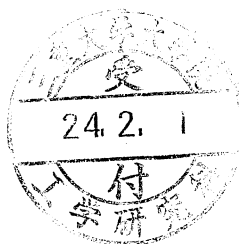


三重大学大学院工学研究科 修士論文

小型風力発電システムの制御性能向上のための
等価モデルを用いた出力特性解析



平成 23 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
小嶋 一彦

目次

1. 緒言	4
1.1. 本研究の背景及び目的	4
1.2. 本論文の構成	8
2. 風車工学	9
2.1. 揚力に関する基礎	9
2.2. 風車性能を表す特性係数	12
3. 小型風力発電システム	18
3.1. 風力発電システムの構成	18
3.2 風車の出力特性	20
3.3. 最大電力点追従制御法	21
3.3.1. 正弦波式 MPPT 制御法	22
3.3.2. 方形波式 MPPT 制御法	24
4. シミュレーションによる解析	27
4.1. 風車特性	29
5. 線形近似モデルによる解析	35
5.1. 等価パラメータ算出	35
5.2. 状態空間平均化法	43
5.3. 伝達関数導出	47
6. 結言	52
6.1. 研究のまとめ	52
6.2. 今後の課題	53

目次

付録.....	57
7.1. 整流回路.....	57
7.2. 降圧チョッパ回路.....	61
7.2.1 制御回路.....	61
7.2.2 ドライブ回路.....	63
7.2.3 降圧チョッパ回路.....	65
7.2.4 電流検出回路.....	69
7.3 最大電力点追従プログラム.....	71
参考文献.....	74
論文目録.....	76
謝辞.....	77

1. 緒言

1.1. 本研究の背景及び目的

近年、エネルギーに関して注目が集まっており、多くのメディアにより取り上げられている。それは 2011 年 3 月 11 日に発生した東北地方太平洋沖地震により、東京電力福島第一原子力発電所での事故以降エネルギー源の見直しについて様々な議論が行われ、幅広い人々が注目しているからである。そのため、今後は原子力発電所に頼らずにエネルギーの供給をと考える人々が増えている。そのような現状において、再生可能エネルギーが安全かつクリーンなエネルギーとして注目が高まっている。その中でも、風力発電システムは採算性に優れており、注目されている。しかし、日本では欧米諸国に対して普及が遅れている。理由として、台風に耐えうる風車を設置すると比較的にコストが上がるといったことや、風況が良く風の大量の風車を設置できるだけの平地の確保が困難なこと、さらには諸外国に比べ、風況の変化の激しい場所が多いため、風況状況が安定して得られる地域が限られているなど様々な要因があると考えられる。日本国内での大型風力発電の累計導入量は 2007 年 3 月時点で 1400 基、総設備容量は約 168 万 kW であり、発電量は標準的な原発の数分の 1 である。今後も少しずつ増えていくと考えられる。その風車に関して簡単ではあるが、以下に説明する。

＜風力発電システムの大型と小型の比較＞

1) 中・大型風車システムについて

- 周辺でマイクロウェーブ，無線，テレビ電波等への電波障害が発生しない場所を選定する必要がある。
- 将来への拡張性（ウインドファームを設立用）の可能性のある場所の選定する必要がある。
- 道路等のアクセスの便が良い場所，発生電力を供給する送電線・変電設備が近くにある場所に選定する必要がある。
- 周辺の自然環境への影響，騒音問題などの影響も評価して場所を選定することが必要である。
- 自然エネルギーの中で最も採算性に優れている。
- 系統連系のシステムがほとんどである。

2) 小型風車システムの導入について

- 省スペースであるため、民家などにも設置が可能である。
- 低風速でも発電可能となるものが多い。
- 分散型電源として利用するものが多い。

<代表的な風車の種類>

(a)プロペラ型風車

風力発電として最も多く用いられるのがプロペラ型風車で、2枚翼または3枚翼が一般的であるが、1枚翼のものや4枚翼以上のものもある。翼の形状は航空機の翼に類似しており、機動力を高め、空気力学的損失を最小にするように翼根部で強く、翼先部で弱くなるようなねじりのつけられているものが多い。プロペラ型は少なくとも定格風速に達するまでは風向に対し、回転を正対させるため、方位制御が必要となる。

(b)多翼型風車

アメリカ中、西部の牧場で揚水用として多数使用された風車であり、その名の通り一つの風車は20枚程度のブレードを持つ典型的な低回転、大トルク型の風車でアメリカだけでなくメキシコ、オーストラリア、アルゼンチン、南アフリカなどでもかなりの数が現在でも使用されている。同じ多翼型で新しく開発された自転車の車輪の形をした風車が図に示す。アメリカン・ウインド・タービン社のバイスクル・ホイール風車中空翼を48枚スポーク状に配置し、従来の多翼型より大幅な性能向上を目指している。

(c)ジャイロミル型風車(Hダリウス形風車)

この風車は垂直に取り付けられた対称翼形のブレード(枚数は3-4枚)が、自動的に風に対し最適な迎え角を得る構造をもつ。したがって、構造的には複雑で価格も高いが、ピッチ角を変化させることができるため、機動性もよく、低回転を維持することができるので効率が極めて高い。また同様の形状でブレードの取り付けが固定式のものもある。

(d)パドル型風車

抵抗形の風車で、その形状からパドル形と呼ばれる。この風車のポイントは、風上へ向かうブレードの抵抗をいかに少なくするかという点にしばられ、多数のアイデアが発表されているが、パドル形は最も効率が低く、使用されている例がほとんどない。同じ抵抗形でもサボニウス風車が実用されているのと比較すると、空気力学的に不利な面が多い。一般的に垂直軸形に分類されるが、軸を水平に置いたタイプのアイデアもある。

以上のように様々な特徴や種類の風車があり、様々な研究がなされている。その中で大型風車を対象とした研究が多くなされており、小型風車に関する研究は少ない。しかしながら、都心部などを中心に小型風車の導入を推進してこうといった動きがあるため、本研究では小型風車に焦点を当て、研究を行う。さらに風車の種類としては、日本の風の特徴である風向の変化の激しい場所が多いといった風況を考慮して水平軸の風車ではなく、垂直軸の風車に関して研究を行うことを考えた。そして、垂直軸の中でも最も効率の良いダリウス型風車を研究の対象とする。そこで、この風車を用いて安価でかつ簡単な回路構成のシステムにおいて効率良く電力を取り出すための簡単な制御法に関して研究を行う。

現状において提案している制御法を実際の風車に適用すると応答が遅く、効率良く電力を取り出すことができないと考えられるため、風車の出力特性を解析し、その解析結果を基に応答遅れを制御系に組み込むことにより応答の速い制御法の構築を目的とする。

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。

第 1 章では本研究の背景と目標および本論文の内容について概説している。

第 2 章では風車の揚力及びパワー係数について言及する。

第 3 章では小型風力発電システムの構成について述べ、最大電力点追従制御法の概要について説明する。

第 4 章ではシミュレーションによる最大電力点追従結果について示す。

第 5 章では実モデルを等価的なモデルに近似するためのパラメータ決定法及びその妥当性の検証を行う。さらに、シミュレーションモデルと数式モデルにおけるボード線図を比較することで近似法の妥当性を示す。

第 6 章ではまとめと今後の課題を示す。

2. 風車工学

2.1. 揚力に関する基礎

風車が風を受けたとき風車のブレードに発生する力には揚力と抗力の 2 つがあり、揚力で回転する風車を揚力型風車と呼び、抗力で回転する風車を抗力型風車と呼ぶ。一般的に揚力風車の方が高効率であると言われており、風力発電に用いられる風車はほとんどが揚力型風車である。その揚力については、ベルヌーイの定理に示される「流速が上がれば圧力が下がる」といった流体において同一流線上でのエネルギーは一定であるというエネルギー保存則を用いることで一般的に知られている。ここでは簡単であるが、揚力に関して説明を行う。

<揚力発生原理>

揚力風車では基本的に風車のブレードは図 1 に示すように上面は緩やかなカーブと下面の平らなラインで構成される。ここで、風は物体に沿うように流れる。これは空気に圧力差が生じ、発生する粘性があるため、翼に沿って流れる。そのため、翼上面の風は翼により図 2.1 に示すように下向きに曲げられる力を受けると考えられる。そこから、作用反作用の原理により、翼は風によって上向きの力を受けるということになり、これが揚力として翼を上面に押し上げる力となる。

この揚力を使い回転する風車を揚力風車と呼ぶ。なお、プロペラ型風車及びダリウス型風車などが代表的な揚力風車である。

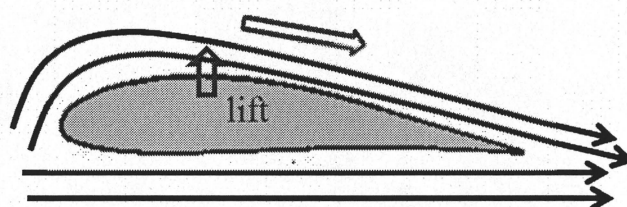


図 2.1 羽根を通過する風

<揚力の増加>

風の流れを下向きに変えるように翼を立てると、翼の下面においても先ほどと同様に風が翼から下向きに力を受け、翼は逆に風から上向きの力を得ることとなる。このことにより翼は上面からだけでなく、下面からも力を受け、より大きな揚力を得ることとなる。

ここでいう「迎角」とは、風の流れに対して翼を起てる角度のことであり、風に対して迎角を持った翼は風の向きを変えることの反作用の力を翼の上面、下面の両方から受けるため、翼に迎角を持たせることで揚力が増加する。

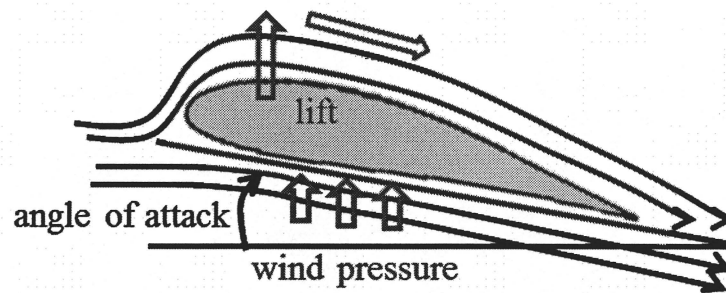


図 2.2 迎角により揚力が増加

＜失速の発生原理＞

翼が揚力を生み出すとき、風は翼の周りをスムーズに流れている。翼が風に対して迎角を取るときにも、風は翼の上面にスムーズに回り込んで大きな揚力をもたらす、なめらかな風は、翼の揚力の発生に不可欠な存在である。

しかし、風のなめらかさにも限度があるため、翼の迎角が大きすぎると、風は翼の周りをスムーズに流れることができなくなる。それは図 2.3 に示すように翼の上面で の流れが翼からはがれ、風が渦巻く乱気流となる。この現象が「失速」と呼ばれる。

「失速」が発生すると翼の上面でスムーズな風の流れが途切れるため、翼が風を下に曲げる力がなくなり、作用反作用の力が生じなくなる。つまり、翼上面において揚力を生み出す仕組みが消滅する。そのため、失速によって揚力を失った翼は、急激に力を失う。そのため、迎角をただ単に大きくすればよいというわけではない。

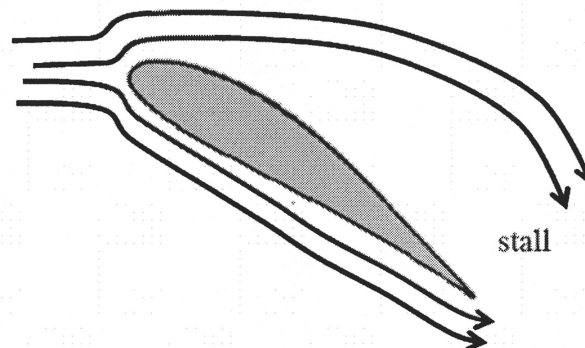


図 2.3 失速の発生メカニズム

2.2. 風車性能を表す特性係数

風車や帆は風の運動エネルギーを受け止めて利用するものである。一般的に質量 m 速度 v の物質の運動エネルギーは $\frac{1}{2}mv^2$ で与えられる。風車では、風が持っている運動エネルギーを風車の回転エネルギーに変換する装置であり、その変換されるエネルギーについて考える。

いま、風向に直角な単位面積の風車回転面を考え、これに風速 V の風が吹くものとする。すると、この風車回転面を通して単位時間に流れる空気の体積は、風車回転面の面積と風速 v の積で与えられ、これに空気の密度 ρ を掛けると質量が得られる。したがって、この場合の運動エネルギーは

$$P_T = \frac{1}{2}mV^2 = \frac{1}{2}(\rho V)V^2 = \frac{1}{2}\rho V^3 \dots\dots\dots (2.1)$$

となる。式(2.1)では単位面積の風車回転面を考えたが、受風面積 A の理想風車を通過する風の持つエネルギーは次式で与えられる。

$$P_w = \frac{1}{2}\rho AV^3 \dots\dots\dots (2.2)$$

すなわち風車により得られるエネルギーは風車の受風面積に比例し、風速の 3 乗に比例するということがわかる。

風車の理論は 20 世紀の初めにドイツの A・ベッセらにより体系化が行われ、以降多くの研究がなされているが、ここでは J.L.ロスの考え方にそって説明を行う。風が風車にあたるときの風車前後の気流のようすを図 2.4 に示す。風車の出力 L は風車に当たる風の質量 \dot{m} と全エンタルピ h_t の積で表すことができる。

すなわち

$$L = \dot{m}(h_{IN} - h_{OUT}) = \dot{m}[c_v(T_{IN} - T_{OUT}) + (\frac{P}{\rho} + \frac{V^2}{2})_{IN} - (\frac{P}{\rho} + \frac{V^2}{2})_{OUT}] \dots\dots\dots (2.3)$$

ここで

c_v :定容比熱

T:空気の絶対温度

P:空気の圧力

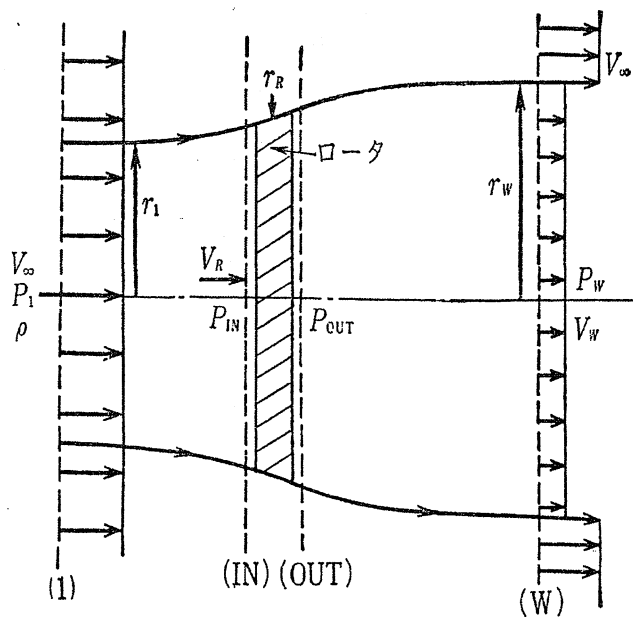


図 2.4 風車のロータ前後の気流の様子

しかし、風車は熱エネルギーを利用することはできないので、密度・ ρ が一定の空気の流れを利用し、等温変化をするエネルギー変換装置と考えられる。したがって風車出力 L に対する方程式は次のように簡単化される。

$$L = \frac{\dot{m}}{\rho}[(P + \frac{1}{2}\rho V^2)_{IN} - (P + \frac{1}{2}\rho V^2)_{OUT}] = \frac{\dot{m}}{\rho}(P_{IN} - P_{OUT}) \dots\dots\dots (3.4)$$

もし、風車の前後において、全圧力が一様でない場合には、式(3.4)は次に示すような積分を実行することになる。

$$L = \frac{1}{\rho} \left[\int_0^{\dot{m}} P_{IN} d\dot{m} - \int_0^{\dot{m}} P_{OUT} d\dot{m} \right] \dots\dots\dots (3.5)$$

風車により自然風から取り出すことのできる出力の割合は、出力係数 C_p として知られているが、風車の出力 L を自然風の運動エネルギーを表している式(3.2)で除して無次元化すると、出力係数 C_p が得られる。

$$C_p = \frac{L}{\frac{1}{2} \rho A V_\infty^3} = \frac{\frac{1}{\rho} \left[\int_0^{\dot{m}} P_{IN} d\dot{m} - \int_0^{\dot{m}} P_{OUT} d\dot{m} \right]}{\frac{1}{2} \rho A V_\infty^3} \dots\dots\dots (3.6)$$

図 2.4 に示すように空気の流れの中に置かれた風車ロータは風の流れを妨げ、流速を V_∞ から V_R に減速させ、流線を拡大させる。このとき気流の静圧力も P_1 から P_{IN} に増大する。また風車により出力を発生する際に流の圧力は風車ロータを横切って低下し、 $P_{IN} > P_{OUT}$ となる。ロータ直後の圧力 P_{OUT} は後流の圧力より低いので流線はさらに増大し、圧力 P_w まで増大させる。

ここで簡単化のため、風車ロータによる渦や揚力の発生を無視すると、空気流中の主流圧力は一様で P_∞ に等しく、また後流の圧力 P_w も一様で主流圧力に等しいと仮定することができる。さらに流はロータの上流においても下流においてもエントロピー一定とすることができる。

したがって、式(3.4)に対応する出力の表示は簡単化され、質量流量と運動エネルギーの積で表される。

$$L = \frac{\dot{m}}{\rho} \left[\left(P_\infty + \frac{1}{2} \rho V_\infty^2 \right) - \left(P_w + \frac{1}{2} \rho V_w^2 \right) \right] = \dot{m} \left[\frac{V_\infty^2}{2} - \frac{V_w^2}{2} \right] \dots\dots\dots (3.7)$$

ロータの回転軸方向の気流速度 V_R を一様であると仮定すると、質量流量は $\dot{m} = \rho V_R A$ であり、一様流中の風車ロータに対する出力係数は次のように表される。

$$C_p = \frac{\dot{m}[\frac{V_\infty^2}{2} - \frac{V_w^2}{2}]}{\frac{1}{2}\rho A V_\infty^3} = \frac{\rho V_R A[\frac{V_\infty^2}{2} - \frac{V_w^2}{2}]}{\frac{1}{2}\rho A V_\infty^3} = \frac{V_R}{V_\infty} [1 - (\frac{V_w}{V_\infty})^2] \dots\dots\dots (3.8)$$

一方、風車の出力は体積流量とロータ回転面を横切つての圧力降下の積に等しいと置くことができるので、ロータの回転軸方向の気流速度 V_R は V_w の関数として次式により表すことができる。

$$V_R = \frac{1}{2}(V_\infty + V_w) \dots\dots\dots (3.9)$$

したがって、式(3.8)は次の様になる。

$$C_p = \frac{1}{2} [1 + \frac{V_w}{V_\infty}] [1 - (\frac{V_w}{V_\infty})^2] \dots\dots\dots (3.10)$$

次に出力係数 C_p の最大値は式(3.10)を $\bar{V} = (\frac{V_w}{V_\infty})^2$ に関して微分しゼロとおくことにより求めることができる。すなわち、 $\frac{dC_p}{d\bar{V}} = 0$ より $\bar{V} = \frac{V_w}{V_\infty} = \frac{1}{3}$ が得られるので、出力係数 C_p の最大値は

$$C_{p\max} = C_{p\bar{V}=\frac{1}{3}} = [\frac{1+\bar{V}}{2} (1-\bar{V}^2)]_{\bar{V}=\frac{1}{3}} = \frac{16}{27} = 0.593 \dots\dots\dots (3.11)$$

となる。

このように風車が自然風から取り出すことのできるエネルギーには限界があり、初めから風の保有しているエネルギーの約 60%しか変換することができない。しかし、実際の風車では流体力学的な損失などの影響により、高性能プロペラ形で 0.45 抵抗形のサボニウス風車では 0.15 程度である。

また、風車の性能を表すもう一つの値は周速比・(TSR: Tip Speed Ratio)と呼ばれるもので、これは風車のブレードの翼端の進行速度と風速の比で定義されている。

この周速比は次の式で表される。

$$\lambda = \frac{2\pi r n}{V} \dots\dots\dots (3.12)$$

ここで

n:風車の回転数[rpm]

r:風車の半径[m]

V:風速[m/s]

λ は無次元であるので、同じく風車性能の基本となるトルクや効力も他の風車と比較しやすくするために無次元化する。つまり、トルク T および効力 D の係数として C_T (トルク係数) C_D (抗力係数または抵抗係数)を示す。

ここで C_T と C_D は下記により表される

$$C_T = \frac{T}{(\rho V^2 / 2) \pi r^3} \dots\dots\dots (3.13)$$

$$C_D = \frac{D}{(\rho V^2 / 2) \pi r^2} \dots\dots\dots (3.14)$$

ここで

T:トルク

D:抗力

ここで、先に説明した周速比及び風車の出力係数に関して様々な種類の風車で比較を行った際の図 2.5 を図に示す。図 2.5 から風車の種類により、取り出せる最大エネルギー量も異なれば、出力係数が最大となる周速比なども大きく異なっていることがわかる。

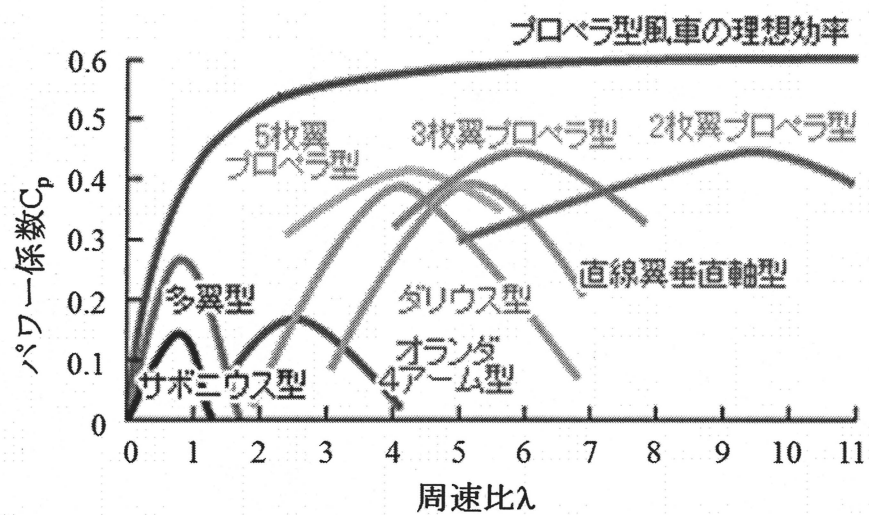


図 2.5 各風車の出力係数

3. 小型風力発電システム

本章では風力発電システムの構成を示し、その特徴を述べる。そして、そこで用いられる同期発電機の構造を説明し、電力をより多く得るための方法である最大電力点追従制御法(Maximum Power Point Tracking Control method :MPPT 制御法)についても言及する。

3.1. 風力発電システムの構成

本研究では 1 章でも述べたように安価でかつ簡単な回路構成のシステム開発を目指す。そこで提案するシステムを図 3.1 のように示す。図 3.1 では小型風車、永久磁石型同期発電機、ダイオードブリッジ、出力側にバッテリーを接続した降圧チョップパ及びインバータより構成される。

次に、エネルギーの流れについて解説する。風力エネルギーは風車によって機械エネルギーに変換され、機械エネルギーは同期発電機によって電気エネルギーに変換される。この電気エネルギーというのは 3 相交流であり、その 3 相交流はダイオードブリッジによって直流に電力変換される。その直流は降圧チョップパによってバッテリーに充電し、バッテリーの電圧は昇圧チョップパを用いて昇圧する。最後に、インバータによって直流から交流に変換する。そのことで、家庭用電源などで用いることのできる交流 100V を得るといった構成となっている。

実験に用いるシステムの特長を以下に示す。

- ・ 永久磁石型同期発電機を用いる事で巻線型同期発電機のような界磁損失がなくなり、更なる小型化が期待できる。また、スリップリングやブラシなどがなく、電氣的な接点を持たないためメンテナンスが容易になる。
- ・ 同期発電機とダイオードブリッジを組み合わせることで位置センサや速度センサを用いる必要がなくなる。
- ・ スwitchング素子が IGBT のみであり、簡単な回路構成であるため、安価・高効率化が期待できる。
- ・ 降圧チョップパの出力側にはバッテリーを接続しており、バッテリー側に流れ込む I_o が最大の時に出力電力が最大となる。そのため、出力電力の制御には出力電流を制御すれば良いので制御が簡単化される。

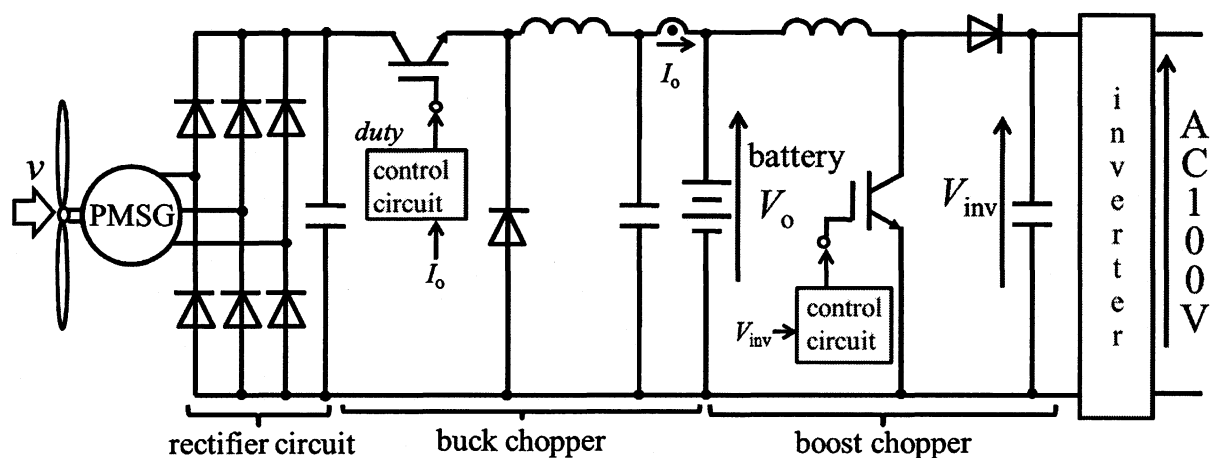


図 3.1 小型風力発電システム

3.2 風車の出力特性

風車は風速を一定という条件において負荷の値を一定に保つとある動作点に落ち着く。それは風車が風により発生するトルク(回転させようとする力)と負荷に電流を流すことで発生するトルク(回転を妨げようとする力)が釣り合うことである動作点に落ち着く。そこで、風車の風速を一定として負荷の値を少しずつ変えていくと図 3.2 に示すような風車の出力特性が得られる。風車の出力特性は一般的に図 3.2 に示すような山型の特性を示す。この風車の出力特性は風車の種類と発電機の特徴と電力変換回路の特性により決まる。そして、この風車の出力特性は山型特性であるため、山の頂上である最大電力が得られる最大電力点が存在する。そこで、なるべく最大電力点で稼働させる必要がある。その最大電力点で稼働させるための制御法は次の節で説明する。

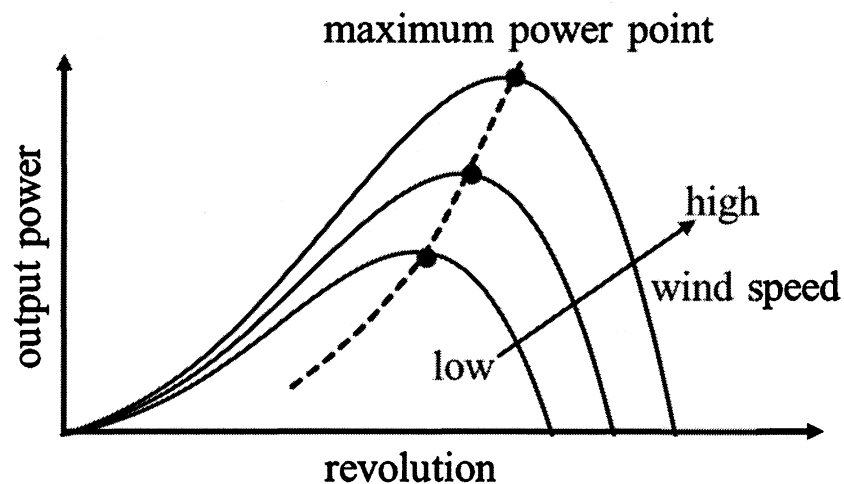


図 3.2 風車の出力特性

3.3. 最大電力点追従制御法

duty を増加させると発電機にかかる負荷が増加し、それに伴い風車の回転数は減少していく。そして、ある負荷にしたときに最大電力を出力する。そこで、最大電力を出力させるための負荷にするための制御法が必要となっている。そして、最大電力を出力する duty は風速によって異なっており、風速の変化に伴い、最大電力を出力するための制御を行う必要がある。

しかし、風速の状態を常に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基により制御を単純化したアルゴリズムを用いている。山登り法は「その時に目の前にあるもののうちで一番良いものを選び続けるというアルゴリズム」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。この山登り法を基にしたアルゴリズムを本システムに適用し、最大電力を得る。本研究で対象としている制御法は二つあり、二つともこの山登り法という制御探索アルゴリズムを基に構成されている。

そして、ここでは理解が簡単になるようにするためにどちらの制御法も風速一定条件において 3.2 で示した風車の静特性上に乗っているものとして扱い、説明する。

3.3.1. 正弦波式 MPPT 制御法

まず、正弦波式 MPPT 制御法を説明する上で概念図を図 3.3 に示す。図 3.3 を簡単に説明すると 3.2 節で説明した風車の出力特性の横軸を回転数ではなく、duty に変えた図を用いる。この時出力特性の横軸を回転数でなく、duty にした際にも出力特性は山型を描く。そのため、この山形特性を用いて制御を行う。

まず、式(3.5)に示すように指令値である duty の値を正弦波状に変化させる。そうすると出力電力も duty の変化に伴い、正弦波状に変化する。そして、本システムには降圧チョップの出力側にバッテリーを接続しているため、出力電流はほぼ出力電力に比例して正弦波状に変化する。ここで、バッテリーは電力脈動の低減の性質もあるが、バッテリーの開放電圧はほぼ一定に保たれる性質があり、バッテリーの開放電圧がほぼ一定であるため、出力電力は出力電流に比例すると考え、説明を行う。

そして、duty の動作中心点の値を d_1 として d_1 を中心に duty を正弦波状に変化させた時の $\frac{\pi}{2}$ と $\frac{3\pi}{2}$ の時の duty を d_2 及び d_3 とし、その時の出力電力の値が P_2 及び P_3 とすると電力は電流に比例するため、 I_2 及び I_3 が図 3.3 の様に求められる。そしてそれはそのまま出力電流に比例するため、図 3.3 に示すような I_2 及び I_3 が得られる。そこで、その I_2 及び I_3 をサンプルホールドし、式(3.6)に代入する。式(3.6)から次の動作中心点である d_1 を導出して、今度はその動作中心点を中心に正弦波状に duty を変化させるといった動作を繰り返し行う。

この動作を繰り返すことにより、最大電力点に追従することができる。また今回は最大電力点の左側の動作点で説明を行ったため、duty と電流の変化が同相となっているが、最大電力点の右側では duty と電流の変化が逆相となるため、式(3.6)に代入することで $I_2 - I_3$

が負となり、duty を減少させる方向に変化させるため、最大電力点に追従することが可能となる。

$$d = d_1 + \Delta d \sin \omega t \dots\dots\dots (3.5)$$

$$d_1 = K \int (I_2 - I_3) dt \dots\dots\dots (3.6)$$

さらに、最大電力点付近では $I_2 - I_3 = 0$ となるため、 d_1 は変化しなくなり、最大電力点付近で落ち着く。あるいは、最大電力点付近で duty の変動分と出力電流の変動分との位相差が 90deg となる場合に最大電力点付近で d_1 は落ち着く。

以上の演算は(Digital Signal Processor :DSP)により構成される制御器を用いて行っている。

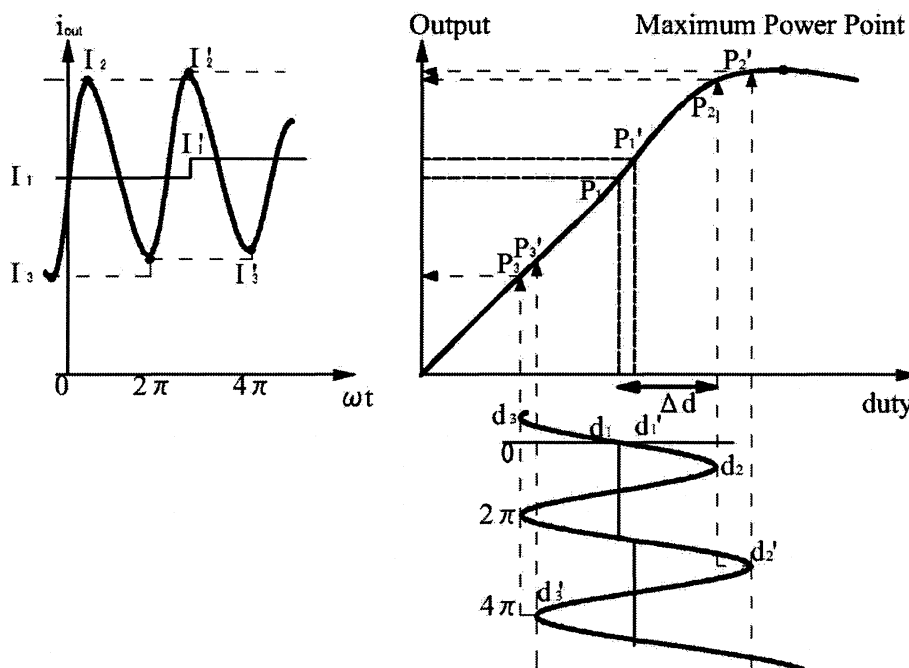


図 3.3 最大電力追従制御の原理（電力増加領域）

3.3.2. 方形波式 MPPT 制御法

次に最大電力点追従制御法の二つ目である方形波式 MPPT 制御法について説明する。方形波式 MPPT 制御法では、duty をステップ状に変化させて、変化させる前と後の出力電流量を比較することによって最大電力点へと追従させる制御法である。その動作原理の概要を図 3.4 に示し、この図 3.4 を用いて説明する。

まず、duty を Δd ステップ状に変化させる。すると出力電流もステップ状に変化する。これは回転数が変化するため、回転数変化による慣性のエネルギーが取り出されるからである。そして、待ち時間である Δt かけて定常の値に落ち着く。そこで、 Δd 変化させる前の出力電流 I_1 と Δd 変化させた後の出力電流 I_2 を比較する。そして比較したより電流が大きく得られている方向に duty の値を Δd 変化させる。

そこで、図 3.8 を基に説明すると $I_1 < I_2$ となっているため、duty を増加させることで出力電流が大きくなっていることから最大電力点に近づいているということが考えられる。そのため、duty をもう一度増加させる方向へ変化させる。次も同様に duty をステップ状に変化させ、 Δt 待った後に今度は I_2 と I_3 を比較する。すると、今度は $I_2 > I_3$ となっていることがわかる。そこで、duty を増加させることにより、出力電流が小さくなっていることがわかる。そのため、duty を減少させる方向へと変化させる。すなわち、duty の変化させる方向を反転させる。次に I_3 と I_4 を比較すると、 $I_3 > I_4$ であるため、同様に考えて duty を減少させることで出力電流が小さくなっていることから最大電力点から遠ざかっていると考えられる。そこで、今度は duty を増加する方向に変化させる。すなわち duty の変化させる方向を反転させる。

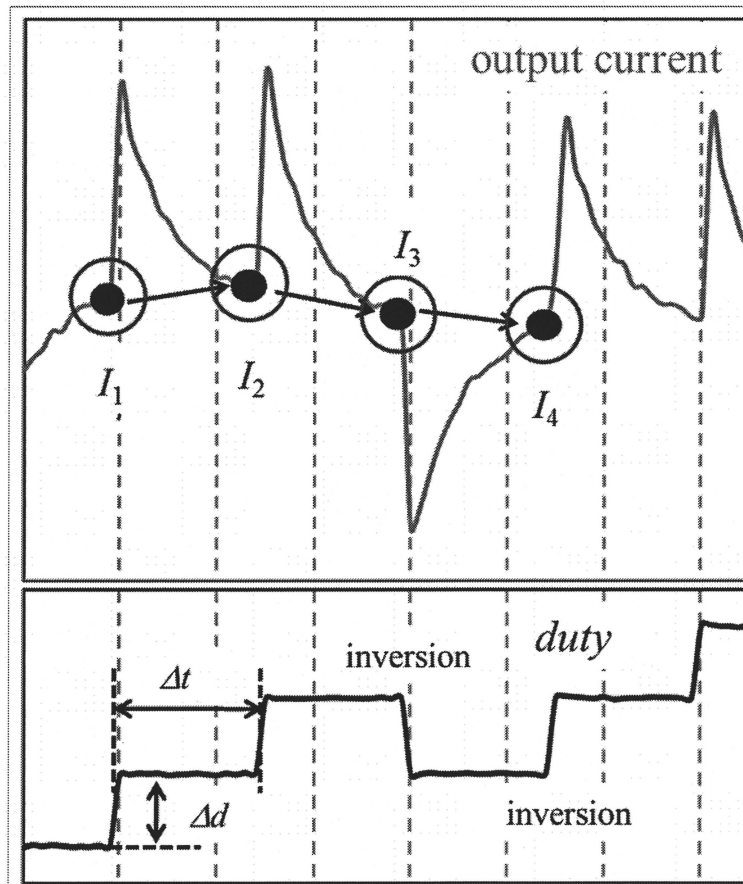


図 3.4 方形波式 MPPT 制御法の概要

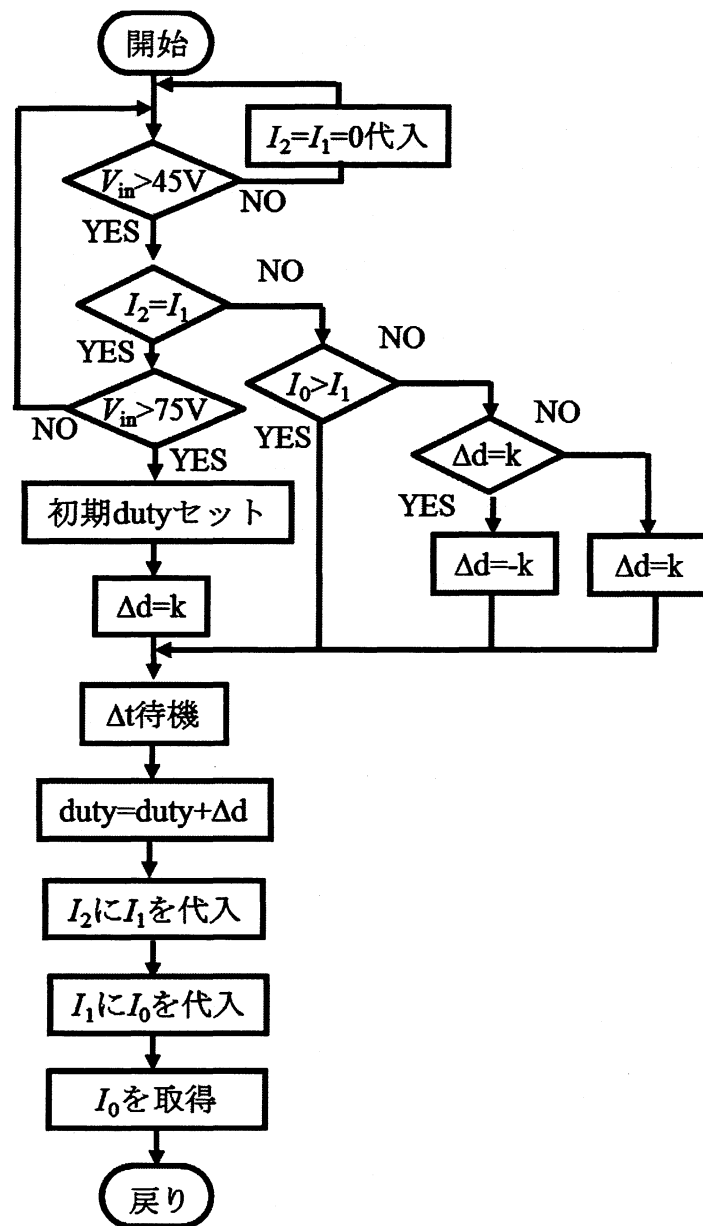


図 3.5 方形波式 MPPT フローチャート

4. シミュレーションによる解析

現状、実機のダリウス型風車は本校屋上に固定されており、取り外しができないため、風洞実験などの風速一定の環境下において実験を行うことができない。そこで、時々刻々と変化する自然風において現在用いている MPPT 制御法が実際に最大電力点に追従することができているのかを確認することが困難である。そこで、シミュレーションを用いて正しく最大電力点に追従することが可能となっているのかを確認する。

まず、シミュレーションで用いる風車の出力特性について言及する。シミュレーションで用いる風車の出力特性は式(4.1)のように表され、それぞれのパラメータは2章を参照する。ここで、 C_p は式(4.2)のように算出され、式(4.2)で使われるパラメータは式(4.3)、式(4.4)のように式が算出される。この式(4.1)-(4.4)は参考文献[15]により示されており、この文献を参照する。そして、本研究で用いる風車パラメータを表1に示す。

$$P = \frac{1}{2} A v^3 \rho C_p \dots\dots\dots (4.1)$$

$$C_p = c_1 (c_2 - c_3 \beta - c_4 \beta^x - c_5) e^{-c_6} + c_7 \dots\dots\dots (4.2)$$

$$c_1 = 0.5, \quad c_2 = 116 \times \lambda', \quad c_3 = 0.4, \quad c_4 = 0, \quad c_5 = 5, \quad c_6 = 21 \times \lambda', \quad c_7 = 0.014 \times \lambda \dots (4.3)$$

$$\lambda' = \frac{1}{\lambda + 0.08 \beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \dots\dots\dots (4.4)$$

ここで

β :ピッチ角

表 4.1 風車パラメータ

最大出力電力	2kW
最大電力を発生させる風速	12.3m/s
最大電力を発生させる回転数	160rpm
ピッチ角 β	0degree

4.1. 風車特性

シミュレーションを用いて風車の出力特性について検証を行う。シミュレーション回路として、3章で説明した回路のバッテリーに充電を行うまでの部分である図 4.1 のような回路を用いる。その際のパラメータを表 4.2 に示す。表 4.2 ではダリウス型風車作成元のシンフォニアテクノロジーからもらった風車パラメータを参考に設定した。そして、回路パラメータを表 4.3 に示す。これらのパラメータを用いてシミュレーション回路を作成し、風車特性を確認するために duty の値を 0-100%まで変化させることにより、風車にかかる負荷の値を段階的に変えていくことで風車の出力特性を確認した。その際の結果を図 4.2 に示す。図 4.2 の結果より最大電力点がおよそ 1230W であるということがわかる。

表 4.2 風車パラメータ

風車回転部イナーシャ	99kgm ²
巻き線抵抗	3.45Ω
巻き線インダクタンス	22mH
誘起電圧定数	0.713 Vrms (相電圧) /rpm

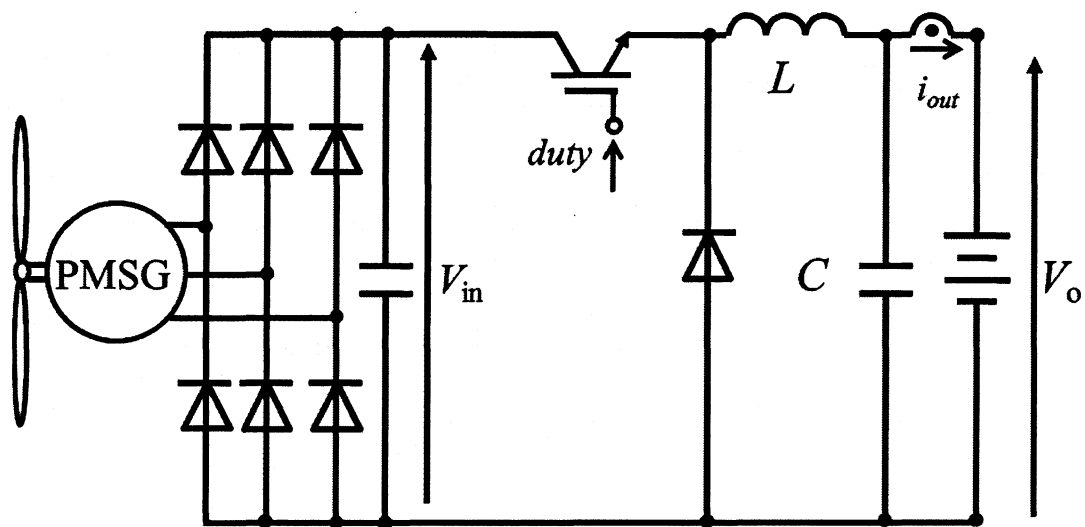


図 4.1 動作確認回路

表 4.3 動作確認時の風車パラメータ及び

風速	12.3m/s 一定
定格出力	2kW
極対数	16 極対
慣性モーメント	1kg*m ²
起電力係数	1234.95V/krpm
L	10mH
C	20uF
バッテリー電圧	48V

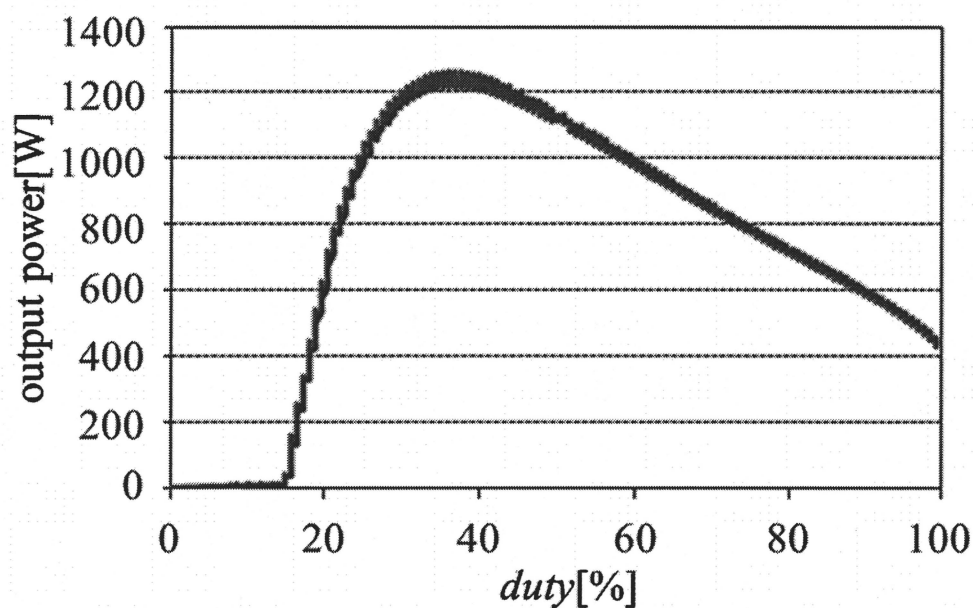


図 4.2 風車の出力特性

<正弦波式 MPPT 制御法>

3.3.1 で説明したアルゴリズムをシミュレーション上に構築した。その際の制御パラメータを表 4.4 に示す。正弦波式 MPPT 制御法が正しく最大電力点に追従することが可能であるのかを確認するために、風速を一定という条件の下で行った際の結果を図 4.3 に示す。図 4.3 をみると 1230W 付近に到達し、1230W 付近で安定していることがわかる。そして、図 4.2 に示す風車の出力特性からも最大電力点が 1230W 付近であることから最大電力点に追従していることがわかる。この結果から正弦波式 MPPT 制御法が風速一定の条件において最大電力点に正しく追従できていることが確認できる。

表 4.4 正弦波式 MPPT 制御法制御パラメータ

正弦波周波数	1Hz
ゲイン	0.5
duty の振幅	0.025
キャリア周波数	10kHz

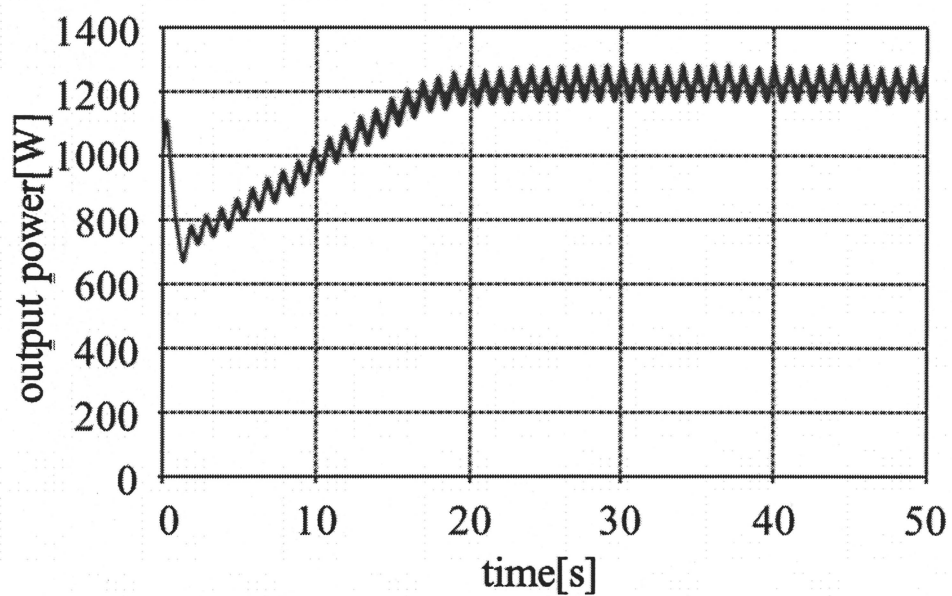


図 4.3 正弦波式 MPPT 制御法

<方形波式 MPPT 制御法>

3.3.2 で説明したアルゴリズムをシミュレーション上に構築した。その際の制御パラメータを表 4.5 に示す。方形波式 MPPT 制御法が正しく最大電力点に追従することが可能であるのかを確認するために、風速を一定という条件の下で行った際の結果を図 4.4 に示す。図 4.4 をみると 1230W 付近に到達し、1230W 付近で安定していることがわかる。そして、図 4.2 に示す風車の出力特性から最大電力点が 1230W 付近であることから最大電力点に追従していることがわかる。この結果から方形波式 MPPT 制御法が風速一定の条件において最大電力点に正しく追従できていることが確認できる。

表 4.5 方形波式 MPPT 制御法制御パラメータ

Δd	0.7874%
Δt	0.2s
キャリア周波数	10kHz

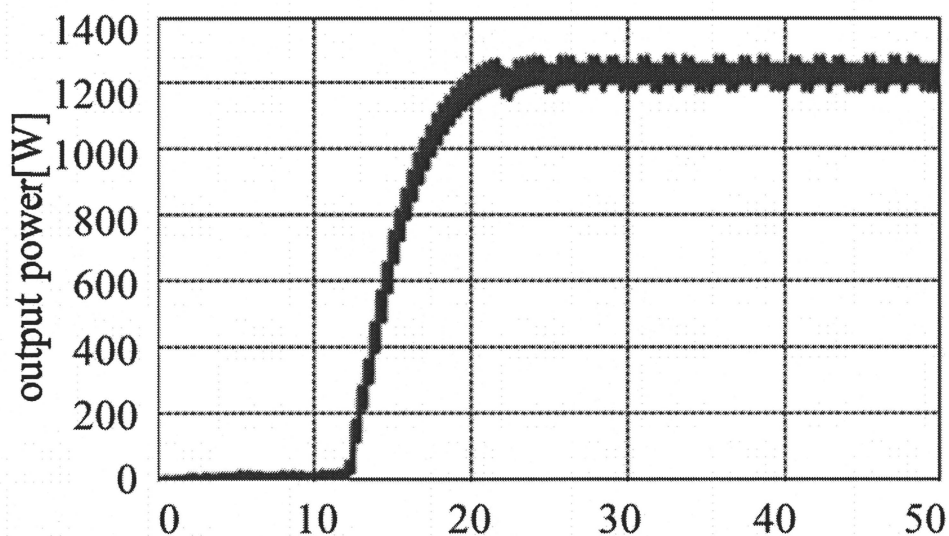


図 4.4 方形波式 MPPT 制御法

しかし、両制御法において duty を変化させる速度を上げすぎると動作点が図 4.2 の静特性上に乗らないため、最大電力点を越えた点において定常となることがあり、逆に遅すぎると最大電力点に到達するまでに時間がかかってしまう。そのため、より多く電力を得られるようにするために最適な周波数で制御する必要がある。

5. 線形近似モデルによる解析

5.1. 等価パラメータ算出

現状においてシステムに提案した MPPT 制御法を適用すると、慣性モーメントの影響により、最大電力点に到達するまでに時間がかかるという結果が得られている。そこで、より速く最大電力点に追従する制御法が求められている。そのため、既存の風力発電システムにおいて数式モデルを立て、その数式モデルにおける特性を用いることでより速い MPPT 制御法を提案することを目的としている。そのために、風車モデルを数式化し、ボード線図を作成することで周波数特性が得られるため、その周波数特性を制御系に組み込むことにより、より速く制御可能となるのではないかと考えている。

そこで、図 5.1 に示すような実モデルを図 5.2 に示すような簡易モデルに近似を行い、回路方程式を立てる。近似を行う理由については図 5.1 に示すようなモデルではダイオードブリッジが非線形であり、同期機から得られる電圧が交流であることなどにより扱いが難しくなるため、図 5.2 のように同期機とダイオードブリッジを直流機に近似する。

そして、図 5.2 の回路において SW が on の場合と off の場合に分けて回路方程式を立てる。その SW が on と off の場合の方程式を状態空間平均化法により、合成を行い数式化する。

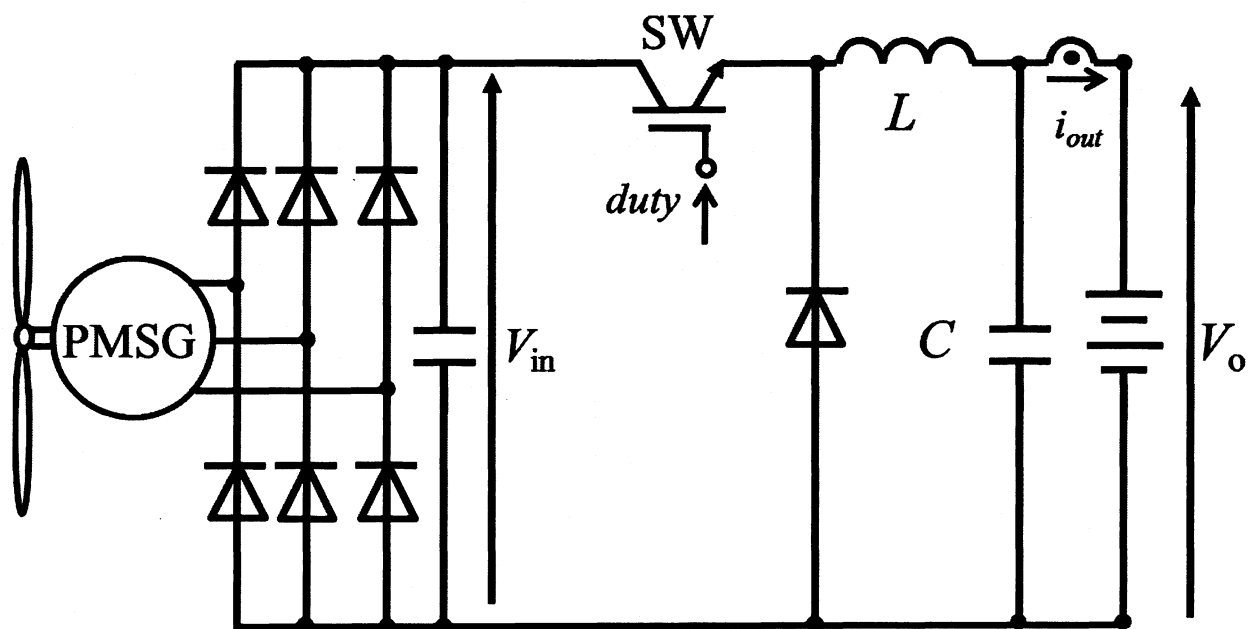


図 5.1 実機システム構成

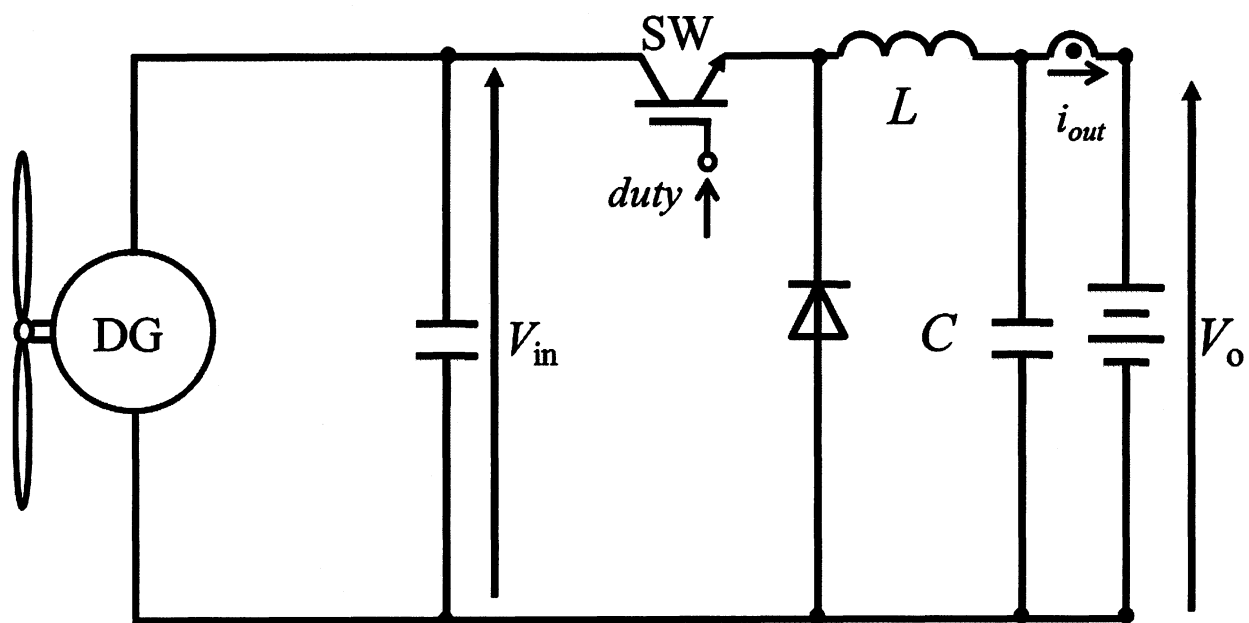


図 5.2 簡易等価回路

ここで、図 5.2 の回路と図 5.1 の回路が等価の特性を持つ必要があるため、図 5.2 の直流機の等価パラメータを求める必要がある。そこで、図 5.3 に示すように同期機とダイオードブリッジを用いた簡単な回路を作り、等価パラメータを用いる。その際に同期機を駆動させるために、構造が簡単な直流機を用いて同期機を駆動させ、同期機における回転数起電力をなるべく一定に保つために直流電動機側において図 5.4 に示すような回転数一定の PI 制御系を組むことにより回転数一定となるように制御を行っている。

そして、直流発電機のインピーダンスにはインダクタンス成分が含まれているため、交流電流を流すことでインピーダンス成分を求める。しかし、ダイオードブリッジがあるため、電流は一方向にしか流すことができない。そこで、オフセットをのせた交流電流を流すことにより、等価インピーダンスを求める。

ここで、内部インピーダンスを求めるためには交流成分のみの等価回路でよいため、図 5.3 の交流等価回路の図を図 5.5 に示し、図 5.5 を電圧方程式にしたものを式(5.1)に示す。

$$\dot{E}_0 = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 \dots\dots\dots (5.1)$$

式(5.1)について実部と虚部に分けて示したものを(5.2)-(5.4)に示す。

$$\dot{E}_0 = kb_E + jka_E \dots\dots\dots (5.2)$$

$$\dot{V}_1 = R\dot{I} + j\omega L\dot{I} \dots\dots\dots (5.3)$$

$$\dot{V}_2 = b_V + ja_V \dots\dots\dots (5.4)$$

式(5.2)-(5.4)を式(5.1)に代入したものを式(5.5)に示す。

$$kb_E + jka_E = R\dot{I} + j\omega L\dot{I} + b_V + ja_V \dots\dots\dots (5.5)$$

式(5.5)をベクトル図で描くと図 5.5 のようになる。図 5.5 のベクトルのように式(5.5)を電流に対する sin 成分と cos 成分に分けると式(5.6),(5.7)が得られる。

$$kb_E = R\dot{I} + b_V \dots\dots\dots (5.6)$$

$$ka_E = \omega L\dot{I} + a_V \dots\dots\dots (5.7)$$

そこで、波形から回転数の脈動成分と電流源にかかる電圧の脈動成分フーリエ級数展開を用いて成分抽出を行い、そこから式(5.6),(5.7)に代入することで等価的な R と L を算出する。その際にフーリエ級数展開は図 5.7 に示すように近似を行い、シミュレーション上で近似的にフーリエ級数展開処理を行う。その近似を用いて図 5.8 のようにフーリエ級数展開を行うことにより b_E, b_V, a_E, a_V を求める。

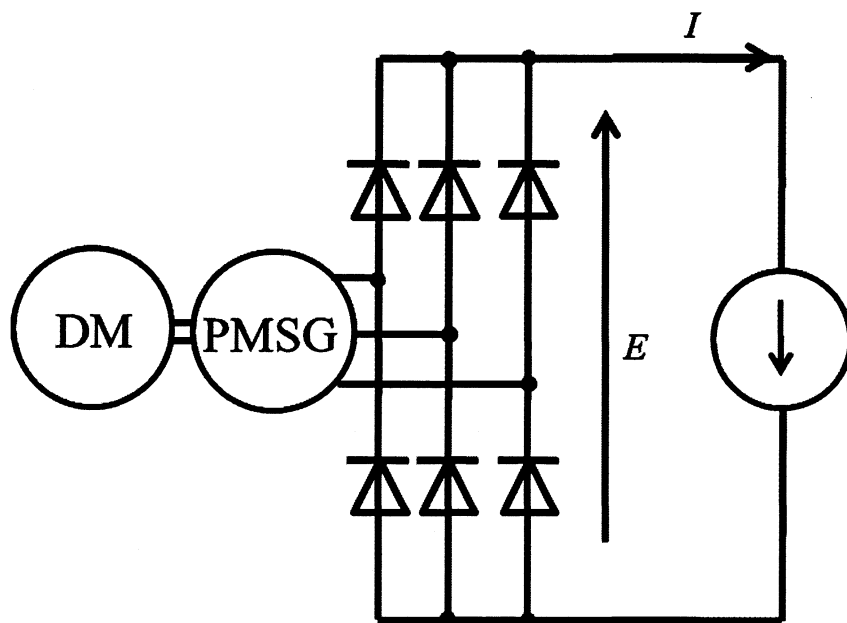


図 5.3 同期機の等価インピーダンス測定回路

表 5.1 シミュレーション条件

回転数[rpm]	155
電流の振幅[A]	0.1
周波数[Hz]	10
オフセット[A]	0.1

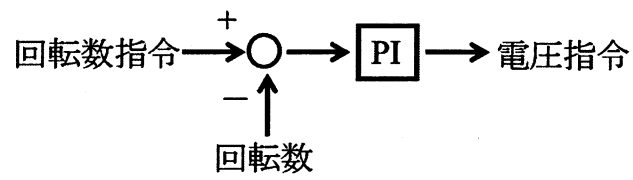


図 5.4 回転数一定制御系

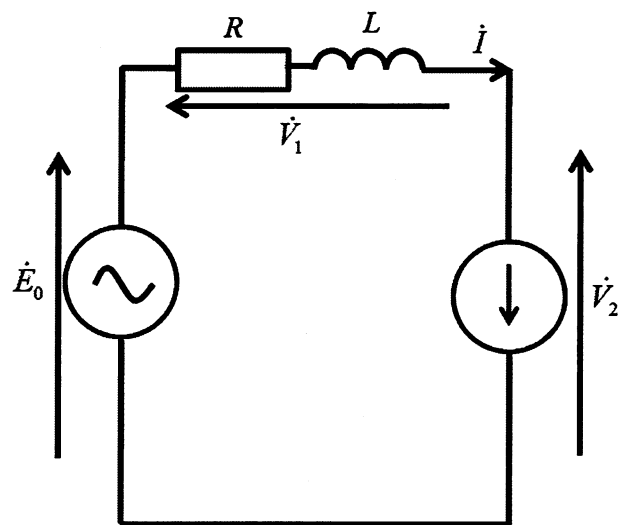


図 5.5 交流等価回路

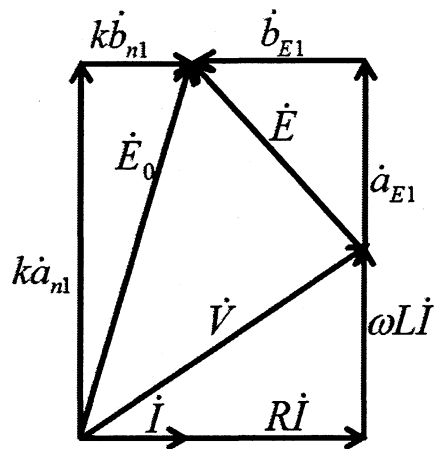


図 5.6 ベクトル図

$$\begin{array}{lcl}
 \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cos n\omega t dt & \xrightarrow{\quad} & 2 \text{Average}(v(t) \cos n\omega t) \xrightarrow{\quad} 2 \text{LPF}(v(t) \cos n\omega t) \\
 \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \sin n\omega t dt & \xrightarrow{\quad} & 2 \text{Average}(v(t) \sin n\omega t) \xrightarrow{\quad} 2 \text{LPF}(v(t) \sin n\omega t)
 \end{array}$$

図 5.7 フーリエ級数展開を近似

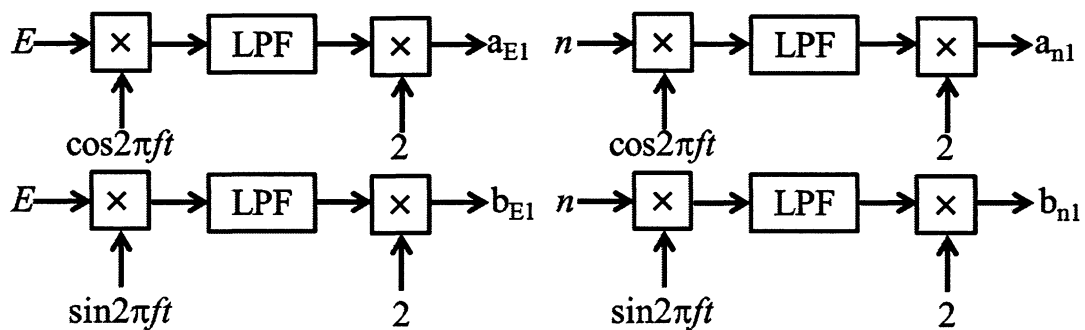


図 5.8 フーリエ級数展開

以上のようにして同期機とダイオードブリッジの等価インピーダンス求めたところ $R=7.338\Omega$ 及び $L=3.93\text{mH}$ が算出された。

そこで、求めた等価パラメータを実際に簡易等価モデルに入れて実モデルと同等の条件においてボード線図により比較を行う。そのために、図 5.9 及び図 5.10 において実際に伝

達関数を求める際と同様に $duty$ から i_{out} までの伝達関数を求め、比較を行うことにより検証する。この二つの回路において表 5.2 に示す条件で比較を行った際のゲイン特性及び位相特性を図 5.11 及び図 5.12 に示す。

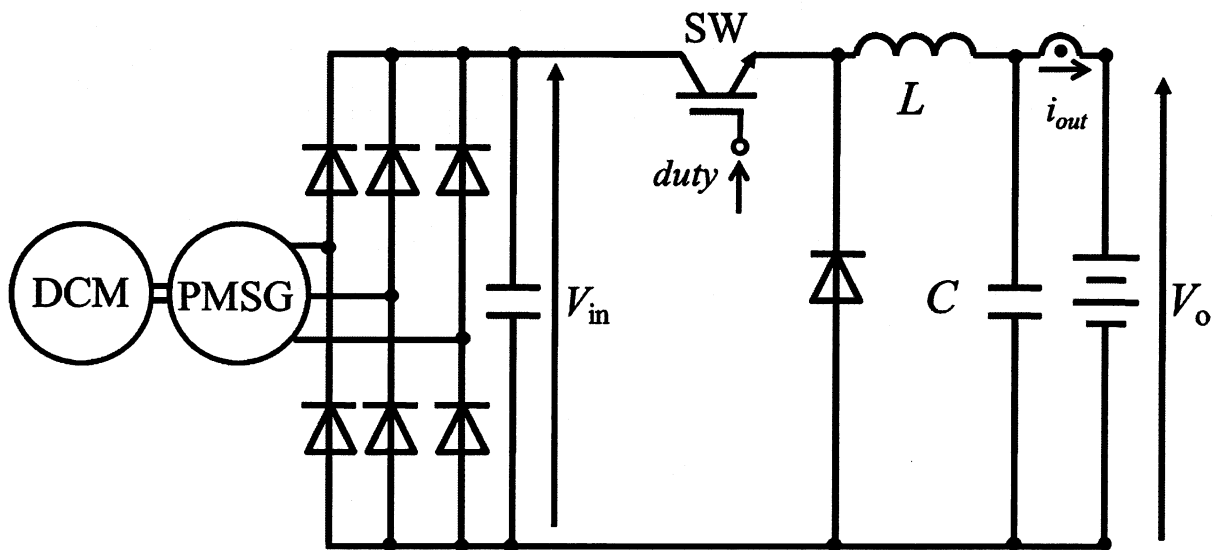


図 5.9 実際のモデル

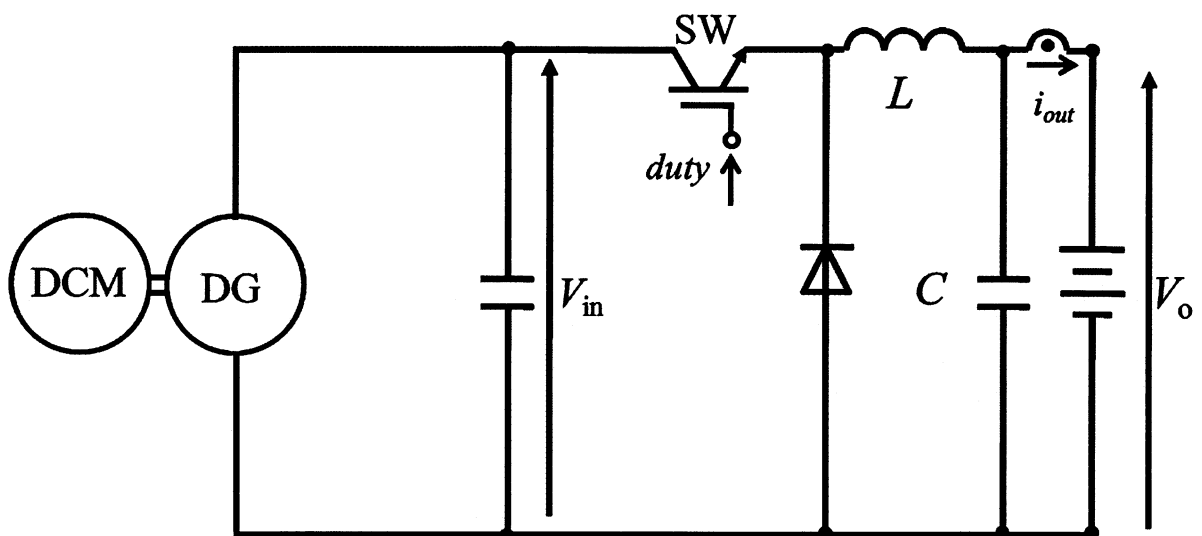


図 5.10 等価モデル

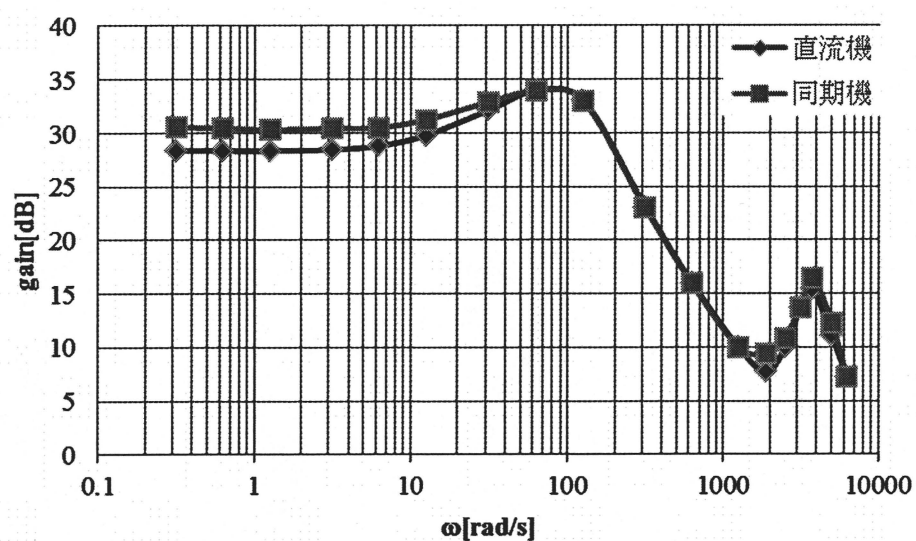


図 5.11 ゲイン特性

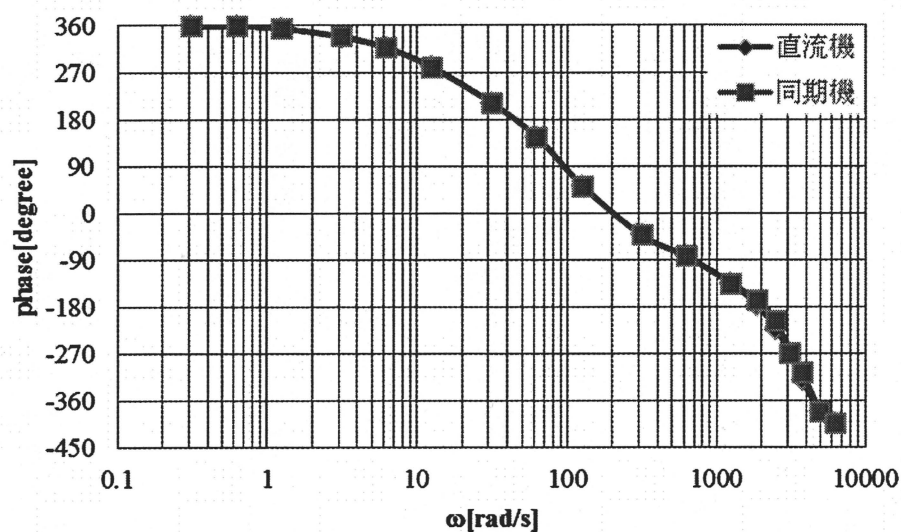


図 5.12 位相特性

以上の結果からゲイン特性の低周波領域において少しずれているが、他の領域及び、位相特性においてほぼ同等の特性が得られていることがわかる。そして、制御系に組み込むのは位相特性を組み込むため、位相特性がほぼ一致していることから近似モデルの妥当性が示された。

5.2. 状態空間平均化法

DC/DC コンバータはスイッチングのためのトランジスタやダイオードが複数含まれる。そのため、非線形なシステムであると言える。そこで、線形制御理論を適用した設計を行う場合には、ある過程において、線形近似した数学モデルを立てる必要がある。そこで、非線形システムを線形システムとして考える手法の一つである状態空間平均化法を用いて解析を行う。そこで、状態空間平均化法について簡単に説明する。状態空間平均化法はスイッチの状態によって異なってくる回路方程式それぞれのスイッチのパターンに合わせて立て、そのスイッチのパターンの割合(duty)により合成を行う方法である。本稿では簡単化のために過渡の状態を含めず、スイッチのパターンをスイッチがオンとオフの定常状態における2つのパターンに分けてそれぞれのパターンで回路方程式を立て、それを duty により合成する。

図 5.13 に示す簡単な降圧チョップ回路において状態空間平均化法を用いることにより伝達関数を求めるまでの手順について簡単に説明する。

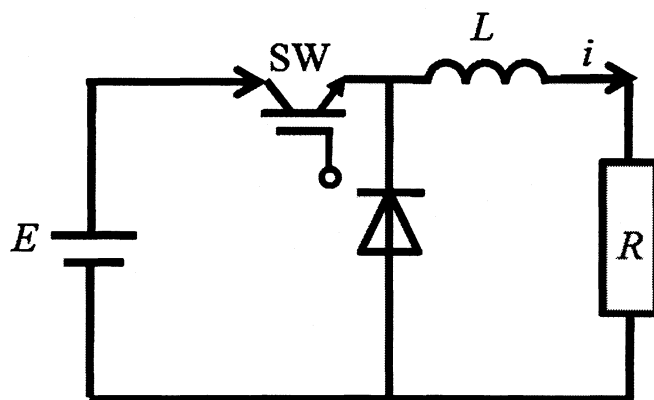


図 5.13 単純な降圧チョップ回路

図 5.13 の回路における回路方程式を SW が ON と OFF で立てる。その 2 つの状態を状態空間平均化法では回路モードの特性を平均化して 1 つの状態空間システムとして考える。すなわち式(5.8)、式(5.9)を duty により合成する。

<SW:ON の時の方程式>

$$E = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \dots\dots\dots (5.8)$$

<SW:OFF の時の回路方程式>

$$0 = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \dots\dots\dots (5.9)$$

そうすると式(5.10)のが得られる。そして、微分項イコールの形を作ることにより、一般的な状態方程式 $\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$ の形を得る。

$$d(t)E = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \rightarrow \frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i(t) + \frac{E}{L}d(t) \dots\dots\dots (5.10)$$

式(5.10)において定常項と微小変動項を考える。そこで、式(5.11)及び式(5.12)に示すように定常項と微小変動項に分解できる。そして、式(5.11)及び式(5.12)を式(5.10)に代入して、定常項を消す。

$$i(t) = I + \Delta i(t) \dots\dots\dots (5.11)$$

$$d(t) = D + \Delta d(t) \dots\dots\dots (5.12)$$

$$\frac{d(I + \Delta i(t))}{dt} = -\frac{R}{L}(I + \Delta i(t)) + \frac{E}{L}(D + \Delta d(t)) \quad , \quad \frac{d\Delta i(t)}{dt} = -\frac{R}{L}\Delta i(t) + \frac{E}{L}\Delta d(t) \dots\dots\dots (5.13)$$

式(5.13)が $\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$ の状態方程式の形になっているため、A と B は求められる。今回 $\Delta i(t) = C\Delta i(t)$ となり、C=1 となる。そこで、duty から出力電流 i の伝達関数を求めると式(5.14)として求められる。

$$\frac{\Delta i(t)}{\Delta d(t)} = \frac{\frac{E}{L}}{(s + \frac{R}{L})} = \frac{E}{R + sL} \dots\dots\dots (5.14)$$

式(5.14)から、一次遅れ系の伝達関数が得られていることがわかる。そこで、この求められた伝達関数を基に matlab でボード線図を描く。そして、その際の結果が実際の回路の特性を十分に表現できているかを確認するために図 5.14 に示す回路図を SPIM 上に構築し、duty を微小変動させた際のゲイン特性及び位相特性と比較したものを図 5.14,図 5.15 に示す。

その際に PSIM の出力電流を取得するときに duty を正弦波に変化させる周波数成分と同じ成分のみを抽出する必要がある。そこで、上の節の時と同様にフーリエ級数展開を行い、必要な周波数の振幅のみを抽出するそれを $20\log_{10}(\sin \text{成分}^2 + \cos \text{成分}^2)$ という形でゲイン特性を描き、 $180 \times \arctan(\cos \text{成分} / \sin \text{成分}) / \pi$ という形から位相特性を描く。

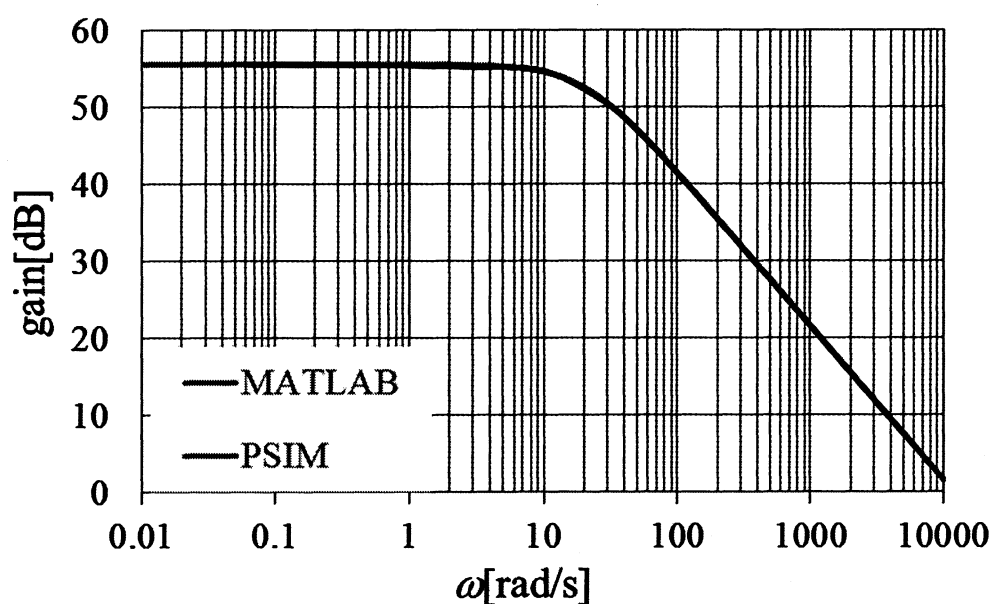


図 5.14 ゲイン特性比較

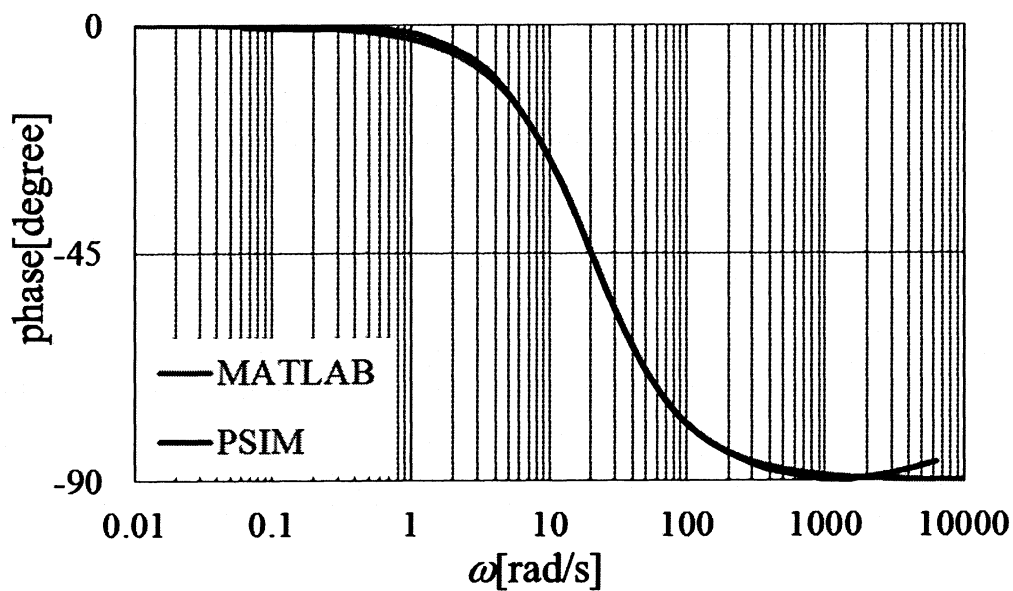


図 5.15 位相特性比較

図 5.14, 5.15 より、ゲイン特性及び位相特性が matlab により求めたボード線図も PSIM から求めたボード線図もほぼ同等の特性となっていることがわかる。そして、伝達関数から求められた 0° から 90° まで変化しており、一次遅れ系の特性を示しており、よく特性を表していると考えられる。このようにして状態空間平均化法を用いて回路の近似を行い、ボード線図を描いた際にもほぼ同等の特性を得られることができる。

5.3. 伝達関数導出

現在対象としている回路において回転数一定という条件の下では起電力が一定となるため、先ほど同様に duty から i_{out} の伝達関数を求める。その際の回路図を図 5.16 に示す。

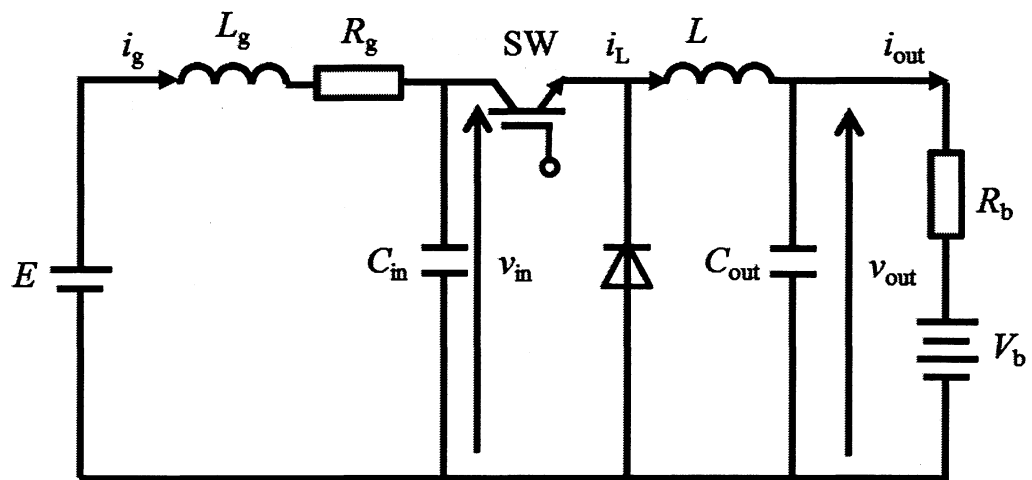


図 5.16 回転数一定条件における起電力係数を一定とした際の等価回路

スイッチが ON の場合と OFF の場合の 2 つのパターンに分けて回路方程式を立てる。

<SW:ON の時の方程式>

$$\frac{di_g(t)}{dt} = \frac{E}{L_g} - \frac{R_g}{L_g} i_g(t) - \frac{1}{L_g} v_{in}(t) \dots\dots\dots (5.15)$$

$$\frac{dv_{in}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{in}} i_g(t) - \frac{1}{C_{in}} i_L(t) \dots\dots\dots (5.16)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} v_{in}(t) - \frac{1}{L} v_{out}(t) \dots\dots\dots (5.17)$$

$$\frac{dv_{out}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{out}} i_L(t) - \frac{v_{out}(t) - V_b}{R_b C_{out}} \dots\dots\dots (5.18)$$

<SW:OFF の時方程式>

$$\frac{di_g(t)}{dt} = \frac{E}{L_g} - \frac{R_g}{L_g} i_g(t) - \frac{1}{L_g} v_{in}(t) \dots\dots\dots (5.19)$$

$$\frac{dv_{in}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{in}} i_g(t) \dots\dots\dots (5.20)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} v_{out}(t) \dots\dots\dots (5.21)$$

$$\frac{dv_{out}}{dt} = \frac{1}{C_{out}} i_L(t) - \frac{v_{out}(t) - V_b}{R_b C_{out}} \dots\dots\dots (5.22)$$

式(5.15)-(5.18)と式(5.19)-(5.22)を duty により合成すると

$$\frac{di_g(t)}{dt} = \frac{E}{L_g} - \frac{R_g}{L_g} i_g(t) - \frac{1}{L_g} v_{in}(t) \quad \dots\dots\dots (5.23)$$

$$\frac{dv_{in}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{in}} i_g(t) - \frac{d}{C_{in}} i_L(t) \quad \dots\dots\dots (5.24)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{d}{L} v_{in}(t) - \frac{1}{L} v_{out}(t) \quad \dots\dots\dots (5.25)$$

$$\frac{dv_{out}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{out}} i_L(t) - \frac{v_{out}(t) - V_b}{R_b C_{out}} \quad \dots\dots\dots (5.26)$$

(5.23)-(5.26)を定常項と微小変動項に分けると

$$\frac{d(I_g + \Delta i_g(t))}{dt} = \frac{E}{L_g} - \frac{R_g}{L_g} (I_g + \Delta i_g(t)) - \frac{1}{L_g} (V_{in} + \Delta v_{in}(t)) \quad \dots\dots\dots (5.27)$$

$$\frac{d(V_{in} + \Delta v_{in}(t))}{dt} = \frac{1}{C_{in}} (I_g + \Delta i_g(t)) - \frac{D + \Delta d}{C_{in}} (I_L + \Delta i_L(t)) \quad \dots\dots\dots (5.28)$$

$$\frac{d(I_L + \Delta i_L(t))}{dt} = \frac{D + \Delta d}{L} (V_{in} + \Delta v_{in}(t)) - \frac{1}{L} (V_{out} + \Delta v_{out}(t)) \quad \dots\dots\dots (5.29)$$

$$\frac{d(V_{out} + \Delta v_{out}(t))}{dt} = \frac{1}{C_{out}} (I_L + \Delta i_L(t)) - \frac{V_{out} + \Delta v_{out}(t) - V_b}{R_b C_{out}} \quad \dots\dots\dots (5.30)$$

上の式から全微分を行うと

$$\frac{d\Delta i_g(t)}{dt} = -\frac{R_g}{L_g} \Delta i_g(t) - \frac{1}{L_g} \Delta v_{in}(t) \quad \dots\dots\dots (5.31)$$

$$\frac{d\Delta v_{in}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{in}} \Delta i_g(t) - \frac{D}{C_{in}} \Delta i_L(t) - \frac{I_L}{C_{in}} \Delta d \quad \dots\dots\dots (5.32)$$

$$\frac{d\Delta i_L(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \Delta d + \frac{D}{L} \Delta v_{in}(t) - \frac{1}{L} \Delta v_{out}(t) \quad \dots\dots\dots (5.33)$$

$$\frac{d\Delta v_{out}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{out}} \Delta i_L(t) - \frac{1}{R_b C_{out}} \Delta v_{out}(t) \quad \dots\dots\dots (5.34)$$

式 (5.31)-(5.34) より、 $x = [i_g \quad v_{in} \quad i_L \quad v_{out}]$ とし て $\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$ 及 び $\Delta i(t) = C\Delta d(t)$ という形における A,B,C を表すと以下のような行列の形で表すことができる。このことから伝達関数の形で表すことができたので matlab により、ボード線図を描いたものと PSIMにより同等となる回路を組んで周波数特性を示したものを図 5.17 及び図 5.18 に示す。

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_g}{L_g} & -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{in}} & 0 & -\frac{D}{C_{in}} & 0 \\ 0 & \frac{D}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{out}} & -\frac{1}{R_b C_{out}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.35)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{I_L}{C_{in}} & \frac{V_{in}}{L} & 0 \end{bmatrix}^T \dots\dots\dots (5.36)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_b} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.37)$$

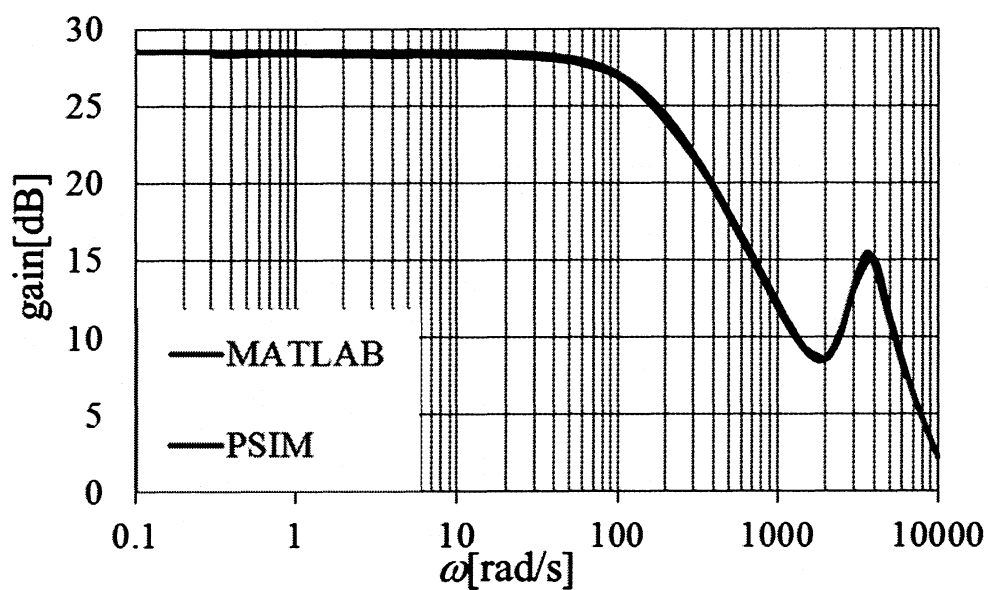


図 5.17 ゲイン特性

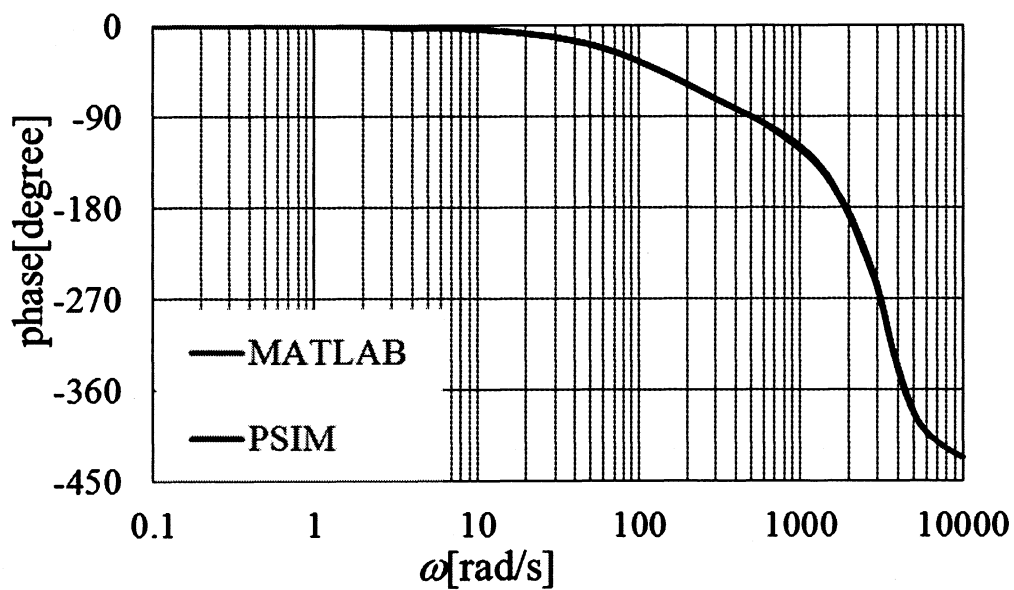


図 5.18 位相特性

図 5.17 及び図 5.18 の結果からほぼ同等の特性が得られていることがわかる。このことより数式として回路の特性を正しく示していることがわかる。そこで、状態空間平均化法を用いたモデリングの妥当性を示すことができた。

6. 結言

6.1. 研究のまとめ

シミュレーション回路の構築及び、二つの MPPT 制御法においてそれぞれの MPPT 制御法が最大電力点に到達したことの確認を行った。そして、実モデルから伝達関数を求めるために、扱いが複雑になるのを避けるために同期発電機とダイオードブリッジを直流発電機に置き換え、モデル化することを提案し、等価パラメータの決定法を示した。そして求めたパラメータを用いて実モデルと簡易等価モデルが等価的な特性が得られていることをボード線図より確認した。そのことから、簡易等価モデルの妥当性を示した。

さらに、その簡易等価モデルを数式化する際に回路にスイッチング素子を含んでいるため、そのスイッチング素子を近似する手法として、状態空間平均化法を用いて伝達関数を求めることを提案し、その状態空間平均化法によるモデリングの妥当性についても、回転数が常に一定という条件の下でボード線図が一致していることから降圧チョップパの特性を数式により再現できていることが確認できる。そのことから状態空間平均化法の妥当性を示した。

6.2. 今後の課題

現在、シミュレーション回路の結果から推測すると、正弦波式 MPPT 制御法及び方形波式 MPPT 制御法は最大電力点に到達するまでの時間が長いため、風速の変化に対して、MPPT 制御法の応答が全然間に合わないといった問題がある。

そこで、それぞれの制御法に関して、より速い応答を実現するためにそれぞれの制御法に関して、より速い応答を実現させることができるのではないかと考えられることについて記載する。

まず、正弦波式 MPPT 制御法は(3.5)式のように電流の高いところと低いところを引き算してその値を積分していくことにより、最大電力点に追従していく制御法である。

そこで、duty から出力電流 i_{out} までの伝達関数を求め、その特性からボード線図を描くことにより、ある動作点における周波数特性が求められる。そして、その特性を複数の動作点にて確認し、特性が一致していた際にはそのボード線図から duty を正弦波に変化させた際の電流の応答遅れがわかるため、その応答遅れを制御系に組み込むことで最大電力点に速く追従することができるのではないかと考えられる。

現在の正弦波式 MPPT 制御法は図 6.1 のようになった時に追従が可能となるが、図 6.2 に示すような場合において追従が不可能となる。そこで、ボード線図から位相遅れを推定して図 6.3 に示すように位相遅れ考慮し、制御することで最大電力点に速く追従することが可能ではないかと考えている。

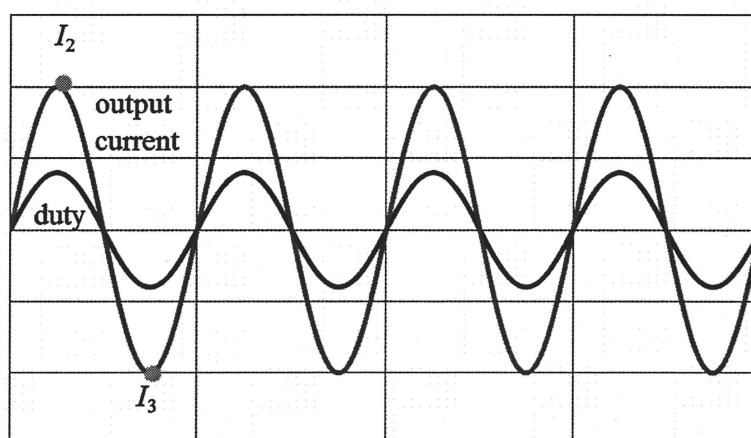


図 6.1 正しく最大電力点に追従可能な場合

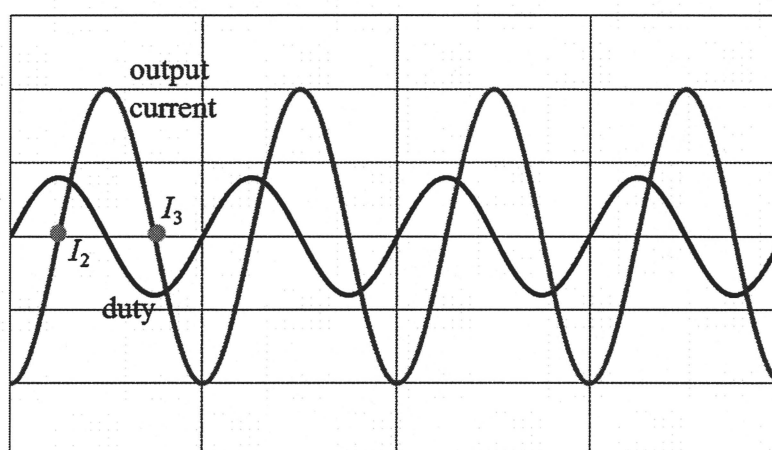


図 6.2 位相が 90°遅れ最大電力点に追従不可能な場合

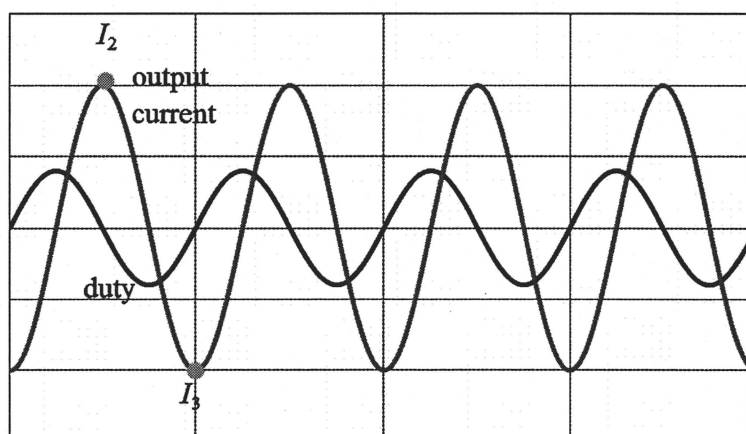


図 6.3 位相遅れを考慮

次に方形波式 MPPT 制御法は duty を変化させる前と後の出力を比較して大きな出力が得られている方向に duty を変化させる手法であり、その際に duty を変化させてから回転数が定常状態に落ち着いた後に比較を行う必要がある。しかし、現状では風車の慣性モーメントが大きいため、定常状態に落ち着くまでに時間がかかる。そこで、より速く定常状態を推定することで速く制御することができると考えられる。そのため、電力において慣性モーメントの変動分を求めることでより速い制御を求める必要があると考えられる。そこで、得られる電力の動的な方程式を式(6.1)に示すように表す。これは定常状態の電力に慣性モーメントのエネルギーが加わっているという考えのもとで方程式を立てた。実際に duty を方形波に変化させた際の結果である図 6.4 からみてもわかるように duty を変化させてすぐのところで出力が大きく変動し、時間をかけて一定値に収束していることがわかるそして、その収束する時間については回転数とほぼ同じであると考えられる。このことから duty を変化させると、最初は定常出力と回転数の変動分の電力が出てくると考えられる。

そこで、このままでは回転数が定常状態に落ち着くまで duty を変化させることができないため、duty の変化させる速度は風車の慣性モーメントに大きく依存する。そこで、(3.6)式からみてもわかるように風車の回転数変動分の電力を推定することで、より、速く最大電力点に追従することが可能ではないかと考えられる。

$$P_o = P_1 + \frac{1}{2t} J(\omega_1^2 - \omega_2^2) \dots\dots\dots (6.1)$$

ここで

P_o :出力電力

P_1 :定常状態の電力

$\frac{1}{2t} J(\omega_1^2 - \omega_2^2)$:回転数変化分の電力

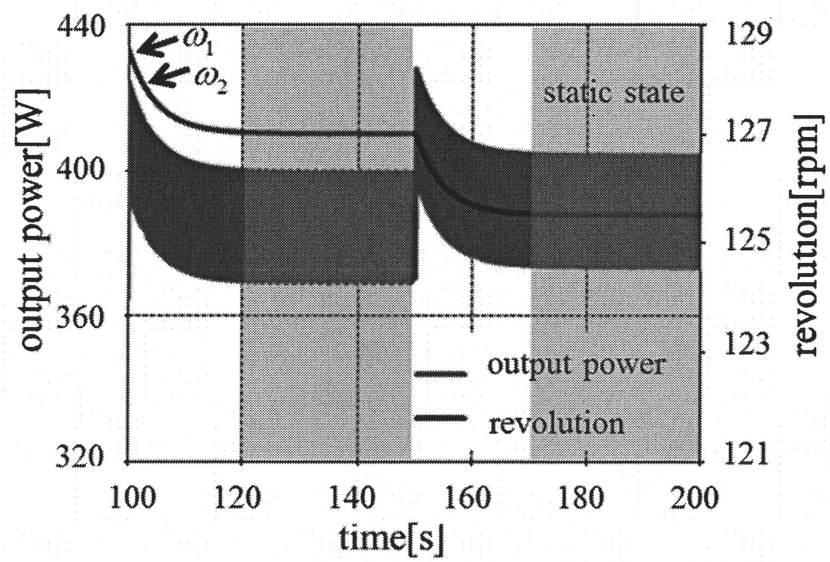


図 6.4 方形波式 MPPT 制御法のシミュレーション結果

付録

ここでは実際に実機作成を行った際にとった実機の波形を示す。

7.1. 整流回路

動作確認に用いた回路図を図 7.1 測定の際のパラメータを表 7.2 に示す。なお三相交流電源は三相スライドトランスを用いて短絡電流が流れないようにするために抵抗をつけて実験を行う。

表 7.2 測定の際に用いたパラメータ

三相スライドトランスの入力電圧	60V
抵抗 R	2600 Ω

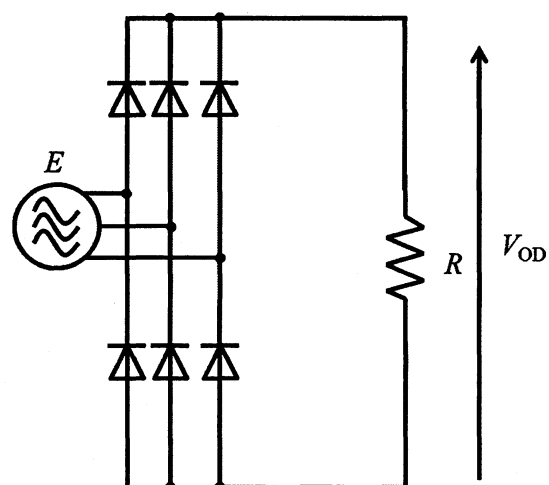


図 7.1 ダイオードブリッジの動作確認回路

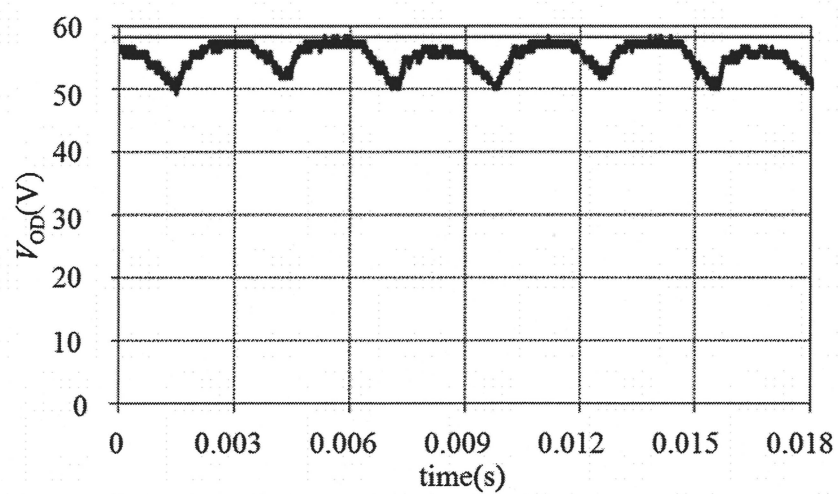


図 7.2 得られた波形

図 7.2 からわかるのは 3 相のうち 1 相分だけ電圧波形が低下していることがわかる。この原因について考察する。

そこで、何が原因なのかを探するために 3 相スライドトランスのみ測定を行う。その図を図 7.3 に示す。

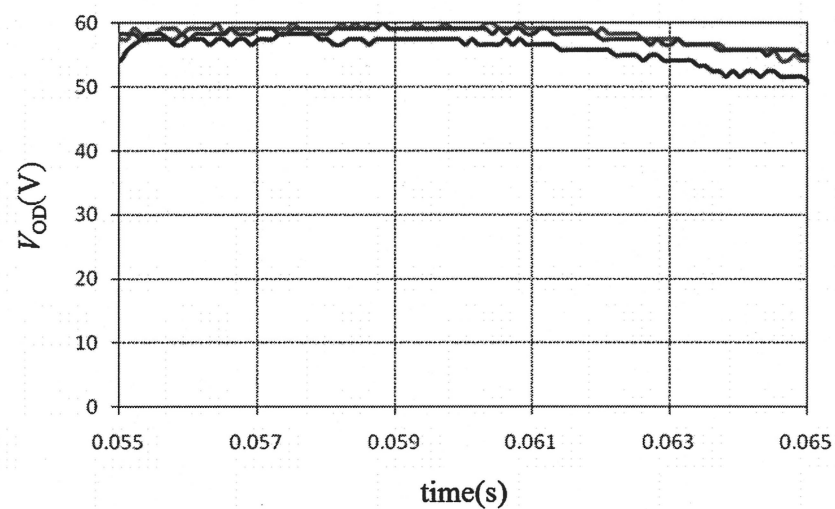


図 7.3 三相スライドトランス

図 7.3 をみると一相だけ電圧が低下していることがわかる。この低下分を測定すると先ほどのダイオードブリッジを通した後の低下分とほぼ同じであったため、動作確認したダイオードブリッジが想定外の動作をしたのではなく、測定の際に用いたスライドトランスが三相不平衡であったことによる波形の低下であったことがわかった。そのため実際に用いるダイオードブリッジは問題なく、動作していることがわかる。

次に、図 7.1 の回路の抵抗 R に並列にコンデンサ C を接続して整流回路としての動作確認を行う。その際の回路図を図 7.4 に示し、その際のパラメータをコンデンサ以外は先ほどと同条件において実験を行う。その際の結果を図 7.5 に示す。

図 7.5 より、コンデンサがなしの時に比べありの場合の方が脈動が小さくなっており、コンデンサをつけることによる平滑化が確認できた。

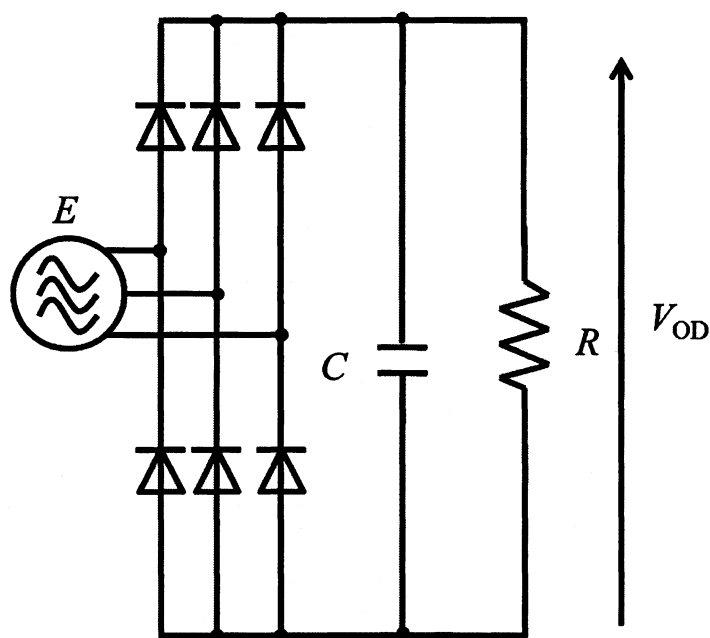
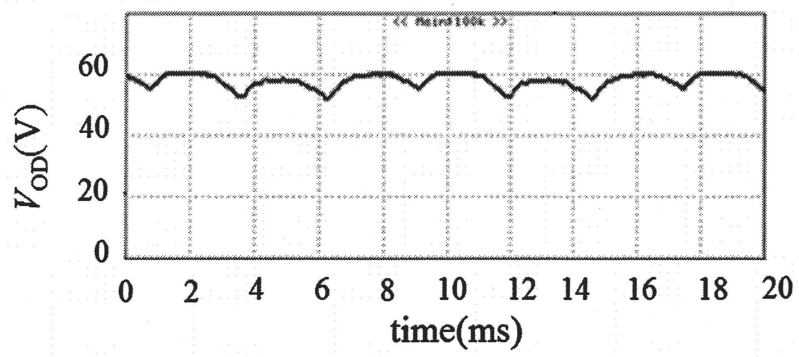
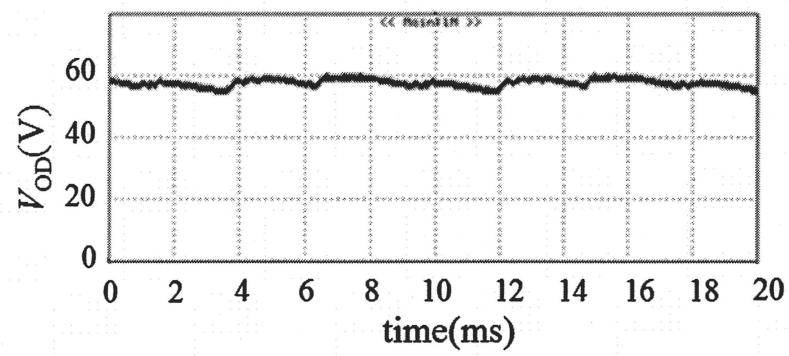


図 7.4 コンデンサによる平準化を確認回路



(a)コンデンサなし



(b)コンデンサあり

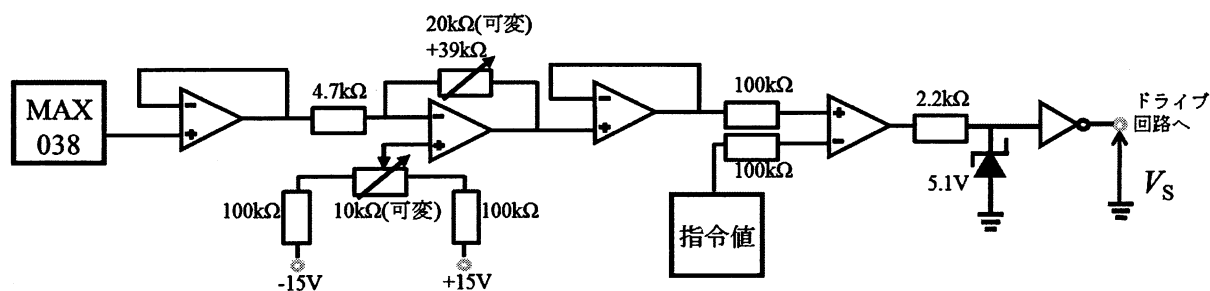
図 7.5 実機実験による結果

7.2. 降圧チョッパ回路

降圧チョッパのスイッチング素子の IGBT の ON、OFF 信号を作るために制御回路とドライブ回路が必要となるためここでは制御回路の動作及びドライブ回路の動作最終的な降圧チョッパの動作について示す。

7.2.1 制御回路

降圧チョッパの作成を行うにあたって降圧チョッパに使う IGBT を制御するための制御回路の作成を行った。その制御回路の回路図を図 7.6 に示す。

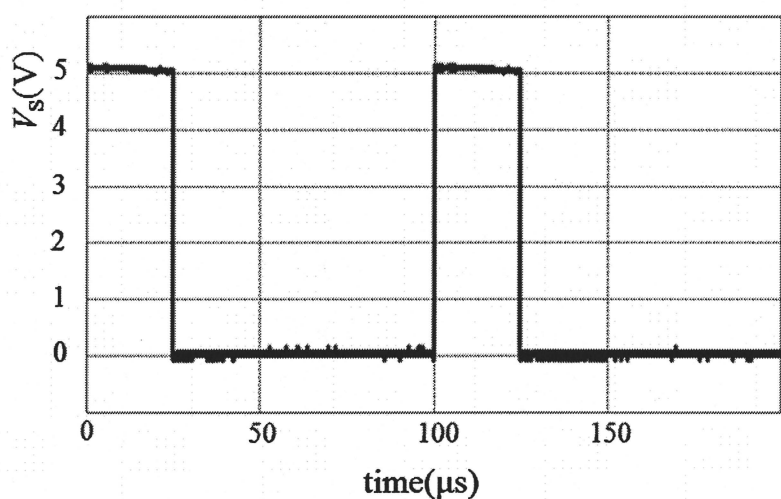


7.6 制御回路

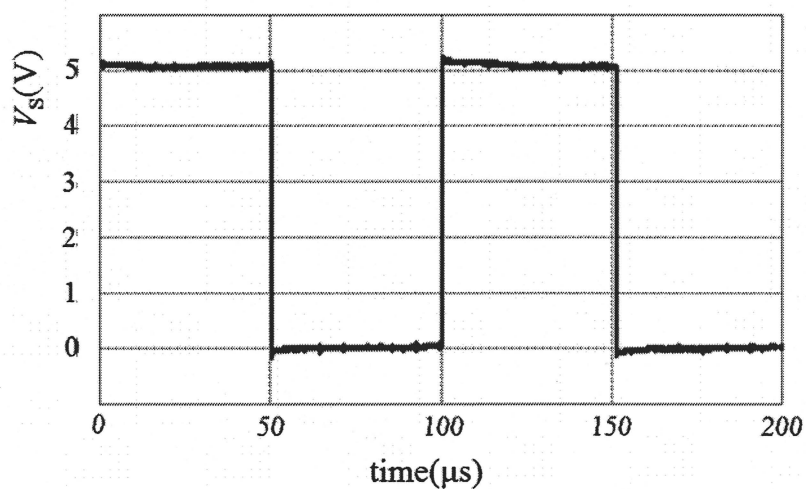
制御回路はまず MAX038 から振幅 1V 周波数 10kHz の三角波を出力する。次に電圧ホロワを通して電圧を安定させる。そして反転増幅回路を通して振幅を 10V に増幅する。その際にオフセット電圧がのる可能性があるのでオフセット電圧の調整を行う。次にもう一度電圧ホロワを通すことでもう一度電圧を安定させる。次にコンパレータを通し、指令値と

比較を行う。すると ON と OFF の信号が作られる。その信号にツェナーダイオードを通すことにより、5.1V と 0.7V の信号にする。

最後に NOT 素子を通すことにより信号を反転させるとともにダイオードの ON 電圧降下の 0.7V を取り除く効果もある。よってここでより正確に 5V と 0V の信号に変換する。本論文では duty が 0.25 及び duty0.5 の二つのパターンについて動作確認を行った際の結果を図 7.7 に示す。

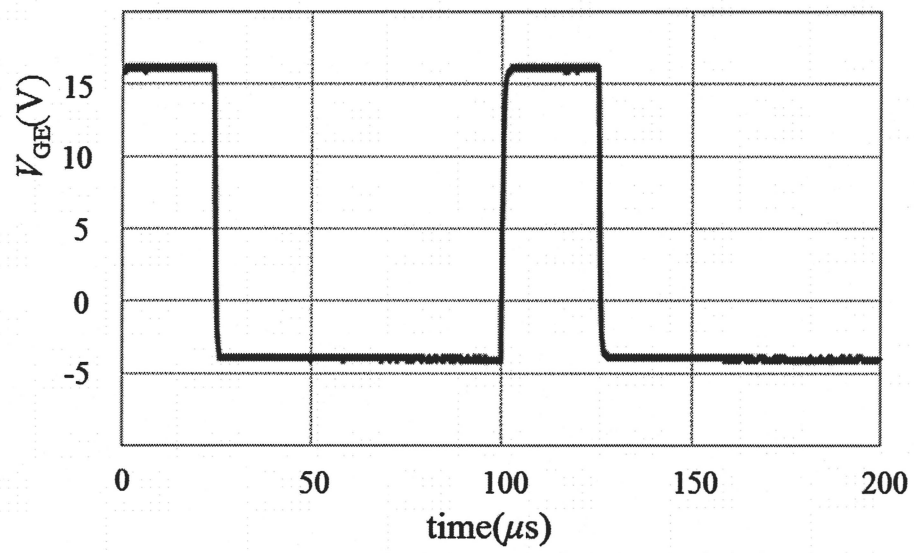


(a)duty0.25

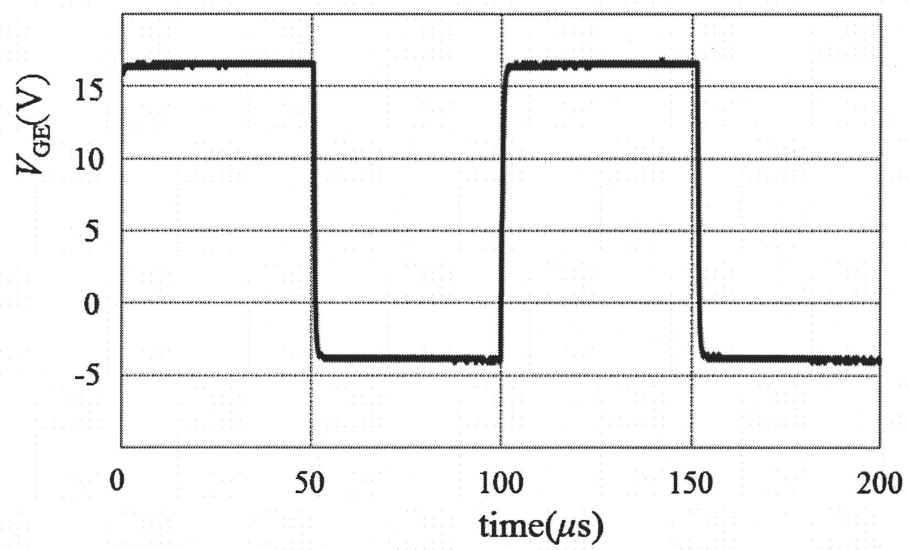


(b)duty0.5

図 7.7 指令値を変化させた時の出力波形



(a)duty0.25



(b)duty0.5

図 7.9 指令値変更時の出力波形

7.2.3 降圧チョップ回路

次に作成した整流回路と制御回路とドライブ回路を用いて降圧チョップの動作確認を行った。なお、今回は確認のため、三相交流電源には三相スライドトランスを用いて、バッテリーの代わりに抵抗を用いてその他の素子は実際と同様の素子を用いて動作確認を行った。その際の回路図を図 7.10 に示す。そしてその際のパラメータを表 7.4 に示す。この条件で実験を行った時の波形を図 7.11 に示す。

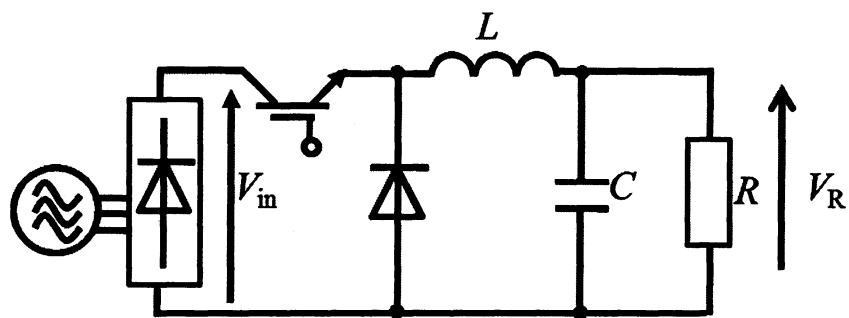
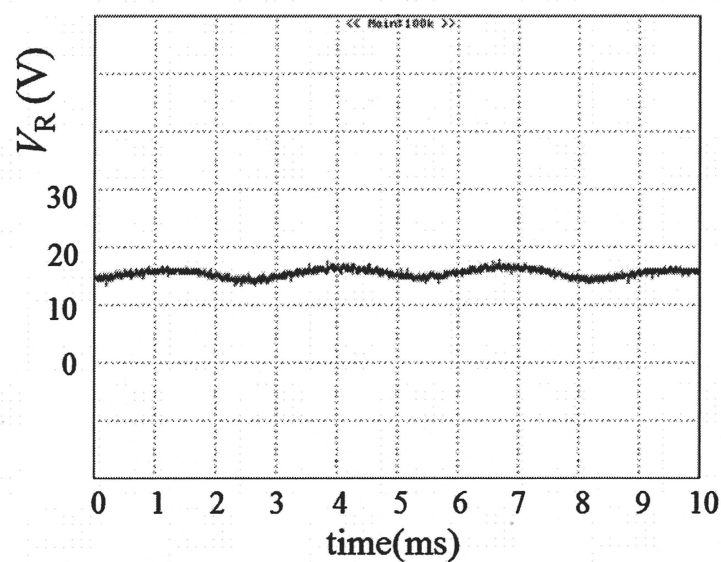


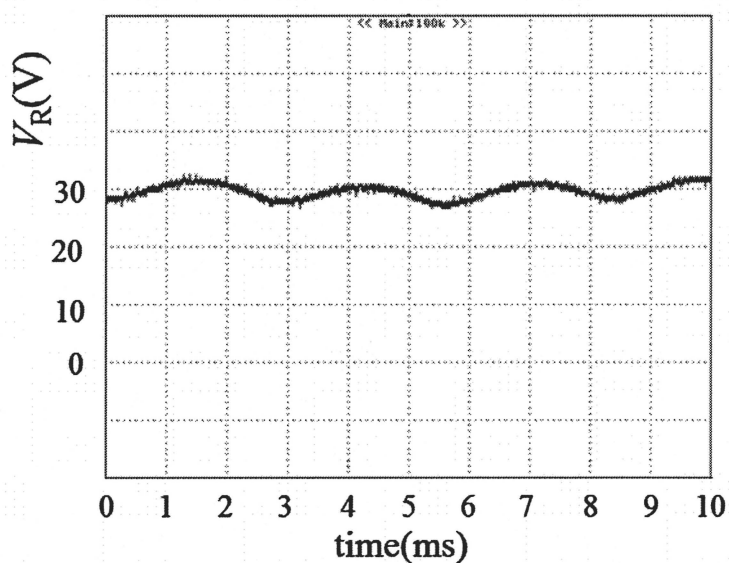
図 7.10 降圧チョップ

表 7.4 パラメータ

入力電圧 V_{in}	60V
コンデンサ C	20 μ F
コイル L	10mH
負荷抵抗 R	25 Ω



(a)duty0.25



(b)duty0.5

図 7.11 指令値に対する電圧波形

現在用いている回路は降圧チョッパであるため、降圧チョッパは式(1)に示すように $dtuty$ を調整することにより、出力電圧を変えることができる。そこで、図 7.11 に示すように入力電圧一定の条件の下で $duty$ を変えると出力電圧の値が変化していることが確認できる。そして、少し脈動はしているが、平均値が(1)式の通りとなっており、理論通りの結果が得

られていると考えられる。

$$V_R = \text{duty} \times V_{in} \dots\dots\dots (1)$$

次に、スイッチング素子のところで ON と OFF を繰り返すため、サージ電圧が発生することが考えられる。そこで、サージ電圧を抑制する必要があると考え、IGBT の両端電圧を測定した。その結果を図 7.12(a)に示す。図 7.12(a)からサージ電圧が発生していることがわかる。

現状では素子を壊すようなサージ電圧はかかっていないが、実際に使う際にはもっと高電圧で行うため、その際にはサージ電圧により素子を破壊する可能性があると考えられるため、サージ電圧を抑制するためにスナバ回路の接続を行った。その際につけたスナバ回路を接続した際の回路図を図 7.11 に示す。その時のスナバ回路なしの時とありの時の波形を図 7.12 に示す。

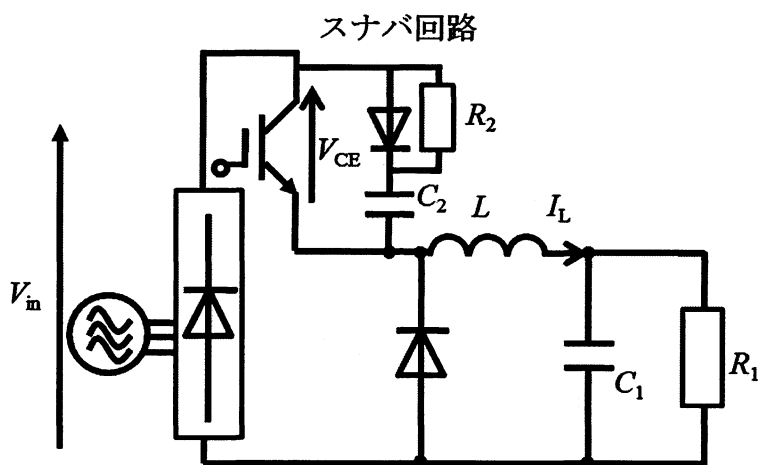
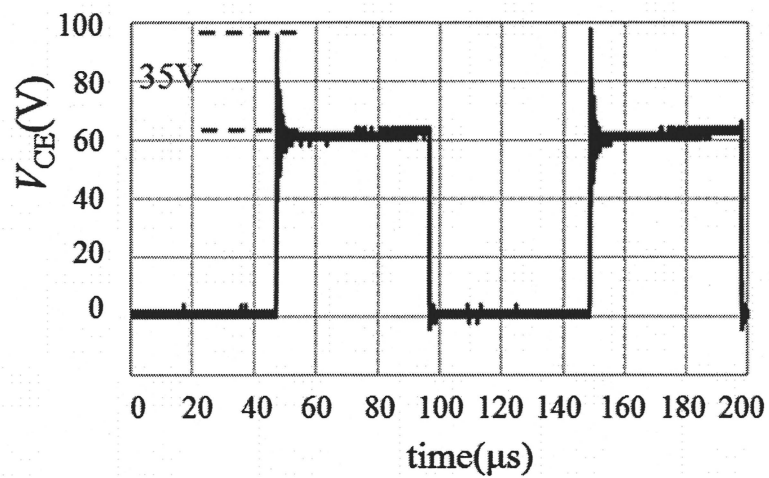
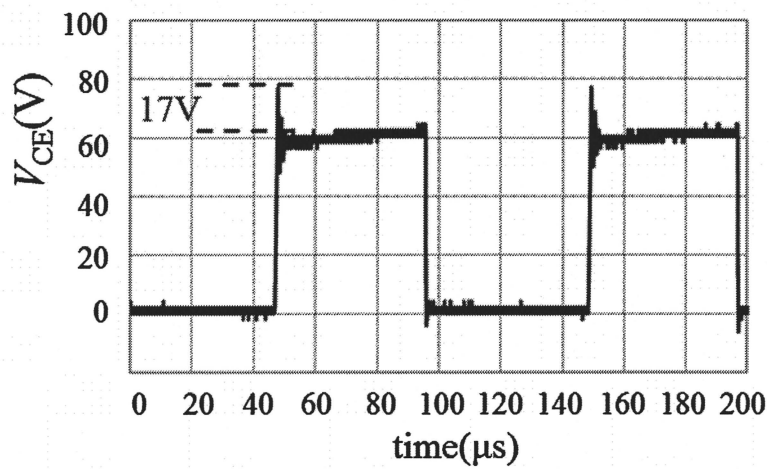


図 7.11 スナバ回路



(a) スナバ回路なし



(b) スナバ回路あり

図 7.12 IGBT の両端電圧

以上の結果からスナバ回路をつけることによってIGBTの両端にかかるサージ電圧を35Vから17Vまで抑制することができた。よってスナバ回路によりサージ電圧を抑制することを確認することができた。

7.2.4 電流検出回路

次に電流検出回路の回路図を図 7.13 に示す。今回は電流センサー(CT)が入力電流:出力電流=1000:1 の割合で出力される(CT)を使用しており、巻き数比が 1 回転なのでそのままの 1000:1 の割合で入力電流が出力電流に変換される。 $(I_M = \frac{1}{1000} I_{in}, I_{in}=\text{入力電流})$ 抵抗に 100W が接続されているため、a 点の電位 V は $V = 100 \times I_M = \frac{1}{10} I_{in}$ となり、電流から電圧に変換して読み取る。そして、ローパスフィルタのゲインを 5 倍としているため、電流検出回路の検出値は出力電流の半分の値でローパスをかけたものが出力される。そこで、実際に電流を流し、電流プローブにより検出したものと電流検出回路により検出したものを図 7.14 に示す。図 7.14 より電流値が正しく検出されていると考えられる。

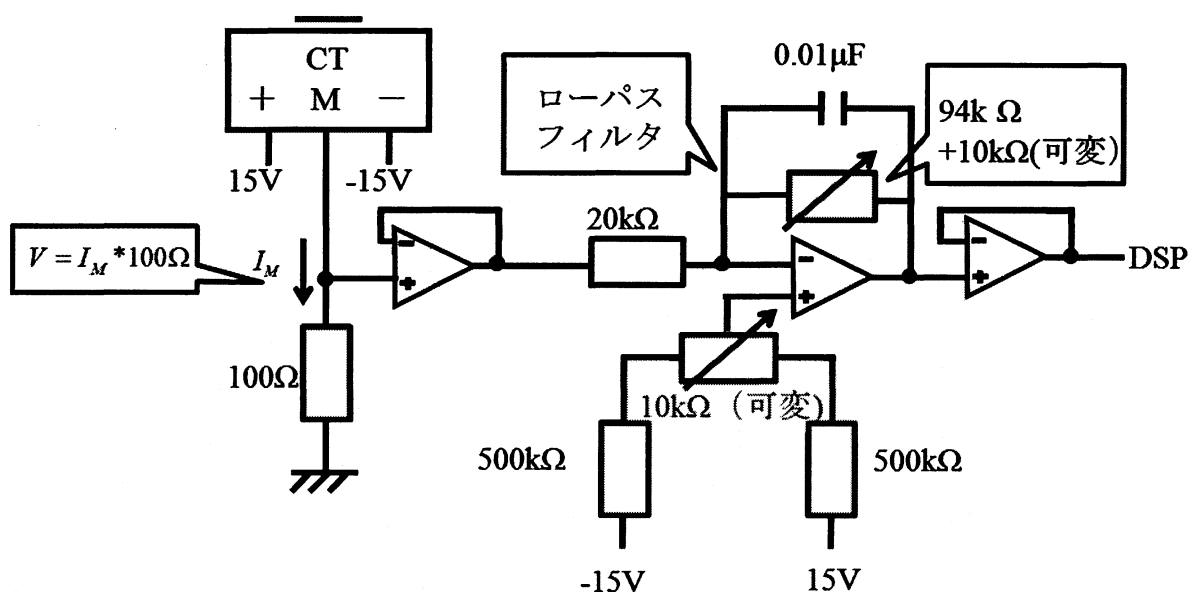


図 7.13 電流検出回路図

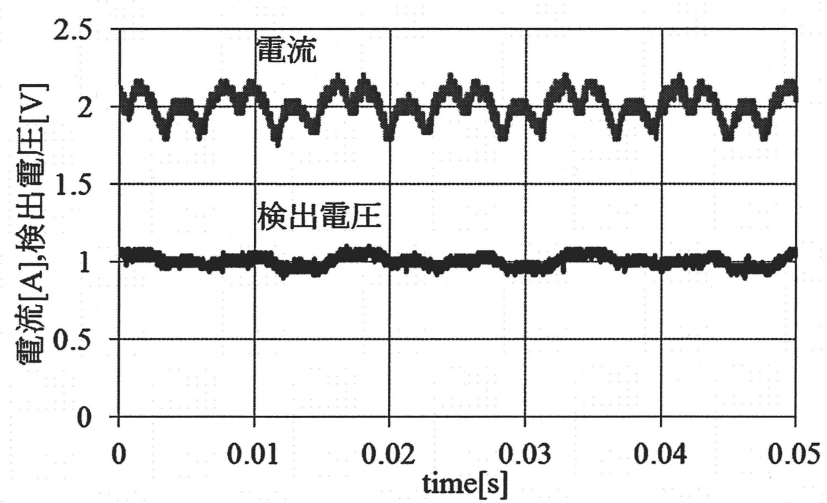


図 7.14 電流検出回路の出力電流及び検出値

7.3 最大電力点追従プログラム

MPPT 制御を行う上で、DSP(Digital Signal Processor)を用いて MPPT の動作確認試験を行う。本研究で用いる DSP はエムティティ製の s-box を用いる。そして、s-box は Analog 信号を取り込み内部で Digital 信号に変換して(AD 変換)処理を行い、Digital 信号を Analog 信号に変換して(DA 変換)出力を行う。そこで、本研究で対象としている MPPT 制御法では s-box により指令値の生成と及び入力電圧、出力電流の取得を行っている。そこで、実際に正弦波式 MPPT 制御法及び方形波式 MPPT 制御法のプログラムを作成し、思い通りの制御ができていないのか確認を行った。その際の実験条件として、AD 入力にファンクションジェネレータを用いて三角波を入力し、得られた波形を図 7.15 に示す。

図 7.15 において a 点と b 点を比較して b 点の方が a 点よりも低いことがわかる。そして、動作中心点自体もそれに伴い小さくなっていることがわかり、正しく動作していると考えられる。そして今度は c 点と d 点を比較すると d 点の方が c 点よりも高いことがわかる。そして、動作中心点自体もそれに伴い、大きくなっていることがわかり、正しく動作していると考えられる。このことから正しく動作していると考えられる。

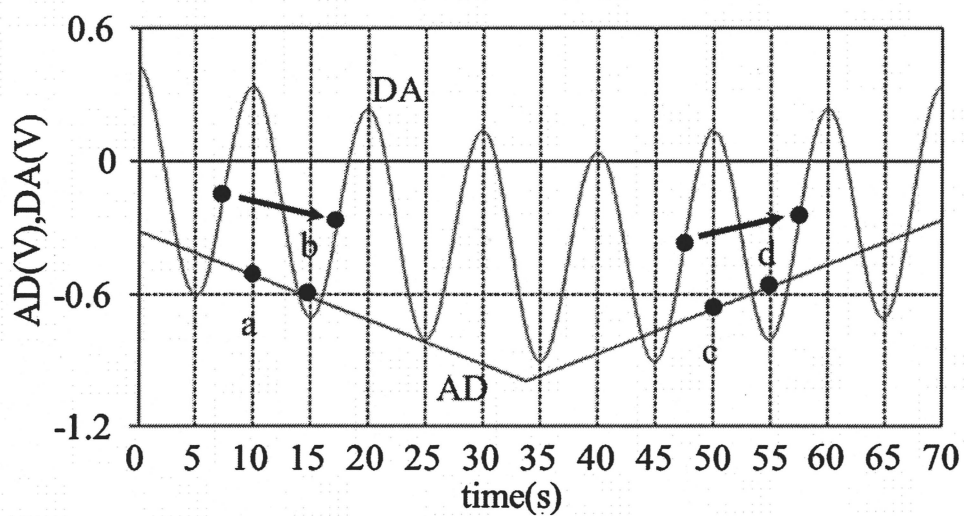


図 7.15 正弦波式 MPPT 制御法の動作確認波形

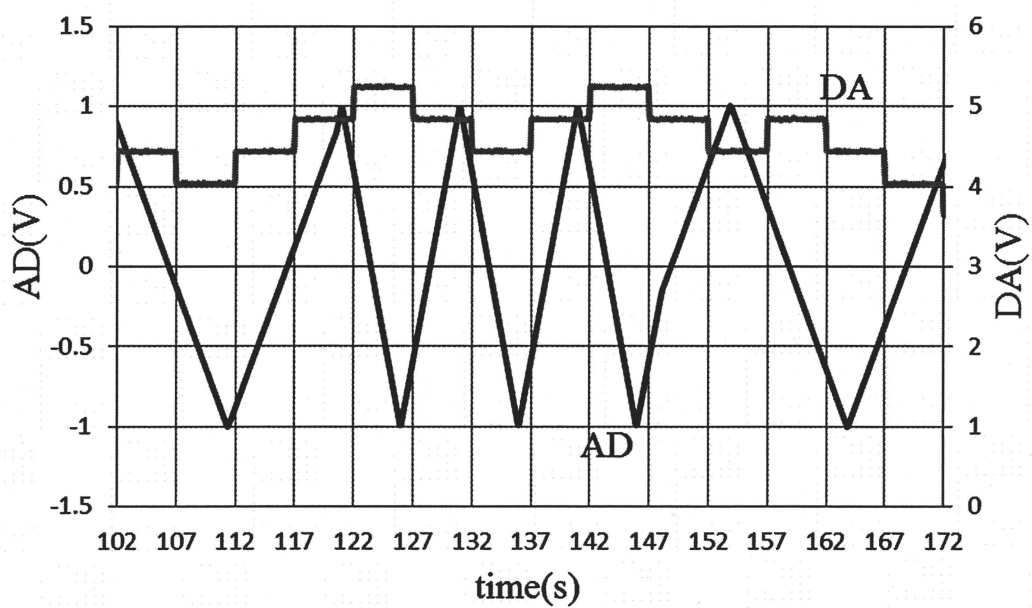


図 7.16 方形波式 MPPT 制御法の動作確認波形

表 7.5 duty の増減表

Δd_{n-1}	増加		減少	
条件	① $I_{n-1} < I_n$	② $I_{n-1} > I_n$	③ $I_{n-1} < I_n$	④ $I_{n-1} > I_n$
Δd_n	増加	減少	減少	増加

この図からはまず、117s の時 DA 出力の duty 指令値は増加する方向に変化しており、そして、a 点に対し、b 点の方が大きな値を示していることがわかる。そこで、表の①の状態であるため、次の duty は増加している。そして、次に 122s の DA 出力の duty 指令値は増加する方向に変化しており、そして、b 点に対し、c 点の方が小さな値を示していることがわかる。そこで、表の②の状態であるため、次の duty は減少している。127s の時 DA 出力の duty 指令値は減少する方向に変化しており、そして、c 点に対し、d 点の方が大きな値を示していることがわかる。そこで、表の③の状態であるため、次の duty は減少している。132s の時 DA 出力の duty 指令値は減少する方向に変化しており、そして、d 点に対し、e 点の方が小さな値を示していることがわかる。そこで、表の④の状態であるため、次の duty は増加している。

このように 4 つの状態から duty の変化する方向が正しく変化していることから、理論通りの結果が得られていると言える。

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 (1996)
- [2] 深尾 正, 新井芳明 著 : 「最新電気機器入門」 実教出版株式会社 (2007)
- [3] 清水幸丸 著 : 「風力発電技術」 パワー社 (1990)
- [4] 牛山 泉 著 : 「風車工学入門」 森北出版株式会社 (2002)
- [5] 牛山 泉, 三野 正洋 共著 : 「小型風車ハンドブック」 パワー社 (1980)
- [6] 白坂尊, 山村直紀, 石田宗秋 : 「小型風力発電システムにおける失速制御法の提案」 平成 20 年電気学会産業応用部門大会 1-49
- [7] 白坂尊, 山村直紀, 石田宗秋 : 「小型風力発電システム構築のための、風車模擬装置の開発」 平成 20 年計測自動制御学会三重地区計測制御研究講演会講演論文集 A-2
- [8] 野々山貴司, 山村直紀, 石田宗秋, 藤田秀紀 : 「風力発電システムの制御用簡易等価モデル」 平成 15 年電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, No.95 pp48 (2003)

- [9] 野々山貴司, 山村直紀, 石田宗秋, 藤田秀紀 : 「小型風力発電システムの簡易等価モデルを用いた制御系設計法」平成 16 年電気学会全国大会論文集[7],pp72-73 (2003)
- [10] http://www.jsme-fed.org/experiment/2010_2/002.html 一般社団法人日本機械学会流体工学部門 (2010)
- [11] T. Nonoyama, W. Shengtie, N. Yamamura, M. Ishida, H. Fujita : “Modeling of A Small Wind Power System and Design of its Control System”, Proc. ICEE, vol.2, pp. 525-537 (2004)
- [12] 野々山貴司, 山村直紀, 石田宗秋, 藤田秀紀 : 「小型風力発電システムの簡易等価モデルのゲイン特性」平成 16 年電気関係学会東海支部連合大会講演,P-158 (2004)
- [13] NEDO 技術開発機構 <http://www.nedo.go.jp/database/index.html>
- [14] Simon S. Ang : 「Power Switching Converters」1995
- [15] Siegfried Heier : 「Wind Energy Conversion Systems」 WILEY (2006)
- [16] 樋口龍雄 著 自動制御理論 森北出版株式会社 (2008)

論文目録

- [1] 小嶋, 山村, 石田 : 「小型風力発電システムの最適パラメータに関する考察」平成 23 年度産業応用部門大会 1-179

- [2] 小嶋, 山村, 石田 : 「等価モデルを用いた小型風力発電システムの出力特性に関する研究」平成 23 年計測自動制御学会三重地区計測制御研究講演会講演論文集, PE-02

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 準教授 工学博士 山村 直紀先生、同大学 電気電子工学 教授 工学博士 平井 淳之先生、文部科学技官 廣田 栄毅氏に心より御礼申し上げます。

研究遂行にあたりともに苦労を重ねてきた三重大学工学部電気電子工学科 エネルギーシステム研究室、制御システム研究室及び、電機システム研究室の同期を含めた先輩後輩の方々に厚く御礼申し上げます。この研究室生活において私自身大きく成長することができたと実感しており、今後の人生においてこの経験及びこの生活が役に立つと確信しています。

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。