

小型風力発電システムの最大電力追従制御時における 失速制御法の提案

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

諸 岡 誉 士

小型風力発電システムの最大電力追従制御時における
失速制御法の提案



平成 18 年度

三重大学工学研究科 博士前期課程

電気電子工学専攻 エネルギーシステム研究室

諸岡 誉士

第1章 緒言	3
1.1 本論文の背景と目的	3
1.2 本論文の構成	5
第2章 風力エネルギーと風車工学 ^[6]	6
2.1 風力エネルギー	6
2.2 風車の特性	10
2.2.1 揚力と抗力	10
2.2.2 風車のパワー係数	16
第3章 小型風力発電システム	20
3.1 風力発電システムの構成	20
3.2 同期発電機[2] [7]	23
3.3 電力変換器について ^[1]	27
3.3.1 バッテリ接続方式昇圧チョッパの動作	27
3.3.2 バッテリ接続方式昇圧チョッパの特性	31
第4章 最大電力追従制御法 ^{[10] [11] [12] [13]}	36
4.1 最大電力追従制御	36
4.1.1 風車の制御方法に関して	36
4.1.2 制御回路の構成	40
4.2 失速抑制機能を適用した制御回路	43
4.3 風車特性の導出	46
4.5 実験結果および考察	53
第5章 フィールド試験	62

5.1 実験回路	62
第 6 章 結言	71
参考文献	72
謝辞	75
論文目録	76

第1章 緒言

1.1 本論文の背景と目的

近年とみに地球温暖化による地球環境の変化が顕在化してきた。1997年12月に開かれた気候変動枠組み条約第三回会議、通称 COP3 において気候変動に関する国際連合枠組条約の京都議定書（Kyoto Protocol to the United Nations Framework Convention on Climate Change）が採択された。この会議では地球温暖化の原因となる、温室効果ガスの一種である二酸化炭素、メタン、亜酸化窒素、HFCs、PFCs、六フッ化硫黄について、先進国における削減率を1990年基準として各国別に定め、共同で約束期間内に目標を達成する。2008年～2012年の間に、日本マイナス6%、アメリカマイナス7%、EU マイナス8%といった削減率を設定している。この会議の特徴として京都メカニズム（CDM のメカニズム、排出権取引のメカニズム、共同実施のメカニズム、吸収源活動のメカニズム）が盛り込まれた。

また2002年6月7日に電気事業者による新エネルギー等の利用に関する特別措置法に採択された。本法は内外の経済的社会的環境に応じたエネルギーの安定的かつ適切な供給の確保に資するため、電気事業者による新エネルギー等の利用に関する必要な措置を講ずることとし、もって環境の保全に寄与し、及び国民経済の健全な発展に資することを目的とする。この法律によって作られた制度は、通称 RPS 制度と呼ばれる。RPS とは、Renewable Portfolio Standard の頭文字で、「代替エネルギー使用割合の基準」を指すが、「再生可能エネルギー基準」とも訳される。代替エネルギーや再生可能エネルギーとは、一般に自然エネルギーとも新エネルギーとも呼ばれる。同法の対象となる新エネルギーは、

1. 風力
2. 太陽光
3. 地熱
4. 水力（政令で定めるものに限る。具体的には、水路式の 1000kW 以下の水力発電を指す。）
5. バイオマス（動植物に由来する有機物であってエネルギー源として利用することができるもの（原油、石油ガス、可燃性天然ガス及び石炭並びにこれらから製造される製品を除く。）をいう。）を熱源とする熱
6. 前各号に掲げるもののほか、石油（原油及び揮発油、重油その他の石油製品をいう。以下同じ。）を熱源とする熱以外のエネルギーであって、政令で定めるもの

の 6 つ（実質的には 1 から 5 までの 5 つ）である。電気事業者には、毎年度、その販売電力量に応じて一定割合以上の新エネルギーから発電される電気（新エネルギー等電気）の利用を義務付け、新エネルギーの一層の普及促進がはかられている。

このような状況の中、我々は風力発電、中でも普及があまり進んでいない小型風力発電をターゲットに絞り安価でシンプルな構造の電力変換器の制御方法の提案を行っている。

本研究では実際にフィールド実験を行い、その評価を行った。

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章では風力エネルギーの特徴を述べ、風力エネルギーが機械エネルギーに変換される原理、つまり、風車翼の周りに発生する揚力、抗力などから風車トルクの発生原理を説明する。

第3章では手案する小型風力発電システムの構成について述べ、バッテリー接続方式昇圧チョッパについて解説している。

第4章では風車の制御法として提案している最大電力追従制御法について説明し、また失速を抑制するための制御法に関して述べている。

第5章ではフィールド実験の実験方法とその結果に関する考察に関して述べている。

第2章 風力エネルギーと風車工学^[5]

本章では本研究で開発を行っている小型風力発電システムの概要を示し、その特徴を述べる。発電機には同期発電機を用いることを想定しているため、同期発電機の構造についても説明している。

2.1 風力エネルギー

厳密に言えば、風力エネルギーも太陽エネルギーの一部であると言えることができる。風は地球が太陽からの放射エネルギーを吸収し、一部を反射し宇宙へ放射する。太陽によって暖められた空気は軽くなり上昇し、このあとに冷たい空気が流れ込む。地球全体としては、吸収熱量のアンバランスによって大きな空気の流れの循環となる。これと地球の自転による効果や陸と海の効果、地形、季節などによって地域的あるいは局所的な温度差が生じることで高気圧、低気圧が発生しさまざまな規模の風系が生じる。

風力エネルギーが化石燃料資源の代替資源として期待されていることは前章で述べたが、一体世界の風力エネルギー賦存量は如何ほどなのだろうか。全地球上の風力エネルギー賦存量を見積もることは極めて困難なことであるが、いくつかの計算例が示されている。

その一つは世界気象機関(WMO : World Meteorological Organization)によるもので、全体の風力エネルギーは $3 \times 10^{17} \text{ kW}$ 、このうち風車によって取り出すことのできるエネルギーは $2 \times 10^{10} \text{ kW}$ となっている。風車は当然風の力で駆動するので風車設置の際にはこの風況を調べなくてはならない。その目安として風況マップと言われるものがある。図 2-1 に NEDO が日本において調査した風況マッ

ブを示す。一般に風車設置の際には平均風速が 6m/s 以上が技術的に必要だと言われており，この風況マップから設置可能場所がわかる。

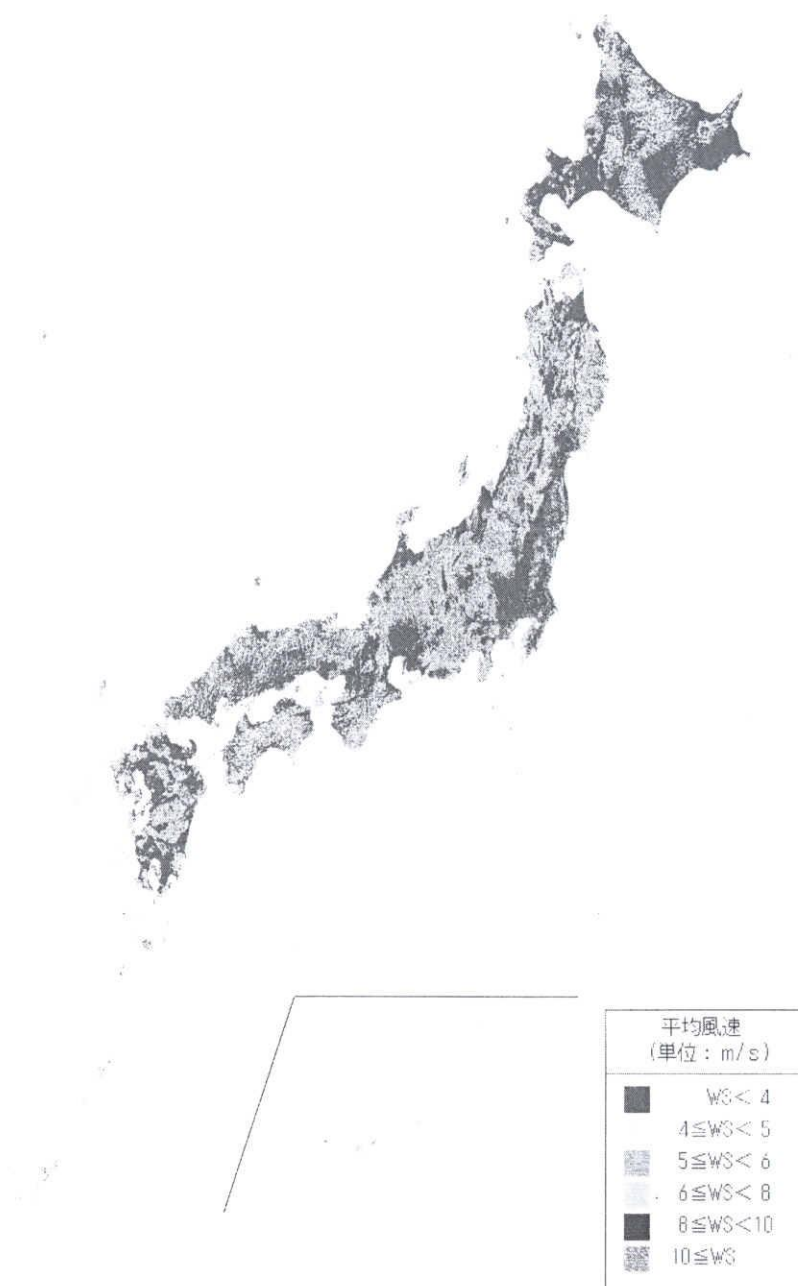


図 2-1 日本の風況マップ

ここで風車の導入にあたり大型・中型風車と小型風車の比較を試みる。

<風力発電システム導入のポイント>

1) 中・大型風車システムの導入について

- 風車の設置高さ（30～40m）で年平均風速が 6m/s 以上を期待される地域を選定する必要がある。（高さ 10m で 5m/s の風速は、高さ 40m で概ね 6m/s 程度になる。）ただし商業的には風速 8m/s 以上が必要。
- 風が乱流とならず、できるだけ層流の場所（周辺に風の障害物がない場所）を選ぶ。
- 局地的な風況・周辺地域への影響などを考慮し、風況精査に基づいた地域の選定が望ましい。
- 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。
- 将来への拡張性（複数台設置）の可能性のある場所
- 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を選定
- 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。

2) 小型風車システムの導入について

- 風況と設置する風車の特性・出力について把握することが必要である。
- 高回転型の風車については特に耐久性、維持に必要な費用等についてあらかじめ検討することが必要である。

小型風車は大型風車と比較して、設置条件に制約を受けないという利点がある。

したがって日本に設置する面積が十分にあり、小型風車の開発は重要である。

風車から出力されるパワー（出力電力）は次式で与えられる。

$$P = C_P \frac{1}{2} \rho A V^3 \dots\dots\dots (2.1)$$

$A[\text{m}^2]$ は風車の受風面積， $\rho[\text{kg}/\text{m}^3]$ は空気の密度， $V[\text{m}/\text{s}]$ は風速， C_P パワー係数と呼ばれ風車の効率を意味している。パワー係数の理論的最大値は 0.593 であり，一般にベッツの係数と呼ばれる。理想的な数力エネルギー変換システムでも理論的にパワーは約 60%しか取り出すことができない事が示されている。

一般的に風車からは得られる出力電力について回転数をパラメータとして図に示す。式(2.1)からも解るように風速が大きくなると風速の 3 乗に比例して大きくなる。さらに，図 2-2 に示す出力電力特性を見ると各風速において最大電力を出力する風速回転数が存在することが分かる。また，各風速において最大電力を出力する回転数が異なるため，最大電力曲線を常に捕らえる制御が必要である。そこで，電力変換器において発電機にかかる負荷状態を変化させ，風車の回転数を制御する負荷制御を本研究において提案している。

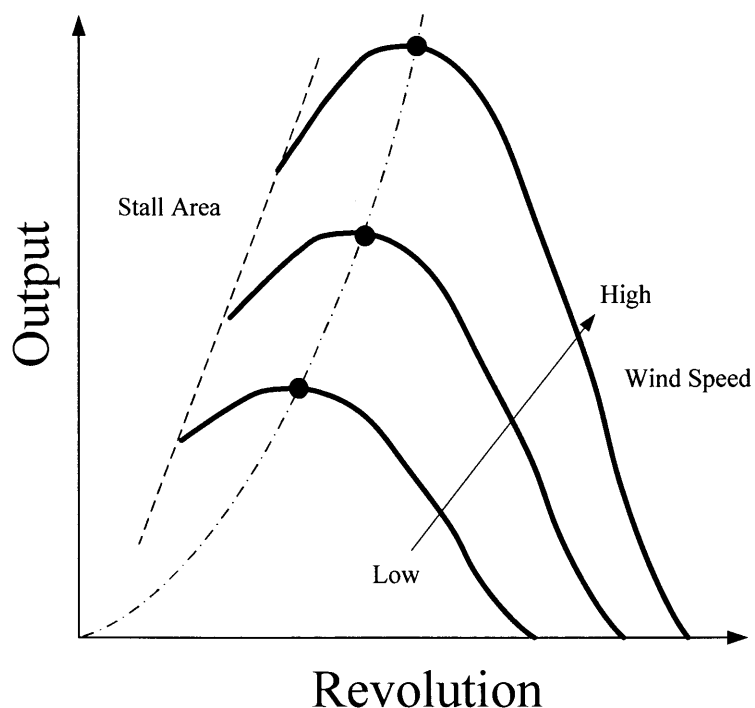


図 2-2 風車の出力電力特性の概形

2.2 風車の特性

風車を利用した発電システムでは風車の性能や特性を知る必要がある。本節において風車が風を受けたときに発生する力について説明する。風車は形状によって大きく特性が異なるため、風車の評価方法についても概説する。また、本研究で用いている揚力形風車 Air403 の特性についても言及する。

2.2.1 揚力と抗力

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がある。揚力と抗力を知るには、まずベルヌーイの定理を知ることが重要である。ベルヌーイの定理は簡単に述べるとエネルギー保存則を流体に当てはめたものであ

るが、「流体の速度が増加すると圧力が下がる」と説明されている。図 2-3 に示す流管を考える。速度 V_1 で流入してきた流れが P_1 という圧力を持っていた時に流管の途中で速度 V_2 、圧力 P_2 に変化したとする。その時、ベルヌーイの定理により以下の式が成立する。

$$P_1 + \frac{1}{2} \rho V_1^2 = P_2 + \frac{1}{2} \rho V_2^2 \dots\dots\dots(2.1)$$

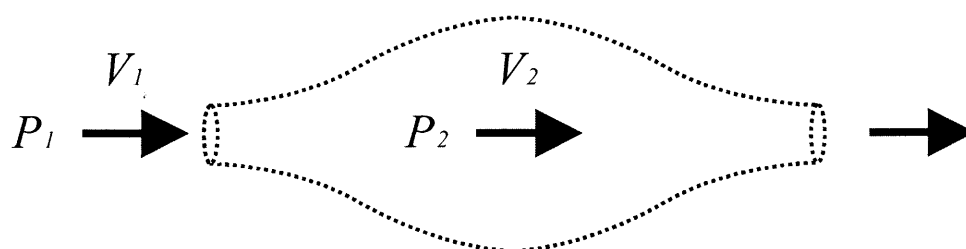


図 2-3 ベルヌーイの定理

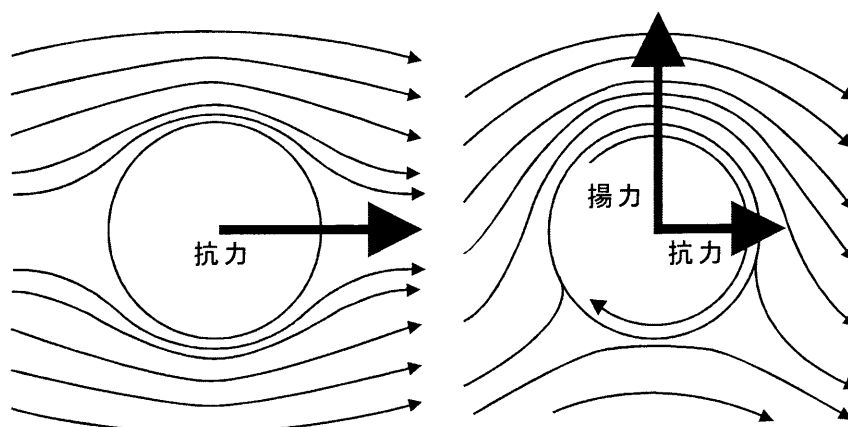


図 2-4 円筒物体に働く揚力と抵抗力

揚力は物体の周りにおける流体の速度差によって圧力差が生じ、その圧力差が物体に力を与える。図 2-4 に示すように風の中に円筒が置かれた時の力について考える。図 2-4 の左図のように円筒が静止状態であれば円筒周りに流体の速度

差が生じないため円筒には抗力しか働かない。しかし、右図のように円筒が回転した場合、実際の空気には粘性があるため円筒周りの空気は円筒の回転方向に沿って流れる。そのため、円筒周りの空気には速度差が生じ、その圧力差によって揚力が発生する。この時、回転速度が速いほど揚力は強くなる。

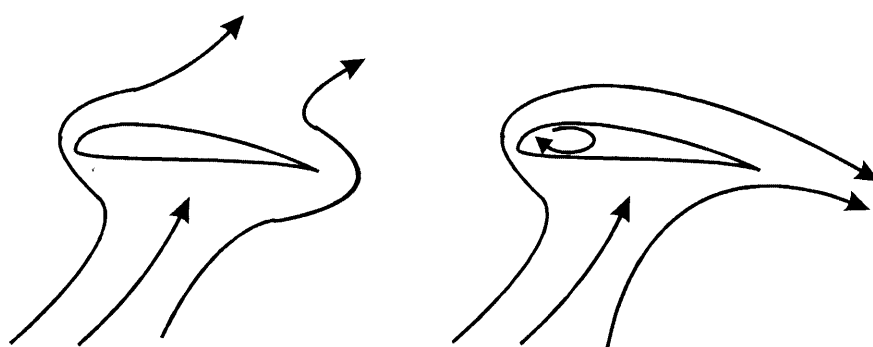


図 2-5 風車翼内部で働くとされる力

風車翼の場合には回転させる力が必要無く、経験上揚力が発生する形状に作られてきた。翼の流れに対して角度を持った場合を考える。空気が粘性を持たなければ、図 2-5 の左図のように風は翼の後縁をまわり込んで流れるはずである。しかし、実際の空気は粘性を持つため、右図のように後縁からスムーズに流れ去る。このように翼の後縁からスムーズに流れ去るには翼の内部で回転しようとする力が必要であると考えられる。人間は経験的にこの回転力が強い風車を作ろうとしてきたのである。次に、揚力及び抗力の具体的な発生原理を説明する。

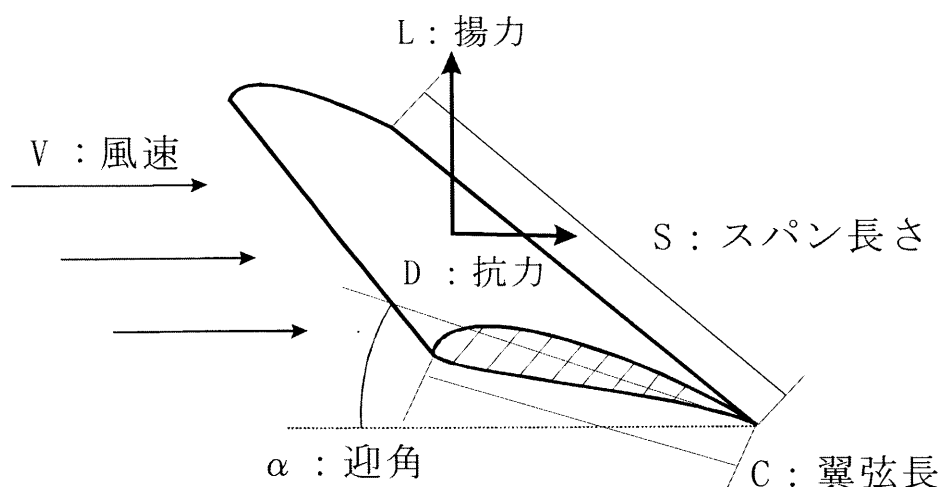


図 2-6 風車翼に働く揚力と抗力

図 2-6 のように固定した風車翼に風速 V [m/s] で風が当たったとき、前述の通り翼に揚力 L [N] と抗力 D [N] が発生する。風車には様々な種類があるが、揚力を利用した代表的な風車にはプロペラ風車、抗力を利用した代表的な風車にはサボニウス風車がある。揚力と抗力について具体的に説明しているのが、翼素単純理論である。次に翼素単純理論について説明する。

図 2-7 にプロペラ型風車を例にした回転翼の翼素断面を示す。風が風速 V [m/s] で翼に当たり、翼が各速度 ω [r/m] で回転していたとする。揚力 dL [N]、抗力 dD [N] が翼半径 r [m] に動くとした時に、相対流入速度を U [m/s]、揚力係数を C_L 、抗力係数を C_D 、空気密度 ρ [kg/m³]、翼弦長を C [m] とすると、次式のように表される。

$$dL = \frac{1}{2} \rho U^2 C C_L dr \dots\dots\dots (2.2)$$

$$dD = \frac{1}{2} \rho U^2 C C_D dr \dots\dots\dots (2.3)$$

揚力 dL は相対流入速度 U に垂直に、抗力 dD は平行に働く。そのため、翼の

回転方向に働くトルク dT [Nm]は翼の枚数を b としたときに以下の式のように表される。

$$dT = (dL \sin \phi - dD \cos \phi) br = \frac{1}{2} \rho U^2 C (C_L \sin \phi - C_D \cos \phi) b dr \dots\dots\dots(2.4)$$

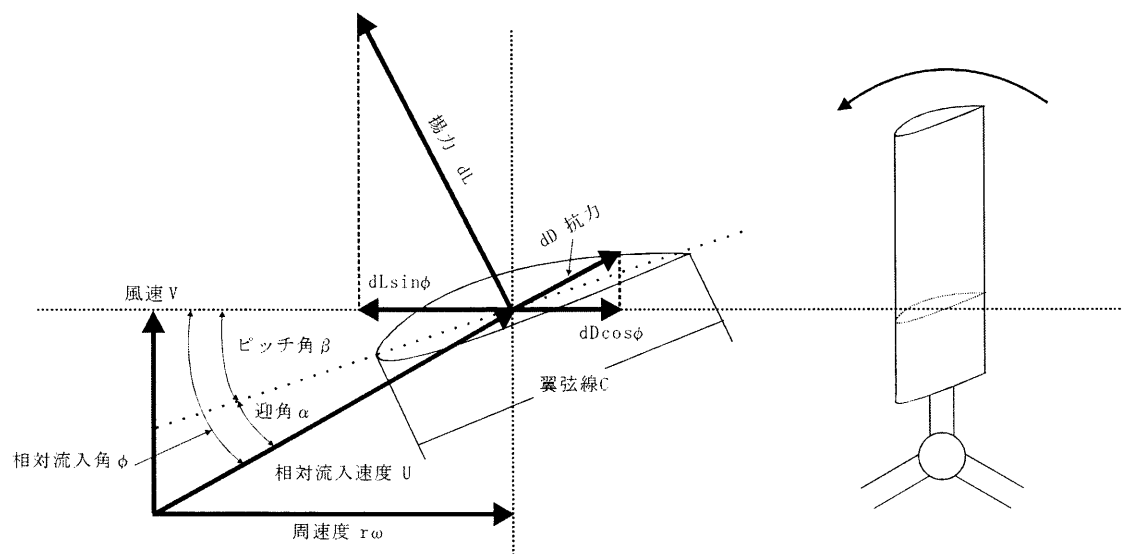


図 2-7 回転翼の翼素断面

風速を一定と仮定すると、迎角 α は図 2-8 から周速度 $r\omega$ 及びピッチ角 β と大きく関係していることが分かる。また、迎角は翼のねじれや表面の形状等にも依存するが、主に周速度 $r\omega$ に関係している。発電機にかかる負荷を重くすると次第に周速度 $r\omega$ が減少し、迎角は増加する。

また、迎角は揚力係数 C_L と抗力係数 C_D にも大きく影響する事が知られている。揚力係数 C_L と抗力係数 C_D は以下の式のように表され、実際には風洞で測定される。

$$C_L = \frac{L_{real}}{\frac{1}{2} \rho V^2 A} \dots\dots\dots(2.5)$$

$$C_D = \frac{D_{real}}{\frac{1}{2} \rho V^2 A} \dots\dots\dots(2.6)$$

ここで、 $\rho[\text{kg/m}^3]$ は空気密度、風速 $V[\text{m/s}]$ 、 $A[\text{m}^2]$ はブレード投影面積(弦長×長さ)、 L_{real} と D_{real} は実際に測定される揚力と抗力を表す。

迎角に対する揚力係数と抗力係数の関係を図 2-8 に示す。揚力係数が抗力係数を上回る領域ではプロペラ風車等の揚力型風車として用いられ、抗力係数が大きくなる領域ではサボニウス風車等の抗力型風車として用いられる。式(2.4)からプロペラ風車に発生するトルク $T[\text{Nm}]$ は翼半径を $R[\text{m}]$ とすると、以下の式で表される。

$$T = \int_0^R dT dr = \int_0^R \frac{1}{2} \rho U^2 b C r \{C_L(\alpha(\omega)) \sin \phi - C_D(\alpha(\omega)) \cos \phi\} dr \dots\dots\dots(2.7)$$

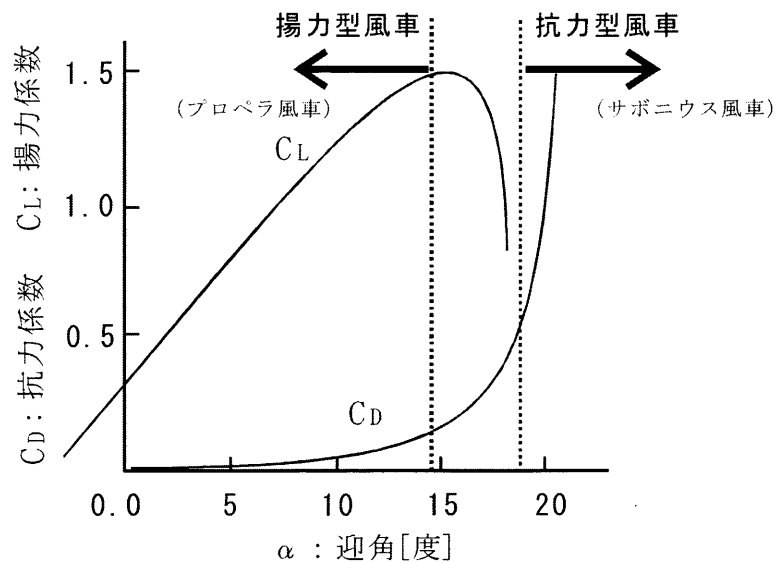


図 2-8 迎角に対する揚力係数、抗力係数の一例

図 2-8 から迎角が増加すると揚力係数も増加し、次第に最大揚力係数に到達する。その後、揚力係数は減少しつづける。また、抗力係数は迎角が増加すると

徐々に増加し、揚力係数が減少し始めたところで著しく増加し始める。この関係を式(2.7)に当てはめると、揚力係数が減少して抗力係数が増加するとトルクは回転方向の逆に作用することが分かる。そのため、失速という現象が発生する事も理解できる。

2.2.2 風車のパワー係数

風の流れが断面積 A 面を通過して、風速 V 、密度 ρ で動いているものとする。風の保有する理論的パワー P は式(2-8)で与えられる。

$$P = \frac{1}{2} \rho A V^3 \quad [\text{W}] \quad (2.8)$$

A : 風車回転面積 $[\text{m}^2]$

ρ : 空気密度(=1.225) $[\text{kg/m}^3]$

V : 風速 $[\text{m/s}]$

しかし、風の理論的エネルギーを全て取り出すということは、風力変換装置後方の空気の流れが完全に静止することに対応し、物理的に不可能である。したがって、風の中から実際に取り出すことのできるパワーには限界があることがわかる。この限界をドイツのベッツが証明した。

風が空気の流れであることは前節で述べたが、この風の中からとりだして利用することのできるパワーは、風車のような風エネルギー変換装置の断面を通過する運動エネルギー流速である。風車の前方から吹いている風が風車に回転運動を与え、後方に流れていくときに風車前後の気流がどのように流れているかを表した様子を図 2-9 に示す。風の流れが風車上流で V_∞ の風速が断面積 A の面を通過して密度 ρ 、風速 V_A となりそれが後流において風速 V_e となるものとする。

いま，単位時間に風車ロータを通過する気流の質量を M とすれば，風の運動エネルギーの変化割合は

$$\frac{1}{2}M(V_{\infty}^2 - V_e^2)$$

であり，これが風車により取り出すことのできるエネルギー

$$M(V_{\infty} - V_e)V_A$$

に等しい。したがって，風車を通過する風速 V_A は次のようになる。

$$\frac{1}{2}(V_{\infty} + V_e)$$

すなわち，気流は風車ロータを通過する際に減速され，その分だけ流線は拡大することになる。

こうして，風車によって風から取り出さるパワーは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_h &= \rho A V \left[\frac{V_{\infty} - V_e}{2} \right]^2 (V_{\infty} - V_e) \\ &= \rho \frac{A V_{\infty}^2}{4} (1 + \alpha)(1 - \alpha^2) \end{aligned} \quad (2.9)$$

ここで， ρ ：空気密度， A ：掃過面積， $\alpha = V_e / V_{\infty}$

これから，風車により取り出さるパワーの最大値は式(2.9)を α に関して微分し零とおくことにより， $\alpha = 1/3$ に対応することが容易に証明される。

したがって，風車により取り出すことのできるパワーの最大値

$$P_{e\max} = \rho A V_{\infty}^3 \frac{8}{27} = 0.593(1/2) \rho A V_{\infty}^3 = 0.593 P_{th}$$

となり理想的な風エネルギー変換装置でも，自由流れ中の断面積 A の流感を通過する理論的パワーの約 60% しか取り出すことができないことがわかる。

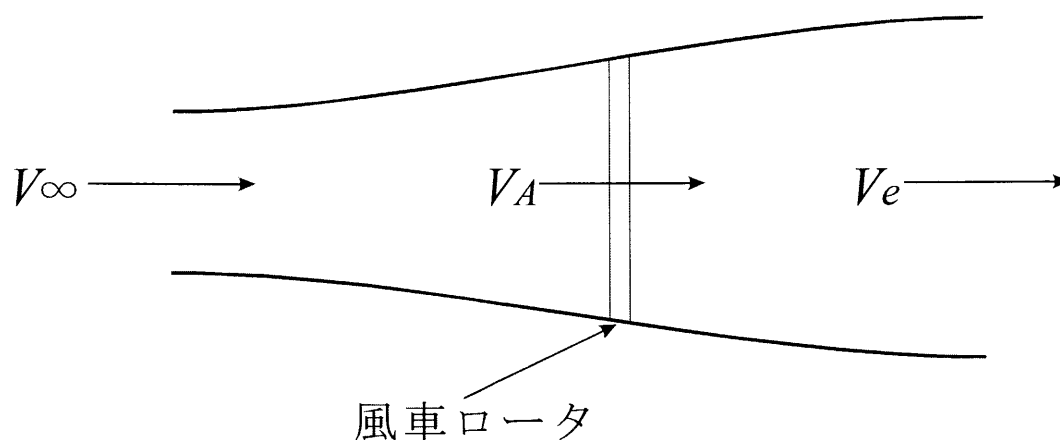


図 2-9 風車ロータ前後の気流の挙動

よって風車を取り出すことのできるパワーは式(2.10)のように書くことができる。

$$P_o = C_p \frac{1}{2} \rho A V^3 \quad [\text{W}] \quad (2.10)$$

C_p はパワー係数と呼ばれている。このパワー係数は風車評価の一基準になっており、これを如何に 60% に近づけるかが求められる。以下、式(2.10)から風速に対する出力電力を図 2-10 に示す。ただし $A = 1 \times 1 \times \pi \text{ [m}^2\text{]}$, $C_p = 45\%$ とした。

また式(2.7)のトルクと風車の角速度 ω と C_p を乗算することにより一般に風車は図 2-2 のような出力電力特性の概形になる。この図より各風速に対して最大電力を出力する回転数が異なることがわかる。したがって任意の風速に対して常に最大電力を出力する最大電力追従制御を行う必要がある。これについては次章で述べる。

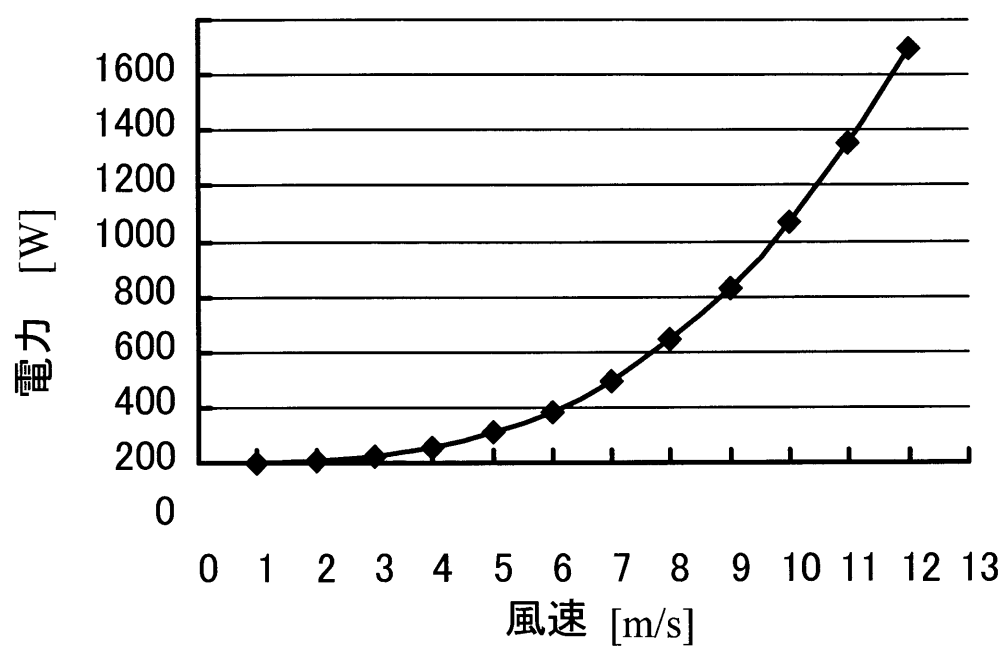


図 2-10 パワー係数 45%時における半径 1m の風車が出力する風速—出力特性

第3章 小型風力発電システム

本章では本研究で開発を行っている小型風力発電システムの概要を示し、その特徴を述べる。発電機には同期発電機を用いる事を想定しているため、同期発電機の構造についても説明している。さらに電力変換器の構成とその特徴について述べている。

3.1 風力発電システムの構成

一般的に風車から得られる出力電力の特性は回転数をパラメータとすると図 2-12 のように表すことができる。2.2.2 節式(2.10)から風速が大きくなると得られる風力エネルギーは風速の 3 乗に比例して大きくなる。さらに、図 2-10 に示す出力電力特性を見ると各風速において最大電力を出力する風速回転数が存在することが分かる。また、各風速において最大電力を出力する回転数が異なるため、最大電力曲線を常に捕らえる制御が必要である。そこで、本研究では電力変換器において発電機にかかる負荷状態を変化させ、風車の回転数を制御する負荷制御を提案している。想定する小型風力発電システムでは、小型風車、永久磁石型同期発電機、ダイオードブリッジ、昇圧チョッパ、インバータより構成される。その構成図を図 3-1 に示す。

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、同期発電機において機械エネルギーは電気エネルギーに変換される。これをダイオードブリッジで直流電力に変換し、昇圧チョッパにて電力制御を行う。更にインバータと変圧器を用いて直流を交流に変換し、系統への電力供給を想定している。実験システムではバッテリーと純抵抗負荷を用いてインバータと系統を模擬している。構成図を図 3-2 に示す。

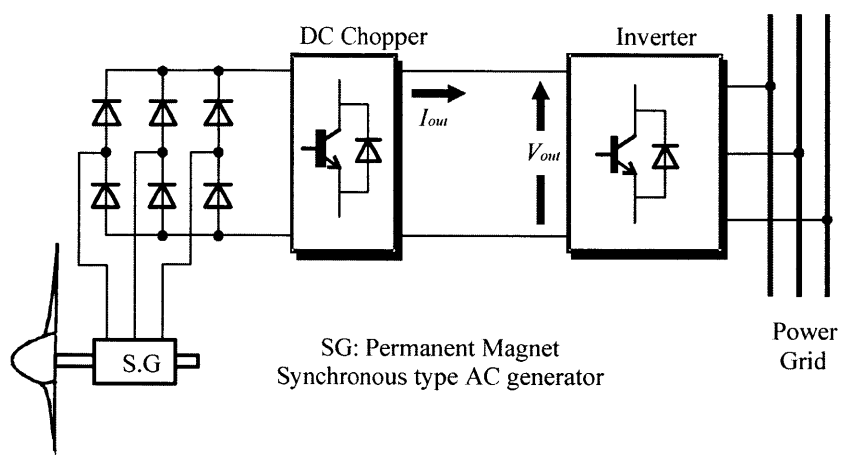


図 3-1 小型風力発電システム

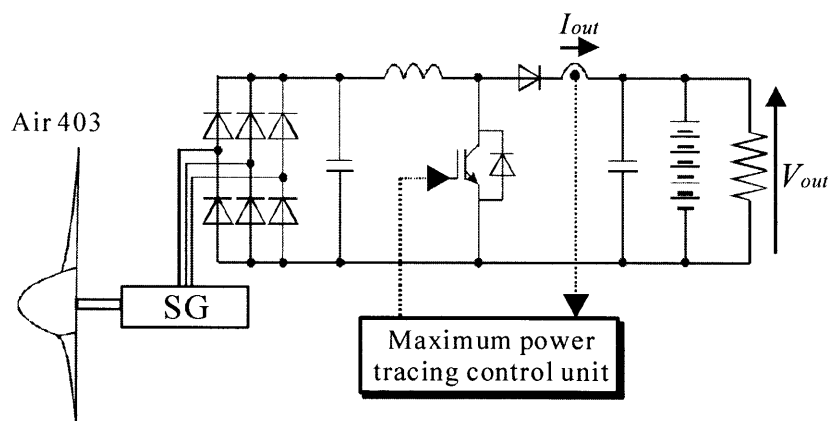


図 3-2 システムの構成

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，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。
- ・ DC/DC 変換部には昇圧チョッパを用いることで，スイッチング素子が FET 一個のみであるため，安価・高効率化が期待できる。
- ・ 昇圧チョッパの出力側にはバッテリーを接続している。バッテリー電圧は一定であるので，出力電力は出力電流に比例する。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。

3.2 同期発電機[2] [7]

同期機の回転子による分類として、界磁が回転側の回転界磁形と界磁が固定側の回転電機子形の2種類がある。回転界磁形ではスリップリングが2個で済む、スリップリングが通る電力が少なくなるためほとんどの同期機には回転界磁形が採用されている。理論的には回転界磁形も回転電機子形も全く同じである。界磁極が突極構造になっていると、電機子巻線軸が直軸上にある時と横軸にある時とで有効自己リアクタンス(インダクタンス成分 L_0)が異なるが、ここでは簡単化のためそれを一定とみなし、例として図 3-3 のような回転電機子形の同期発電機について考える。

図 3-3 のような回転子を電気角速度 ω [rad/s]で回転すると回転子上の対称三相巻線 a, b, c の各相に以下の式に示す平衡三相起電力を誘導する。

$$\begin{aligned}\dot{E}_a &= \dot{E}_0 \\ \dot{E}_b &= a^2 \dot{E}_0 \dots\dots\dots(3.1) \\ \dot{E}_c &= a \dot{E}_0\end{aligned}$$

但し、

$$a = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$\dot{E}_0 = \omega M_f i_f / \sqrt{2}$$

である。 $\omega M_f i_f / \sqrt{2}$ は界磁によって電機子巻き線に誘導する起電力

ここで、平衡三相負荷を端子に接続したとすると、負荷電流は以下の通り平衡三相電流となる。

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_a &= \dot{I} \\
 \dot{I}_b &= a^2 \dot{I} \dots\dots\dots(3.2) \\
 \dot{I}_c &= a \dot{I}
 \end{aligned}$$

但し、 r は電機子抵抗、 x は電機子巻線漏れリアクタンス、 X_c は電機子巻線一相の有効自己リアクタンス、 X_{ab} , X_{bc} , X_{ca} は電機子巻線間の相互リアクタンスである。各巻線は 120° をなしているので $X_{ab}=X_{bc}=X_{ca}=X_0 \cos 120^\circ = -X_0/2$ となる。中性点 0 及び $0'$ が接続していると仮定して一相分について電圧電流方程式を求めると次式になる。

$$\begin{aligned}
 \dot{E}_a &= jX_0 \dot{I}_a + jX_{ac} \dot{I}_b + jX_{ab} \dot{I}_c + (r + jx) \dot{I}_a + \dot{V}_a \\
 &= jX_0 \left(1 + \frac{1}{2}\right) \dot{I}_a + (r + jx) \dot{I}_a + \dot{V}_a \dots\dots\dots(3.3)
 \end{aligned}$$

ここで、

$$X = \frac{3}{2} X_0, X_s = x + X$$

とすると、式(2.11)は

$$\dot{E}_a = (r + jX_s) \dot{I} + \dot{V} \dots\dots\dots(3.4)$$

となる。

この式から等価回路を導出すると図 3-4 のようになる。ここで、 $r + jX_s$ は同期インピーダンス、 X_s は同期リアクタンスとなる。一般に同期機では $r \ll X_s$ であるため r は無視される事が多い。図 3-5 は本システムで用いている永久磁石型発電機である。また、表 3-1 に発電機の定格を示した。

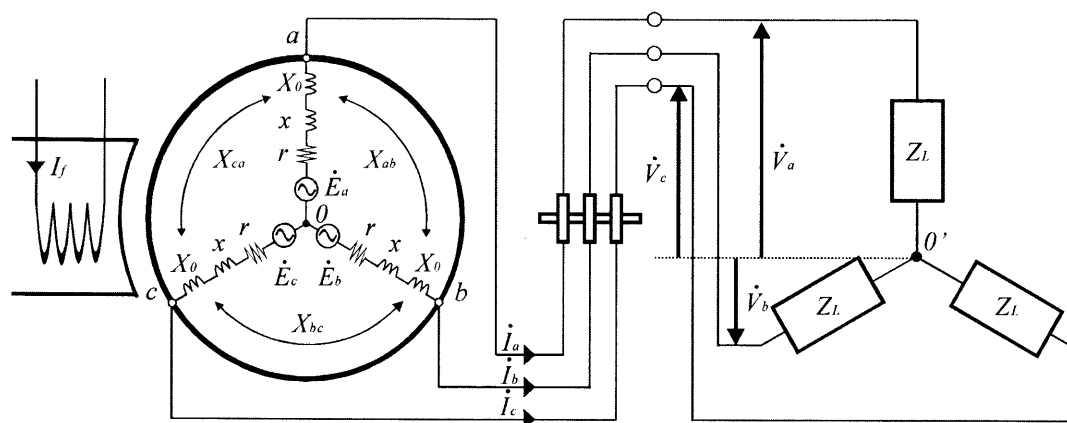


図 3・3 三相同期発電機

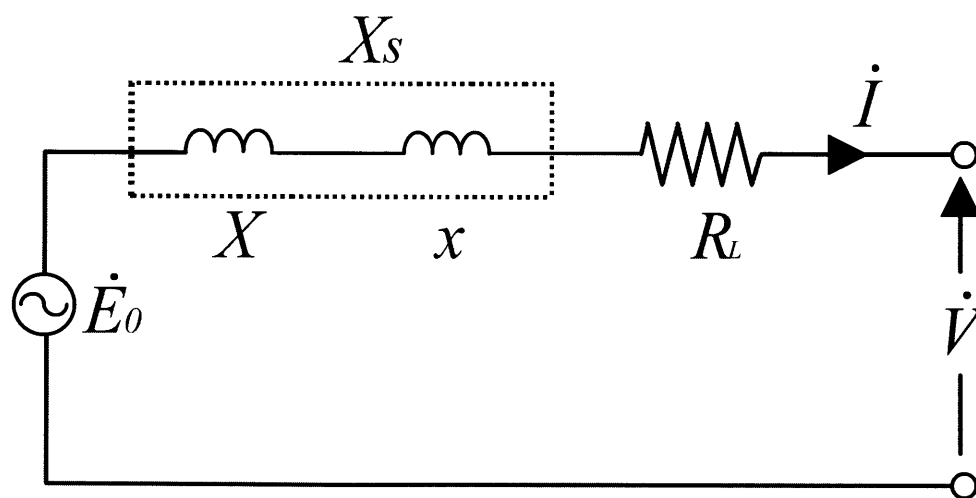


図 3・4 一相分の等価回路

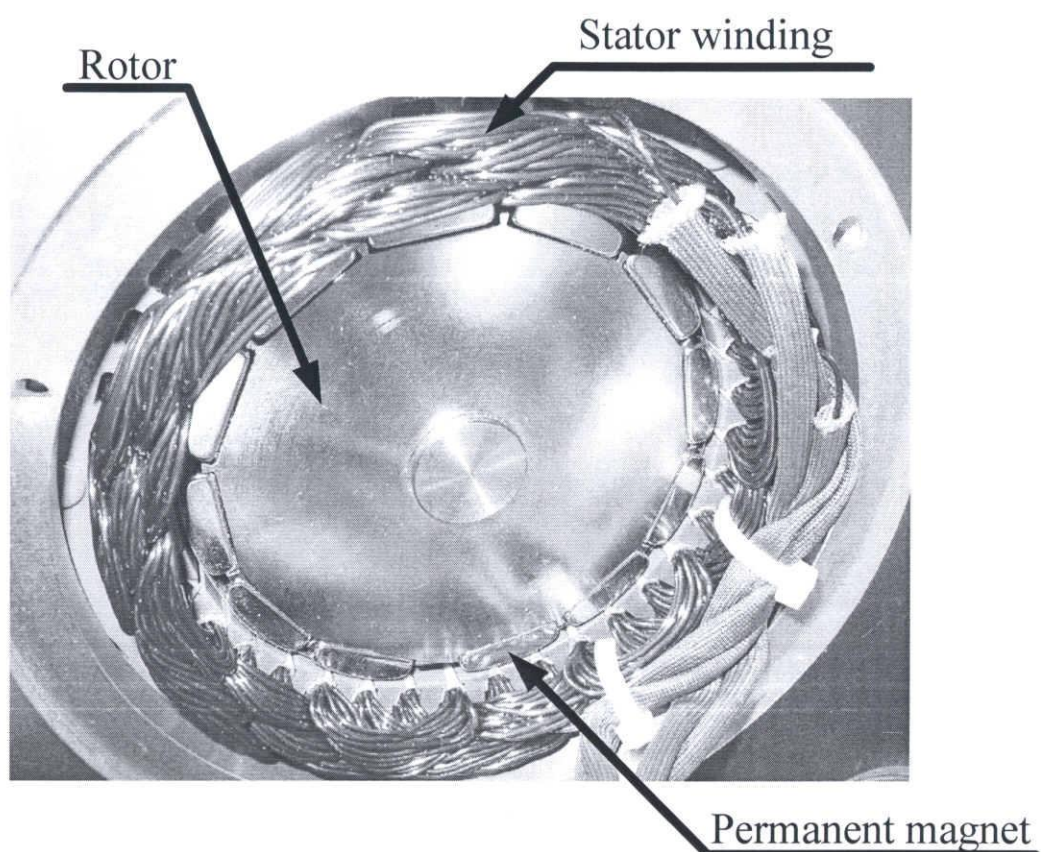


図 3-5 永久磁石型同期発電機

表 3-1 永久磁石型同期発電機の定格

定格出力[W]	400
定格電圧[V]	60
定格回転数[rpm]	1800
極数	12

3.3 電力変換器について^[1]

3.3.1 バッテリ接続方式昇圧チョップの動作

本研究で用いる DC/DC 変換部の昇圧チョップにはバッテリーが接続されている。昇圧チョップを通してバッテリーに電力が供給されるため、昇圧チョップについて理解する必要がある。以下に昇圧チョップの動作を説明する。

図 3-6 にバッテリーに接続した昇圧チョップ回路を示す。同期発電機から出力された交流電力はダイオードブリッジにより整流され、直流となるため昇圧チョップの入力は直流電源としている。電圧はコンデンサにより一定であるために定常状態の計算には昇圧チョップの入力及び出力側の平滑コンデンサは無視した。また実機ではスイッチに並列に CRD スナバ回路が接続されているが、ここではチョップの動作に大きな影響を及ぼすスナバコンデンサ C_s のみを考慮することにする。

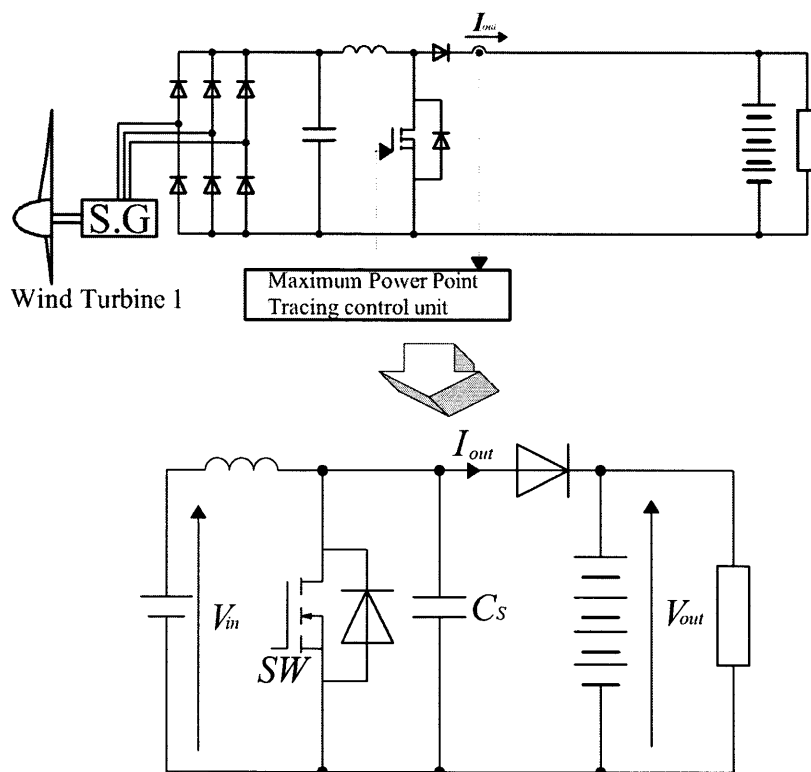


図 3-6 バッテリ接続方式昇圧チョップ

まず、スイッチを ON にした時の動作回路を図 3-7 に示す。この時、入力電圧が V_{Lon} として L に印加され、次式が成立する。

$$V_{Lon} = L \frac{di_m(t)}{dt} = V_{in} \dots\dots\dots(3.5)$$

式(3.5)より $i_m(t)$ は徐々に増加し、インダクタンスにエネルギーが蓄えられる。

次に、スイッチが OFF した直後は α 点の電位がバッテリー電圧 V_b とダイオード ON 電圧 V_d の和の電位に達するとダイオードが ON し負荷側に電力が供給される。しかし、スナバ用コンデンサはスイッチが ON 時に放電しているので電荷が蓄積されていない。従って、スイッチが OFF した直後は α 点の電位は 0 であり、負荷側に電力を供給するためにはコンデンサを充電する必要がある。この時、コンデンサへの充電電流は充電時間が短いためほぼ一定と考えることができる。この時における動作回路を図 3-8 に示す。

そして、OFF 時には図 3-9 のようにインダクタンスに蓄えられていたエネルギーを式(3-5)に従って電流として放出する。蓄積されていたエネルギーは徐々に放出されるためダイオードを通して電流は減少する。インダクタンスに流れる電流 i_m が連続である場合の電流波形の概形を図 3-10 に示す。

$$V_{in} + L \frac{di_m(t)}{dt} = V_b + V_d \dots\dots\dots(3.6)$$

ここで、スイッチの ON 期間を T_{on} 、OFF 期間を T_{off} とすると、スイッチング周期 T は次式で表される。

$$T = T_{on} + T_{off} \dots\dots\dots(3.7)$$

さらに、スイッチの ON 時間と OFF 時間の比は通流率(duty)によって表される。以下の式にその定義を示す。

$$d = \frac{T_{on}}{T} \dots\dots\dots(3.8)$$

以上のように、一周期の間に 3 つの動作状態が存在する。

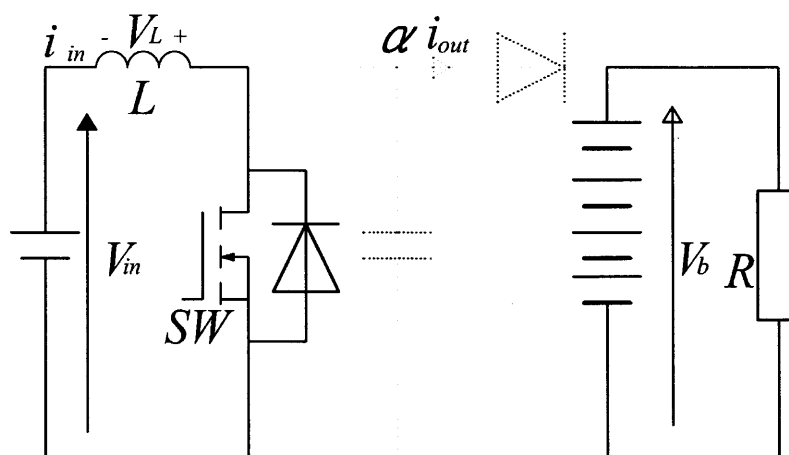


図 3-7 スイッチ ON 時の動作回路

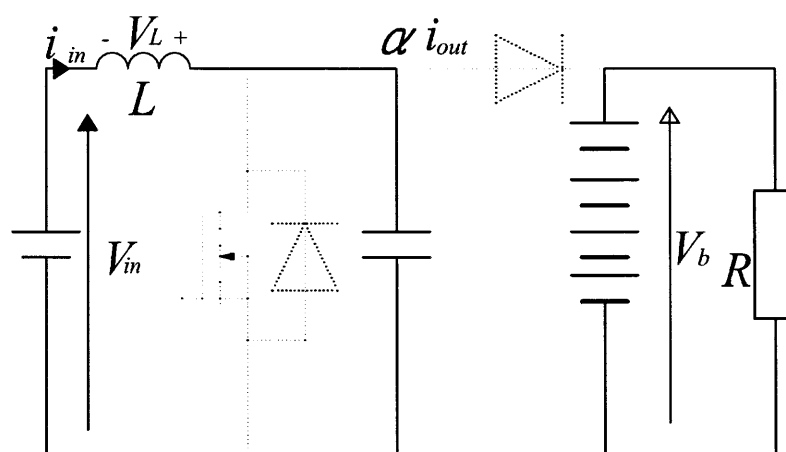


図 3-8 充電時の動作回路

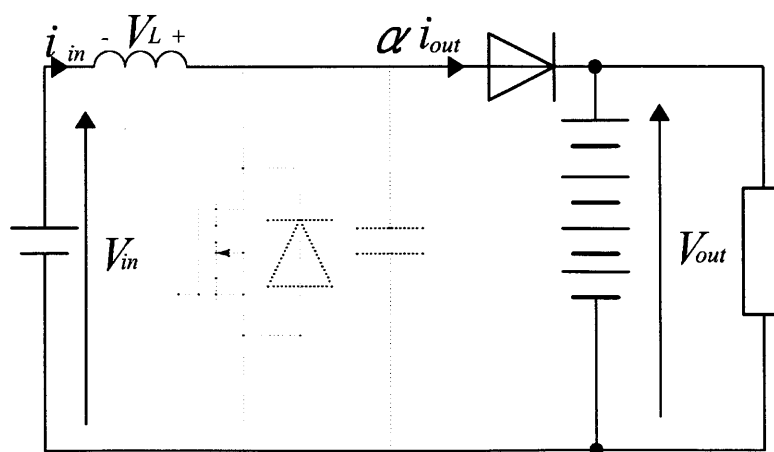


図 3-9 スイッチ OFF 時の動作回路

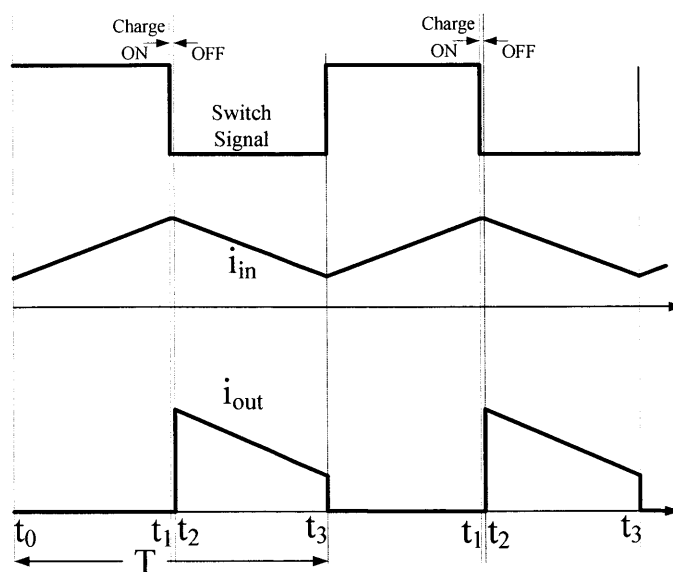


図 3-10 昇圧チョッパの電流波形 (i_{in} が連続の時)

図 3-10 に示したように、昇圧チョッパのインダクタンスに流れる電流 i_{in} の一部が出力電流 i_{out} となる。しかし、図 3-11 のようにインダクタンスに流れる電流が連続になる場合と不連続になる場合がある。このように電流が連続、不連続になる場合を連続モード、不連続モードと呼ぶ。連続モード、不連続モードになる要因はインダクタンス、負荷抵抗、線路抵抗、バッテリー電圧 V_b 、duty によって決まる。

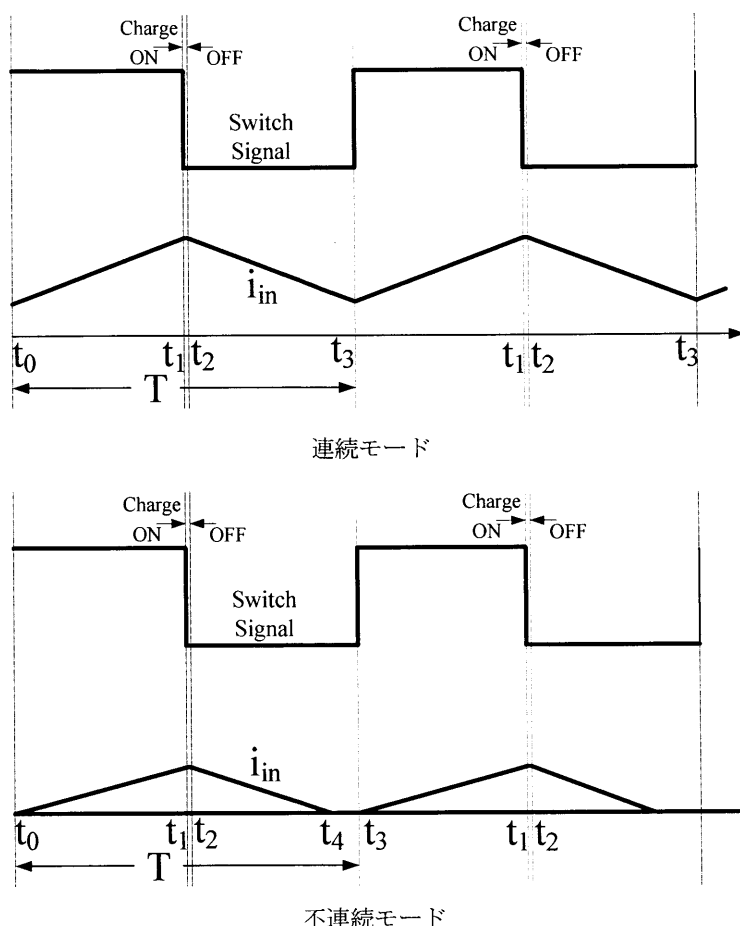


図 3-11 昇圧チョップパにおける連続モードと不連続モード

3.3.2 バッテリ接続方式昇圧チョップパの特性

本研究では風車にかかる負荷の大きさを調節することで風車の回転数の制御を行っている。そこで、DC/DC 変換部のバッテリ接続方式昇圧チョップパの特性について述べる。そのために、図 3-12 に示すように負荷を含めた変換器部分の等価入力インピーダンス特性について考察する。インダクタンスの内部抵抗 R_L 、バッテリーの内部抵抗 R_b 、スイッチの ON 抵抗 R_{SW} を考慮した図 3-13 の回路を用いて等価入力インピーダンス Z を求める。

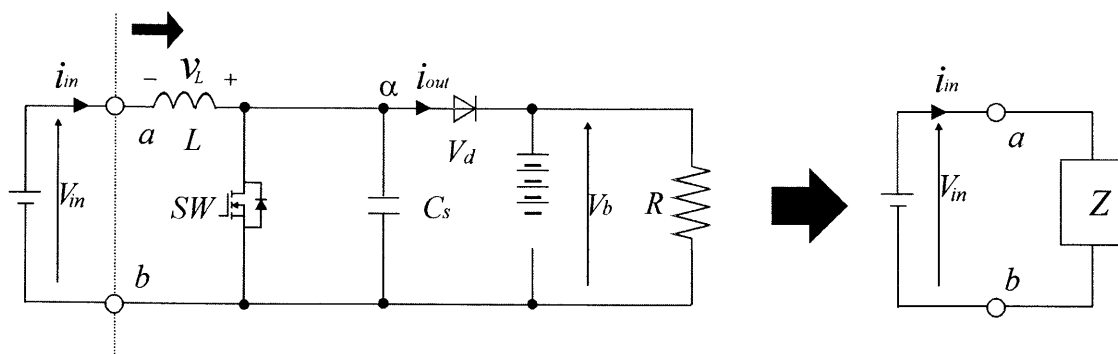
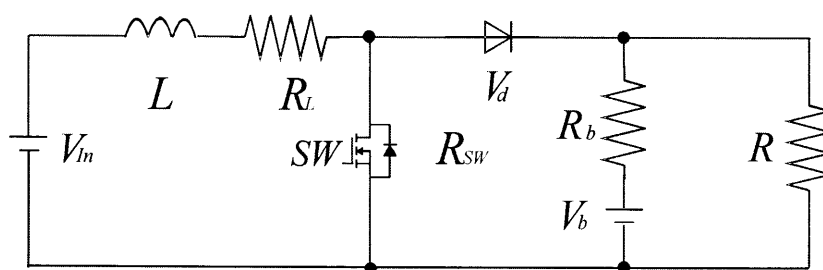
図 3-12 等価入力インピーダンス Z について

図 3-13 インピーダンス特性解析用回路

1. 不連続モード

不連続モードのときにおける入力電流 i_{in} は以下ようになる。

- ・スイッチ ON 時

$$i_{on}(t) = \frac{V_{in}}{R_L + R_{SW}} \left(1 - \exp\left(-\frac{(R_L + R_{SW})t}{L}\right) \right) \dots\dots\dots(3.9)$$

- ・スナバ用コンデンサ充電時

$$i_{ch}(t) = i_{on}(t_1) \dots\dots\dots(3.10)$$

スナバ用コンデンサへの充電時間は以下ようになる。

$$t_2 - t_1 = \frac{C_S(V_{out} + V_d)}{i_{on}(t_1)} \dots\dots\dots(3.11)$$

ただし、 $V_{out} = \frac{R}{R_b + R} V_b$ となる。

- ・スイッチ OFF 時

$$\begin{aligned}
i_{on}(t) = & -i_{on}(t_1) \exp^{-\frac{(R_L+R')t}{L}} \\
& + \frac{V_{in} - V_d}{R_L + R'} (1 - \exp^{-\frac{(R_L+R')t}{L}}) \dots\dots\dots(3.12) \\
& - \frac{RV_b}{(R_b + R_L)(R_b + R) - R_b^2} (1 - \exp^{-\frac{\left\{ \frac{(R_b + R_L)(R_b + R) - R_b^2}{R_b + R} \right\} t}{L}})
\end{aligned}$$

ただし, $R' = \frac{R_b R}{R_b + R}$ となり, また式(3.12)が 0 となる時間が t_4 となる。

従って, 等価入力インピーダンス Z は以下のように表される。

$$Z = \frac{V_{in}}{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^t i_{on}(t) dt + \int_1^t i_{ch}(t) dt + \int_2^t i_{off}(t) dt \right\}} \dots\dots\dots(3.13)$$

2. 連続モード

連続モードの時ににおける入力電流 i_{in} は以下のようにになる。

- ・スイッチ ON 時

$$i_{on}(t) = i_{off}(t) \exp^{-\frac{(R_L+R_{SW})t}{L}} + \frac{V_{in}}{R_L + R_{SW}} (1 - \exp^{-\frac{(R_L+R_{SW})t}{L}}) \dots\dots\dots(3.14)$$

- ・スナバ用コンデンサ充電時

式(3.10), 式(3.11)と同様。

- ・スイッチ OFF 時

式(2.20)と同様であるが, 時間 t_3 において以下の条件を満たす。

$$i_{off}(t_3) = i_{on}(0) \dots\dots\dots(3.15)$$

従って, 等価入力インピーダンス Z は以下のように表される。

$$Z = \frac{V_m}{\frac{1}{T} \int_0^t i_{on}(t) dt + \int_1^t i_{ch}(t) dt + \int_2^t i_{off}(t) dt} \dots\dots\dots(3.16)$$

以上の式から等価入力インピーダンス Z が一定とならない場合が存在する事が分かる。このようにバッテリー電圧やインダクタンスの値を変えることで連続モード、不連続モードを設定できる。

次に、実機実験より等価入力インピーダンス Z を測定することで上記の特性式の有効性を確認した。実験方法は **duty** を一定にして入力電圧を変化させた時の入力電流を測定し等価入力インピーダンス Z を求める。 Z に関しては次式より算出した。

$$Z = \frac{v_m}{i_m} \dots\dots\dots(3.17)$$

また、解析に使用した回路パラメータを表 3-2 に示す。この結果を図 3-14 に示す。この結果より入力インピーダンス Z は入力電圧や **duty** 等により変化する。入力電圧が一定ならば **duty** が大きいほど入力インピーダンス Z は小さくなることが分かる。

従って昇圧チョップの **duty** を変動させてやることで風車から見た負荷を変化させることになる。

次章以降で説明する最大電力追従制御、またそれをもとにした失速制御はこの特性をもとに制御を行っている。

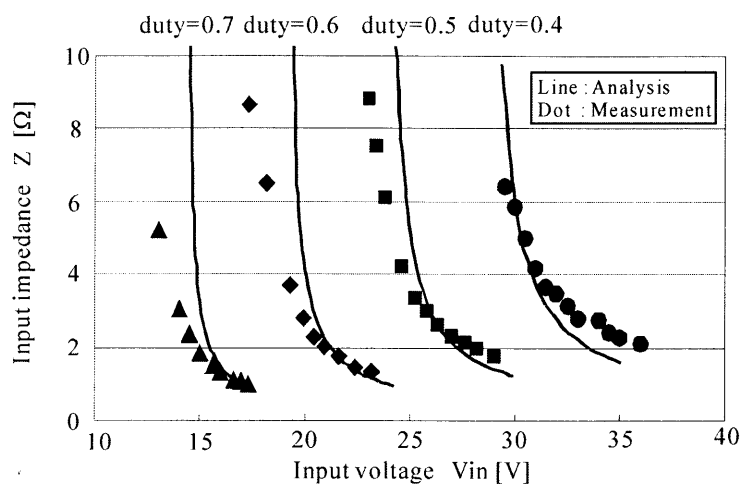


図 3-14 バッテリ接続方式昇圧チョップの入力インピーダンス特性

表 3-2 回路パラメータ

回路パラメータ	数値
昇圧用インダクタンス L	167mH
昇圧用インダクタンス巻線抵抗 R_L	0.005 Ω
スイッチ ON 抵抗 R_{SW}	0.02 Ω
ダイオード ON 電圧 V_{on}	1.24V
スナバコンデンサ C_s	0.22 μ F
バッテリー電圧 V_b	47.6V
バッテリー内部抵抗 R_b	1.51 Ω
外部抵抗 R	60 Ω

第4章 最大電力追従制御法 ^{[10][11][12][13]}

本章では小型風力発電システムの変換器における制御について説明し、さらにその制御法を実機適用する際に必要となる制御について説明している。

風速計を用いず電流センサ電圧センサによって信号を検出し、検出された信号からどのように制御を行うか、以下に説明する。

4.1 最大電力追従制御

4.1.1 風車の制御方法に関して

風車を用いた本システムの負荷状態(duty)に対する出力電力特性を図 4-1 に示す。duty が増加すると発電機にかかる負荷は増加し、風車の回転数は減少し、ある負荷において最大電力を出力する。そして、最大電力を出力する duty は風速によって異なっている。そのため、最大電力を出力する制御を行うためには duty 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。

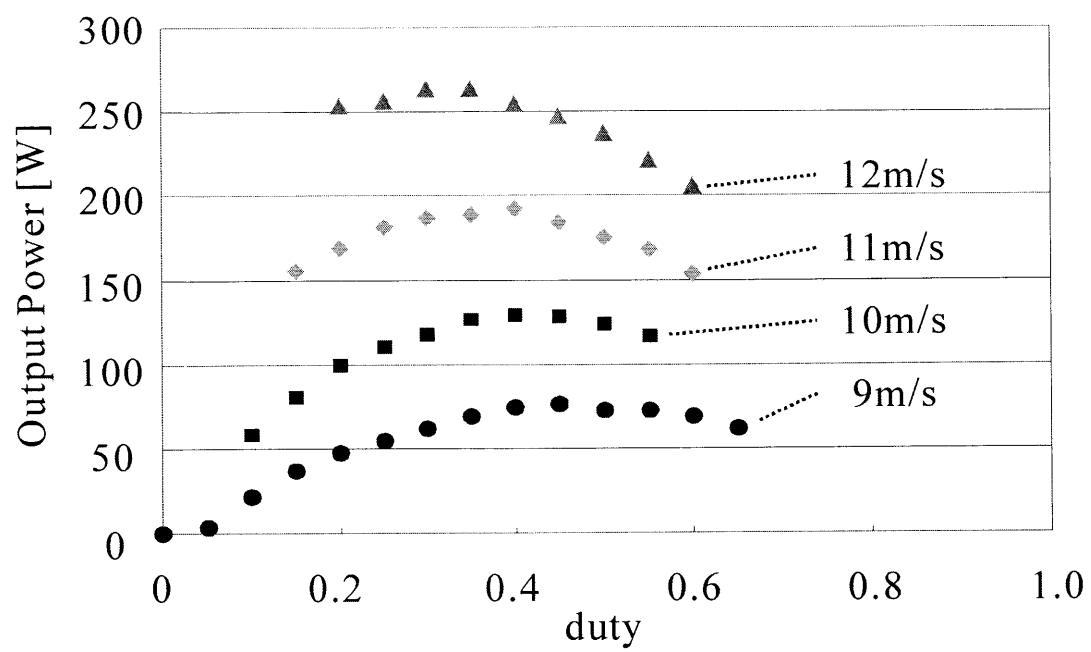


図 4-1 風車における出力電力特性

次に最大電力追従制御法について説明する。図 4-2, 図 4-3 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。図 4-2 は最大電力点より左側の状態を示し, 図 4-3 は最大電力点より右側の状態を示す。ある一定の風速の下, 本システムが動作点 d_1 という duty で動作しており, 出力電力が P_1 であったとする。山登り法では動作点前後の状態を把握し, その状態からどちらがより良い状態となるかを知る必要がある。そのため, duty を一定量 Δd だけ増減させ, それらの duty における状態を調べる。この増減させた duty をそれぞれ d_2, d_3 とすると, これらの duty に対応する出力電力は P_2, P_3 となる。

本システムには昇圧チョッパの出力側にバッテリーを接続している。バッテリーは電力脈動の低減作用もあるが, バッテリ電圧が一定であれば出力電力を制御する時に出力電流のみ制御すれば良いという利点も持っており, 出力電力は出力電流に比例する。つまり, 出力電力の変動分は出力電流の変動分として表すことができる。4.1.2 で詳しく説明するが, 周期 ω でサンプルホールド処理を行い, そのときの電流値を I_2, I_3 としており両者の差を積分し, さらに積分ゲインをかけあわせることで新たな duty として d_1 となる。同様に Δd 増減させ, 周期 ω で電流値 I_2, I_3 をサンプルホールドする。そして次々と duty を変化させていき最終的に最大電力点に到達するという仕組みである。

出力電流の変動分と duty の変動分の位相関係を見ると図 4-2 のように duty が出力電力特性の最大出力電力点よりも左側で動作していたとすると出力電流の変動分と duty の変動分の位相関係は同相となる。

また, duty が最大電力点よりも右側で動作していたとすると図 4-3 のように出力電流の変動分と duty の変動分の位相関係は逆相となる。

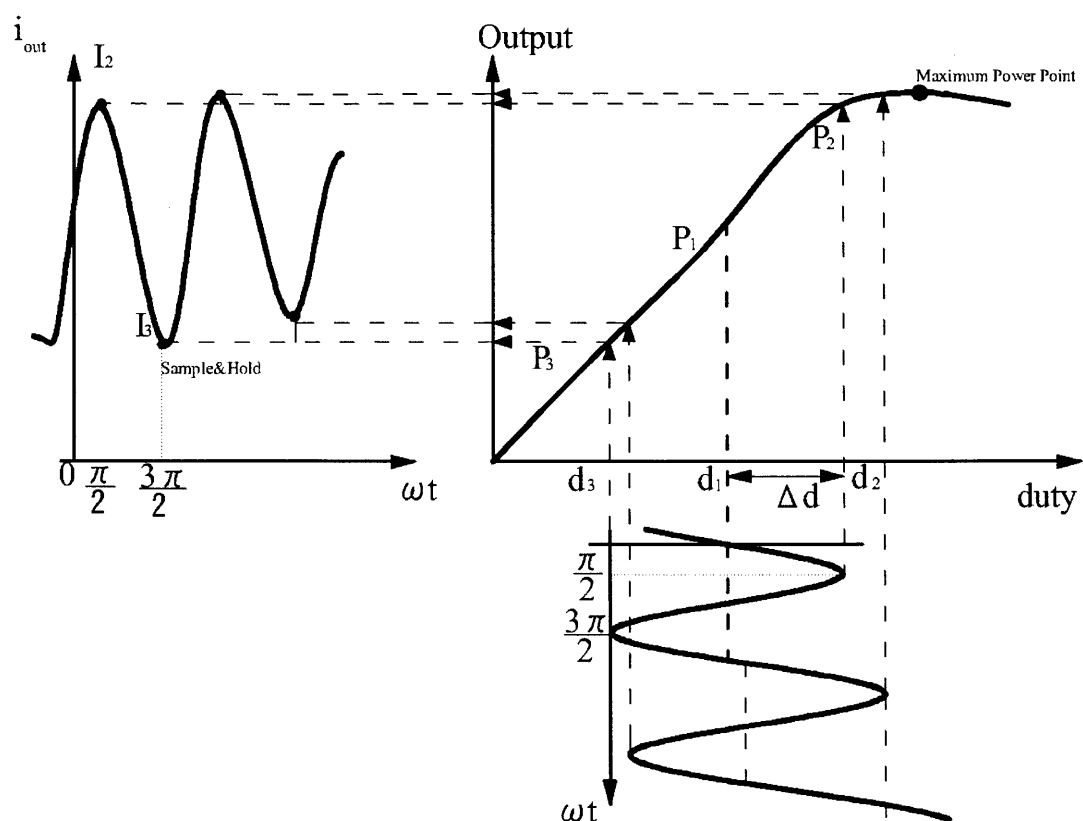


図 4-2 最大電力追従制御の原理（電力増加領域）

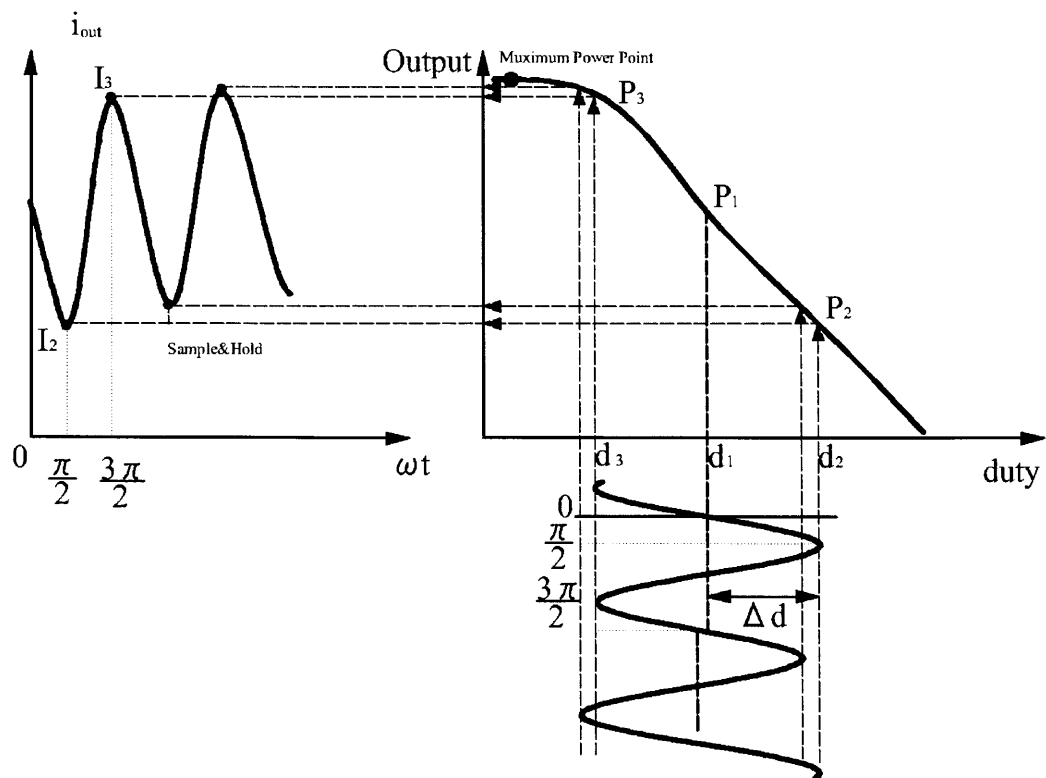


図 4-3 最大電力追従制御の原理（電力減少領域）

出力電力と duty が同相，逆相の関係となる関係を利用して最大電力点に到達するように d_I を式(4.1)により変化させる。

$$d_I = K \int (I_2 - I_3) dt \quad (4.1)$$

さらに，最大電力点付近では $I_2 - I_3 = 0$ となるため， d_I 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_I は落ち着く。

つまり，duty(d と表す)は以下の式のように変化させることとなる。

$$d = d_I + \Delta d \sin \omega t \quad (4.2)$$

以上の演算はアナログ回路により構成される制御器を用いて行っている。

4.1.2 制御回路の構成

図 4-4 に制御器の構成を示す。制御器は主に電流検出回路，サンプルホールド回路，積分回路，正弦波及びサンプルホールド信号発信回路の 4 つの回路で構成される。

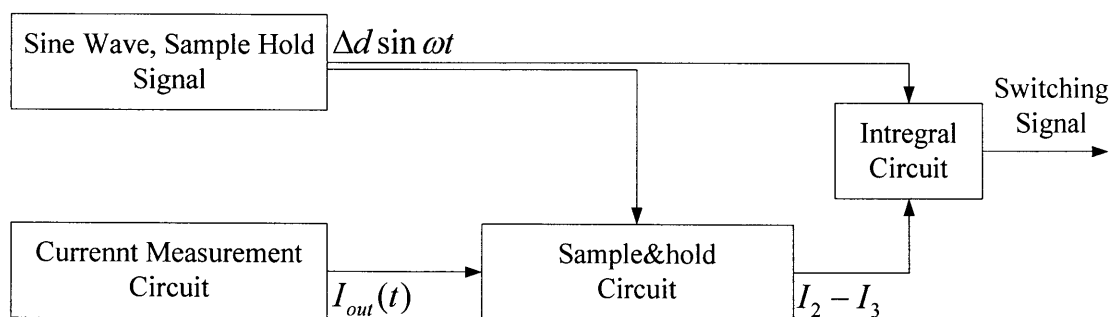


図 4-4 制御器の構成

1.電流検出回路

本システムでは昇圧チョップパの出力電流を検出して制御を行っている。主回路と制御回路は絶縁しなければならないため、電流検出には電流検出器を用いている。電流検出回路の構成図は図 4-5 に示す。電流検出器にはレム・モジュール(LA50-P)を用いた。このレム・モジュールはホールに 1A の電流が流れると出力から 1mA の電流を流す電流源として動作する。そこで、制御回路で演算処理できるように 1A の電流が流れると電圧フォロア出力で 1V の電圧がえられるように設定した。

そして、電圧フォロア出力にはローパスフィルタを接続している。昇圧チョップパの出力電流にはスイッチングノイズが多く含まれるため比較的遮断周波数の低いローパスフィルタを使用しなければならない。そこで、遮断周波数が約 112Hz となるようなローパスフィルタを接続した。ここで、検出された出力電流値を次に示すサンプルホールド回路に入力する。

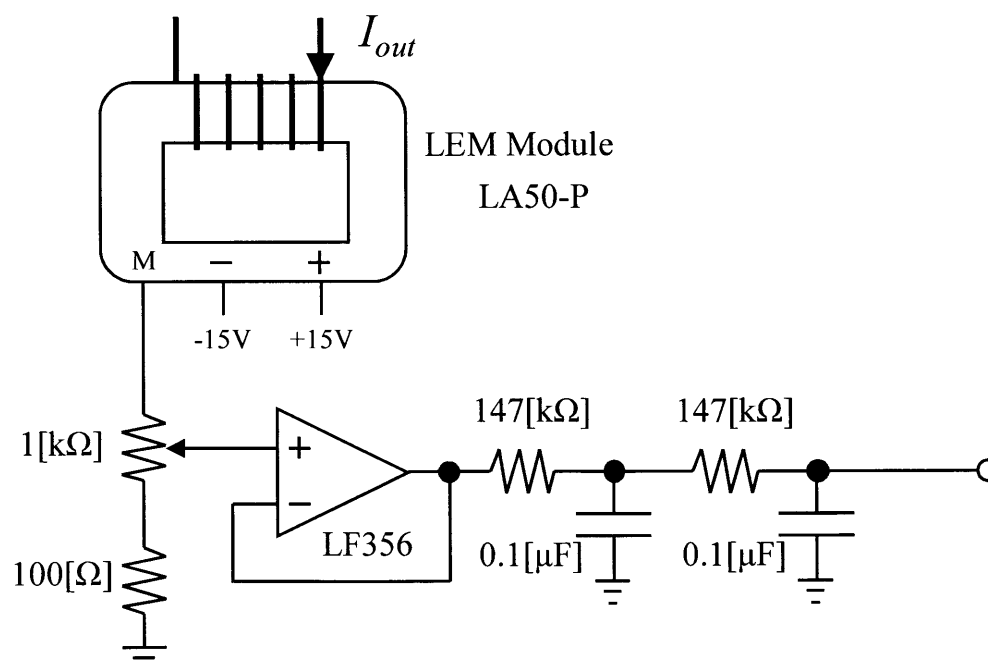


図 4-5 電流検出回路

2. サンプルホールド

電流検出器により検出された出力電流 I_{out} を DSP 内部でサンプルホールド処理を行う。duty に加える正弦波 $\Delta d \sin \omega$ を周期 ω で処理を行っている。そのときの電流値を I_2 , I_3 としており、サンプルホールド後の減算処理により $I_2 - I_3$ が生成される。この $I_2 - I_3$ を次の積分処理にて積分する。

3. 積分

減算処理で生成された $I_2 - I_3$ を積分すると式(4.1)の演算が行われる。演算後の出力に $I_2 - I_3$ を足し合わせた後に比較処理を行う。即ち、積分演算の出力は I_1 に相当することになる。比較器から出力される duty の信号をスイッチ素子のドライブ回路に入力してスイッチを駆動させる。

4. 正弦波及びサンプルホールド信号発信回路

duty を一定量正弦波状に微小変動させるために正弦波を生成しなければならない。図 4-6 に正弦波及びサンプルホールド信号発信回路の構成図を示す。ここではサンプルホールド信号を生成するために ROM を用いている。デジタル信号を生成するために V/F コンバータに指令直流電圧を入力すると、V/F コンバータからは所望周波数を持ったデジタル信号が出力される。そのデジタル信号をカウンタに入力して 14 分周期する。これを正弦波信号が出力されるようにプログラミングした ROM に入力し、D/A コンバータで正弦波を出力する。また、カウンタから出力されるデジタル信号の一部を用いて正弦波に同期したサンプルホールド信号を生成する。

このように生成された正弦波信号、サンプルホールド信号を上記の回路に入力することで最大電力追従制御が行われる。

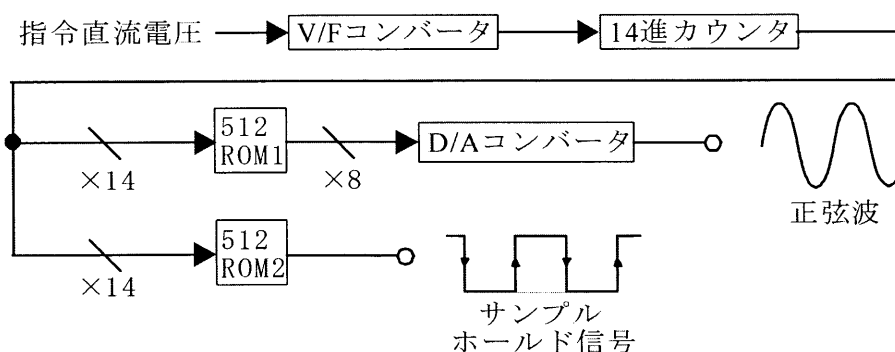


図 4-6 正弦波及びサンプルホールド信号発信回

4.2 失速抑制機能を適用した制御回路

上記の制御を適用してフィールド試験を行ってみると，風速が低い時には風車がほとんど回らないことが判明した。理由は風が非常に弱い時に最大電力追従制御を行うと負荷が大きくなりすぎて，風車が回転しようとする動きを阻害するためである。また最大電力追従制御を行っている最中に風が弱くなってしまうと，回転数に対して負荷が大きくなりすぎて失速してしまうからである。

そのため，上記の問題を解決するべく制御回路に改良を加えた。風速が低いとき，つまり発電電圧が低い時には開放状態にすることで，最大電力追従制御を行わないようにする機能である。ただし，制御を開始した瞬間から負荷の増大による電圧降下が発生するためスレッシュホールドをただ一つに決定するといつまでたっても制御が開始されない問題がある。また最大電力追従制御が行われる場所の回転数が制御開始時の回転数より小さいことから，制御を開始する電圧と，制御を停止する電圧の間にある程度の差異を持たせる必要であると判明した。そのためのヒステリシス機能を制御ルーチンに加えた。

図 4-7 は制御回路の動作をフローチャートで表したものである。

制御ルーチンが正しく処理されるかを確認する意味で，実機実験の前段階としてシミュレーションによる動作検証を行った。図 4-8 がシミュレーション回路

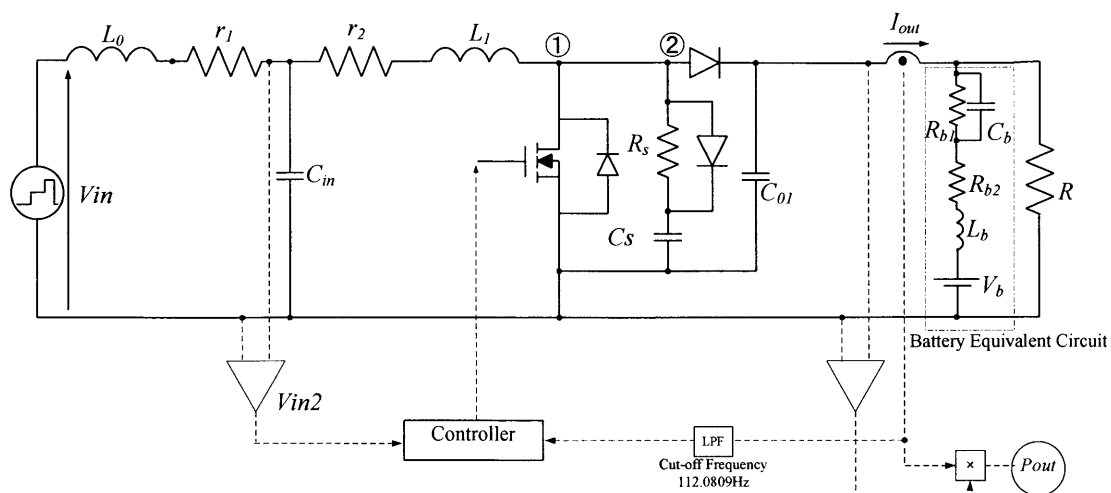


図 4-8 シミュレーション回路

表 4-1 シミュレーションパラメータ

パラメータ	数値
L_0	0.001 H
r_1	5 Ω
r_2	0.005 Ω
L_1	0.0025 H
R_s	30 Ω
C_s	0.22 μ F
C_{01}	6.8 μ F
R	10 Ω
R_{b1}	1.81 Ω
C_b	0.11 F
R_{b2}	0.7 Ω
L_b	0.14 μ
V_b	48 V

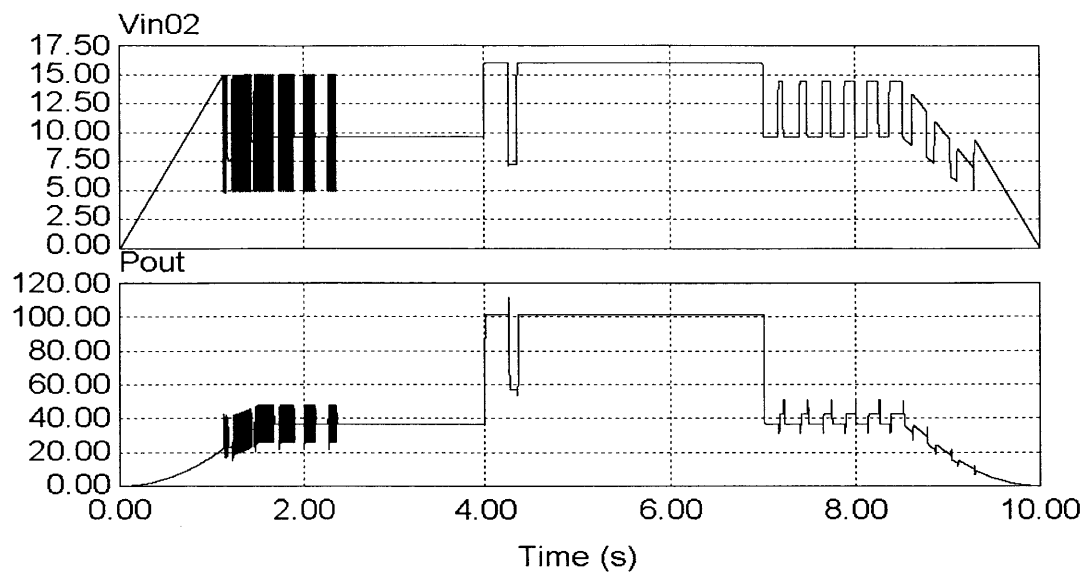


図 4-9 シミュレーション動作結果

4.3 風車特性の導出

模擬発電システムにおいて、これまで直流モータを用いていたがより精度の高い模擬を行うべく、新たにサーボモータを用いた模擬発電システムの構築を行った。システムに用いるサーボモータの諸元は表 4-2 の通りである。

表 4-2 サーボモータの諸元

定格出力[KW]	1.3
定格トルク[N・m]	8.34
瞬時最大トルク[N・m]	23.3
定格電流[Arms]	10.7
瞬時最大電流[Arms]	28
定格回転速度[min-1]	1500
最高回転速度[min-1]	3000

直流モータを模擬発電システムに使用されていた最大の点は、直流モータの特性が風車と似ていたからである。サーボモータを使う場合はこちらからその特性を与えてやる必要が生じる。それには実際の風車から得られた近似式から特性を付与してやればよい。

本研究で用いられているのは Zepher 社の Air403 であるが、1995 年に実施された風洞実験のデータを再整理し各々の風速において特性曲線を求めた。

実験では風速 6～13m/s において duty を変化させていった際の回転数、トルク、出力の関係を見た。図 4-10 において一番下の系列が 6m/s 時の特性で一番上が 13m 時のものである。

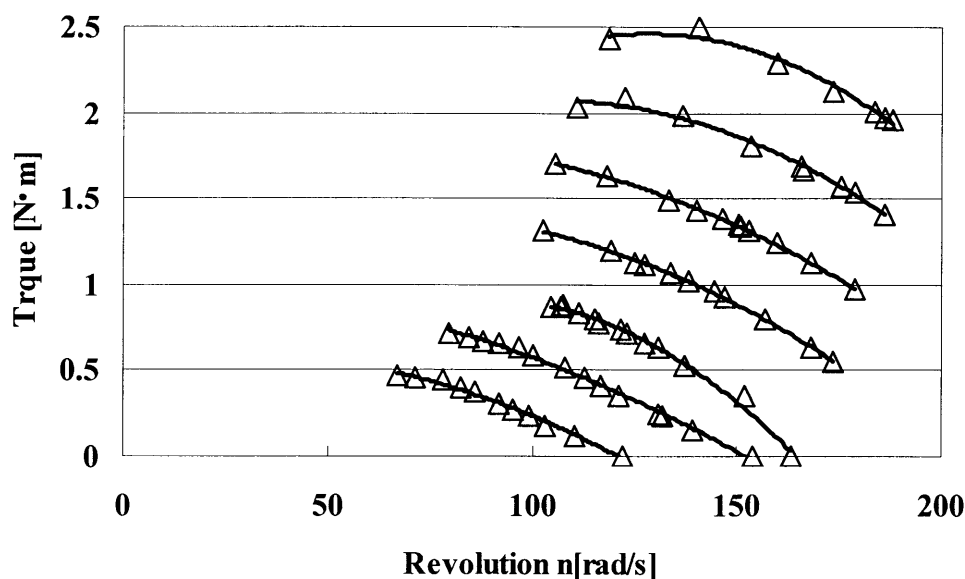


図 4-10 風洞実験で得られた各風速における風車特性

これらの近似曲線を求め、風速を k で表した式が(1)である。

$$y = -0.00006886(x - 2.671k^2 + 31.08k - 118.6)^2 + 0.2807k - 1.0218 \quad \dots (4.1)$$

この式より回転数とトルクの関係を表したのが図 4-11 である。各風速で最大トルクを得ることのできる回転数が異なっている様子が確認できる。

式(4.1)は回転数 x からトルク y を求める式であるが、実際の制御で用いるのはトルク y から回転数 x を導く関係式である。そのため数式を以下の用に整理した。

$$a = -0.00006886 \dots \dots \dots (4.2)$$

$$b = 2.671k^2 - 31.08k - 118.6 \dots \dots \dots (4.3)$$

$$c = 0.2807k - 1.0218 \dots \dots \dots (4.4)$$

とおく。これらを整理すると、

$$a(x-b)^2 - c + y = 0 \dots \dots \dots (4.5)$$

括弧を展開して、

$$ax^2 - 2abx + ab^2 + (y-c) = 0 \dots \dots \dots (4.6)$$

この方程式に解の公式を用いて、

$$x = \frac{2ab \pm \sqrt{4a^2b^2 - 4a(y-c)}}{2a} \dots \dots \dots (4.7)$$

$$= \frac{ab \pm a\sqrt{b^2 - \frac{1}{a}(y-c)}}{a} \dots \dots \dots (4.8)$$

$$= b \pm \sqrt{b^2 - \frac{1}{a}(y-c)} \dots \dots \dots (4.9)$$

式(4.9)がトルク y より回転数 x を得られる近似式である。図 4-12 はこの近似式をもとに作成した各風速における回転数-トルクの特性である。

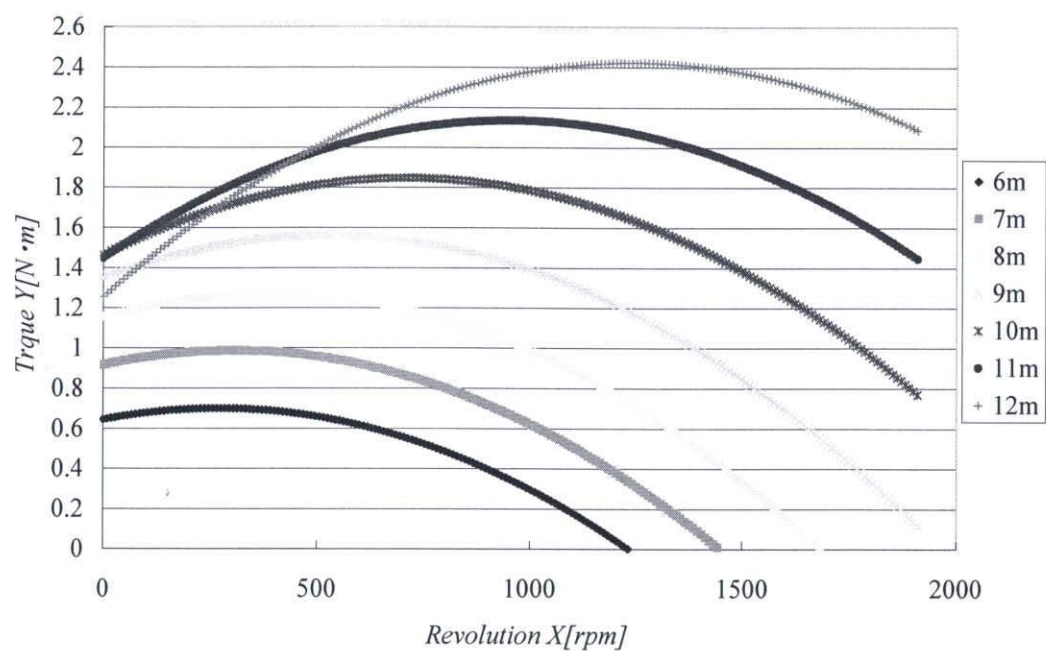


図 4-11 回転数-トルク 特性(計算値)

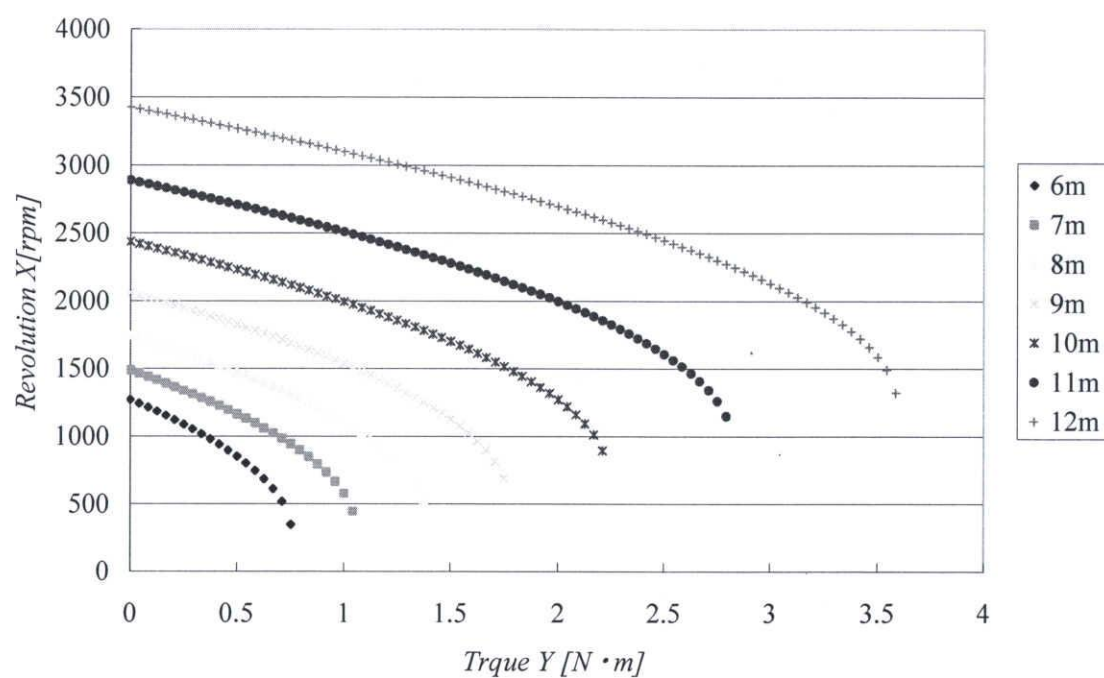


図 4-12 トルク-回転数特性(計算値)

ここで回転数と電力の関係は

$$P = \omega T \quad \dots\dots\dots (4.10)$$

であることから，トルク－電力特性を導くことができる。各風速におけるトルク－電力特性は図 4-13 のようになる。ここで電力が描くカーブが山形特性を表していることに注目したい。上記の式を用いることで，一つのトルクに対し，一つの回転数を得ることが出来，電力に関しては最大電力点より少し右側まで得ることができるため DSP プログラムが簡単化できるのが特徴である。

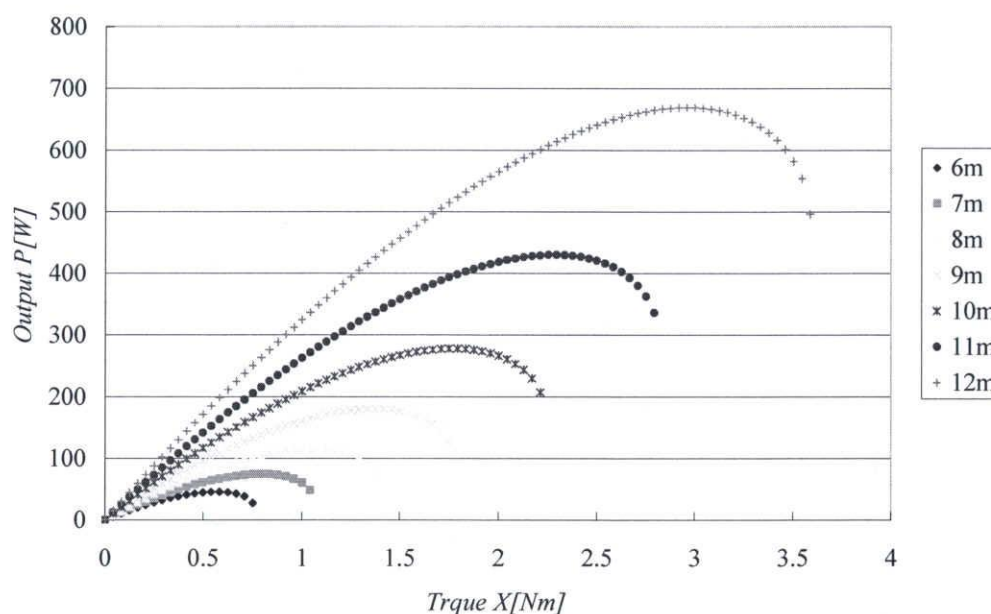


図 4-13 トルク・電力特性(計算値)

続いて，得られた特性式を実際のシステムに適用し，模擬装置において動作確認を行った。図 4-14 は模擬装置において風速 6m/s, 7m/s の時のトルク－回転数特性である。一つのトルクに対し，回転数が一つに定まることが確認出来る。図 4-15 は同じく風速 6m/s, 7m/s におけるトルク－電力特性である。

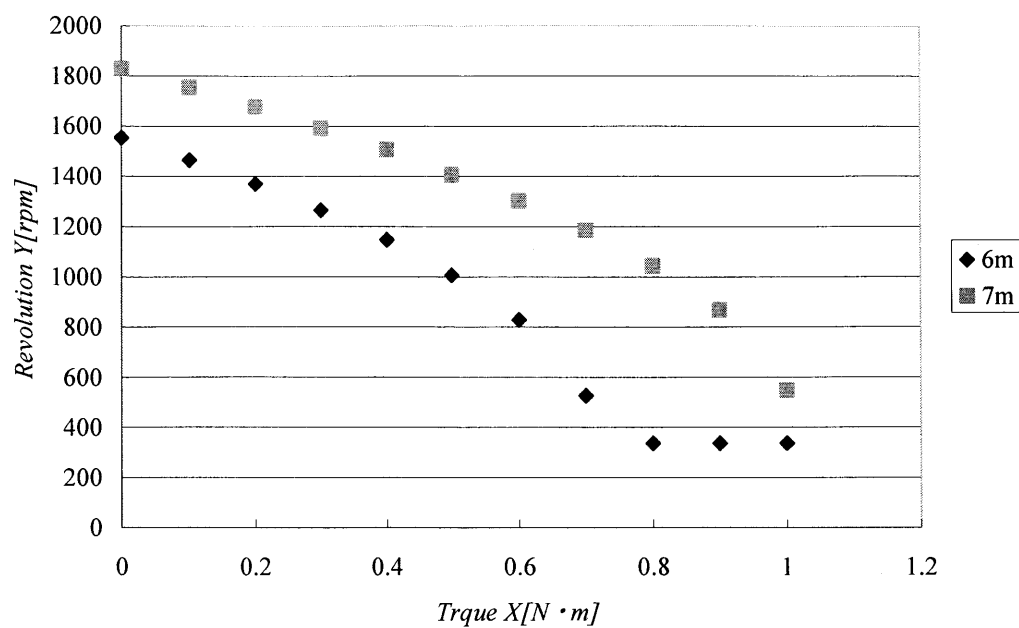


図 4-14 トルク回転数特性(模擬装置)

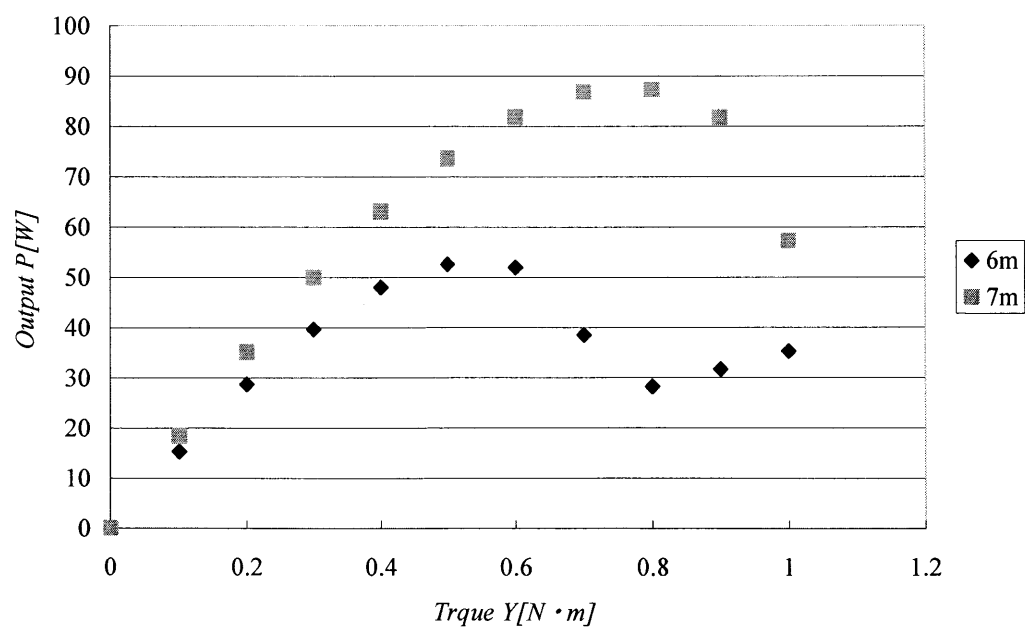


図 4-15 トルク・電力特性(模擬装置)

4.4 模擬実験システムの構成

前節までに風車の特性式を導出することに成功した。本節では導出した特性式からサーボモータに風車の特性を与え、風車模擬システムの構築を行った。

今回構築した模擬システムの回路構成を図 4-17 に示す。制御方式はサーボパックから得られたトルク指令(負荷率)に風洞実験より得られた風速を考慮に入れた近似式を用いて速度指令を得るフィードバック制御で接続図は 4-18 となる。

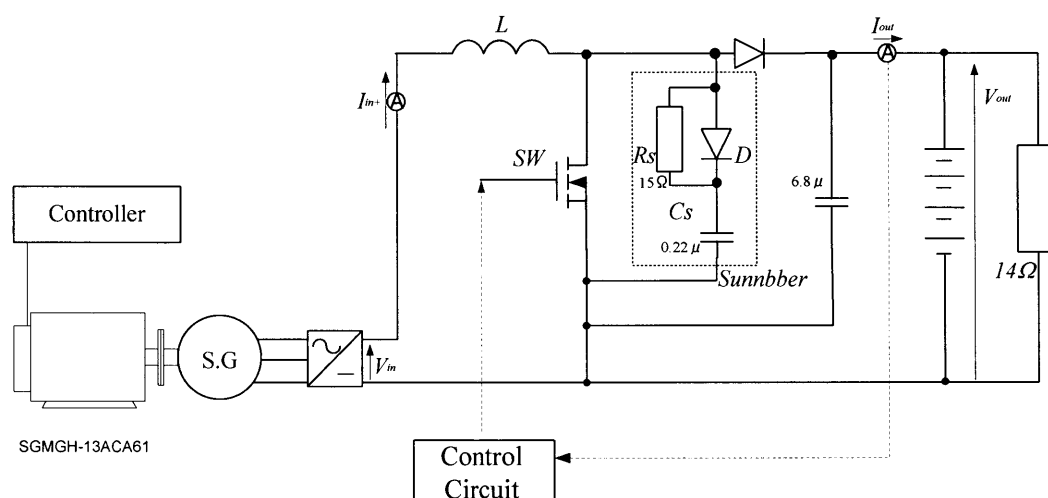


図 4-17 サーボモータによる風車模擬システム

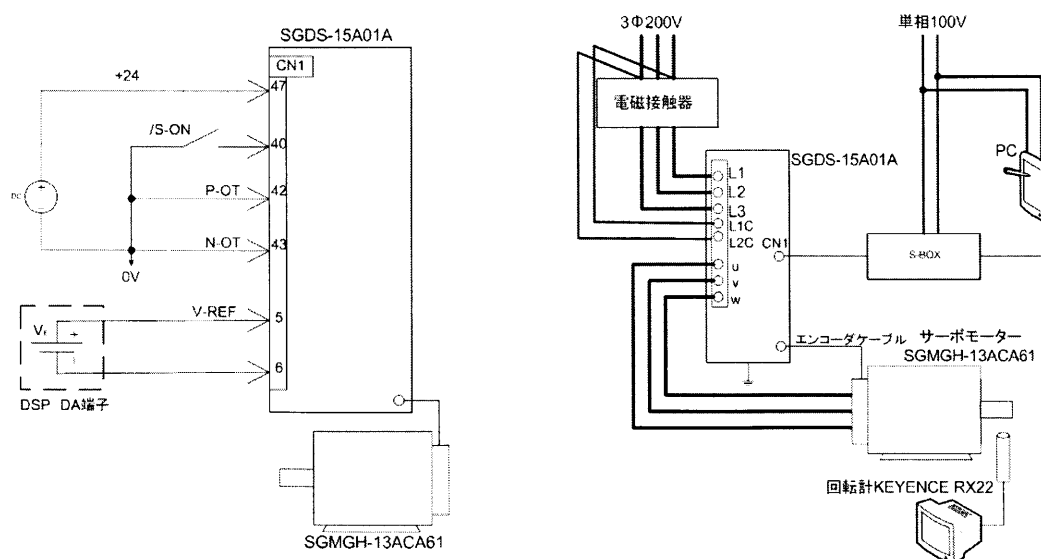


図 4-19 DSP—サーボパック接続図

4.5 実験結果および考察

制御回路の制御周期は 4KHz であり(図 4-19), スイッチング周期は 31.25kHz である(図 4-21)。また duty を正弦波状に振らせる際の振幅は 5Hz とした(図 4-20)。

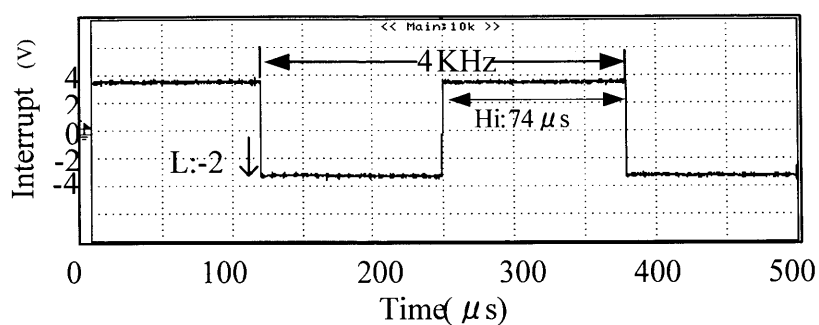


図 4-19 割り込み信号の作成

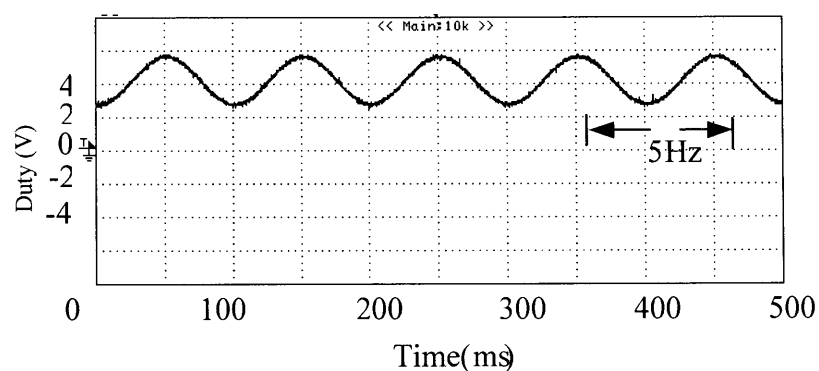


図 4-20 サイン波を重畳した duty 信号

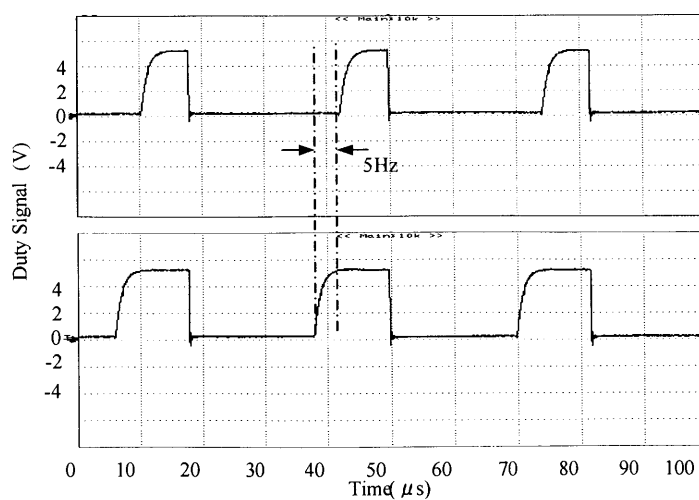


図 4-21 ゲート信号の振動の様子

トルクの検出はサーボパック SGDS-15A01A のアナログモニタより電圧指令として取り出す。モニタ信号にはスイッチング時のノイズが重畳されてしまうため(図 4-22), 図 4-23 の様に時定数 100Hz のローパスフィルタを作成し, ノイズ成分を取り除いた。

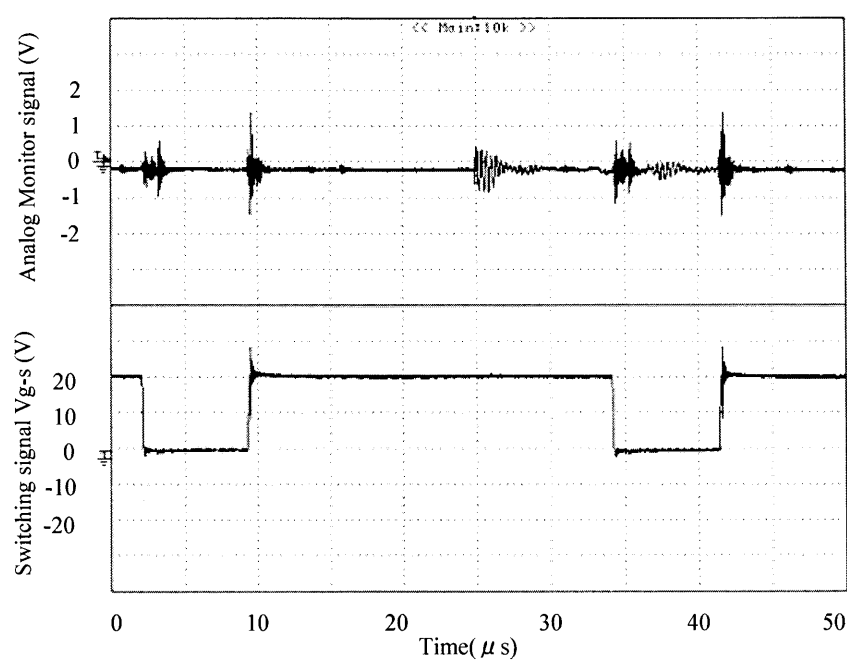


図 4-22 アナログモニタ信号に乗るノイズ

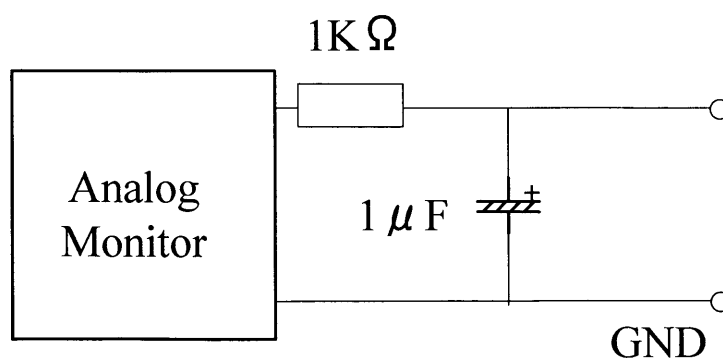


図 4-23 Low Pass Filter

LPF によりノイズ成分を除去した信号波形を図 4-24 に示す。フィルタを通して得られた信号を DSP に入力する。その後 DSP 内部で演算を行い速度制御を行う。

実際にフィードバック制御を行い，風車模擬装置を動作させ出力特性を得るための実験を行った。サーボモータに風車の特性が付与されているかを確認するために，負荷一定で duty を変化させていき，その際の出力を記録した。風速 6m/s, 7m/s, 8m/s, 9m/s において duty を 0～90%の範囲で変化させた。横軸 duty, 縦軸出力のグラフを描いたところ，図 4-25 のような特性が得られた。風速が大きくなるに従い出力も増え，また最大電力点を得られる duty が風速が高くなるに従い小さくなっている。以上より実際の風車を模擬することのできる事が確認できた。

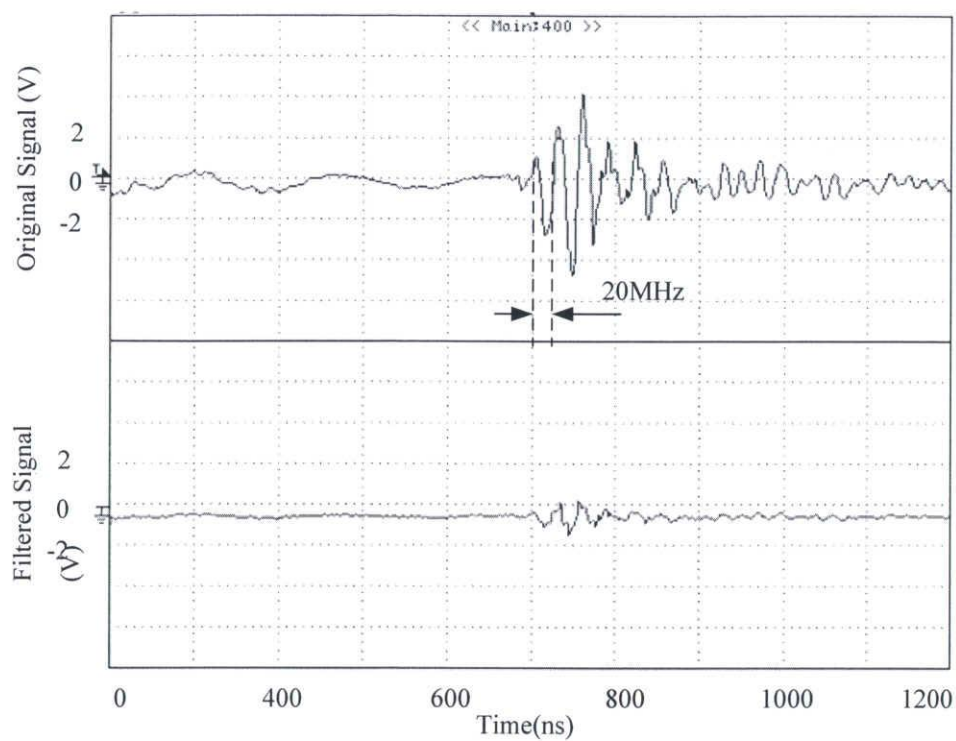


図.4-24 スイッチング時ノイズ比較

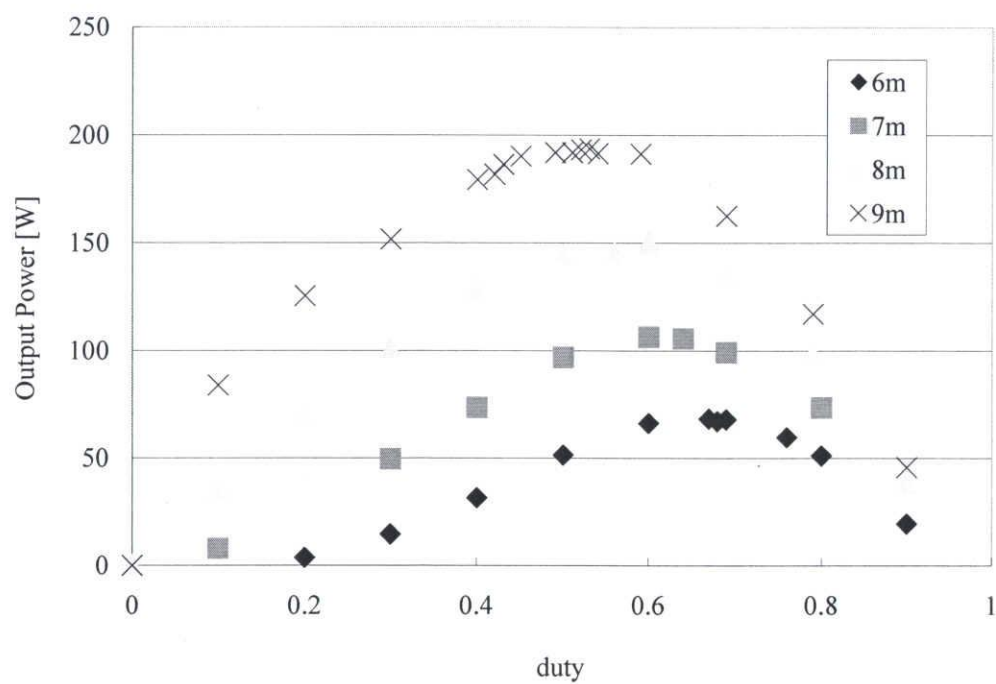


図 4-25 出力特性

続いて、失速状態に陥った時に復帰する状態に関して模擬装置で再現した。風速を徐々に上げていき8m/sまで上昇させ、以後一定の風速が吹いている状態で制御を行った。図4-26は風速、電圧、電流、回転数、電力、制御状態、dutyに関してデータロガーで測定したものである。8m/sになったあたりで電流が流れ出し最大電力追従制御が開始された。8m/s時に得られる最大電力は図4-25より約150Wである。最大電力追従制御の開始後約1.5秒で140Wを超える値となっていることが図4-26の電力グラフより読み取れる。つまり約1.5秒で最大電力点の95%に到達した。

その後失速状態に陥った後、電圧の上昇とともに最大電力追従制御が再会されることが確認できる。

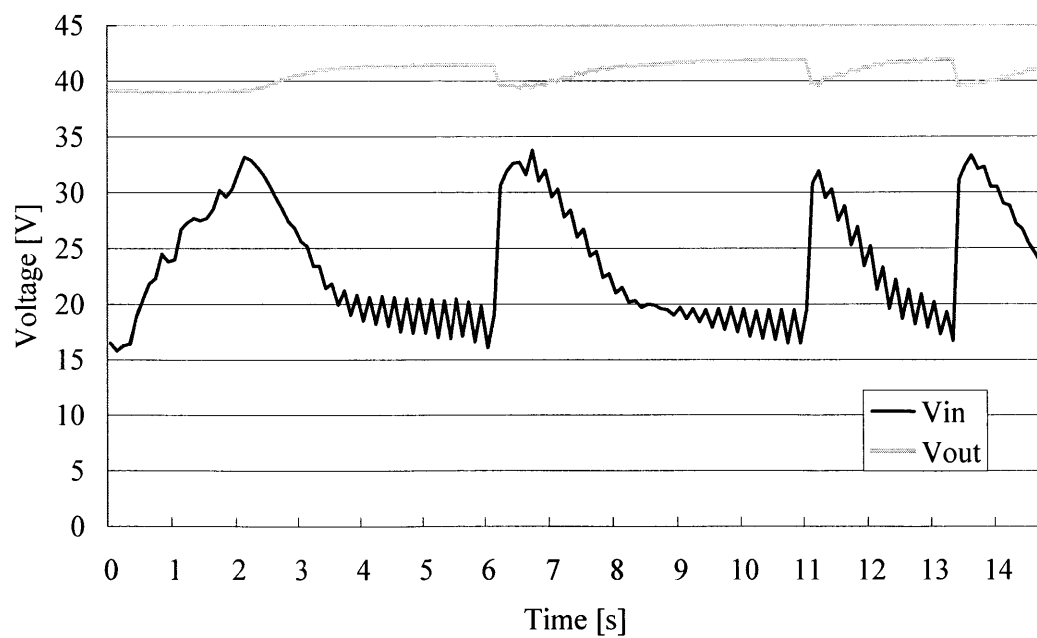
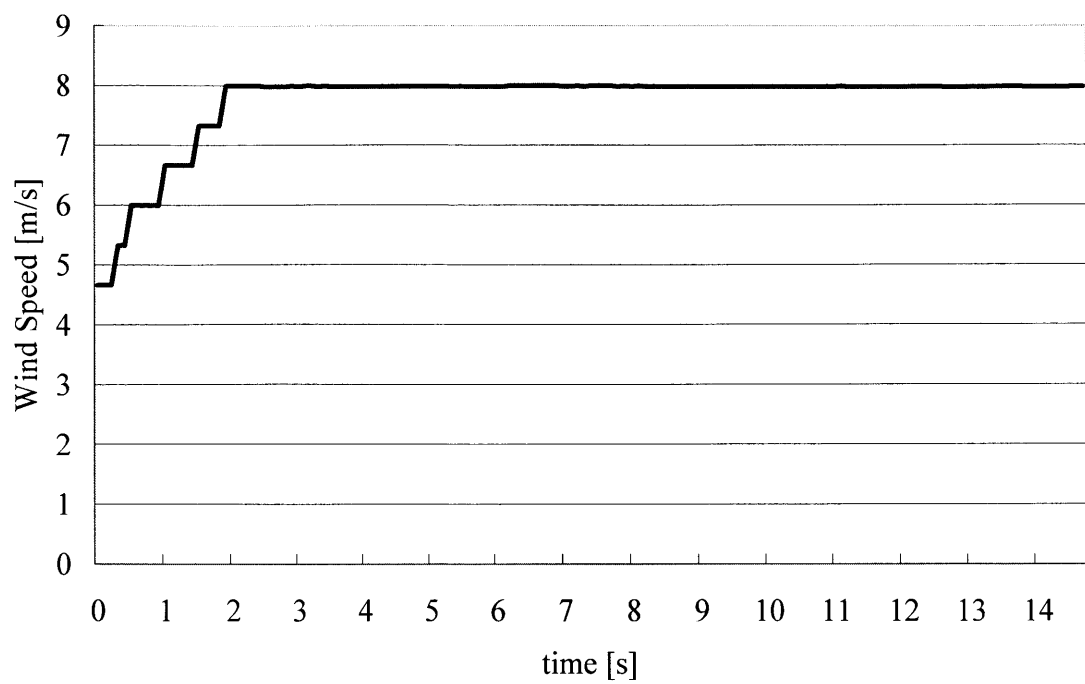


図4-26 模擬装置による失速抑制制御の様子

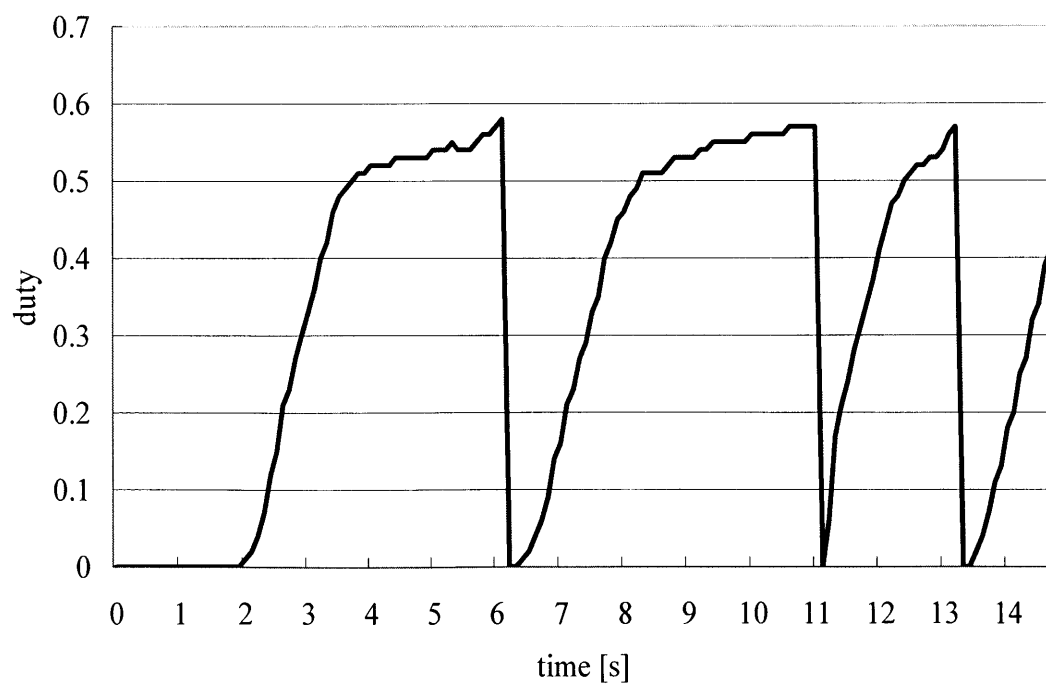
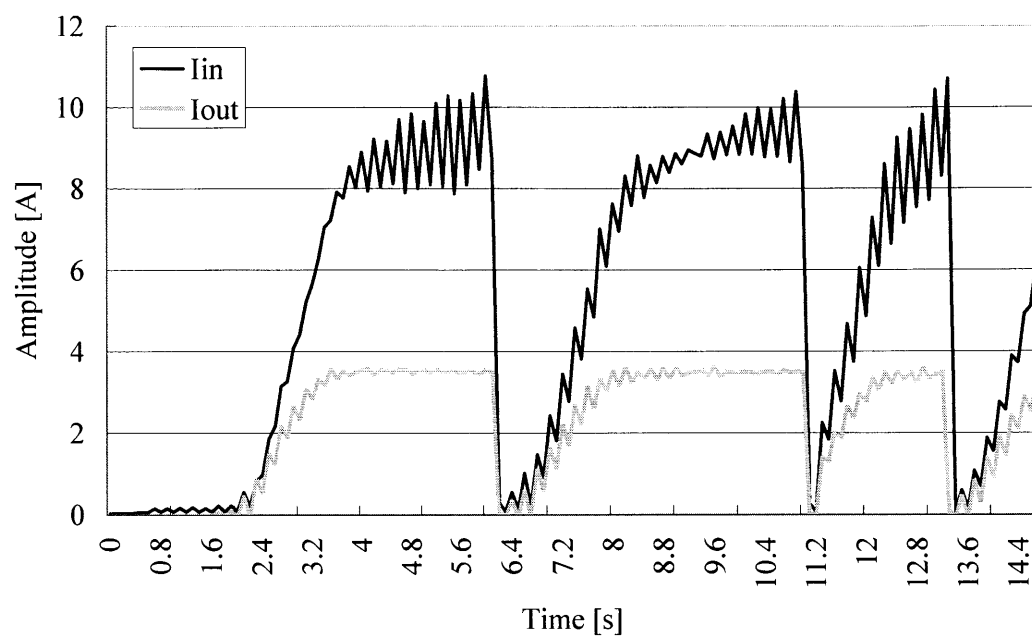


図4-26 模擬装置による失速抑制制御の様子

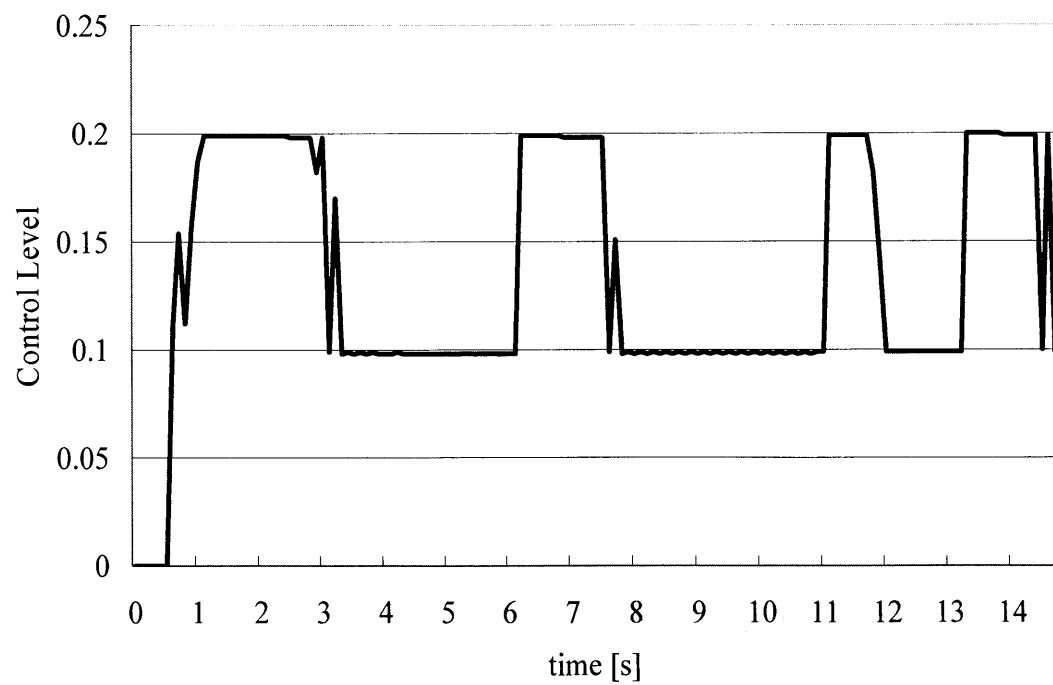
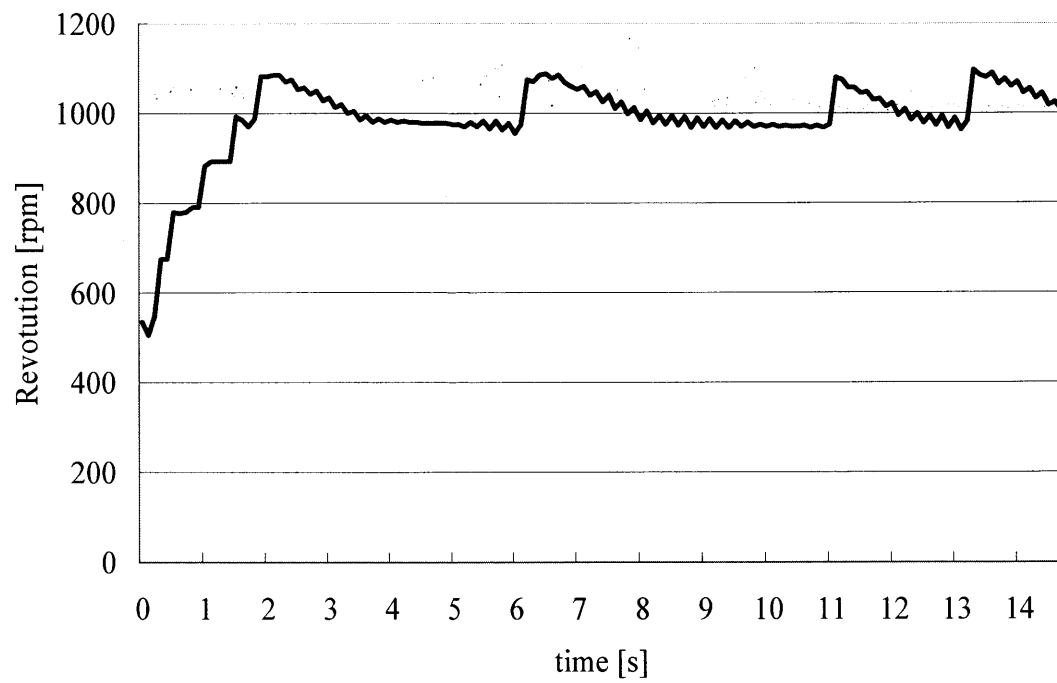


図4-26 模擬装置による失速抑制制御の様子

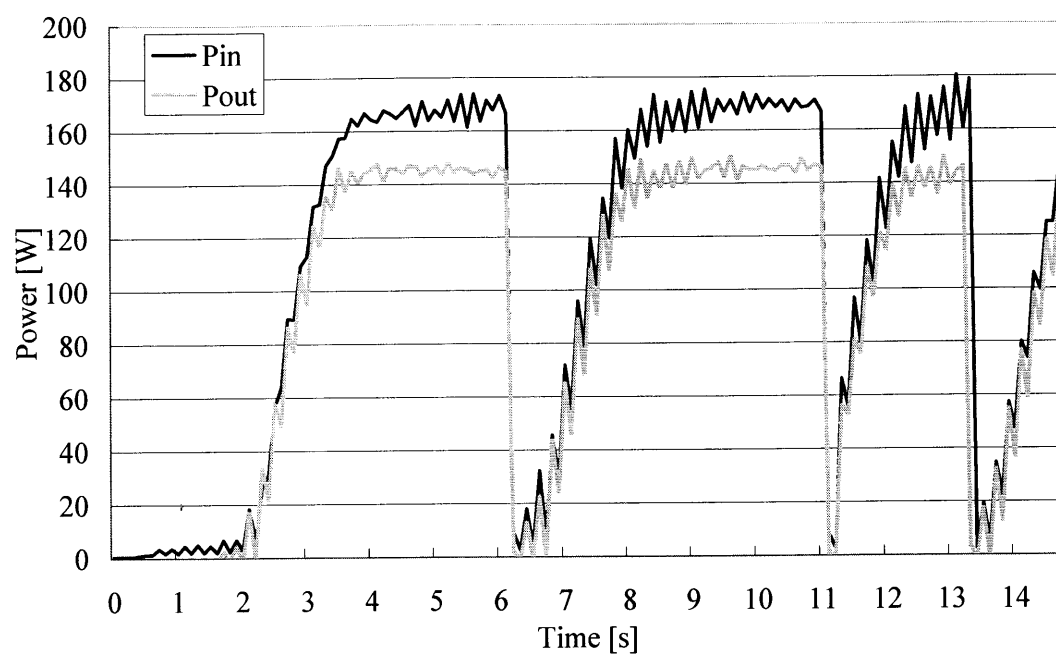


図4-26 模擬装置による失速抑制制御の様子

第5章 フィールド試験

本章では前章で述べた最大電力追従制御とそれを適用した発電システムにおいて実際の風車で有効に動作するかをフィールド試験によって実験を行った。実験結果とその検証を行った。

5.1 実験回路

フィールド試験において使用する回路構成は図 5-1 のようになる。エネルギーの流れとしては Air403 のブレードの回転によって発生した機械エネルギーから永久磁石型同期発電機によって交流電力が発生する。風車内部の整流器によって直流に変換された後に昇圧チョッパへと入力される。出力側にバッテリーが接続されているため、昇圧チョッパで昇圧される電圧はバッテリーと同じ値となる。

昇圧チョッパのスイッチング素子にはパワーMOS-FETを用いておりスイッチング周期は 31.25kHz である。スイッチングの ON, OFF 比 duty のコントロール信号の発生はアナログ回路と DSP を併用しており, DSP の制御用 C 言語プログラムのフローチャートを図 4-7 に示す。

上記の Maximum Power Point Tracking 制御を適用したシステムを用いてフィールド実験を行ったところ, 風速が低い段階での始動時に加速が阻害されてしまう問題が見つかった。これは風速に対して負荷が大きすぎるものが原因である。そのため制御プログラムに変更を加え, 稼働率を改善した。また初期 duty を 0 から始めることで制御開始時の負荷を極力軽くした。実験回路は図 4 のような構成とした。測定項目は入力電圧 V_{in} , 入力電流 I_{in} , 出力電圧 V_{out} , 出力電流 I_{out} を測定。計測はデータロガー DC-3100 を用いた。サンプリング間隔は 0.1sec

毎に行った。

測定を行ったところ図 5-2 のような結果となった。測定開始から 18 秒後に上側閾値 30V を超え MPPT 制御が開始された。その後 duty の増加とともに電圧が低下，電流(電力)は増加している。25 秒頃から風が止まり電流が低下していく 26 秒で下側閾値 5V を下回ったため制御も停止した。

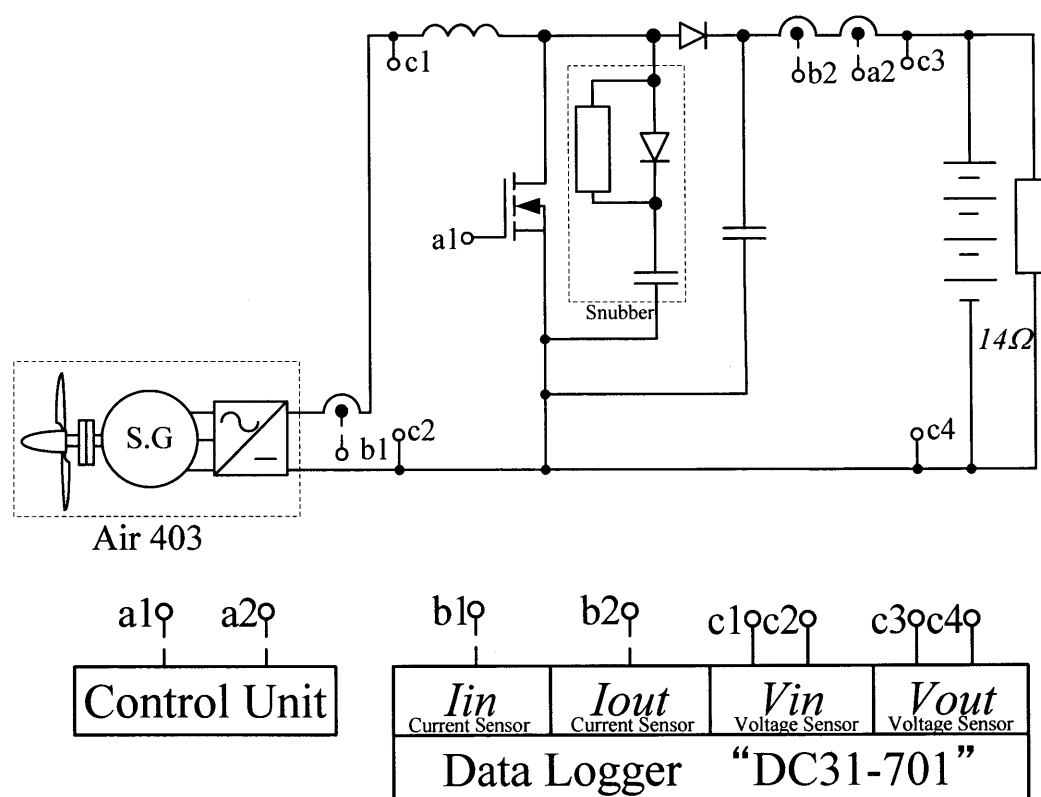


図 5-1 フィールド試験実験回路

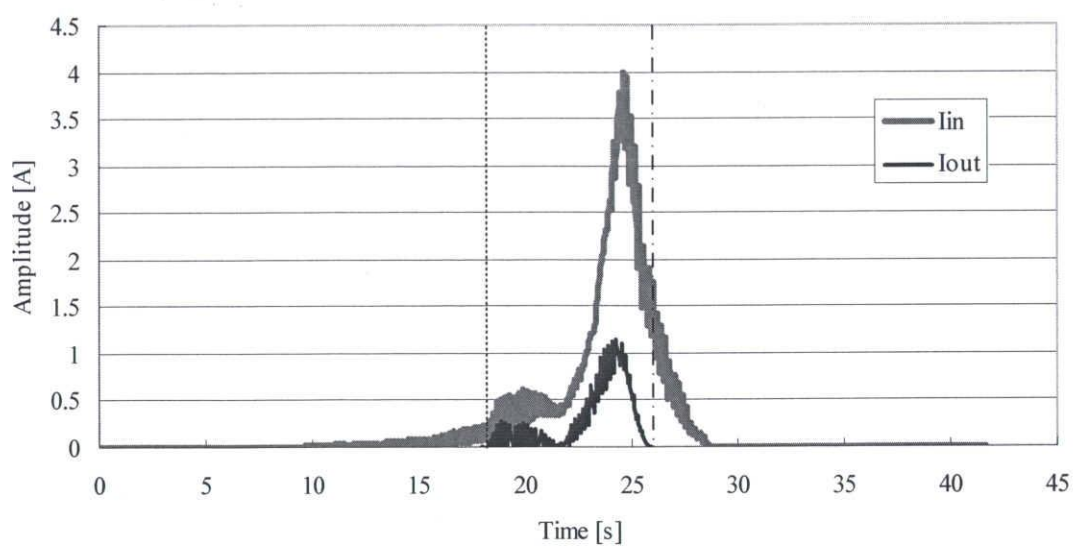
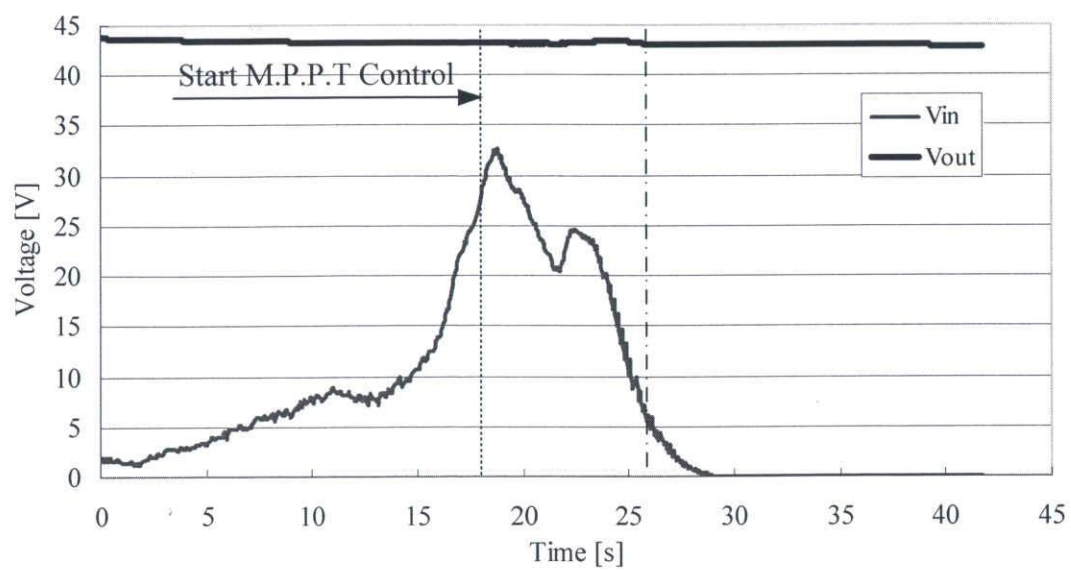


图 5-2 入出力波形

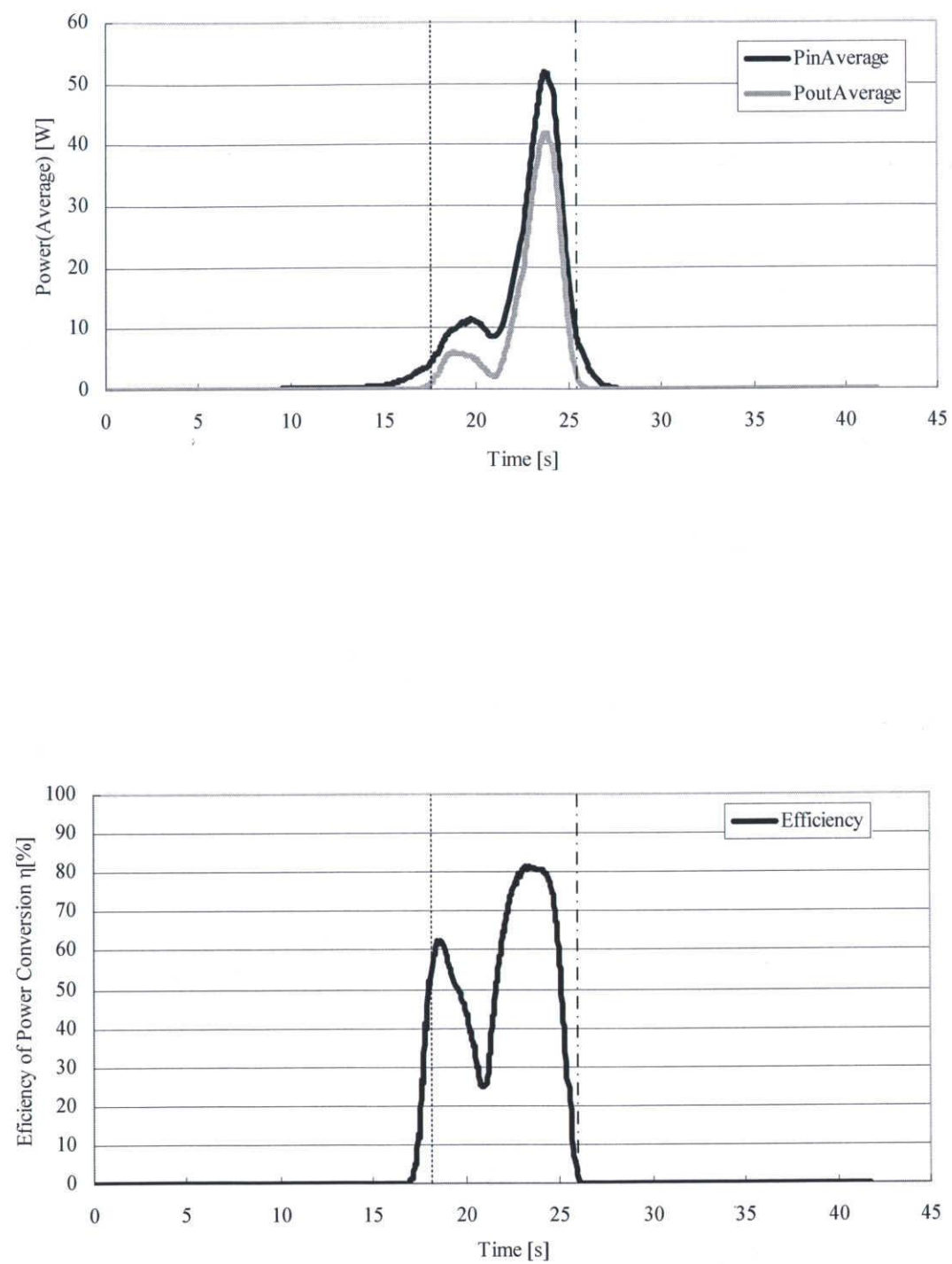


图 5-2 入出力波形

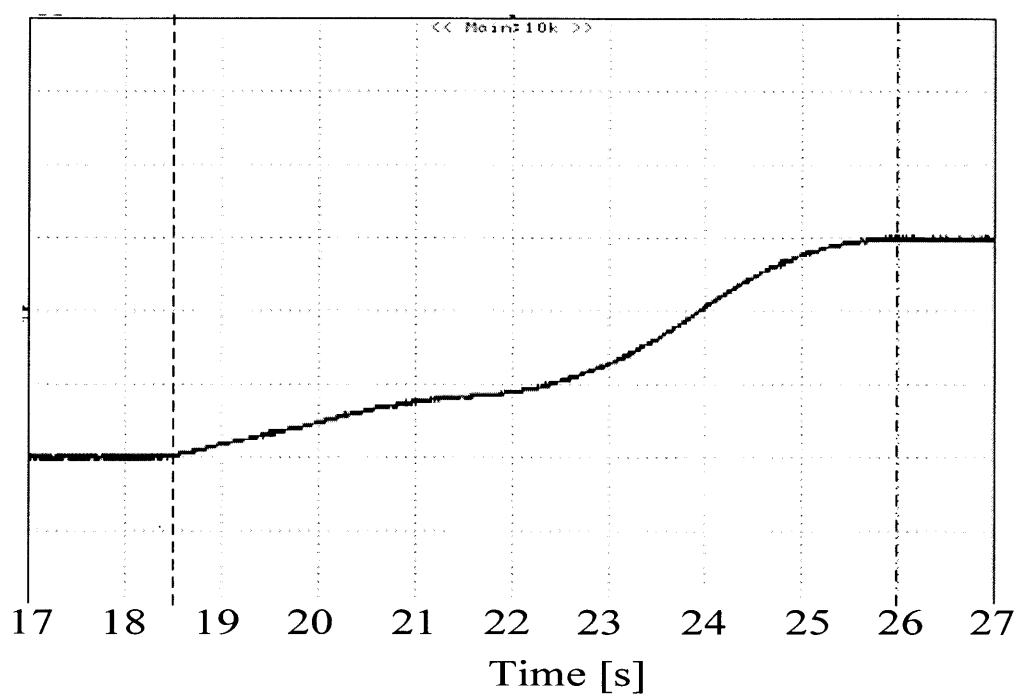


図 5-3 duty の変動

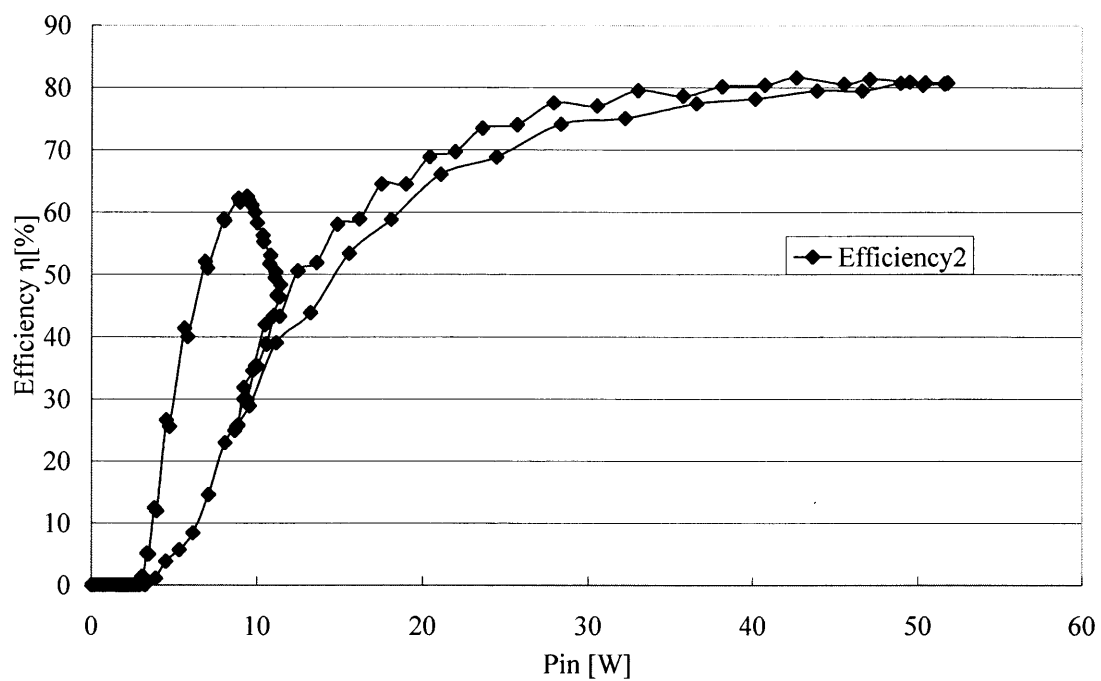


図 5-2 変換効率

この制御の本質的な問題点として、最大電力追従制御時のスピード(出力の変化)より風の変化速度が速く、風速が低下した際に最大電力追従制御によって出力低下が間に合わず失速領域に達するためと考えられる。

また、 I_2 と I_3 二つの電流値の差により次の **duty** を求めるため制御の途中で出力電流が 0 となるとその時点で **duty** が変化しなくなってしまうため、一度風車が停止してしまうと次は **duty** が前回停止した部分から開始することとなり、始動しづらくなってしまう可能性がある。そのため制御回路に動作停止すると **duty** を初期値に戻すリセット機能を設けた。これにより、連続して測定を行うことが可能となった。

上記の制御機能を設けた 8 分間の測定を行い、結果を図 5-3 に示す。この時ヒステリシスコンパレータの制御開始電圧は 10V で停止電圧は 5V とした。また制御周期は 5Hz で、積分ゲインは 4 である。

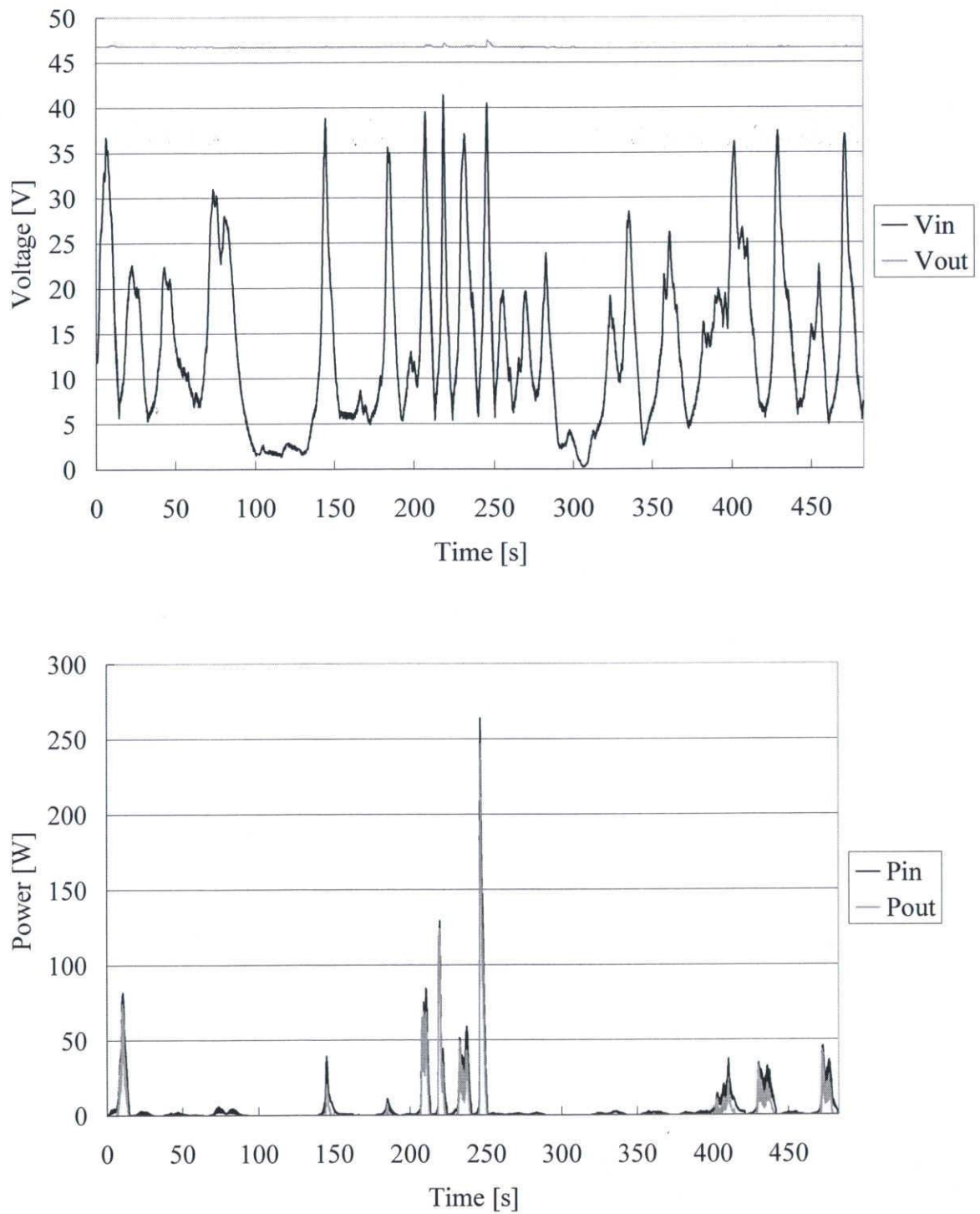


図 5-3 風車稼働状況の様子

制御が開始されているにもかかわらず出力が得られていない状況が多く見られることがわかる。これは昇圧チョッパから電流が流れ出すだけのエネルギーを得られる電圧がある程度高い位置にあるのに対し、しきい値が低すぎる 것이原因である。そこで最適なしきい値がどの程度であるかを実験データより考察した。

出力が開始されているのは入力電圧が約 30V 以上である。このことから制御を開始するしきい値電圧は 20~25V 程度が適當である。また、制御を停止するしきい値電圧があまり低すぎると失速した際に復歸するまでの時間がかかりすぎる 것이わかった。そのため、あまり制御開始電圧と差をつけない方が良い。そのため制御停止のしきい値電圧は 10~15V 程度にするのが良い。

上記より、最適化した状態で制御を行ったところ、図 5-4 のように連続して電力が取り出せるようになった。

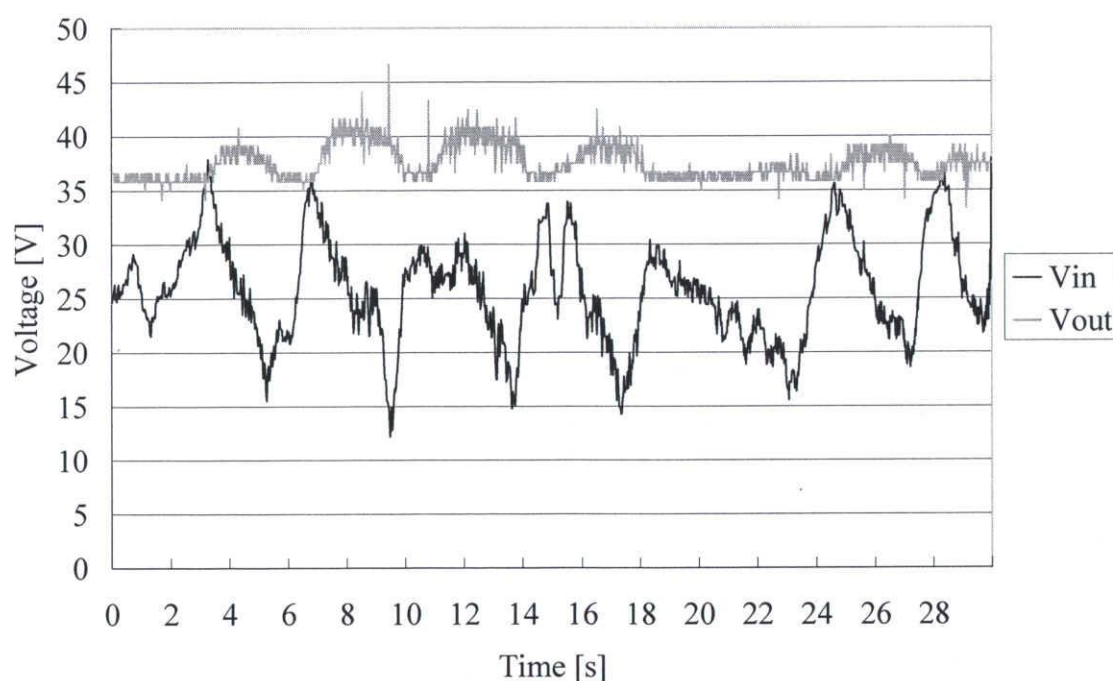


図 5-4 しきい値を考慮した制御による発電状況

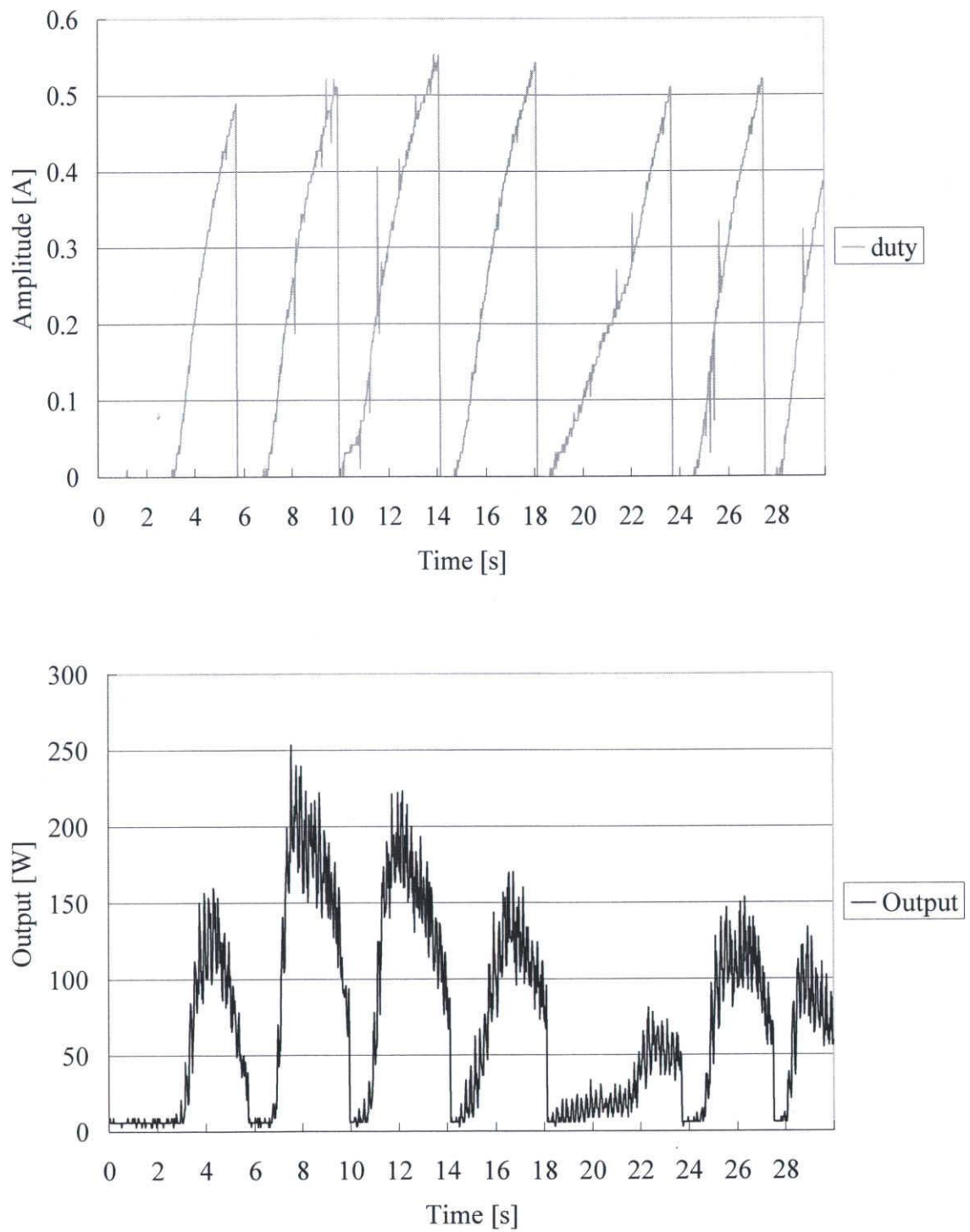


図 5-4 しきい値を考慮した制御による発電状況

第6章 結言

常に風速が変動する状況下で最大電力追従制御を行う場合、これまでの制御方法では風があまり吹かない状況では風車の回転が阻害されていた。そこで、制御手法の見直しを行った。具体的に行った変更としては、発電が開始される電圧値である 30V 以下の場所でしきい値を設け、それ以下では無負荷状態にすることで低風速時にスムーズに回転が行われるよう改良を施した。また最大電力追従が行われている最中に制御が停止しないよう下限に関しては制御開始と異なる電圧値に設定した。これにより、発電が開始される 8m 前後の風が吹いた際に直ちに発電が行えるようになった。また、風速が低下して失速領域に達した際に、即座に制御をオフにすることで、再度発電電圧が上昇した際にスムーズに発電が開始されるようになった。

また模擬装置においてはこれまで DC モータによる手動の入力電圧変化をおこなうことで風速を考慮していたのに対し、サーボモータを用いることでより精度の高い模擬を行えるようにした。実際に風洞実験で得られた風車の特性を付与し、サーボモータをコントロールすることで実際の風車に近い特性を得ることで高精度の模擬が行えるようになった。それにより変動する風速を考慮に入れたより実際の風車に近い模擬システムを製作することができた。

課題として、風車の慣性による応答の遅れを考慮に入れた模擬装置の特性改善を行うことが必要と考えられる。

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] パワーエレクトロニクス教科書編纂委員会編 : 「エレクトリックマシーン&パワーエレクトロニクス」 社団法人雇用問題研究会 (2002)
- [3] 松井信行 著 : 「基礎からの電気・電子工学 電気機器」 森北出版株式会社 (1989)
- [4] 清水幸丸 著 : 「風力発電技術」 パワー社 (1990)
- [5] 牛山 泉 著 : 「風車工学入門」 森北出版株式会社 (2002)
- [6] 牛山 泉, 三野 正洋 共著 : 「小型風車ハンドブック」 パワー社 (1980)
- [7] 関 和市, 池田 誠 著 : 「ここが知りたい風力発電 Q and A」 学習社 (2002)
- [8] 電気学会 : 「電気機械工学」 オーム社 (1968)
- [9] 高橋久 : 「図解・使えるセンサ回路設計法」 総合電子出版社 (2003)

- [9] Eldridge, F.R : “Wind Machines”, Van Nostrand Reinhold Co. (1979)

- [10] T. Sato, N. Yamamura, Y. Tsunehiro: “Wind Power System : “Using a Wound-Rotor Induction Machine ”, Trans. Of IEE Japan, Vol.114-D, No7/8, pp. 778-783 (1994)

- [11] Y. Higuchi, N. Yamamura, M. Ishida, T. Hori : “An Improvement of Performance for Small-Scaled Wind Power Generating System with Permanent Magnet Type Synchronous Generator”, Proc. IEEE, IECON’00, pp.1037-1043 (1997)

- [12] 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)

- [13] 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)

- [14] 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)

- [15] 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)

[16] NEDO 技術開発機構 <http://www.nedo.go.jp/database/index.html>

謝辞

本研究の遂行および本論文の作成において、右も左もわからない拙生に対し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 工学博士 講師 山村 直紀先生，同大学 電気電子工学 工学博士 助手 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。

また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皆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。

論文目録

[1] 諸岡，吉澤，山村，石田：「小型風力発電システムの最大電力追従制御時における失速制御法の提案」平成 18 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,P-23

[2] 諸岡，山村，石田：「小型風力発電システムの最大電力追従制御時における失速制御法の提案」平成 18 年度全国