

2009年度 卒業論文

DC モータ制御用デジタルサーボコントローラ
の開発

指導教員

立命館大学 理工学部 教授 馬 書根

立命館大学 理工学部

細田 享

目次

第 1 章 序論	1
1.1 背景	1
1.2 研究内容	3
1.3 本論文の構成	3
第 2 章 デジタルサーボコントローラの開発	5
2.1 はじめに	5
2.2 デジタルサーボ回路の概要	6
2.3 パワーアンプ部	6
2.4 フィードバック部	10
2.5 速度及び PWM 比演算部	11
2.6 インターフェイス	13
2.7 まとめ	14
第 3 章 モータ内部抵抗測定実験	15
3.1 はじめに	15
3.2 実験装置の開発	15
3.3 モータ内部抵抗測定方法	17
3.4 実験結果	21
3.5 考察	23
3.6 まとめ	23
第 4 章 モータの速度制御検証実験	25
4.1 はじめに	25
4.2 速度制御検証実験方法	25
4.3 実験結果	30
4.4 考察	32
4.5 まとめ	34
第 5 章 結論と今後の課題	35
5.1 まとめ	35
5.2 今後の課題	35
謝辞	36
参考文献	37

付録 A	回路図	39
付録 B	dsPIC のプログラム用の MATLAB モデル	41
付録 C	MATLAB xPC Target のモデル 1	43
付録 D	MATLAB xPC Target のモデル 2	45

目 次

1.1	TITechdriver PC-0121-2[1]	2
1.2	dsPIC33F128MC802	2
1.3	TA8429HQ	2
2.1	デジタルサーボ回路のブロック図	7
2.2	製作した回路	7
2.3	パワーアンプ部の回路	8
2.4	モータドライバの各出力モードでの電流の経路	8
2.5	フィードバック部の回路図	10
2.6	速度及び PWM 比演算部の回路図	12
2.7	モータの等価回路	12
2.8	ブロック線図	13
2.9	Interface Tx-Matlab	13
2.10	ComTool	14
3.1	速度制御検証用実験装置	16
3.2	速度制御検証用実験装置の構造図	16
3.3	測定実験中のモータの等価回路	19
3.4	実験装置の接続図	20
3.5	各測定値と実測から求めたモデル式のグラフ	24
3.6	各測定値と実測力求めたモデル式のグラフの側面図	24
4.1	速度推定補償定数の決定のための実験装置の接続	26
4.2	速度制御検証用実験装置	28
4.3	負荷用モータと負荷回路の等価回路	28
4.4	無負荷の場合の速度変化	31
4.5	負荷を加えた場合の速度変化	32
4.6	単純固定型アンチ・フェーズ PWM での電流経路	34
A.1	回路図	39
B.1	dsPIC のプログラム用の MATLAB モデル	41
C.1	モータ内部抵抗計測に用いた MATLAB xPC Target のモデル	43
D.1	速度制御検証実験に用いた MATLAB xPC Target のモデル	45

表 目 次

2.1	TA8429HQ の仕様	6
3.1	モータの仕様	17
3.2	ロータリーエンコーダの仕様	17
3.3	A/D 変換ボードの仕様	19
3.4	カウンタボードの仕様	19
3.5	実験に用いる電源	19
3.6	モータ内部抵抗測定実験の実験条件	21
3.7	モータ端子間電圧, 電機子電流, 回転速度の測定結果	22
4.1	モータ及びデジタルサーボ回路の電源の仕様	26
4.2	速度推定補償定数決定実験の実験条件	27
4.3	速度制御検証実験の実験条件	30
4.4	速度推定値と実測値の比較	30
4.5	制御パラメータの一覧	31

第 1 章 序論

1.1 背景

本研究室では様々なロボットが研究されており，そのアクチュエータとしてブラシ付き DC モータを用いている．モータの制御回路には市販の回路 TITech Driver(図 1.1) を使用している．この回路は OP アンプによって構成され，目標値は $+10[V]$ ～ $-10[V]$ の電圧で与え，ゲイン調整は可変抵抗で行うため，以下の問題を生じる．

- アナログ信号の生成，回転数測定のために D/A 変換ボード，カウンタボードが必要となり，システムが大型，高価になる．
- ゲインの調整を可変抵抗で行うため，正確な値の設定が困難である．
- 市販の回路を使用しているため，研究室内での回路の保守，点検，修理が困難である．

これらの問題は研究室独自でロボットに実装可能なデジタルサーボ回路を開発することで解決できる．近年，安価，小型，高性能のモータドライバ IC(図 1.3) や，シリアル通信，PWM 出力等の機能を実装したモータ制御用マイクロコントローラ(図 1.2) が登場したことから，これらを使用することで安価，小型のデジタルサーボ系を構成することが可能となった．

デジタルサーボ回路の開発にあたって，本研究室ではタコジェネレータ，ロータリーエンコーダを装着できないモータを使用する場合があるという点を考慮しなければならない．モータ自体に装着できない場合でもロボットの関節等にポテンションメータやロータリーエンコーダを取り付け，関節の回転角度を検出できるが，ポテンションメータの場合は信号にノイズが多く，微分により有用な速度情報を得ることは困難である．また，本研究室では，主として多数自由度を持つロボットの研究を行うため，全関節にロータリーエンコーダを取り付けるには非常に費用がかかり，安価なサーボ系を構築することはできない．

現在使用している TITech Driver では回路内でモータの電流，電圧をフィードバックし，演算によって回転速度を推定し制御する，電子ガバナ方式 [2] を実現し，センサレスでの速度制御が可能なため，これらの問題が発生しない．

また，すでに研究室内で佐藤ら [3] によってマイクロコントローラ，モータドライバ IC を用いてデジタルサーボ系を構築する試みが行われているが，ロータリーエンコーダ付きのモータを想定したサーボであり，本研究室の全てのロボットに対して使用するには不十分である．以上のことから，センサの有無にかかわらず，速度情報の取得が可能なデジタルサーボ回路が求められている．

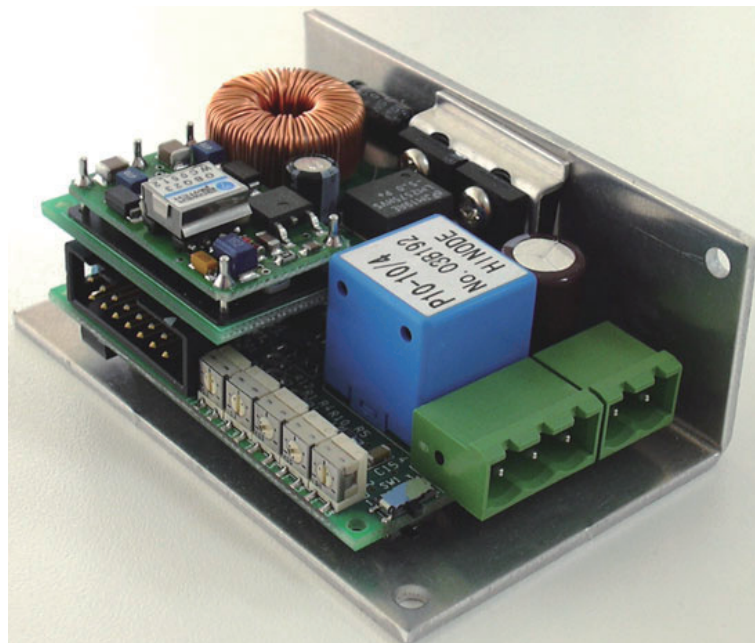


図 1.1: TITechdriver PC-0121-2[1]



図 1.2: dsPIC33F128MC802



図 1.3: TA8429HQ

1.2 研究内容

本研究の目的はマイクロコントローラ、モータドライバICを用いて、電子ガバナ方式によりモータの回転速度制御を行うデジタルサーボ回路を開発することである。電子ガバナ方式では速度推定演算にモータの内部抵抗の値を用いる。TITech Driverではその値としてモータのデータシートの値をそのまま使用しているものの電機子抵抗の値はモータ個々でバラつきがあり、ブラシの接触抵抗等の影響を受け、データシートの値から大きく異なる場合がある。この回転速度推定法をデジタルで用いる場合、より正確な速度推定値を得るためにこの抵抗値を実測する必要がある。そのため、本研究ではモータの内部抵抗計測、速度制御検証実験の二つの用途に利用可能な実験装置を作成し、モータの内部抵抗の計測を行い、計測した値を用いることでより正確な速度推定を試みる。また、同実験装置を用いて、開発したデジタルサーボ回路の速度制御検証実験を行い、速度制御の有用性を検証する。

1.3 本論文の構成

以降本論文の構成は以下のようになる。

第2章では、本研究で開発したデジタルサーボ回路の構成について示し、各部分の詳細を示す。

第3章では、速度推定演算に用いるモータの内部抵抗を計測する実験について示す。まずモータの内部抵抗を測定するために開発した実験装置について示した上で測定方法とその結果を示し、最後に結果の考察を示す。

第4章では、デジタルサーボ回路の速度制御の有用性を検証するために行った速度制御検証実験について、実験方法を示した上で、その結果と考察を示す。

第5章では、本論文のまとめと、今後の課題について述べる。

第 2 章 デジタルサーボコントローラ の開発

2.1 はじめに

本章ではまず開発したデジタルサーボ回路の構成と，マイクロコントローラ内で行う回転速度推定方法について示す．

以下に本章で使用する記号の一覧を示す．注釈がない限り，他の章で同じ記号を使用する場合も，ここに示したものと同一定義であるとする．

- K_e [V s/rad] :逆起電力定数
- K_τ [N m/A] :トルク定数
- R_a [Ω] :モータ内部抵抗
- R_s [Ω] :電流測定用抵抗
- L_a [A] :モータのインダクタンス
- J [N m s²/rad] :モータの慣性モーメント
- B [N m s/rad] :回転の粘性係数
- ω [rad/s] :モータ出力軸の回転速度
- ω_e [rad/s] :回転速度推定値
- ω_d [rad/s] :速度目標値
- T [Nm] :モータの出力トルク
- E_b [V] :モータ端子間電圧
- I_a [A] :モータ電機子電流
- I_r [A] :電流測定用抵抗を流れる電流
- I_{rmax} [A] :電流測定用抵抗を流れる電流の最大値
- P [W] :電流測定用抵抗での消費電力
- P_{max} [W] :電流測定用抵抗での消費電力の最大値

- P_r [W] :電流測定用抵抗の定格電力
- K_p :比例ゲイン
- K_i :積分ゲイン
- C [rad/s] :速度推定補償定数
- T_f [s] :ローパスフィルタの時定数

2.2 デジタルサーボ回路の概要

本研究で開発するデジタルサーボ回路のブロック図を図 2.1 に、実際に開発した回路を図 2.2 にそれぞれ示す。本回路の回路図については図 A.1 に示す。

図 2.1 に示すように、本回路は、モータ制御用マイクロコントローラとモータドライバ IC を組み合わせた回路であり、PWM 方式 (Pulse Width Modulation) によりモータの回転速度を制御する。この速度制御は回路内でモータの端子間電圧、電機子電流のフィードバックを行い、この情報からマイクロコントローラで演算により速度を推定することで外付けのセンサ無しでも行えるようになっている。また、速度制御の目標値の入力は RS232 通信方式によって PC 等から設定する。これらの機能のための PWM 出力、A/D 変換や RS232 通信については全てマイクロコントローラの機能を利用して実現する。

本回路は大きくパワーアンプ部、電機子電流・端子間電圧フィードバック部、速度及び PWM 比演算部の三つの部分に分けられる。以下個々のブロックについて説明していく。

2.3 パワーアンプ部

パワーアンプ部の回路図を図 2.3 に示す。本回路ではパワーアンプとして、東芝社のモータドライバ IC、TA8429HQ を使用している。この IC はバイポーラトランジスタによって構成された H ブリッジ、逆起電力吸収用ダイオード、制御回路及び熱遮断回路と過電流保護回路の二つの保護回路で構成されており、二つの入力信号の組み合わせにより、ブラシつき DC モータの正、逆転、ブレーキ、ストップの 4 モードを切り替えることができる。TA8429HQ の仕様を表 2.1 に示す。

表 2.1: TA8429HQ の仕様

項目	絶対最大定格
モータ電源電圧範囲	0 ~ 27[V]
制御部電源電圧範囲	7 ~ 27[V]
出力電流	3.0[A]

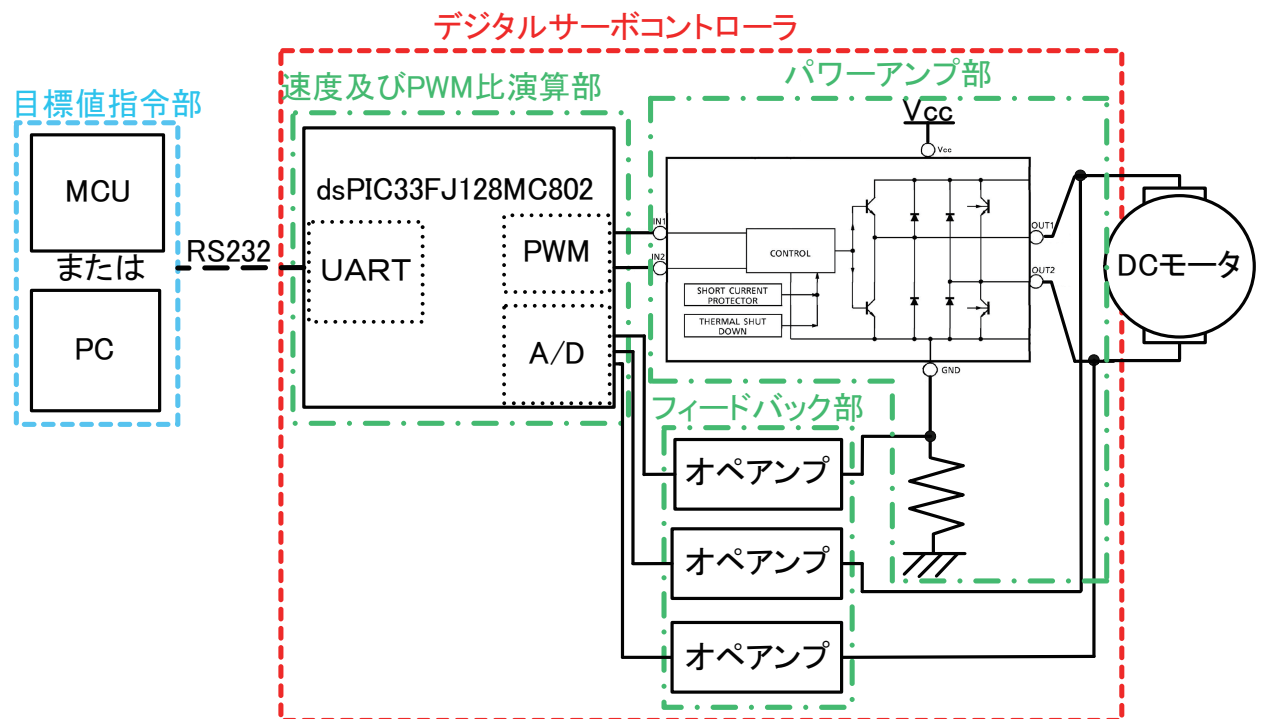


図 2.1: デジタルサーボ回路のブロック図

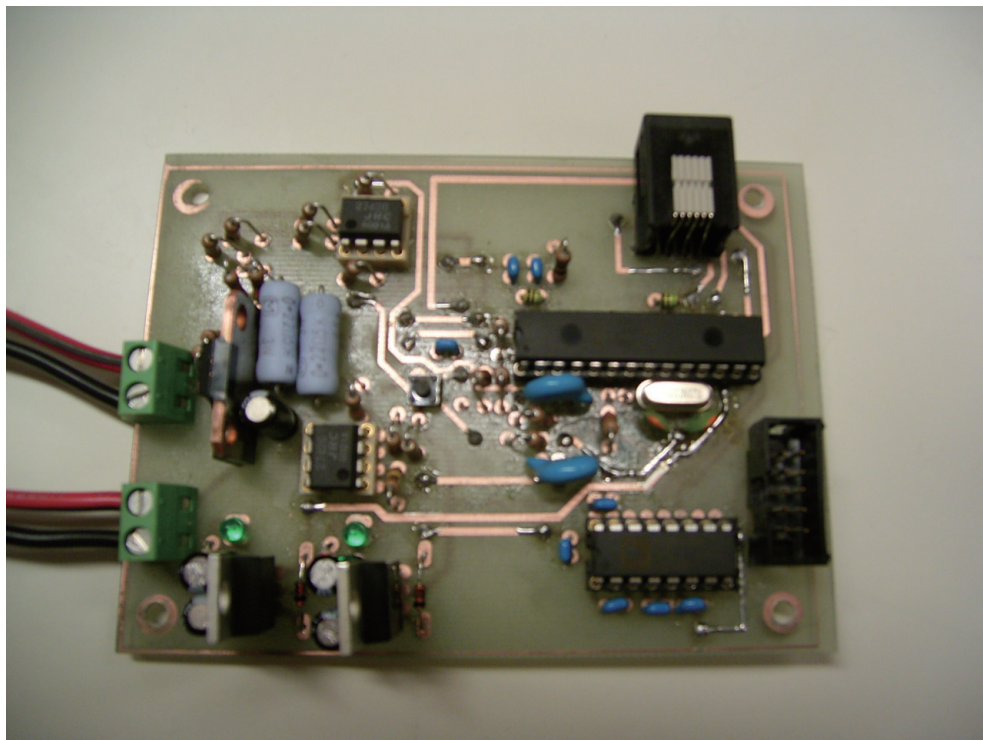


図 2.2: 製作した回路

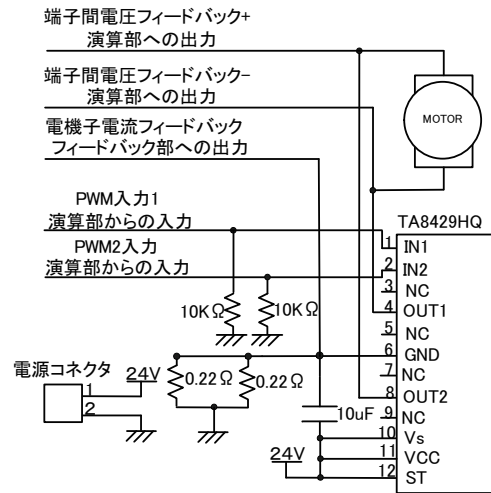


図 2.3: パワーアンプ部の回路

この IC の出力モードの内、ブレーキとストップについて説明する．各出力モードでの電流経路を図 2.4 に示す．ブレーキは、図 2.4 に示すようにモータの両端子を GND に接続し、モータが回転することで発生する逆起電力を用いてモータを止める向きに電流を流すである．一方、ストップは図 2.4 に示すように上段のトランジスタ一つを残し全てを OFF にし、内部ダイオードを使って電流を回生させ、モータを空転させるモードである．このストップと正転または逆転を交互に切り替える事で、モータの PWM 制御を行う．PWM の周期については文献 [4] を参考に調整し、20[kHz] とした．

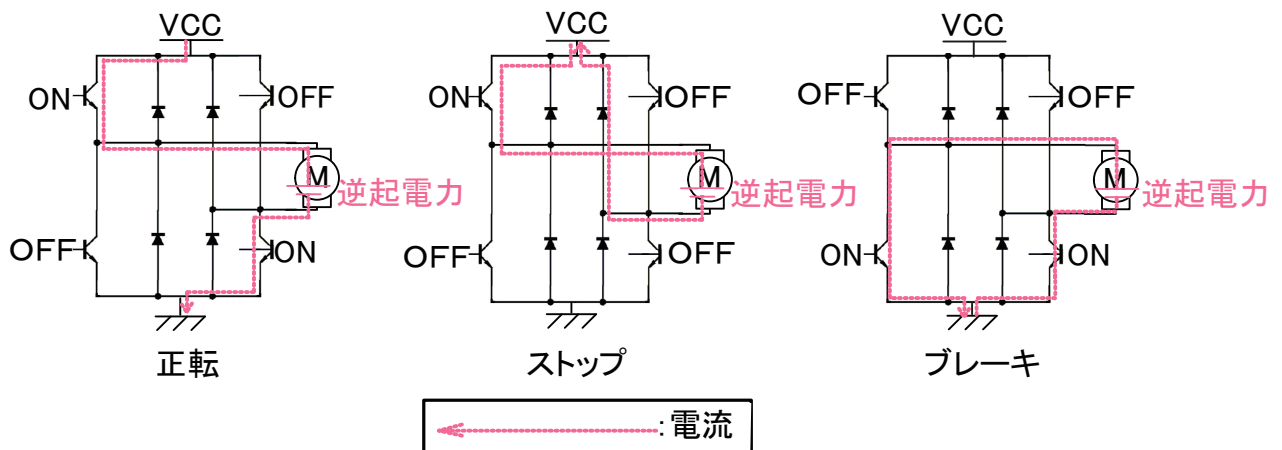


図 2.4: モータドライバの各出力モードでの電流の経路

また、この IC の GND 端子とグラウンド線の上に微小な抵抗を挿入することにより、モータの電機子電流を測定している．この電流測定用抵抗に加わる電圧をマイクロコントローラで A/D 変換によって計測し、電流情報を取得する．この抵抗の選定は文献 [5] を参考に次の方法で行った．

まず、電流測定用抵抗に流れる電流の最大値を求め、最大の電流が流れるときの抵抗での消費電力を求める．電流測定用抵抗の抵抗値を R_s 、この抵抗に流れる電流

を I_r ，この抵抗での消費電力を P とおくと，消費電力は次式で表せる．

$$P = I_r^2 R_s \quad (2.1)$$

電流測定用抵抗に流れる電流の最大値を I_{rmax} ，この抵抗での消費電力の最大値を P_{max} とおくと，式 (2.1) より消費電力の最大値は次式のようになる．

$$P_{max} = I_{rmax}^2 R_s \quad (2.2)$$

次に式 (2.2) を用いて，消費電力の最大値が抵抗の定格電力を超えないように，電流測定用抵抗の抵抗値と定格電力の範囲を決定する．電流測定用抵抗の定格電力が満たすべき条件は以下のようになる．

$$P_r > P_{max} \quad (2.3)$$

この式に式 (2.2) を代入して，

$$P_r > I_{rmax}^2 R_s \quad (2.4)$$

本回路ではモータドライバ IC に過電流保護回路が組み込まれており，流れる電流の最大値が 3.0[A] であるため，電流測定用抵抗に流れる電流の最大値も 3.0[A] として抵抗値を決定した．電流の最大値が 3.0[A] のとき，式 (2.4) より電流測定用抵抗の定格電力が満たすべき条件は次式で表される．

$$P_r > 9R_s \quad (2.5)$$

また，電流を細かく計測するためには，抵抗値を小さくする必要があるので，上式の条件の範囲内で実現可能な範囲で出来る限り小さな抵抗値として 0.1[Ω] を選択した．このとき，消費電力の最大値は式 (2.2) に電流の最大値 3.0[A] と抵抗値が 0.1[Ω] を代入して，

$$\begin{aligned} P_{max} &= 3.0^2 * 0.1 \\ &= 0.9 \end{aligned} \quad (2.6)$$

となり，0.9[W] となる．本回路ではこの電流測定用抵抗の定格電力の安全率を 3 とするために定格電力が 3[W] の抵抗を用いた．また，回路の安価，小型化のために比較的安価で定格電力が大きく，小型で小さい抵抗値が実現できる金属皮膜抵抗を電流測定用抵抗として使用した．この抵抗器では，市販で定格電力が 3[W] のもので，最も小さい抵抗値が 0.22[Ω] だったため，この抵抗を二つ並列し，0.1[Ω] に近い抵抗値を実現している．

以上のような方法で電流測定用抵抗を選定した．

この電流測定用抵抗に加わる電圧と，モータの両端子に加わる電圧はそれぞれ OP アンプを用いた回路によってマイクロコントローラへフィードバックされている．この OP アンプの回路については次節で述べる．

2.4 フィードバック部

フィードバック部の回路図を図 2.5 示す。本デジタルサーボコントローラでは、演算部は 3.3[V] 駆動、パワーアンプ部は 24[V] 駆動と両者の間で電圧レベルが異なるため、端子間電圧と電機子電流のフィードバックのためにそれぞれ異なったインターフェイス回路を用いている。

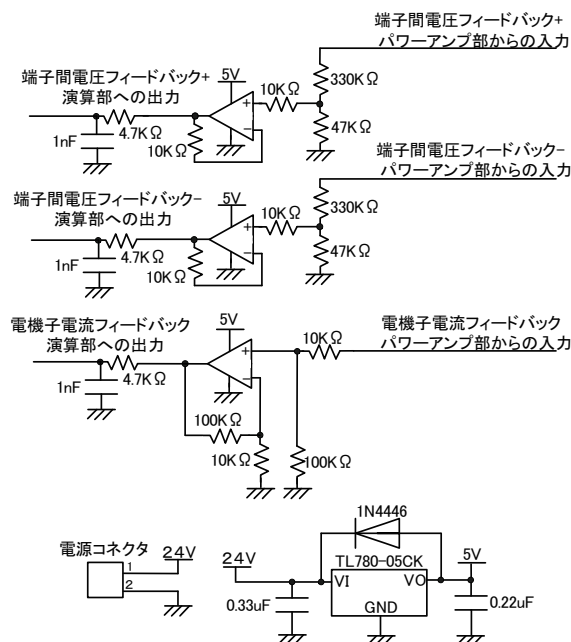


図 2.5: フィードバック部の回路図

まず、端子間電圧のフィードバック部では、抵抗による分圧を行い、演算部への入力の最大値が 3.3[V] を超えないようにし、さらに増幅率が 1 倍の非反転増幅回路を用いて演算部へ伝達している。

次に電機子電流の場合は、スイッチング回路の電流を計測するため、グラウンドの値が変動することが予想されるので、差動増幅回路を用いて、グラウンド配線とモータドライバ IC の GND 端子を接続し、抵抗両端の電圧差を測定するようにしている。差動増幅回路の増幅率については、演算部であるマイクロコントローラの A/D 変換部の入力電圧の範囲が 0[V] から 3.3[V] であるので、電流計測の分解能を最大にするために、全ての電流値に対する演算部への出力電圧が 0[V] から 3.3[V] の範囲に収まるよう、以下のように調整した。

前節で述べたように、電流測定用抵抗を流れる電流の最大値は 3[A] であり、電流測定用抵抗の抵抗値は 0.1[Ω] であるので、電流測定用抵抗に加わる電圧の最大値は 0.33[V] である。この値が差動増幅回路への入力電圧の最大値となるので、このときの出力が A/D 変換部の入力の最大値である 3.3[V] となるように増幅率を 10 倍とした。また、信号に含まれる高周波ノイズを除去するために、フィードバック信号は全てローパスフィルタを通してマイクロコントローラへと伝えている。このローパスフィルタの時定数はフィードバックする信号間で位相差が生じないように、全て同じ値にしている。

このフィードバック回路部は、演算部の電源とは異なる、5[V] の電源によって駆動されている。これは OP アンプの特性により、出力電圧の最大値が電源電圧より 0.8[V] 程度低くなるという問題があったため、電源電圧を 5[V] にすることで、0[V] から 3.3[V] の範囲で出力ができるように対策したためである。この電源電圧は、モータの駆動用の 24[V] 電源からレギュレータ IC によって、回路内で作り出している。

2.5 速度及び PWM 比演算部

速度及び PWM 比演算部の回路図を図 2.6 に示す。本回路ではこの演算部に Microchip 社のマイクロコントローラ、dsPIC33F128MC802 を使用している。このマイクロコントローラ内で、前述のフィードバック部から伝達されたモータの端子間電圧信号、電機子電流信号を A/D 変換し、その値から電子ガバナ方式の回転速度推定演算を行う。そして回転速度の推定値をフィードバック入力とした PI 制御の演算を行い、PI 制御機の出力に合った PWM 信号の duty 比を計算する。マイクロコントローラのコンフィグレーション及びプログラミングは MATLAB と、Lubin Kerhuel 氏が作成した MATLAB 上で dsPIC のプログラミングを行うための支援ツール、Matlab-Simulink device driver Blockset for dsPIC / PIC24 / PIC32 Microcontrollers[6] を用いて行う。

このマイクロコントローラは 3.3[V] 駆動であり、その電源電圧はフィードバック回路と同様に、24[V] 電源からレギュレータによって回路内で生成している。また、制御の目標値の入力は RS232 通信によって行うため、回路上に ANALOG DEVICES 社の RS232 通信用ドライバ/レシーバ IC である ADM232A を実装している。この IC によって TTL レベルの信号を RS232 通信用の $\pm 12[V]$ の信号に変換し通信を行う。この IC は 5[V] 駆動であり、その電源はフィードバック部の電源から供給している。

図 2.6 中の ICSP コネクタは、MCU へのプログラムのダウンロードをするために専用のツールと接続するためのものである。

次にこの部分で行う電子ガバナ方式の回転速度推定演算について説明する。モータの等価回路を図 2.7 に、実際にデジタルサーボ内で行う制御のブロック線図を図 2.8 にそれぞれ示す。図 2.7 の等価回路では、モータのインダクタンスを考慮していないが、これは、モータのインダクタンスを計測することが困難であり、実際の速度推定計算の中でインダクタンスを補償するのが難しいためである。図 2.7 において、キルヒホッフの電圧則より、次式が成り立つ。

$$E_b = R_a I_a + K_e \omega \quad (2.7)$$

ここでモータ端子間電圧 E_b 、モータ電機子電流 I_a 、モータ内部抵抗 R_a の三つが既知の場合、式 (2.7) をモータ出力軸の回転速度 ω についてとくことにより、次式のようにな ω を求める。

$$\omega = \frac{E_b - R_a I_a}{K_e} \quad (2.8)$$

この計算はマイクロコントローラ内で、図 2.8 に示すような形で行われている。図 2.8 からわかるように速度推定値はノイズを除去するためにローパスフィルタを通して

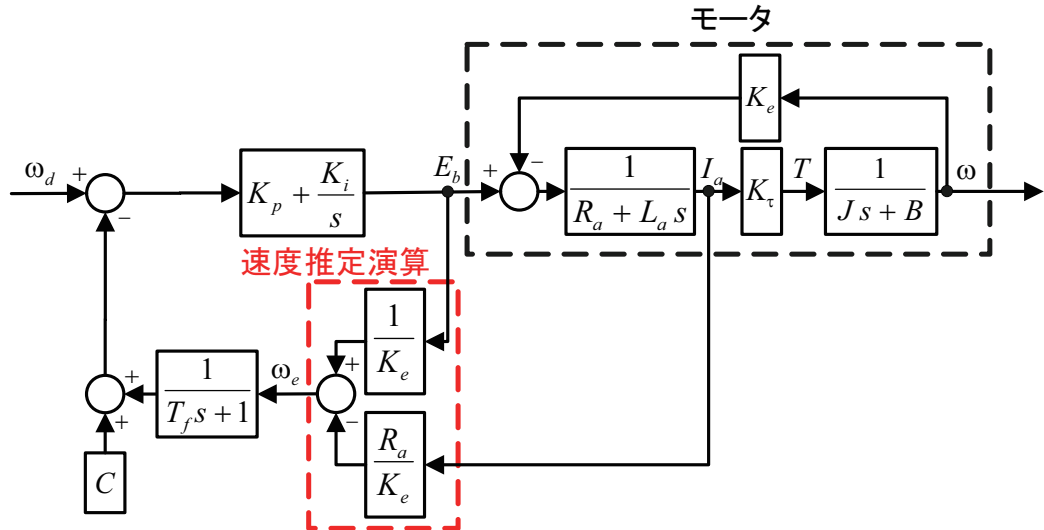


図 2.8: ブロック線図

2.6 インターフェイス

本研究ではPC-マイクロコントローラのRS232通信用インターフェイスとして次の二つのソフトウェアを使用する。

まず速度推定値の取得のためにMATLAB上でRS232通信によりマイクロコントローラから取得したデータを処理するためのソフトウェア，Interface Tx-Matlab[6]を使用する．使用するソフトウェアを図 2.9 に示す．このソフトウェアはマイクロコントローラからPCにRS232通信によって送られてくるデータを時系列データとして処理し，リアルタイムでグラフに表示するものである．このソフトウェアを用いて，速度推定値と回転速度の実測値を比較し，速度推定補償定数を決定する実験を行った．



図 2.9: Interface Tx-Matlab

次に，PCからマイクロマイクロコントローラへ速度目標値を送信するために，フリーのRS232通信用ソフトウェアであるComToolを使用する．使用するソフトウェアを図 2.10 に示す．

目標値の指定の方法は以下のとおりである．マイクロコントローラ内のプログラムで速度目標値の500[rad/s]から-500[rad/s]を100分割しておき，ComToolを用いてPCからマイクロコントローラへ0から100までの数値を16進数で送信しする．

そして、マイクロコントローラ側で 100 分割された値の中から、PC からの入力値に対応した速度目標値を設定する。

この様な方法で ComTool を用いて速度目標値を指定し、速度制御検証実験を行った。



図 2.10: ComTool

2.7 まとめ

本章では開発したデジタルサーボ回路の構成と、各部分の詳細について説明し、マイクロコントローラ内で行う速度推定演算方法について示した。

3 章ではここで述べた速度推定演算で用いるモータの内部抵抗を測定するために実験装置を構築し、測定実験を行う。

また、4 章ではここで述べたデジタルサーボ回路を用いてモータの回転速度制御を行い、その有用性を検証する実験を行う。

第 3 章 モータ内部抵抗測定実験

3.1 はじめに

本章では、速度推定演算に用いるモータの内部抵抗を計測する実験について示す。まずモータの内部抵抗を測定するために開発した実験装置についてその構成を示す。次に内部抵抗の測定方法を示した上で測定結果結果とその考察を示す。

以下に 2 章で定義した記号に加えて、本章で新たに使用する記号の一覧を示す。注釈がない限り、他の章で同じ記号を使用する場合も、ここに示したものと同一定義であるとする。

- R_m [Ω] :計測実験用の電流検出用抵抗
- E_m [V] :計測実験時のモータの電源電圧
- E_I [V] :電流検出用抵抗に加わる電圧

3.2 実験装置の開発

本研究では、文献 [7] を参考に本章で行うモータの内部抵抗計測と次章で行うモータの速度制御検証実験の二つの実験に利用可能な実験装置を開発した。本研究で開発した実験装置を図 3.1 に、この実験装置の構造図を図 3.2 にそれぞれ示す。また、本実験装置で使用するモータの仕様を表 3.1 に、ロータリーエンコーダの仕様を表 3.2 にそれぞれ示す。表 3.1 及び表 3.2 と以下の本論文において、式番号以外の括弧囲みの数字は図 3.2 中の部品番号を示すものとする。

本実験装置は図 3.2 に示すように、ベースとなる (1) の角アルミフレーム、(10) と (14) の二つのモータと (6) のロータリーエンコーダ、さらにそれらをベースに固定するための (4) と (5) の固定具、そして各モータとロータリーエンコーダを接続する (9) と (12) のカップリングと (8) 及び (11) のシャフトで構成されている。

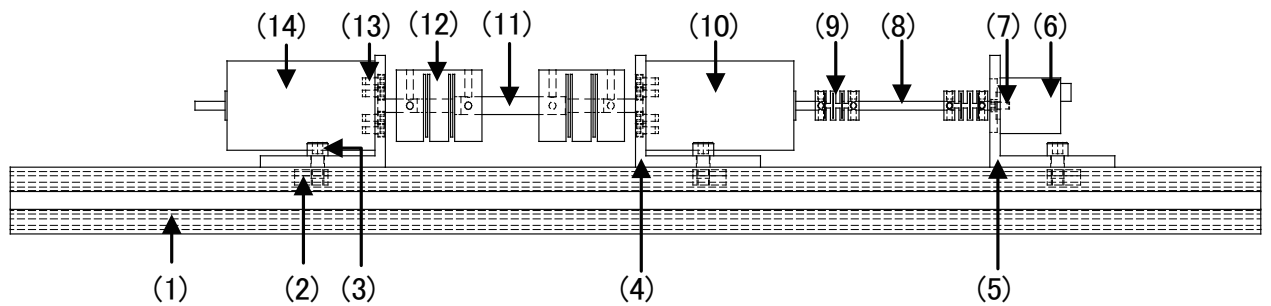
(4) 及び (5) の固定具の (1) の角アルミフレームへの固定は (1) の溝に埋め込まれた (2) の先入ればねナットと部品番号 (3) のボルトによって行われる。また、(3) を緩め、(2) を (1) の溝の中を移動させることによって、固定具を移動させ、位置決めを行うことができる。

(10) の駆動用モータは本実験において内部抵抗を測定するモータである。

一方、(14) の負荷用モータは次章の速度制御検証実験においてモータ出力軸に負荷トルクを加えるために用いる。負荷トルクの発生方法については次章で述べる。これら二つのモータの出力軸及び、モータとロータリーエンコーダの接続にはカップリングを用いている。これは、二つのモータの軸を接続する際に、両軸の中心を



図 3.1: 速度制御検証用実験装置



番号	部品名	番号	部品名
(1)	角アルミフレーム	(6)	ロータリーエンコーダ
(2)	アルミフレーム用先入ればねナット	(8)・(11)	シャフト
(3)・(7)・(13)	六角ボルト	(9)・(12)	カップリング
(4)	モータ固定具	(10)	駆動用モータ
(5)	ロータリーエンコーダ固定具	(14)	負荷用モータ

図 3.2: 速度制御検証用実験装置の構造図

表 3.1: モータの仕様

部品番号	(10)・(14)
製造元	maxson
型番	RE40
公称電圧	24.0[V]
無負荷回転数	7580[rpm]
無負荷電流	137[mA]
最大連続トルク時回転数	6930[rpm]
最大連続トルク	170[mNm]
最大連続電流	5.77[A]
停動トルク	2280[mNm]
起動電流	75.7[A]
最大効率	91[%]
端子間抵抗	0.317[Ω]
回転数定数	317[rpm/V]

表 3.2: ロータリーエンコーダの仕様

部品番号	(6)
製造元	オムロン
分類	インクリメンタル型
分解能 (1 回転)	360[P/R]
出力相	A・B・Z
許容最高回転数	5000[r/min]

一致させることが困難であり、単純な軸やギアを用いて接続した場合、軸中心のずれや摩擦、慣性による負荷のために正確な速度を計測することが出来ないからである。カップリングについては、(12)については、モータのトルクを伝達するために、カップリングの最大許容トルクがモータの停動トルクの約2倍になるよう選定した。また、(9)については、回転を伝達するだけであり、大きなトルクが加わることはないので、(6)のロータリーエンコーダに付属の小型、樹脂製のものを使用した。

3.3 モータ内部抵抗測定方法

前述の実験装置を用いて、モータの内部抵抗を測定する実験を行う。本節ではまず、モータの内部抵抗の測定方法について示した後、それを実現するための実験装置の接続方法と実験条件について示す。

初めにモータの内部抵抗の測定方法について説明する。測定実験中のモータの等価回路を図 3.3 に示す。本実験では以下の手順でモータ内部抵抗 R_a とモータの逆起電力定数 K_e を求める。

まず、等価回路中のモータの電源電圧 E_m 、電流検出用抵抗に加わる電圧 E_I 及びモータの回転角速度 ω を計測する。

次に既知の値である電流検出用抵抗の値 R_m と、測定した E_m 、 E_I の値から次式のようにモータ端子間電圧 E_b と電機子電流 I_a を求める。

$$E_b = E_m - E_I \quad (3.1)$$

$$I_a = \frac{E_I}{R_m} \quad (3.2)$$

続いて E_b , I_a の値と測定した ω の値から 2 章の式 (2.7) を用いて次式で表されるモータ内部抵抗 R_a とモータの逆起電力定数 K_e の方程式をつくる．

$$E_b = R_a I_a + K_e \omega \quad (3.3)$$

さらに測定を繰り返し，データ数を増やすことで，式 (3.3) の方程式の数を増やし，次式のような過拘束な連立方程式を作る．ここで次式において $\mathbf{E}_b$, $\mathbf{I}_a$, $\boldsymbol{\omega}$ は列ベクトルであり，各ベクトルの要素の数は行った測定の回数と同じである．

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_a & \boldsymbol{\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_a \\ K_e \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

最後にこれを解くことで，最終的に R_a と逆起電力定数 K_e を求める．解き方は以下のとおりである．

まず初めに，式 (3.4) の各行列を次のようにおく．

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_b \end{bmatrix} = \mathbf{b} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_a & \boldsymbol{\omega} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} R_a \\ K_e \end{bmatrix} = \mathbf{X} \quad (3.7)$$

$$(3.8)$$

すると，式 (3.4) は次式のように表せる．

$$\mathbf{b} = \mathbf{A}\mathbf{X} \quad (3.9)$$

次に式 (3.9) の両辺左側から $\mathbf{A}$ の転置行列を掛けて，

$$\mathbf{A}^T \mathbf{b} = \mathbf{A}^T \mathbf{A} \mathbf{X} \quad (3.10)$$

さらに式 (3.10) の両辺左側から $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$ の逆行列を掛けることで，次式のようにして $\mathbf{X}$ を求める．

$$\mathbf{X} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b} \quad (3.11)$$

以上の方法で，モータの端子間電圧 E_b ，電機子電流 I_a ，回転速度 ω からモータの内部抵抗 R_a と逆起電力定数 K_e を求める．

続いて，モータの電源電圧，電流検出用抵抗に加わる電圧，モータの回転角速度を測定するための実験装置の接続方法について示す．本実験の実験装置の接続図を図 3.4 に示す，前述のように，本実験では (14) の負荷用モータを使用しないため，(12) のカップリングと (11) のシャフトは取り外している．また，モータの電源電圧，

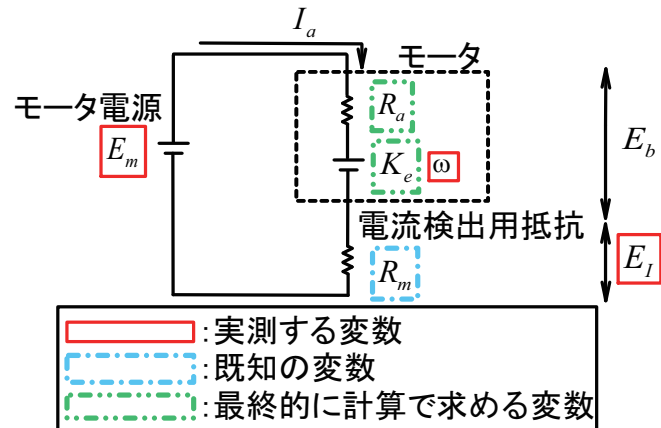


図 3.3: 測定実験中のモータの等価回路

電流検出用抵抗に加わる電圧の測定は A/D 変換ボードを用いて、モータの回転角速度の測定はロータリーエンコーダとカウンタボードを用いて行う。この A/D 変換ボード、カウンタボードから出力されるデータを MATLAB の xPC Target[8] と、図 C.1 に示すモデルを使って処理し、測定結果とした。前節で述べた計算については、xPC Target によって取得したデータから C 言語プログラムによる数値計算によって行った。本実験で使用する A/D 変換ボードの仕様を表 3.3 に、カウンタボードの仕様を表 3.4 に、本実験で使用する電源について表 3.5 にそれぞれ示す。

表 3.3: A/D 変換ボードの仕様

入力方式	シングルエンド入力
入力チャンネル数	16[ch]
入力レンジ	0-5[V]
最大入力電圧	± 15 [V]
分解能	12[bit]
変換速度	100[Ksps/ch]

表 3.4: カウンタボードの仕様

分解能	32[bit]
最大入力パルス幅	25[ns]
論理レベル	TTL
最大入力範囲	-0.3 - 0.5[V]

表 3.5: 実験に用いる電源

実験機器名	型番	社名
モータ用電源	PDS36-20	株式会社テクシオ
信号用電源	PW18-1.8AQ	株式会社テクシオ

図 3.4 に示すように、本実験ではモータの配線の内、モータ配線 1 は電源に、モータ配線 2 は $0.1[\Omega]$ の抵抗を介して GND に接続される。この抵抗が電流検出用抵抗であり、この抵抗を用いてモータに流れる電流を計測する。また、モータの配線には

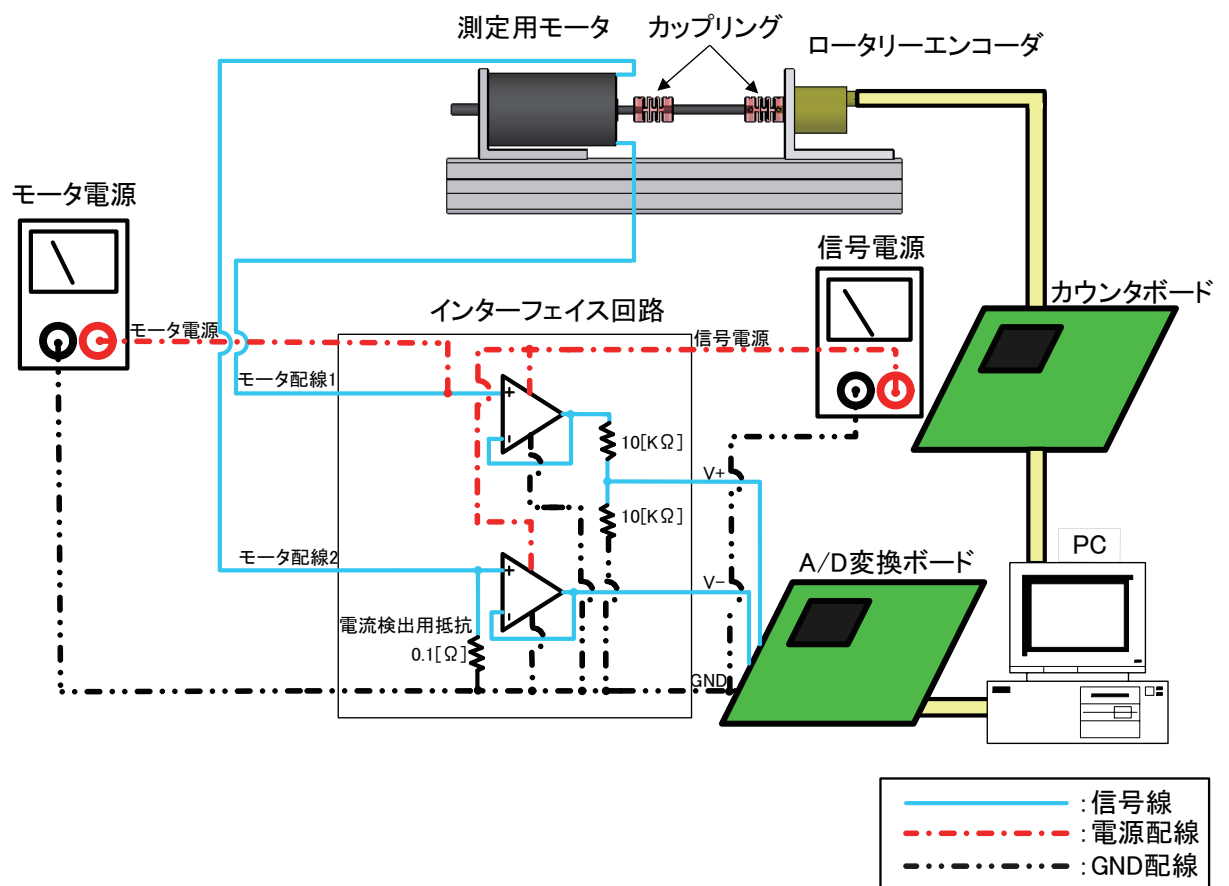


図 3.4: 実験装置の接続図

それぞれ OP アンプが接続されており，ボルテージフォロワによって A/D 変換ボードへ電圧が伝達されている．ただし，電圧信号が A/D 変換ボードの入力上限を超えないようにするために，モータ配線 1 に関しては，ボルテージフォロワの出力を分圧している．この分圧の割合は，A/D 変換ボードの入力上限が 15[V] であり，モータの定格電圧が 24[V] であったことから，定格電圧を加えた場合でも入力電圧が 15[V] 以下になるよう 1/2 に設定している．

これら 2 つの OP アンプと分圧抵抗，電流計測用抵抗は図 3.4 中のインターフェイス回路上に集約されている．このインターフェイス回路は，モータの電源の他に OP アンプの電源である図 3.4 中の信号電源を接続する．

表 3.6 に実験を行ったときの信号電源の出力電圧，電流，モータ電源の電圧，A/D 変換ボード，カウンタボードのサンプリングタイム等の実験条件を示す．この条件に基づき，モータ電源の電圧を変化させながら，各電圧で 30[s] の間モータを回転させ，計測を行った．

表 3.6: モータ内部抵抗測定実験の実験条件

項目	設定
信号電源	出力電圧 17[V] 出力電流 300[mA]
モータ電源	6.4～7.2[V] の間と 8.8～10.0[V] の間は 0.2[V] ずつ， 7.6～8.6[V] まで 0.1[V] ずつ変化
A/D 変換及びカウンタボードの サンプリングタイム	0.001[s]

3.4 実験結果

前節で述べた方法でモータの端子間電圧，電機子電流，回転速度の値を測定した．0.001[s] のサンプリングタイムで 30[s] の間測定を行ったので，一つの電圧条件について各測定結果は 30000 個の時系列データになっている．このデータの中で，初めの 5[s] のデータは図 C.1 に示す MATLAB のモデルに取り付けたデジタルフィルタの影響により，過渡応答を示し，時間ごとに値が変化していたが，5[s] 以降のデータは一定値を示してい．そのため，初めの 5[s] を除く 25[s] 間のデータ 25000 個について，その平均を取り，各モータ電源電圧条件での測定値とした．測定したモータ端子間電圧，電機子電流，回転速度の値を表 3.7 に示す．

また表 3.7 の値から，式 (3.4) の方程式を作り，作った方程式を式 (3.11) を用いて解くことで求めたモータの内部抵抗 R_a と逆起電力定数 K_e はそれぞれ以下のとお

表 3.7: モータ端子間電圧, 電機子電流, 回転速度の測定結果

モータ電源電圧 [V]	モータ端子間電圧 [V]	電機子電流 [A]	回転速度 [rad/s]
6.4	6.213462	0.134765	200.4217
6.6	6.411417	0.13939	205.1212
6.8	6.610432	0.133502	212.0176
7.0	6.810713	0.137677	218.6124
7.2	7.007522	0.137665	224.3961
7.6	7.404639	0.143663	237.9167
7.7	7.494384	0.13855	241.7197
7.8	7.602203	0.144816	244.9183
7.9	7.696025	0.132695	247.0484
8.0	7.803486	0.137989	252.0712
8.1	7.89216	0.129538	252.8826
8.2	8.000352	0.143457	256.93
8.3	8.0936	0.13949	261.3137
8.4	8.19968	0.141919	263.8939
8.5	8.287957	0.142557	265.9409
8.6	8.394738	0.143957	269.5616
8.8	8.584756	0.144553	278.7573
9.0	8.795971	0.14453	285.1308
9.2	8.99436	0.143421	291.0094
9.4	9.172227	0.143677	294.6689
9.6	9.391131	0.145653	305.7395
9.8	9.588411	0.140172	309.909
10.0	9.785141	0.145675	317.2856

りである.

$$R_a = 1.502022 \quad (3.12)$$

$$K_e = 0.030212 \quad (3.13)$$

3.5 考察

本実験で求めた内部抵抗 R_a と逆起電力定数 K_e がモータのデータシートに記載されている両者の値に対して、速度推定演算に有用であるかを考察する.

まず本実験で求めた内部抵抗 R_a と逆起電力定数 K_e を式 (2.8) に代入することで、次式に示す速度推定のモデル式を作る.

$$\omega = \frac{E_b - 1.502022 \times I_a}{0.030212} \quad (3.14)$$

同様にモータのデータシートの電機子抵抗値と逆起電力定数の値を用いて次式に示すモデル式を立てる. 但し、モータのデータシートに記載されている電機子抵抗の値は表 3.7 より $0.317[\Omega]$ である. また、逆起電力定数の値は表 3.7 中の回転数定数の単位を変換することで求め、 $0.030124[\text{V s/rad}]$ である.

$$\omega = \frac{E_b - 0.317 \times I_a}{0.030124} \quad (3.15)$$

次に上の 2 式それぞれにモータ端子間電圧 E_b と電機子電流 I_a の値を代入し、各電圧、電流量での回転速度を計算したものと、各測定値との比較を行い、本実験の測定で得た抵抗値と逆起電力定数の値がどの程度速度推定演算に有用であるかを考察する. この比較はグラフを用いて行う. 各測定値と、式 (3.14) と式 (3.15) の両式のグラフを図 3.5 に示す. また、このグラフを側面から見た図を図 3.6 に示す.

図 3.6 からわかる様に、ほぼ全ての測定値が式 (3.14) の平面上に乗っており、測定値の近似平面になっているのが分かる. また、(3.15) のグラフは測定値から大きく外れている. このことから、データシートに記載されている抵抗値、モータ定数から計算した回転速度に比べて、本章で測定によって求めた内部抵抗値、モータ定数から計算した回転速度の方が正確であると考えられる. よって本実験で求めた内部抵抗とモータ定数はデータシートの値に比べて速度推定に有用であると考えられる.

3.6 まとめ

本章では、モータの内部抵抗を計測する方法について示し、測定を行った. 次章では本章で測定した値を用いて、製作したデジタルサーボ回路による電子ガバナ方式のモータの回転速度制御を行い、その有用性を検証する実験を行う.

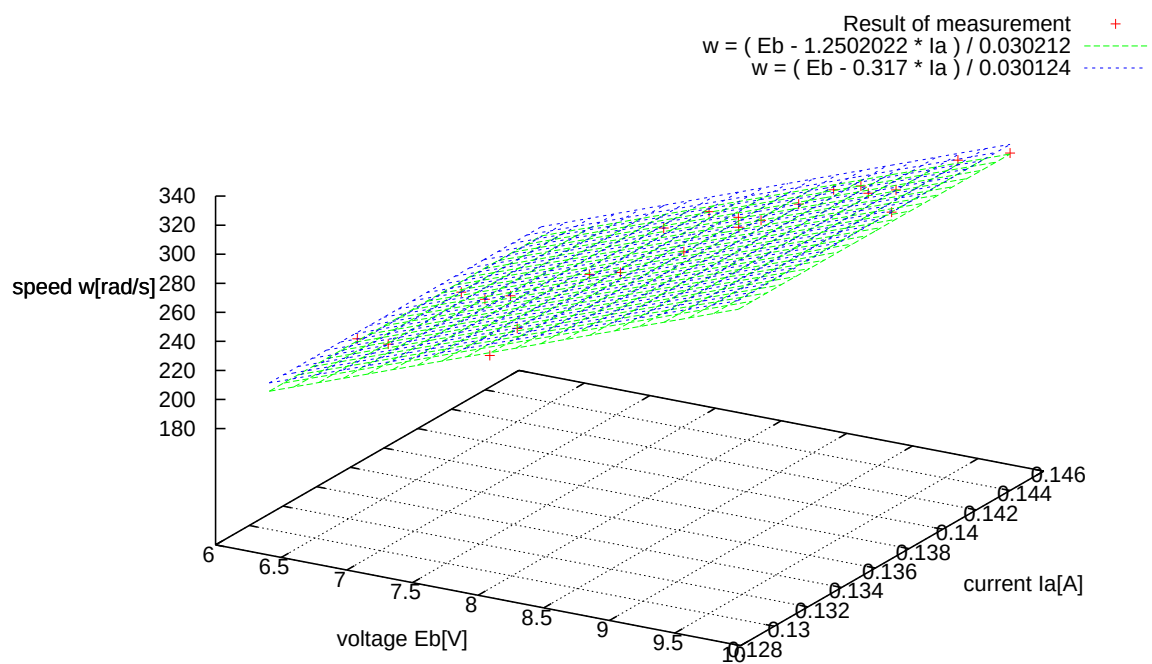


図 3.5: 各測定値と実測から求めたモデル式のグラフ

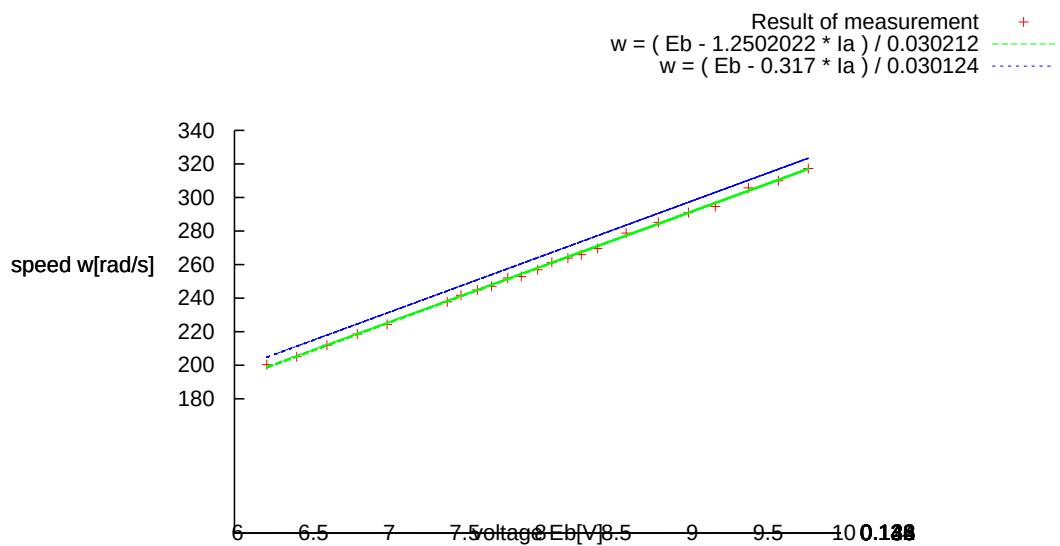


図 3.6: 各測定値と実測力求めたモデル式のグラフの側面図

第 4 章 モータの速度制御検証実験

4.1 はじめに

本章では、開発したデジタルサーボ回路の速度制御の有用性を検証するために行った速度制御検証実験について実験方法を示した上で、その結果と考察を示す。

以下に 2 章で定義した記号に加えて、本章で新たに使用する記号の一覧を示す。注釈がない限り、他の章で同じ記号を使用する場合も、ここに示したものと同一定義であるとする。

- K ($K = K_e = K_\tau$) : モータ定数
- T_{max} [Nms] : 負荷トルクの最大値
- T_{min} [Nms] : 負荷トルクの最小値
- R_d [Ω] : 負荷トルク調節抵抗の値
- R_l [Ω] : 過電流保護抵抗の値

4.2 速度制御検証実験方法

本節ではまず速度制御を行うために必要な速度推定補償定数を決定するために行った実験についてその実験方法と実験条件を示し、その後、速度制御検証実験の実験方法と実験条件について示す。

初めに速度推定演算の補正用パラメータである速度推定補償定数を決定する方法とそのための実験について示す。図 4.1 に実験装置の接続図を示す。本実験では開発したデジタルサーボ回路でモータを駆動し、その回転速度を計測する。そしてマイクロコントローラ内で行っている速度推定演算の結果と回転速度の実測値の差をとり、速度推定補償定数を決定する。

図 4.1 に示すとおり、前章の実験と同様に駆動用モータは無負荷の状態を使用する。このモータに開発したデジタルサーボ回路を接続し、速度推定補償定数を 0、比例ゲインを 1、積分ゲインを 0 とし、速度制御を行う。図 2.8 中の T_f の値は 0.0001 とし、カットオフ周波数が 10[kHz] となるように設定した。この状態で速度目標値を変化させ、各目標値のときの速度推定演算の値と実際の回転速度を比較する。

モータの回転速度の計測は前章の実験と同様にロータリーエンコーダの信号をカウンタボードと xPC Target を用いて処理することで行う。xPC Target のモデルは同研究室 Quan 氏が開発した図 D.1 に示すモデルを用いた。これは前章と異なり、

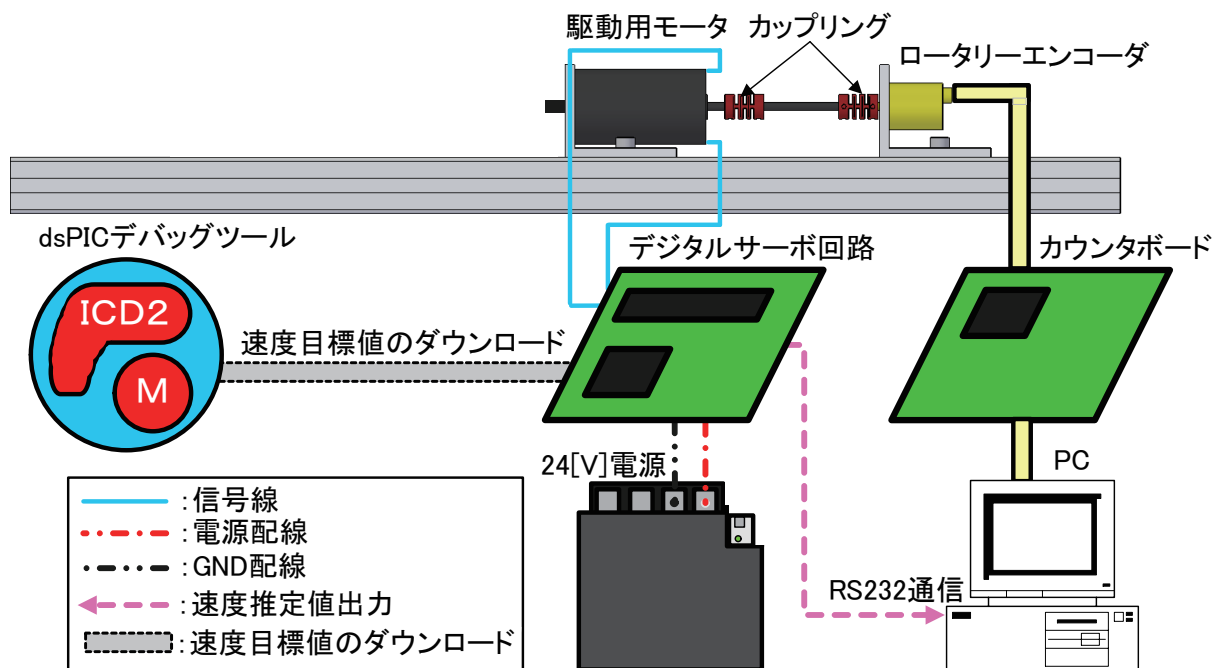


図 4.1: 速度推定補償定数の決定のための実験装置の接続

本実験では回転速度が負になる場合があり、前章で使用した図 C.1 のモデルでは負の速度が計測できなかったためである。

図 4.1 中の 24[V] 電源は本実験においてモータ及びデジタルサーボ回路を駆動するために使用する電源である。この電源の仕様を表 4.1 に示す。

速度推定演算の値は RS232 通信によりマイクロコントローラから PC に出し、PC 側で、2 章で示した Interface Tx-Matlab を用いてデータ処理を行う。また、このインターフェイスは受信専用であり、送信が出来ないため、目標値の設定はマイクロコントローラに直接ダウンロードすることで行う。マイクロコントローラへのプログラムのダウンロードは専用のデバッグツールを用いて行う。

表 4.1: モータ及びデジタルサーボ回路の電源の仕様

製造元	COSEL
型番	PBA100F-24
最大出力電力	108[W]
出力電圧	24[V]
出力電流	4.5[A]

表 4.2 に実験を行ったときのカウンタボードのサンプリングタイム、MATLAB モデルのローパスフィルタの時定数、速度目標値等の条件を示す。

表 4.2 中のローパスフィルタとは図 D.1 のモデル中の速度出力部分に取り付けられている Filter2 ブロックのことを指し、表中の時定数はこのブロック内で設定した値である。また、速度目標値は、速度計測に用いるロータリーエンコーダの許容回

転数の範囲内で設定した．使用するロータリーエンコーダのが 5000[r/min] であり，[rad/s] に換算すると 523.6[rad/s] となるので，この値を超えないようにモータの速度目標値は+500[rad/s] から-500[rad/s] の範囲で変化させる．

このようにして測定を行い，実際の回転速度から速度推定演算の値を引いたものを速度推定補償定数とし，制御の際はこの値を速度推定演算値に加えることで，速度フィードバックの値を補正する．

表 4.2: 速度推定補償定数決定実験の実験条件

項目	設定
カウンタボードの サンプリングタイム	0.001[s]
MATLAB モデルの ローパスフィルタの時定数	0.05[s]
速度目標値	500[rad/s] ～ -500[rad/s] まで， 100[rad/s] ずつ変化

次に速度制御検証実験の実験方法と実験条件について説明する．本実験ではまず，前述の実験同様，モータに負荷を加えない状態でデジタルサーボ回路による速度制御を行う．次に実験装置の負荷用モータにより，駆動用モータの回転軸に負荷を加えた状態で速度制御を行い，両者の実験結果を比較することで，開発した回路の速度制御によって負荷が加わった状態でも速度を補償できるかを検証する．

本実験の実験装置の接続図を図 4.2 に示す．図 4.2 中の 24[V] 電源は図 4.1 中のものと同じ電源であり，デジタルサーボ回路とモータの電源として用いる．本実験での回転速度の計測は前述の実験と同様に，ロータリーエンコーダ，カウンタボード，xPC Target，図 D.1 のモデルを用いて行う．

また，本実験では前章と異なり，負荷用モータを使用する実験も行うため，カップリングとシャフトを用いて，負荷用モータと駆動用モータを接続して使用する．このモータで負荷トルクを発生させるために図 4.2 中の負荷回路をモータに取り付ける．この回路では発生する負荷トルクの大きさの調節も行う．

以下の説明では負荷用モータでの負荷の発生方法について示す．負荷用モータと図 4.2 中の負荷回路を接続したときの等価回路を図 4.3 に示す．

図 4.3 に示すようにモータの端子間には抵抗と可変抵抗の直列回路が接続されている．図中の抵抗 R_d はモータに流れる電流を調整するための電流調整抵抗であり，抵抗 R_l は R_d の値が 0[Ω] の場合でも，モータに流れる電流がモータの最大連続電流を超えないようにするための過電流保護抵抗である．この図において，キルヒホッフの電圧側から次式が成り立つ．

$$K_e \omega = (R_a + R_d + R_l) I_a \quad (4.1)$$

上式を変形して，モータが回転した場合にモータの逆起電力によって流れる電流は次式で表される．

$$i_a = \frac{K_e \omega}{R_a + R_d + R_l} \quad (4.2)$$

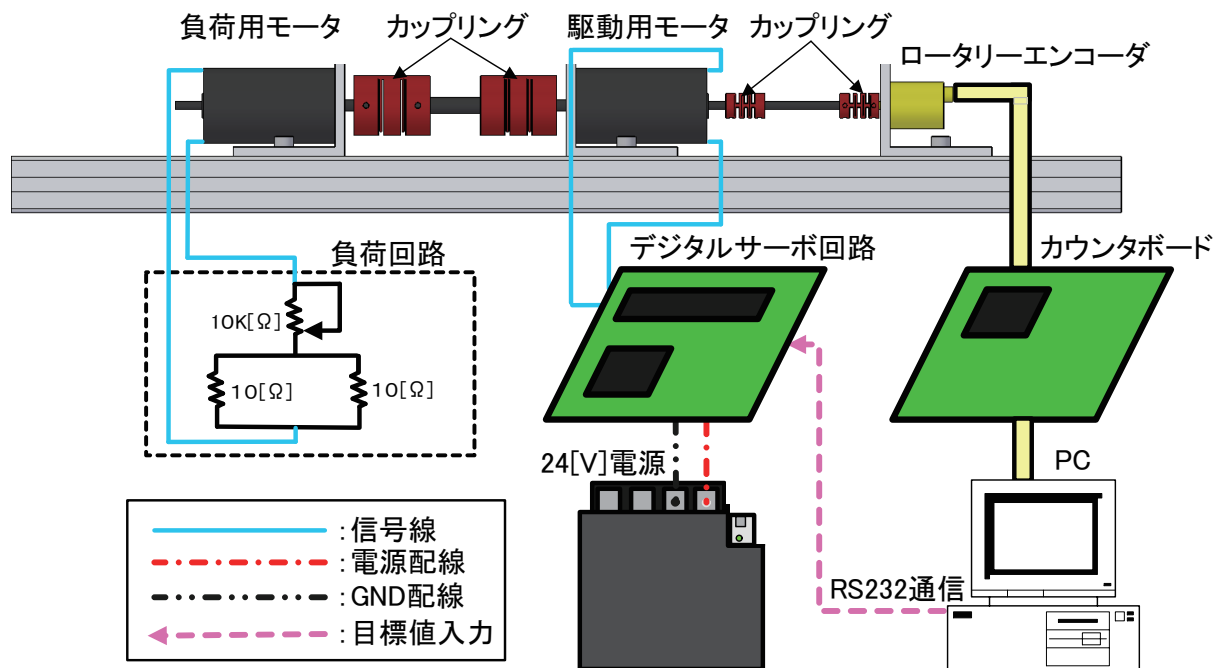


図 4.2: 速度制御検証用実験装置

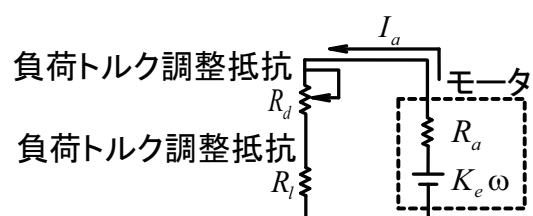


図 4.3: 負荷用モータと負荷回路の等価回路

ここで、モータで発生するトルクと電機子電流との関係から次式が成り立つ。

$$T = K_\tau I_a \quad (4.3)$$

上式に式 (4.2) を代入し、 I_a を消去して、

$$T = \frac{K_\tau K_e \omega}{R_a + R_d + R_l} \quad (4.4)$$

ここで、モータでのトルクの発生は、フレミング左手の法則によるものであり、逆起電力の発生はフレミング右手の法則によるものである。フレミング右手の法則と左手の法則の相対性から次式が成り立つ。[9]

$$K_\tau = K_e = K \quad (4.5)$$

式 (4.4) に式 (4.5) を代入して、

$$T = \frac{K^2 \omega}{R_a + R_d + R_l} \quad (4.6)$$

となる。よって式 (4.6) から、モータの回転速度に比例する負荷トルクが発生することがわかる。また、 R_d の値は $[R_a + R_l]$ に比べて十分大きいので、可変抵抗の値 R_d を変化させることで負荷トルクの大きさを調整することができる。

表 4.3 に実験を行ったときのカウンタボードのサンプリングタイム、MATLAB モデルのローパスフィルタの時定数、速度目標値負荷調整抵抗の値、負荷調整抵抗の値等の条件を示す。前述の実験と同様に表 4.3 中のローパスフィルタとは図 D.1 のモデル中で設定したデジタルフィルタの時定数であり、速度目標値は、使用するロータリーエンコーダの許容回転数の範囲内で設定している。

負荷トルク調整抵抗の値は $5.0060[\text{k}\Omega]$ に設定した。この値と 3 章で求めたモータ定数 K 、内部抵抗の値と、設定した回転速度の最大値、最小値から発生する負荷の最大値 T_{max} と最小値 T_{min} は (4.6) より次式で表される。

$$\begin{aligned} T_{max} &= \frac{0.030212^2 \times 500}{1.502022 + 5006.0 + 5} \\ &= 9.105 \times 10^{-5} \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} T_{min} &= \frac{0.030212^2 \times (-500)}{1.502022 + 5006.0 + 5} \\ &= -9.105 \times 10^{-5} \end{aligned} \quad (4.8)$$

よって、負荷トルク T の値の範囲は次式のようになる。

$$9.105 \times 10^{-5} > T > -9.105 \times 10^{-5} \quad (4.9)$$

このような負荷を加え、実験を行った。

次節に本実験の結果を示す。まず速度推定補償定数を決定するために行った測定の結果とそこから求めた速度推定補償定数を示し、次に速度制御を無負荷で行った場合と、負荷を加えて行った場合のそれぞれの時間ごとの回転速度の変化を示す。

表 4.3: 速度制御検証実験の実験条件

項目	設定
カウンタボードの サンプリングタイム	0.001[s]
MATLAB モデルの ローパスフィルタの時定数	0.05[s]
速度目標値	10[s] おきに 500[rad/s], 300[rad/s], -500[rad/s], 400[rad/s] と変化
負荷トルク調整抵抗	5.0060[k Ω]

4.3 実験結果

初めに速度推定補償定数を決定するために行った実験の結果を示す。速度推定値と速度の実測値との比較を表 4.4 に示す。

表 4.4: 速度推定値と実測値の比較

目標値 [rad/s]	推定値 [rad/s]	実測値 [rad/s]	誤差 [rad/s]	誤差率 [%]
500	433	405	-28	-6.91
400	348	319.2	-28.8	-9.02
300	261	231.2	-29.8	-12.89
200	170	142.6	-27.4	-19.21
100	80	53.5	-26.5	-49.53
0	0	0	0	-
-100	-78	-62.8	15.2	-24.20
-200	-170	-152.6	17.4	-11.40
-300	-261	-241.8	19.2	-7.94
-400	-350	-327.1	22.9	-7.00
-500	-434	-411.2	22.8	-5.54

通常、フィードバック信号の補正を行う場合、フィードバック信号に定数を掛けることで補正を行うが、表 4.4 より、各目標値での速度推定値の実測値に対する誤差率は大きく変化することが分かる。このため、速度推定値に一定の係数を掛けることで補正を行うのは困難である。

しかし、表から分かるように速度推定値と実測値の差は、目標値が正の場合、常に-28[rad/s]程度、目標値が負の場合、常に18[rad/s]程度であり速度目標値に対して大きく変化していない。このことから、本研究では、速度推定補償定数を以下のように決める。

速度目標値が正の場合、速度推定補償定数を-28[rad/s]とし、速度目標値が負の場

合，速度推定補償定数を $18[\text{rad/s}]$ とする。

目標値が正，負のどちらの場合も図 2.8 のブロック線図に示すように，この値を速度推定値に加えることでフィードバック信号の補正を行う．両者の切り替えはマイクロコントローラ内のプログラムにより目標値の正負から条件分岐により行う．

また，速度推定補償定数を前述の値で設定し，デジタルサーボ回路にステップ入力を与え，定常振動が発生せず，定常偏差が $1[\%]$ 未満になるように比例ゲインと積分ゲインを調整した．表 4.5 に速度推定補償定数を含めた制御パラメータの一覧を示す．次の速度制御検証実験はこの表に示すパラメータで行った．

表 4.5: 制御パラメータの一覧

比例ゲイン	1.5
積分ゲイン	40
速度推定補償定数	目標値が正の場合: $-28[\text{rad/s}]$ 目標値が正の場合: $18[\text{rad/s}]$

次に速度制御検証実験の結果を示す．無負荷状態で実験を行った場合の回転速度の変化を図 4.4 に，負荷を加えて実験を行った場合の回転速度の変化を図 4.5 にそれぞれ示す．

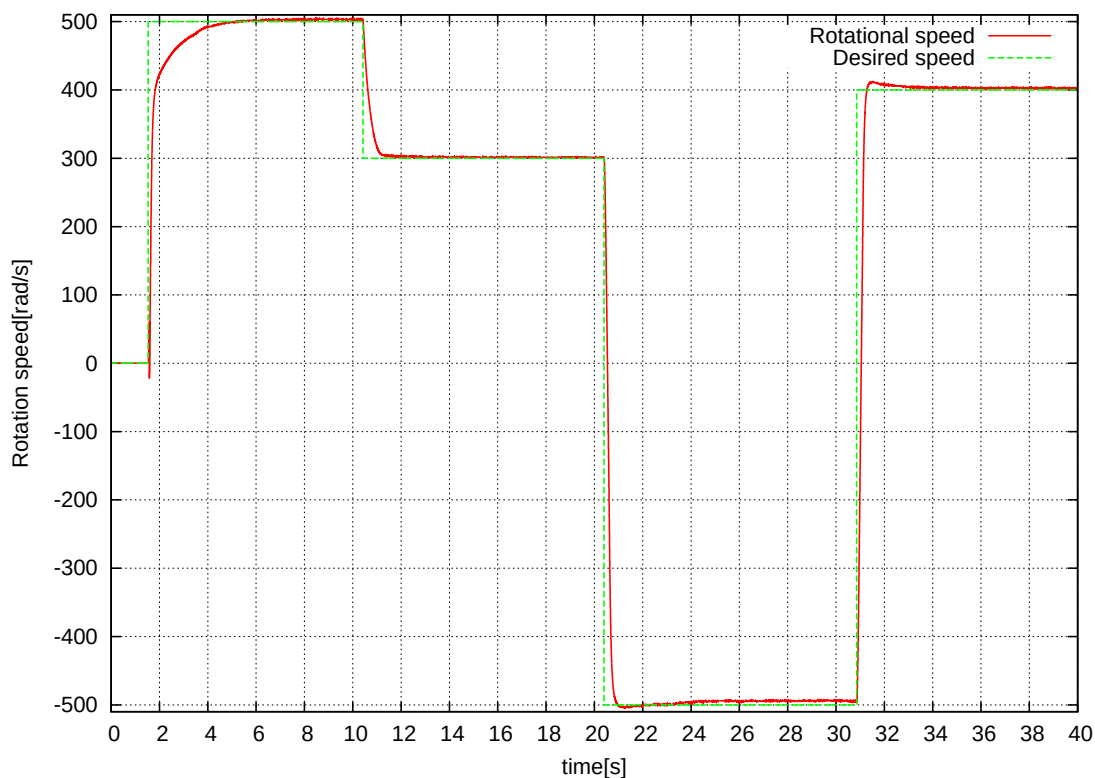


図 4.4: 無負荷の場合の速度変化

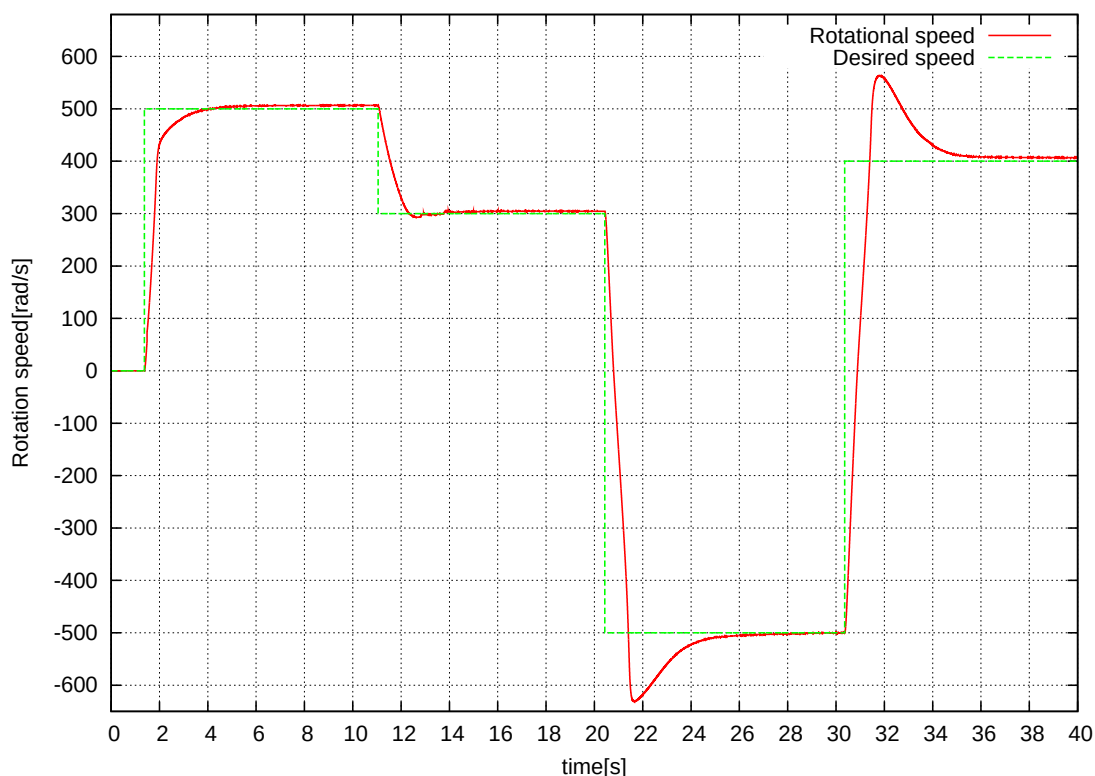


図 4.5: 負荷を加えた場合の速度変化

4.4 考察

図 4.4 と図 4.5 から、無負荷状態でも、負荷が加えられていても応答が速度目標値に追従していることが分かる。このことから本研究で開発したデジタルサーボ回路の速度制御によって負荷を加えた状態でも無負荷の場合と同様に速度を補償できることが示された。

次に図 4.5 において、12[s] 付近と 22[s] 付近と 32[s] 付近において発生しているオーバーシュートについて考察する。このオーバーシュートは 32[s] 付近の速度目標値が $-500[\text{rad/s}]$ から $400[\text{rad/s}]$ に変化したときに最も大きい。そして 22[s] 付近の目標値が $300[\text{rad/s}]$ から $-500[\text{rad/s}]$ に変化したときが次に大きく、12[s] 付近の目標値が $500[\text{rad/s}]$ から $300[\text{rad/s}]$ に変化したときが最も小さい。このことからこのオーバーシュートはカップリングの慣性によって生じる負荷ために発生していると考えられる。慣性による負荷は加速度に比例した値になるため、目標値の変化が多いときほど強い負荷がかかっている。この負荷により速度が上がらないため、積分ゲインの影響で操作量が増大し、オーバーシュートが発生していると考えられる。このことから、オーバーシュートについては制御ゲインを調整することで改善することが出来ると考えられる。

最後に開発したデジタルサーボ回路の速度制御の速応性について考察する。図 4.4 において、初めの目標値を $500[\text{rad/s}]$ に設定している部分を用いて考察を行う。この部分は初期速度 $0[\text{rad/s}]$ の状態で、目標値を $500[\text{rad/s}]$ を入力するステップ入力

である．この入力に対する応答の整定時間から速度制御の速応性について考察する．

応答が目標値の $\pm 2[\%]$ 以内に収束するまでの時間を整定時間とすると，図 4.4 より，無負荷時の整定時間は $2.292[s]$ である．文献 [2] より，現在研究室で使用している TITech Driver の速度制御モードの整定時間は $0.1[s]$ オーダーであるので，それに比べて 1 桁遅いことが分かる．このことから，本研究で開発したデジタルサーボ回路は，定速で使用する用途であれば有用であるが，現状のままではロボットのアクチュエータのような速い速度変化への対応が必要な用途に使用するには速応性に問題があるといえる．

この速応性の問題の原因として，比例ゲインを上げると応答が持続振動になってしまうため，比例ゲインを大きくとれないことが挙げられる．この原因は，フィードバック信号のノイズ除去のために用いているローパスフィルタであると考えられる．本回路では，速度推定演算の結果が高周波で大きく変動していたため，この値を平滑化するために 2 章の図 2.8 に示すような形でフィードバック部にローパスフィルタを設けている．このローパスフィルタはマイクロコントローラ内でカットオフ周波数 $10[kHz]$ の FIR フィルタを用いて実現している．このフィルタによる位相遅れのために比例ゲインを上げると応答が発振すると考えられる．

また，速度推定値が高周波で大きく変動する原因として以下のことが考えられる．2 章で述べたように，本回路ではモータの PWM 制御を図 2.4 中のストップと正転または逆転を交互に切り替える事で行っている．PWM 信号が Low のとき，モータに流れる電流は図 2.4 中のストップの電流経路を流れているため，電流測定用抵抗に電流が流れない．このため，PWM 信号が Low の間は，電流を計測することが出来ず，電流の値が $0[A]$ となるため，オン時とオフ時でモータの内部抵抗での電圧降下分だけ速度推定値に差が生じる．このためフィードバック信号が PWM と同程度の周波数で振動すると考えられる．

この問題を解決する方法として，PWM の方法を変更することが挙げられる．入力する PWM 信号が High のとき正転を，Low のとき逆転を行う，単純固定型アンチ・フェーズ PWM と呼ばれる PWM 制御方式にすれば，PWM 信号の状態に関わらず電流を測定することが出来ると考えられる．単純固定型アンチ・フェーズ PWM での電流経路を図 4.6 に示す．図 4.6 から分かるように，この方式であれば，常に電流が GND に流れ込む．このため，モータドライバ IC と GND の間に挿入した電流計測用抵抗で常に電流を計測することが出来ると考えられるからである．

しかし，本研究で用いたモータドライバ IC，TA8429HQ はドライバ部分がバイポーラトランジスタによって構成されており，上記の方法で高速の PWM を行くと，貫通電流が流れ，IC が異常に発熱する．これを防ぐために，正転モードから逆転モードに切り替える際に， $100[\mu s]$ 以上のデッドタイムを挿入する必要がある．このために単純固定型アンチ・フェーズ PWM を用いた場合，PWM 周波数を $10[kHz]$ 以上に上げることが出来ない．この問題は，モータドライバ IC をドライバ部分が FET によって構成されているものに変更することで解決できると考えられる．

FET はバイポーラトランジスタに比べ，スイッチング速度が 1 桁以上速いため，FET で構成されたモータドライバ IC を使用すれば，挿入すべきデッドタイムが 1 桁以上速くなり，単純固定型アンチ・フェーズ PWM を用いてもモータの制御で広く使用される $15[kHz]$ から $20[kHz]$ の周波数帯域での PWM 制御が可能になると考えられるからである．

以上のことから，モータドライバICをFETで構成されているものに変更し，単純固定型アンチ・フェーズPWMでモータM制御を行えば，速応性に関する問題が解決できると考えられる．

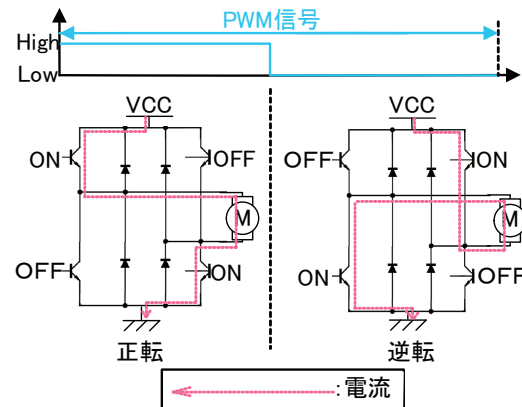


図 4.6: 単純固定型アンチ・フェーズ PWM での電流経路

4.5 まとめ

本章では，開発したデジタルサーボ回路で速度制御の有用性を検証するために3章で製作した速度制御制御用実験装置を用いて検証実験を行った．また，その結果から開発した回路による速度制御が可能であることと速応性に関する問題点について示した．次章では本論文のまとめと実験結果から得られた今後の課題について述べる．

第 5 章 結論と今後の課題

5.1 まとめ

本論文では、初めに現在の研究室内での DC モータ制御回路の問題点と、研究室内でのセンサレス速度制御が可能なデジタルサーボ回路の必要性について示し、それを実現すべくマイクロコントローラ、モータドライバ IC を用いてデジタルサーボ回路を開発した。次に、デジタルでモータの回転速度推定演算を精度よく行うためにモータの内部抵抗の測定が必要であることを示し、モータの内部抵抗を計測する実験装置を開発し、モータの内部抵抗の測定を行った。最後に、測定した抵抗値を用いて、出力軸に負荷を加えた状態で開発したデジタルサーボ回路によるセンサレス速度制御を行い、速度制御が可能であることと、速応性に関する問題点を示した。

5.2 今後の課題

実験により本研究で開発したデジタルサーボ回路を用いることで、センサレスでモータの速度制御を行うことが出来ることを示した。しかし、4 章で考察したように、本回路の速度制御には速応性について問題点があり、実際にロボットに搭載するには改善すべき点がある。

以下に今後の課題を示す。

- 4 章の考察で示した様に、モータドライバ IC を FET で構成されているものに変更し、単純固定型アンチ・フェーズ PWM でモータの制御を行うことが出来るよう回路を変更することで電流の計測に関する問題を解決する。そして、変更した回路で速応性が悪いという問題が解決するか実験によって検証する。
- 本研究ではモータの内部抵抗を事前に計測し、計測結果を用いて速度制御を行ったが、モータの内部抵抗には温度変化特性があるため、長時間モータを回転させた場合にパラメータが大きく変化してしまう恐れがある。そのため、速度制御を実行しながら、電圧、電流フィードバックの情報をを用いて逐次抵抗値を推定していくことが出来るようにする必要がある。
- 本研究ではデジタルサーボ回路への目標値の入力に RS232 通信を用いたが、この通信方式には通信速度が遅いという問題点がある。このため、通信方式を CAN 通信等の高速な通信方式に変更する必要がある。
- 速度制御以外に、モータの電流制御、位置制御を実現し、研究室内の様々な用途に対応出来るようにする。

謝辞

本研究の遂行に当たり、御指導下さった立命館大学理工学部ロボティクス学科馬書根教授に深く感謝の意を表します。また、研究室間合同ゼミにて研究においてご意見、御協力下さいました同研究室前田 浩一教授、同学科、平井 慎一教授、野方 誠准教授、小澤 隆太講師、柴田 瑞穂助教に感謝の意を表します。

同研究室マイコン班として、御指導下さった Quan Qiquan 氏に深く感謝致します。

ゼミ等において熱心な討論を頂いた同研究室院生、井上 拓真氏、及川 和之氏、北畑 昂志氏、古妻 功次氏、作井 孝至氏、上野 拓也氏、篠原 基氏、阿部 弘明氏、屋敷 大和氏、Yan Huang 氏、同研究室ドクター Wu Xiaodong 氏、Sun Yi、同研究室ポストドクター Wang Kundong 氏並びに同研究室 B4 後藤 大介氏、加古川 篤氏、吉田 佑氏、村岡 邦義氏、今西 祐太氏、大石 徹太郎氏に深く感謝の意を表します。

また、実験装置の製作において、金属加工をして下さった、同大学工作センターの杉本 弘之氏に深く感謝の意を表します。

参考文献

- [1] 有限会社 図工 ホームページ
URL : http://www.zuco.jp/pdt/eol_ttc2.html
- [2] 著者:福島 E. 文彦, 妻木俊道, 広瀬茂男 “普及版 DC サーボモータ駆動回路” Titech Robot Driver” の開発”, 第 1 回重点領域研究「知能ロボット」シンポジウム予稿集, pp. 16–20, 1996.
- [3] 著者: 佐藤智紀, 馬書根, 井上康介 “蛇型ロボットの自律分散制御システムの開発”,
- [4] Author(s):Microchip Technology inc. “Brushed DC Motor Fundamentals’
- [5] Author(s):Microchip Technology inc. “Paper Title, ‘Low-Cost Bidirectional Brushed DC Motor Control Using the PIC16F684’
- [6] Lubin Kerhuel Website
URL : http://www.kerhuel.eu/wiki/Simulink_-_Embedded_Target_for_PIC
- [7] 見城尚志, 佐渡友茂, 高橋久, 久保雅俊, 寺内美奈, 高田雅行, 藤田敦: 実験とシミュレーションで学ぶモータ制御. 日刊工業新聞社, 2001.
- [8] 大川 善邦: xPC Target を使ったモデルベース開発 MATLAB によるリアルタイム制御入門. CQ 出版社, 2007.
- [9] 広瀬茂男: 機械工学選書 ロボット工学 -機械システムのベクトル解析-(改訂版) 裳華房, 2008.
- [10] 谷腰欣司: DC モータの制御回路設計 安定に, 正確に, 効率よくまわす技術. CQ 出版, 1985.
- [11] 後閑哲也: 電子制御・信号処理のための dsPIC 活用ガイドブック. 技術評論社, 2006.
- [12] 宮田武雄: 速解電子回路 アナログ回路の基礎と設計. コロナ社, 1991.
- [13] Microchip Technology 社 ホームページ
URL : <http://www.microchip.com/>
- [14] 東芝セミコンダクター社 ホームページ
URL : <http://www.semicon.toshiba.co.jp/>

付録 A 回路図

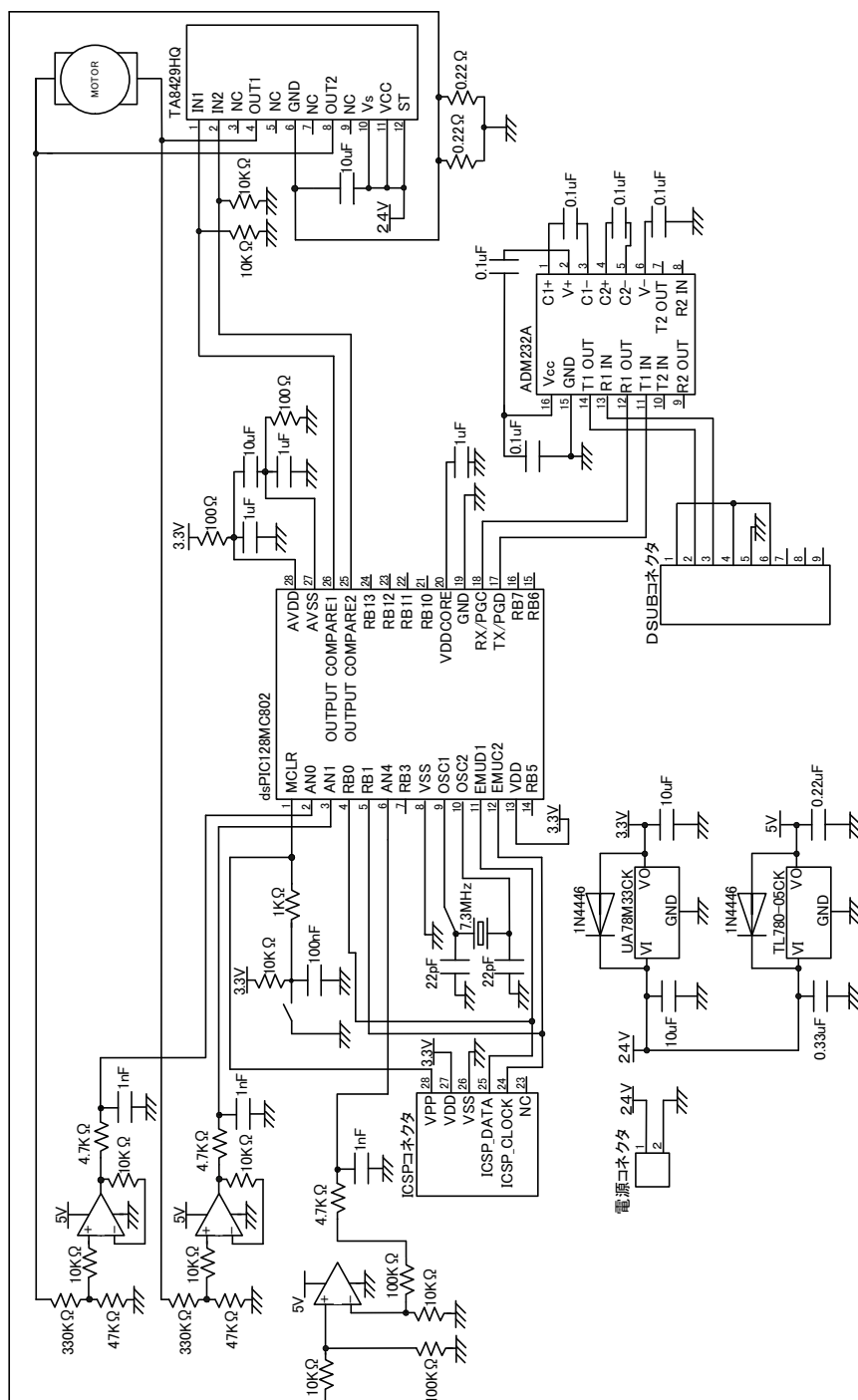


図 A.1: 回路図

付録B dsPICのプログラム用の MATLABモデル

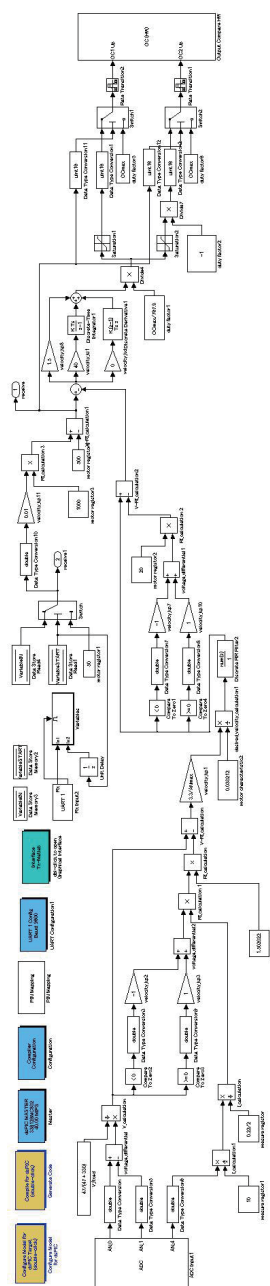


図 B.1: dsPIC のプログラム用の MATLAB モデル

付録C MATLAB xPC Target のモデル1

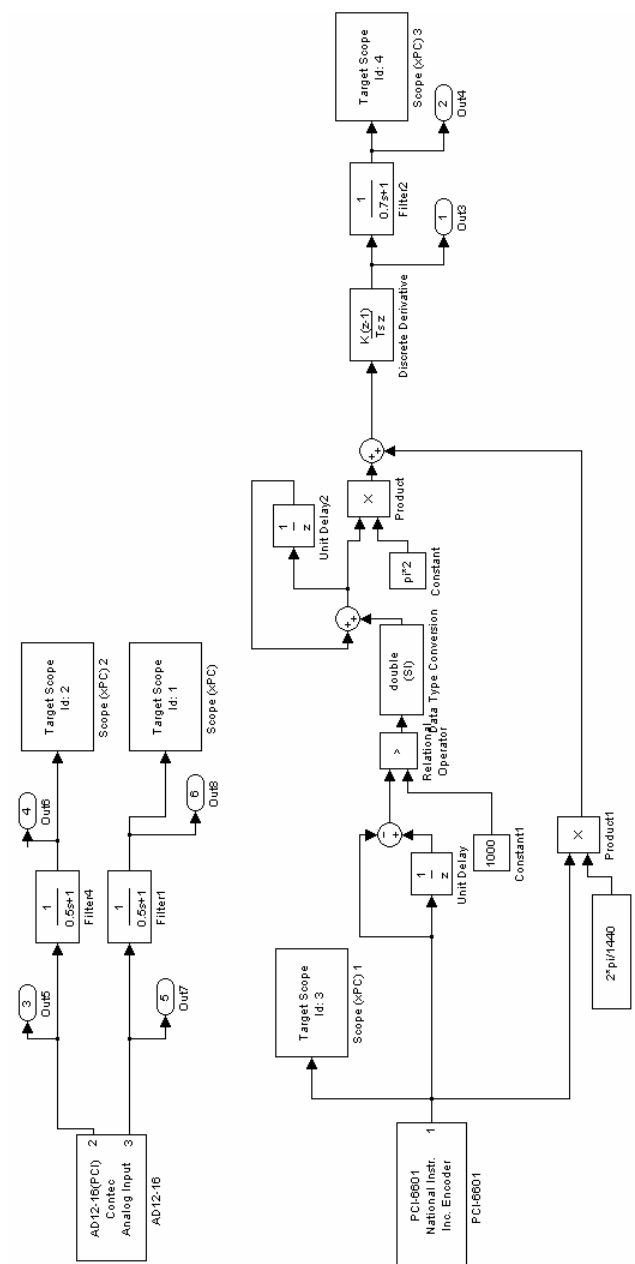


図 C.1: モータ内部抵抗計測に用いた MATLAB xPC Target のモデル

付録D MATLAB xPC Targetのモデル2

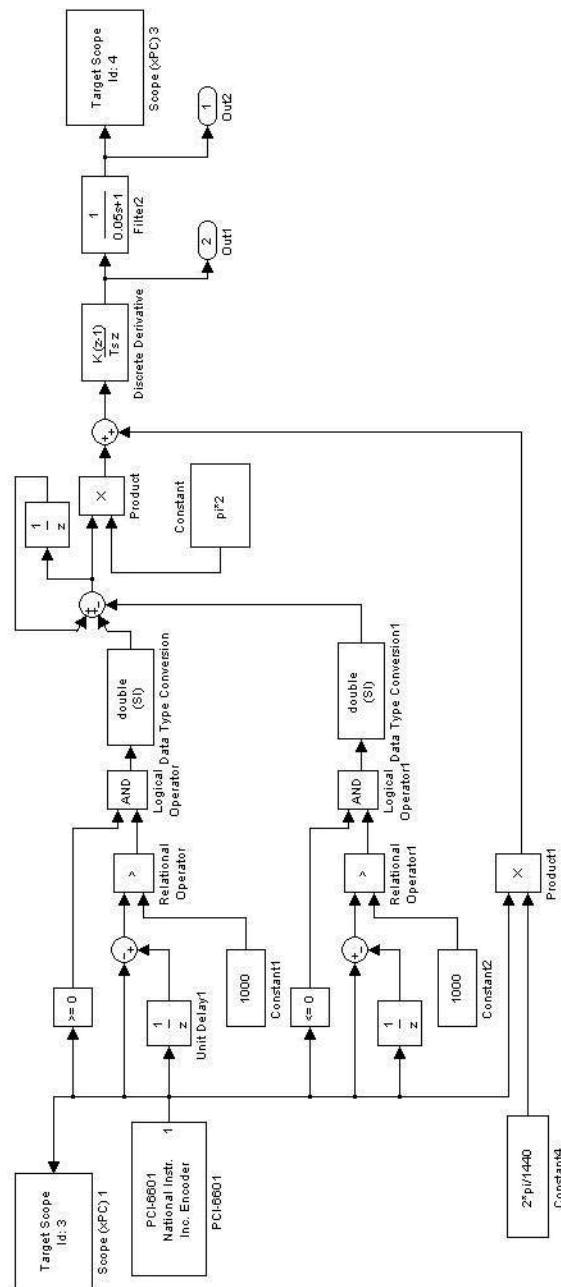


図 D.1: 速度制御検証実験に用いた MATLAB xPC Target のモデル