

等価伝達関数を用いたリライアブル制御手法の故障箇所判定

石川 薫* 中村 太郎* 大隅 久*

Fault Detection using Reliable Control Method with Equivalent Transfer Functions in Multiple Feedback Loop System

Kaoru ISHIKAWA*, Taro NAKAMURA*, Hisashi OSUMI*

A reliable control method using an equivalent transfer functions (ETF) is proposed for multiple loop control system. If a feedback loop fails, such as case of the sensor break down, the control system becomes unstable and has a big fluctuation. To cope with this problem, the proposed method uses as an active redundancy compensation after the loop failure. The ETF is designed so that it does not change the transfer function of the whole system before and after the loop failure. In this paper, the fault detection algorithm that uses ETF is examined by the experiment that uses the DC servo motor for the current or speed feedback loop failure in the position servo system. The threshold value is determined by the characteristics of frequency response.

Keywords : Multiple loop control system, Equivalent transfer function, DC servo motor, Fault detection and Isolation

1. 緒言

近年、センサレス制御についての研究が盛んに行われている。しかしながら、高精度を要求される制御システムでは、依然としてセンサは必要不可欠な要素である。それゆえ、各種センサを用いた制御手法への需要は今後も増加していくだろう。また、計算機の高速度・大容量化によって、大量のデバイスを用いた複雑な制御系の構築が可能となりつつある。よって、一部のデバイスが故障しただけで、システム全体の機能に大きな影響を与える可能性も出てきている。たとえば、センサー一つが故障しただけで、全体の制御系の特性が不安定化し、最悪の場合は暴走する可能性もある。各デバイスの信頼性は向上してきてはいるが、安全性への要求が高まっていることを鑑みると、デバイスのリスクを考慮した制御システムを構築する必要がある。

これまで、簡易的な故障対策として、システムが故障した場合、装置を停止させる処置がとられてきた。故障した機械単体で考える場合、緊急停止措置で十分である。しかし、機械が他の機械や人と連携した作業を行っている場合などでは、緊急停止させると不都合な場合がある。

たとえば、工場の製品搬送システムや自動搬送車を緊急

停止させると、他の機械は故障していないにも関わらず、流通経路全体が止まってしまう可能性がある。さらに、緊急停止させた時の姿勢や状態によっては、製品や他の機械もしくは作業者に二次的被害を与える可能性もある。

また、エレベータも人や物を運ぶことから、搬送システムの一つとみなすことができる。エレベータシステムは、緊急停止させると、内部に人を閉じ込めてしまうだけでなく、修理するまで停止状態が続くことにより利便性が大きく損なわれることとなる。

なお、搬送システムとは多少異なるが、将来普及すると思われる介護ロボットも、緊急停止が不都合を起こすシステムのひとつである。緊急停止アルゴリズムによってロボットに供給される電力がストップすると、ロボットは抱えていた人または物を落としてしまう危険性がある。機構的に姿勢が維持できる場合においても、停止してしまうとロボットに抱えられていた人は身動きがとれず、外部に連絡さえ出来ない状態に陥ることもあり得る。

したがって、上記のように緊急停止では不都合がおこる機械には、多少性能が劣化しても継続して動きつづけるようなシステムの適用が今後は必要になると考える。

現在まで、故障検出^{1)~7)}や故障対策についての研究は盛んに行われている。故障対策については、ハードウェアによる対策^{8)~10)}とソフトウェアによる対策とに分けられる。ハードウェアによる対策とは、簡単に言えばデバイスを冗長に装備させることである。それに対して、ソフトウェア

* 中央大学理工学部精密機械工学科
〒112-8551 東京都文京区春日 1-13-27
Department of Precision Engineering, Institute of Science and Engineering, Chuo University
1-13-27 Kasuga, Bunkyo-ku, Tokyo 112-8551
(Received October 21, 2009)
TRIA 008/10/0908 © 2009 SICE

による対策とは、制御アルゴリズムを実行させるソフトウェアの工夫によって行われる。そのため機器の小型化を妨げない故障対策といえる。たとえば、D. Delgado らは H^∞ 制御を用いたタコジェネ故障対策について検討している¹¹⁾。また、X. Zhang らはニューラルネットワークを用いた非線形システムの故障対策について検討している¹²⁾。さらに M. Polycarpou らは学習制御を用いた MIMO 系への故障対策について検討している¹³⁾。多くの故障対策は設計が複雑だが、故障対策はできるだけ単純なものであるべきだと考える。なぜなら、故障対策は副次的なものであり、演算負荷はできるだけ小さくし、正常時の動作に負担をかけないようにすべきだからである。また、コントローラの実装を考慮すると、コストなどの面からコントローラは低次元であることが好ましい。筆者らは、ソフトウェアによる対策の一つであるリライアブル制御¹⁴⁾に着目し、そのリライアブル制御の一手法として等価伝達関数 (Equivalent Transfer Function : 以下 ETF) を用いた方法を提案している^{15)~20)}。

過去の研究において、ETF を用いることでセンサ故障後の応答を安定化できることが確かめられた^{15)~18)}。また、外乱の影響について検討を行い、外乱オブザーバと ETF を併用することによって外乱と断線故障の両者に対応できる制御系を提案した¹⁹⁾。

しかしながら、故障の判定方法については ETF を用いた簡易的な手法を提案²⁰⁾したものの、その閾値は実験的に決めるにとどまっておき、閾値の設計論については十分な検討がなされていなかった。

本論文では、SISO 位置サーボ系における速度または電流のフィードバックループの断線故障に対して、ETF を用いた故障判定方法を、DC モータを使用した実験により検討する。まず、ETF の適用対象と導出方法について述べる。つぎに、ETF を用いた故障判定方法と故障箇所を特定するためのアルゴリズムについて述べる。最後に、提案する故障判定方法の有効性を実験で確かめる。

なお、本論文は 5 章から構成されている。2 章ではリライアブル制御手法について述べる。3 章は ETF の一般式の導出方法と ETF を用いた故障判定方法を示す。4 章は位置制御系に適用した場合の ETF と故障判定方法について述べる。また、実験により故障判定方法の有効性を検討する。5 章は結言である。

2. リライアブル制御手法

2.1 リライアブル制御手法

リライアブル制御は、ソフトウェアを用いた故障対策のひとつである¹⁴⁾。リライアブル制御とは、制御系が不安定になることをあらかじめ想定して、その対策を制御設計段階で制御系内部に埋め込んでおくという制御理論である。

2.2 ETF

ETF とは、多重ループ系におけるフィードバックループ

の故障に対応するための冗長補償器であり、故障前後で理論的に入出力関係が等価になるよう設計する。そのため、故障時に用いる補償要素は複雑な設計なしに導出することができ、構造も単純であることから有効だと考える。また、ETF は多重ループ系のコントローラを前提としているため、制御対象に入力される外乱やパラメータ変動の影響を小さく抑えることができる。そのため、前述のような一時的な故障対策として十分な効果が得られると考える。

なお、ETF を用いたリライアブル制御手法では、外乱と故障を分離して考える。外乱と故障を分離することでそれぞれについてタイトな設計が可能となる。本論文では、外乱に対しては外乱オブザーバで対処し、故障に対しては ETF で対処する¹⁹⁾。そのため、ETF の導出においては、外乱と外乱オブザーバは考慮しないモデルを使用する。

3. ETF の一般式

3.1 多重ループ系の基本概念

多重ループ系はフィードバックループを複数持つ制御系のことである。多重ループ系を構成すると、速応性と外乱抑圧性能が向上する。そのため、多くの制御系で多重ループ系は採用されている。 n 個のフィードバックループを持つ多重ループ系は(1)式で表すことができる。 G_C は補償要素を、 G_P は制御対象を表す。ここで、ラプラス演算子 s は式、図において省略する。

$$\frac{x_n}{r_n} = \frac{\prod_{i=1}^n G_{Ci} G_{Pi}}{1 + \sum_{i=1}^n \prod_{j=1}^i G_{Cj} G_{Pj}} \dots\dots\dots(1)$$

一般に多重ループ制御系は、速応性を向上させるために前向き補償ゲインを大きく設定できる。しかし、センサ故障により、間違ったフィードバック信号のせいで高ゲインによって信号が増幅される場合がある。そして、制御系は外乱の有無に関わらず不安定な状態に陥り、応答は振動的に発散する可能性がある。これらを改善するために、一時的

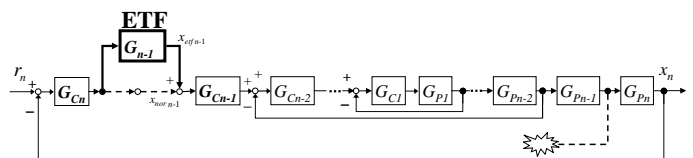


Fig. 1. Block diagram before and after switching to ETF G_{Ln-1}

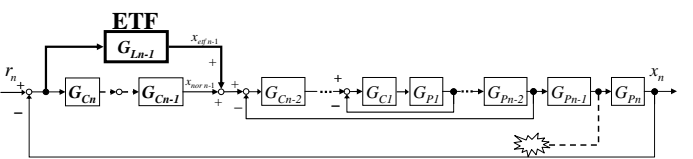


Fig. 2. Block diagram using ETF G_{Ln-1}

な故障対策として ETF を使用する。

3.2 故障の定義

センサ故障にはさまざまな症状が考えられる。たとえば、センサのあるビットが反転した結果、真値が得られなかったり、信号線が瞬時に断線したり、徐々に不具合が生じて結果的に断線したりする場合は考えられる。さらに、いったん故障だと判断したにもかかわらず、再度何らかの原因で復帰する場合も考えられる。たとえば、断線した線が接触によって導通した場合や、無線センサの通信障害が回復した場合などである。

ETF は故障したセンサの出力は使用しない構造になっているため、故障の症状にかかわらず使用できる。ただし、実際に ETF を適用するには故障を検出する構造が必要となる。この検出機構を構成するためには、どのような故障を検出させるか限定しなければならない。

そこで本論文では、故障を以下のように定義する。

- (1) 故障はセンサのフィードバック系だけとし、電源系の故障は含まない。
- (2) 同時に二箇所以上の故障が発生することはない
- (3) 故障した後は正常時に復帰しない。

なお、本論文の実験においては、故障の一例として、出力が 0 になる断線故障を取り扱う。

3.3 ETF の提案

Fig. 1 のような多重ループ系において、内側から $n-1$ 番目のフィードバックループにおいてセンサ故障が発生した場合、系全体の伝達関数は、正常時と同様の機能を保つ必要がある。本研究では、フィードバックループにおける入出力比較箇所にて ETF G_{n-1} を挿入することによって、この問題を解決する。ここで、Fig.1 における ETF G_{n-1} は(2)式で与えられる。

$$G_{n-1} = \frac{1 + \sum_{i=1}^{n-2} \prod_{j=1}^i G_{Cj} G_{Pj}}{1 + \sum_{i=1}^{n-1} \prod_{j=1}^i G_{Cj} G_{Pj}} \quad (2)$$

なお、ETF の入出力端は Fig.1 だけではなく、Fig.2 のように定めることができる。この場合の ETF G_{Ln-1} を(3)式に示す。

$$G_{Ln-1} = \frac{G_{Cn} G_{Cn-1} \left(1 + \sum_{i=1}^{n-2} \prod_{j=1}^i G_{Cj} G_{Pj} \right)}{1 + \sum_{i=1}^{n-1} \prod_{j=1}^i G_{Cj} G_{Pj}} \quad (3)$$

(2)式と(3)式を比較すると、Fig.1 の ETF G_{n-1} 前後にある伝達関数を付加したものが(3)式になっている。つまり、ETF 入出力端が故障ループ以外に伝達関数をまたぐ場合、その伝達関数を ETF に(2)式に付加すれば正常時と等価な伝達関数が導出できる。この性質を用いれば、ETF 入出力端を柔軟に設定することができる。たとえば、 G_{Cn} の後ろを入力端にし、 G_{Cn-1} の前を出力端にすることも可能である。

3.4 故障検出部

ETF は切換時の連続性を保つため、正常時も平行して計算を行っている。そこで、ETF の出力 $x_{eff\ n-1}$ と通常制御に用いる信号 $x_{nor\ n-1}$ の差の絶対値を下式のように閾値 y_{n-1} と比較することによって故障を検出する。

$$\left| x_{eff\ n-1} - x_{nor\ n-1} \right| < y_{n-1} \quad : \text{Normal} \quad (4)$$

$$\left| x_{eff\ n-1} - x_{nor\ n-1} \right| \geq y_{n-1} \quad : \text{Failure} \quad (5)$$

はじめに、閾値 y_{n-1} の決定方法について述べる。

ETF は理論的には正常時の伝達関数と等しい。それゆえ、閾値は 0 とすることが考えられる。しかし、実際の制御系においては 0 以上に設定する必要がある。なぜなら、実際の制御系は ETF と厳密には一致しないからである。一致しない原因は、制御対象のパラメータ変動やサンプリング周期の違いなどが挙げられる。ETF は自身に制御対象のパラメータを含んでいるため、制御対象のパラメータが変動すると、正常時の制御系と等価にはならない。また、一般的に内側のループほどサンプリング周期は小さく設計する。しかし、ETF は欠損ループより 1 つ外側のループのサンプリング周期で計算させるため、ETF の出力 $x_{eff\ n-1}$ と通常制御に用いる信号 $x_{nor\ n-1}$ の間に差が生じる。

指令 r_n から ETF の出力 $x_{eff\ n-1}$ までの全体の伝達関数を $G_{eff\ n-1}(s)$ 、指令 r_n から通常制御に用いる信号 $x_{nor\ n-1}$ までの全体の伝達関数を $G_{nor\ n-1}(s)$ とおく。伝達関数 $G_{eff\ n-1}(s)$ と $G_{nor\ n-1}(s)$ の周波数領域における差の絶対値の最大 β_{n-1} は、正常時において故障検出部で生じる誤差に相当すると推定される。

$$\beta_{n-1} = \sup_{\omega \in [0, \infty)} \left| 20 \log \left| \frac{G_{eff\ n-1}}{G_{nor\ n-1}} \right| \right| \quad (6)$$

そこで、閾値 y_{n-1} は最大ゲイン差 β_{n-1} を用いて以下のように決定できる。

$$y_{n-1} > \left| r_n \right| \cdot 10^{\frac{\beta_{n-1}}{20}} \quad (7)$$

つぎに、誤判定防止アルゴリズムについて述べる。上記

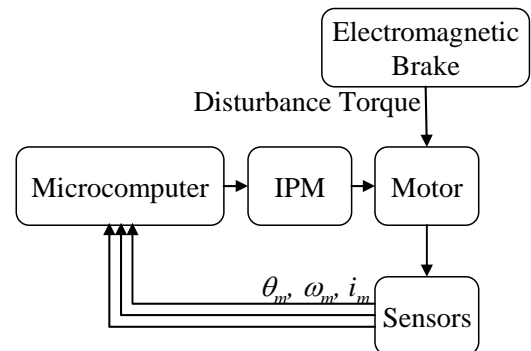


Fig. 3. Experimental system

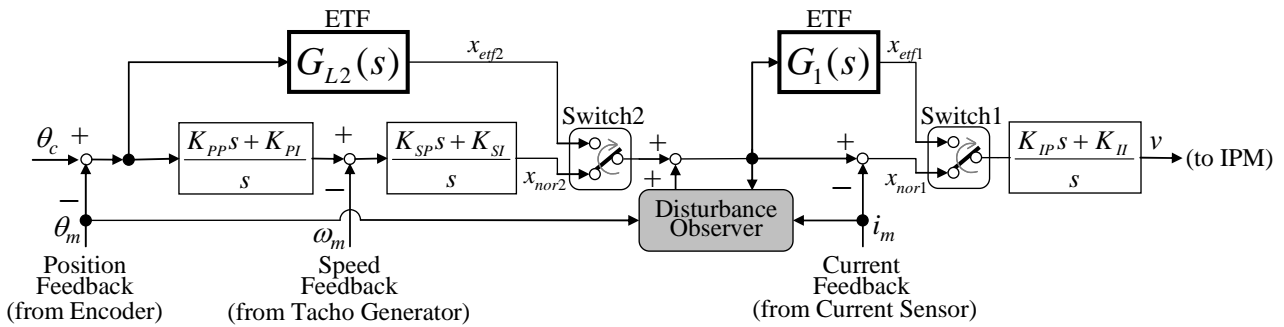


Fig. 4. Controllers in microcomputer of Fig. 3

検出部は対応するループとそれより内側のループの故障を検出する。これはETFの特性によるものである。そのため、どのループが故障したかを判別するには、各ループに検出部を設ける必要がある。この検出部は外側のループの故障には反応しないので、簡単な論理演算で、故障箇所を特定できる。

4. 適用例

4.1 位置サーボ系

位置サーボ系はロボット、NC工作機など多くの機械を動かす基本システムである。本論文では、位置サーボ系の例としてFig. 3のようなDCモータを使用したシステムにETFを適用する。制御はマイクロコンピュータで行う。マイク

ロコンピュータの出力 v は電力変換回路 IPM (Intelligent Power Module) を介してモータに入力される。センサとして、電流センサ、DC タコジェネレータ、エンコーダを使用し、それぞれから電流フィードバック信号 i_m 、速度フィードバック信号 ω_m 、位置フィードバック信号 θ_m が出力される。電流センサと DC タコジェネレータにはローパスフィルタ (LPF) が用いられるが、ETF の計算においては無視する。また、実験装置には外乱印加用の電磁ブレーキがついている。Fig. 4 にマイクロコンピュータで演算を行う制御器を示す。位置指令は θ_c とし、位置応答は θ_m を用いる。ここで、外乱オブザーバは電磁ブレーキによって発生する負荷トルク τ_L に対応するためのものである。各パラメータは Table 1 に示す。

4.2 外乱オブザーバの設計

外乱オブザーバのフィルタは次式で表される二次遅れ系を用いる。

$$Q(s) = \frac{K_{obs}}{(T_{obs1}s + 1)(T_{obs2}s + 1)} \dots\dots\dots(8)$$

フィルタはスモールゲイン定理により設計する。スモールゲイン定理より、(9)式が導けるので、フィルタは(10)式で設計できる。ただし、乗法的摂動 $\Delta_m(s)$ は外乱トルクの同定実験により求める。ここでは、 $T_{obs1} = 0.005$ 、 $T_{obs2} = 0.005$ 、 $K_{obs} = 1$ を使用することにした¹⁹⁾。

$$\|Q(j\omega) \cdot \Delta_m(j\omega)\|_{\infty} < 1 \dots\dots\dots(9)$$

$$Q(j\omega) < 1 / \Delta_m(j\omega) \dots\dots\dots(10)$$

4.3 電流 ETF の導出

電流フィードバックループは内側から 1 番目のループである。そこで、(2)式において $n=2$ として ETF を導出する。ただし、センサのフィルタは制御にはほとんど影響しないため無視する。フィルタを無視することで、ETF は低次元になる。Table 1 のパラメータを適用すると、ETF G_1 は下式

Table 1. Parameters

Proportional gain of position control system K_{PP}	100
Integral gain of position system K_{PI}	500
Proportional gain of speed control system K_{SP}	0.0277
Integral gain of speed control system K_{SI}	1.39
Proportional gain of current control system K_{IP}	82.5
Integral gain of current control system K_{II}	55000
Unit conversion for speed M	9.55 rpm·s/rad
Torque constant K_t	0.119 Nm/A
Induced voltage constant K_E	0.119 Vs/rad
Inertia J	0.0002 kgm ²
Armature inductance L_m	0.0038 H
Armature winding resistance R_m	3.8 Ω
Rated Torque τ_o	0.637 Nm
Instantaneous Peak Torque τ_p	3.64 Nm
Time constant of LPF for current sensor T_i	0.00024 s
Time constant of LPF for tacho generator T_s	0.00024 s
Sampling time of position control system T_{samp_p}	0.0064 s
Sampling time of speed control system T_{samp_s}	0.0016 s
Sampling time of current control system T_{samp_c}	0.0002 s

のようになる。

$$G_1 = \frac{9.31 \times 10^{-7} s^2 + 9.31 \times 10^{-4} s + 1.41 \times 10^{-2}}{9.31 \times 10^{-7} s^2 + 1.52 \times 10^{-3} s + 4.08 \times 10^{-1}} \dots\dots (11)$$

4.4 速度 ETF の導出

速度フィードバックループは内側から 2 番目のループなので、 $n=3$ として ETF を導出する。ただし、Fig. 1 のようにもっとも単純な形で ETF を導出すると、(12)式のように ETF の分子が s でくくりだせるようになる。この微分器は ETF 使用時に定常偏差を生じさせる原因となる²⁾。そこで、速度センサ故障用の ETF は Fig. 2 のように入出力端を ETF 前後の伝達関数の外側に配置したものを使用する。また、位置制御器を P 制御とするとこの微分器がなくなるので、PI 制御器を使用している。Table 1 のパラメータを適用すると、ETF G_{L2} は(13)式のようになる。

$$G_2 = \frac{(7.46 \times 10^{-7} s^2 + 1.22 \times 10^{-3} s + 3.30 \times 10^{-1}) s^2}{7.46 \times 10^{-7} s^4 + 1.22 \times 10^{-3} s^3 + 4.06 \times 10^{-1} s^2 + 5.44 \times 10^1 s + 2.54 \times 10^2} \dots (12)$$

$$G_{L2} = \frac{2.01 \times 10^{-6} s^4 + 3.50 \times 10^{-3} s^3 + 1.10 s^2 + 5.13 \times 10^1 s + 2.30 \times 10^2}{7.46 \times 10^{-7} s^4 + 1.22 \times 10^{-3} s^3 + 4.06 \times 10^{-1} s^2 + 5.44 \times 10^1 s + 2.54 \times 10^2} \dots (13)$$

なお、ETF の入出力端を調節しても ETF がプロパーにならない場合については、今後の検討課題である。

4.5 故障検出部の設計

(7)式より周波数応答から閾値を決める。Fig. 4 における

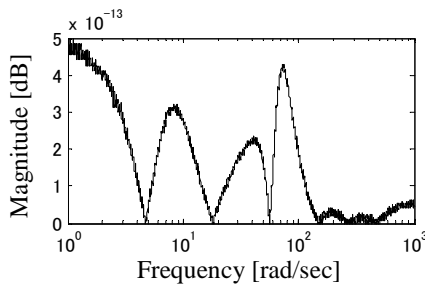


Fig. 5. Determination of threshold value about Switch1

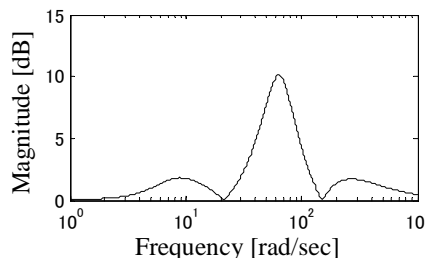


Fig. 6. Determination of threshold value about Switch2

Switch1 の閾値 y_1 と Switch2 の閾値 y_2 は、それぞれ下式で与えられる。

$$y_1 > |\theta_c| \cdot 10^{\frac{\beta_1}{20}} \dots\dots\dots (14)$$

$$y_2 > |\theta_c| \cdot 10^{\frac{\beta_2}{20}} \dots\dots\dots (15)$$

各閾値を決めるため、(6)式より最大ゲイン差 β_1, β_2 を求める。考慮する周波数帯域は、 $10 \sim 400$ [rad/sec] とする。 10 [rad/sec] は本実験装置で速度制御を行う際に速度ステップ指令に対して制御できる最低の速度である。 400 [rad/sec] はモータの最大回転速度である。このように、すべての周波数において(6)式を計算させるのではなく、適用する装置の駆動範囲に周波数を限定することで、現実的な設計ができる。

Fig. 5 と Fig. 6 はシミュレーションにおける Switch1,2 の $20 \log |G_{nor} / G_{eff}|$ のゲイン線図である。ただし、外乱による影響を考慮させるため、4.2 節の外乱オブザーバ設計時に使用した乗法的摂動 $\Delta_m(s)$ を付加した連続系モデルを使用した。

Fig. 5 より最大ゲイン差 β_1 は 4.9×10^{-13} [dB] , Fig. 6 より最大ゲイン差 β_2 が 10 [dB] である。よって、(14), (15)式より、閾値は下式で与えられる。

$$y_1 > |\theta_c| \cdot 1.0 \dots\dots\dots (16)$$

$$y_2 > |\theta_c| \cdot 3.2 \dots\dots\dots (17)$$

早期に故障を検出するためには、閾値はできるだけ小さい値を使用すべきである。しかし、上述したシミュレーションには離散化などの影響を考慮していないため、これより大きい値を使用する必要がある。

つぎに、誤判定防止アルゴリズムについて述べる。Switch1 は電流フィードバックループの故障のみに反応する。また、Switch2 は速度・電流フィードバックループの故障の両方に反応する。そこで、Table 2 のように Switch1 が故障と判断したときは 2 を出力させ、Switch2 が故障と判断したときは 1 を出力させるものとする。そして、実際の切換信号 Detection Signal には両者を足した値を使用し、切換信号 Detection Signal が 0 のときは正常、1 のときは速度フィードバックループの故障、2 以上のときは電流フィードバックループの故障と判断させる。

Table 2. Fault detection algorithm

Detection Result		Detection Signal	Mode
Switch2	Switch1		
0	0	0	Normal
1	0	1	Speed Feedback Loop Failure
0	2	2	Current Feedback Loop Failure
1	2	3	

4.6 実験結果

はじめに、提案する故障判定手法が外乱トルクによって誤動作しないことを確かめる。Fig. 7 は正常時における応答を示している。位置指令は一例として 5rad のステップ入力を用いた。電磁ブレーキによって外乱トルク 0.5Nm が 0.05 秒後に印加される。(16), (17)式より、閾値 y_1 は 7, 閾値 y_2 は 17 を用いる。

Fig. 7 について考察する。Fig. 7 を見ると、外乱トルク入力後も判定信号は 0 のままになっている。このことから、0.5Nm の負荷印加においては誤判定しないことがわかる。

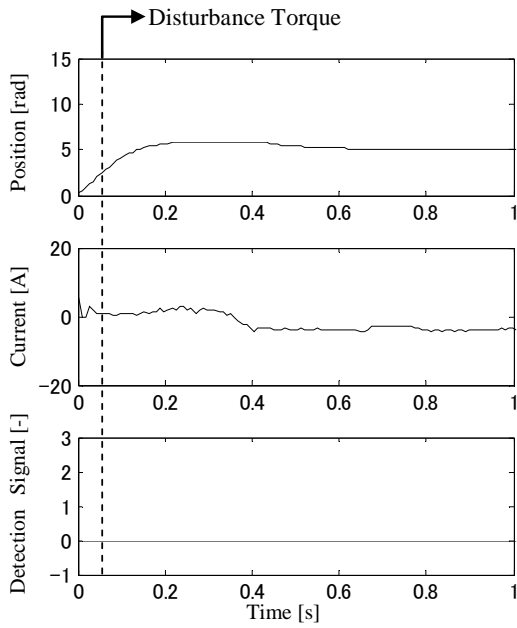


Fig. 7. Step response without Failure

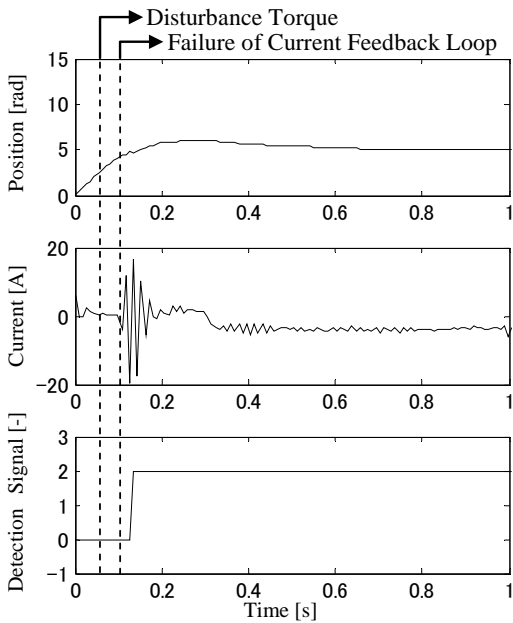


Fig. 8. Step response with current feedback loop failure

つぎに、外乱の入力によってセンサが破壊されるという現実的な状況を想定し、Fig. 8 のように電流フィードバックループの断線故障が 0.1 秒に発生したときの応答について検討する。ただし、外乱トルク 0.5Nm は 0.05 秒に印加する。ここで、断線故障時とは、電流または速度のフィードバック値が 0 になった状態を指す。ETF は故障と判定された直後に切り換わる。ただし、判定信号 Detection Signal が 1 のときは速度フィードバックループ故障用 ETF G_{L2} に、判定信号が 2 以上のときは電流フィードバックループ故障用 ETF G_1 に切り換わる。

Fig. 8 について考察する。Fig. 8 の電流波形を見ると、故

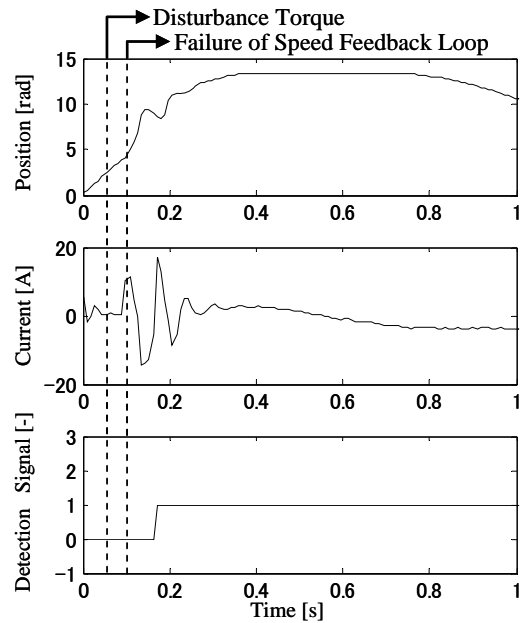


Fig. 9. Step response with speed feedback loop failure

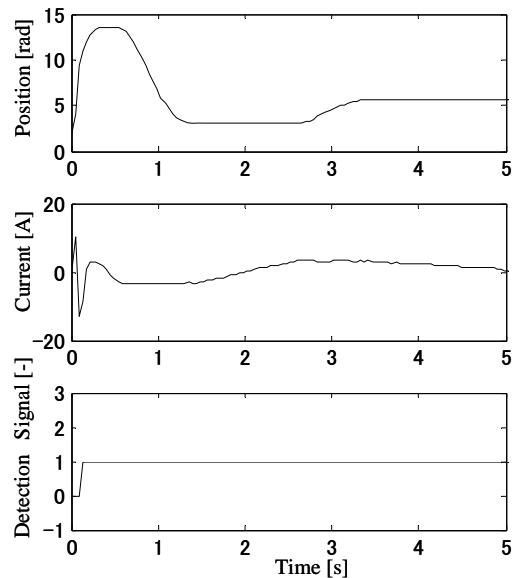


Fig. 10. Performance of ETF G_{L2} after switching

障直後から故障と判定される前までにおいて、波形が振動的になっている。このまま ETF に切換えずにおくと、位置応答にもその影響が出る。Fig. 8 の判定信号 Detection Signal が 2 になったことから、電流フィードバックループ断線故障を正しく判定していることがわかる。なお、Switch2 が検出しなかったのは、本実験条件において電流制御系のサンプリング周期が速度制御系よりも十分早いため、Switch1 の方が故障を早く検出したからだと思われる。また、故障してから ETF に切り換わるまでの検出遅れ時間は 0.044 秒である。また、Fig. 8 の位置応答より ETF 切換後は定常偏差を生じないことがわかる。

最後に、速度フィードバックループの断線故障について検討する。Fig. 9 は、速度フィードバックループの断線故障が 0.1 秒に発生した場合の各応答である。Fig. 9 は 1 秒までの応答しか表していないが、Fig. 10 は同様の条件の実験について 5 秒までの応答を表したものである。

Fig. 9 について考察する。Fig. 9 をみると、速度フィードバックループの断線が発生した後、判定信号 Detection Signal が 1 になったことから、正しく判定できることがわかる。検出遅れ時間は 0.071 秒である。Fig. 10 を見ると、定常偏差が小さくなっていることがわかる。

以上のことから、提案する誤判定防止手法を用いることで、速度・電流のいずれかのループ故障について、故障したループを検出すると共に、ETF へ切換えることで応答を安定化できるといえる。なお、本実験は 5 rad ステップ指令のみの結果であるが、指令値を変えても同様の傾向が見られる。

5. 結言

フィードバックループ故障の対策である ETF を用いて、故障ループを検出する手法について検討した。位置制御系において電流・速度のフィードバックループに ETF と検出部を付加した場合について、実験を行った。結果は以下のとおりである。

(1) ETF は故障するフィードバックループの前後にある補償要素を包含するか否かを設計者が決めることができる。

(2) ETF を用いた故障判定手法は、その ETF が対象とするループだけでなく、それより内側にあるフィードバックループの故障にも反応する。そのため、故障箇所を判定するには複数の判定部が必要となる。

(3) 位置制御系において電流または速度のフィードバックループが断線故障する場合について、上記判定手法を適用した。速度または電流のフィードバックループが断線すると、判定部はどちらのループが断線したか検出できることを実験により確かめた。また、ETF へ自動的に切換えることにより、応答が安定化することも確認した。

今後は、メジャーループのセンサ故障への ETF 適用について検討する。また、切換後の安定性や過渡特性、ETF の

構造についての本質的な設計基準について明らかにする。

謝辞

本論文を作成するにあたり、丁寧にアドバイスをいただいた秋田県立大学准教授・佐藤俊之先生に心より感謝をいたします。

なお、本研究にあたっては、中央大学理工学研究所 2009 年度研究プロジェクト共同研究第 2 類の援助により推進されましたことを述べ、謝意に代えます。

また、中央大学教授・故大前力先生に懇切なる御指導と御助言を賜り、励ましをいただきました。故人からは技術的な着眼点や論理的な検証法はもとより、人としての生き方に至るまで、多くの教訓を与えていただきました。深い薫陶を受けた故人に、感謝と哀悼の意を表し、本論文を捧げたいと思います。

[参考文献]

- 1) Y. Murphey, M. Masrur, Z. Chen and B. Zhang : Model-Based Fault Diagnosis in Electric Drives Using Machine Learning, *IEEE Trans. Mechatronics*, **11**-3, 290/303 (2006)
- 2) T. Kowalska, M. Dybkowski and K. Szabat : Adaptive Neuro-Fuzzy Control of the Sensorless Induction Motor Drive System, *EPE-PEMC2006*, 1836/1841 (2006)
- 3) Y. Izumikawa and K. Yubai : Fault-Tolerant Control System of Flexible Arm for Sensor Fault by Using Reaction Force Observer, *IEEE Trans. Mechatronics*, **10**-4, 391/396 (2005)
- 4) F. Tahami and A. Sjjpaei : A Novel Fault Tolerant Reconfigurable Concept for Vector Control of Induction Motors, *EPE-PEMC2006*, 1199/1204 (2006)
- 5) P. Kabore and H. Wang : Design of Fault Diagnosis Filters and Fault-Tolerant Control for a Class of Nonlinear Systems, *IEEE, Trans. automatic control*, **46**-11, 1805/1810 (2001)
- 6) M. Polycarpou and A. Trunov : Learning Approach to Nonlinear Fault Diagnosis: Delectability Analysis, *IEEE Trans. automatic control*, **45**-4, 806/812 (2000)
- 7) M. Hajiaghajini, H. Toliyat and I. Panahi : Advanced Fault Diagnosis of a DC Motor, *IEEE Trans. energy conversion*, **19**-1, 60/65 (2004)
- 8) R. Ribeiro, C. Jacobina, E. Silva and A. Lima : A Fault Tolerant Induction Motor Drive System by Using a Compensation Strategy on the PWM-VSI Topology, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1191/1196 (2001)
- 9) R. Ribeiro, C. Jacobina, E. Silva and A. Lima : Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM Inverter AC Motor Drive Systems, *IEEE Trans. industrial electronics*, **51**-2, 439/446(2004)
- 10) Q. Zhao, Y. Weng and J. Jiang : Design of the Reliable Control System with Multiple Snsors, *IEEE Electrical and Computer Engineering Conference*, 225/228(1998)
- 11) D. Delgado, S. Martinez and K. Zhou : Integrated Fault-Tolerant Scheme for a DC Speed Drive, *IEEE Trans. Mechatronics*, **10**-4, 491/427 (2005)
- 12) X. Zhang, T. Parisini and M. Polycarpou : Adaptive Fault-Tolerant Control of Nonlinear Uncertain Systems: An Information-Based Diagnostic Approach, *IEEE Trans, automatic control*, **49**-8, 1259/1274 (2004)
- 13) M. Polycarpou : Fault Accomodation of a Class of Multivarialve Nonlinear Dynamical Systems Using a Learning Approach, *IEEE Trans. automatic control*, **46**-5, 736/742 (2001)
- 14) D. Siljak : Reliable control using multiple control systems, *Int.J.Contr.*, **31**-2, 303/329 (1980)
- 15) T. Imaizumi and T. Ohmae : Reliable Control using Equivalent Transfer Function for Control System with Multiple Minor-Loop, *The 29th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, 611/616 (2003)

- 16) T. Imaizumi and T. Ohmae : Experiment Evaluation of Reliable Control Using Equivalent Transfer Function for Speed Feedback Loop Failure, SICE Annual Conference, 955/959 (2004)
- 17) K. Ishikawa and T. Ohmae : Reliable Control using Equivalent Transfer Function for Position Servo System, EPE-PEMC2006, 1184/1189 (2006)
- 18) 石川薫, 中村太郎, 大隅久 : 位置サーボ系における電流フィードバックループ欠損時の等価伝達関数を用いたリライアブル制御, 計測自動制御学会産業論文集, 9/16 (2009)
- 19) 石川薫, 中村太郎, 大隅久 : 位置サーボ系における電流フィードバックループ欠損時の外乱オブザーバと等価伝達関数の併用方式, 電学論C, 129-12 (2009)
- 20) 浅野翔晃, 石川薫, 大前力 : 位置サーボ系における等価伝達関数を用いた電流欠損判定, 平成 19 年度電気学会産業応用部門大会, Y-65 (2007)
- 21) 劉康志 : 線形ロバスト制御, 52/53, コロナ社 (2009)

[著者紹介]

石川 薫 (学生会員)



1982 年 5 月 28 日生。2005 年中央大学理工学部精密機械工学科卒業。2007 年同大学大学院理工学研究科精密工学専攻博士課程前期課程終了。現在、同大学博士課程後期課程在籍。リライアブル制御の研究に従事。電気学会、日本ロボット学会、IEEE の会員。

中村 太郎



1975 年生まれ。信州大学大学院工学系研究科博士後期課程修了。現在、中央大学理工学部精密機械工学科准教授。バイオメカトロニクスの研究に従事。博士 (工学)。日本機械学会、日本ロボット学会、IEEE 等の会員。

大隅 久 (正会員)



1962 年 3 月 5 日生。1988 年東京大学大学院工学系研究科博士課程中退。同年東京大学精密工学科助手。1991 年同講師。1993 年同助教授。1994 年中央大学理工学部精密機械工学科助教授。現在、同大学教授。ロボットの機構、制御の研究に従事。工学博士。精密工学会、日本機械学会、IEEE 等の会員。