

# ディジタル PID フィードバックコントローラーの高速・高ダイナミックレンジ化の提案 (地震計への応用)

大竹雄次\*・辻 信行\*\*

## A Proposal of a PID Feedback Controller with High Precision and Wide Dynamic Range : Its Application to Seismometers

Yuji OTAKE\* and Nobuyuki TSUJI\*\*

### Abstract

A method of digital feedback control was established more than 20 years ago. Its applications have been developed in fuzzy and adaptive control method used in washing machines. To date, technologies of computers with high speed and ADC (Analog Digital Converter) with wide dynamic range have been advanced. Therefore, the digital feedback control method has enough potential to be employed to a servo-type seismometer instead of its analog feedback circuit. However, to use the digital feedback control, the problems to be overcome still remain. Those are the dynamic range and the data acquisition speed of ADC/DAC (Digital Analog Converter). This paper proposes an idea to obtain ADC/DAC with wide dynamic range and high-speed data acquisition. In a case of DAC, we use two devices for one data output. One is used to convert upper-half bits of the data and the other is for lower-half bits. ADC also has the same situation. By the above-mentioned method using the two devices with smaller bit-width, the higher data-acquisition speed and the data with a wider dynamic range will be obtained. Now, we will try to develop a PID digital feedback control circuit using the method. The method is patent pending.

*Key words : control, PID, seismometer, servo control*

### はじめに

コンピュータによるディジタル PID (Proportional Integrate Differential) フィードバックは (宮崎ほか, 1993), 20 年以上前から石油精製プラントなどのガスや流体の温度・圧力調整に使われてきた (横川電機, 1967). 当時はそれを DDC (Direct Digital Control) と呼び, 1 台のコアメモリーのミニコンピュータで, 数台以上の弁を制御していた. 筆者も以前に, 泡箱 (主に液体水素を使った放射線検出器) における冷却用液体水素の 2 層流に関する温度圧力制御を行う研究プロジェクトに参加していた (Ujii *et al.*, 1982). このようなディジタル制御であるが, 最近の

コンピュータの発展に伴って高速・高機能化して色々な分野に使われるようになってきた. たとえば身近なところでそれらは, コンピュータのハードディスクや掃除機, 洗濯機である. そしてファジー等の新たな制御理論が構築され, より適切に状況に対応できるアダプティブ制御 (補償または適応制御) が可能になった. このように発展を遂げたディジタル制御であるが, コンピュータの速度, ADC や DAC の分解能不足 (ビット不足), ディジタル回路のノイズ等の問題により地震計には使用されずにいた.

近年の地震計はサーボ型のものが一般的である (山田, 1991). それは, アナログフィードバック回路により振り子の動きを止めたり, 固有周期を長くする等の応答関数の変更も可能にしている. 特にフィードバックの利得を大きくすることで, ほぼフィードバック回路のみで特性を決定できる. その例がスイス製の STS 地震計である (Wielandt *et al.*, 1982). 振動検出器である振り子の固有周期が数十秒程度なのに, フィードバック回路により特性を補正し 360

1999 年 8 月 30 日受付, 1999 年 10 月 27 日受理.

\* 東京大学地震研究所技術開発室,

\*\* ツジ電子株式会社.

\* Laboratory for Technical Service and Development, Earthquake Research Institute, University of Tokyo,

\*\* TSUJI Electronics Co., Ltd.

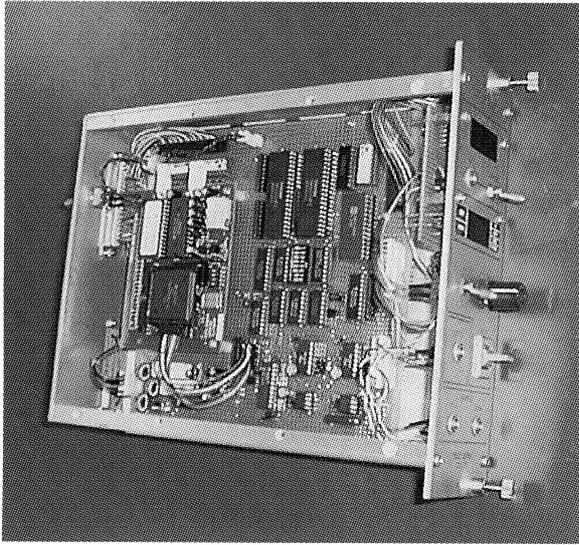


図 1. 低ダイナミックレンジ、デジタルフィードバックコントローラ

NIM 規格 (米国の原子力工業規格) の 2 幅のモジュールに納められている。デジタルの機器であるが、PID の各パラメータは前面パネルからアナログ的に設定でき、入出力も全てアナログで扱えるようになっている。

秒程度の長周期の振動検出を実現している。ダイナミックレンジは 140 dB で、検出感度は数百  $\mu\text{gal}$  ( $\text{cm}/\text{s}^2$ ) 以下である。得られた地震波形のデータは、ダイナミックレンジが広いことから 24 bit の 2 重積分型 ADC 等でデジタル化され、コンピュータに読み込まれている。

このような地震計の状況と、コンピュータが DSP (Digital Signal Processor) の登場で高速化して ADC も高ビット化したことで、十分にデジタルフィードバックを地震計に応用できる土壌が揃ってきた。更に、ボードコンピュータを使用した低ダイナミックレンジの PID デジタルフィードバック回路が既に筆者らにより開発され、現実の機器に使用されている (大竹, 1996)。その写真を図 1 に載せる。このような流れでサーボ型地震計への PID デジタルフィードバックの応用を検討し、2 年前に筆者がその概要を提案した (大竹, 1997)。また同時進行で、東京大学地震研究所の森田が同様の研究を進めている (森田, 1998)。この報告では、この PID コントローラを基にアナログサーボ型地震計へのデジタルフィードバックの応用の具体案を検討・提案し、その問題点と開発要素を述べる。

### サーボ型地震計の数学的な応答解析

サーボ型地震計の特性がほぼフィードバック系のみで決定されていることは、既に述べた。このことは、広帯域・高感度地震計にとって特性を決める重要な鍵である。ここ

では、フィードバック系のデジタル化を説明する前に、この特徴を数学的に述べる (新谷, 1996)。地震計の構成を図 2 に示す。このシステムの力学系の応答は、

$$d = H(\omega) [-f(\omega) + \omega^2 y],$$

$$H(\omega) = \frac{1}{-\omega^2 + 2i\gamma\omega + \omega_0^2},$$

$$d = x - y, \quad (1)$$

である。それぞれのパラメータは、 $x$  が地面の動きで  $y$  が振り子の動き、 $d$  が両者の差をとった変位である。 $H(\omega)$  は振り子の応答関数で、 $\omega$  は外力の角周波数、 $\omega_0$  は振り子の固有角周波数である。次にフィードバック系の応答関数  $F(\omega)$  は

$$F(\omega) = K \left( 1 + i\omega T_D + \frac{1}{i\omega T_I} \right), \quad (2)$$

である。ここで  $T_D$  は PID 演算の微分パラメータで、 $T_I$  は積分パラメータである。システム全体の応答は

$$d = \frac{\omega^2 y}{F(\omega) + \frac{1}{H(\omega)}}, \quad (3)$$

で表される。前記の STS 地震計では、式中の分母のフィードバック項が大きい値 ( $F(\omega) \gg 1/H(\omega)$ ) をとっている。そうすると観測の周波数帯域で 3) 式は

$$d = \frac{\omega^2 y}{F(\omega)}, \quad (4)$$

になる。

以上は、従来よりプロセス制御等で使用されている PID 帰還制御の応用である。この式からわかることは、電気回路のみで地震計の応答関数がほぼ決められることである。

### 地震計へのデジタルフィードバックの応用、その利点・欠点と開発要素

1. デジタルフィードバックのための離散化 PID 式  
具体的にフィードバックをデジタル化するときには、式 2) に相当したものを離散化した PID の式

$$D_{out} = K \left( e_n + \frac{\theta}{T_I} e_n + \frac{T_d}{\theta} (e_n - e_{n-1}) \right), \quad (5)$$

で表す (宮崎ほか, 1993)。そして式の計算を図 1 の回路の CPU で行い、帰還をかける。ここで  $e$  は偏差 (目標値と観測値の差)、 $D_{out}$  は出力値、 $K$  は利得、 $T_I$  と  $T_d$  は積分および微分項のフィードバックパラメータである。また  $\theta$  はデータのサンプリング周期、 $n$  はサンプリング番号である。以下に、この式を使用したデジタルフィードバックの利点・欠点を述べる。

2. 利点

現在、地震計のデータはデジタル化されている。また地震計の長い固有周期を実現するためには、前章から理解できるように大きな積分定数が必要になり、アナログ

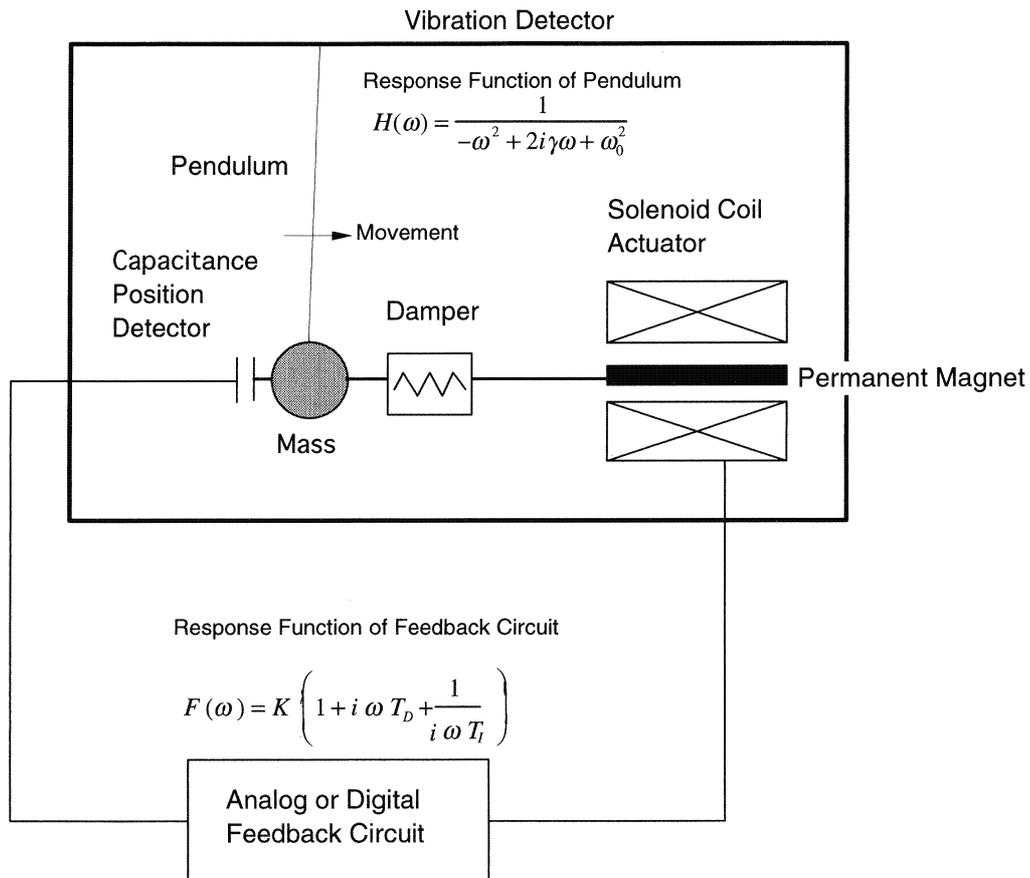


図 2. サーボ型地震計システムの例  
システムは、振り子、フィードバック回路、ダンパー、フィードバック用のアクチュエータ、位置または変位センサ等で構成される。

フィードバック回路には大きなコンデンサが必要となる。これらを考慮すると、フィードバックをデジタル化することは以下の利点を持つ。

1. 大きなコンデンサが省略できる。
2. 特性を任意に、容易に変えることができる。そして、特定の周波数帯だけを高感度で広いダイナミックレンジにすることもできる。
3. 振り子の非線形領域を補正し、地震計のダイナミックレンジを広げることが可能になる。
4. 環境温度、気圧の変動等による特性変化を、出力の波形データに対して時々刻々補正できる（アダプティブ制御）。
5. フィードバック回路やデータ収集回路、コンピュータネットワークの通信回路等を一体・単純化できる。地震計の小型化の可能性がある。

### 3. 欠点

基本的にはアナログフィードバックの方が高性能であるから、デジタルにすることで地震計の性能を落としてしまう。たとえば以下のことがあげられる。

- A. アナログ回路のノイズはデジタルより少ない。
- B. アナログ回路は、式 5) に示すような離散・量子化による情報の欠如がない。
- C. フィードバックの計算誤差（精度不足）や遅延で、帰還誤差の増大や正帰還が生じる可能性もある。それらにより、システムの不安定性が増したり特性を落としてしまうことも考えられる。

以上の理由から、前記の応答関数の容易な変更やアダプティブ制御等を積極的に採用しなければ、デジタルフィードバックの意味が薄れる。だが利点を考慮すると、デジタルフィードバックの地震計への採用は十分意味のあるものと考えられる。

### 4. 開発要素

今の地震計は広いダイナミックレンジを持っている。地震計にデジタルPIDフィードバックを使用する場合、この広いダイナミックレンジが問題になる。それは、既に述べたように、少ないビット幅による計算精度不足で、計測誤差やシステムの不安定性を起こす可能性が増すことである。

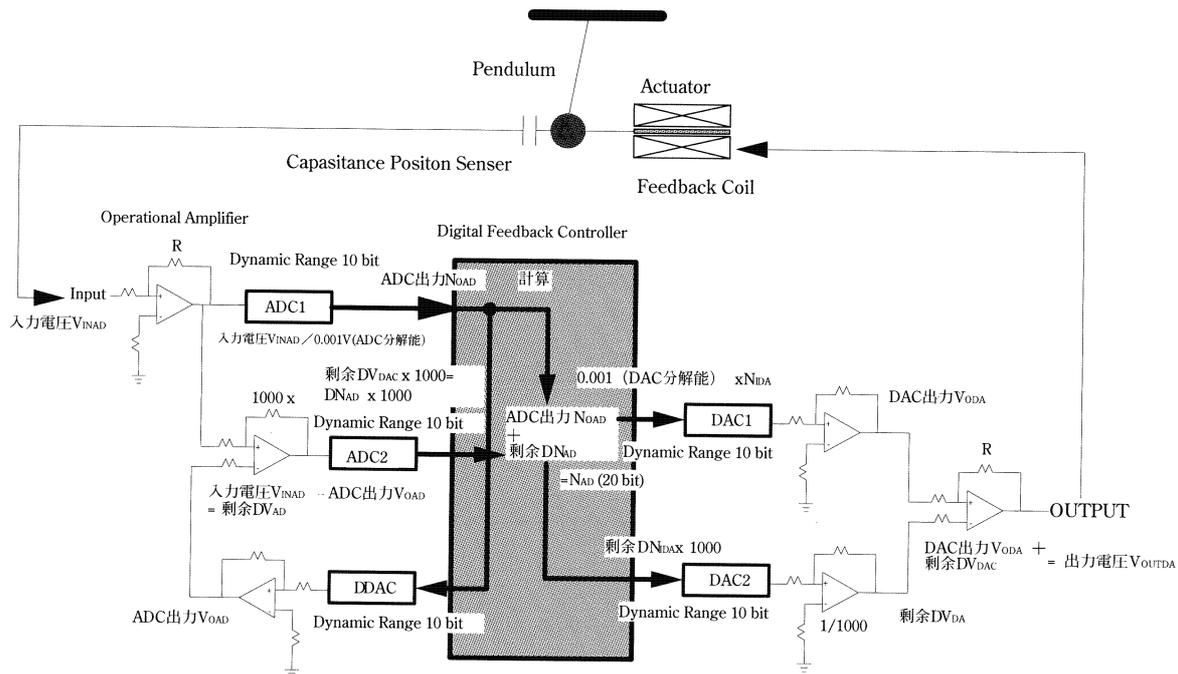


図 3. 高速・高ダイナミックレンジ、デジタルフィードバックコントローラの構成

入力を、低い分解能 (bit 数の少ない) の ADC, DAC で量子化したデータと、量子化誤差以下を A/D・D/A 変換したデータに分ける。各データを足し合わせ、入力データをダイナミックレンジの高いものとして再現する (bit 数の多い)。図中に於いて、剰余データの ADC, DAC による変換精度を上げるためにはデータを 1,000 倍してやる。しかしその倍率は、必要に応じて 100 倍程度の任意な値に変える。

通常、デジタルのフィードバックコントローラは、

1. 入力部 (ADC+演算増幅器)、
2. 計算部 (CPU, Central Process Unit 他)、
3. 出力部 (DAC, 演算増幅器)

に分けられる。

この中で CPU 部は DSP (Digital Signal Processor) の登場で、方法によっては 24 ビットをカバーできる高速・広ダイナミック演算が可能になる。ADC 部は動作速度が遅ければ 24 ビット幅も問題がない (地震波に対応するには、この装置が DC から 100 Hz 程度までの帯域があればなんとかなる。)。しかしながら、DAC はそのような広いダイナミックレンジのものは市販されていない (16 ビットがいいところ。)。さらに地震波でも音響的な信号や、地震観測以外に於ける高速用途には、ADC すらダイナミックレンジ不足 (bit 幅不足、高速では 12 bit 位がせいぜい。) である。このため、デジタルフィードバックコントローラの応答速度を下げずに高ダイナミックレンジ化 (高 bit 化) することが、ぜひとも必要である。

### 高速・高ダイナミックレンジ化の具体的提案

PID デジタルフィードバックコントローラの高ダイナミックレンジ化を行う上で DAC 等の IC を開発するには、お金と時間がかかりすぎる。そこで既に存在する、ある程

度高速で bit 数の少ない (16 ビット位まで) ADC および DAC, CPU による計算で、高速化・高ダイナミックレンジ化を実現する。この点が、この報告で一番強調したい点である。その方法は図 3 のもので、具体的なデータの加算方法等の流れを図 4 に示す。D/A 変換の手法は新規に考案したものである。デジタル PID コントロール用としては、両方とも新しい発想である。一般用途としては ADC が、横川電機で既に、巡回型の変換方式の IC (Integrated Circuit) として実用化されている (特許庁, 1998)。この方法の特徴は、A/D および D/A 変換器をそれぞれ 2 台ずつ使用することである。それぞれは荒い値と細かい値用である。ADC・DAC は、簡単のために 10V の電圧で 10 bit とする。1 bit の電圧分解能は、 $10/1,024$  になり約 0.01 V になる。

#### 1. A/D 変換の手法

まず A/D 変換について述べる。

1. 図 3 の左から入力されるアナログ電圧  $V_{INAD}$  を、荒い値用の ADC で変換する。それを式で表すと

$$0.01 N_{OAD} (V_{OAD}) + 0.01 \Delta N_{AD} (\Delta V_{AD}) = V_{INAD} \quad (6)$$

になる。ここで  $V_{OAD}$  は ADC1 の出力に相当するアナログ電圧、 $N_{OAD}$  は ADC1 の出力に相当するデータ、 $\Delta V_{AD}$  は

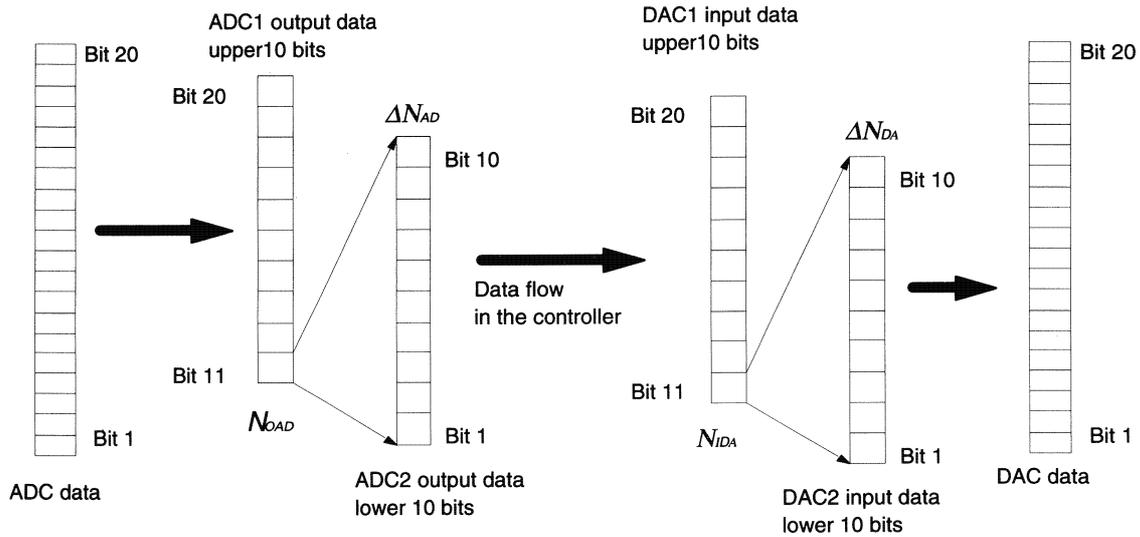


図 4. コントローラ内での入出力データ処理

入出力データの分解・再構築の流れを示す. ADC/DAC のそれぞれ 20 のビットデータは上位 10 ビットと, 上位ビットの量子化誤差内の下位 10 ビットに分けて処理される.

剰余の電圧,  $\Delta N_{AD}$  は ADC 2 の出力に相当する剰余のデータ (ADC, 10 bit の最小分解能以下の値, 1 bit 以下の値.),  $V_{INAD}$  は入力電圧, 0.01 V は ADC の電圧分解能である.

2. 剰余分  $V_{AD}$  を得るためには,  $N_{OAD}$  をもう一度 10 bit で  $\Delta DAC$  により変換しアナログ電圧を得る. そしてオペアンプを利用して  $V_{INAD}$  からそのアナログ電圧を引くことで  $\Delta V_{AD}$  を得る.

3. この  $\Delta V_{AD}$  をもう一度 10 bit の ADC で変換し  $\Delta N_{AD}$  を得, コントローラ上で計算により元の荒い ADC で変換した  $N_{OAD}$  の値につなげ 20 bit のデータとして表す. これがこのアイデアの鍵である. 以上の操作で, 20 bit の A/D 変換を実現する.

4. ここで A/D 変換の精度を上げるためには,  $\Delta V_{AD}$  を再度 A/D 変換する前に 1,000 倍する. その後の足し合わせで, 前段階で大きくした分を計算により 1/1,000 にする. この倍率は, 剰余を変換するための ADC の最大入力電圧の低いものを選べば, 低くできる (たとえば, 0-1 V 入力の ADC では, 100 倍でいい.).

## 2. D/A 変換の手法

D/A 変換の高ダイナミックレンジ化も A/D 変換とほぼ同じである.

A. 荒い値用の DAC でアナログ化されない量子化誤差以下の剰余を, 別の細かい値用の DAC で変換する.

B. そのアナログ値を, 荒い値のアナログ化したものに足し合わせる.

C. 以上を 10 bit, 10 V の DAC で実現した場合について数学的に表すと,

$$0.01 N_{IDA} (V_{OAD}) + 0.01 \Delta N_{DA} (\Delta V_{DA}) = V_{OUTAD} \quad (7)$$

ここで  $V_{ODA}$  は DAC 1 の出力に相当するアナログ電圧,  $N_{IDA}$  は DAC 1 の入力に相当するデータ,  $\Delta V_{DA}$  は DAC 2 の出力に相当する剰余の電圧 (DAC, 10 bit の最小分解能以下の値, 1 bit 以下の値.),  $\Delta N_{DA}$  は DAC 2 の入力に相当する剰余のデータ,  $V_{OUTDA}$  は出力電圧, 0.01 V は DAC の電圧分解能である. A/D 変換と異なるのは,  $\Delta N_{DA}$  のデータをコントローラ内の式 7) による計算で求めることである.

D. 加算のためには, 計算後に  $\Delta N_{DA}$  と  $N_{IDA}$  を別々に D/A 変換し, 図 2 に示すようにオペアンプの + と - に各を入力する. また,  $\Delta V_{DA}$  の極性を  $V_{ODA}$  と逆にしておく必要がある.

E.  $\Delta N_{DA}$  の D/A 変換の精度を上げるためには, A/D と同じく,  $\Delta N_{DA}$  のデータを計算により 1,000 倍しておき D/A 変換する. 値を元に戻すには, D/A 変換後にオペアンプまたは抵抗分割等で 1/1,000 にする. そして前記のアンプによる加算作業を行う. ADC と同様に, DAC 2 の出力電圧範囲の狭いものを使用すれば, 倍率を 100 倍にすることもできる.

## まとめと今後の方針

PID のデジタルフィードバックはプロセス制御等に一般的に利用されており, 確立された技術である. 更にボードコンピュータを使用した低ダイナミックレンジのデジタルフィードバックコントローラーは, 既に筆者らにより実現されている. しかしながらサーボ型地震計にディジタ

ルフィードバックを使用するのは、初めての試みである。高速・高ダイナミックレンジ化がその実現の鍵で、本論文ではその具体的な方法を提案した。この方法をPIDのデジタルフィードバックや地震計に応用することも、新しい試みである。その内のA/D変換は、既に高速・高ダイナミックレンジ化の手法として実用化されている。D/A変換は新規のアイデアであり、現在、特許を申請中である。

デジタルフィードバックの地震計への応用は、文中において利点で述べたように、広いダイナミックレンジを得たり特性の温度補償や地震計の小型化等のために十分意味のあるものとする。今後、この方法を実用化するように進めていきたい。

## 文 献

- 新谷昌人, 1996, レーザー干渉計を用いた短周期広帯域地震計の開発, 東京大学地震研究所技術報告, No. 1, 1-6.
- 宮崎誠一・宮崎 仁, 1993, パソコンで学ぶ自動制御の実用学, CQ出版社, 31-32.
- 森田裕一, 1998, デジタルフィードバック地震計(DFS)実用化の可能性について, 地球惑星科学関連学会合同大会予稿集, 284.
- 大竹雄次, 1996, 放射光入射器増強計画, 9章3節, *KEK Report 95-18*, 226-228.
- 大竹雄次, 1997, 磁気バネを応用した地震計の開発, 第6回超伝導重力計ワークショップ集録, 国立極地研究所, 50-57.
- 特許庁, 1998, 公開特許公報.
- Ujiie N., N. Ishihara, T. Ohama, Y. Otake, R. Sugahara and M. Tadano, 1982, Computer Control System for The KEK 1-M Hydrogen Bubble Chamber, *KEK Report 89-2* (in Japanese).
- Wielandt E. and G. Streckeisen, 1982, The leaf-spring seismometer: Design and performance, *Bull. Seis. Soc. Am.*, **72**, 2349-2367.
- 山田功夫, 1991, 最近の地震観測, 地震2, 第44巻特集号, 3-14.
- 横川電機, 1967, 技術資料, DDCによるプロセス制御(1)-(3).