UDC 621.314.5.072.1: 681.515.4.012

論文

60-B 85

ディジタル 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

正員 田 中 良 明 (九州工業大)

正員 望 月 琢 郎 (九州工業大)

1. ま え が き

近年、マイクロプロセッサ (μP) を用いてディジタル制御された AC/DC 電力変換装置のパワーエレクトロニクス分野への多くの適用がなされている^{(1)~(3)}。半導体電力変換器を含むこれらの制御系は変換器自身の離散的動作と μP の演算処理機能のためサンプル値系としての数学的取り扱いが必要である。更に、変換器の適切なモデル化ならびに μP を用いた点弧制御回路の正確な表現が問題となる。 μP にはフィルタや PI (比例+積分) コントローラとしての積分機能を要求されることが多いが、ディジタル回路では一般に連続積分が不可能なので、これは区分積分に置き換えられて処理されている。このとき、変換器周期と区分積分の加算周期とが等しくない場合には、異なるサンプリング周期をもつ二つのサンプラが存在するマルチレートサンプル値系 (以下、マルチレート系と略す) となる。これら、サンプラのサンプリング周期の比が整数となる場合には、マルチレート系の一般的解析が可能である⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

AC/DC 電力変換装置を含む定電流制御系において出力電流の脈動分が比較的大きい場合には制御の目的が平均値であるのか、あるいはある特定の時刻での瞬時値であるのかを区別する必要があると思われる。筆者らは先に帰還ループにディジタル平均値検出回路をもつ平均電流制御系の解析をマルチレートサンプル値理論を適用して行なった⁽⁶⁾。

本論文では、 μP による積分機能の処理方法の例としてディジタル形 PI コントローラを取り上げ、このコントローラをもつ AC/DC 電力変換装置の平均電流制御系の解析をアナログ形をもつ場合と対比しつつ行

なう。変換器は単相ダイオードブリッジに GTO サイリスタによるチョッパならびに還流回路を付加したものである。GTO サイリスタは点弧時のみ制御されて消弧時は電源電圧の零クロス点に固定されているので、回路機能的には変換器を単相混合ブリッジとしたものと同一である。解析結果は系の厳密な数学モデルであるディジタルシミュレーションならびに実験結果と比較、検討を行なっている。本論文の概要を列記すると、以下のとおりである。

(1) 精度の高い平均電流値制御を行なうためのディジタル PI コントローラの一変換器周期における区分積分の回数を明らかにしている。また、解析に際してディジタル PI コントローラにおける区分積分を近似的に連続積分とみなすことが可能な区分積分の回数を明らかにしている。

(2) 変換器は、インパルスモデルで表現されており、 μP による点弧制御回路の処理機能をも含めてマルチレート系を多サンプラをもつ s 領域の伝達関数形で表現している。従って、本解析法は数学的取り扱いが容易であるという特徴をもつ。

(3) 解析より得られたステップ応答例は、シミュレーション結果ならびに実験結果と良好一致を示している。また、解析より得られた安定限界は実験により確認されている。

(4) 高精度の平均値制御を行なうマルチレート系に対する一種の最短時間制御法を提案し、マイクロコンピュータシステムで本手法を実現している。

2. 系の構成と記述

図 1 に示すのが本装置の概略であり、ここでは誘導性負荷 ($r_d + x_d$) を流れる電流の平均値を PI コントローラを用いて制御している。

〈2・1〉 規格化 時間変数は電気角 $\theta(\text{rad})$ で表わすものとする。そして、電源電圧は $e_a(\theta) = \sqrt{2} E \sin \theta(\text{V})$ で、負荷は抵抗 $r_d(\Omega)$ とリアクタンス $x_d(\Omega)$ で表わされている。ここで変換器の周期を T_s 、負荷

Analysis of Mean Current Control System including AC/DC Converter with Digital PI Controller. By Yoshiaki Tanaka & Takuro Mochizuki, Member (Faculty of Engineering, Kyushu Institute of Technology).

田中良明: 正員, 九州工業大学工学部電気工学科
望月琢郎: 正員, 九州工業大学工学部電気工学科

Fig. 1. AC/DC converter system.

の時定数を T_i とすれば、各々 $T_i = \pi$ (rad), $T_i = x_d / r_d$ (rad) である。解析に際して電流、電圧およびすべての信号は規格化されて単位形式で表わされている。規格化された出力電流（以下検出電流と称す）を X (p. u) で設定電流を R (p. u) で表わし、規格化基準は GTO サイリスタの点弧制御角（以下、点弧角と略す）が零の場合の変換器の平均出力電流値である。そして $X(\theta)$ は実際の出力電流 $i(\theta)$ をホール素子による電流検出回路を通して帰還したもので、

$$X(\theta) = K_A i(\theta) \quad (1)$$

の関係がある。ここで、電流検出器の利得を表わす係数 K_A は上記の規格化に従えば次式で与えられる。

$$K_A = \pi r_d / 2\sqrt{2} E \text{ (p. u/A)} \quad (2)$$

以下、原則として大文字で記述される電気角 θ の関数は単位形式で表わされる量である。

〈2・2〉 点弧制御回路 変換器系では、点弧角を決定するための点弧制御回路の表現が重要な問題となる。ここで、サイリスタへの点弧信号は同期信号 $U_s(\theta)$ と制御信号 $U_c(\theta)$ とが一致した時点で発生するものとする。一般に同期信号としては余弦波、のこぎり波などが用いられており、制御信号としては誤差信号を P 形、あるいは PI 形などのコントローラを通して得られたものを用いている。制御信号としてコントローラの出力信号を用いるとき、制御理論上では、N. S (natural sampling) と U. S (uniform sampling) の二つの方式を区別する必要がある⁽⁷⁾。N. S 方式は通常のアナログ制御回路で行なわれているように制御信号として、コントローラの出力そのものを用いる。U. S 方式は変換器周期の開始ごと（本例では電源電圧の零点ごと）にコントローラの出力信号をサンプルし、この値を一変換器周期にわたって保持したものをを用いる。 μP などを用いたデジタル制御回路の採用に当っては、その演算処理機能のため U. S 方式が適していると思われる、一般に広くこの方式が利用されている^{(1)~(3)(8)}。

〈2・3〉 系の記述 図 2 に本制御系の構成の概略を示す。ここでは同期信号としては余弦波が、PI コントローラの出力信号のサンプリング方法としては、U. S 方式が用いられている。 n 番目の変換器周期 $n\pi$

図 2 制御系の構成

Fig. 2. Configuration of the control system.

$\leq \theta \leq (n+1)\pi$ における点弧角を α_n (rad) とすればこの区間における検出電流 $X(\theta)$ についての微分方程式は次式で表わされる。

$$\begin{aligned} X(\theta) + \dot{X}(\theta)/a &= V(\theta) \\ &= \begin{cases} 0 & (n\pi \leq \theta \leq n\pi + \alpha_n) \\ \frac{\pi}{2} \sin \theta & (n\pi + \alpha_n \leq \theta \leq (n+1)\pi) \end{cases} \quad (3) \end{aligned}$$

ここで、 $a = r_d / x_d = 1/T_i$ であり、 $V(\theta)$ は規格化された変換器の出力電圧である。これより負荷の伝達関数 $G(s)$ は次式で表わされる。

$$G(s) = a/(s+a) \quad (4)$$

そして、同期信号 $U_s(\theta)$ 、制御信号 $U_c(\theta)$ は各々、以下のように表わされる。

$$U_s(\theta) = (1 + \cos \theta)/2 \quad (5)$$

$$U_c(\theta) = Y(n\pi) \equiv Y_n \quad (6)$$

ここで、 Y_n はコントローラ出力 $Y(\theta)$ の n 周期目におけるサンプル値であり、また $0 \leq \alpha_n \leq \pi$ となるように $0 \leq Y_n \leq 1$ に制限されている。従って、点弧角 α_n は次の条件より決定される。

$$\alpha_n = \cos^{-1}(2Y_n - 1) \quad (7)$$

まず、連続積分による PI コントローラ（以下アナログ PI コントローラと称す）を用いた場合を考えると、(6)式の Y_n の値は変換器周期を一般的に T_c と表わして次式で与えられる。

$$\begin{aligned} Y_n &= K_p(R_n - X_n) + K_i \\ &\times \int_0^{nT_c} (R(\theta) - X(\theta)) d\theta \\ &= K_p(R_n - X_n) + K_i S_n \quad (8) \end{aligned}$$

$$S_n = S_{n-1} + \int_{(n-1)T_c}^{nT_c} (R(\theta) - X(\theta)) d\theta \quad (9)$$

ここで、 K_p は PI コントローラの比例利得、 K_i は積分利得を表わし、 R_n と X_n は各々 $R_n = R(nT_c)$, $X_n = X(nT_c)$ である。一般にデジタル回路では、連続積分は不可能なので、デジタル PI コントローラを用いた場合には、(9)式の積分を次のように区積分に置き換えて考える。

$$\begin{aligned} S_n &= S_{n-1} + \sum_{i=0}^{k-1} \{R(\theta) - X(\theta)\}_{\theta=(n-1)T_c + i(T_c/k)} \\ &\times \Delta\theta \quad (10) \end{aligned}$$

$$\Delta\theta = T_c/k \equiv T_\mu \quad (k=1, 2, 3, \dots) \dots\dots (11)$$

ここで、 $\Delta\theta = T_\mu$ は区分積分幅であって、以下 T_μ を加算周期と呼ぶことにする。そして、整数 k は一変換器周期における区分積分の回数を表わす。区分積分の方法は(10)式のように、加算を $i=0$ から $(k-1)$ まで行なうものとは別に、 $i=1$ から k まで行なうもの更に両者の平均値に等しくなるような台形積分などが考えられる。しかし、本論文では構成上の簡便さから(10)式の区分積分法を用いた。

デジタル PI コントローラを実現する最も簡単な方法は加算周期 T_μ を変換器周期 T_c に等しく選ぶこと、すなわち $k=1$ とすることによって一般にこの方法が用いられている。しかし、この方法で平均値制御を行なうと次節で述べるように定常偏差を生じる。一方、アナログ PI コントローラを用いる場合には平均値制御が可能である。区分積分を連続積分に近づけ精度の高い平均値制御を行なうには、 k の値を大きく選ぶ必要がある。そこで、 $k \geq 2$ とすると制御系は異なる二つのサンプリング周期 T_c と T_μ をもつマルチレート系となる。次の第3章では PI コントローラの種類によって三つの制御系に分けて解析を行なう。

(2.4) 定常偏差 ここでは設定電流値 R と定常状態における検出電流の平均値 X_m^0 との差を定常偏差と定義する。定常点弧角を α_0 とすれば、 $X_m^0 = (1 + \cos \alpha_0)/2$ (p.u.) である。アナログ PI コントローラを用いた場合には(9)式より定常状態では $X_m^0 = R$ となり、定常偏差は零となる。一方、 $k=1$ としたデジタル PI コントローラを用いた場合には(10)式で $\Delta\theta = \pi$ として定常状態では設定電流値と検出電流のサンプル値とが等しくなり、平均値制御が目的であれば定常偏差が生じる。従って、定常偏差を十分小さくするためには、 k の値を大きく選んだデジタル PI コントローラを用いる必要がある。そこで定常偏差に及ぼす k の影響を調べるために、パーセント定常偏差の絶対値 $|e_0|$ (%) の数値例を図3(a), (b)に示した。ここで、 $\tau_0 = T_c/T_i = a\pi$ である。この図から $\tau_0 = 0.2$ つまり $T_i = 5T_c$ の場合であっても $|e_0|$ を軽減するためには $k \geq 3$ と選ぶ必要があること、また、出力電流の脈動分が比較的大きい $\tau_0 = 1.0$ の場合でも $k=5$ と選べば十分であることがわかる。従って平均値制御の観点からは $k=5$ と選べば実用上十分だと思われる。

3. 系の解析

ここでは、変換器を伝達関数形の離散値モデルであるインパルスモデル^{(9)~(12)}で表現し、PI コントローラの種類によって次の(I)~(III)の三つの制御系に分け

図3 パーセント定常偏差値

Fig. 3. Percent steady state error.

て解析を行ない系の特性方程式を導出する。

(I) アナログ PI コントローラをもつサンプル値系

(II) デジタル PI コントローラをもつサンプル値系 ($k=1$)

(III) デジタル PI コントローラをもつマルチレートサンプル値系 ($k \geq 2$)

(I)の制御系を s 領域での伝達関数形ブロック線図で表現したのが図4である。(II), (III)についてはコントローラが異なるだけであるので各々、図5、図6にコントローラ部のみを示してある。次にこれらの図中で用いられている三種類のサンプラについての説明を行なう。

(1) U.S 方式でコントローラの出力信号を変換器周期 T_c ごとにサンプルする基本サンプラ S_1 。

(2) 変換器の離散値的動作を表現する運動サンプラ⁽¹³⁾ S_2 、この S_2 は S_1 と同じサンプリング周期をもつが、 S_1 より常に α_0 だけ遅れて動作する。

(3) サンプリング周期が $T_\mu = T_c/k$ でデジタル PI コントローラの区分積分機能を表現するサンプラ S_3 。但し、 $k=1$ の場合にはこのサンプラは S_1 と同一となる。

運動サンプラ S_2 の動作時刻の定義は、制御対象の伝達関数が一次の場合には、特に明確にする必要がある⁽¹¹⁾⁽¹⁴⁾。筆者らは S_2 のサンプリング時刻 T_2 を $T_2 = nT_c + \alpha_0$ ($n=0, 1, 2, \dots$) と定義し、 S_2 への入力

サンプリング時点で不連続となる場合、その直前の値をサンプルするように定義した⁽¹²⁾。また、 S_1, S_3 のサンプリング時刻 T_1, T_3 は実際の回路動作に則して定義すればよく、本論文では、各々 $T_1 = nT_c$, $T_3 = iT_\mu$ ($i=0, 1, 2, \dots$) と直前で定義した。

(3.1) (I)の制御系 この制御系のブロック線図を図4に示す。ここで、線形化定数 M および H は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} M &= 1 \left/ \frac{dU_s(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=\alpha_0} = -\frac{2}{\sin \alpha_0} \\ H &= -V(\alpha_0) = -\frac{\pi}{2} \sin \alpha_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots (12)$$

また $G_0(s)$ は零次保持回路の伝達関数で $G_0(s) = (1 - e^{-sT_c})/s$ である。そして、 $\Delta @ (s) = e^{\alpha_0 s} \Delta \alpha(s)$, $G_1(s) = K_p + K_i/s$, $G_2(s) = Me^{\alpha_0 s} G_0(s)$, $G_4(s) = He^{-\alpha_0 s} G(s)$ と定義する。設定電流のステップ変化 $\Delta R(s) = \Delta R/s$ に対する検出電流の変化分 $\Delta X(s)$ の拡張 z 変換形式は図4より次式のように求められる。

$$\Delta X(z, m) = \Delta @^*(z) Z_m[G_4(s)] \dots\dots (13)$$

$$\begin{aligned} \Delta @^* &= \Delta @ (z, 1) \\ &= \frac{G_2(z, 1) \overline{\Delta R G_1}(z, 1)}{1 + G_2(z, 1) G_1 G_4(z, 1)} \dots\dots (14) \end{aligned}$$

ここで、 $\overline{\Delta R G_1}(z, 1) = Z_m[\Delta R(s) G_1(s)]_{m=1}$ であり、 $G_1 G_4(z, 1) = Z_m[G_1(s) G_4(s)]_{m=1}$ である。

(14)式に各伝達関数を代入し、これを(13)式に代入することによって、次の特性方程式が得られる。

$$\begin{aligned} Z^2 + \{ \tau_0 K_p e^{-a(\pi - \alpha_0)} - 1 - e^{-\tau_0} \} z + \pi K_i (e^{-a(\pi - \alpha_0)} - e^{-\tau_0}) \\ - \tau_0 K_p e^{-a(\pi - \alpha_0)} + e^{-\tau_0} \} \\ = 0 \dots\dots (15) \end{aligned}$$

(3.2) (II)の制御系 この制御系のブロック線図は図4の破線のわく内で示されたアナログ PI コントローラを図5に示されるデジタル PI コントローラで置き換えるだけで良い。従って、 $\Delta X(s)$ の拡張 z 変換は(13)式と同一表現式となり、 $G_i(s) = G_0(s) K_i/s$ と定義して $\Delta @^*(z)$ は図4、図5より次式で求められる。

$$\begin{aligned} \Delta @^*(z) \\ = \frac{\{ K_p + G_i(z, 1) \} \Delta R(z, 1)}{1 + G_2(z, 1) \{ K_p + G_i(z, 1) \} G_4(z, 1)} \dots\dots (16) \end{aligned}$$

Fig. 4. Block diagram of the control system with analog PI controller.

上式より系の特性方程式は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} z^2 + \{ \tau_0 K_p e^{-a(\pi - \alpha_0)} - 1 - e^{-\tau_0} \} z \\ + \tau_0 e^{-a(\pi - \alpha_0)} (\pi K_i - K_p) + e^{-\tau_0} \\ = 0 \dots\dots (17) \end{aligned}$$

(3.3) (III)の制御系 この制御系のブロック線図も図4の破線わく内で示された部分を図6に示されるデジタル PI コントローラで置き換えるだけで良い。ここで、 $G_0'(s)$ は、保持時間が $T_\mu = \pi/k$ である零次保持回路の伝達関数である。サンプリング周期が T_μ であるサンプラ S_3 は図7に示されるように、基本サンプラ S_1 を用いて k 個の回路に分割することによって表現できる⁽⁴⁾⁽¹³⁾。従って、このマルチレート系はサンプリング周期が T_c のみのシングルレート系として解析が可能である。なお、直接マルチレート系として解

図5 デジタル PI コントローラ ($k=1$)

Fig. 5. Digital PI controller. ($k=1$)

図6 マルチレート系におけるデジタル PI コントローラ

Fig. 6. Digital PI controller in the multirate system.

Fig. 7. Equivalent to Fig. 6.

図4 アナログ PI コントローラを用いた制御系のブロック線図

析する方法⁽⁴⁾もあるが、これは紙面の都合上省く。
 $\Delta X(s)$ の拡張 z 変換は (13) 式と同一表現式であり、
 $G_3(s) = G_0'(s)K_i/S$ として図4、図7より $\Delta @^*(z)$ は
 次式で与えられる。

$$\Delta @^*(z) = \frac{G_2(z, 1) \left[K_p \Delta R(z, 1) + \sum_{i=0}^{k-1} \{ Z_m \right.}{1 + G_2(z, 1) \left[K_p G_4(z, 1) + \sum_{i=0}^{k-1} \{ Z_m \right.} \times G_3(s) \} \}_{m=1}} \times \frac{[e^{(i/k)\pi s} \Delta R(s)] Z_m [e^{-(i/k)\pi s}]}{[e^{(i/k)\pi s} G_4(s)] \cdot Z_m [e^{-(i/k)\pi s}]} \times \frac{\{ G_3(s) \}_{m=1}}{\{ G_3(s) \}_{m=1}} \dots (18)$$

ここで、変換器周期 $T_c = \pi$ を k 等分したときに定常
 点弧角 α_0 がその l 番目と $(l+1)$ 番目の区間内にある
 と仮定する ($l=0, 1, \dots, k-1$)。系の特性方程式は (18)
 式の分母の加算項を $i=0$ から l までと $(l+1)$ から
 $(k-1)$ までの二区間に分けて考えるということに注意
 して (18) 式より次のように求められる。

$$z^2 + \left\{ \frac{\pi \tau_0}{k} K_i \frac{1 - e^{-\tau_0(k-l-1)/k}}{1 - e^{-\tau_0/k}} e^{-a((l+1)\pi/k - \alpha_0)} + \tau_0 K_p e^{-a(\pi - \alpha_0)} - 1 - e^{-\tau_0} \right\} z + \tau_0 e^{-a(\pi - \alpha_0)} \left\{ \frac{\pi}{k} K_i \frac{1 - e^{-\tau_0(l+1)/k}}{1 - e^{-\tau_0/k}} - K_p \right\} + e^{-\tau_0} = 0 \dots (19)$$

上式において、 $k=1, l=0$ とおけば、(17)式と一致
 し、また $k=\infty$ とすれば、 $\pi(l+1)/k = \alpha_0$ となること
 より (15) 式のアナログ PI コントローラの場合と一致
 することがわかる。

4. 実験システムの構成

6800 μ Pu を用いたマイクロコンピュータシステムの
 構成を図8に示す。本実験では $k=5$ と選んだディ
 ジタル PI コントローラを実現しており、各部の動作
 タイミング波形を図9に示す。

一変換器周期にわたる μ P の処理を略記すると、以
 下のとおりである。

(1) n 番目の変換器周期の最初においてホール電
 流検出器で検出された出力電流は設定電流値とともに
 A/D 変換器によって各々、8ビットのデジタル信号
 X_n, R_n に変換される。なお、A/D 変換器はディジ

タル PI コントローラの加算周期 $T_\mu = \pi/5$ (rad) ごとに
 動作している。

(2) μ P は d_7 信号を受け取った後、乗算器に比
 例項 $K_p(R_n - X_n)$ の演算と同時に乗算器の累算機能
 を用いて前周期において求められた積分項 $K_i S_n$ との加
 算を行なわせ、制御信号 Y_n を計算する。

(3) Y_n の値は $\alpha_{\min} \leq \alpha_n \leq \pi$ となるように制限さ
 れた後、(6) 式の変換をルックアップテーブルによ

図8 マイクロコンピュータシステムの構成

Fig. 8. Configuration of the microcomputer system.

図9 動作タイミング図

Fig. 9. Timing chart of the operation.

図10 プログラムのフローチャート

Fig. 10. Flow chart of the program.

て行ない点弧角 α_n に相当するカウント数を 16 ビットカウンタへ与える。

(4) μP は次の変換器周期のための積分項を求めるために、最初の加算周期における演算を行なう。

(5) μP は加算周期ごとに d_0 信号を受け取り、一変換器周期にわたる積分項 $K_i S_{n+1}$ の演算を終了する。

上記、(1)～(3)の処理は、クロック周波数が約 1 MHz の μP を用いて 230 μs 以内で終了する。従って、本システムでは点弧角の最小値 α_{min} は 230 μs (電気角で約 5°) に制限されている。しかし、この時間は μP がスピードアップされれば容易に短縮可能である。上記、(2)～(5)の命令はアセンブリ言語で記述されており、その動作のフローチャートを図 10 に示す。

5. 解析および実験結果

ここでは、 $k=5$ に選んだデジタル PI コントローラをもつマルチレート系を主体に解析結果と実験結果との比較、検討を行なう。

〈5.1〉 ステップ応答 制御系の動的挙動は特性方程式の根の位置によって規定される。図 11 に $\tau_0=0.2$, $R=0.3$ で $k=5$ に選んだマルチレート系の根軌跡を示す。ここでは比例利得を $K_p=4.0$ と一定にし、積分利得 K_i を変数にしている。これより、二実根をもつ場合と共役複素根をもつ場合の二例について $\theta=0^-$ において $R=0.3 \rightarrow 0.4$ ($\Delta R=0.1$) としたステップ応答を、図 12(a), (b) に破線でもって各々示してある。これらの応答は $\Delta X(z, m)$ を逆拡張 z 変換して得られた検出電流の変化分に定常分を加え合わせたものである。系の厳密な数学モデルであるデジタルシミュレーション結果を実線でもって併せて示しているが、両者よく一致していることがわかる。また、これに対応する実験結果を図 13(a), (b) に示すが、これも各々解析結果と良く一致していることがわかる。

図 11
マルチレート
系の根軌跡

Fig. 11. Root locus for the multirate system.

図 12 ステップ応答例

Fig. 12. Examples of the step response.

〈5.2〉 安定限界 z 領域における制御系の解析では特性方程式のすべての根が単位円内にあれば系は安定である。図 14(a) に $\tau_0=0.2$, $R=0.3$ の場合の安定限界例を K_p-K_i 平面上に k の値をパラメータとして示してある。ここで、安定動作領域は二直線で囲まれた部分であり、各 k の値に対して理論値と実験

(a) $K_i=0.25$

(b) $K_i=1.0$

図 13 図 12 に対する実験例

Fig. 13. Experimental step responses corresponding to Fig. 11.

値はよく一致していることがわかる。

電流の脈動分が比較的大きい場合の例として、 $\tau_0 = 1.0, R = 0.3$ に選んだときの安定限界を k の値をパラメータとして図 14(b) に示してある。ここで、 $k = \infty$ はアナログ PI コントローラを用いた場合を示す。また紙面の都合で省いているが、図 14(b) の条件で $k = 16$ と $k = \infty$ の場合の根軌跡を描いてみたら、両者同一利得であれば、安定限界付近を除いて根配置にそれほど違いがないことがわかった。従って、根軌跡と安定限界の二点から判断すると $k = 16$ としたデジタル PI コントローラを用いたマルチレート系は近似的にアナログ PI コントローラを用いたシングルレート系として解析が可能であると思われる。そして、出力電流の脈動分が極めて小さいとみなされるような場合、例えば $\tau_0 = 0.01$ で $R = 0.8$ とした場合にも上記の近似ができるためには $k \geq 8$ と選ぶ必要があると思われる。 $k = 16$ としたデジタル PI コントローラは本論文のような単相の変換器回路を用いる場合には

(a) $\tau_0 = 0.2$

(b) $\tau_0 = 1.0$

図 14 安定限界例

Fig. 14. Examples of stability boundary.

容易に実現できる。

〈5・3〉 マルチレート系の最短時間制御 サンプル値系では z 領域での任意伝達関数によるデッドビートコントローラを設計することで、有限時間整定応答が得られることが知られている。一般にこれはある時刻での出力のフィードバック値、つまりサンプル値を設定値に整定させることである。この出力のサンプル値が平均値でない場合、平均値制御に対しては何かの平均値検出機構が必要となる。本論文では $k = 5$ と選んだデジタル PI コントローラでは精度の高い平均値制御が可能になったことがわかったので、(19) 式の特性方程式の二根が共に零となるような一種のデッドビートゲイン K_{pd}, K_{id} を求めてみた。図 15 に $\tau_0 = 0.2, k = 5$ の場合の比例利得 K_{pd} 、積分利得 K_{id} の数値例を示す。ここで、 K_{pd} の値に設定値 R の変化に対し階段上に変化するところがみられる。これは R の変化に対し α_0 が一変換器周期を 5 等分した丁度その分割点にくると前述の l の値に分割点前後のどちらを用いるかで (19) 式の特性方程式の係数が不連続値となるからである。また K_{id} の値はその影響を殆んど受けて、 τ_0 の値が一定ならば定数とみなすことができ

図 15 デジタル PI コントローラのデッドビートゲイン

Fig. 15. Dead-beat gains of the digital PI controller.

図 16 マルチレート系のデッドビート応答

Fig. 16. Dead-beat response for the multirate system.

図 17 図 16 に対する実験結果
Fig. 17. Experimental step response
corresponding to Fig. 16.

る。図 16 に $\omega_0=0.2$ で $\theta=0^\circ$ において $R=0.3 \rightarrow 0.4$ ($\Delta R=0.1$) としたときのステップ応答例の解析結果を破線でもって、シミュレーション結果を実線でもって示してある。ここでは、 $R=0.3$ での K_{pd} , K_{id} の値を用いているので応答に少しオーバーシュートがみられるが、両者ともに 2 サンプル周期でほとんど整定していることがわかる。これに対応する実験結果を図 17 に示してあるが、これも 2 サンプル周期でほとんど整定している。マイクロコンピュータシステムで、この制御法を実現するには、設定値 R に対して K_{pd} を可変利得としてテーブル化するなどの対策が必要である。

6. む す び

精度の高い電流の平均値制御を行なうためのデジタル PI コントローラの構成法を述べ、このコントローラをもつ AC/DC 電力変換器系の解析ならびにマイクロコンピュータシステムによる実験を行なった。本論文はこのマルチレイトサンプル値系を多サンプルを含む s 領域での伝達関数形で表現しているので、数学的取り扱いが容易であるという特徴をもつ。そして、変換器モデルおよび解析法の妥当性はシミュレーションおよび実験によって確認された。また解析に際し、デジタル PI コントローラにおける区分積分を近似的に連続積分とみなすことが可能な、一変換器周期における区分積分の回数を明らかにした。高精度の平均

値制御を行なうマルチレイト系に対する一種の最短時間制御法を提案し、実験システムで動作確認を行なった。

本論文で取り扱ったマルチレイト系の解析法は、コントローラ部を対象としたものである。デジタル IP コントローラを用いた場合にはそのまま適用でき、帰還ループにデジタルフィルタを挿入した場合にもほとんどそのまま適用できる。また、ロータリエンコーダなどで速度検出を行なう速度制御系では逆に検出回路のサンプリング周期が変換器周期よりも長くなることがあるが、このような場合にも本手法の適用が考えられる。

最後に、数値計算ならびに実験に際し御協力をいただいた本学卒業生 木下 勉(日本電装)、古賀 稔(東芝)の両氏に感謝をいたします。

(昭和 59 年 5 月 1 日受付, 同 60 年 1 月 14 日再受付)

文 献

- (1) G. Olivier, et al.: "Digitally Controlled Thyristor Current Source", *IEEE Trans. IECI* IECI-26, 3, 185 (1979)
- (2) 赤木, 他: 「サイクロコンバータの電流制御系へのマイクロコンピュータの適用とその留意点」 電学論 B, 100, 469 (昭 55-8)
- (3) 原島, 他: 「オブザーバを用いた電動機速度の有限時間整定制御」 情報処理研究会 IP-62-36, 21 (昭 57-10)
- (4) J. R. Ragazzini, et al.: "Sampled-Data Control System", 220 (1958) McGraw-Hill
- (5) 森, 他共訳: 「サンプル値制御」 18~20 (昭 37) 丸善
- (6) T. Mochizuki, et al.: "Modeling and Analysis of AC/DC Converter System with Digital Mean Value Detector", *IPEC-Tokyo '83 Conf. Record*, 516 (1983-3)
- (7) A. Balestrino, et al.: "On the Analysis of Chopper Drives with Pulse Width Modulators", *IFAC Sym. Record*, 17 (1974-10)
- (8) 高橋: 「電算機直接制御による磁界制御用サイリスタ電源」 電学論 B, 98, 73 (昭 53-6)
- (9) J. P. Sucena-Pavia, et al.: "Stability Study of Controlled Rectifiers using a New Discrete Model", *Proc. IEE*, 119, No. 9, 1285 (1972)
- (10) R. Hernandez, et al.: "Modeling of Controlled Rectifiers in Feedback System", *IEEE, T* 73, 487-6, 1 (1973)
- (11) 原島, 他: 「半導体電力変換装置を含む制御系の動作特性」 システムと制御, 19, No. 11, 555 (1975-9)
- (12) Y. Tanaka, et al.: "Analysis of Thyristor-Bridge Control System with Commutating Impedance", *IEEE, PESC '78 Record*, 17 (1978-6)
- (13) E. I. Jury: "A General z-transform Formula for Sampled-Data Systems", *IEEE Trans. Automatic Control* AC-12, No. 5, 606 (1967)
- (14) R. Prajoux, et al.: "Correspondence to Ref. (9)", *Proc. IEE*, 121, No. 4, 299 (1974)