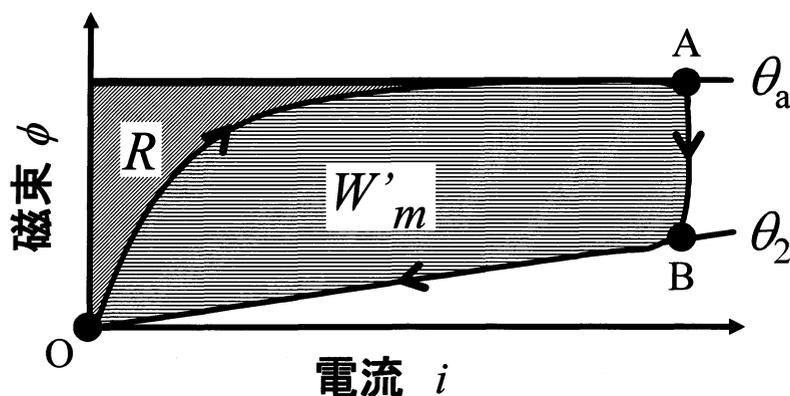


図 2.7 磁化曲線

この図2.7を用いて電力を推定するには、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(2.6)式によって表される。

$$W'_m = \oint \phi(t) di(t) \dots\dots\dots(2.6)$$

磁束の測定法は3.1.2節で説明をする。

実際に今回用いる磁束の測定値を図2.8に示す。角度は図2.5に準拠している。また、この図2.8の磁束を電流で微分した値が平均インダクタンスである。

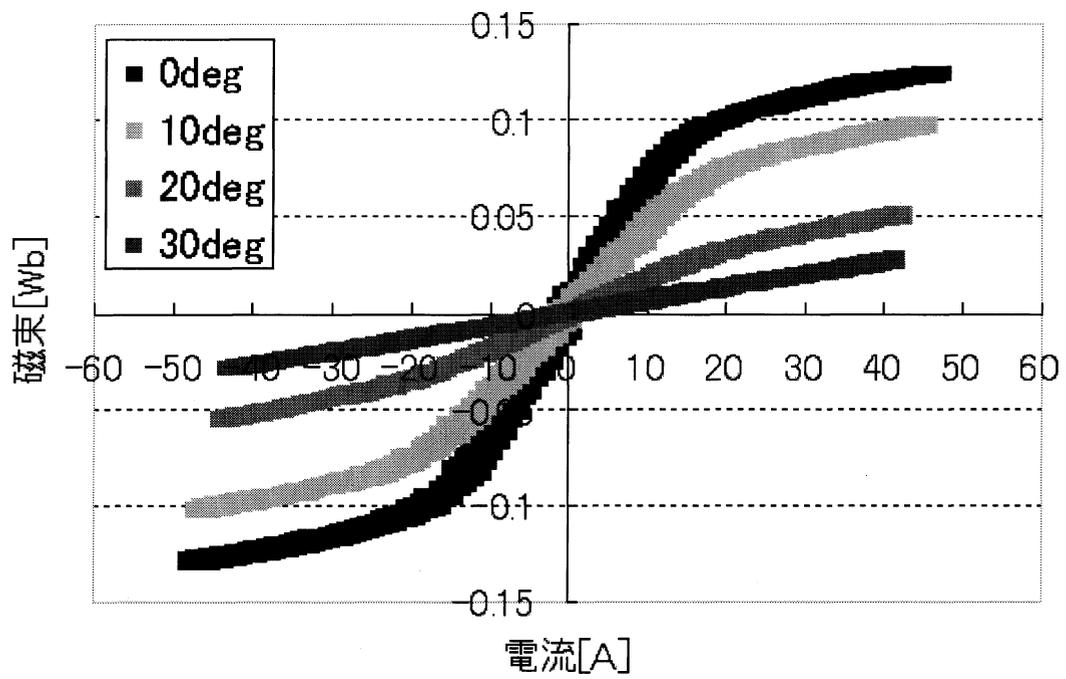


図 2.8 磁束カーブ

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。

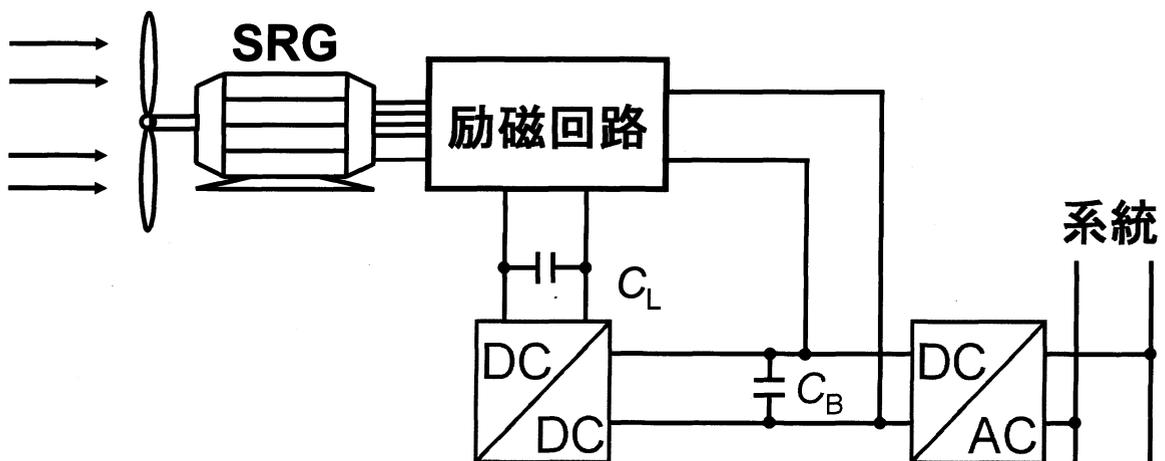


図 3.1 提案システム

3.1.1 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、SRG とカップリングされた誘導電動機をサーボドライバによって速度制御し、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プアップより構成される抵抗制御回路が接続される。ここで示す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。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。実験で用いた回路の詳細については 3.2 節において説明する。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。

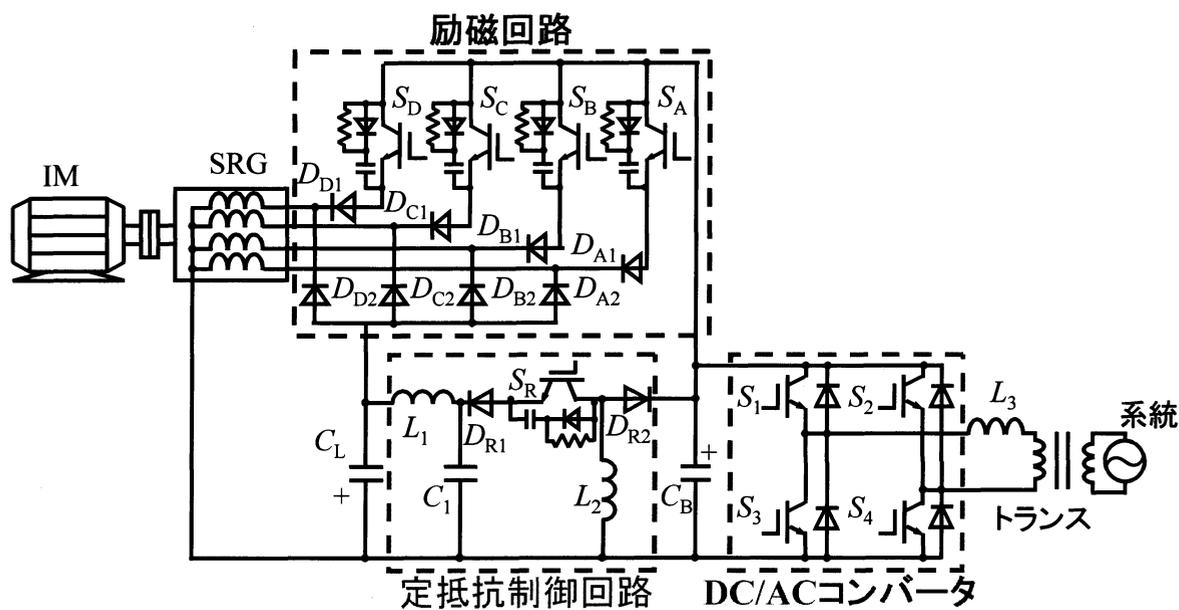


図 3.2 提案システム回路図

実機に用いているモータの仕様を表 3.1, 表 3.2 に示す。

表 3.1 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 回转子 6極
内部抵抗	: 0.096[Ω]
インダクタンス	: max 6.53[mH] min 0.63[mH]

表 3.2 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]

次に実験において用いた各素子のパラメータを表 3.3 に示す。また、スイッチング素子に数百 A の容量を持つものを使用しているのは、前研究者が低電圧大電流 SRG を使っていた名残である。

表 3.3 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
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 $S_A \sim S_D, S_R$	2MBI75N-060	富士電機	75Amax, 600V
IGBT モジュール $S_1 \sim S_4$	2MBI400N-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 3.4, 表 3.5 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・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 内で扱えるようにしている。

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, 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, 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。

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 DSP に入力することで, 回転子位置を知ることができる。

表 3.4 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	12	±5
DA	8	16	±10
カウンタ	—	32	+5

表 3.5 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	12	±10
DA	8	14	±10
カウンタ	—	16	+5

3.1.2 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、

$$\phi(t) = \int v(t) - ri(t) dt \dots\dots\dots(3.1)$$

で表される。(3.1)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。(3.1)式を展開すると、(3.2)式となる。

$$\phi(t) = \int v(t) dt - \int ri(t) dt \dots\dots\dots(3.2)$$

(3.2)式より、磁束測定回路のブロック線図は図 3.3 のようになる。ここで図 3.3 に示すように、電圧に LPF をかけたものを DSP で演算することによって積分を行い、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 3.4 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、LPF をかける。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±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。

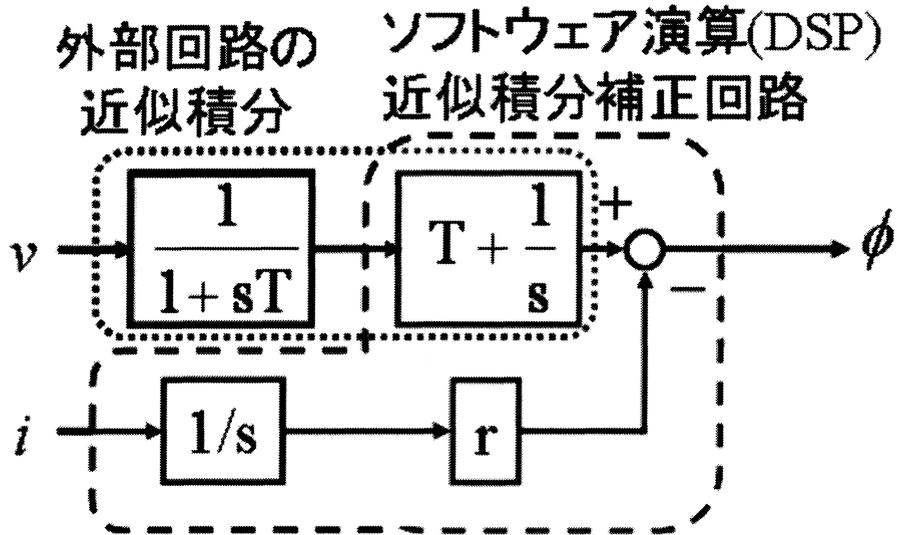


図 3.3 磁束測定回路のブロック線図

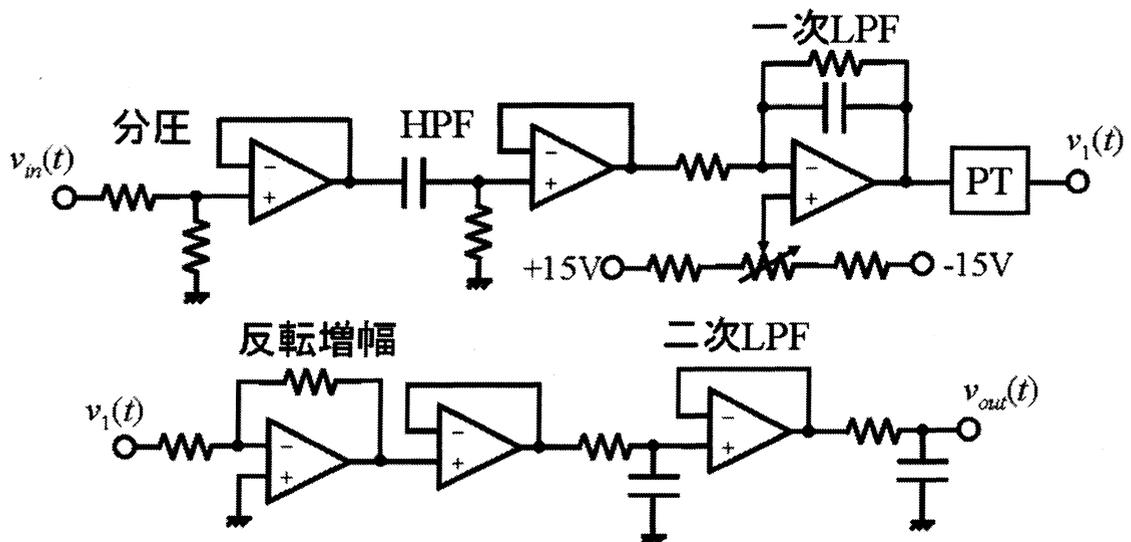


図 3.4 積分回路

最後に SRG に流れる電流を横軸にとり，図 3.3 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3.5に示す。

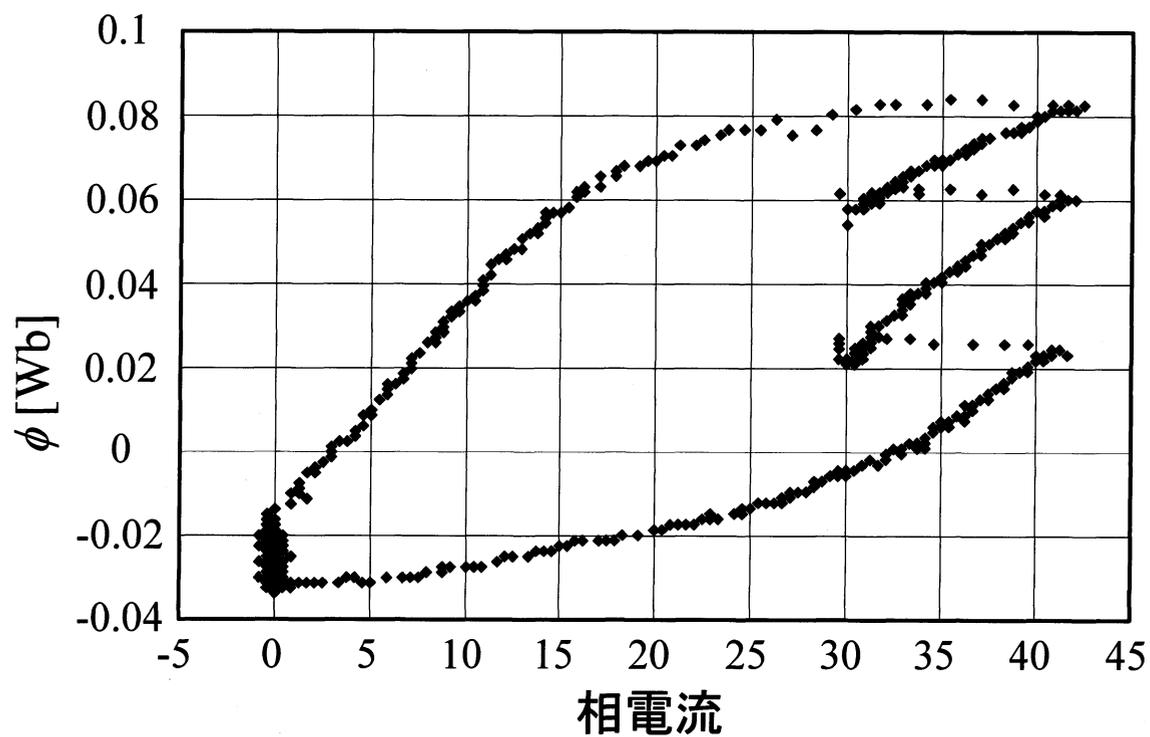


図 3.5 磁化曲線

3.1.3 励磁回路動作

図 3.6 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、抵抗制御回路部分は抵抗 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 により示している。風車の代用として 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。SRG からエンコーダを取り込み IGBT へのスイッチング周期を決め、SRG に流れる電流、SRG にかかる電圧の値を制御器に取り込み、瞬時値比較制御回路から IGBT のスイッチングの duty 比を決定し、ドライブ回路から IGBT に信号を与える。

図 3.6 において IGBT の ON 期間および OFF 期間が、それぞれ励磁期間および発電期間である。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 のコイル内に注入される。

- 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エネルギーが放出される。このエネルギーは IGBT の ON 時に注入したエネルギーと軸トルクから入力される機械エネルギーの合成であり抵抗で消費される。電流の流れは SRG から抵抗を流れるループとなる。

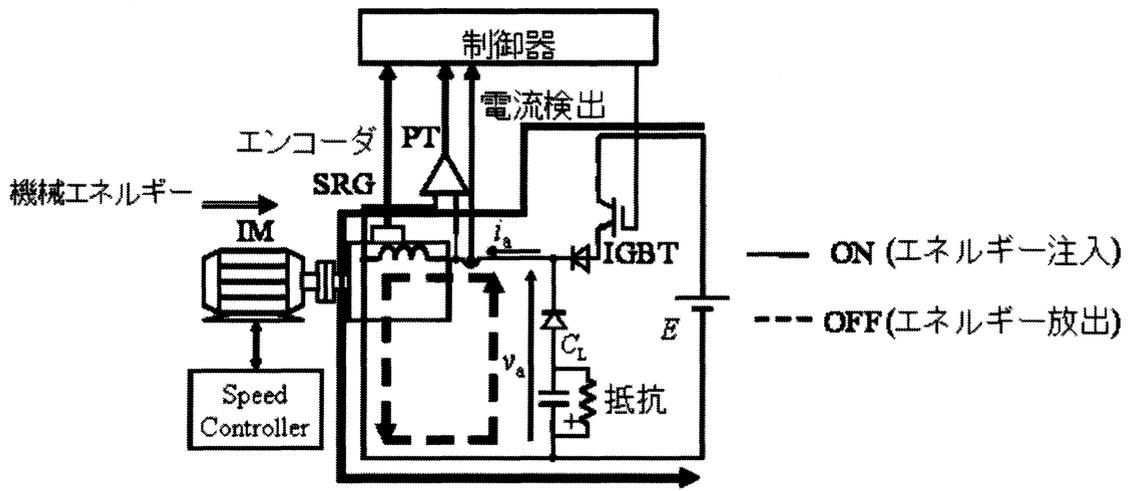


図 3.6 実験システム(一相分)

3.1.4 相電流瞬時値比較制御法

ここでは、SRGの相電流を制御する方法について示す。

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3.7に示す。

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り、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）の間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3.8に示す。

制御回路出力が0[V]の状態では電流誤差 h_{dif} が h_{off} に達すると制御回路出力が5[V]となる。また、制御回路出力が5[V]の状態では電流誤差 h_{dif} が h_{on} に達すると制御回路出力が0[V]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。

このような制御をするために、ヒステリシス幅を変えることで出力のドライブ信号の立ち上がり立ち下りのタイミングが変わることを検証する。電流指令値と電流センサ値の代わりに電圧を入力し、また電流の上限下限信号を決定する h_{on} と h_{off} も電圧値にし、電圧誤差を h_{dif} とする。このとき、ドライブ回路はlow-activeであるので、(指令値-センサ値)がヒステリシス幅を超えるとOFFになり、(センサ値-指令値)がヒステリシス幅を超えるとONになる。このとき、指令値を5[V]一定、センサ値を振幅10[V]の正弦波、ヒステリシス幅を1[V]および2[V]にしたときの波形を図3.9および図3.10に示す。図を見るとドライブ信号の位置が異なっていることがわかる。

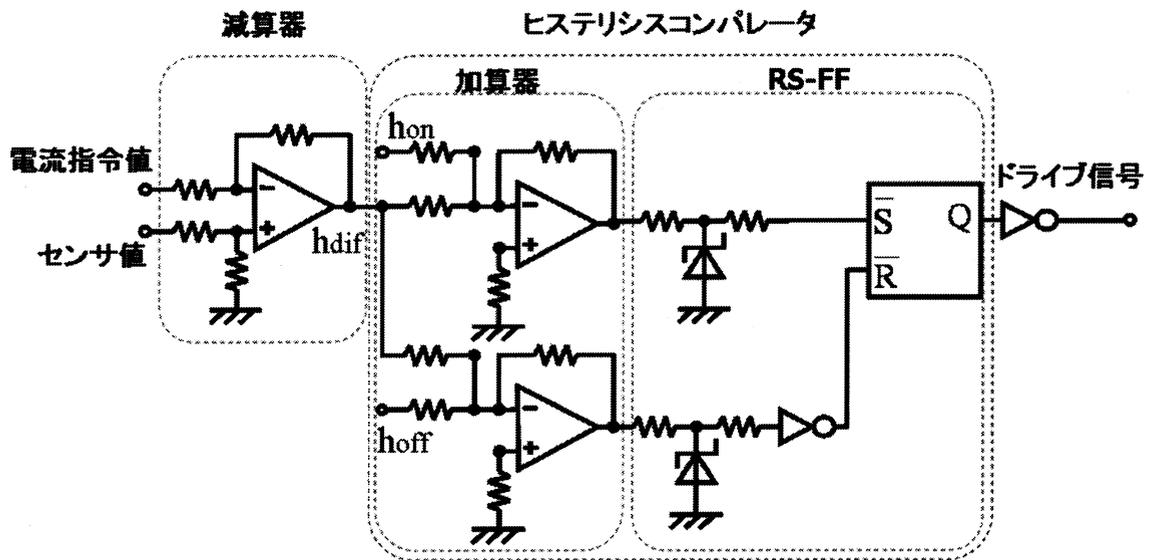


図 3.7 瞬時値比較制御回路

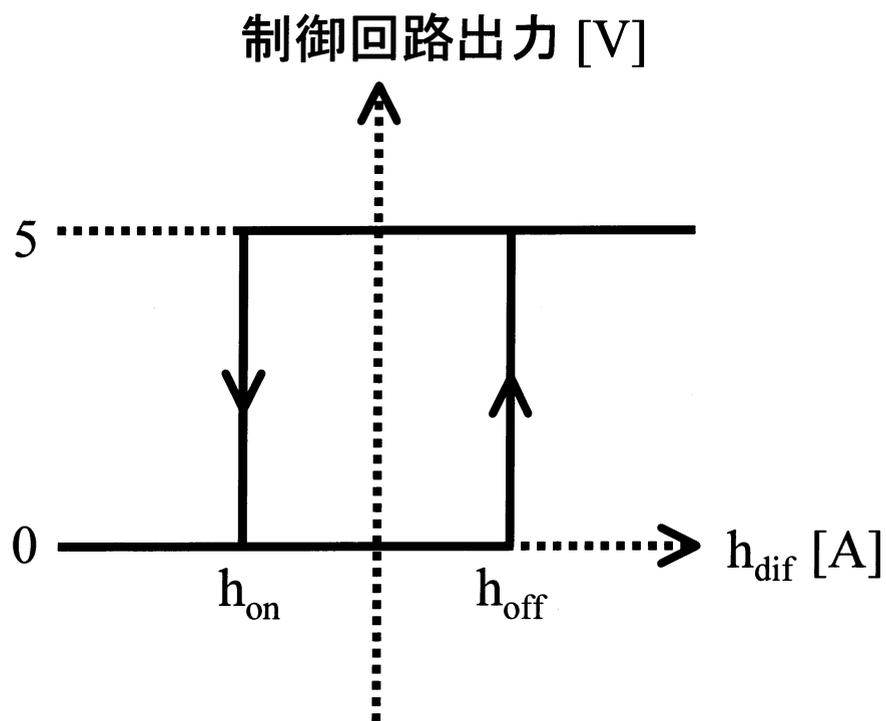


図 3.8 制御回路出力と h_{dif} の関係

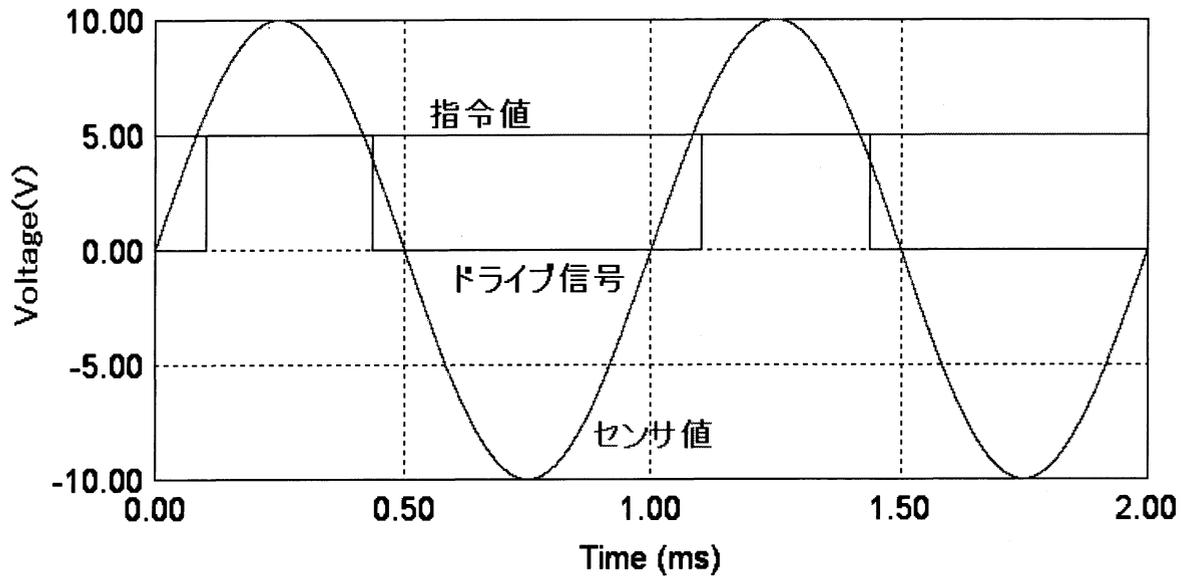


図 3.9 瞬時値比較制御回路(ヒステリシス幅 1[V])

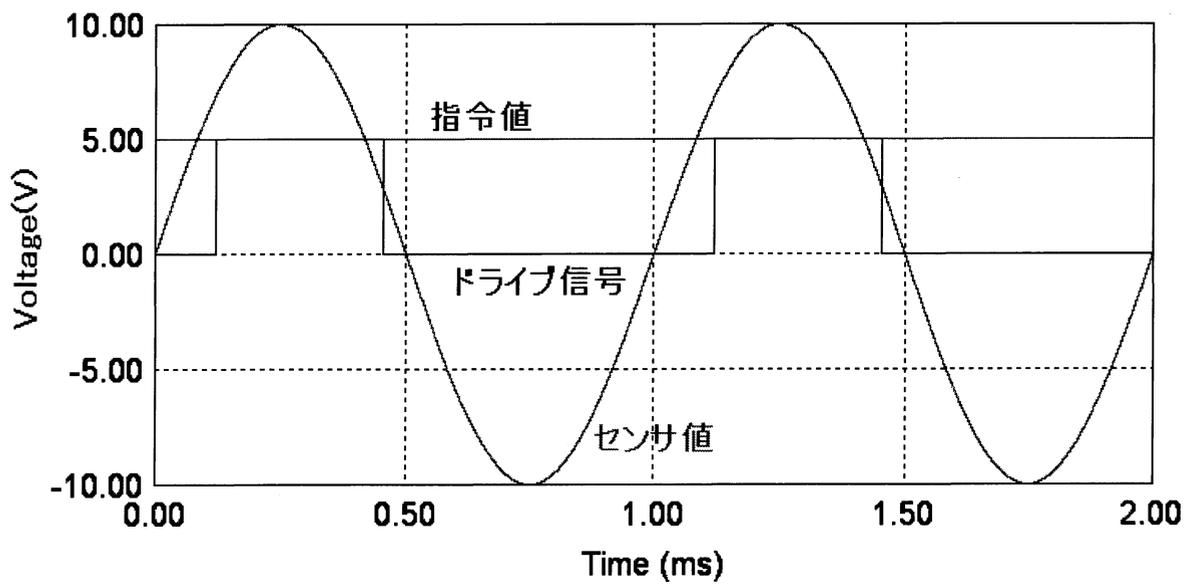


図 3.10 瞬時値比較制御回路(ヒステリシス幅 2[V])

3.1.5 抵抗制御回路

(1) 抵抗制御回路の概要

ここでは図 3.2 内の抵抗制御回路について説明する。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 3.11 は図 3.6 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 3.11 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 3.11 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 (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

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。

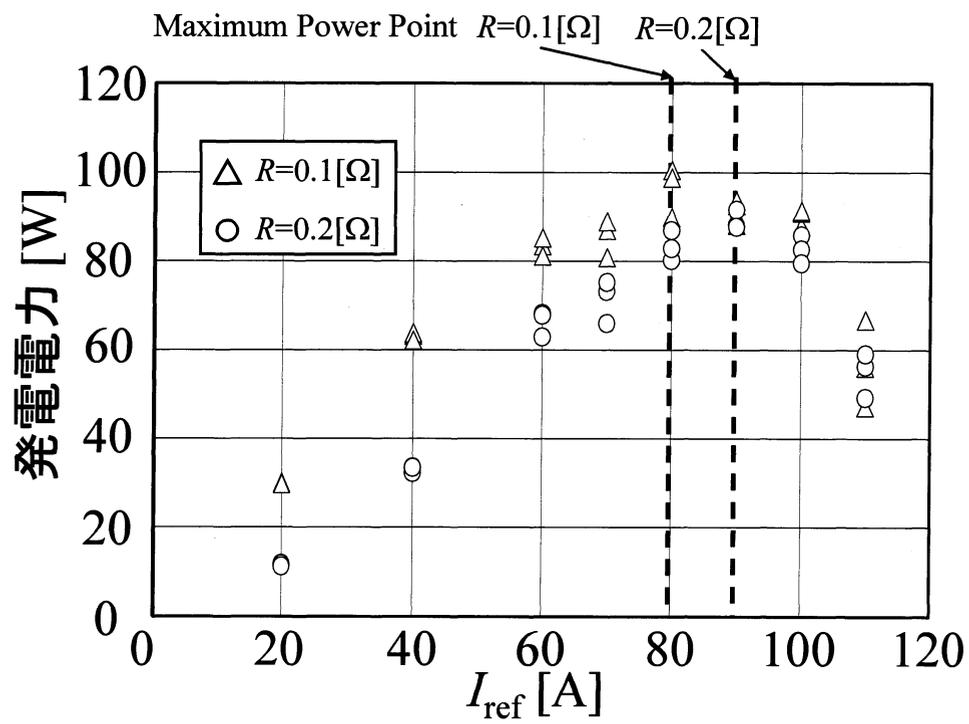


図 3.11 各抵抗値による出力電力特性

(2) 抵抗制御

図 3.12 は抵抗制御回路図を示している。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プパより構成され、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限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。次に昇降圧チョップパを用いる理由は抵抗制御回路に 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。

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 (3.3) より入力抵抗値 R_{in} を算出する。そして式 (3.4) により *duty* の指令値を決定する。

$$R_{in} = \frac{V_c}{I_L} \dots\dots\dots(3.3)$$

$$duty = (K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot (R_{ref} - R_{in}) \dots\dots\dots(3.4)$$

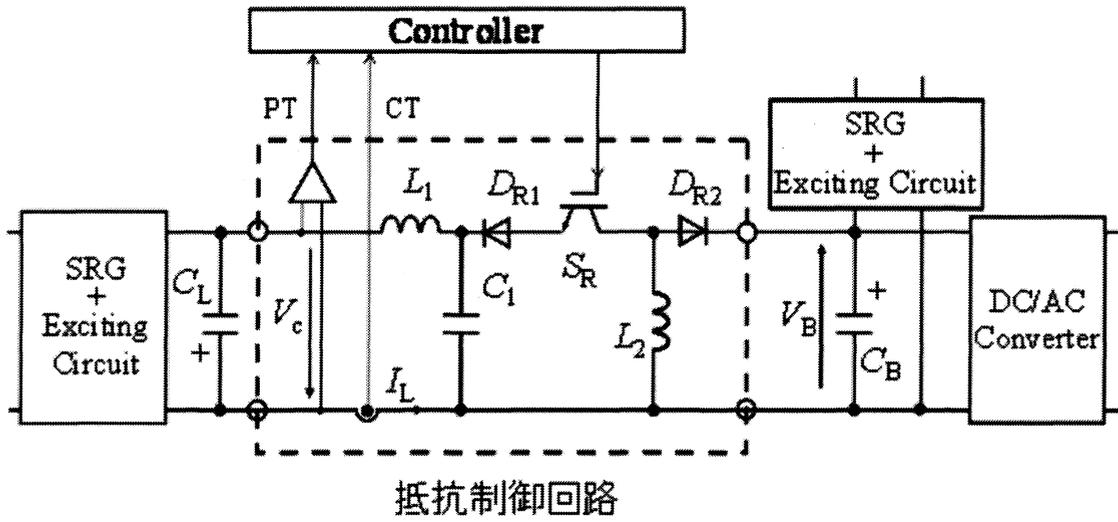


图 3.12 抵抗制御回路图

3.1.6 DC/AC コンバータ

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 3.13 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。

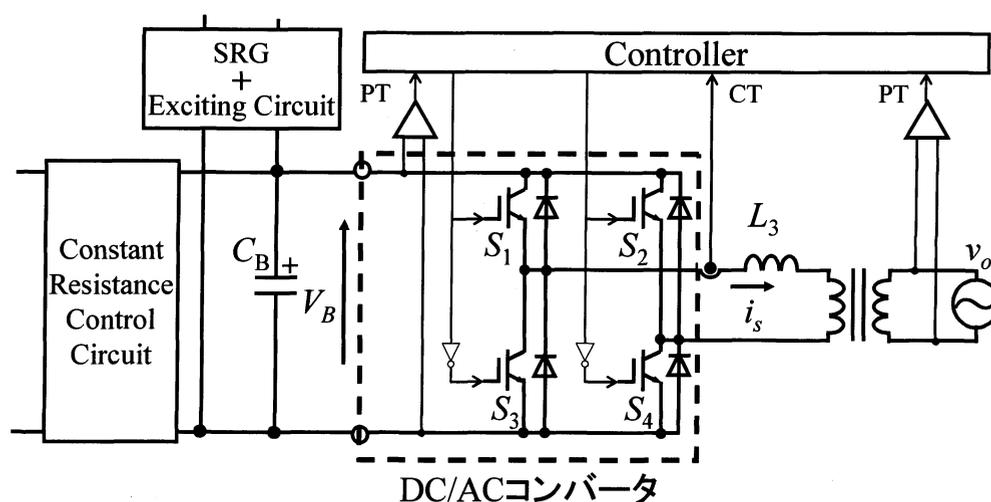


図 3.13 DC/AC コンバータ回路図

本研究では図 3.14 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 3.14 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 (3.5) で表される。

$$i_s = I \cdot \sin(\theta + \phi) \dots\dots\dots(3.5)$$

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

$$\begin{aligned} i_s \cdot \sin \theta &= \frac{I}{2} \cdot \cos \phi - \frac{I}{2} \cdot \sin(2\theta + \phi) \\ i_s \cdot \cos \theta &= \frac{I}{2} \cdot \sin \phi - \frac{I}{2} \cdot \sin(2\theta + \phi) \dots\dots\dots(3.6) \end{aligned}$$

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 3.14 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 3.14 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。

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。

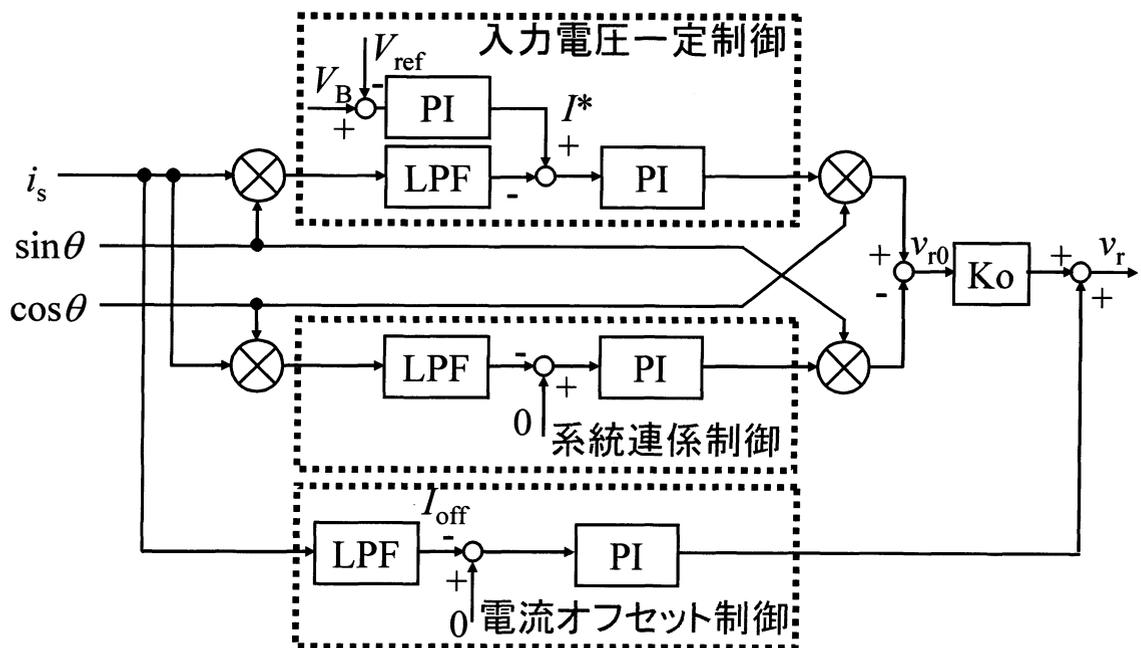


図 3.14 DC/AC コンバータ制御ブロック図

3.1.7 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 3.15 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。無負荷時から負荷を増やしていくと，ある点で出力が最大になる。この状態から負荷が増せば，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 の速度制御を適用する。風車模擬装置の構成を図 3.16 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，(3.7)式となる。

$$\text{負荷率(\%)} = \frac{\text{モータ出力}}{\text{モータ定格出力}} \times 100 \dots\dots\dots(3.7)$$

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 $120[\%]$ と設定すると，トルクは次式を用いて求めることができる。

$$T = \frac{1.2v \times 60 \times 3700}{10 \times 2\pi n} \dots\dots\dots(3.8)$$

ただし(3.8)式は出力が定格から外れていると用いることができない場合がある。そこで，回転速度-トルク曲線から算出された関係式はトルク $T[\text{N}\cdot\text{m}]$ ，回転速度 $\omega[\text{rpm}]$ ，定数 k とすると(3.9)式となる。

$$T = -0.000002 \times (\omega - 800 \times k)^2 + 5.48 \times k^2 \dots\dots\dots(3.9)$$

この式を ω に関する式に書き換えると(3.10)式となる。

$$\omega = \sqrt{\frac{5.48 \times k^2 - T}{0.000002}} + 800 \times k \dots\dots\dots(3.10)$$

無負荷時のトルク T は $0[\text{N}\cdot\text{m}]$ であるので, (3.10)式よりそのときの風速指令値に対する回転速度を求めることができ, その結果を表 3.6 に示す。また, $k=1.0$ のときの負荷率と速度指令値の波形を図 3.17 に示す。図 3.17 より, サーボのスイッチを ON, OFF しているときは, モータが加速, 減速をしているときであるので, モータに負荷が接続されていなくても負荷が加わり, 図 3.17 のように負荷に合わせて速度指令値が変わっているのがわかる。また, 直線区間においても図 3.17 より速度指令値信号は $1[\text{V}]$ あたり $800[\text{rpm}]$ を表していることや, 負荷率は無負荷時の運転であるので, $0[\text{V}]$ を示しているのがわかる。

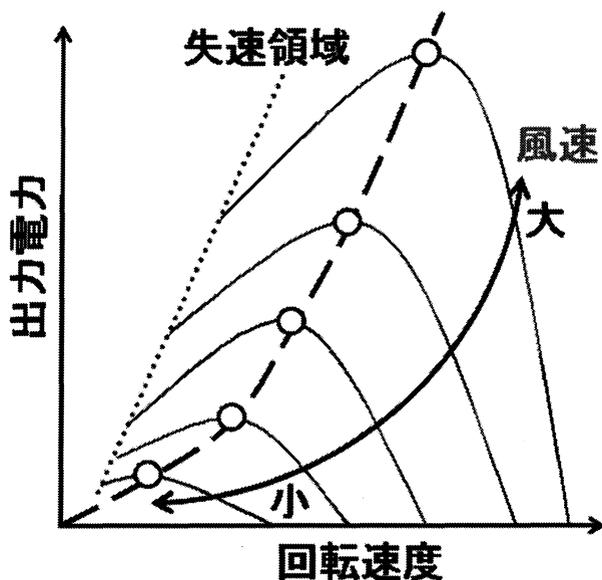


図 3.15 風車の出力電力特性の概形

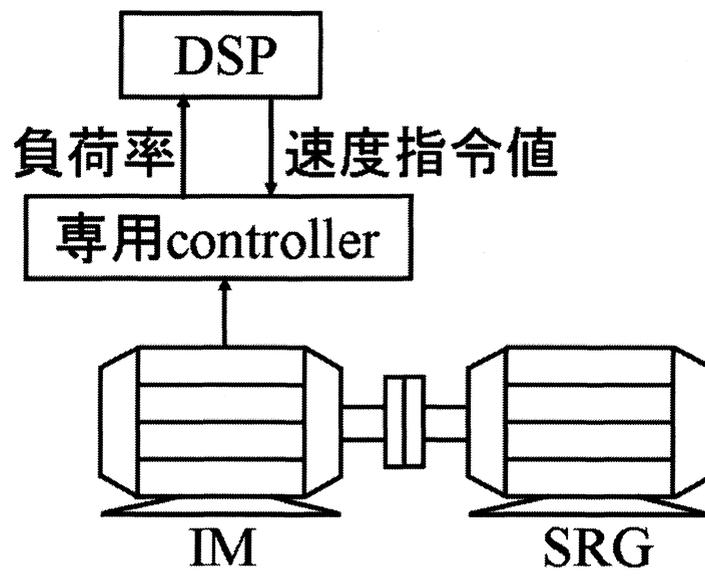


図 3.16 風車模擬装置

表 3.6 回転速度(実測値)

風速指令値 k	回転速度 [rpm] (実測値)	回転速度[rpm] (理論値)
0.0	56	0
1.0	2426	2455
2.0	4910	4910

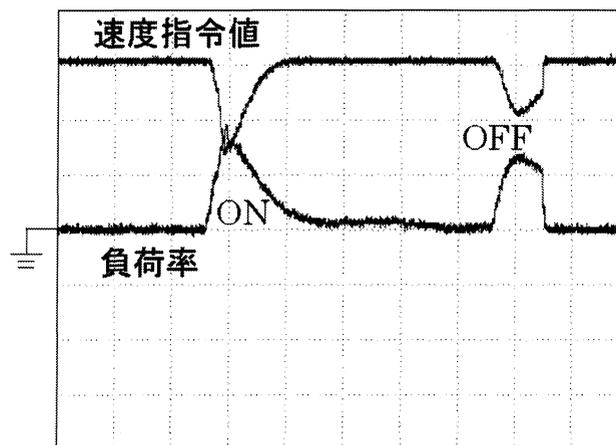


図 3.17 コントローラのスイッチの ON, OFF 時の速度指令値(1V/div)と負荷率(2V/div)

(横軸 : 100ms/div)

3.2 実験システム

本研究で用いる実験システムを図 3.18 に示す。励磁電流が変化すると DC/DC コンバータの入力抵抗値が変化してしまい測定が困難になる。したがって、SRG の負荷抵抗値を一定に保つために DC/DC コンバータに替えて抵抗素子を用いる。そして、環境により出力が変化してしまう風車での実験では一定条件下での実験が困難であるため、風車の代用として誘導電動機を用いた風車模擬装置により実験をする。また図 3.1 のシステムを使用すると出力電力が励磁回路に影響を及ぼすため、ここでは励磁回路に供給する電源と出力電力を独立させるため、DC/AC コンバータ・システムを直流電圧源で代用する。

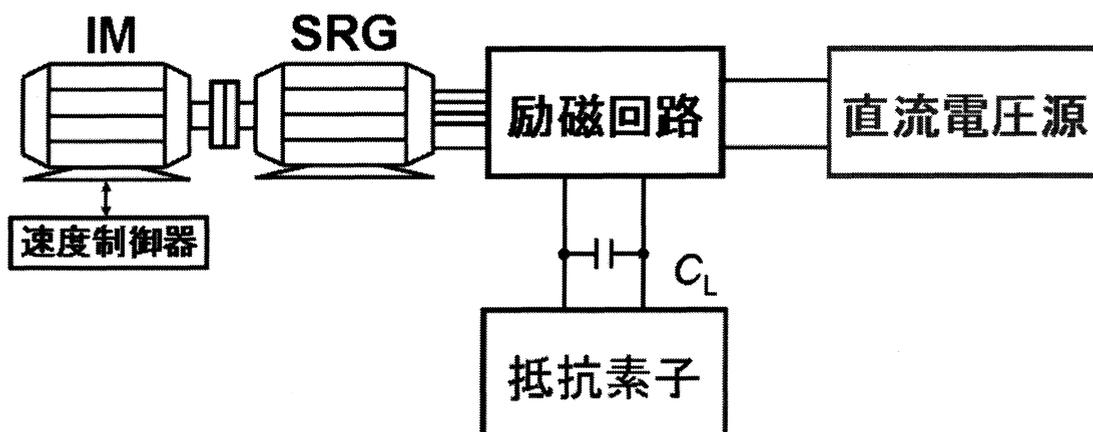


図 3.18 実験システム

3.2.1 実験回路の動作原理

図 3.1 の実験システムを基に作製した実験回路を図 3.19 に示す。風車の代わりに風車模擬装置を SRG にカップリングする。SRG が回転をし、さらに励磁されることによって発電する。図 3.19 の実験回路は SRG の構造上、回路が 4 相となっている。各相が励磁する時機を決めるためにエンコーダ情報を制御器に取り込んでいる。また、励磁電流を制御するために電流センサ値と制御器の電流指令値を比較して、センサ値が指令値に近づくように瞬時値比較制御をし、それを基に IGBT のドライブ信号を生成し制御をする。そして発電エネルギーは負荷抵抗で消費される。

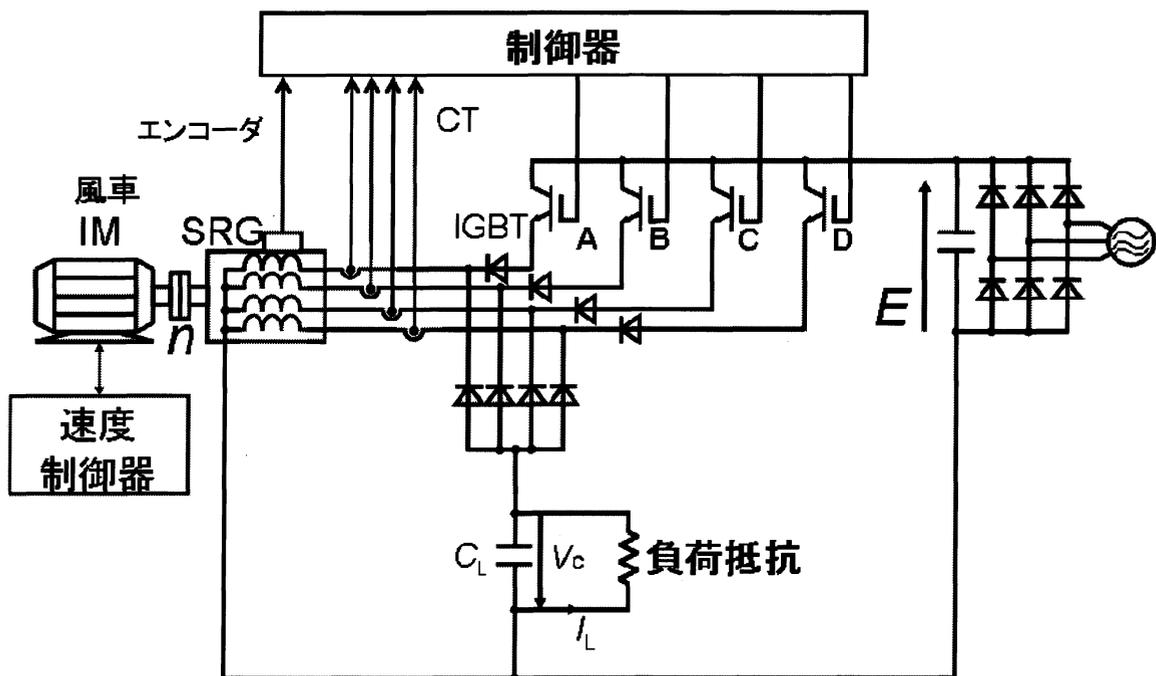


図 3.19 実験回路

3.2.2 実験手法

図 3.20 のような風車特性を持つように風車模擬装置の制御をし，直流電源 $E=200\text{V}$ として，励磁電流と負荷抵抗の値を変えたときの出力電力特性を調べる。

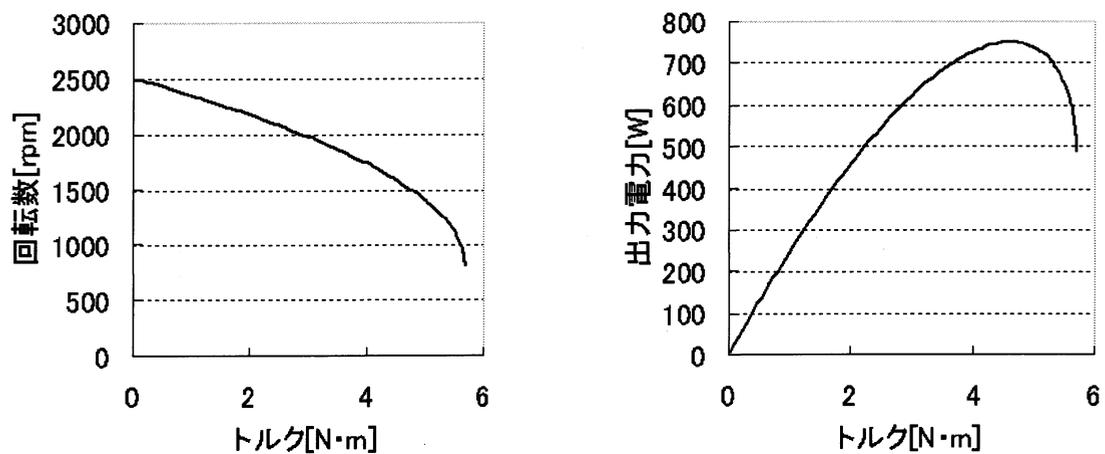
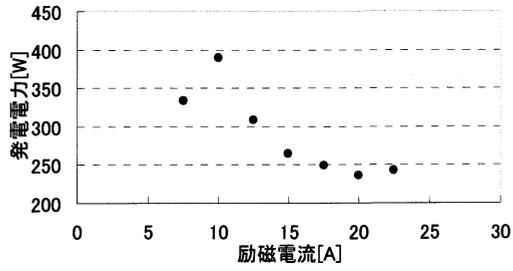


図 3.20 風車模擬装置設定

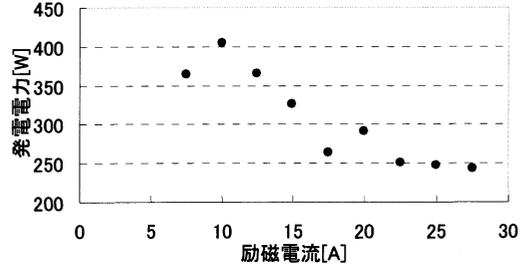
3.2.3 実験結果

SRG を用いた小型風力発電の出力特性の実験結果を図 3.21, 図 3.22 に示す。なお, 図 3.21 は横軸を励磁電流, 縦軸を出力電力, パラメータを負荷抵抗としており, 図 3.22 は横軸を負荷抵抗, 縦軸を出力電力, パラメータを励磁電流としている。図 3.21, 図 3.22 より, 励磁電流が異なると出力電力の最大値における負荷抵抗の値が異なっていることがわかる。この結果より, SRG の負荷抵抗と励磁電流を最適に決定することにより, より多くの電力が得られることが期待できる。

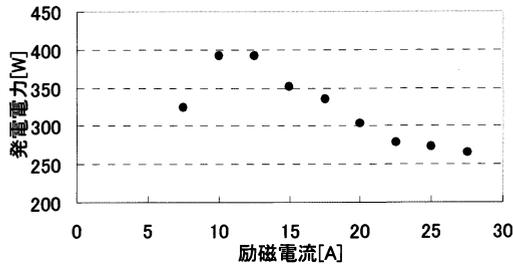
しかし, 現段階では励磁電流にあわせて等価負荷抵抗を変えるべきか, 他の物理量に従って最大電力を得られる励磁電流と負荷抵抗値が同時に決まるように調整するのかどうかは明確に断言することは出来ない。



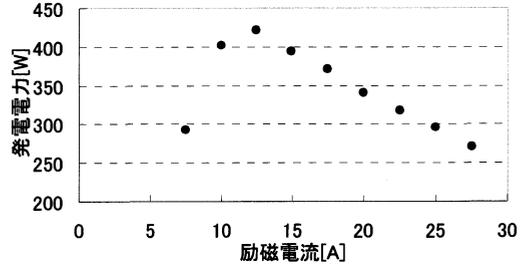
(a)0.332Ω



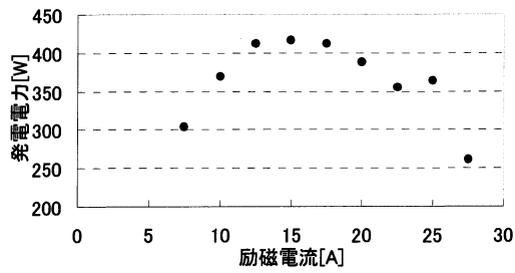
(b)0.425Ω



(c)0.529Ω

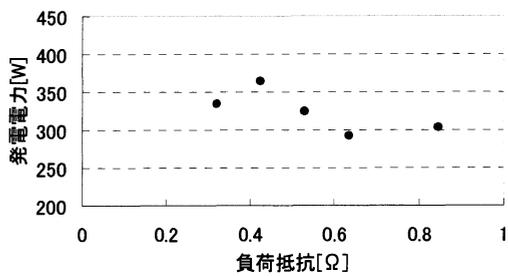


(d)0.634Ω

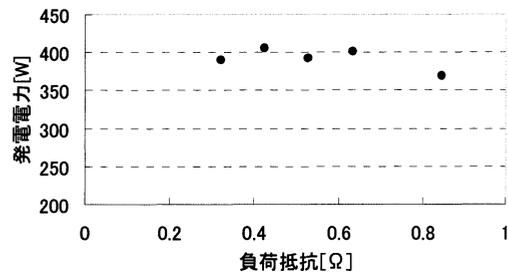


(e)0.845Ω

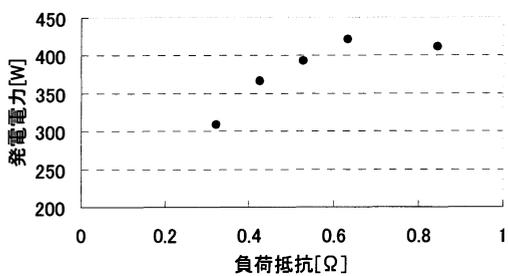
図 3.21 出力電力特性(励磁電流)



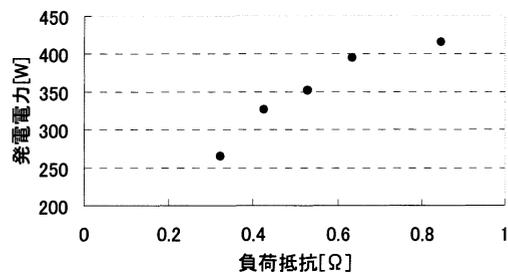
(a)7.5A



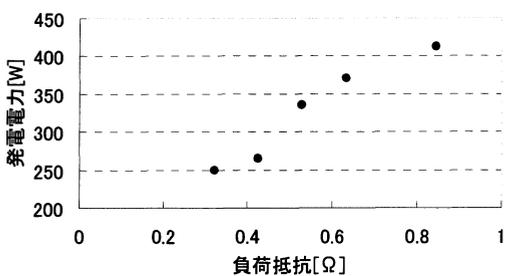
(b)10A



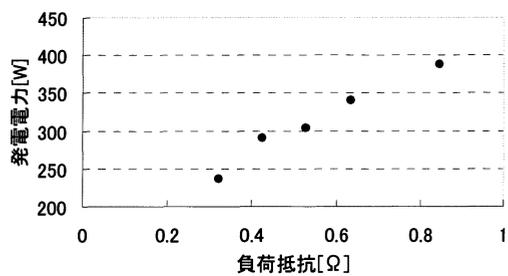
(c)12.5A



(d)15A



(d)17.5A



(e)20A

図 3.22 出力電力特性(負荷抵抗)

4 電力制御法

4.1 最大電力点追従制御

風車模擬を行った場合電流指令値 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。

図 4.1, 図 4.2 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。

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

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

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

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

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

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。

(4.1) 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 4.3 に以上の制御のフローチャート図を示している。

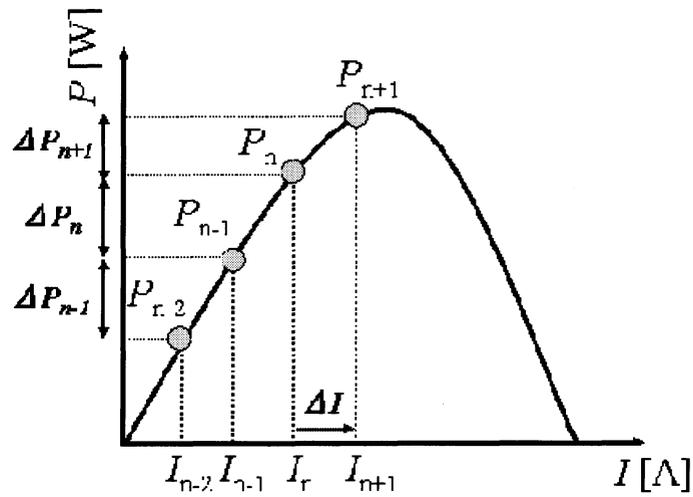


図 4.1 最大電力追従制御の原理（最大電力点より左側）

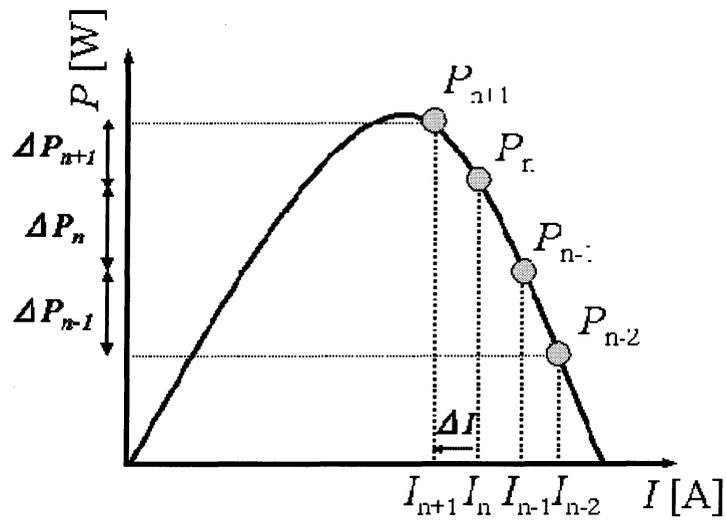


図 4.2 最大電力追従制御の原理（最大電力点より右側）

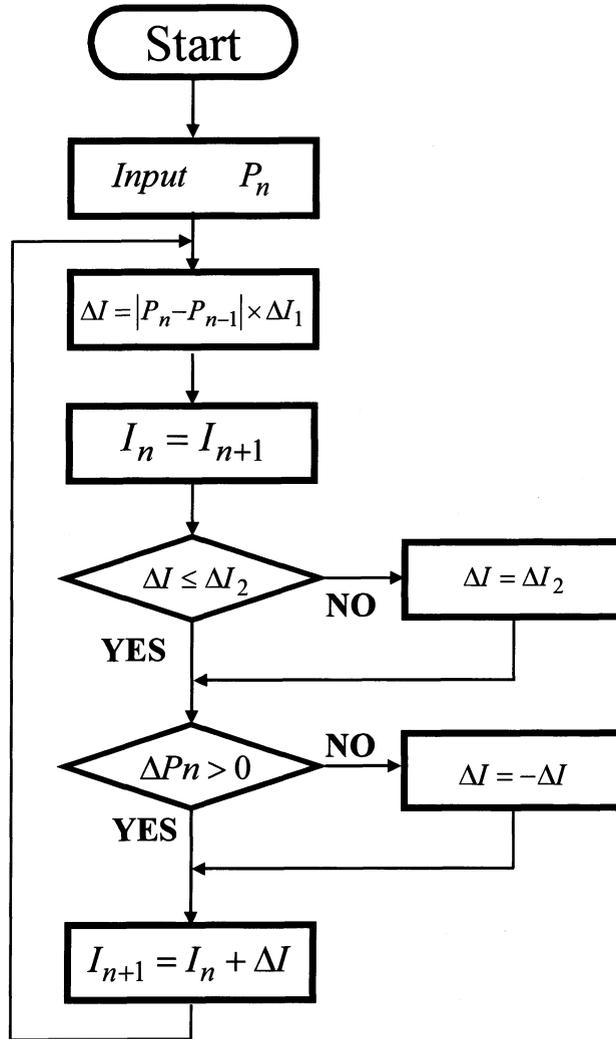


図 4.3 フローチャート図 (最大電力追従制御)

4.2 抵抗を考慮したときの最大電力点追従制御

図 3.20, 図 3.21 の結果は一つの風速条件においての実験結果である。よって, 他の風速条件において実験を行ったときは最大電力点での励磁電流値と抵抗値が異なる。

そこで, 抵抗値にも励磁電流と同様に最大電力点追従制御を行いたい。しかし, それでは制御が複雑化し過ぎるため制御が破綻する可能性が高い。そこで, 従来どおり励磁電流による最大電力追従制御を行いながら, 目標とする 0.634Ω を中心として徐々に抵抗の目標値を変化させることによって制御が破綻するリスクを軽減させることが出来る。抵抗制御を動作させる条件は励磁電流制御における(4.1)式の ΔI の値が小さいときに行う。

この制御を実現するためには, 励磁電流制御と抵抗制御回路の DSP が独立した別プログラムで動作しているので, 一元化する必要がある。

5 結言

本研究では出力電力に影響を及ぼす、負荷抵抗と励磁電流の 2 つのパラメータを風速に合わせてどのような値が適切なかを決定することを目標としてきた。そこで、風車模擬装置の特性が一定条件の上で励磁電流を一定にしたときに負荷抵抗を変えて出力電力の特性を見て最大出力電力の時の負荷抵抗の値を特定した。そして、励磁電流を変えて同様の実験を行った。すると、最大出力電力における負荷抵抗値が励磁電流によって変化するのがわかった。

以上より負荷抵抗を変化させることで、より多くの電力を得ることができることを確認した。今後の課題は別々になっている励磁電流制御と抵抗制御回路の制御を一元化することにある。

参考文献

- [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, p187-188(2005)

- [2] 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)

- [3] 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

- [4] 松井, 武田 : 「見直されてきたリラクタンスマータ」, 電気学会論文 D, 118 巻 6 号,平成 10 年

論文目録

[1] 東, 山口, 山村, 石田 : 「SRG を用いた小型風力発電システムにおける最大電力点追従制御法」, 電気学会東海支部若手セミナー 新世代パワーエレクトロニクス技術の新展開

[2] 東, 山口, 山村, 石田 : 「SRG を用いた小型風力発電システムにおける最大電力点追従制御法の提案」, 平成 22 年電気学会全国大会 3 月 17 日発表予定

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文作成にあたり，終始丁寧なご指導を承りました三重大学 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 准教授 工学博士 山村直紀先生，同大学 電気電子工学 准教授 工学博士 残間忠直先生，文部科学技官 廣田栄毅氏に心より御礼申し上げます。

また，貴重な時間を割いて本論文の査読をして頂いた三重大学 電気電子工学科 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，実験を行った山口 隆志君に心から感謝いたします。

最後に，本研究の遂行にあたり，私と同時代に石田研究室に御在籍されたすべての方々には，大変お世話になりました。心から感謝します。