

## 電圧形PWMインバータ駆動電力変換器・電動機系の制御に関する研究

泉, 勝弘

<https://doi.org/10.11501/3111008>

---

出版情報：九州大学, 1995, 博士（工学）, 論文博士  
バージョン：  
権利関係：

## 第4章 デッドビート制御

本章では、DSPを用いた電流制御系にデッドビート制御を適用する。その際、制御対象の変動やモデル化誤差に強いと考えられる文献(34)のデッドビート制御設計法を使用し、制御演算をすべて積和形式で表現し、PID演算とも瞬時に変更可能なようにゲインテーブルと状態変数をメモリに配置して、高速演算を実現する。さらに、この制御系の根軌跡およびシミュレーションにより、コントローラ設計時に使用したパラメータが制御対象と異なるときの挙動を明らかにし、操作量が飽和した場合のシミュレーションと実験による応答を示し、制御応答をさらに高速化できることを示す。

### 4.1 2自由度デッドビート制御

本節では、文献(34)の設計法を用いて、流れる電流(温度)により抵抗値の変化する電球とリアクトルを直列接続した回路の電流制御系に2自由度デッドビートコントローラを適用する。

#### 4.1.1 制御対象

図2.7に示す電流制御系を図4.1に再掲し、同図に2自由度デッドビートコン

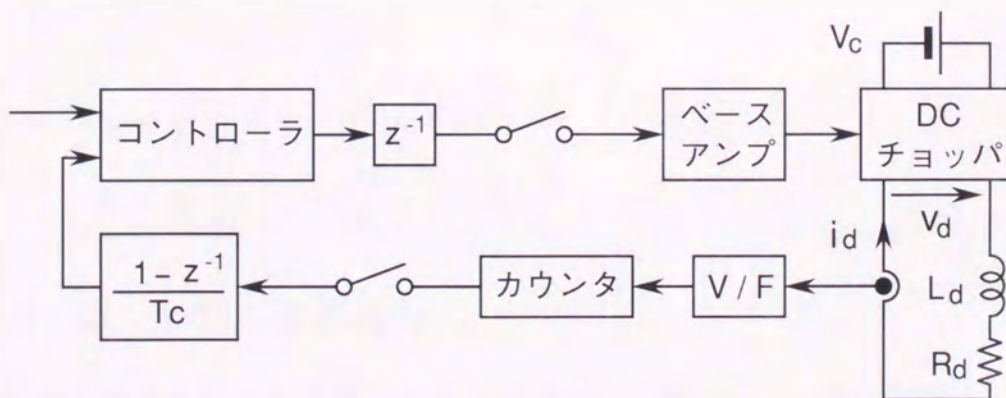


図4.1 電流制御系

トローラを適用する。本制御系は、端子電圧  $V_c$  のコンデンサに4象限チョッパ(単相インバータ)を通して抵抗  $R_d$  とインダクタンス  $L_d$  を接続したものである。負荷の端子電圧  $v_d$  から電流  $i_d$  までの伝達関数は2.1.3節と同様に次式で表現される。

$$I_d(s) = \frac{1}{R_d + L_d s} V_d(s) \quad (4.1)$$

しかし、本章では整数形プロセッサを使用しているため、変数の最大値で正規化することにより3.1.5節と同様に次式の伝達関数で表現する。

$$\begin{aligned} \frac{I_d(s)}{I_m} &= \frac{V_c}{I_m} \cdot \frac{1}{R_d + L_d s} \cdot \frac{V_d(s)}{V_c} \\ &= \frac{1}{R_d \frac{I_m}{V_c} + L_d \frac{I_m}{V_c} s} \cdot \frac{V_d(s)}{V_c} \end{aligned} \quad (4.2)$$

本電流制御システムでは、電流は一旦パルスに変換し、そのカウント値を検出し、その差から電流値を得る。したがって、検出値は平均値となるが、検出遅れが生じる。操作量の1制御周期遅れ、零次ホールド回路、検出による積分、差による微分を考慮したパルス伝達関数は3.1.5節と同様に次式により得られる。

$$\begin{aligned} G(z) &= \frac{1 - z^{-1}}{T_c} \mathcal{Z} \left\{ \frac{1 - \exp(-T_c s)}{s} \frac{1}{R_d \frac{I_m}{V_c} + L_d \frac{I_m}{V_c} s} \right\} z^{-1} \\ &= z^{-2} \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \end{aligned} \quad (4.3)$$

ここで、 $\mathcal{Z}$ :  $z$  変換

$$\begin{aligned} a_1 &= -\exp\left(-\frac{R_d T_c}{L_d}\right) \\ b_0 &= \frac{V_c}{R_d I_m} \left\{ 1 - \frac{L_d}{R_d T_c} (1 + a_1) \right\} \\ b_1 &= \frac{V_c}{R_d I_m} \left\{ a_1 + \frac{L_d}{R_d T_c} (1 + a_1) \right\} \end{aligned}$$

#### 4.1.2 コントローラ的设计

2自由度補償法による有限整定なロバスト・トラッキング系を実現するために、文献(34)の設計法(付録A参照)を使用して、本システムのコントローラを設計する。

図4.2に示す2自由度デッドビート制御系のブロック線図で、制御対象として(4.3)式を、目標値としてステップ関数を用いた場合、制御対象  $G(z)$ 、目標値入力  $R(z)$  の既約分解表現は、4.1.1節より次式のように求まる。

$$D(z) = 1 + a_1 z^{-1} \quad (4.4)$$

$$N(z) = b_0 z^{-2} + b_1 z^{-3} \quad (4.5)$$

$$D_r(z) = 1 - z^{-1} \quad (4.6)$$

$$N_r(z) = 1 \quad (4.7)$$

上式を(A.8), (A.9)式に代入し係数を比較することにより、 $A(z)$ ,  $D(z)$ ,  $F(z)$ ,  $H(z)$  は次式のように与えられる。

$$A(z) = 1 - a_1 z^{-1} - \frac{a_1^2 b_1}{a_1 b_0 - b_1} z^{-2} \quad (4.8)$$

$$B(z) = \frac{a_1^3}{a_1 b_0 - b_1} \quad (4.9)$$

$$F(z) = \frac{1}{b_0 + b_1} \quad (4.10)$$

$$H(z) = 1 + z^{-1} + \frac{b_1}{b_0 + b_1} z^{-2} \quad (4.11)$$

また、むだ時間  $L = 2$  であるから、

$$E(z) = 1 + z^{-1} + \frac{b_1}{b_0 + b_1} z^{-2} \quad (4.12)$$

$$Q(z) = -\frac{a_1^3}{a_1 b_0 - b_1} \left( 1 + z^{-1} + \frac{b_1}{b_0 + b_1} z^{-2} \right) \quad (4.13)$$

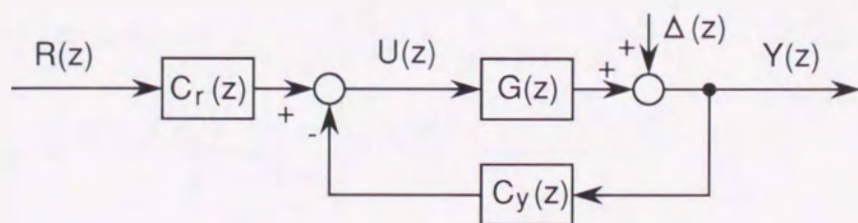


図 4.2 2自由度デッドビート制御系

となる。

制御対象と目標値入力の分母多項式と分子多項式を分解すると

$$N_i(z) = z^{-2} \quad (4.14)$$

$$N_o(z) = b_0 + b_1 z^{-1} \quad (4.15)$$

$$D_i(z) = 1 \quad (4.16)$$

$$D_o(z) = 1 + a_1 z^{-1} \quad (4.17)$$

$$D_{r\bullet}(z) = 1 - z^{-1} \quad (4.18)$$

となるが、 $D_{r\bullet}(z)$  は単位円上に零点を持つため、 $1 - (1 - \varepsilon)z^{-1}$  とし、(A.17) 式より次式を得る。

$$P_\varepsilon(z) = \frac{-(c_1 + c_2) + c_1 c_2 b_0 z^{-2} + c_1 c_2 b_1 z^{-3}}{\{1 - (1 - \varepsilon)z^{-1}\}(1 + a_1 z^{-1})} \quad (4.19)$$

ただし、

$$c_1 = \frac{a_1^3}{a_1 b_0 - b_1}$$

$$c_2 = \frac{1}{b_0 + b_1}$$

これらの式より、次式のコントローラを得る。

$$C_r(z) = \frac{N_{cr}(z)}{D_c(z)} \quad (4.20)$$

$$C_y(z) = \frac{N_{cy}(z)}{D_c(z)} \quad (4.21)$$

$$D_c(z) = \frac{1 - (1 - \varepsilon)z^{-1} - \varepsilon(c_1 + c_2)b_0 z^{-3} - \varepsilon(c_1 + c_2)b_1 z^{-4} + \varepsilon c_1 c_2 b_0^2 z^{-5} + 2\varepsilon c_1 c_2 b_0 b_1 z^{-6} + \varepsilon c_1 c_2 b_1^2 z^{-7}}{\{1 - (1 - \varepsilon)z^{-1}\}(1 + a_1 z^{-1})} \quad (4.22)$$

$$N_{cy}(z) = \frac{\varepsilon(c_1 + c_2)z^{-1} - \varepsilon c_1 c_2 b_0 z^{-3} - \varepsilon c_1 c_2 b_1 z^{-4}}{1 - (1 - \varepsilon)z^{-1}} \quad (4.23)$$

$$N_{cr} = c_2 \quad (4.24)$$

### 4.1.3 DSP 用コントローラ

(4.20), (4.21) 式をそのまま使用したのでは, DSP の特徴である高速積和演算が適用できない。そこで, (4.20), (4.21) 式を次式の積和形に変換する。

$$C_r(z) = \frac{P(z)}{1 - D(z)} \quad (4.25)$$

$$C_y(z) = \frac{-F(z)}{1 - D(z)} \quad (4.26)$$

ここで,

$$D(z) = (1 - \varepsilon)z^{-1} + \varepsilon(c_1 + c_2)b_0 z^{-3} + \varepsilon(c_1 + c_2)b_1 z^{-4} \\ - \varepsilon c_1 c_2 b_0^2 z^{-5} - 2\varepsilon c_1 c_2 b_0 b_1 z^{-6} - \varepsilon c_1 c_2 b_1^2 z^{-7}$$

$$F(z) = -\varepsilon(c_1 + c_2)z^{-1} - \varepsilon(c_1 + c_2)a_1 z^{-2} + \varepsilon c_1 c_2 b_0 z^{-3} \\ + \varepsilon c_1 c_2 (a_1 b_0 + b_1) z^{-4} + \varepsilon c_1 c_2 a_1 b_1 z^{-5}$$

$$P(z) = c_2 + c_2(a_1 + \varepsilon - 1)z^{-1} - c_2 a_1(1 - \varepsilon)z^{-2}$$

DSP 用の 2 自由度制御系の構成を図 4.3 に示す。同図の積分要素  $D(z)$ , フィードフォワード補償要素  $P(z)$ , フィードバック補償要素  $F(z)$  は

$$D(z) = d_1 z^{-1} + \dots + d_7 z^{-7} \quad (4.27)$$

$$F(z) = f_0 + f_1 z^{-1} + \dots + f_5 z^{-5} \quad (4.28)$$

$$P(z) = p_0 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} \quad (4.29)$$

の形式であり,  $k$  回目の操作量は次式により計算される。

$$u(k) = d_1 u(k-1) + \dots + d_7 u(k-7) \\ + f_0 r(k) + f_1 r(k-1) + \dots + f_5 r(k-5) \\ + p_0 y(k) + p_1 y(k-1) + p_2 y(k-2) \quad (4.30)$$

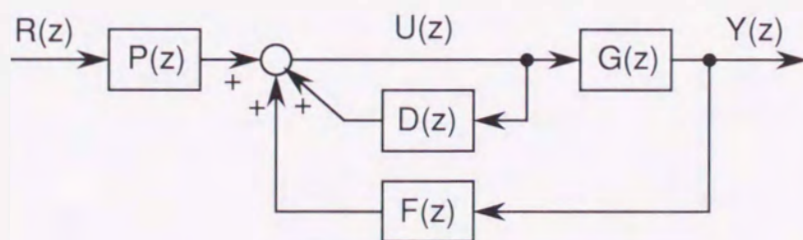


図 4.3 DSP 用 2 自由度制御系

上式により、操作量の現在値  $u(k)$  は過去の状態変数と係数の積和演算によって計算できる。

ところで、連続時間系での2自由度PID演算は次式で示され、

$$u(t) = \int_0^t \frac{K_i}{T_c} \{r(t) - y(t)\} dt + K_f r(t) - K_p y(t) + T_c K_s \frac{dr(t)}{dt} - T_c K_d \frac{dy(t)}{dt} \quad (4.31)$$

上式をサンプリング周期  $T_c$  で離散化し速度型で表すとサンプリング点  $k$  では

$$\begin{aligned} u(k) = & u(k-1) \\ & + K_i \{r(k) - y(k)\} \\ & + K_f \{r(k) - r(k-1)\} - K_p \{y(k) - y(k-1)\} \\ & + K_s \{r(k) - 2r(k-1) + r(k-2)\} \\ & - K_d \{y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)\} \end{aligned} \quad (4.32)$$

となる。さらに、ゲインと状態変数の積和形式に変形すると、

$$\begin{aligned} u(k) = & u(k-1) \\ & + (K_i + K_f + K_s) r(k) - (K_f + 2K_s) r(k-1) + K_s r(k-2) \\ & - (K_i + K_p + K_d) y(k) + (K_p + 2K_d) y(k-1) - K_d y(k-2) \end{aligned} \quad (4.33)$$

となり、デッドビート制御と同様な形式になる。従って、(4.30) 式の係数を変更するだけで、デッドビート制御からPID制御への切り替えが瞬時に行える(54)。

## 4.2 シミュレーションによる検討

4.1節で述べた2自由度デッドビートコントローラを根軌跡とシミュレーションによるステップ応答により検討する。

制御対象の抵抗値(表4.1参照)とコントローラ設計時に使用した抵抗値が等しいとして、(4.19)式の $\varepsilon$ を変化させたときの根軌跡を図4.4に、ステップ応答を図4.5に示す。図4.4から抵抗値に差がない場合、零点と極点が相殺されて残りの極点がすべて原点に集中していることがわかる。従って、図4.5の応答のように、立上りが速く、有限時間内で目標値に制御量が一致している。

電流が2A時の抵抗値を用いてコントローラを設計し、制御対象が3A時の抵抗値として、 $\varepsilon$ の値を変化させたときの根軌跡を図4.6に示す。図4.7に、2A時の抵抗値を用いてコントローラを設計し、3Aから4Aへステップ応答させた場合のシミュレーション結果を示す。図4.6では極点と零点の相殺は行われていないが、極の回りを零点が取り巻いているため、極の影響は軽減されると推測される。図4.7の応答はデッドビート特性に近いが、ステップ応答の初期において偏差が存在し、その後、偏差は零になる。整定時間は $\varepsilon = 0.1$ のときより $\varepsilon = 0.3$ のほうが短い。図4.6の根軌跡では、根軌跡の右半平面の単位円に近い位置にある極では、 $\varepsilon = 0.3$ の方が $\varepsilon = 0.1$ より原点に近いので整定時間が短いと推測される。

電流が2A時の抵抗値を用いてコントローラを設計し、制御対象の抵抗値を変化させたときの根軌跡を図4.8に示す。図4.9に、2A時の抵抗値を用いてコントローラを設計して、3Aから4Aへステップ応答させた場合と、1Aから2Aへステップ応答させた場合のシミュレーション結果を示す。図4.8でも極点と零点の相殺は行われていないが、極の回りを零点が取り巻いているため、極の影響は軽減されると推測される。

電流が2A時の抵抗値を用いて従来のデッドビートコントローラを設計し、制御対象の抵抗値を変化させたときの根軌跡を図4.10に示す。図4.11に、2A時の抵抗値を用いて従来のデッドビートコントローラを設計して、2Aから3Aへステップ応答させた場合と、3Aから4Aへステップ応答させた場合のシミュレーション結果を示す。



図4.10によると従来のデッドビートコントローラの場合、左半平面の単位円に近い位置に極点が存在する。これは操作量の振動に大きく寄与する極点となる。操作量が振動しているのは、図4.11においてチョッパのオン時間が1制御周期ごとに長短を繰り返していることで示される。本章で用いたシステムでは操作量にリミッタを付けているので、目標値変化時に操作量がリミッタで制限される可能性があり、従来のデッドビートでは望ましい制御が期待できない。2自由度デッドビートコントローラでは、そのような点も改善され、パラメータ変動が生じても滑らかに偏差が消滅することが図4.9より期待できる。

表 4.1 定数

コンデンサ電圧	$V_c$	100	V
負荷抵抗 (1A 時)	$R_d$	7.2	$\Omega$
負荷抵抗 (2A 時)	$R_d$	8.8	$\Omega$
負荷抵抗 (3A 時)	$R_d$	17.6	$\Omega$
負荷インダクタンス	$L_d$	0.075	H
平滑用コンデンサ	$C$	5600	$\mu\text{F}$
制御周期	$T_c$	1.024	ms

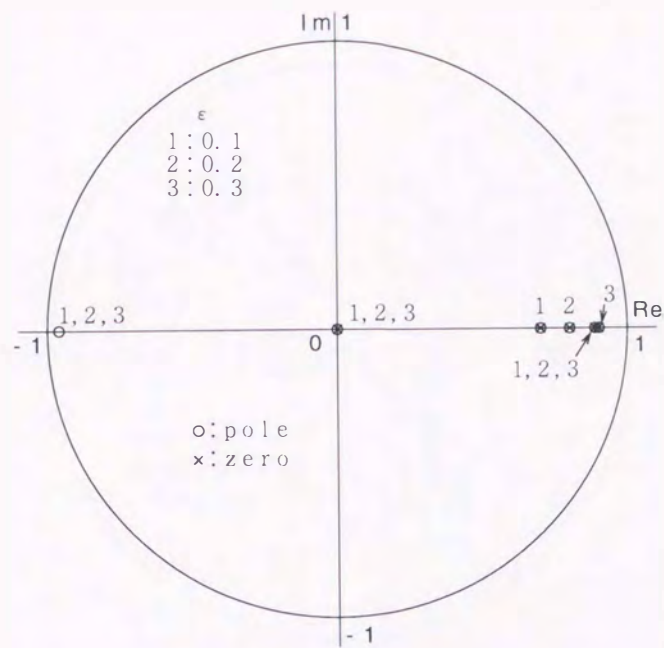
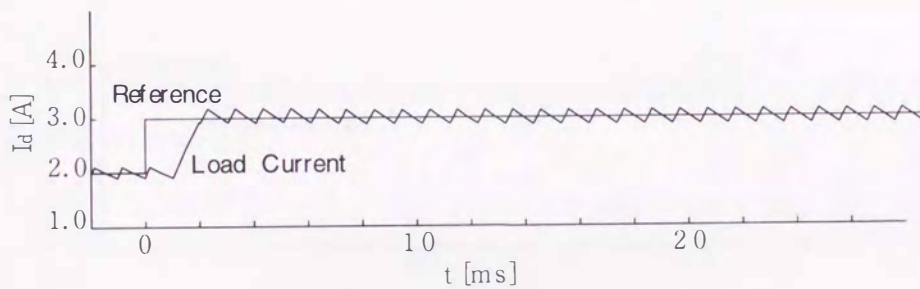
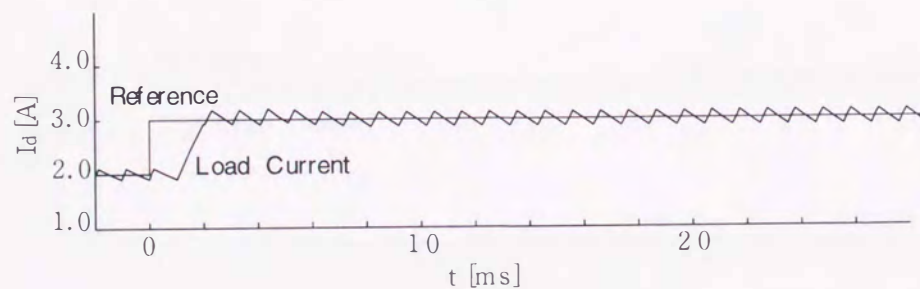


図 4.4 2自由度デッドビート制御系の根軌跡 ( $R_d^* = R_d = 8.8\Omega$ )



(a)  $\varepsilon = 0.1$



(b)  $\varepsilon = 0.3$

図 4.5 2自由度デッドビート制御系のステップ応答 ( $R_d^* = R_d = 8.8\Omega$ )

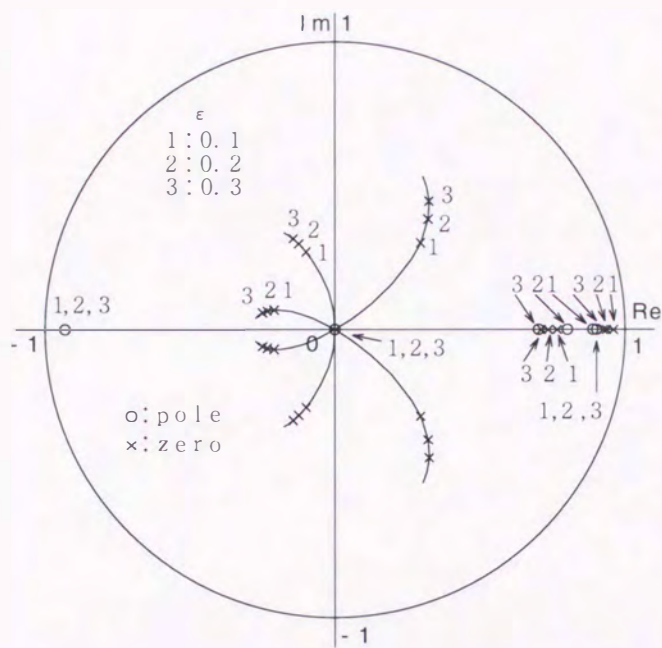
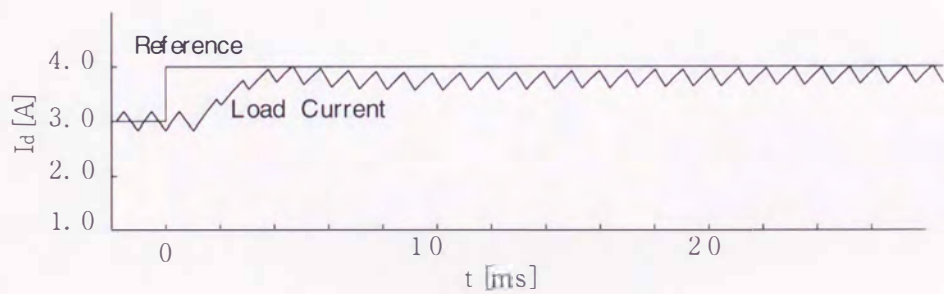
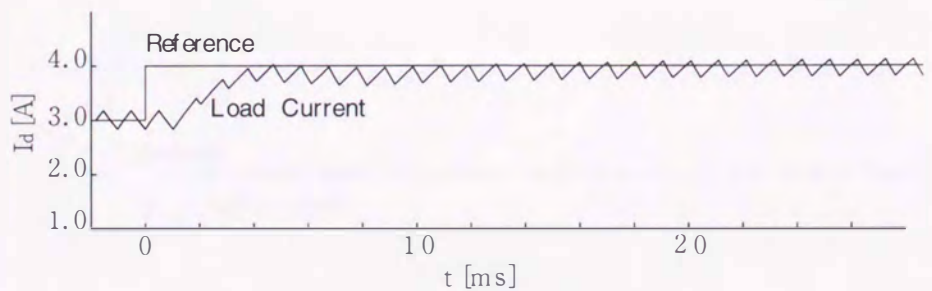


図 4.6 2自由度デッドビート制御系の根軌跡 ( $R_d^* = 8.8\Omega$ ,  $R_d = 16.4\Omega$ )



(a)  $\epsilon = 0.1$



(b)  $\epsilon = 0.3$

図 4.7 2自由度デッドビート制御系のステップ応答 ( $R_d^* = 8.8\Omega$ ,  $R_d = 16.4\Omega$ )

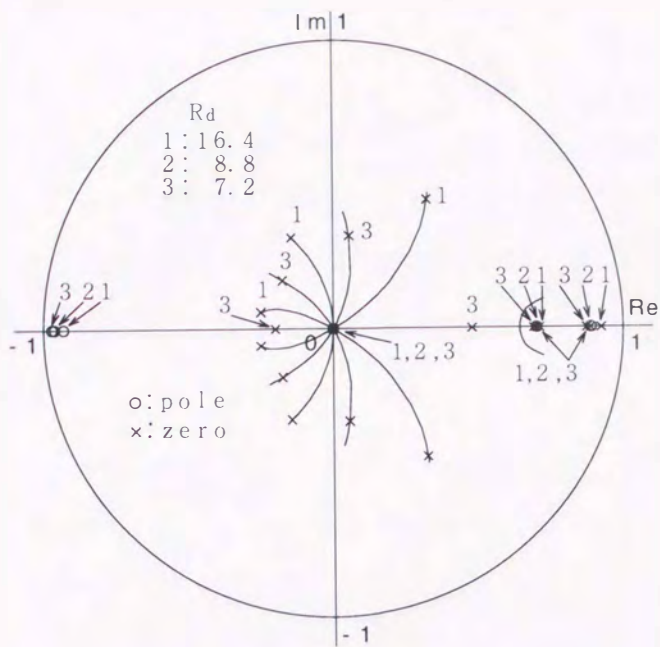
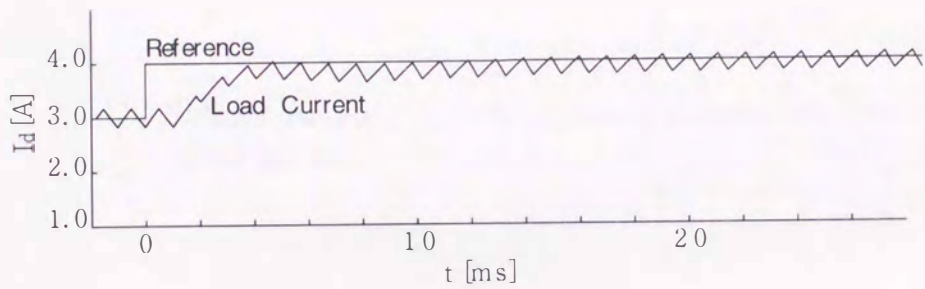
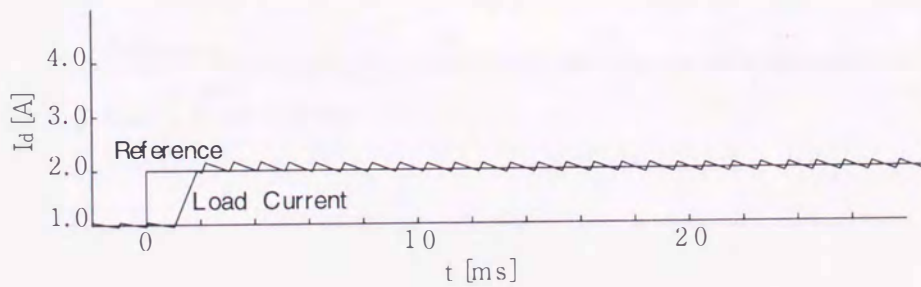


図 4.8 2自由度デッドビート制御系の根軌跡 ( $\varepsilon = 0.3$ )



(a)  $R_d^* = 8.8\Omega$ ,  $R_d = 16.4\Omega$



(b)  $R_d^* = 8.8\Omega$ ,  $R_d = 7.2\Omega$

図 4.9 2自由度デッドビート制御系のステップ応答 ( $\varepsilon = 0.3$ )

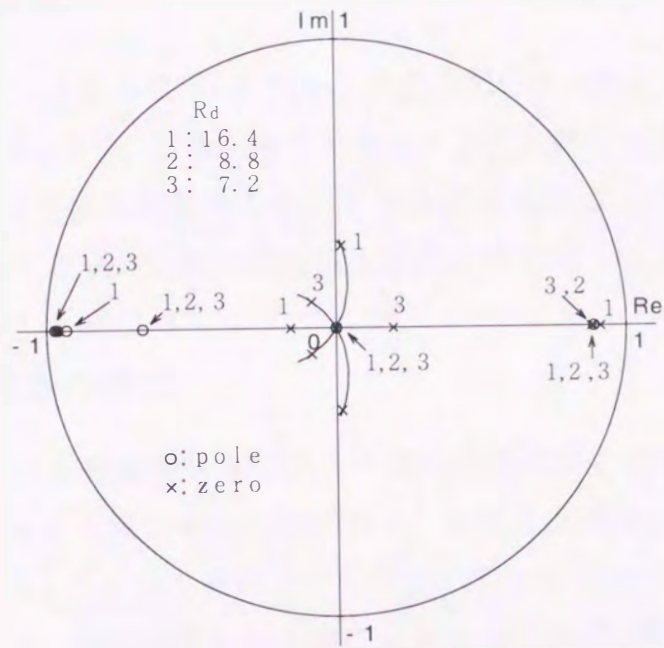
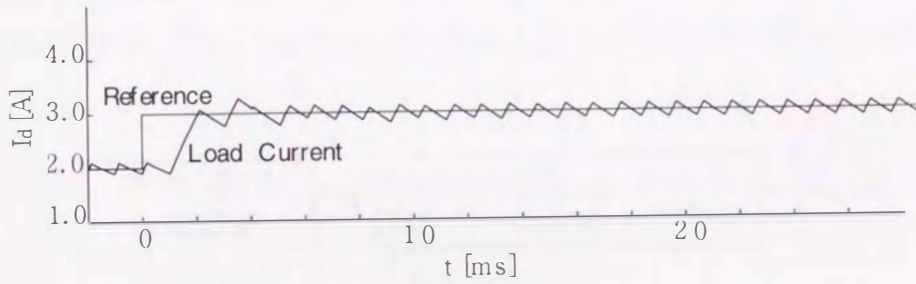
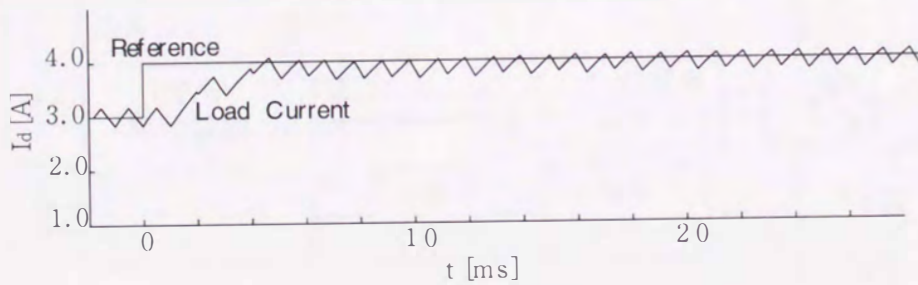


図 4.10 デッドビート制御系の根軌跡



(a)  $R_d^* = 8.8\Omega$ ,  $R_d = 8.8\Omega$



(b)  $R_d^* = 8.8\Omega$ ,  $R_d = 16.4\Omega$

図 4.11 デッドビート制御系のステップ応答

### 4.3 実機実験

実機実験により、2自由度デッドビートの高速制御を実現し、シミュレーション結果と比較する。更に、制御対象のパラメータが変動や操作量がリミッタで制限されても、定常偏差が発生しないことを実機実験により示す。これにより、2自由度デッドビート制御が高速電流制御に有効であることを示す。

#### 4.3.1 制御回路の構成

DC チョップパによる電流制御実験システムの構成を図 4.12 に示す。このシステムは検出部分として電流検出回路があり、操作量出力部分として PWM 発生回路がある。そして、内部変数などを出力してモニタするための 12 ビット D/A コンバータと、一定時間間隔の割り込みを発生させる同期信号発生回路がある。さらに、ホストコンピュータの PC-9801 の CPU をメインプロセッサとし、サブプロセッサとして DSP (TMS320C25) を使用している。また、負荷として 220V、100W の電球 15 個を使用している。

本制御システムでは、1.024ms ごとに発生される割り込み信号に従ってすべ

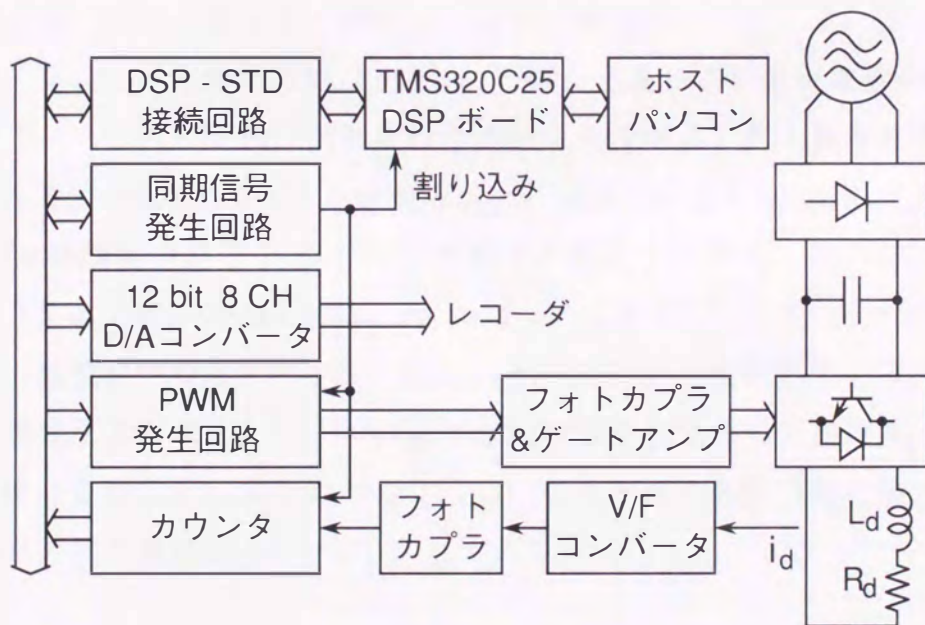


図 4.12 実験システム

での回路が動作する。まず、この信号に同期して、V/Fコンバータパルスのカウント値がラッチされる。この値がDSPに読み込まれて、前回との差により電流 $I_d$ を演算し、指令値 $I_d^*$ との制御演算を行うことによりチョップパのデューティ比を求め、これをPWM発生回路へ送る。デューティ比は次回の割り込み信号により、PWMパターンとしてチョップパへ送られ、直流電流 $I_d$ を制御している。

### 4.3.2 ソフトウェア構成

本システムのソフトウェアは、ホストコンピュータ(PC9801)側のプログラムとDSP側のプログラムに分けられる。

ホストコンピュータのプログラムは、C言語で書かれていて、DSPとの通信を行う。このプログラムは、電源投入後のDSPボードの初期化やDSPのオブジェクトファイルをボード上の高速SRAMへロードし、オペレータからの指示や制御ゲインをDSPに伝送したりDSP上のデータを画面に表示する。

DSP側のプログラムは、アセンブラで書かれていて、初期化ルーチン、割り込みルーチンに分けられる。初期化ルーチンは、定数、変数、周辺デバイスの初期設定を行い、終了後、割り込み待ちの無限ループに入る。割り込み処理ルーチンは、一定時間間隔(1.024 ms)の割り込みにより直流電流の検出、2自由度デッドビートやPID制御を行うルーチンである。割り込み処理ルーチンの最後で、ホストコンピュータからボードコンピュータへ送られてきた命令(例えば制御開始や終了など)や、定数変更の処理を行う。

本システムでは、40MHzクロック、32ビット演算用レジスタ、16ビット・データバスの整数形プロセッサであるDSP(TMS320C25)を使用している。従って、精度を維持するために、DSPの内部では変数値を正規化して演算する必要がある。状態変数は4.1.1節で述べたように、それぞれの変数の最大値で正規化し、DSPの扱う変数値を $-1 \sim 1$ にしている。

#### 4.3.2.1 割り込み処理の概要

割り込み処理ルーチンの流れ図を図4.13に示す。このルーチンは一定時間間

隔の割り込みによって実行され、電流検出用カウンタからその時点のデータを読みとり、現在のデータと過去のデータから直流電流を検出する。この後、電流制御中であるかどうか判断し制御中であれば次の処理を行い、そうでなければコマンド処理ルーチンに飛び、再び割り込み待ち状態になる。ゲインテーブルにはPID制御演算用とデッドビート制御演算用の2種類用意しているが、どちらを用いて演算するかはフラグを見て判断し、積和演算によりデューティ比を計算する。このデューティ比に従ってDCチョッパを制御し、直流電流を制御する。最後に、パーソナルコンピュータからおくられてくるコマンドを解析し、割り込み処理ルーチンを終了する。

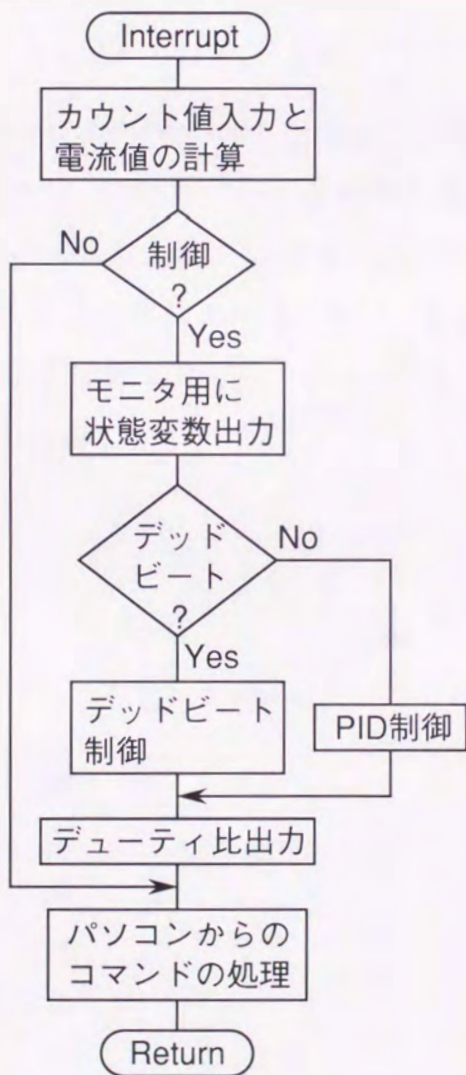


図 4.13 割り込み処理ルーチン



本ソフトウェアでは、コントロールゲインの精度を保つために、オーバーフローしない最大の精度でDSPの内部変数に変換して使用している。

#### 4.3.2.2 デッドビート制御演算

(4.30) 式により、操作量の現在値  $u(k)$  は過去の状態変数と係数の積和演算によって計算できるが、制御手法の変更を考慮して、状態変数を少し多めの8個ずつ確保した次式により  $k$  回目の操作量を計算する。

$$\begin{aligned} u(k) = & d_1 u(k-1) + \dots + d_8 u(k-8) \\ & + f_0 r(k) + f_1 r(k-1) + \dots + f_7 r(k-7) \\ & + p_0 y(k) + p_1 y(k-1) + \dots + p_7 y(k-7) \end{aligned} \quad (4.34)$$

本章で使用したDSP(TMS320C25)は1命令により2値の積、その和、データの移動を行うことができ、これをリピート命令と組み合わせることにより、状態変数とゲインの積和演算および次回に備えた状態変数の移動を高速に行うことが可能である。この高速演算を行うために、図4.14に示すようにコントロールゲインと状態変数を配置した。

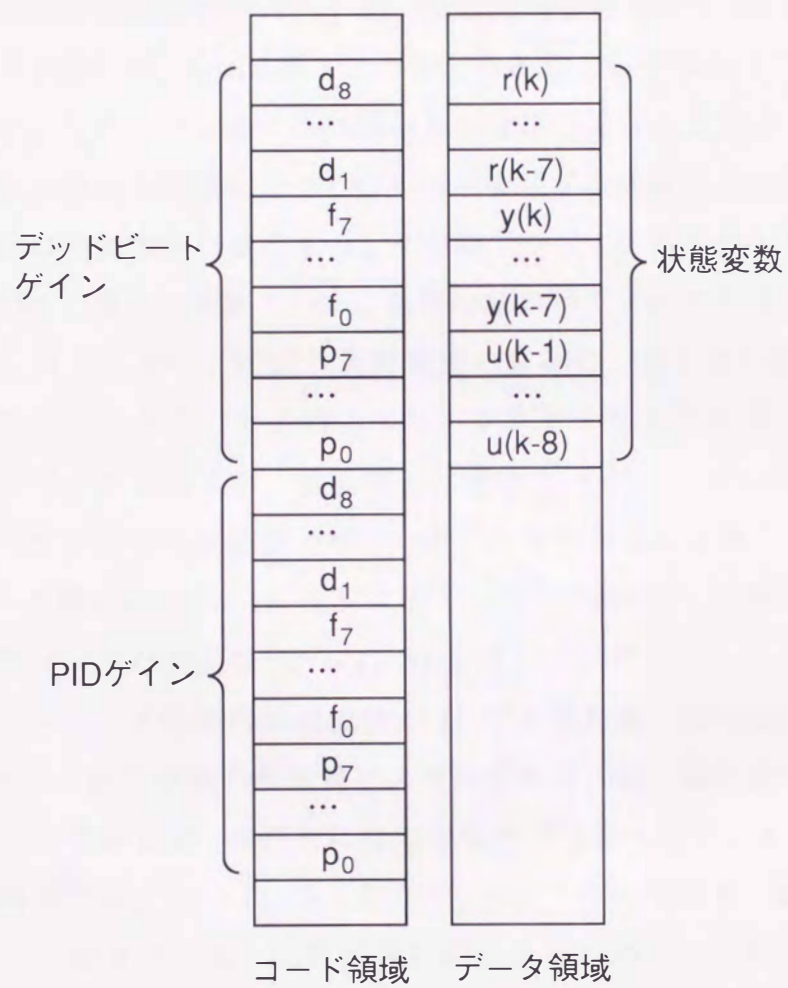


図 4.14 変数および係数の配置

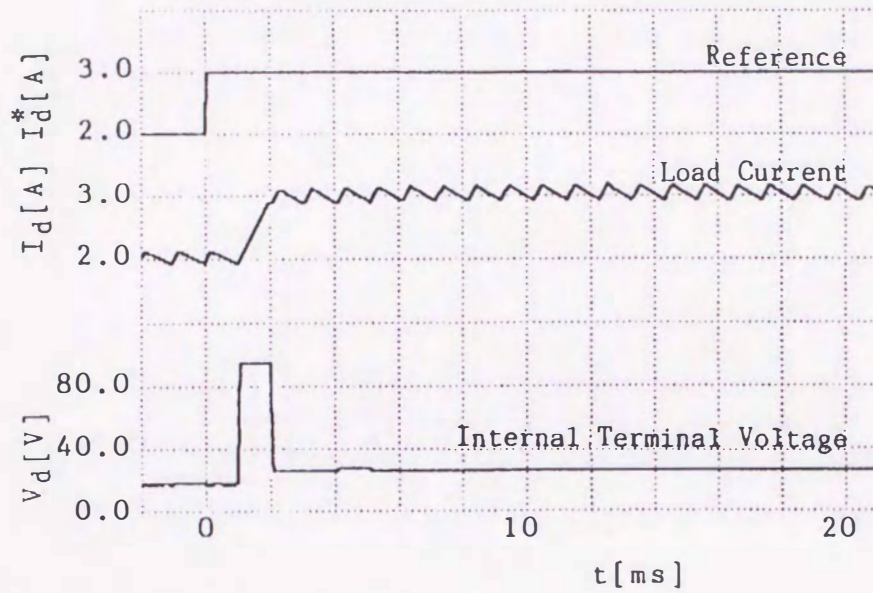
### 4.3.3 実験結果

本節では、前節で述べたシステムを実際に動作させ、ステップ応答によりその性能を確認する。本システムにおいて、リミッタ動作を含む2自由度デッドビート制御演算の所要時間は $6.6\mu\text{s}$ であり、制御量の入力から操作量の出力およびモニタ用のD/Aコンバータ出力までの所要時間は $28.0\mu\text{s}$ である。

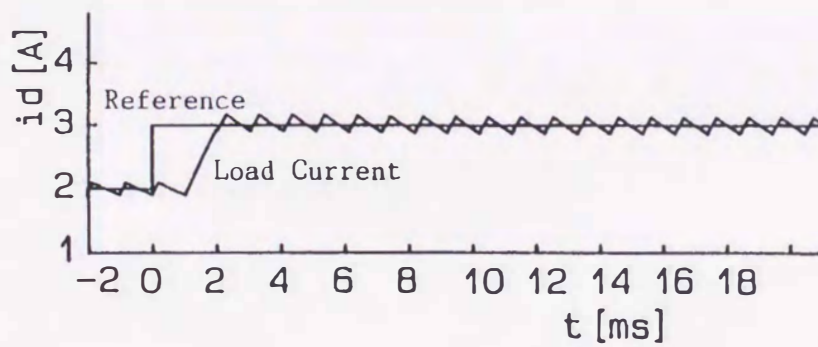
制御装置と制御対象のパラメータが一致している場合のシミュレーション結果と実験結果を図4.15, 4.16に示す。これらの応答は $\varepsilon$ が異なっても同じであり、両方ともオーバシュートの無い良好な応答を示している。

電球負荷には流れる電流によって抵抗値が変化する非線形な特性があり、しかもその変化は時間と共に変化する。その様子が図4.17のステップ変化後の端子電圧(操作量)の変化に現れている。制御対象のパラメータが変化しても、定常偏差は見受けられない。同図の負荷電流の脈動は、図4.15の負荷電流をレコーダでサンプリングしたときのエイリアシングノイズである。レコーダで高速にサンプリングを行えば、負荷電流は帯状の波形として記録される。

コントローラ設計時の抵抗値と制御対象の抵抗値が異なる場合のシミュレーション結果と実験結果を図4.18, 4.20に示す。同図において、制御装置側のデッドビート制御ゲインは抵抗値 $R_d^* = 17.2\Omega$ を用いて計算している。制御対象側においては、ステップ応答前の電流値が $2\text{A}$ であるため、抵抗値は $R_d = 8.8\Omega$ である。ステップ応答直後の制御量にエラーがあるのは、操作量がリミッタで制限されたためであるが、最終的には定常偏差は存在しない。また、 $\varepsilon$ が大きいほど整定時間が短くなっている。ただし、 $\varepsilon$ を大きくすると、根軌跡において極が実軸より離れていき、応答が振動的になるため、 $\varepsilon$ をあまり大きくすることは好ましくない。僅かに振動がある $\varepsilon = 0.3$ 程度が望ましい。この場合の実験による整定時間は $14\text{ms}$ であるが、これは前章の実験結果と同程度である。これにより、設計時と動作時でパラメータが異なり、かつ、操作量が飽和してもI-PD制御と同程度の応答を得られることが期待できる。

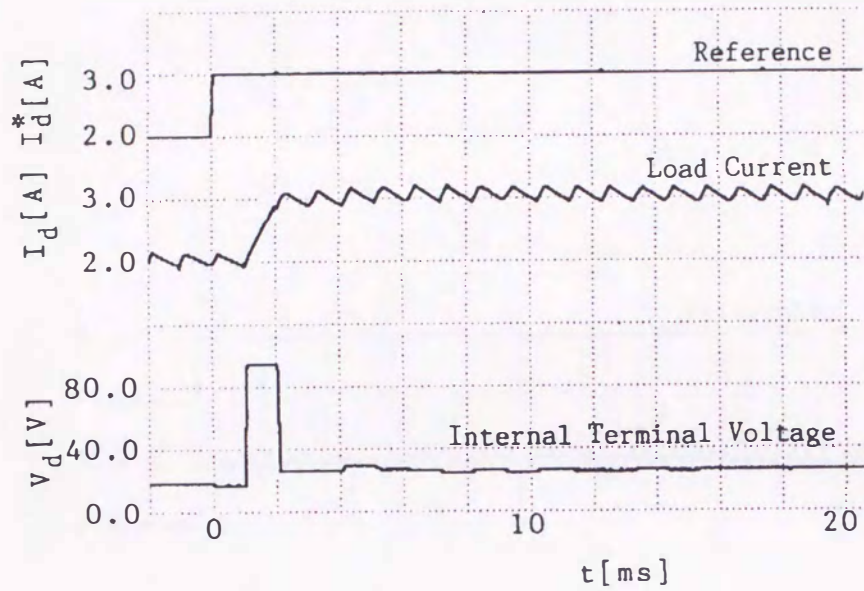


(a) 実験結果

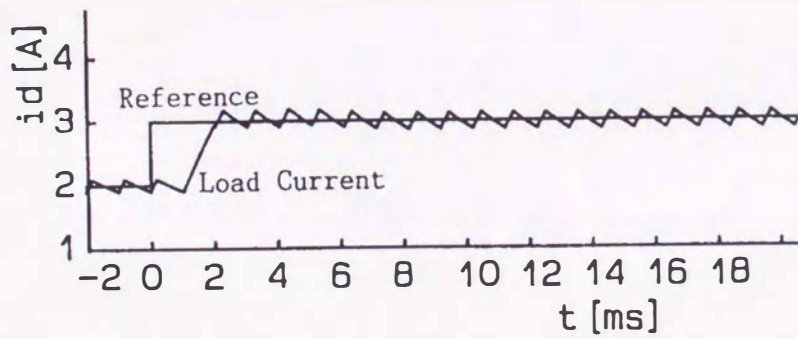


(b) シミュレーション結果

図 4.15 ステップ応答 ( $R_d^* = R_d = 8.8\Omega$ ,  $\varepsilon = 0.1$ )



(a) 実験結果



(b) シミュレーション結果

図 4.16 ステップ応答 ( $R_d^* = R_d = 8.8\Omega$ ,  $\varepsilon = 0.3$ )

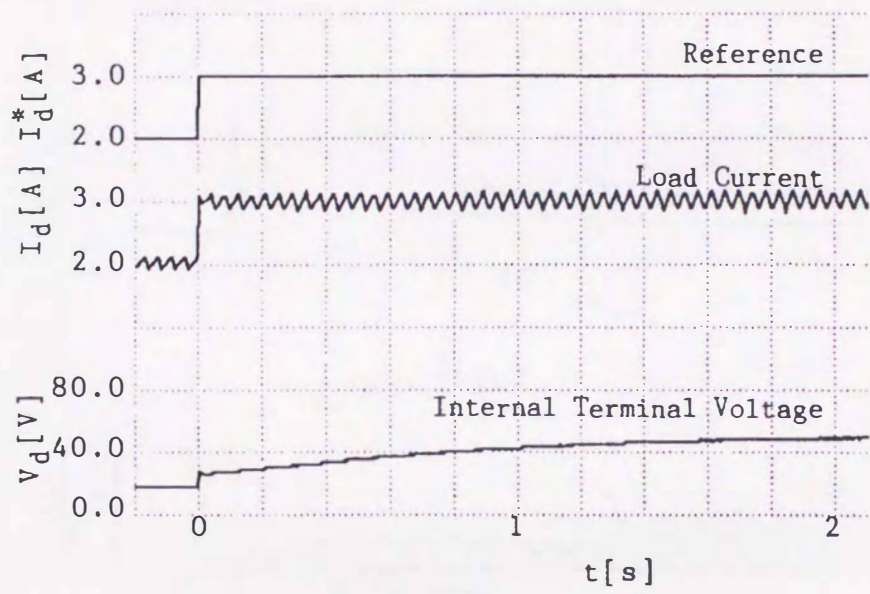
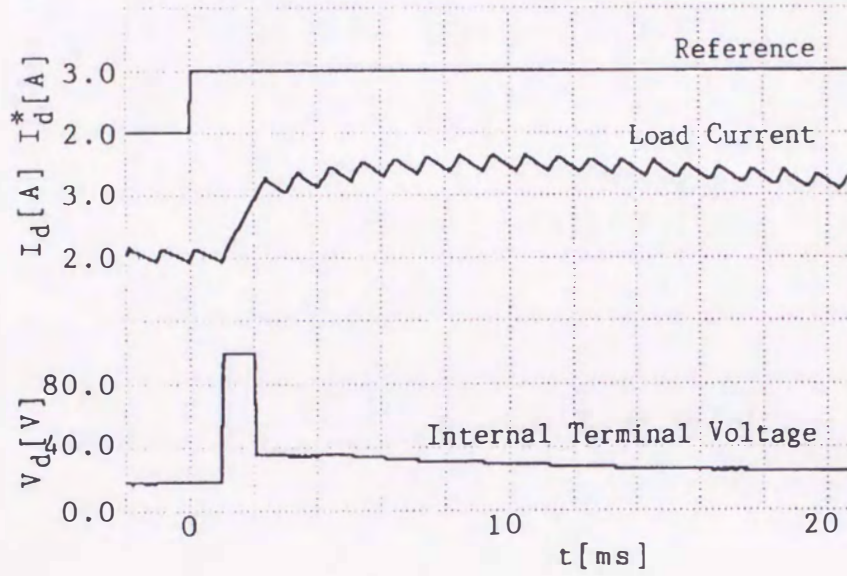
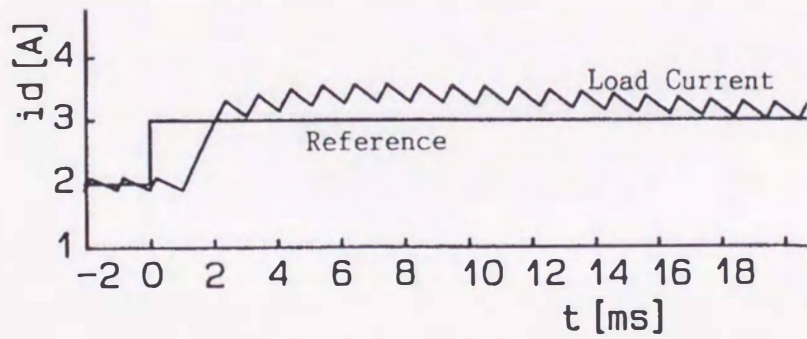


図 4.17 ステップ応答時の操作量の変化 ( $R_d^* = R_d = 8.8\Omega$ ,  $\varepsilon = 0.1$ )

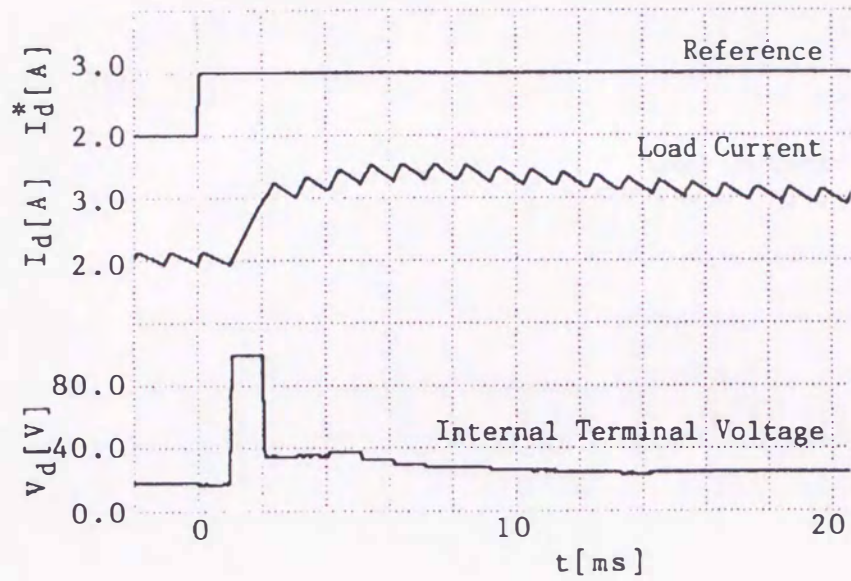


(a) 実験結果

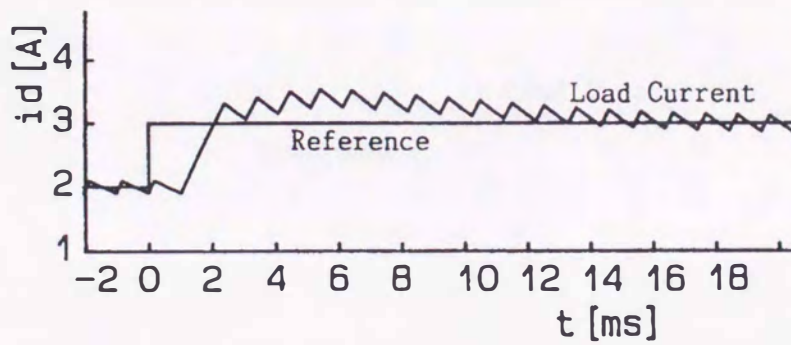


(b) シミュレーション結果

図 4.18 ステップ応答 ( $R_d^* = 17.2\Omega$ ,  $R_d = 8.8\Omega$ ,  $\varepsilon = 0.1$ )



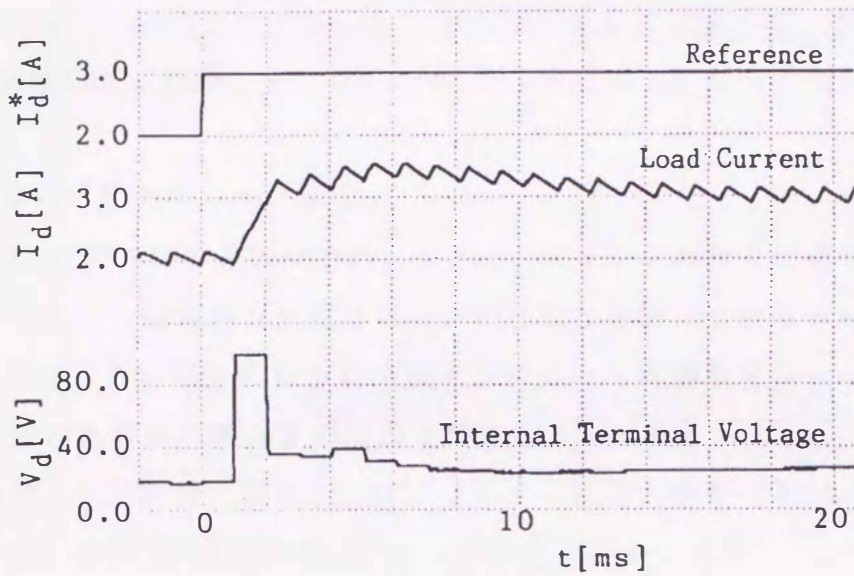
(a) 実験結果



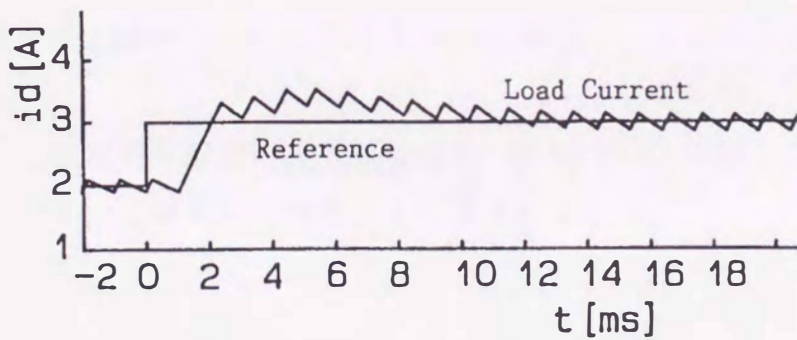
(b) シミュレーション結果

図 4.19 ステップ応答 ( $R_d^* = 17.2\Omega$ ,  $R_d = 8.8\Omega$ ,  $\varepsilon = 0.2$ )





(a) 実験結果



(b) シミュレーション結果

図 4.20 ステップ応答 ( $R_d^* = 17.2\Omega$ ,  $R_d = 8.8\Omega$ ,  $\varepsilon = 0.3$ )

## 4.4 結論

本章では、高速演算が要求され状態量によりパラメータの変化する電流制御系に、2自由度補償法による有限整定なロバスト・トラッキング系を適用した。このとき、従来の設計法で使用されている実係数有理関数形の2個の補償要素を有限なインパルス応答形の3個の補償要素に変換して、整数形DSPを用いた実験装置に適用し、シミュレーションと比較しながらその性能を検討した。

主な改善点と特長を以下に示す。

- (1) 制御器をDSPによる制御系用に変形し、ゲインの配置を最適化することにより高速に制御演算を行うことができた。制御プログラムの所要時間は、リミッタ動作を含む2自由度デッドビート制御演算は $6.6\mu\text{s}$ であり、制御量の入力から操作量の出力までは $28.0\mu\text{s}$ である。
- (2) 制御ゲイン設計時に使用したパラメータと制御対象が一致していない場合でも、ステップ応答がデッドビート特性を持つことをシミュレーションにより示した。
- (3) DSPを用いた実機システムを構成し、操作量が飽和しても前章と同程度のステップ応答が得られることを実験結果とシミュレーションにより示した。
- (4) ゲインと状態変数配置の最適化により、従来のPID制御とデッドビート制御の切り替えがスムーズに行えるようになった。

## 第 5 章 MFS 制御

MFS 制御は与えられたモデルのステップ応答に最適に追従するもので、制御対象のパラメータ変動に対して強く、定値外乱に対してもロバストと言われている<sup>(37)</sup>。本章では、誘導電動機ベクトル制御系の速度制御に MFS 制御を適用し、動作点における線形モデルが MFS 制御のパラメータ選定に有効であることを示し、シミュレーション結果と実験結果の比較により、線形モデルが有効であることを示す。実機実験において、高速な制御が要求される電流制御ループには同期形のコンパレータを使用する。

### 5.1 MFS 制御器の基本設計

本節では、ベクトル制御が理想的に行われていると仮定し、MFS 制御器の基本設計を行う。図 5.1 に誘導電動機のベクトル制御系を示す。この制御系において、理想的なベクトル制御は以下の仮定を設けることで達成される。

- (1) 固定子電流は瞬時に制御でき、その指令値と等しい。
- (2) 誘導機のパラメータは正確に同定できている。

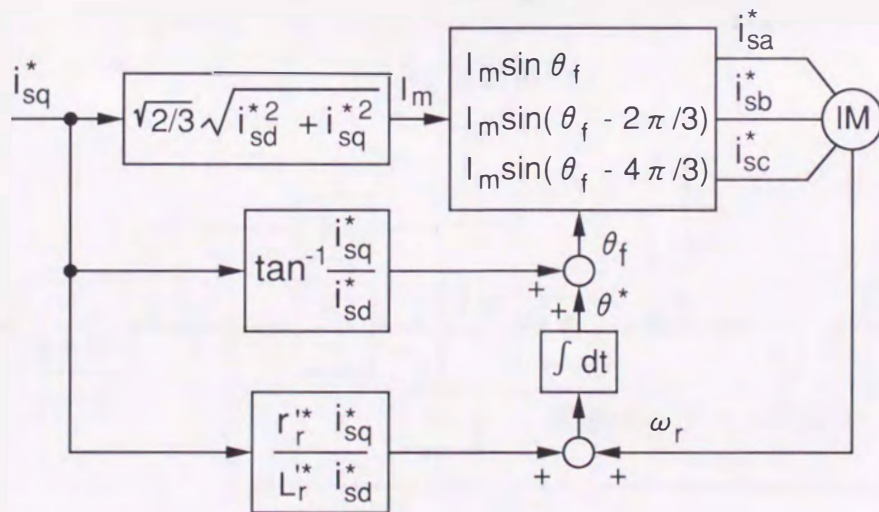


図 5.1 誘導電動機のベクトル制御系

(3) 磁化電流指令  $i_{sd}^*$  は一定である。

(4) トルク電流指令  $i_{sq}^*$  を制御する前、系は定常状態にある。

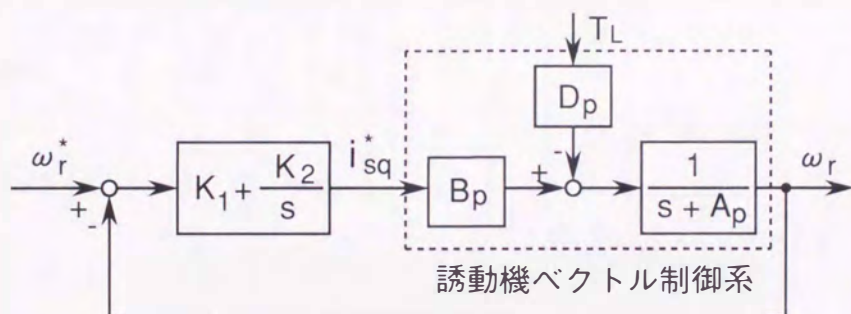
このとき、誘導電動機のトルクは  $i_{sq}^*$  の任意の変化に対し、次式で与えられる(5.9)。

$$T_e = \frac{P M' i_{sq}^* \psi_{rd}^*}{2 L_r^*} \quad (5.1)$$

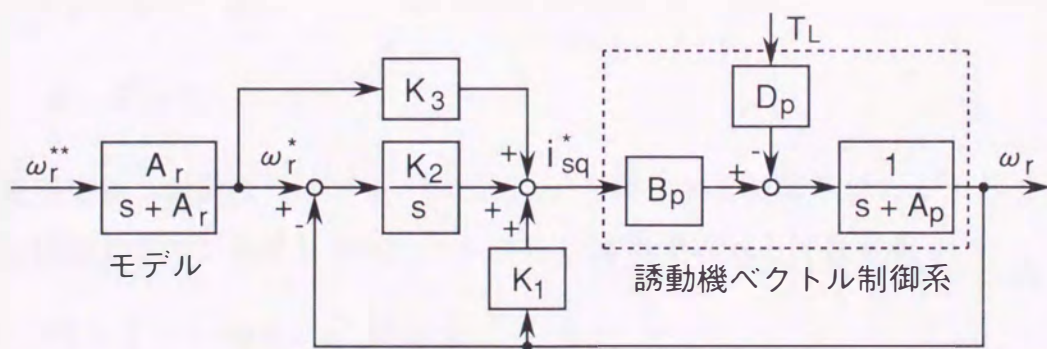
ただし、 $\psi_{rd}^* = M' i_{sd}^*$ 、 $P$ :極数、 $*$ :制御系で用いる変数や定数

(5.1) 式が成立する場合には、誘導電動機の運動方程式のみを考えればよい。

図5.2(a)に一般的なPI速度制御系、(b)図に本章で検討するMFS制御系を示す。MFSは数学モデルに追従するサーボ系であるため、モデルは安定でなければならない、できれば、操作量がリミッタで制限されず、簡単に演算できるモデルが望ましい。そこで、ソフトスタートができ、オーバershootのない速度応答を得るために、モデルとしては一次遅れ要素を選定した。(b)図より以



(a) PI 制御系



(b) MFS 制御系

図 5.2 速度制御系の構成図

下の式が得られる。

$$p\omega_r = -A_p\omega_r + B_p i_{sq}^* - D_p T_L \quad (5.2)$$

$$p\omega_r^* = -A_r\omega_r^* + A_r\omega_r^{**} \quad (5.3)$$

$$i_{sq}^* = K_1\omega_r + K_2 \int e dt + K_3\omega_r^* \quad (5.4)$$

$$e = \omega_r^* - \omega_r \quad (5.5)$$

ただし,  $\omega_r$ :回転角速度(電気角),  $T_L$ :負荷トルク,

$$p = d/dt, \quad A_p = R_W^*/J^*, \quad B_p = P^2 M'^* \psi_{rd}^*/(4 J^* L_r^*), \quad D_p = P/(2 J^*)$$

ここで, (5.2)式は電動機の慣性, 電動機の発生するトルク, 外乱としての負荷トルクを持つ運動方程式, (5.3)式はMFSのモデル, (5.4)式は2自由度制御器である。このゲイン  $K_1, K_2, K_3$  を以下の手順で決定する。

負荷トルク  $T_L$  と角速度指令  $\omega_r^{**}$  が一定とすると次の状態方程式が得られる。

$$p \begin{bmatrix} p\omega_r \\ e \\ p\omega_r^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_p & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -A_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p\omega_r \\ e \\ p\omega_r^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} p i_{sq}^* \quad (5.6)$$

$$p i_{sq}^* = K_1 p\omega_r + K_2 e + K_3 p\omega_r^* \quad (5.7)$$

(5.6), (5.7)式は, 状態方程式

$$p\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (5.8)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{k}^T \mathbf{x} \quad (5.9)$$

と表現でき, 電動機角速度  $\omega_r$  すなはち  $e$  を測定する制御系であるからこの系は可観測となり, 最適レギュレータ理論が適用できる。評価関数PIを

$$PI = \int_0^\infty (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt \quad (5.10)$$

とすると, 一般にゲイン行列  $\mathbf{k}$  は, 次式のRiccati方程式より得られる。

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \mathbf{Q} - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = 0 \quad (5.11)$$

$$k^T = -R^{-1} B^T P \quad (5.12)$$

ここで、 $Q$ :準正定行列、 $R$ :正定行列

$Q, R$  を

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & q & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

$$R = 1 \quad (5.14)$$

とすると、評価関数PIは次式で与えられる。

$$PI = \int_0^{\infty} \{q e^2 + (p i_{sq}^*)^2\} dt \quad (5.15)$$

ここで、 $q$  は速度偏差と入力との比を示す重み係数である。(5.11)式を計算することにより、ゲインは以下のように求まる。

$$\left. \begin{aligned} K_1 &= (A_p - A'_p)/B_p \\ K_2 &= \sqrt{q} \\ K_3 &= \sqrt{q}(A'_p + A_r)/(A_r^2 + A_r A'_p + B_p \sqrt{q}) \end{aligned} \right\} \quad (5.16)$$

$$\text{ただし, } A'_p = \sqrt{A_p^2 + 2 B_p \sqrt{q}}$$

$K_1, K_2$  は  $A_r$  を含まず、最適制御によって計算されたロバストサーボ系のゲインと等しくなる<sup>(37)</sup>。

(5.16)式は、電流制御を理想的と考えた直流電動機系にもそのまま適用できる。なお、実際のベクトル制御系におけるゲインの決定には  $q$  の選定が重要で、これに関しては次節の線形モデルが利用できる。

## 5.2 動作点における線形モデル

誘導電動機のすべり周波数形ベクトル制御系は、二次磁束位置の演算に二次抵抗を用いているため、二次抵抗変動の影響を受けやすい。そこで、MFS制御を誘導電動機ベクトル制御系に応用する場合、根軌跡を用いて二次抵抗の変動が特性に及ぼす影響を検討し、重み  $q$  の選定指針を得るため線形モデルを求める。

### 5.2.1 誘導電動機ベクトル制御系のモデル

誘導電動機の解析において、図 5.1 の  $\theta^*$  に同期した d-q 回転座標系を考える。固定子電流の制御が理想的で、 $i_{sa} = i_{sa}^*$ ,  $i_{sb} = i_{sb}^*$ ,  $i_{sc} = i_{sc}^*$  とすると、固定子 d-q 軸電流は次式で与えられる。

$$i_{sd} = i_{sd}^*, i_{sq} = i_{sq}^* \quad (5.17)$$

このとき、二次鎖交磁束を変数にとると誘導電動機の回路方程式は次のように表せる。

$$p \psi'_{rd} = -\sigma_r \psi'_{rd} + (\sigma_r^* i_{sq}^*/i_{sd}^*) \psi'_{rq} + \sigma_r M' i_{sd}^* \quad (5.18)$$

$$p \psi'_{rq} = -\sigma_r \psi'_{rq} - (\sigma_r^* i_{sq}^*/i_{sd}^*) \psi'_{rd} + \sigma_r M' i_{sq}^* \quad (5.19)$$

ここで、 $\sigma_r = r'_r/L'_r$ ,  $\sigma_r^* = r'^*_r/L'^*_r$

一方、機械系の運動方程式は、

$$(2/P)J p \omega_r = T_e - (2/P)R_w \omega_r - T_L \quad (5.20)$$

ただし、 $T_e = P M' (i_{sq} \psi'_{rd} - i_{sd} \psi'_{rq}) / 2 L'_r$

で与えられる。(5.18)~(5.20) 式を定常解で定まる平衡点に関し線形化すると次式を得る。

$$p \Delta \mathbf{x}_s = \mathbf{A}_s \Delta \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_s \Delta u_s + \mathbf{B}_L \Delta T_L \quad (5.21)$$

ここで、 $\Delta \mathbf{x}_s = [\Delta \psi'_{rd}, \Delta \psi'_{rq}, \Delta \omega_r]^T$

$\Delta u_s = \Delta i_{sq}^*$

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} -\sigma_r & \omega_{s10} & 0 \\ -\omega_{s10} & -\sigma_r & \bullet \\ a_1 i_{sq0}^* & -a_1 i_{sd}^* & -R_w/J \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_s = \begin{bmatrix} \sigma_r^* \psi'_{rq0} / i_{sd}^* \\ -\sigma_r^* \psi'_{rd0} / i_{sd}^* + \sigma_r M' \\ a_1 \psi'_{rd0} \end{bmatrix}$$

$$B_L = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -P/(2J) \end{bmatrix}$$

$$\omega_{sl0} = \sigma_r^* i_{sq0}^* / i_{sd}^*$$

$$a_1 = P^2 M' / (4J L_r')$$

また，“ $\Delta$ ”は微小変化分を，添字0は定常解を意味する。

### 5.2.2 MFS 制御系の線形モデル

図 5.2(b) より，MFS 制御器の微小変動分に対する状態方程式は次式で与えられる。

$$p \Delta z = A_z \Delta z + A_x \Delta x_s + B_r \Delta \omega_r^{**} \quad (5.22)$$

$$\text{ここで，} \Delta z = [\Delta e_s, \Delta \omega_r^{**}]^T$$

$$A_z = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -A_r \end{bmatrix}$$

$$A_x = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ A_r \end{bmatrix}$$

入力量である  $i_{sq}^*$  は次のように表せる。

$$\Delta i_{sq}^* = F_x \Delta x_s + F_z \Delta z \quad (5.23)$$

$$\text{ここで，} F_x = [0 \ 0 \ K_1], \quad F_z = [K_2, K_3]$$

(5.21)~(5.23) 式より MFS 制御を付加した誘導電動機ベクトル制御系の線形モデルが以下のように求まる。

$$p \Delta x = A \Delta x + B \Delta \omega_r^{**} + B_T \Delta T_L \quad (5.24)$$



ただし,  $\Delta \boldsymbol{x} = [\Delta \boldsymbol{x}_s^T, \Delta \boldsymbol{z}^T]^T$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_s + \boldsymbol{B}_s \boldsymbol{F}_x & \boldsymbol{B}_s \boldsymbol{F}_z \\ \boldsymbol{A}_x & \boldsymbol{A}_z \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \boldsymbol{B}_r \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{B}_T = \begin{bmatrix} \boldsymbol{B}_L \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

(5.24) 式と出力方程式により伝達関数の極 ( $\boldsymbol{A}$  の固有値), 零点の計算が容易に行える。また, (5.24) 式をサンプル値系に変換することにより, 直接非線形方程式を数値積分するよりも短い計算時間で応答が求められる。なお, PI 制御系に関しても同様に線形モデルが導出できる。

### 5.3 シミュレーションによる検討

本節では, (5.24) 式より求まる速度伝達関数の極, 零点の軌跡と過渡応答により, MFS 制御のゲイン選定の指針を得ると共に, 一般に用いられている PI

表 5.1 誘導電動機定数

定格電圧		220	V
定格出力		2.2	kW
定格トルク		12.2	N·m
極数		4	
固定子抵抗	$r_s$	0.662	$\Omega$
回転子抵抗	$r_r'$	0.645	$\Omega$
固定子インダクタンス	$L_s$	0.086	H
回転子インダクタンス	$L_r'$	0.086	H
相互インダクタンス	$M'$	0.082	H
慣性モーメント (含直流機)	$J$	0.0617	kg·m <sup>2</sup>

制御との比較についても論じる。解析および実験に用いた誘導電動機の設定数(ノミナル値)を表5.1に示す。また、励磁電流の指令値  $i_{sd}^*$  は3.2Aに設定した。制動係数については  $R_w^* = R_w = 0$  と仮定した。

図5.3は伝達関数  $\Delta\omega_r(s)/\Delta\omega_r^{**}(s)$  の極と零点の軌跡を重み係数  $q$  をパラメータとして示している。図中の  $s$  は滑りを表す。MFS制御の場合には五つの極と三つの零点が存在する。この場合には、 $r_r' = r_r'^*$  としているので、誘導機の極は零点によって完全にキャンセルされる。 $q$  と共に変化している極は、減衰性は一定のままで  $q$  が大きいほど速応性が増すことがわかる。従って、 $q$  の値は入力量の許容範囲を考慮してできるだけ大きい値が望まれる。実軸上の極はモデルの極で、 $s = -A_r$  で与えられ、零点は  $z = -K_2/K_3$  である。PI制御の場合には、 $K_1$  と  $K_2$  の大きさをMFS制御の場合と等しく選ぶと、実軸上の根のみが異なり、極はなく零点が  $z = -K_2/K_1$  で与えられる。ただし、PI制御では、 $K_1 > 0$  である。

すなわち、MFS制御の場合  $K_3$  によって零点も自由に設定できるが、PI制御ではできない。これらのことは、MFS制御器を等価変換した図5.4の構成図

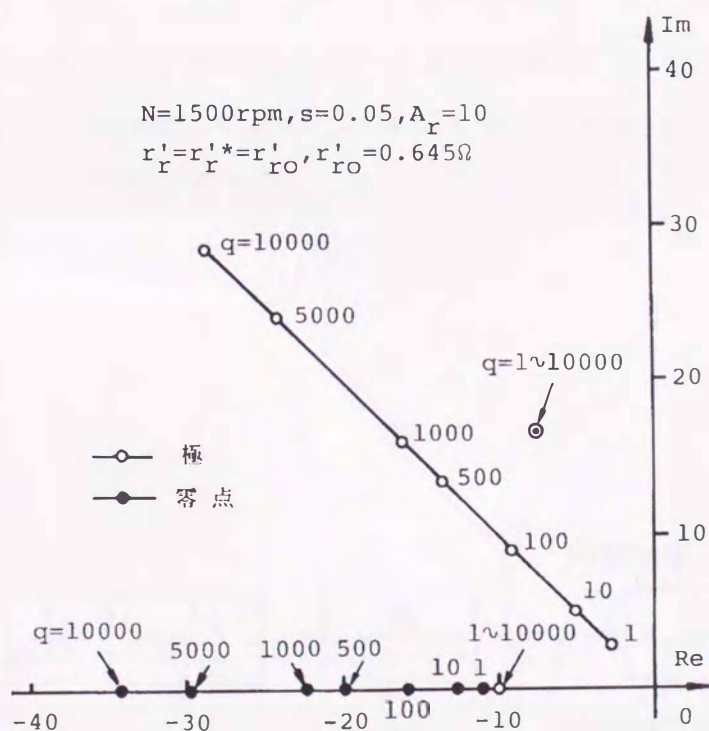


図5.3 重み係数  $q$  に対する極と零点の軌跡

からも理解できる。 $G_3$ の極は、PI制御系の零点と打消し合う。なお、 $r'_r = r_r^*$ の場合には、図5.2の構成図と等価であり、これは電流制御の理想的な直流電動機系の結果とみることもできる。

図5.5は回転数  $N$  をパラメータとしたときの極と零点の軌跡を示す。この場合にも  $r'_r = r_r^*$  としており、滑り周波数に比例した誘導機の極が零点によって完全にキャンセルされている。従って、この場合には実軸上のモデルの極が支配的となる。

図5.6は二次抵抗  $r'_r$  の変化に対する極と零点の軌跡である。(a)図の場合は、 $r'_r$  の変化を正確に同定できた場合、(b)、(c)図は、 $r_r^*$  がノミナル値のまま、それぞれ  $q=100$ ,  $q=10,000$  に対応する。二次抵抗が正確に同定できない場合には、極と零点に差を生じ、誘導機が本来もっている振動根が特性に影響を及ぼすようになる。(b)、(c)図で複素平面上の零点の軌跡は全く一致している。 $q$  を大きく選定すると零点に極が接近し、これらの根が応答に及ぼす影響は小さくなるが、不安定零点を消去するように、不安定極が生じる場合には結果的に系が不安定となり、避けるべきである。しかし、これは  $r'_r$  が非常に小さい場合で、実用上問題となることは少ないと思われる。なお、 $q$  の選定は、モデルの極  $-A_r$  が応答に支配的になるように最も虚軸近くになるようにすべきであり、それより右側の極はできるだけ零点と接近させることが必要である。上記の軌跡は、この検討に適する。

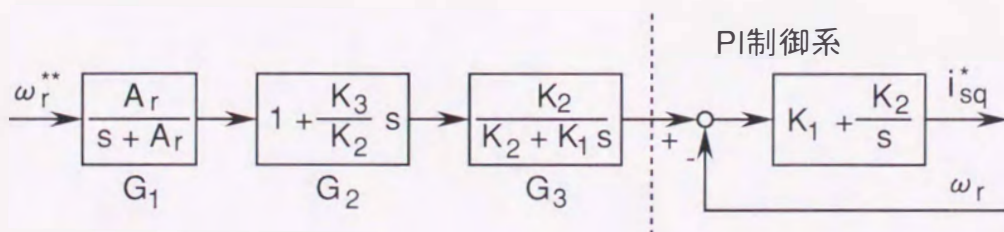


図 5.4 MFS 制御器の等価構成図

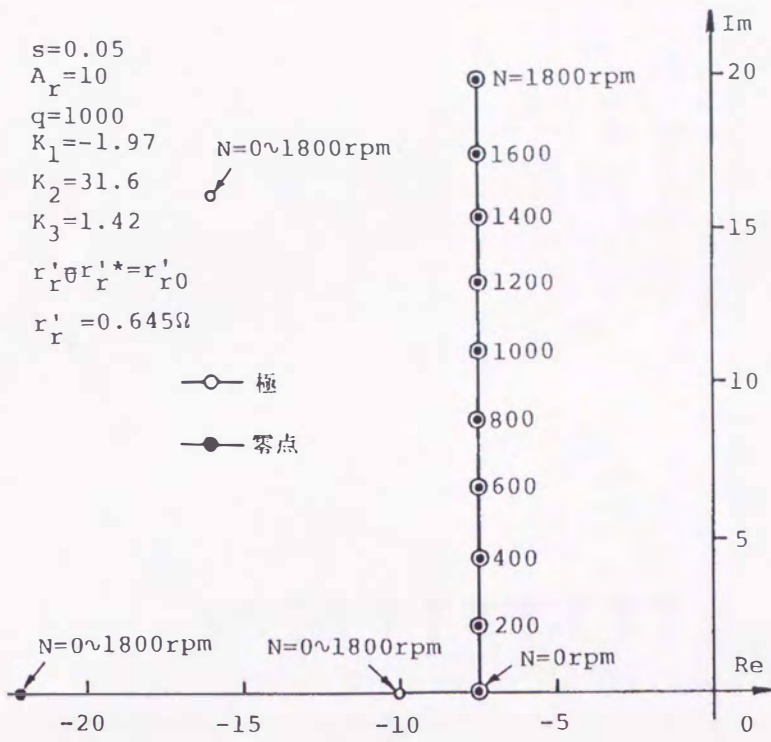
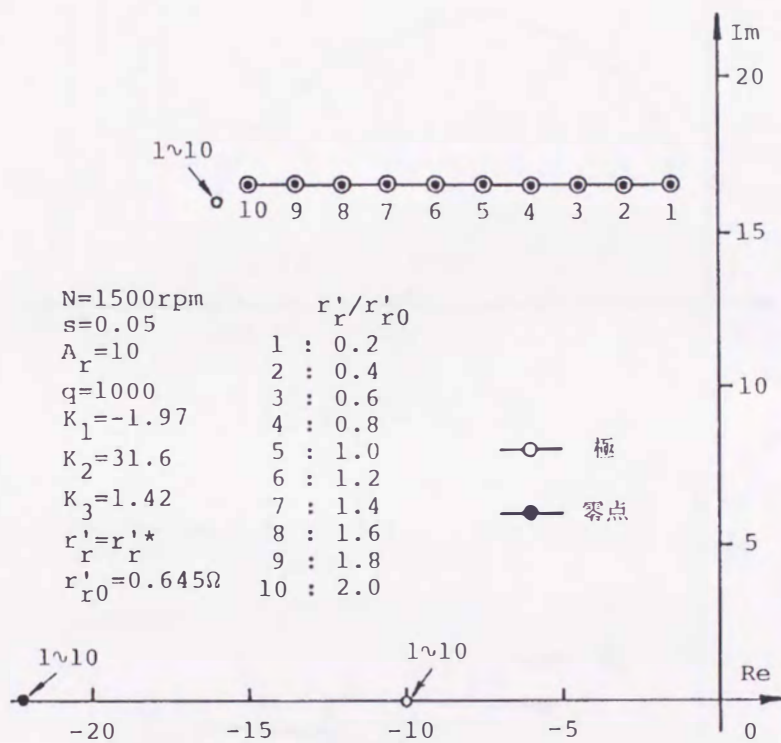
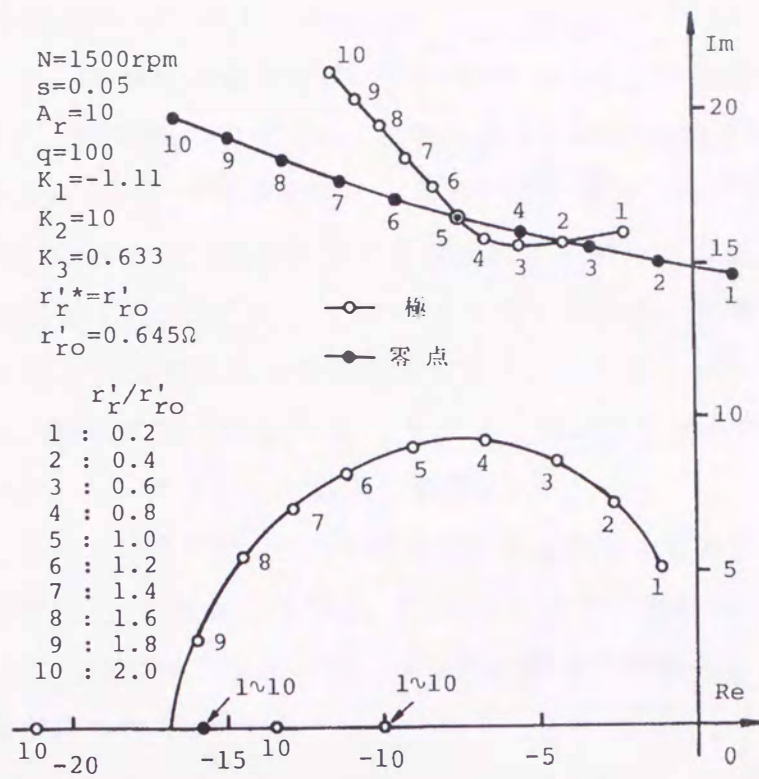


図 5.5 回転数  $N$  に対する極と零点の軌跡

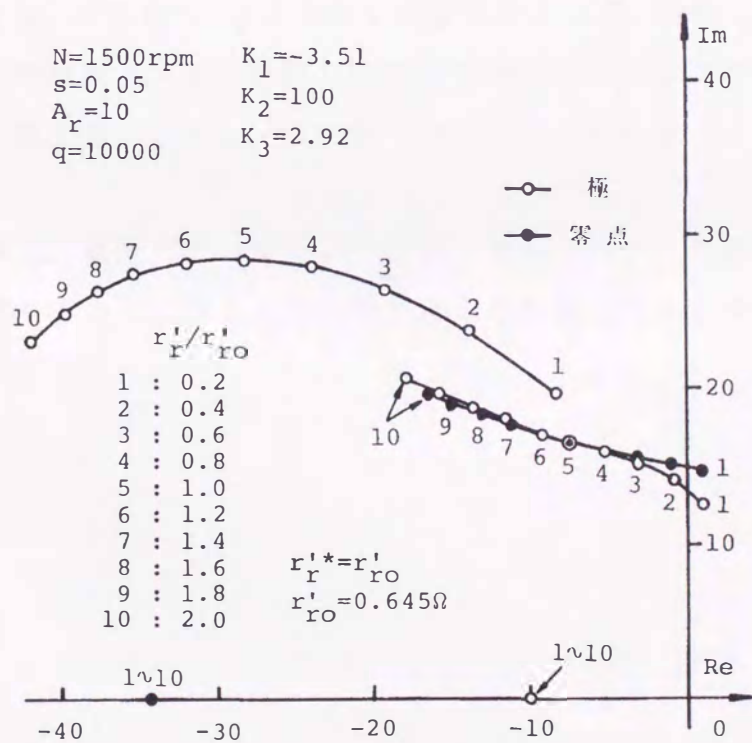


(a)  $q=1,000, r'_r = r'^*_r$

図 5.6 二次抵抗  $r'_r$  に対する極と零点の軌跡



(b)  $q=100, r_r^*$  一定



(c)  $q=10,000, r_r^*$  一定

図 5.6 二次抵抗  $r_r'$  に対する極と零点の軌跡

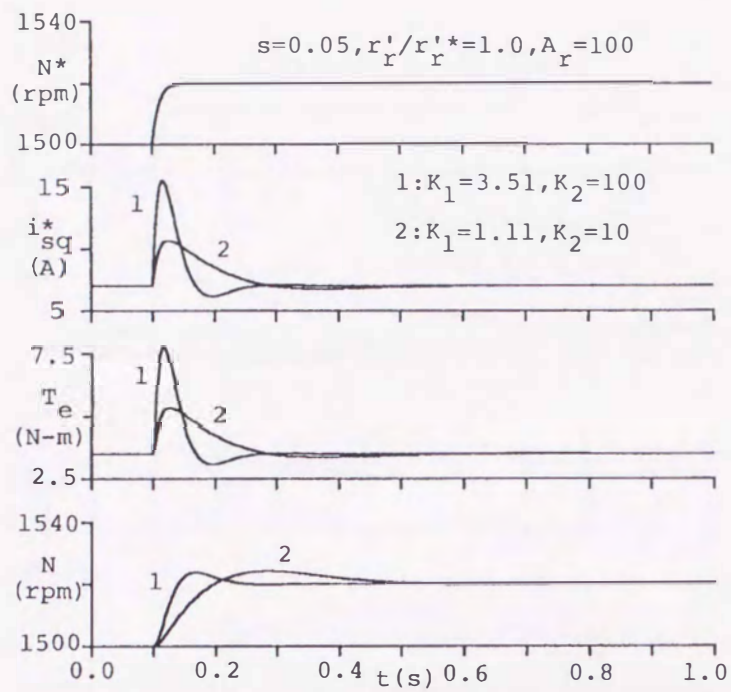
図5.7に回転数指令  $N^{**}$  の1,500rpmから1,520rpmへのステップ変化に対する応答を示す。PI制御の場合には、MFS制御と同じ  $N^*$  を指令値として与えている。また、PI制御のゲインは、負荷トルクに対する過渡特性がMFS制御と一致するように同じゲインとした。なお、この場合、負荷トルク  $T_L$  は一定と仮定している。また、図中の滑り  $s$  は変動前の動作点の値である。対応する根は図5.6に示した。ただし、 $A_r=100$  としているので、実軸上の根は異なる。PI制御の場合には電流指令の変動が大きく、回転数にオーバシュートを発生している。MFS制御の場合には、 $q$  を大きく選ぶとモデルの出力  $N^*$  に追従し、オーバシュートはほとんど観測されない。

図5.8は  $r'_r/r_r^*=0.5$  の場合で、どちらの場合にも振動を生じるが、MFS制御ではトルク電流指令  $i_{sq}^*$  の変動が小さく、PI制御程速度の振動は生じていない。

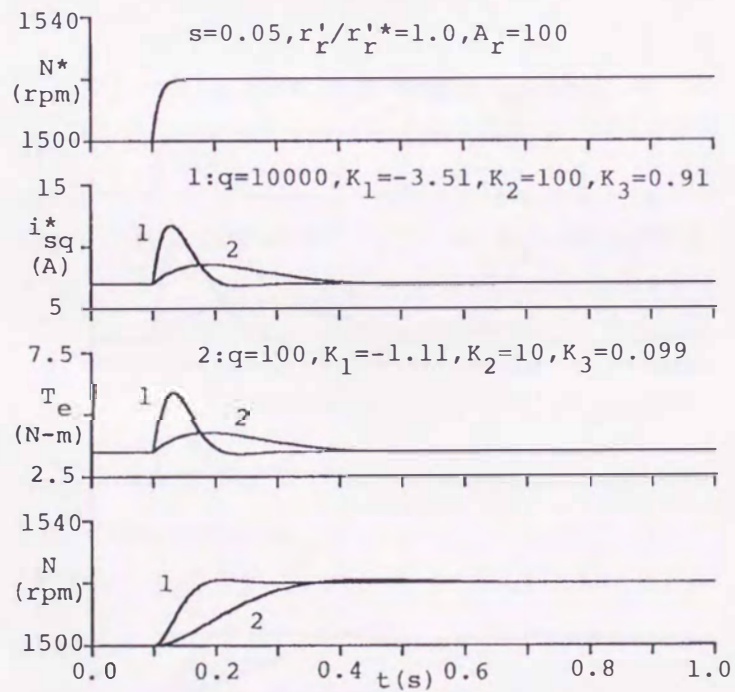
図5.9は  $r'_r/r_r^*=2.0$  の場合であるが、図5.7(b)の理想状態の応答とあまり変わらない応答が得られた。

図5.10は負荷トルク  $T_L$  のステップ変化に対応する応答で、2:は重み定数  $q=10$ 、1:の場合  $q=1,000$  である。 $q=1,000$  の場合にはハイゲインとなり、速度の変動は小さくなる。すなわち、 $q$  を大きく選定することで、負荷トルク変動に対するロバスト性は向上する。なお、PI制御の場合にも同じゲインであれば結果は完全に一致する。しかし、PI制御ではハイゲインにすると目標値応答が問題となる。

以上の応答は、線形モデルを用いて計算したもので、この程度の変動に対しては非線形モデルの応答とよく一致することを確認している。



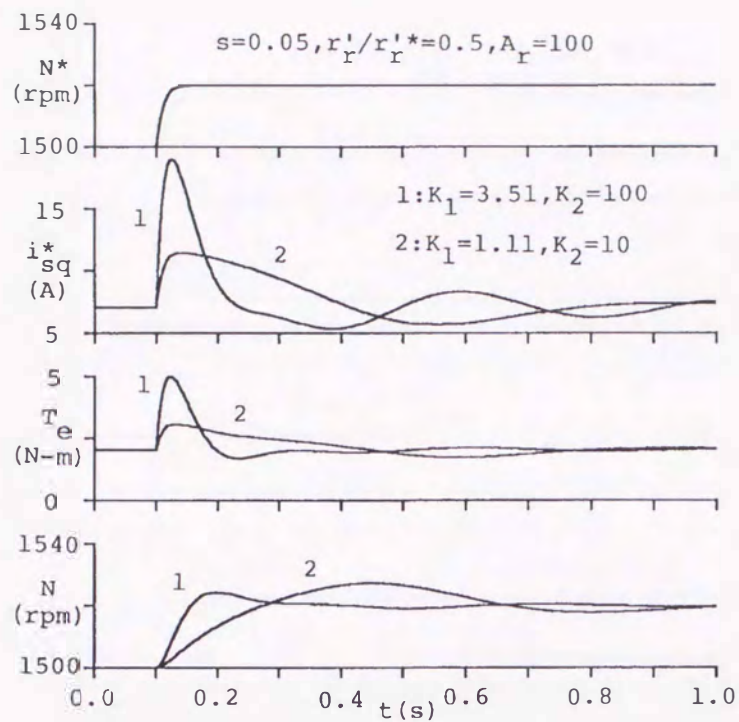
(a) PI 制御



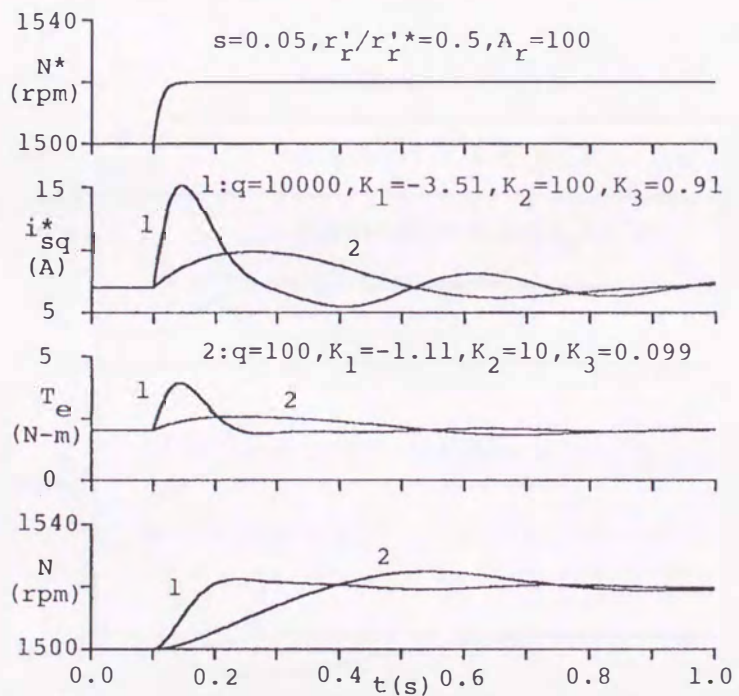
(b) MFS 制御

図 5.7 速度指令の変化に対する過渡応答 ( $r'_r/r'_r^*=1.0$ )





(a) PI 制御



(b) MFS 制御

図 5.8 速度指令の変化に対する過渡応答 ( $r'_r/r_r'^*=0.5$ )

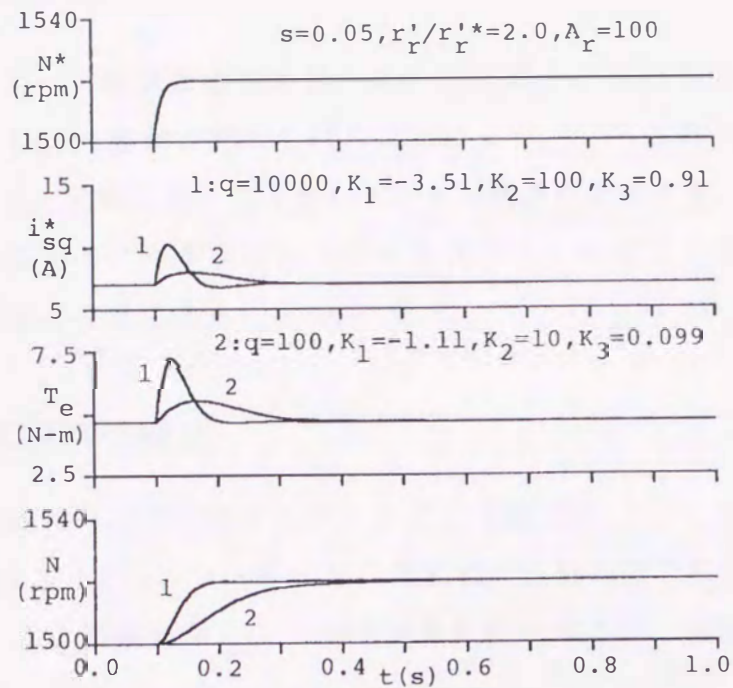


図 5.9 速度指令の変化に対する過渡応答 (MFS 制御,  $r'_r/r'_r^*=2.0$ )

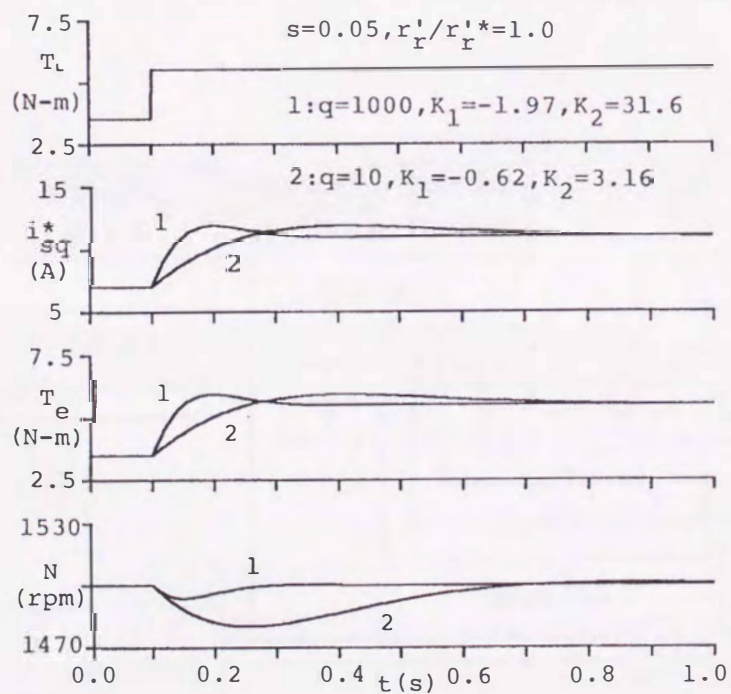


図 5.10 負荷トルク  $T_L$  のステップ変化に対する応答

## 5.4 実機実験

電圧形インバータ駆動誘導電動機ベクトル制御系にMFS制御を適用したシステムを構成し、PI制御と比較を行うことにより、MFS制御が有効であることを示す。また、実験結果とシミュレーション結果を比較することにより、動作点における線形モデルが実機システムを代表していることを示し、線形モデルが $q$ の選定に有効であることを示す。

### 5.4.1 制御回路の構成

図5.11に電流制御形PWMインバータによる誘導機ベクトル制御系のハードウェア構成を示す。このシステムでは電動機の回転角度を検出し、操作量出力部分としてD/A変換回路および制御演算を行うマイコン制御回路から構成している。

CPUには16ビットのV40を用いており、RS-232Cによりパソコンに接続されており、パソコンから制御側CPUへ指令を出したり、逆にシステムの状態をパソコンへ表示することも可能である。 $2\pi/4096$ の分解能を持つアブソリュウ

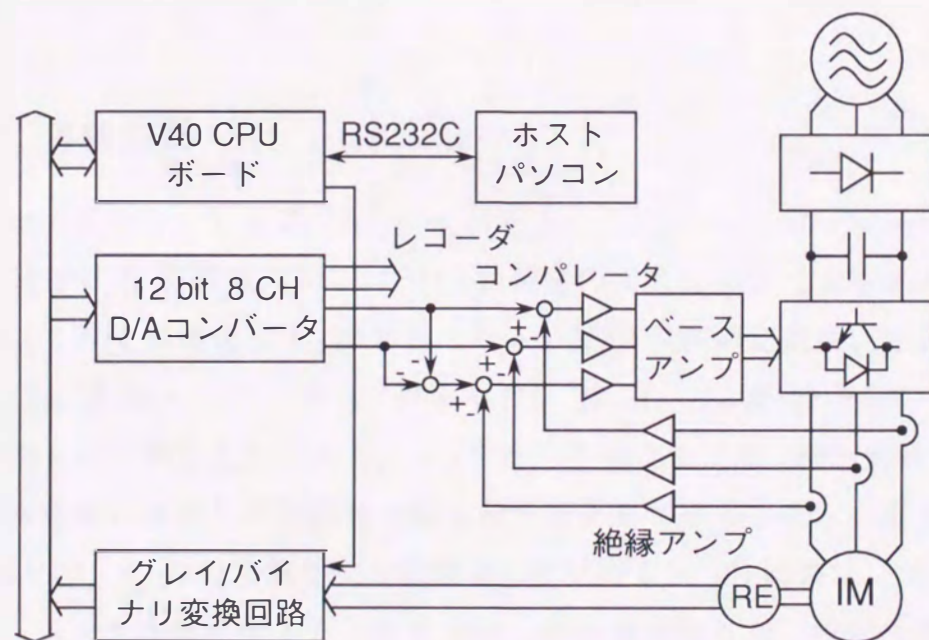


図 5.11 実験システムの構成

ト形ロータリエンコーダ (RE) の出力をグレイ/バイナリ変換回路でグレイ2進符号を純2進符号に変換し、CPUへ取込む。12ビットのD/A変換回路は電流の指令値を出力し、出力電圧  $\pm 5V$  が固定子電流  $\pm 20A$  に対応する。

#### 5.4.2 ソフトウェア構成

作成した制御用マイコンのソフトウェアは、モニタプログラムとコントロールプログラムに大別でき、更に後者はメインルーチンと割込み処理ルーチンより成る。メインルーチンは、I/Oデバイスと変数の初期化を行うイニシャライズルーチンと、端末からキー入力されるコマンドを判別して、その処理を行うコマンド処理ルーチンからなる。コマンド処理には、電動機の起動、停止、回転数表示、速度指令値や制御パラメータの変更などがある。割込み処理ルーチンは、一定時間間隔の割込み動作により実行されるもので、ベクトル制御、モデル追従制御などを行う。図5.12に作成した割込み処理ルーチンの流れ図を示す。割込み処理は  $200\mu s$  ごとに実行され、前半部の回転角の検出と次の電流指令値の出力を行うが、後半部のモデル追従制御とベクトル制御演算は5回に1回の割合で  $1ms$  ごとに実行される。なお、アセンブリ言語によりすべてのプログラムを開発した。

#### 5.4.3 実験結果

図5.13に回転数指令を  $200rpm$  から  $400rpm$  へ変化させた場合の実験結果を示す。(a)図はPI制御時、(b)図はMFS制御時の相電流指令  $i_{sq}^*$ 、相電流  $i_{sq}$ 、回転数  $N$ 、トルク電流指令  $i_{sq}^*$  の応答である。MFSの制御定数は、評価関数の重み  $q=25$ 、 $A_r=5$  として求めた。 $K_1=-0.785$ 、 $K_2=5$ 、 $K_3=0.522$  を用いている。PI制御時には、同じ大きさの  $K_1$ 、 $K_2$  をそれぞれ比例定数、積分定数とした。なお、誘導機に直結した直流発電機は無負荷としている。また、直流電源電圧は  $150V$  で、 $i_{sq}^*$  の最大値を  $15A$  に設定した。図より、PI制御時には  $i_{sq}^*$  が瞬間的にリミッタの制限値まで上昇するが、MFS制御時には、モデルの時定数が  $0.2s$  であるため徐々に増加しソフトスタートとなっている。また、MFS制御時にはモデルの出力に追従するため速度のオーバシュートは生じていないが、

PI制御時には速度のオーバシュートと  $i_{sq}^*$  のアンダーシュートが観測される。

図 5.14は、図 5.13に対する計算結果で動作点が大きく変化するので、5.2節の非線形方程式を直接数値積分することにより求めている。実際の二次抵抗がノミナル値と等しい場合、ノミナル値の80%である場合について計算を行ったところ、後者の場合と良い一致が見られた。これはノミナル値が75°Cに換算した値であるのに対し、実際の回転子の温度が低かったためと思われる。なお、PI制御演算には速度形<sup>(48)</sup>を用いており、位置形のようなリミッタ制限によるwindup現象は抑制されている。

解析では、電流制御を理想的とし、量子化誤差を無視しているが、実験値と一致することから、非線形モデル、ひいては動作点近傍における線形モデルが有効であると考えられる。なお、重み  $q$  を大きくすると、ゲインが大きくなり速度の量子化誤差が問題となるが、これについては高精度の回転角検出器を使用する必要がある。

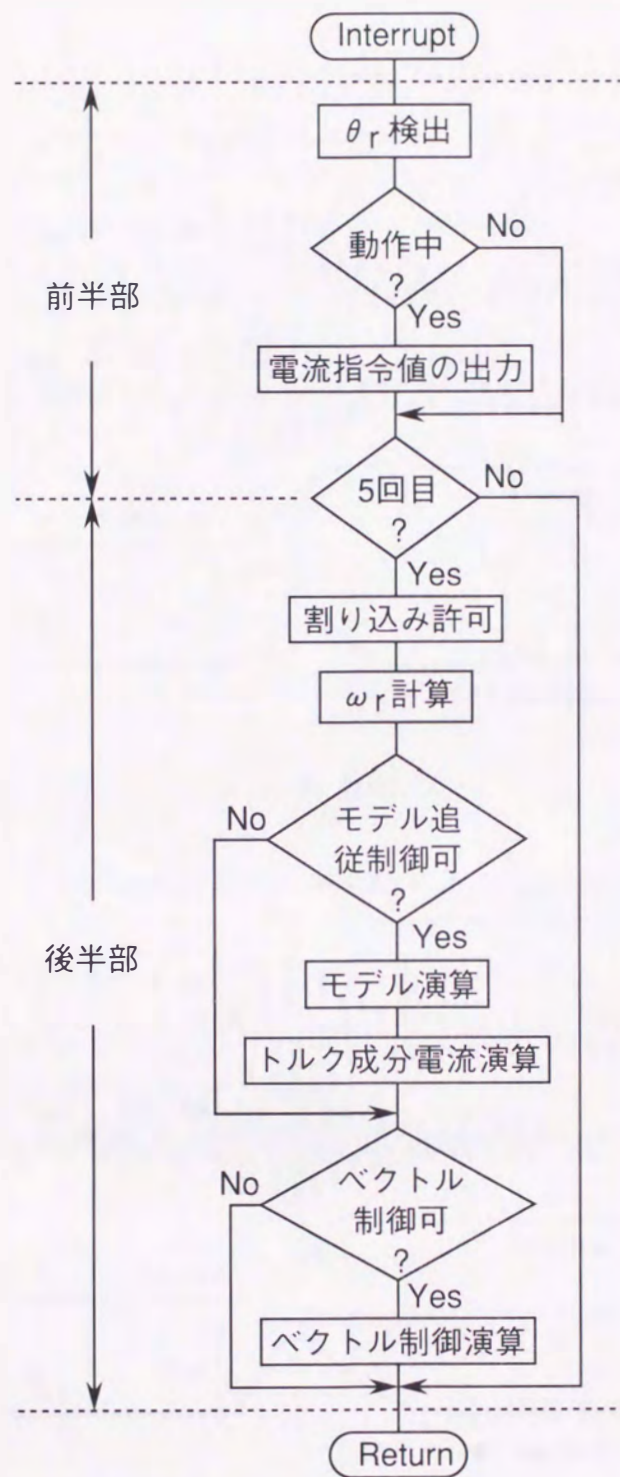
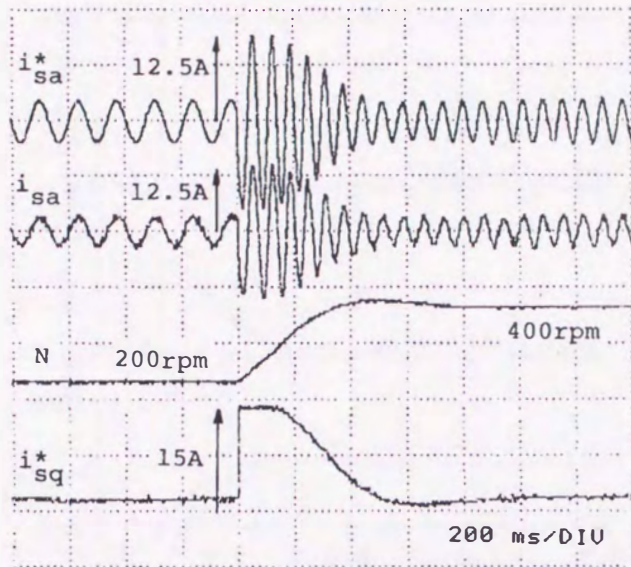


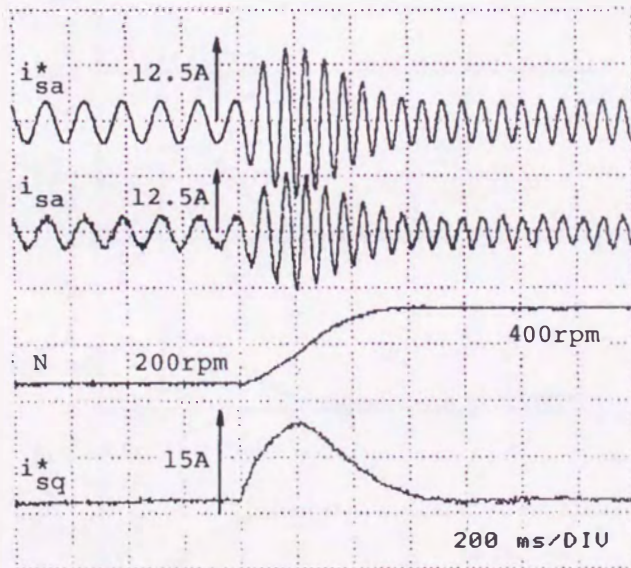
図 5.12 割込み処理ルーチン

$$K_1=0.785, K_2=5.0$$



(a) PI 制御

$$A_r=5, q=25, K_1=-0.785, K_2=5.0, K_3=0.522$$



(b) MFS 制御

図 5.13 実験結果 (200rpm → 400rpm)

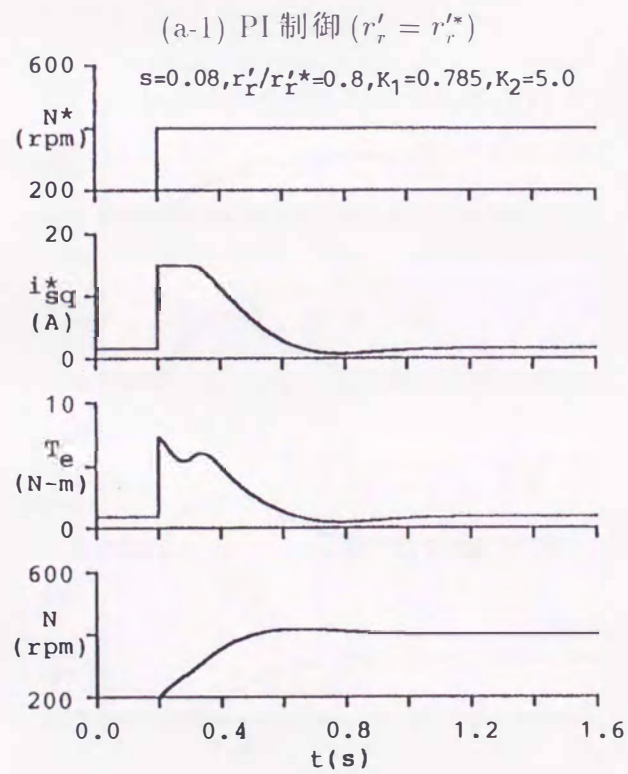
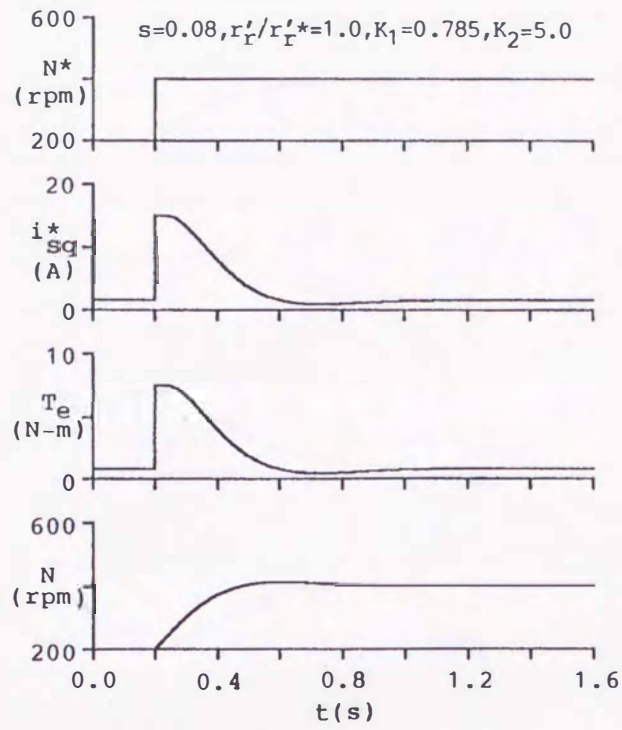
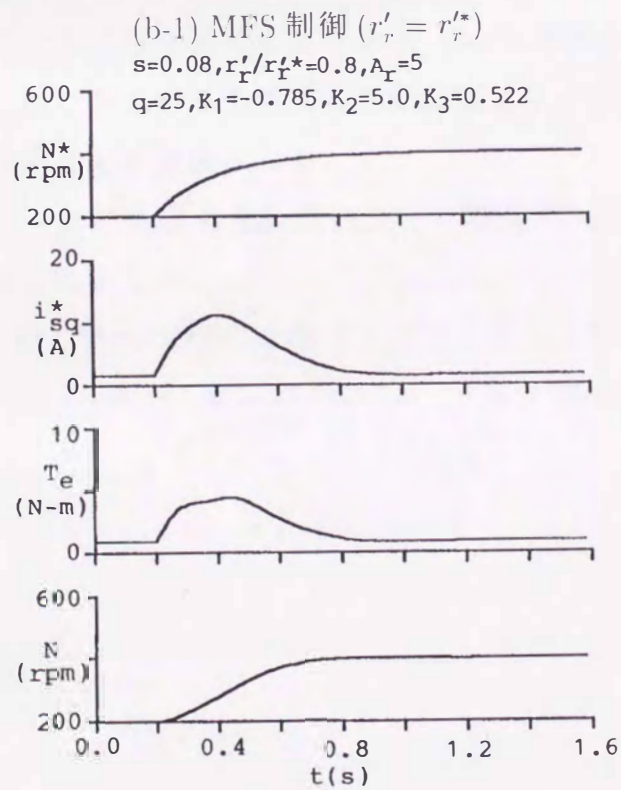
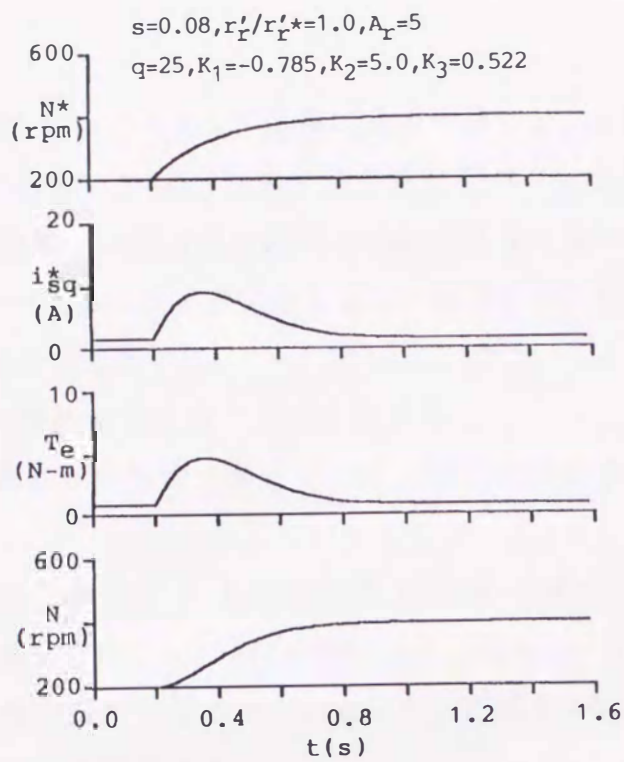


図 5.14 シミュレーション結果 (200rpm → 400rpm)





(b-2) MFS 制御 ( $r_r'/r_r'^*=0.8$ )

図 5.14 シミュレーション結果 (200rpm → 400rpm)

## 5.5 結論

本章では、参照モデルのステップ応答に最適に追従し、定値外乱やパラメータ変動に対してロバストなMFS制御を誘導電動機ベクトル制御系に応用している。ここで、制御ゲイン設計時に使用する評価関数の重み係数に関する指針を示し、シミュレーションと実機実験により、従来のPI制御と比較してMFS制御の特徴を明らかにしている。

得られた結果を要約すると以下のようになる。

- (1) ベクトル制御系が理想的であるとして、MFS制御器の最適ゲインを導出した。
- (2) 誘導電動機の二次抵抗  $r_r'$  を考慮したMFS系の線形モデルを提案して、伝達関数の極や零点、ステップ応答により、種々のパラメータが過渡特性に及ぼす影響が解析できるようになった。これらの結果は、評価関数の重み  $q$  の選定に有用である。
- (3) 負荷変動に対する特性を同じとしたとき、MFS制御はPI制御に対し零点を自由に追加できるので目標値応答が改善でき、この特徴はたとえ二次抵抗変化が生じても維持される。
- (4) 電圧形インバータ駆動誘導電動機ベクトル制御系にMFS制御を実際に適用し、理論を検証した。

なお、負荷トルクオブザーバ<sup>(35)</sup>によるインパクトドロップの低減に近い性能は、 $q$  を大きく選定し、ハイゲインフィードバック系とすることで達成できると思われる。

## 第6章 結論

本論文は電流制御系の高性能化と電圧形インバータ駆動誘導電動機ベクトル制御系の速度制御の改善を行ったもので、制御対象の数式モデルを必要としないI-PD制御ゲインのファジィ・オートチューニング、M系列信号を用いた相互相関関数による同定と制御ゲイン決定、パラメータ変動に対してロバストな2自由度デッドビート制御およびMFS制御の適用について検討を行った。電流制御系の検討は、交流電動機の回転座標系での電流制御に相当する直流電流制御系で行った。また、誘導電動機速度制御系の検討では、マイナーループである電流制御系の影響が速度制御系に現れないように、瞬時電流追従方式を用いた。以上の結果、パワーデバイスのオン電圧やデッドタイム等の数式で表現しにくい誤差を持つ制御対象に対してファジィ・オートチューニングが有効であること、電流制御系のような高速で制御対象に誤差を持つ系でもM系列信号を用いた相互相関関数により同定が可能であること、2自由度デッドビート制御は時間とともにパラメータが変動して操作量が飽和する制御系でも有効であること、さらに速度制御系でパラメータ変動に対してMFS制御が有効であることを立証した。以下に本研究で得られた成果を要約する。

第2章では、電流制御系のI-PD制御ゲイン決定にファジィ・オートチューニングを適用した。このとき、制御量のオーバershootがない場合でも応答が改善でき、しかも1回のステップ応答から得られる波形情報だけでオートチューニングができるように、新たに操作量の特徴量を用いたファジィ・オートチューニングによるI-PD制御ゲインの修正法を提案した。このシミュレーションにより、従来方式に比べてI-PD制御ゲインの収束が速やかであることを示し、DSPを用いた電流制御の実機実験により、リアルタイムな数回のチューニングで適切な制御応答が得られることを示した。さらに、従来方式ではチューニングが困難であったオーバershoot 0%の場合の応答改善も実現した。

第3章では、電流制御系のM系列信号を用いた相互相関関数による同定と制御ゲイン決定を行った。M系列を試験信号として用いて、その長さとは異なる個数の重み系列の高速計算法と、離散時間から連続時間への伝達関数変換、

部分的モデルマッチング法による I-PD 制御ゲイン決定で、伝達関数を制御周期で正規化して演算時間を短縮できる式を提案した。この結果、電流制御システムのオートチューニングが汎用の整数形 16 ビット CPU で達成でき、実機実験とシミュレーション結果を比較して提案方式の有効性を示した。

第 4 章では、電流制御系に 2 自由度デッドビート制御を適用した。系の根軌跡およびシミュレーションにより、ゲイン設計時に使用したパラメータが制御対象と異なるときの挙動を明らかにした。特に、操作量が飽和したときのシミュレーションと実験により、たとえ操作量が飽和しても、前章の I-PD 制御と同程度の応答を得ることが可能であることを示した。その際、実係数有理関数形の 2 個の補償要素を有限なインパルス応答形の 3 個の補償要素に変換し、DSP で高速演算するために、デッドビート制御演算をすべて積和形式で表現した。

第 5 章では、目標値応答と外乱抑圧を独立に設計でき、2 自由度制御の一種である MFS 速度制御を電圧形インバータ駆動誘導電動機ベクトル制御系に適用した。このとき、微小変動分に対する線形モデルを用いて求めた根軌跡により、二次抵抗変動や MFS 制御で設定する評価関数の重み係数が系の安定性に及ぼす影響を検討し、理論および実験により MFS 制御の有効性を示した。

## 謝辞

本論文をまとめるにあたって、九州大学工学部一般電気工学教室 和田 清 教授，同情報工学教室 長田 正 教授，同電子工学教室 二宮 保 教授，同電気工学教室 平澤 宏太郎 教授には懇切な御教示ならびに御鞭撻を賜りました。ここに謹んで緒先生方に感謝の意を表します。

本研究を遂行するにあたり終始御指導，御鞭撻を賜りました長崎大学工学部電気情報工学科 山田 英二 教授ならびに辻 峰男 助教授に深く感謝の意を表します。

さらに，本研究の遂行にあたって御協力戴いた長崎大学工学部電気情報工学科システム制御学講座の卒業生各位に厚く御礼申し上げます。

なお，日頃から何かと御指導戴いている長崎大学工学部電気情報工学科の諸先生方に厚く御礼申し上げます。

## 参考文献

- (1) 丸橋：「パワーエレクトロニクスの現状と将来」, システムと制御, Vol.25, No.5, pp.253-262 (1981)
- (2) 野中：「電気機器 [II]」, 森北出版, p151 (1971)
- (3) 安川電機製作所：「インバータドライブ技術」, 日刊工業出版, pp.37-46 (1990)
- (4) 浅野・岡田・常広：「DC ブラシレスモータの電流制御系の特性評価とその改善法について」, 電気学会論文誌 D, Vol.108, No.11, pp.1033-1040 (1988)
- (5) 金・楊：「ベクトル制御誘導機システムにおける電流系の可変構造制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol.110, No.6, pp.646-654 (1990)
- (6) 山本・小玉・山田・市岡・丹羽：「PWM 同期電流サンプルによる誘導電動機のデジタル電流制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol.112, No.7, pp.613-622 (1992)
- (7) 赤木：「電力用アクティブフィルタの原理と制御法」, システムと制御, Vol.30, No.8, pp.467-474 (1986)
- (8) 羽根吉：「無停電電源システムの最新動向・総論」, 平成7年電気学会産業応用部門全国大会, S.1-1
- (9) 伊東・岩田・河内：「三相UPS用インバータにおける同次元オブザーバを用いたデジタル制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol.113, No.12, pp.1456-1464 (1993)
- (10) 北森：「PID, I-PD 制御からの発展の道」, システムと制御, Vol.27, No.5, pp.287-294 (1983)
- (11) 原島・近藤：「電動機のデジタル速度制御系における PI 制御と I-P 制御の比較検討」, 昭和57年電気学会全国大会, No.542 (1982)
- (12) 大久保：「チューニングの現状」, 計測と制御, Vol.25, No.9, pp.832-839 (1986)
- (13) 野村・斎藤・横川・高橋・菅野：「ファジィ推論を応用した PID コントローラ用オートチューニングシステム」, 日立評論, Vol.71, No.8, pp.815-822

(1989)

- (14) 岩崎・森田：「サーボ系のオートチューニング」, 三菱電機技報, Vol.66, No.7, pp.717-720 (1992)
- (15) 岩崎・森田：「プラント用 PID コントローラのファジィオートチューニング」, 平成3年電気学会全国大会, S.10-5
- (16) 野本・近藤：「再帰型ファジィ推論を用いたオートチューニング・コントローラ」, 計測自動制御学会論文集, Vol.25, No.10, pp.1126-1133 (1989)
- (17) 森・重政：「PID オートチューニングコントローラの動向」, 計測と制御, Vol.29, No.8, pp.723-728 (1990)
- (18) 梅田：「ACドライブのオートチューニング技術」, 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, S.1-7
- (19) 水本：「わかりやすいファジィ理論 III —ファジィ理論とファジィ制御」, コンピュートロール, No.28, pp.32-45 (1989)
- (20) 相良・秋月・中溝・片山：「システム同定」, 計測自動制御学会 (1981)
- (21) 重政・飯野・神田：「2自由度 PID コントローラのオートチューニング方法」, 計測と制御, Vol.27, No.4, pp.305-311 (1988)
- (22) 成田：「デジタルシステム制御—理論と応用—」, 昭晃堂, p.148 (1980)
- (23) 原田・柏木・本多・小栗：「M 系列をランダムにサンプルして得られる系列の相関関数」, 計測自動制御学会論文集, Vol.23, No.11, pp.1145-1150 (1987)
- (24) 北島・柏木：「指数関数型重みをつけた反対称 M 系列を用いる同定」, 計測自動制御学会論文集, Vol.25, No.3, pp.285-289 (1989)
- (25) 重政・市川：「デジタルプロセス制御系の閉ループ形オートチューニング方法」, 計測自動制御学会論文集, Vol.20, No.7, pp.592-599 (1984)
- (26) 立花・浜野：「セルフチューニング式デジタルコントローラのシミュレーション」, 昭和62年電気学会産業応用部門全国大会, No.165
- (27) 北森：「制御対象の部分的知識に基づく制御系の設計法」, 計測自動制御学会論文集, Vol.15, No.4 pp.549-555 (1979)
- (28) 北森：「制御対象の部分的知識に基づくサンプル値制御系の設計法」, 計測自動制御学会論文集, Vol.15, No.5, pp.695-700 (1979)

- (29) 小原：「速度制御系のオートチューニング」、平成元年電気学会全国大会, No.1689
- (30) 荒木：「2自由度制御系-I-PID・微分先行型・I-PD制御系の統一の見方などについて-」, システムと制御, Vol.29, No.10, pp.649-656 (1985)
- (31) 原・杉江：「2自由度制御系-II-達成可能な伝達関数および諸特性のクラス-」, システムと制御, Vol.30, No.8, pp.457-466 (1986)
- (32) 堀口・西村・長田・富田：「過渡応答を考慮した2自由度デッドビート制御」, 計測自動制御学会論文集, Vol.25, No.10, pp.1046-1053 (1989)
- (33) 舟橋・山田：「2自由度補償法によるリップルフリー最適デッドビート制御」, 計測自動制御学会論文集, Vol.27, No.1, pp.35-40 (1991)
- (34) 舟橋・加藤：「2自由度補償法による最適ロバスト性を有する最短デッドビート制御」, 計測自動制御学会論文集, Vol.24, No.5, pp.483-489 (1988)
- (35) 大石・大西・宮地：「状態観測器を用いた他励直流機の一制御法」, 電気学会論文誌B, Vol.104, No.6, pp.373-379 (1984)
- (36) 梅野・堀：「2自由度制御系のパラメトリゼーションに基づくロバストサーボ系の設計」, 電気学会論文誌D, Vol.109, No.11, pp.825-832 (1989)
- (37) 古田・小宮：「線形多変数系に対するモデル追従形サーボコントローラの設計」, 計測自動制御学会論文誌, Vol.18, No.1, pp.8-14 (1982)
- (38) K. Furuta and K. Komiya : "Design of Model-Following Servo Controller", IEEE Trans. Automatic Control, Vol.AC-27, No.3, pp.725-727 (1982)
- (39) 牟田・井口：「モデル追従形サーボコントローラによる直流電動機の制御」, 電気学会論文誌B, Vol.106, No.3, pp.217-224 (1986)
- (40) A. Kumamoto, S. Tada and Y. Hirane : "Speed Regulation of an Induction Motor using Model Reference Adaptive Control", IEEE Control Systems Magazine, p.25 (1986)
- (41) 市川：「Exact Model Matching手法に基づく適応制御系の構成」, 計測自動制御学会論文誌, Vol.20, No.10, pp.926-931 (1984)
- (42) 泉・山田・辻・小山・松尾：「DCチョップ制御系の操作量を用いたファジィオートチューニング」, 電気学会論文誌C, Vol.113, No.7 pp.502-509 (1993)
- (43) K. Izumi, M. Tsuji, J. Oyama, E. Yamada : "Improvement of Fuzzy Auto-



- Tuning Method of DC Chopper System Using Manipulated Value”, Proc. of IECON'93, Vol.1, No.1, pp.224-229 (1993)
- (44) 泉・山田・辻・小山：「M系列によるRL負荷をもつチョッパ回路の同定とI-PD制御」, 電気学会論文誌D, Vol.110, No.5, pp.516-524 (1990)
- (45) E. Yamada, M. Tsuji, K. Izumi, M. Tanimoto, J. Oyama : “Dead Beat Control of DC Chopper System with Nonlinear Load”, Proc. of IECON'91, Vol.1, No.1, pp.581-586 (1991)
- (46) 辻・山田・泉・小山：「MFS制御の誘導電動機ベクトル制御系への応用」, 電気学会論文誌D, Vol.111, No.5, pp.379-388 (1991)
- (47) M. Tsuji, E. Yamada, K. Izumi, J. Oyama : “Model Following Servo Control of CSI-IM Vector Control System”, Proc. of IECON'91, Vol.1, No.1, pp.257-262 (1991)
- (48) 成田：「デジタルシステム制御-理論と応用-」, 昭晃堂, pp.157-163 (1980)
- (49) 田中・望月：「デジタルPIコントローラをもつAC/DC電力変換器を含む平均電流制御系の解析」電気学会論文誌B, Vol.105, No.9, pp.741-748 (1985)
- (50) 相良・和田・中野：「デジタル制御の基礎」, コロナ社, p120 (1992)
- (51) 泉：「マイコン制御システム開発のための通信プログラム」, OHM, Vol.73, No.8 pp.77-80 (1986)
- (52) 伊藤：「フィードバック制御系設計とロバスト制御」, コロナ社, コンピュータロール, No.13, pp.4-8 (1986)
- (53) 荒木：「デジタル制御理論入門」, 朝倉書店, pp.114-123 (1991)
- (54) 泉・山田・辻・小山：「PID制御に変更可能なデッドビート制御演算について」, 平成2年電気関係学会九州支部連合大会, No.346
- (55) 辻・山田・泉・宮路・小山：「モデル追従制御を付加したVSI-IMベクトル制御系の解析」, 平成元年電気学会全国大会, No.1661
- (56) 辻・山田・泉・小山：「VSI-IMベクトル制御系へのモデル追従制御の応用」, 平成元年電気学会産業応用部門全国大会, No.81
- (57) 辻・山田・泉・宮路・小山：「モデル追従制御されるVSI-IMベクトル制御系の線形モデル」, 平成元年電気関係学会九州支部連合大会, No.249

- (58) M. Tsuji, E. Yamada, K. Izumi and J. Oyama : "An Analysis of a Vector Controlled Induction Motor Drive System with a Model Folloing Controller", Proc. of IPEC-Tokyo, Vol.1, pp.457-464 (1990)
- (59) 辻・山田・泉・小山 : 「磁界加速法とベクトル制御の比較について」, 平成元年電気学会全国大会, No.1662

## 付録 A 2 自由度デッドビートコントローラ的设计

2自由度補償法による有限整定なロバスト・トラッキング系を実現するために、文献(34)の設計法を使用する。

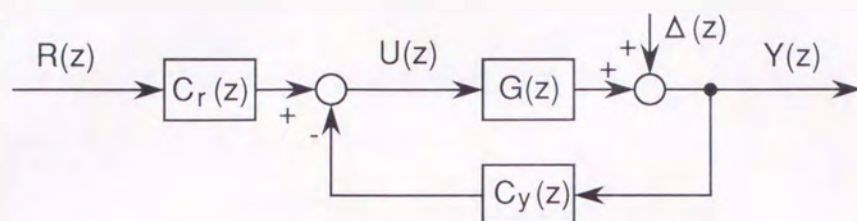


図 A.1 2自由度デッドビート制御系

図 A.1に示す2自由度デッドビート制御系のブロック線図で、制御対象  $G(z)$ 、2自由度補償器  $C_r(z)$ 、 $C_y(z)$ 、目標値入力  $R(z)$  の既約分解表現を次式のように表す。

$$G(z) = \frac{N(z)}{D(z)} \quad (\text{A.1})$$

$$C_y(z) = \frac{N_{cy}(z)}{D_c(z)} \quad (\text{A.2})$$

$$C_r(z) = \frac{N_{cr}(z)}{D_c(z)} \quad (\text{A.3})$$

$$R(z) = \frac{N_r(z)}{D_r(z)} \quad (\text{A.4})$$

ロバストトラッキング系のクラスは次式で与えられる。

$$D_c(z) = A(z) - N(z)[F(z)A(z) + D_r(z)P(z)] \quad (\text{A.5})$$

$$N_{cy}(z) = B(z) + D(z)[F(z)A(z) + D_r(z)P(z)] \quad (\text{A.6})$$

$$N_{cr}(z) = B(z) + D(z)F(z)A(z) + D_r(z)Q(z) \quad (\text{A.7})$$

ここで、すべての変数は安定でプロパーな実係数有理関数であり、 $P(z)$ 、 $Q(z)$  はその任意の元で、 $A(z)$ 、 $B(z)$ 、 $F(z)$ 、 $H(z)$  は次式を満たす。

$$A(z)D(z) + B(z)N(z) = 1 \quad (\text{A.8})$$

$$N(z)F(z) + D_r(z)H(z) = 1 \quad (\text{A.9})$$

この補償器を用いて、偏差を  $E(z) \{= R(z) - Y(z)\}$  とすると、 $Q(z)$  は次式で与えられる。

$$Q(z) = \frac{A(z)D(z)H(z)N_r(z) - E(z)}{N(z)N_r(z)} \quad (\text{A.10})$$

この  $Q(z)$  が安定でプロパーな実係数有理関数であるためには、 $E(z)$  が以下の条件を満たさなければならない。

$$1) k \geq n + L + 1 \quad (\text{A.11})$$

$$2) e(i) = r(i), i = 0, \dots, L - 1 \quad (\text{A.12})$$

$$3) \begin{bmatrix} 1 & z_1^{-1} & z_1^{-2} & \dots & z_1^{-(k-L)} \\ 1 & z_2^{-1} & z_2^{-2} & \dots & z_2^{-(k-L)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & z_n^{-1} & z_n^{-2} & \dots & z_n^{-(k-L)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(L) \\ e(L+1) \\ \vdots \\ e(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_n \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$\alpha_i = \begin{cases} -\{r(0)z_i^L + \dots + r(L-1)z_i\} \\ \text{for } z_i : N_r(z) \text{ の零点} \\ R(z_i)z_i^L - \{r(0)z_i^L + \dots + r(L-1)z_i\} \\ \text{for } z_i : N(z) \text{ の零点} \end{cases}$$

ただし、 $r(i)$ 、 $e(i)$  はそれぞれ時刻  $i$  における目標値、制御偏差であり、制御対象のむだ時間が  $L$  で、目標値の初期値は非零である。更に、 $N(z)N_r(z)$  の有限な不安定零点の数を  $n$  とし、それを  $z_1, \dots, z_n$  とする。

次に、ロバスト性最適化について考える。制御対象が  $G(z)$  であるときの閉ループ伝達関数を  $T(z)$ 、 $G'(z)$  であるときのそれを  $T'(z)$  で表すと、閉ループ伝達関数の変動率と制御対象の変動率の比  $\eta(z)$  は

$$\begin{aligned} \eta(z) &= \frac{T'(z) - T(z)}{T'(z)} \bigg/ \frac{G'(z) - G(z)}{G'(z)} \\ &= \frac{1}{1 + G(z)C_y(z)} \\ &= D(z)[A(z) - N(z)\{F(z)A(z) + D_r(z)P(z)\}] \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

となる。また、外乱  $W(z)$  から出力  $Y(z)$  までの伝達関数を  $T_w(z)$  とすると

$$T_w(z) = \frac{1}{1 + G(z)C_y(z)} = \eta(z) \quad (\text{A.15})$$

となり結局  $\eta(z)$  を小さくすることにより、ロバスト性の改善と外乱抑制が同時に達成できることになる。

$\eta(z)$  の大きさの評価を次式のような周波数領域における 2 乗積分の形にする。

$$J = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |\eta(e^{j\omega})|^2 d\omega} \quad (\text{A.16})$$

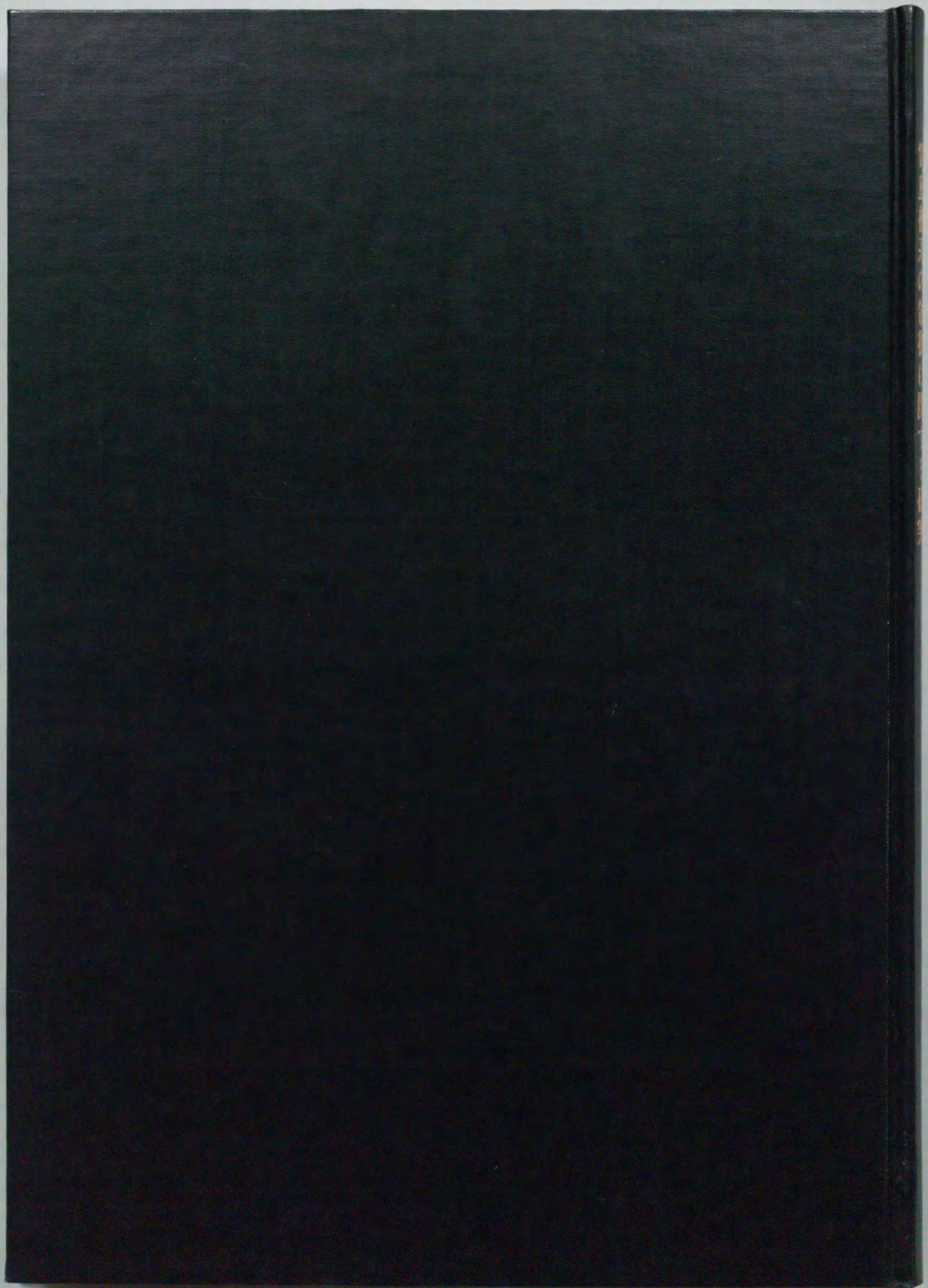
$D_r(z)D(z)N(z)$  が単位円上に零点をもつ場合には、 $J$  を最小にする  $P(z)$  は次式によって与えられる。

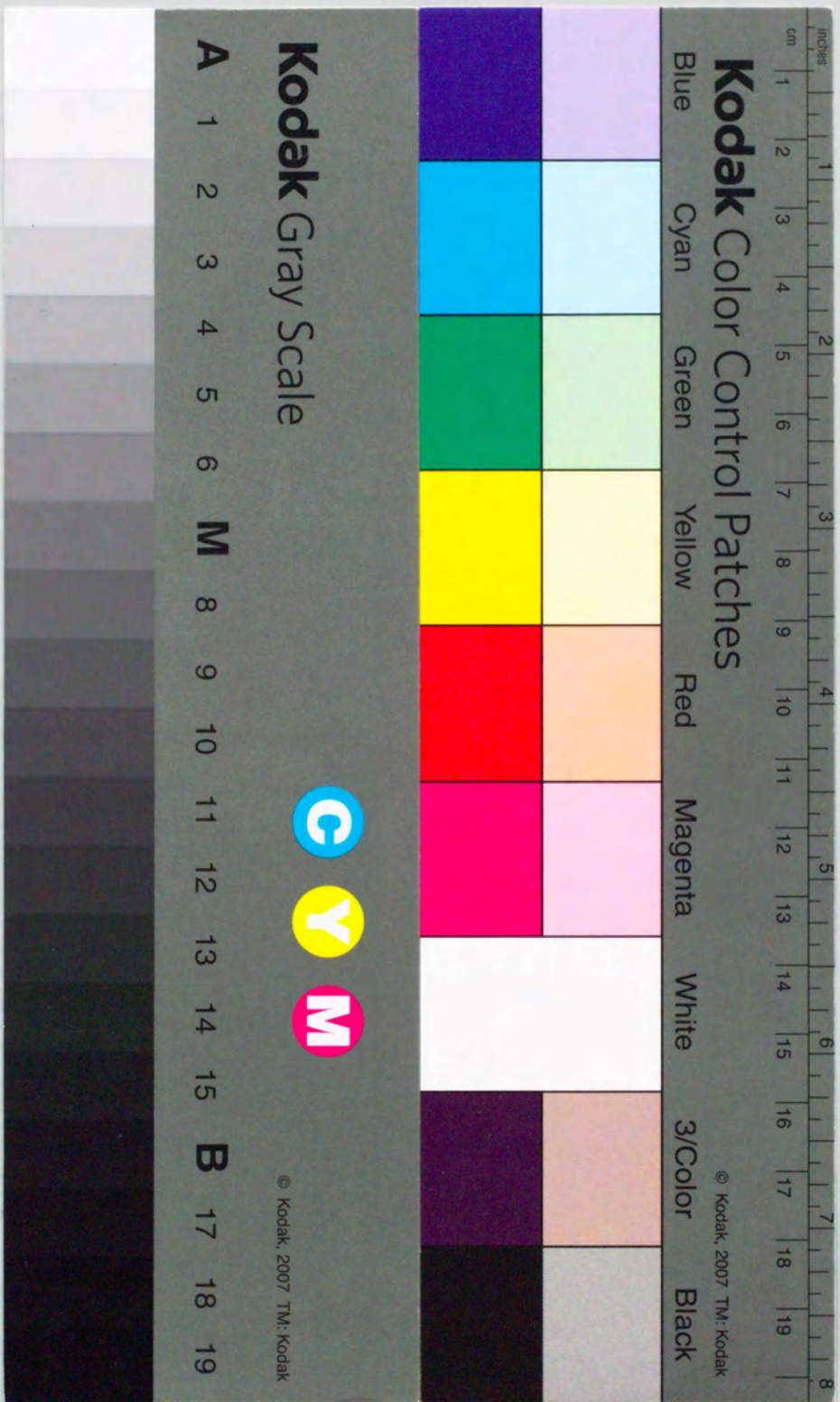
$$P_\varepsilon(z) = \beta_\varepsilon(z)^{-1} [N_i(z)^{-1} D_{ro}(z) D_o(z) A(z) H(z)]_- \quad (\text{A.17})$$

ここで、 $\beta_\varepsilon(z)$  は  $\varepsilon > 0$  ならば安定でプロパーな変数であり、次式を満たす。

$$\beta_\varepsilon(z) \longrightarrow D_{r\bullet}(z) D_{\bullet}(z) N_o(z) \quad (\varepsilon \longrightarrow 0^+)$$

また、 $N_i(z)$ 、 $N_o(z)$  は共に安定でプロパーな変数で  $N(z) = N_i(z) \cdot N_o(z)$  を満たすものであり、 $N_i(z)$  は  $N(z)$  のすべての単位円外 ( $\infty$  を含む) の零点をその零点としてもち、 $|z| = 1$  ならば  $|N_i(z)| = 1$  となるものである。 $D_i(z)$ 、 $D_{\bullet}(z)$ 、 $D_{ri}(z)$ 、 $D_{r\bullet}(z)$  も同様である。 $[\ ]_-$  は、 $z$  のべき乗に展開したとき、負のべき乗および定数項の部分を示している。(A.10) 式を満足するように  $Q(z)$  を選び、(A.17) 式を満足するように  $P(z)$  を選ぶことによりデッドビート制御とロバスト性最適化が独立して設計できる。





# Kodak Color Control Patches

Blue Cyan Green Yellow Red Magenta White 3/Color Black

# Kodak Gray Scale

A 1 2 3 4 5 6 M 8 9 10 11 12 13 14 15 B 17 18 19

C Y M

© Kodak, 2007 TM: Kodak