



Title	DCチョッパ制御系のファジィオートチューニングの一方法
Author(s)	山田, 英二; 泉, 勝弘; 小山, 純; 辻, 峰男; 松尾, 亮
Citation	長崎大学工学部研究報告, 22(39), pp.131-138; 1992
Issue Date	1992-07
URL	http://hdl.handle.net/10069/24376
Right	

This document is downloaded at: 2019-04-23T20:20:56Z

DC チョッパ制御系のファジィオートチューニングの一方法

山田 英二*・辻 峰 男*
泉 勝 弘*・松 尾 亮**
小山 純*

A Fuzzy Auto-Tuning Method of DC Chopper System

by

Eiji YAMADA*, Mineo TSUJI*,
Katsuhiko IZUMI*, Akira MATSUO**, and Jun OYAMA*

PID controller has been used for many process control systems. However, it is difficult to determine appropriate gains in this controller. As tuning method of these gains there are real time tuning method and ones of analyzing data of constant time. In this paper we applied the latter's and use characteristic parameters of step response as data of constant time. In the beginning constitution of I-PD control system is described. Definition of characteristic parameters and method of fuzzy reasoning are presented. We proposed using manipulated value as characteristic parameter. Next, we show simulation results using three methods. We applied fuzzy auto-tuning technique to lamp load control system and show that this method is effective.

1. まえがき

現在、プラント制御の分野では PID コントローラが多く使用されている。PID コントローラは、目標値と制御量との偏差に対し、比例 (P)、積分 (I)、微分 (D) の演算を行い、その和で操作量を変化させる。しかし、望ましい制御応答を得るためには、PID コントローラのゲインを制御対象の動特性にしたがって適切な値に設定しなければならない。ところが、PID 制御系に対するこれまでの調整法は制御系の応答波形を観察し、現場での経験則に基づいて調整を繰り返す試行錯誤法が主体で、調整に長時間を費やすときもあり必ずしも簡単でない。オートチューニングとはこのゲインの調整を自動で行うことであり、制御応答を改善し適切なゲインの決定を目的としてい

る。このゲイン調整方法には、リアルタイムのゲイン修正と一定時間間隔のデータを解析してゲイン修正を行うものがある。本論文では後者の方法を適用し、一定時間間隔のデータとしてはステップ応答波形の特徴量¹⁾を用い、特徴量とパラメータ修正値の間の非線形な関係を実現するためにファジィ推論によりゲイン修正を行う。ファジィ推論の特徴は、一般にすべてのルールが入力の値により 0 から 1 までの度合いで常に励起し、これら各ルールによる推論結果の釣合として全体の出力を決定する点にある。そこで、本論文では I-PD コントローラのゲイン決定にこのファジィ推論を用いオートチューニングを行う。

本論文では、制御対象を 1 次遅れ+むだ時間とする I-PD 制御系を用いている。この系に対してファジ

平成4年4月30日受理

*電気情報工学科 (Department of Electrical Engineering and Computer Science)

**電子工学専攻 (Research of Electronics)

ィ推論によるオートチューニングを用い制御応答の改善を行う。この推論法として、新しく提案する2方法と従来の方法の3種類を用いる。3種類の特徴量を用いてシミュレーション結果を示し、特徴量に操作量も用いることで、より制御性能が向上する事を示す。そして、本論文において新しく提案した特徴量を用いたオートチューニング法により制御系を構成した。これを DSP を用いた実際の制御系に適用し、R-L 負荷の電流制御により本方式の有効性を示す。

2. I-PD 制御系

本論文では、PID 制御系ではなく、I-PD 方式²⁾の制御系を用いている。これは PID 制御装置の3項動作のうち、P と D を出力フィードバック補償に用い、制御偏差は I 動作だけに加える制御方式で、PID 制御よりも制御系の2自由度性が明確となり、目標入力と外乱に対する両方の制御性能を高めることができる特徴がある。Fig. 1 に I-PD 制御系を示す。ここで、 $u(k)$ は操作量、 $e(k)$ は制御偏差、 $y(k)$ は制御量を表し、連続時間系において $u(t)$ は次式で示される³⁾。

$$u(t) = \int_0^t \frac{K_i}{T_c} \{r(t) - y(t)\} dt - K_p y(t) - T_c K_d \frac{dy(t)}{dt} \quad (1)$$

この式で、 K_i , K_p , K_d はそれぞれ積分、比例、微分ゲインを表し、 T_c はサンプリング周期を表している。(1)式をサンプリング周期 T_c で離散化し、速度型 I-PD 制御則として書き換えると、

$$\Delta u(k) = K_i \{r(k) - y(k)\} - K_p \{y(k) - y(k-1)\} - K_d \{y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)\} \quad (2)$$

となる。

ここで、

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$$

より、操作量 $u(k)$ は

$$u(k) = -(K_i + K_p + K_d)y(k) + (K_p + 2K_d)y(k-1) - K_d y(k-2) + K_i r(k) + u(k-1) \quad (3)$$

となり、積和の形になるので DSP にとっては高速に処理できる。

本論文ではこの K_i , K_p , K_d の値をファジィ推論を用いてオートチューニングにより決定する。

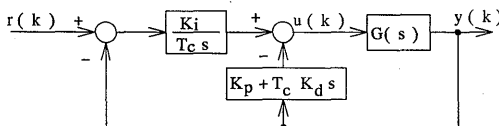


Fig. 1 I-PD control system

3. オートチューニングの方法

オートチューニングの概要を Fig. 2 に示す。まずステップ応答波形より目標値、制御量、操作量をサンプリング周期ごとに取り込み特徴量を計算する。特徴量とは、波形、あるいは波形と波形の関係を評価する量である。次に、求めた特徴量から調整ルールを用いてファジィ推論を行う。調整ルールは「IF~THEN~」(もし~ならば~せよ)の形式で記述される。ファジィ推論により K_p , K_p , K_d それぞれの修正係数が得られる。実際には、修正係数は1を基準として下限を0.5, 上限を2.0としている。最終的にファジィ推論により求めた修正係数と前回のパラメータ値との乗算により新しいパラメータ値を設定する。なお、この方法ではモデル推定誤差の問題はなく、応答波形の形状を望ましい形にチューニングできる。

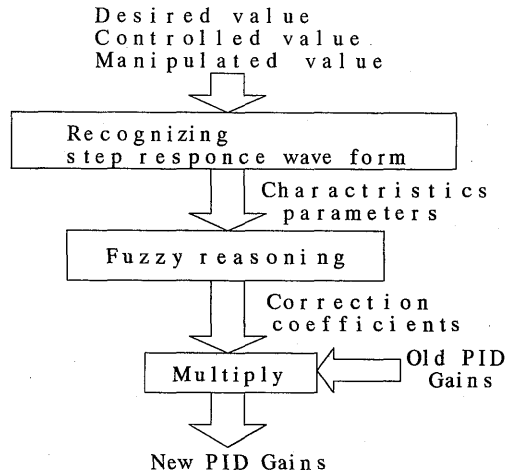


Fig. 2 Outline of auto-tuning

3.1 特徴量

3.1.1 目標値と制御量だけを用いる場合

この方式は、文献¹⁾で使用されている。この特徴量は Fig. 3 に示しているように半サイクルごとの制御面積値より以下のように定義されている。この方法は、目標値と制御量から3つの特徴量を使用している。

$$\text{オーバーシュート量} : OV = \frac{A_2}{A_1}$$

$$\text{減衰比} : DP = \frac{A_3 + A_4}{A_2 + A_3}$$

$$\text{整定時間比} : R = \frac{\sum A_i(\text{前回値})}{\sum A_i(\text{今回値})}$$

この方式の欠点としては、整定時間比が前回値を使用することでファジィルールの構成が容易でなくなる。

3.1.2 操作量も用いる場合

a) 操作量の変化分を用いるとき

この特徴量は、オーバーシュート量と減衰比は3.1.1節と同じで、整定時間比に変えて操作量のサンプリング周期ごとの差の総和とステップ応答前 u_e と応答後 u_s の操作量の値により操作量の特徴量 (U) を定義する。

$$\text{操作量の特徴量: } U = \frac{\sum |\delta u|}{|u_s - u_e|}$$

この方式は、特徴量に前回値を用いていないので調整ルールの構成が比較的容易になる。ただし、特徴量の分母に u_s と u_e の差があるので制御対象が積分形の場合には適用できない。

b) 操作量の最大値と最小値を用いるとき

この特徴量は、オーバーシュート量と減衰比は3.1.1節と同じである。操作量のステップ応答前の u_e とステップ応答後の u_s とステップ応答中の最大値 u_{max} と最小値 u_{min} により操作量の特徴量 (U) を定義する。

$$\text{操作量の特徴量: } U = \frac{|u_{min} - u_s|}{|u_{max} - u_e|}$$

この方式を用いることにより整定時間比や操作量の変化分を用いたときのような短所はなくなる。

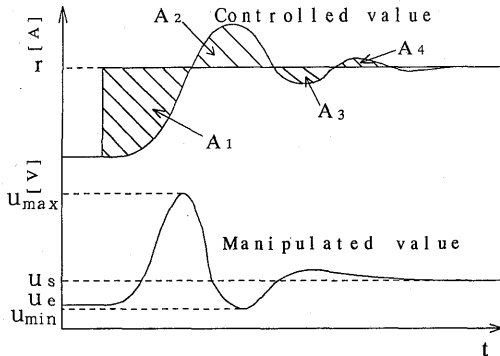


Fig. 3 Characteristic parameters of step response wave form

3.2 ファジィ推論

オートチューニングにおけるファジィ推論は、特徴量とパラメータ修正値の間の非線形な関係を実現するために用いる。そして、ステップ応答波形の複数の特徴量が評価指標になっているのでファジィ推論が適していると考えられる。

3.2.1 ルール構成

まず、パルス伝達関数の導出を行う。本論文で用いた制御対象は端子電圧 V_{dc} のコンデンサに抵抗 R_d と

インダクタンス L_d を接続したもので、入力として負荷の端子電圧 V_d 、出力として回路を流れる電流 i_d である。

R-L 負荷の電流制御での伝達関数を次式に示す。

$$I_d(s) = \frac{1}{R_d + sL_d} V_d(s) \quad (4)$$

本論文では整数型プロセッサを使用しているため、すべての数を規格化することによりオーバーフローや情報落ちを防止する必要がある。そこで、(4)式を、変数の最大値で規格化すると、伝達関数は次式のように得られる。

$$\begin{aligned} \frac{I_d(s)}{I_m} &= \frac{V_{dc}}{I_m} \cdot \frac{1}{R_d + sL_d} \cdot \frac{V_d(s)}{V_{dc}} \\ &= \frac{1}{R_d \frac{I_m}{V_{dc}} + \frac{L_d}{T_c} \frac{I_m}{V_{dc}} T_c s} \cdot \frac{V_d(s)}{V_{dc}} \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 $g_{00} = R_d \cdot I_m / V_{dc}$ 、 $g_{01} = L_d \cdot I_m / (T_c \cdot V_{dc})$ とおくと規格化された伝達関数 $G(s)$ は次式で与えられる。

$$G(s) = \frac{1}{g_{00} + g_{01} T_c s} \quad (6)$$

本電流制御システムでは、電流は一旦パルスに変換され、それをカウントすることによって検出される。その検出値は積分値になるためここで検出遅れが生じる。

零次ホールド回路・検出による積分・差による微分を考慮すると、電流検出遅れを考慮したパルス伝達関数は次式により得られる⁴⁾。

$$\begin{aligned} G(z) &= \frac{1 - z^{-1}}{T_c} \cdot Z \left[\frac{1 - \exp(-T_c s)}{s} \right] \\ &= \frac{1}{g_{00} + g_{01} T_c s} \cdot \frac{1}{s} z^{-1} \end{aligned} \quad (7)$$

ここで Z は z 変換演算子である。上式を計算し操作量の1制御周期遅れを考慮したパルス伝達関数は次式により得られる。

$$G(z) = \frac{b_1 z^{-2} + b_2 z^{-3}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (8)$$

ここで a_1 、 b_1 、 b_2 はそれぞれ

$$a_1 = -\exp\left(\frac{-g_{00}}{g_{01}}\right)$$

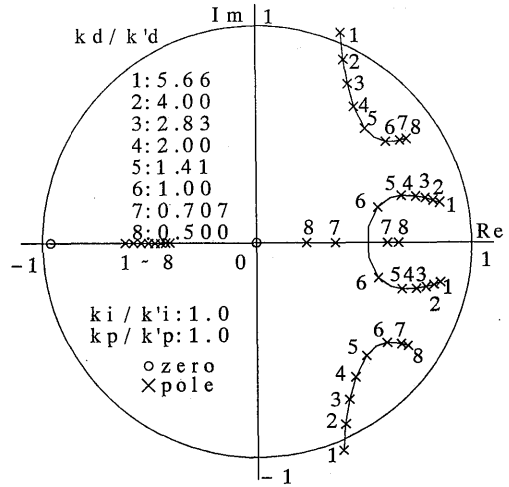
$$b_1 = \frac{1}{g_{00}} \left\{ 1 - \frac{g_{01}}{g_{00}} (1 + a_1) \right\}$$

$$b_2 = \frac{1}{g_{00}} \left\{ a_1 + \frac{g_{01}}{g_{00}} (1 + a_1) \right\}$$

となる。

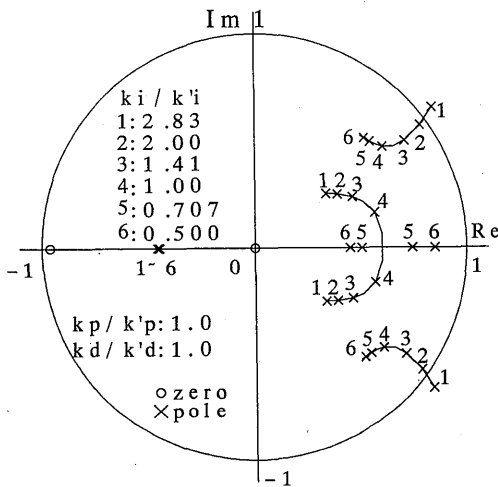
ルールの構成法は上述した制御対象のパルス伝達関数により Fig. 4(a), (b), (c)に示すように K_p , K_i , K_d の値を変化させたときのそれぞれについて根軌跡を描き、制御量の振動を抑えるように原案を決める。ここで、 K'_i , K'_p , K'_d は部分的モデルマッチング法⁵⁾により求めた値である。それだけでは前回の値が関係する整定時間比についてはルール構成ができないので、シミュレーションによりステップ応答波形を取りルールを決定する。その後シミュレーションによってチューニング時のステップ応答波形を取り、手直しを行いより適切なルールを構成する。

操作量の特徴量を用いたときも同様にしてルールを構成する。

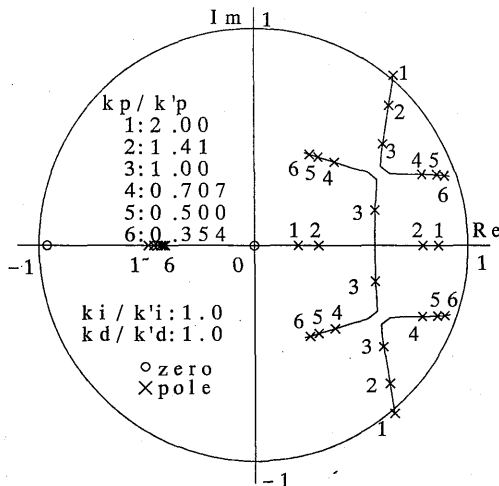


(c) Case of changing K_d

Fig. 4 Root locus



(a) Case of changing K_i



(b) Case of changing K_p

3.2.2 ファジィ推論

メンバーシップ関数は Fig. 5 に示すように前件部、後件部とも高さ0.5で交わる連続型である。ここで、ZO は適正、PB は大きい、NB は小さいを表し、CI, CP, CD は修正係数を表している。

ファジィ推論の方法はルールごとに各特徴量に対する適合度を求め、これらの適合度の代数積と後件部のメンバーシップ関数との代数積により推論結果を求める。非ファジィ化には高さ法⁶⁾を用いている。

例えば、Fig. 6 に示すように適用されるルールが

- (1) IF OV=PB and DP=ZO and U=PB then CI=ZO
- (2) IF OV=PB and DP=ZO and U=ZO then CI=NB

の2つのとき、(1)の条件のときの適合度 ω_{ep} , ω_{dz} , ω_{up} と(2)の条件のときの適合度 ω_{ep} , ω_{dz} , ω_{uz} を求める。次にそれぞれの適合度の積 h_1 , h_2 を以下のように

$$h_1 = \omega_{ep} \times \omega_{dz} \times \omega_{up} \tag{9}$$

$$h_2 = \omega_{ep} \times \omega_{dz} \times \omega_{uz} \tag{10}$$

を求めて、後件部のメンバーシップ関数との積をとり推論結果とする。最後に非ファジィ化法として

$$CI_0 = \frac{z_1 \times h_1 + z_2 \times h_2}{h_1 + h_2} \tag{11}$$

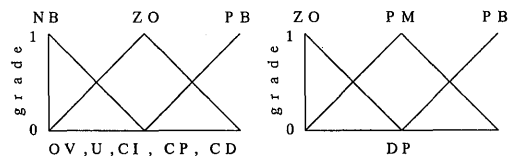


Fig. 5 Membership functions

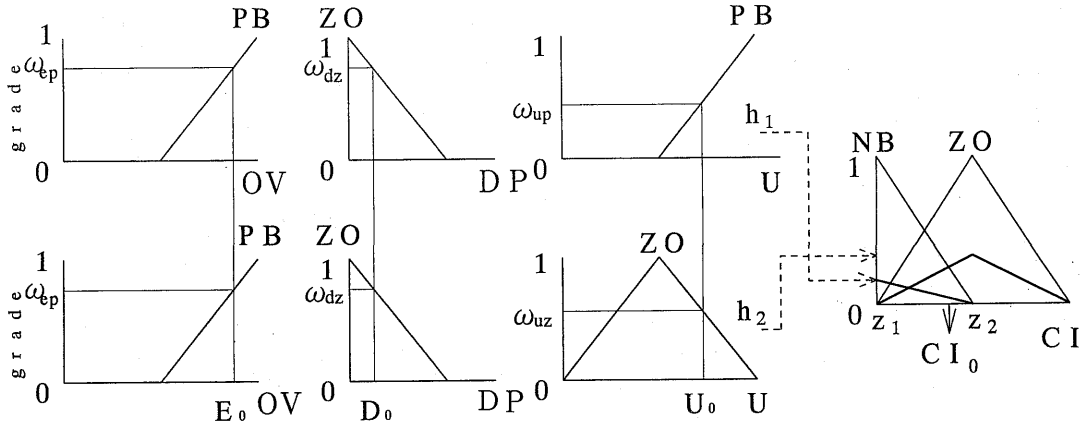


Fig. 6 Method of fuzzy reasoning

により修正係数が得られる。

4. シミュレーション

制御対象は一次遅れ+むだ時間を仮定して初期応答にオーバーシュートが大きい場合で、3.1節で述べた3種類の特微量を用いてシミュレーションを行い比較した。

Fig. 7(a)は整定時間比を用いたときのシミュレーション結果で、これは制御量は数回で望ましい応答になっているが、操作量の最大値が徐々に大きくなっていき、コントローラゲインが収束していないことがわかる。

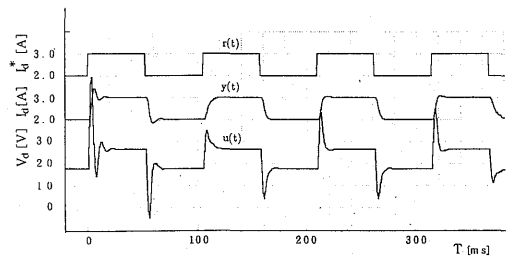
Fig. 7(b)は操作量の特微量が $U = \Sigma |\delta u| / |u_s - u_e|$ のときのシミュレーション結果で、操作量は数回で収束しているが、制御量が特微量に整定時間比を用いたときに比べて立ち上がりが少し悪くなっている。

Fig. 7(c)は操作量の特微量が $U = |u_{min} - u_s| / |u_{max} - u_e|$ のときのシミュレーション結果で、制御量は数回で望ましい応答になっている。そして、各ステップ応答の操作量の最大値も同じになっていて、コントローラゲインが収束していることがわかる。

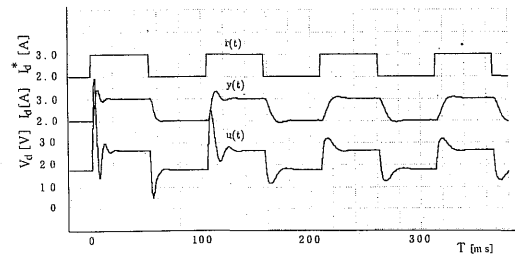
この結果より実験では操作量の特微量として $U = |u_{min} - u_s| / |u_{max} - u_e|$ を用いる。

5. 制御システム

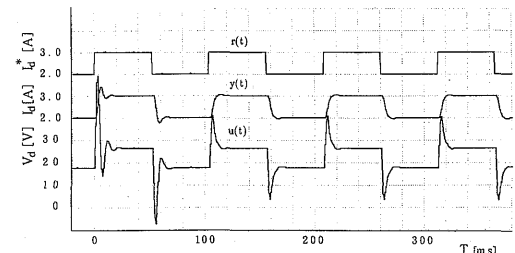
電流制御システムの構成図を Fig. 8 に示す。このシステムでは、ホストコンピュータの PC-9801VM の V30 をメインプロセッサとし、サブプロセッサとして DSP (TMS320C25) を使用している。この DSP と専用外部データ・メモリとともにボードとしたもの (DS-C25) をパソコンの拡張スロットに格納してシ



(a) Case of reference value and controlled value



(b) Case of difference of manipulated value



(c) Case of maximum and minimum of manipulated value

Fig. 7 Simulation results

システムを構成している。さらに、このシステムは検出部分として電流検出回路があり、信号出力部分として PWM 発生回路がある。具体的な制御方法としては、同期信号発生回路により 1.024 (ms) ごとに割り込み信号が出力され、この信号に同期して、電流検出回路より直流電流 I_d の検出を行い、電流指令値 I_d^* との制御演算を行うことによりデューティ比 (α) を求め、

$V_d = \alpha \cdot V_{dc}$ (V_{dc} : コンデンサ電圧) により負荷の端子電圧 V_d を求める。この出力を PWM 発生回路により PWM パターンとして出力する。つまり、この α によりインバータ制御部のトランジスタの点弧パターン及び点弧時間が決まり、直流電流 I_d を制御することになる。

このシステムの定数を Table. 1 に示す。

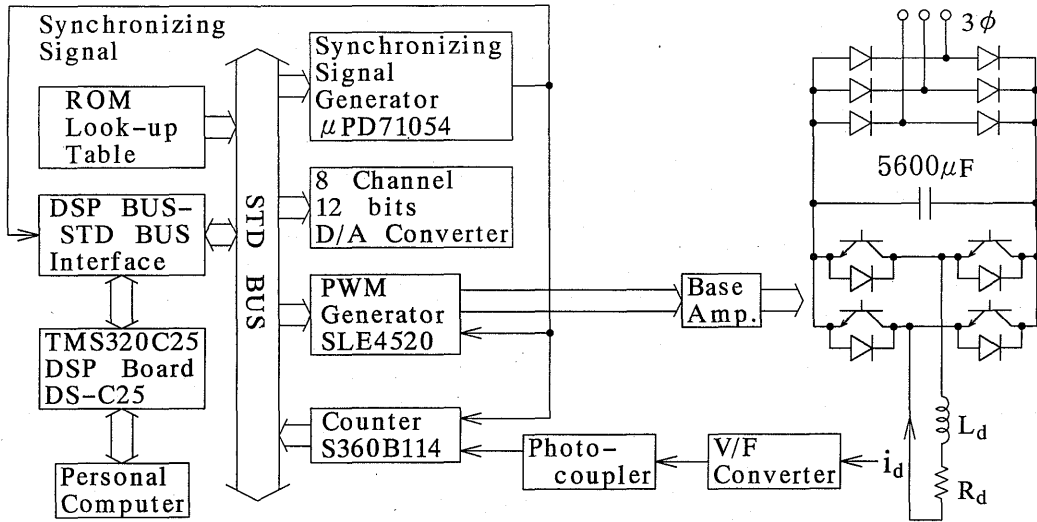


Fig. 8 Control system

Table.1 Constants of control system

Condenser voltage	V_c	100	V
Maximum current	I_m	10	A
V/F maximum frequency	F_m	1	MHz
Load resistance at 2 A	R_d	8.8	Ω
Load inductance	L_d	0.075	H
Control period	T_c	1.024	ms
Condenser	C	5600	μF

6. 実験結果

DSP により I-PD 制御演算・ファジィ推論によるオートチューニング・DC チョップ回路の制御を行い、R-L 負荷の電流制御を行う。サンプリング周期は 1.024 [msec] としている。オートチューニングは 2.0 [A] から 3.0 [A] へのステップ応答を指定した回数繰り返してそれぞれのステップ応答波形の特微量を求めて行った。チューニング目標としては、オーバーシュートが 4% となるようにしている。この実験で用いたルールを Table. 2 に示す。Fig. 9 は実験結果で

上から $r(t)$, $y(t)$, $u(t)$ を示している。

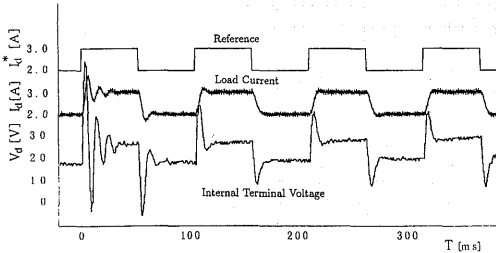
Fig. 9(a) は初期応答にオーバーシュートが大きい場合を示している。初めのゲインが $K_i=1.93$, $K_p=3.19$, $K_d=1.57$ で数回のオートチューニングの後に $K_i=0.79$, $K_p=2.93$, $K_d=0.94$ となり、特微量は $OV=0.041$, $DP=0.09$, $U=0.04$ となり適切な応答となっている。

Fig. 9(b) は初期応答にオーバーシュートがない場合を示している。初めのゲインが $K_i=0.48$, $K_p=3.19$, $K_d=1.57$ で数回のオートチューニングの後に $K_i=0.56$, $K_p=2.49$, $K_d=1.77$ となり、特微量は $OV=0.047$, $DP=0.10$, $U=0.05$ となり適切な応答となっている。

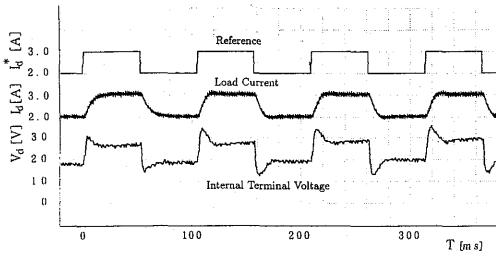
このように初期状態が振動きみやオーバーシュートのない状態であっても、数回のパラメータ修正により適切な制御応答が得られている。

Table.2 Rules

RULE No	Parameter			factor		
	OV	DP	U	CI	CP	CD
R 1	PB	PB	PB	NB	ZO	ZO
R 2			ZO	NB	PB	ZO
R 3			NB	NB	ZO	ZO
R 4	PB	PM	PB	ZO	ZO	ZO
R 5			ZO	NB	ZO	NB
R 6			NB	ZO	ZO	ZO
R 7	PB	ZO	PB	NB	ZO	ZO
R 8			ZO	ZO	ZO	ZO
R 9			NB	ZO	ZO	ZO



(a) Overshoot is big in first response



(b) Overshoot is not exist in first response

Fig.9 Experimental results

7. あとがき

本論文では、I-PD 制御系におけるコントローラゲインのファジィオートチューニングの一方法を紹介し、DSP を用いて構成した。ここでは、I-PD コントローラのゲインをステップ応答波形の特徴量を用いて決定するオートチューニングを実現した。この特徴量として、ここで新たに2つの方法を提案した。シミュレーションにより3種類の特徴量を比較し、特徴量に制御量と目標値だけでなく操作量も用いることで従来の方法より I-PD コントローラゲインの収束が速やかになった。最後に、実際に R-L 負荷の電流制御に適用し数回のチューニングで適切な制御応答が得られ、本方式の有効性が示された。

参考文献

- 1) 野村政英, 他: 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 日立評論 Vol.71, No.8 (1989).
- 2) 北森俊行: PID 制御システムの設計論 計測と制御 Vol.19, No.4 (1980).
- 3) 成田誠之助: デジタル・システム制御 -理論と応用- 昭晃堂 pp.157-163 (1980).
- 4) 山田英二, 他: 電流平均値制御における検出遅れの一補償法 第43回電気関係学会九支連大講演 No.345 (1990).
- 5) 北森俊行: 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 (1979).
- 6) 水本雅晴: 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 Computrol No.28 pp.32-45 (1989).