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

正員 泉 勝 弘 (長崎大)
正員 山 田 英 二 (長崎大)
正員 辻 峰 男 (長崎大)
正員 小 山 純 (長崎大)

An Identification and I - PD Control of Chopper System with R - L Load using M -Sequence

Katsuhiro Izumi, Member, Eiji Yamada, Member, Mineo Tsuji, Member, Jun Oyama, Member
(Nagasaki University)

Several methods have been adopted to identify dynamic performance of controlled system and to determine PID parameters in process control system. However, its application to the field of power electronics is seldom seen. In this case, it is desired to reduce the computation time of the microprocessor.

This paper proposes an auto-tuning method of DC current control system which is composed of an identification, a conversion method of transfer function and a determination of control parameters. In the system identification by M -sequence signal, we derive new compensation method for the determination of weighting sequence. In the transfer function conversion and the determination of digital control parameters, the formulas without the term depending on time are derived and have few number of product and division. In order to reduce the computation time, all procedures have been developed in assembler language by using the fixed point number. As a result of comparison of the experimental values and simulation ones, it appeared that the compensation method of the weighting sequence was useful and the auto-tuning was done in short computation time.

キーワード： M 系列，同定，チョッパ回路，伝達関数変換，制御定数決定，固定小数点

1. はじめに

最近のジャイアントトランジスタなどの大容量高速の電力用半導体素子の開発と，マイクロプロセッサなどの LSI 技術の進歩とにより，任意の波形の電圧，電流を自由に発生させることが可能となった。更に，マイクロプロセッサの高性能化に伴い，かなり複雑な制御方法も実現可能となったが，実際の産業分野で多く採用されているのは，まだ従来の PID 制御方式である。

この PID 制御系で良好な制御性能を得るためには，

制御対象の動特性に従ってコントローラの制御定数を適切な値に設定する必要がある。この調整は，一般に経験をもとに繰返し行う試行錯誤法が主体で，調整に長時間を費やし，そのうえ必ずしも最適な定数が得られるとは限らない。そこで，制御対象の動特性を同定し，それに基づき最適な制御定数を決定する必要がある。

動特性の同定に用いられている最小 2 乗法は，多くのメモリーと複雑な計算を必要とし，応答の早い制御対象の同定には適用しにくい⁽¹⁾。また， M 系列信号を用いた相互相関関数により同定する方法は，高速な

演算には適しているが、 M 系列信号の自己相関関数がインパルス応答と異なることによる誤差が存在する⁽²⁾。この誤差をなくすために幾つかの方法が提案されている⁽³⁾⁽⁴⁾。これらは、 M 系列信号を発生するために多くの演算を必要とするが、精度はあまり改善できていないように思われる。パルス伝達関数から s 領域の伝達関数への変換と制御定数決定法にも、幾つかの方法が提案されている^{(5)~(8)}。しかし、これらの方法では式が複雑で直接実現するには浮動小数点演算を必要とし、マイクロプロセッサには相当の負担となる。以上述べたように、同定と制御定数決定には相当の量の演算を必要とするので、プロセス制御系に比べ応答の速いパワーエレクトロニクス分野への適用ではシミュレーション解析はなされているものの⁽⁹⁾、実際のシステムに適用した例はあまり見あたらない。

本論文では、システムの同定、伝達関数変換、制御定数決定を行うオートチューニング方式とこれらの直流電流制御系への応用について述べる。

システム同定は、最も演算の単純な M 系列信号を用いた相互相関関数により重み系列を推定することにより行う。この際、誤差が存在するので、その補正法についても述べる。この重み系列をもとに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制御定数決定を行う。このとき、文献(5)、(8)から、CPU の演算時間を短縮できる式を誘導している。次に、これらを直流電流制御システムへ適用するためのハードウェアとソフトウェアについて述べる。本システムでは特に、電流検出や I-PD 演算において、高速演算のために種々の工夫を行っている。最後に、シミュレーション結果と実験結果の比較検討を行い、本方式がオートチューニング法として有用であることを示す。

2. オートチューニング

図 1 に I-PD 制御則を用いたオートチューニングコントローラの構成図を示す。この制御則は PID 制御則に比べて、目標値の変化によるオーバーシュートと外乱による変動を抑制することができる⁽¹⁰⁾。I-PD 演算には、比例、積分、微分の 3 個の調整変数がある。この値を自動的に決めるのが、オートチューニングである。

このシステムでは、まず M 系列を用いた相互相関関数により制御対象の動特性を同定し、 z 領域から s 領域への変換を行う。その結果を用いて、制御対象に合った I-PD パラメータを決定する。

制御対象の動的モデルが必要なとき、そのシステムが

図 1 オートチューニング方式構成図
Fig.1. Schematic diagram of the auto-tuning system.

線形システムで近似できるならば、数学モデルの表現法の一つとしてインパルス応答モデルがある。インパルス応答とは、単位インパルスに対する応答であるから、制御対象にインパルスを印加して、その応答を測定すればよいが、インパルスの振幅はシステムに許容される制限があり、あまり大きくできないので、出力測定値に雑音が混入するという問題がある。この欠点を除くため一般に用いられているのが、特定の試験信号を加え相関関数を計算することにより、間接的にインパルス応答を求める方法である。この試験信号として、 M 系列信号を用いる。なお、本稿では M 系列信号により同定が行われてる間 I-PD 制御は行われず、操作量は一定とする。

〈2・1〉 M 系列信号 一般に、 n 個の遅れ素子をもち次式を満たすもののなかで、周期が最長のものが M 系列 (maximum period sequence) と呼ばれている⁽¹¹⁾。

$$(z^{-n} \oplus \cdots \oplus 1)x(k) = 0 \cdots \cdots (1)$$

ここで、 z^{-1} 、 $\oplus$ はそれぞれ遅れ素子、排他的論理和を意味し、 $x(k)$ は 0 または 1 の値をもち、 k は整数である。本論文では、 $n=7$ の場合の M 系列を用いる。この場合には、

$$(z^{-7} \oplus z^{-6} \oplus 1)x(k) = 0 \cdots \cdots (2)$$

すなわち、

$$x(k) = x(k-6) \oplus x(k-7) \cdots \cdots (3)$$

によって $x(k)$ が求まる。また、初期値は

$$x(k) = 1 \quad (k=0, \cdots, 6) \cdots \cdots (4)$$

で与えるものとする。このとき、周期 L は $127 (=2^7 - 1)$ となる。ここで、実際に制御対象に加える振幅 K_m の M 系列信号を

$$u(k) = K_m(1 - 2x(k)) \cdots \cdots (5)$$

により作成する。また、 M 系列信号の自己相関関数は次式により与えられる。

$$\psi_{uu}(i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u(k)u(k+i) \cdots \cdots (6)$$

ここで、観測する個数 N は L の整数倍とする。振幅

図 2 M 系列信号の自己相関関数
Fig. 2. Auto-correlation function of M -sequence signal.

K_m が 1 のとき、(6)式において i が 0 または L の整数倍であれば、

$$\psi_{uu}(i) = 1 \quad \dots\dots\dots (7)$$

となる。上記以外の i については、次式となる。

$$\psi_{uu}(i) = -1/L \quad \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 i が 0 または L の整数倍以外のとき自己相関関数が負になるのは、(3)式の系列 $\{x(k)\}$ において、1 が一つ多く、 $u(k)$ で考えれば負の値が一つ多いからである。振幅が 1 の場合の自己相関関数を図 2 に示す。

〈2・2〉 相互相関関数による同定 いま、 M 系列信号 $\{u(k)\}$ を入力信号として、重み系列 $h(k)$ の線形システムに印加したときの出力系列 $\{c(k)\}$ は、

$$c(k) = \sum_{i=0}^k h(k-i)u(i) \quad \dots\dots\dots (9)$$

により与えられ、入力系列と出力系列の相互相関関数は、

$$\psi_{uc}(i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u(k)c(k+i) \quad \dots\dots\dots (10)$$

で与えられる。従来、重み系列は(10)式により得られていたが⁽²⁾、 M 系列信号の自己相関関数がインパルス応答と異なることによる誤差がある。そこで、(10)式から重み系列を求める式を導出する。

(10)式に(7)、(8)式の値を代入し、 L 以降の重み系列の値が十分に小さく無視することができるなら、

$$\begin{aligned} \psi_{uc}(i) &= \sum_{k=0}^{L-1} h(k)\psi_{uu}(i-k) \\ &= K_m^2 \left\{ \frac{L+1}{L} h(i) - \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} h(k) \right\} \quad \dots (11) \end{aligned}$$

となる。更に、求める重み系列の個数を W ($\leq L$) とし

$$h(k) \approx 0 \quad (k \geq W) \quad \dots\dots\dots (12)$$

と近似できるなら、(11)式において ψ_{uc} の $i=0$ から $W-1$ までの和を計算することにより、次式が得られる。

$$\sum_{i=0}^{W-1} \psi_{uc}(i) = \frac{(L+1-W)K_m^2}{L} \sum_{i=0}^{W-1} h(i) \quad \dots (13)$$

(13)式を(11)式に代入することにより、重み系列を得ることができる。

$$\begin{aligned} h(k) &= \frac{L}{(L+1)K_m^2} \left\{ \psi_{uc}(k) \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{L+1-W} \sum_{i=0}^{W-1} \psi_{uc}(i) \right\} \quad \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

〈2・3〉 パルス伝達関数 T_c を制御周期とした RL 負荷のパルス伝達関数は、

$$G(z^{-1}) = \frac{\frac{1}{R} \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{R}{L} T_c \right) \right\} z^{-1}}{1 - \exp \left(-\frac{R}{L} T_c \right) z^{-1}} \quad \dots\dots (15)$$

で与えられる。CPU によるデジタル制御回路では操作量出力が 1 制御周期だけ遅れることを考慮し、重み系列を用いてパルス伝達関数を表現すれば(15)式は次式となる。

$$G(z^{-1}) = \frac{z^{-1}b_1z^{-1}}{1 + a_1z^{-1}} \quad \dots\dots\dots (16)$$

ただし、 $a_1 = -h(3)/h(2)$ 、 $b_1 = h(2)$ であり、 $h(2)$ 、 $h(3)$ は重み系列の 2 個目と 3 個目の値であり、(14)式より得られる。

これにより、 M 系列を用いた相互相関関数によりパルス伝達関数を求めることができる。

〈2・4〉 伝達関数変換 文献(5)の方法を用いて、前節で求めたパルス伝達関数から s 領域の伝達関数への変換を行う。この方法は、制御対象のパルス伝達関数から求めたステップ応答が制御対象のステップ応答にサンプル時刻で一致することから、パルス伝達関数のステップ応答を時間 t の多項式でフィッティングし、その多項式関数をラプラス変換することにより伝達関数を導出する方法である。

文献(5)の変換式においては、係数が制御周期の関数となるが、制御対象の伝達関数 $G(s)$ を

$$G(s) = 1/(g_0 + g_1 T_c s + g_2 T_c^2 s^2 + \dots) \quad \dots\dots (17)$$

の分母系列表現⁽⁷⁾とすることにより、係数 g_i に時間の項を含まない表現とできる。ただし、伝達関数を分母系列表現とすることにより係数は無限個存在するが、制御定数決定においては三次の係数までを使用する⁽⁸⁾。これにより、文献(5)に比べて変換式が簡単になり高速演算が可能となる。

以下にパルス伝達関数が

$$G(z^{-1}) = \frac{z^{-k} \sum_{i=1}^n b_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^m a_i z^{-i}} \quad \dots\dots\dots (18)$$

の場合の s 領域伝達関数への変換式を示す(付録 1 参照)。ここで、 k は遅れを、 m は分母の次数を、 n は

分子の次数を表す。

$$A_0 = 1 + \sum_{i=1}^m a_i \dots\dots\dots (19)$$

$$A_j = \frac{(-1)^j}{j!} \sum_{i=1}^m i^j a_i \dots\dots\dots (20)$$

$$B_0 = \sum_{i=1}^n b_i \dots\dots\dots (21)$$

$$B_j = \frac{(-1)^j}{j!} \sum_{i=1}^n (k+i)^j b_i \dots\dots\dots (22)$$

$$H_0 = A_0/B_0 \dots\dots\dots (23)$$

$$H_i = \left(A_i - \sum_{j=0}^{i-1} H_j B_{i-j} \right) / B_0 \dots\dots\dots (24)$$

$$g_0 = H_0 \dots\dots\dots (25)$$

$$g_i = H_i - \sum_{j=0}^{i-1} \xi_{i-j} g_j \dots\dots\dots (26)$$

ただし、 ξ_i は三次多項式を用いて変換精度を向上させた補正項であり、次式の値をもつ⁽⁵⁾。

$$\{\xi_0, \xi_1, \xi_2, \xi_3, \xi_4, \dots\} \\ = \{1, 1/2, 1/12, 0, 1/40, \dots\} \dots\dots\dots (27)$$

〈2・5〉 制御定数決定 前節において制御対象の伝達関数を導出する原理について述べたが、伝達関数は完全に正確に把握できるわけではない。そこで制御対象の動特性に関する部分的な知識により、制御定数を設定する部分的モデルマッチング法について述べる⁽⁷⁾。

この方法は、同定により得られた制御対象の伝達関数に制御装置を付加した目標値から制御量までの伝達関数を求め、これがあらかじめ定めておいた参照モデルの伝達関数に低次から一致するように、制御定数を調整して決定するものである。この参照モデルとしては、文献(7)で述べられているものを使用する(以後、北森モデルと記述する)。

北森モデルは、制御系の伝達関数の分母系列表現を参照モデル

$$G_m(s) = 1 / (\alpha_0 + \alpha_1 \sigma T_c s + \alpha_2 \sigma^2 T_c^2 s^2 + \dots) \dots\dots\dots (28)$$

に調整可能なパラメータの数が許す限り、分母の s に低次のほうから係数を合せ、しかも σ ができるだけ正で小さくなるように選定することで構成される。参照モデルにおけるパラメータとして

$$\{\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \dots\} \\ = \{1, 1, 0.5, 0.15, 0.03, 0.003, \dots\} \dots\dots\dots (29)$$

を使用すると、行き過ぎ量約 10% のステップ応答の系が得られる。図 3 に時間軸を規格化した北森モデルの応答波形を示す。

図 4 に示す I-PD 制御について、文献(8)のゲイン決定法から時間を含まない式は以下のように誘導され

図 3 参照モデルの応答波形

Fig. 3. Step response curves of the truncated normalized reference models.

図 4 サンプル値系の I-PD 制御

Fig. 4. Sampled data I-PD control system.

る(付録 2 参照)。

$$(g_2 + g_1 + g_0) \alpha_4 \sigma^3 \\ + (-g_3 + 7g_1/12 + g_0/4) \alpha_3 \sigma^2 \\ + (-g_3 - 7g_2/12 + g_0/18) \alpha_2 \sigma \\ + (-g_3/3 - g_2/4 - g_1/18) \alpha_1 = 0 \dots\dots\dots (30)$$

ここで、 σ は正の最小の根である。この σ を次式に代入することにより、積分ゲイン K_i 、比例ゲイン K_p 、微分ゲイン K_d を求めることができる。

$$K_i = \frac{3g_2 + 3g_1 + g_0}{3\alpha_3 \sigma^3 + 3\alpha_2 \sigma^2 + \alpha_1 \sigma} \dots\dots\dots (31)$$

$$K_p = K_i \alpha_1 \sigma - g_0 \dots\dots\dots (32)$$

$$K_d = K_i \alpha_2 \sigma^2 - g_1 + K_p/2 \dots\dots\dots (33)$$

3. マイコン内部でのシステムの表現

〈3・1〉 制御回路のシステム構成 DC チョップパによる直流電流制御システムの構成図を図 5 に示す。このシステムでは検出部分として電流検出回路、操作量出力部分として PWM パターン発生回路および制御演算を行うマイコン制御回路から構成される。

CPU には 16 ビットの V 20 を用いており、RS-232 C によりパソコンに接続されていて、パソコンからマイコン側へ指令を出したり、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。このためのソフトウェアは独自に開発した⁽¹²⁾。直流電流を V/F コンバータによりパルスに変換し、カウンタにより電流の積分値を得る。CPU は 1.024 ms ごとにカウンタの値

図 5 システム構成
Fig. 5. System configuration.

を取込んで電流を求め、パソコンから送られてきた電流目標値との間で I-PD 演算を行う。I-PD 演算により求まる端子電圧をデューティに変換して出力し、トランジスタの点弧パターンを決定する⁽¹³⁾。PWM パターン発生回路は一周期を 256 μ s として、デューティに対応した ON パルスをトランジスタに出力する。これにより、一制御周期につき 4 回スイッチングがなされる。

〈3・2〉 内部変数 このシステムでは 16 ビット CPU を用いて制御を行っているため、制御システムの状態変数は 16 ビットで表現している。

浮動小数点を用いれば実際の数値を CPU 内部で処理できる。しかし、浮動小数点演算は数値演算プロセッサを使用してもかなりの時間を要する (表 2 参照)。そこで、16 ビットデータを最上位ビットの次に小数点をもつ固定小数点と考える。これにより、CPU 内部で表現できる値は -1 から 1 までとなり、状態変数の最大値を 1 に対応させて、16 ビット長を有効に利用し精度を保つことができる。固定小数点を使用して演算処理を行う場合、加減算は小数点の位置を合せて演算し、乗除算は小数点の位置に気をつければよい。なお、入力や演算結果は 2 バイトであるが、演算の過程では精度を落とさないように 4 バイト、6 バイトと拡張して演算している。

このシステムでは、電流の最大値 I_m を 10 A とし、電圧の最大値 V_c (コンデンサ電圧) を 100 V にしている。

〈3・3〉 電流検出 DC チョップパの作用により直流電流は脈動しているため、瞬時値を使用して制御したのでは希望する電流を得るのは難しい。そのため、チョップパ周期の平均値を使用することが望まれる。しかし、電流値を A/D コンバータにより入力したので

は値の平均を求める心があり、複数回の A/D コンバータ変換時間と平均値を計算する時間が必要である。そこで、このシステムでは直流電流を V/F コンバータによりパルスに変換し、カウンタにより電流の積分値を求め、積分値の差により電流値を得ている。

電流が最大のときの V/F コンバータの発振周波数を F_m (1 MHz) とすれば、電流 i のときの発振周波数は次式で与えられる。

$$f = (1 + i/I_m)F_m/2 \quad \dots\dots\dots (34)$$

サンプリング周期を T_c とすると k 回目までに出力したパルス数は、

$$p(k) = \int_0^{kT_c} f dt = \frac{F_m k T_c}{2} + \frac{F_m}{2I_m} \int_0^{kT_c} i dt \quad \dots\dots\dots (35)$$

となる。 k 回目までの電流の積分値を

$$I(k) = \int_0^{kT_c} i dt \quad \dots\dots\dots (36)$$

とおくと、 k 回目の電流 $i(k)$ は次式で求まる。

$$\begin{aligned} \frac{i(k)}{I_m} &\approx \frac{I(k) - I(k-n)}{nT_c I_m} \\ &= \left\{ \frac{p(k)}{2^{15}} - \frac{p(k-n)}{2^{15}} \right\} \frac{2^{16}}{F_m n T_c} - 1 \quad \dots\dots\dots (37) \end{aligned}$$

ここで、 $2^{16}/F_m n T_c$ が整数になるように各値を決定する。また、 $p(k)/2^{15}$ としているのは、16 ビットで最上位ビットの次に小数点をもつ固定小数点と考えているからである。

これにより、 $n=1$ とした場合、 $i(k)/I_m$ は上位ビットから 10 ビットの精度で値を得ることができる。また、係数が整数であるため演算誤差も生じない。

〈3・4〉 負荷の伝達関数の理論値 ここで、実験

値と比較するために、(17)式に対応した RL 負荷のデジタル制御時における伝達関数を求めておく。

RL 負荷の s 領域での伝達関数において、電流、電圧の最大値と制御周期で正規化を行うことにより、次式が得られる。

$$\frac{I_d(s)}{I_m} = \frac{1}{g_{00} + g_{01} T_c s} \frac{V_d(s)}{V_c} \quad (38)$$

ただし、 $g_{00} = I_m R_1 / V_c$, $g_{01} = I_m L_1 / (V_c T_c)$

デジタル制御においては、操作量の出力に一制御周期の遅れが存在する。従って、(38)式にむだ時間を考慮した伝達関数は

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{\exp(-T_c s)}{g_{00} + g_{01} T_c s} \\ &= 1 / \{ g_{00} + (g_{00} + g_{01}) T_c s \\ &\quad + (g_{00}/2 + g_{01}) T_c^2 s^2 + \dots \} \quad (39) \end{aligned}$$

で与えられる。ここで、(39)式の導出には $\exp(-T_c s)$ のマクローリン展開を使用した。

(17)式と(39)式を比較することにより次式を得る。

$$g_0 = g_{00} \quad (40)$$

$$g_1 = g_{00} + g_{01} \quad (41)$$

$$g_2 = g_{00}/2 + g_{01} \quad (42)$$

$$g_3 = g_{00}/6 + g_{01}/2 \quad (43)$$

〈3・5〉 I-PD ゲインの変更 一般的に、I-PD 制御は次式により表すことができる⁽¹⁴⁾。

$$v_d = K \left\{ \frac{1}{T_i} \int_0^t (i_d^* - i_d) dt - i_d - T_d \frac{di_d}{dt} \right\} \quad (44)$$

ここで、 K はゲイン、 T_i は積分時間、 T_d は微分時間であり、 $*$ のついているものは目標値を表す。この式を制御周期により離散化し各々の最大値で正規化を行い速度形で表すと、次式を得る⁽¹⁵⁾。

$$m(n) = m(n-1) + \Delta m(n) \quad (45)$$

$$\begin{aligned} \Delta m(n) &= K_i \{ r(n) - c(n) \} \\ &\quad - K_p \{ c(n) - c(n-1) \} \\ &\quad - K_d \{ c(n) - 2c(n-1) + c(n-2) \} \end{aligned}$$

$$r(n) = i_d^*(n) / I_m, \quad c(n) = i_d(n) / I_m,$$

$$m(n) = v_d(n) / V_c, \quad K_i = I_m K T_c / (V_c T_i),$$

$$K_p = I_m K / V_c, \quad K_d = I_m K T_d / (V_c T_c)$$

ここで、 r : 目標値、 c : 制御量、 m : 操作量速度形にすると、ゲインと目標値および制御量との積で $\Delta m(n)$ を計算し、そのあと $m(n)$ を求めるので、ゲイン変更による操作量の急変は起きない。

〈3・6〉 I-PD ゲインの決定 重み系列を CPU で演算する際に、(10)式をそのまま演算したのでは $N + W - 1$ 個のデータと $N * W$ 回のかけ算が必要であり、多くのメモリーと演算時間が必要である。実際の

図 6 同定の流れ図

Fig. 6. Flowchart of identification.

入力 u は、 M 系列による同定に入る前の操作量に、操作量最大値の 12.5 % の振幅 ($K_m = 12.5$ V) を重畳した信号を用いている。同定開始前の操作量、制御量をそれぞれ m_0, c_0 としたときの同定の流れ図を図 6 に示す。ここで、32 個の重み系列を求めるには、 M 系列はビット単位であるから 4 バイト (32 ビット) 分の過去のデータを保存しておけばよい。同定時の割り込み演算は 158 回行われ、最初の 31 回は M 系列信号のみ発生して相互相関関数の演算は行わず、後半の 127 回は M 系列信号の発生と相互相関関数の演算を行う。この後、 N で割ることにより相互相関関数を求めている。更に、(14)式の補正を行い重み系列を演算し、(16)式によりパルス伝達関数を得る。

(19)式から(26)式までを使用して、同定したパルス伝達関数を s 領域の伝達関数に変換する。最後に、(30)式から(33)式までを使用して、I-PD ゲインを決定する。このとき、(30)式の σ は 1 より大きい (制御周期より大きい) 最小の根であるから、根を求めるために、 σ を 1 より徐々に大きくして式の左辺の符号が変化したところからニュートン法を用いている。

4. 実験結果

表 1 に本システムに用いた負荷などの諸元を示す。本システムでは V 20 CPU のアセンブラプログラムにより、 M 系列信号の発生、相互相関関数による同定、伝達関数変換および北森モデルによる I-PD ゲインの決定を行っている。このとき、同定演算 1 回につき約

500 μ s を要し、同定のために 158 (M 系列の長さ 127 + 重み系列の個数 32 - 1) 制御周期 (162 ms) を要する。各部の演算時間は表 2 に示すとおりであるが、伝達関数変換と I-PD ゲイン決定の間も I-PD 制御を行っているために約 15 ms の時間を要した。(14) 式も含めた、同定開始から I-PD ゲイン決定まで約 183 ms を要した。

図 7 はシミュレーションにより、 M 系列を使用して求めた相互相関関数とその補正により求めた重み系列を示す。このシミュレーションは、振幅 1 の理想的な M 系列信号が負荷に加えられているとして、C 言語により行った。実線が解析的に求めたインパルス応答の理論値で、○印が (11) 式の相互相関関数から求めたものである。また、△印は (14) 式により補正を行った値である。図より M 系列の自己相関関数がインパルスと異なることによるずれがあるが、補正を行うことにより解析的に求めた重み系列とよく一致しているのがわかる。この補正を使用して実際のシステムによ

表 1 システム定数
Table 1. System constants.

負荷抵抗	R_l	12.8 Ω
負荷インダクタンス	L_l	0.06 H
コンデンサ電圧	V_c	100 V
最大電流	I_m	10 A
V/F 最大発振周波数	F_m	1 MHz
制御周期	T_c	1.024 ms

表 2 演算時間
Table 2. Computing time.

	浮動小数点 V 20 + 8087 8 MHz (ms)	固定小数点 V 20 8 MHz (ms)
(14) 式	6.1	3.1
(19) ~ (26) 式	4.8	2.4
(30) ~ (33) 式	11.8	5.3

図 7 シミュレーションによる相互相関関数
Fig. 7. Cross-correlation function by simulation.

り求めた重み系列を図 8 に示す。ここで、 k が 0 と 1 において重み系列が 0 であるのは、CPU の演算時間のために操作量の出力が 1 制御周期だけ遅れるからである。図 9 にシステム同定のときに使用した M 系列信号とそのときの電流波形を示す。この図における M 系列信号は、マイコン内部の制御対象入力を D/A コンバータにより出力したものである。

表 3 に制御対象の s 領域での伝達関数の係数を示す。理論値は (40) 式から (43) 式を用いて R_l, L_l の測定値から求め、提案した同定法と I-PD 制御時のステップ応答のシミュレーションは、チョップパのスイッチングを考慮して数値計算により行った。実験値は V 20 CPU のシステムにより RL 負荷に M 系列信号を加えてパルス伝達関数を求め、(19) 式から (26) 式までを用いて求めた伝達関数である。シミュレーション値と理論値のわずかな誤差は、重み系列を求めるとき相互相関関数の個数を 32 で打切ったために生じたものである。表 4 は実験により得られた I-PD ゲインであり、比較のために σ が 4 と 5 の場合も示す。

図 10 に実験により得られた I-PD ゲインを用いて、電流目標値を 3 A から 5 A に変化したときのステップ応答を示す。図 10(b) のモデルの応答は、(28) 式

図 8 重み系列の実験値
Fig. 8. Measurement value of the weighting sequence.

図 9 M 系列信号
Fig. 9. M -sequence signal.

表 3 伝達関数の同定値

Table 3. Results of identified transfer function.

	理論値	シミュレーション値	実験値
g_0	1.28	1.28	1.28
g_1	7.14	7.16	7.11
g_2	6.50	6.74	6.69
g_3	3.14	3.86	3.83

表 4 I-PD 制御ゲイン

Table 4. I-PD control gain.

σ	3.18	4.00	5.00
K_i	1.30	0.75	0.43
K_p	2.85	1.73	0.88
K_d	0.89	-0.24	-1.27

図 10 ステップ応答

Fig. 10. Step response.

において σ が 3.18 であり $\alpha 0$ から $\alpha 4$ までを使用して求めたものである。ここでも、実際の応答とシミュレーションがよく一致している。同様に、図 10(c) から (f) には σ が 4 と 5 の場合のステップ応答を示す。この図から σ に対応して応答が遅くなるのがわかる。

5. 終りに

M 系列信号を用いた相互相関関数による電流制御システムの同定と、I-PD 制御のゲインを自動的に決定する方法を解析と実験によって検討した。

主な改善点と特長は以下のようなものである。

- (1) 演算の高速化を図るため、固定小数点を用い、アセンブリ言語ですべてのソフトウェアを開発した。
- (2) M 系列信号によるシステムの同定において、重み系列を求める新しい補正法を提案した。過去の M 系列をビット単位で保存することによりメモリー消費を低減し、また相互相関関数の演算においては、積ではなく和または差を行うことにより演算の高速化を達成した。

- (3) 電流検出において、電流のリプル分の影響を

受けず、また係数を適当な値にすることにより、高速で演算誤差のない検出が可能となった。

(4) 伝達関数変換や I-PD ゲインの決定において演算式の時間の項を分離することにより、演算の高速化を図った。

以上の実験値はシミュレーションによる理論値とよく一致し、電流制御システムのオートチューニングが汎用の 16 ビット CPU で達成できた。しかし、今回の同定法では、同定中制御を止めなければならない、不安定な系でシステムパラメータが変化するような場合には応用できない。この点については、今後の課題としたい。

(平成元年 5 月 26 日受付, 同元年 11 月 24 日再受付)

文 献

- (1) 重政, 他: 「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, 27, 23 (昭 63-4)
- (2) 成田: デジタルシステム制御—理論と応用, p. 148 (昭 55) 昭晃堂
- (3) 原田, 他: 「M 系列をランダムにサンプリングして得られる系列の相関関数」, 計測自動制御学論, 23, 1145 (昭 62-11)
- (4) 北島, 他: 「指数関数型重みをつけた反対称 M 系列を用い

- る同定」, 同上, 25, 285 (平元-3)
- (5) 重政, 他: 「ディ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」, 同上, 20, 592 (昭59-7)
- (6) 立花, 他: 「セルフチューニング式ディジタルコントローラのシミュレーション」, 昭62電気学会産業応用部門全大, No.165
- (7) 北森: 「制御対象の部分的知識に基づく制御系の設計法」, 計測自動制御学論, 15, 549 (昭54-4)
- (8) 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」, 同上, 15, 695 (昭54-5)
- (9) 小原: 「速度制御系のオートチューニング」, 平元電気学会全大, No.1689
- (10) 原島, 他: 「電動機のディ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57同上, No.542
- (11) 大島: 自動制御用語辞典, p. 42 (昭44) オーム社
- (12) 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, 73, 77 (昭61-8)
- (13) 山田, 他: 「マイコンによる3相PWMパターン発生回路」, 昭62電気学会全大, No.600
- (14) 荒木: 「2自由度制御系—I-PID・微分先行型・I-PD制御系の統一見方などについて」, システムと制御, 29, 649 (昭60-10)
- (15) 成田: デジタルシステム制御—理論と応用, p. 157 (昭55) 昭晃堂

付 録

1. s領域への変換式の簡単化

本論文では, (17)式の形式でゲインを表現しているため, 文献(5)の(49)から(57)式までにおいて使用されている

$$\tau, n_a, n_b, l, \bar{A}_j, \bar{B}_j, \bar{G}_i, \bar{G}_i$$

の記号を

$$T_c, m, n, k, A_j T_c^i, B_j T_c^i, H_i T_c^i, g_i T_c^i$$

と置くことにより, 容易に本稿の(19)から(26)までの式が得られる。

2. I-PD ゲイン決定法の簡単化

本論文では, (17), (28), (45)式でそれぞれ制御対象, モデル, I-PD制御を表現しているため, 文献(8)の(42)から(44)式までにおいて使用されている。

$$\sigma, a'_0, a'_1, a'_2, a'_3, T, k^*, f_0^*, f_1^*$$

の記号を

$$\sigma T_c, g_0, g_1 T_c, g_2 T_c^2, g_3 T_c^3, T_c, K_i/T_c, K_p, K_d T_c$$

と置くことにより, 容易に(30)~(33)までの式が得られる。

泉 勝 弘 (正員)

昭和32年3月23日生。54年3月長崎大学工学部電気工学科卒業。同年4月同大学工学部助手, 現在に至る。主として, パワーエレクトロニクスと制御理論の応用に関する研究に従事。計測自動制御学会会員。

山 田 英 二 (正員)

昭和10年9月10日生。39年3月九州大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程修了。49年1月長崎大学工学部教授, 現在に至る。工学博士。主として, パワーエレクトロニクスと電気機器の制御に関する研究に従事。IEEE Senior member, 電子情報通信学会, 計測自動制御学会会員。

辻 峰 男 (正員)

昭和28年12月30日生。56年3月九州大学大学院電気工学専攻博士課程修了。58年10月長崎大学工学部助教授, 現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクス, 制御理論の応用の研究に従事。計測自動制御学会, システム制御情報学会, 日本ロボット学会, IEEE 会員。

小 山 純 (正員)

昭和17年3月21日生。44年3月九州大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程修了。56年10月長崎大学工学部教授, 現在に至る。工学博士。主として, パワーエレクトロニクスと電動機制御に関する研究に従事。IEEE 会員。