保護遮蔽付絶縁増幅器のCMRR過渡特性

— 信号線、マルチプレクサ及び増幅器からなる総合的なアナログ入力システムのCMRR特性の解析 —

正員 前花芳夫 (株式会社アルファテック)

正員 仁田周一 (東京農工大学)

Transient response of CMRR in guard shielded
Isolation Amplifier— Overall CMRR characteristics of an analog input system composed of
a signal source, a wiring, a multiplexer and an isolation amplifier —

Yoshio Maehana, Member (Alphatech Co., LTD.), Shuichi Nitta, Member (Tokyo Univ. of Agri. & Tech.)

It is well known that a guard shielded isolation amplifier has a large common mode rejection ratio (CMRR). And it is used in an instrumentation system having many analog inputs. However, the overall CMRR characteristics of an analog input system that is composed of a signal source, a wiring, a multiplexer and an isolation amplifier was not studied theoretically.

In this paper, we propose the simple equivalent circuit of the circuits composed of the signal source, the wiring, the multiplexer and the input part of the isolation amplifier, its transfer function ($IG(s)$) and the overall CMRR characteristics as the product of the $IG(s)$ and the $AG(s)$ which is the I/O transfer function of the guard shielded isolation amplifier. And, we introduce the delay time factor (e^{-sT}) in order to express correctly the I/O characteristics of the guard shielded isolation amplifier into the $AG(s)$. To confirm that the theoretical overall CMRR characteristics represent properly the CMRR characteristics of the actual analog input system, we carry out the experiments on the frequency characteristics and the transient response.

キーワード: CMRR, ガードシールド, ノイズ, アナログ入力装置, 絶縁増幅器, 保護遮蔽

1. まえがき

工業用計算機のような計測システムには、圧力、温度、流量センサ等からの多数のアナログ信号をデータ処理装置に入力するための、アナログ入力装置が設けられている。

アナログ入力装置は、多数の入力信号を切換選択して入力するためのマルチプレクサ、選択された信号を増幅するとともに信号源とデータ処理装置を絶縁するための絶縁増幅器及びアナログ信号をディジタル信号に変換するアナログ=ディジタル変換器等から構成されている。

センサからのアナログ信号には、例えば、発電機のコイル温度を計測する為の熱電対のように、数mVの信号電圧に対して、数百Vのコモンモード電圧が重畳している場合がある。このコモンモード電圧は、センサからの信号線およびアナログ入力装置の不均衡インピーダンスによりノーマルモード電圧に変換され、入力信号に誤差電圧として重畳しアナログ入力精度を低下させる。そこで、大きなコモンモード電圧が重畳している微小信号を高精度で入力する

ために、絶縁増幅器が使用されている。特に、コモンモード電圧が大きい場合は絶縁耐圧が高く、コモンモード電圧除去比(CMRR)が大きい保護遮蔽付絶縁増幅器が採用されている。

保護遮蔽付絶縁増幅器は、一つの信号源と接続され、コモンモード電圧が常時加えられている場合には大きなCMRRを有しているが¹⁾、計測システムのように多数の信号をマルチプレクサにより切換えながら増幅する場合のCMRRは著しく低下し、アナログ入力精度が悪化することが知られている。これは、コモンモード電圧が重畳している信号がマルチプレクサにより選択された時にコモンモード電圧が過渡的に保護遮蔽付絶縁増幅器に加えられるためと考えられる。保護遮蔽付絶縁増幅器のCMRRは、上記のように信号源と常時接続された状態で、しかも信号線の影響を考慮しない増幅器単体の性能として、直流及び商用周波数(50/60Hz)で、大きな値を有している。しかし、計測システムのように、信号線が数百mと長く、また、過渡的にコモンモード電圧が印加されるような使用状態で

は、使用する保護遮蔽付絶縁増幅器単体のCMRRを期待することができず、実使用状態におけるCMRRを設計段階で計算することができない。そのため、計測システムを実際に設置してからCMRRを測定し対策をするのが現状である。

本論では、保護遮蔽付絶縁増幅器を用いた、マルチプレクサ付きアナログ入力装置のCMRR特性の周波数及び過渡特性を信号線の影響を含め定量的に設計可能とするために、信号線、アナログ入力装置の入力部の簡単な等価回路とその伝達関数及び増幅器の伝達関数を用いて解析することを提案し、それを実験により検証したので報告する。

2. アナログ入力システムの等価回路

従来、マルチプレクサ付きアナログ入力装置のCMRRを設計する時、増幅器の出力を評価項目として、信号源、信号線の影響及びマルチプレクサによる過渡現象を考慮した総合的なCMRR特性は検討されていなかった。

本章では、信号源、信号線、マルチプレクサ及び保護遮蔽付絶縁増幅器を含めたアナログ入力システムのCMRRに着目した簡単な等価回路(図5)を提案する。

<2.1> アナログ入力システムの構成 図1にアナログ入力システムの構成を示す。アナログ入力システムは、信号源($E_1 \sim E_n$)、信号線(シールド線)、信号を切換えるマルチプレクサ及び信号源とデータ処理装置を絶縁し信号を増幅するとともにコモンモード電圧を除去するための保護遮蔽付絶縁増幅器、アナログ信号をデジタル信号に変換するAD変換装置(ADC)で構成されている。

保護遮蔽付絶縁増幅器は、外部からの容量結合及び誘導結合雑音を遮減するための外部遮蔽(出力側増幅器の基準電位(接地))と入力側増幅器(信号源側の増幅器で大きな増幅度を有する)を外部雑音より遮蔽する内部遮蔽(入力側増幅器の基準電位)、更に、内部遮蔽と外部遮蔽の間に内部遮蔽を囲むように設けられた保護遮蔽の三つの遮蔽層を持つ。この内、保護遮蔽は、その電位をコモンモード電圧と同電位にすることにより、入力信号と接地(外部遮蔽)間の浮遊容量を等価的に小さくしCMRRを大きくする効果がある¹⁾²⁾。

図1 アナログ入力システムのブロック図
Fig. 1. Block diagram of analog input system.

センサからの多数のアナログ信号は、コモンモード電圧($V_{cm1} \sim V_{cmn}$)が重畳され信号線により中継端子まで伝送されマルチプレクサに入力される。信号線は通常、容量結合雑音を除去するためにシールド線を用い信号源に於いて一点接地される。

アナログ信号は信号2線(P, N)及びシールド(S)の3線がマルチプレクサにより切換選択されてAD変換に必要なサンプリング時間だけ保護遮蔽付絶縁増幅器の入力(P, N)及び保護遮蔽(GS)に接続され、増幅される。

<2.2> 等価回路 図1に示したブロック図に於いて、一つの信号及びそのコモンモード電圧に着目した等価回路を求める。

信号線の長さLが、コモンモード電圧の最大周波数 F_{max} の波長 λ_{min} と式(1)の関係にある周波数帯域で等価回路を求めると、配線のインダクタンスを無視し、線間の漏洩インピーダンスを集中定数として、図2のように表せる。

$$L \ll \lambda_{min} \quad (1)$$

図2 アナログ入力システムの等価回路
Fig. 2. Equivalent circuit of analog input system.

図2に於いて、 V_{cm} はコモンモード電圧、 R_g はその接地抵抗、 E_s は信号源、 R_e はその内部抵抗、 E_o は保護遮蔽付絶縁増幅器の出力電圧、 R_p 及び R_n はそれぞれ信号線のプラス(P)及びマイナス(N)側の抵抗、 R_s はシールド線の抵抗である。 Z_{c4} は信号線の信号2線間(P, N)の漏洩インピーダンス、 Z_{c5} 及び Z_{c2} はそれぞれ信号2線(P, N)とシールド間の漏洩インピーダンス、 Z_{c1} はシールドと大地(GND)間の漏洩インピーダンス、 Z_{c6} 及び Z_{c3} は信号2線(P, N)とGND間の漏洩インピーダンスである。 $Z_{11} \sim Z_{16}$ は同様のマルチプレクサと内部配線を合わせたそれぞれの漏洩インピーダンス、また、 $Z_{A1} \sim Z_{A6}$ は保護遮蔽付絶縁増幅器の入力部分のそれぞれの漏洩インピーダンスである。

次に、図2に於いて、 $E_s = 0V$ 、マルチプレクサ(SWP, n, s)が理想的なスイッチで同時に閉じ、コモンモード電圧が過渡的に加えられるとすれば、漏洩インピーダンスは式(2)のように合成され、図2は図3のように簡略

化される。

- $Z1 = Z_{C1}, Z_{I1}, Z_{A1}$ の合成インピーダンス
- $Z2 = Z_{C2}, Z_{I2}, Z_{A2}$ の合成インピーダンス
- $Z3 = Z_{C3}, Z_{I3}, Z_{A3}$ の合成インピーダンス
- $Z4 = Z_{C4}, Z_{I4}, Z_{A4}$ の合成インピーダンス
- $Z5 = Z_{C5}, Z_{I5}, Z_{A5}$ の合成インピーダンス
- $Z6 = Z_{C6}, Z_{I6}, Z_{A6}$ の合成インピーダンス

----- (2)

図 3 に於いて、 R_p 、 R_n 、 R_s は信号線及び配線の抵抗、 R_e は信号源の内部抵抗、 R_g は接地抵抗、 $Z1 \sim Z6$ は漏洩インピーダンスで、最悪でも下記の値であることが示されている。

- $R_p, R_n \approx 157 \Omega / 100 m$
(熱電対補償導線の場合)²⁾
- $R_s \approx 2 \Omega / 100 m$
(鈴メッキ軟導線の場合)²⁾
- $R_e \approx 100 \Omega$
(白金測温抵抗体 Pt100 の場合)³⁾
- $R_g \approx 10 \Omega$
(第一種接地の場合)⁴⁾
- $Z1 \sim Z6 \approx 700 M\Omega \parallel 10 pF$ ²⁾

上記の値より、式 (3) の関係が成り立ち、図 3 は図 4 で近似できる。

- $R_p + R_e \langle Z4, Z6$
- $R_g \langle Z1, Z3, Z6$
- $R_n \langle Z4$
- $R_s \langle Z5$

----- (3)

図 3 簡略化した等価回路

Fig. 3. Simplified equivalent circuit.

図 4 近似した等価回路

Fig. 4. Approximated equivalent circuit

図 2 に於ける $Z_{C1} \sim Z_{C6}$ 、 $Z_{I1} \sim Z_{I6}$ 、 $Z_{A1} \sim Z_{A6}$ のそれぞれの漏洩インピーダンスは、通常、絶縁抵抗 R と浮遊容量 C の並列接続として表されるので⁵⁾、図 4 の $Z1 \sim Z3$ の漏洩インピーダンスもそれぞれ $R1$ と $C1$ 、 $R2$ と $C2$ 、 $R3$ と $C3$ の並列接続で表され、図 4 の等価回路は図 5 の具体的な等価回路となる。

図 5 具体的な等価回路

Fig. 5. Specific equivalent circuit

3. アナログ入力システムの CMRR 特性

本章では、2 章で提案した図 5 の等価回路を用いて、アナログ入力システムの CMRR 特性を求める。ここでは、コモンモード電圧 (V_{cm}) と増幅器の出力電圧 (E_o) の伝達関数を、入力部の伝達関数 ($I G(s)$) と増幅器の伝達関数 ($A G(s)$) が直列に接続されているとして求める。

図 5 に於ける増幅器の出力電圧 (E_o) は、入力部の漏洩インピーダンス (図 5 の $Z1$ 、 $Z2$ 、 $Z3$) の存在によりコモンモード電圧 (V_{cm}) がノーマルモード電圧 (E_n) に変換され、それが増幅器により増幅された電圧である。この時の、入力部の伝達関数を $I G(s)$ 及び増幅器の伝達関数を $A G(s)$ とすると、 E_n 及び E_o は、それぞれ式 (4)、(5) で表せる。

$E_n = I G(s) \cdot V_{cm}$ ----- (4)

$E_o = A G(s) \cdot E_n = I G(s) \cdot A G(s) \cdot V_{cm}$ ----- (5)

ただし、 $I G(s)$ は s 関数で表した入力部の CMRR を表した伝達関数、 $A G(s)$ は同様に保護遮蔽付絶縁増幅器の入出力間伝達関数

増幅器の CMRR は式 (6) で定義され、出力電圧 (E_o) で表現すると式 (7) となる¹⁾。

$CMRR = 20 \text{ LOG } \left(\frac{V_{cm}}{E_n} \right)$ ----- (6)

$CMRR(s) = 20 \text{ LOG } \left(\frac{V_{cm}}{E_o / G_o} \right)$
 $= 20 \text{ LOG } \left(\frac{G_o}{I G(s) \cdot A G(s)} \right)$ ----- (7)

ただし、 G_o は増幅器の基準増幅度 ($A G(0)$) で増幅器の直流電圧増幅度

< 3. 1 > 入力部の伝達関数 図 5 に示した等価回路より入力部の伝達関数 ($I G(s)$) を求めると式 (8)

となる。

$$IG(s) = \frac{X \cdot s^2 + Y \cdot s + Z}{A \cdot s^2 + B \cdot s + C} \quad (8)$$

ただし、

$$\begin{aligned} A &= R1 \cdot R2 \cdot R3 \cdot Rn \cdot Rs \\ &\quad \cdot (C2 \cdot C3 + C1 \cdot C3 + C1 \cdot C2) \\ B &= Rn \cdot Rs \cdot \{R1 \cdot R1 \cdot (C1 + C2) + R2 \cdot R3 \cdot (C2 + C3) \\ &\quad + R3 \cdot R1 \cdot (C3 + C1)\} + R1 \cdot R2 \cdot R3 \cdot Rn \cdot C3 \\ &\quad + R1 \cdot R2 \cdot R3 \cdot (Rs \cdot C1 + Rs \cdot C2 + Rn \cdot C2) \\ C &= Rn \cdot (R1 \cdot R2 + R1 \cdot Rs + R2 \cdot Rs + R3 \cdot Rs) \\ &\quad + R3 \cdot (R1 \cdot R2 + Rs \cdot R1 + Rs \cdot R2 + Rn \cdot R1) \\ X &= R1 \cdot R2 \cdot R3 \cdot Rn \cdot Rs \\ &\quad \cdot (C2 \cdot C3 + C1 \cdot C3 + C1 \cdot C2) \\ Y &= Rn \cdot Rs \cdot \{R1 \cdot R1 \cdot (C1 + C2) + R2 \cdot R2 \cdot (C2 + C3) \\ &\quad + R3 \cdot R1 \cdot (C3 + C1)\} + R1 \cdot R2 \cdot R3 \cdot Rn \cdot C3 \\ Z &= Rn \cdot (R1 \cdot R2 + R1 \cdot Rs + R2 \cdot Rs + R3 \cdot Rs) \end{aligned}$$

式(8)を式(9)の条件を用いて簡略化すると式(10)となる。

$$\begin{aligned} R1, R2, R3 &\gg Rs, Rn \\ C1, C2 &\gg C3 \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} IG(s) &= \frac{(R3 \cdot Rs \cdot C1 \cdot C2 \cdot s^2 + R3 \cdot C3 \cdot s + 1)}{(Rn \cdot Rs \cdot C1 \cdot C2 \cdot s^2 + Rn \cdot C2 \cdot s + 1)} \\ &\quad \cdot \left\{ \frac{Rn}{R3} \right\} \\ &= \frac{s^2 + (C3/C2) \cdot \omega 1 \cdot s + \omega 1 \cdot \omega 3}{s^2 + \omega 1 \cdot s + \omega 1 \cdot \omega 2} \\ &= \frac{(s + \delta) \cdot (s + \gamma)}{(s + \alpha) \cdot (s + \beta)} \quad (10) \end{aligned}$$

ただし、

$$\begin{aligned} \omega 1 &= \frac{1}{Rs \cdot C1}, \omega 2 = \frac{1}{Rn \cdot C2}, \omega 3 = \frac{1}{R3 \cdot C2} \\ \alpha, \beta &= \{\omega 1 \mp \sqrt{(\omega 1^2 - 4 \cdot \omega 1 \cdot \omega 2)}\} / 2 \\ \delta, \gamma &= [\omega 1 \mp \sqrt{\{(C3 \cdot \omega 1 / C2)^2 - 4 \cdot \omega 1 \cdot \omega 3\}}] / 2 \end{aligned}$$

< 3. 2 > 保護遮蔽付絶縁増幅器の伝達関数 一般に、直流増幅器の入出力関係は伝達関数で規定されておらず、増幅度、周波数帯域及び減衰特性などのみで規定されている。

直流増幅器は低域通過特性を持ち、伝達関数は式(11)のようにsのn次の多項式で表現できると考えられている。

しかし、式(11)では後に述べるように、実際の現象を適確に表すことができない。これは、式(11)が位相遅れを表現できても時間遅れを表現できていないことによるものと考えられる。

時間遅れは、絶縁増幅器で採用されているチョップ増幅やチョップ式トランス絶縁等の、チョップ及び同期整流などによって生じると考えられ^{6) 7)}、通常の直流増幅の場合では特に影響はないが、コモンモード電圧が過渡的に加えられるような過渡現象を扱う場合には、この遅れ時間

を伝達関数に考慮する必要があると考える。

$$G(s) = \frac{G_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (11)$$

ただし、 G_0 は増幅器の直流での増幅度($G(0)$)

$$AG(s) = \frac{G_0 \cdot e^{-sT}}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (12)$$

本章では、式(11)に遅れ時間要素(e^{-sT})を導入し、保護遮蔽付絶縁増幅器の伝達関数を式(12)で表現することを提案し、sの多項式で表される式(11)と式(12)に、保護遮蔽付絶縁増幅器として8300RC(米、プレストン社製)を例として、実際の各種パラメータを用いて計算及び比較を行い、式(12)の妥当性を実験的に確認する。

表1に8300RCの仕様を示す。

表1 8300RCの仕様

Table 1. Specification of 8300RC

周波数帯域幅	DC ~ 10 Hz、100 Hz、1 KHz、10 KHz、100 KHzの5段切換可能
減衰特性	12 dB/oct
増幅度	1 ~ 1000まで 10段設定可能

図6に8300RCの増幅度を100倍、周波数帯域をDC ~ 1 KHzに設定した時の増幅度(①)及び位相(③)の周波数特性の測定結果を示す。

8300RCの増幅度が測定結果より12 dB/octの減衰特性を示しており、また、表1の減衰特性仕様も12 dB/octであることより、従来の考え方では、8300RCの伝達関数 $G(s)$ は2次式で近似できると考えられ、式(13)となる。ここで、Qは増幅度の減衰特性及びステップ応答特性を決める定数で、測定結果より、 $Q = 0.5$ と考える⁸⁾。また、遮断周波数は測定結果より、 $f_c = 1.6$ KHzとなる。

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{\omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q) \cdot s + \omega_0^2} \cdot G_0 \\ &= \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \cdot G_0 \\ &= \frac{\omega_0^2 \cdot G_0}{(s + \omega_0)^2} \quad (13) \end{aligned}$$

ただし、 $Q = 0.5$

$$\omega_0 = 2 \times \pi \times 1600 \approx 10^4 \text{ (rad/sec)}$$

$$G_0 = 100$$

図7にステップ入力電圧を加えた場合の過渡応答特性の測定結果(①)を示す。、ステップ応答の測定結果より、8300RCは $T = 5.4$ (μ S)の時間遅れを発生する

ことが分かる。これより、遅れ時間を考慮した伝達関数 $AG(s)$ は式(14)で表される。式(14)より増幅度、位相特性及び正規化したステップ応答特性を求めると式(15)、(16)、(17)となる。

$$AG(s) = \frac{\omega_o^2 \cdot G_o}{s^2 + 2 \cdot \omega_o \cdot s + \omega_o^2} \cdot e^{-sT} \quad (14)$$

$$= \frac{\omega_o^2 \cdot G_o}{(s + \omega_o)^2} \cdot e^{-sT}$$

ただし、 $T = 5.4$ (μs)

$$|AG(\omega)| = \frac{G_o \cdot \omega_o^2}{\sqrt{(\omega_o^2 - \omega^2)^2 + (2 \cdot \omega_o \cdot \omega)^2}} \quad (15)$$

$$\theta = \{\tan^{-1}(-\frac{2 \cdot \omega_o \cdot \omega}{\omega_o^2 - \omega^2})\} - T \cdot \omega \quad [\text{rad}] \quad (16)$$

$$K(t) = U(t') \cdot [1 - (1 + \omega_o \cdot t') \cdot \exp(-\omega_o \cdot t')] \quad (17)$$

ただし、 $t' = t - T$

式(13)より増幅度及び位相特性を計算すると図6の②及び④となり、ステップ応答特性は図7の②となる。また、式(14)より位相特性(式(16))を計算すると図6の⑤となり、ステップ応答特性(式(17))は図7の③となる。

図6 8300RCの周波数特性

Fig. 6. Frequency response of 8300RC

図7 8300RCのステップ応答特性

Fig. 7. Step response of 8300RC

以上の理論値と測定値を比較すると、式(13)より求めた理論値は、位相及びステップ応答特性で測定値と一致せず、式(14)より求めた理論値は位相及びステップ応答特性を含めて良く一致していることが分かる。

以上の結果から、従来の伝達関数に遅れ時間要素(e^{-sT})を導入することにより、保護遮蔽付絶縁増幅器の過渡応答及び周波数応答特性を正しく表せることが確認できた。

< 3. 3 > CMRRの伝達関数表現 3. 1 及び 3. 2 項で求めた、入力部及び保護遮蔽付絶縁増幅器の伝達関数を式(7)に代入してアナログ入力システムのCMRRの伝達関数を求めると式(18)となる。

$$CMRR(s) = 20 \log \left\{ \frac{G_o}{IG(s) \cdot AG(s)} \right\}$$

$$= \frac{s^2 + \omega_1 \cdot s + \omega_1 \cdot \omega_2}{s^2 + (C3/C2) \cdot \omega_1 \cdot s + \omega_1 \cdot \omega_3} \cdot \frac{(\omega_1 + \omega_o)^2}{\omega_o^2 \cdot e^{-sT}} \quad (18)$$

< 3. 4 > CMRRの周波数特性 式(18)より、アナログ入力システムのCMRRの周波数特性を求めると式(19)となる。

$$|CMRR(\omega)| = \frac{\{(\omega_1 \omega_2 - \omega^2)^2 + (\omega_1 \omega)^2\}}{(\omega_1 \omega_3 - \omega^2)^2 + ((C3/C2) \omega_1 \omega)^2} \cdot \frac{(\omega_o^2 - \omega^2)^2 + (2 \omega_o \omega)^2}{\omega_o^4} \quad (19)$$

< 3. 5 > CMRRのステップ応答特性 式(5)、(14)より、コモンモード電圧がステップ状に変化した場合のアナログ入力システムの応答特性(保護遮蔽付絶縁増幅器の出力電圧 E_o の応答)は式(21)で与えられる。ここで、式(20)は、式(4)及び(10)で表される伝達関数のステップ入力に対する s 表現である。

$$En(s) = \frac{(s + \gamma) \cdot (s + \delta)}{(s + \alpha) \cdot (s + \beta)} \cdot \frac{1}{s} \cdot V_{cm} \quad (20)$$

$$E_o(s) = G_o \cdot V_{cm} \cdot \frac{\omega_o^2 \cdot e^{-sT}}{(s + \omega_o)^2} \cdot En(s) \quad (21)$$

ここで、式(21)の計算を簡単に行うために、式(20)において、その初期値を全て“0”として、 En の時間応答を求めると式(22)となる。

$$En(t) = [A \cdot u(t) + B \cdot \exp(-\alpha t) + C \cdot \exp(-\beta t)] \quad (22)$$

ただし、

$$A = \frac{\gamma \delta}{\alpha \beta}, B = \frac{(\alpha - \gamma)(\alpha - \delta)}{\alpha(\alpha - \beta)}, C = \frac{(\beta - \gamma)(\beta - \delta)}{\beta(\beta - \alpha)}$$

式(22)を式(23)の条件により近似し $En(s)$ を求めると式(24)となる。

$$|A|, |B| \ll |C| \quad (23)$$

$$En(s) = \frac{C}{(s + \beta)} \cdot V_{cm} \quad (24)$$

式(24)を式(21)に代入し $E_o(s)$ を求めると式(25)となり、その時間応答 $E_n(t)$ を求めると式(26)となる。

$$E_o(s)=C\cdot G_o\cdot \omega_o^2\cdot V_{cm}\cdot \frac{e^{-sT}}{(s+\beta)\cdot (s+\omega_o)^2}\tag{25}$$

$$E_o(t)=\frac{C\cdot G_o\cdot \omega_o^2\cdot V_{cm}}{(\beta-\omega_o)^2}\cdot \frac{[\exp(-\beta t')-\exp(\omega_o t')\cdot \{1-(\beta-\omega_o)t'\}]}{\tag{26}$$

ただし、 $t'=t-T$ 、 $T=5.4$ (uS)

4. 実験による検証

3章で求めた信号線、マルチプレクサ、保護遮蔽付絶縁増幅器を含めたアナログ入力システムの総合的なCMRRの伝達関数 $(CMRR(s))$ 及びステップ応答特性 $(E_o(t))$ を実験により、検証する。

<4. 1> 定数の設定 実験及び数値計算を行うために、図5の等価回路を式(10)の結果(R_1 、 R_2 を省いた等価回路)を用いて、信号源から増幅器の入力端子(信号線側)までの定数(*c)と増幅器内部の定数(*a)に分離して表現すると図8となる。各々の定数の測定結果と代表的な定数の調査結果を表2に示す。

図8 実験の為の等価回路
Fig. 8. Equivalent circuit for experiment

表2 各々の定数

Table 2. Each constans in equivalent circuit

定数	信号線側(*c)	増幅器内部(*a)
C1	60[pF/m] ^{*1*3}	2400[pF] ^{*1}
C2	130[pF/m] ^{*1}	1300[pF] ^{*1}
C3	1[pF] ^{*1}	2[pF] ^{*1}
R3	10 ⁹ ~10 ¹⁰ [Ω-km] ^{*2}	10 ⁹ ~10 ¹⁰ [Ω] ^{*1}
Rn	100 [Ω/km] ^{*2} 1570[Ω/km] ^{*2*4}	—
Rs	20[Ω/km] ^{*2}	—

*1 : 測定値
*2 : 調査結果^{2) 9)}

*3 : GNDに密着した場合。
*4 : 熱電対補償導線の場合。

表2の値と実際の測定値を用い、下記の3種のケースに於いて実験及び計算を行う。

(1) ケース1

保護遮蔽付絶縁増幅器単体(8300RC)の場合で、各定数を以下に示す。ここで、Rsは模擬抵抗として1[Ω]、Rnは8300RCの信号源抵抗の不平衡抵抗の仕様の最大値である1[KΩ]、R3は配線による漏洩抵抗として10¹⁰[Ω]とした。

定数	信号線側(*c)	増幅器内部(*a)	TOTAL
C1	0	2400[pF]	2400[pF]
C2	0	1300[pF]	1300[pF]
C3	0	2[pF]	2[pF]
Rs	1[Ω]	—	1[Ω]
Rn	1000[Ω]	—	1000[Ω]
R3	10 ¹⁰ [Ω]	10 ¹⁰ [Ω]	5*10 ⁹ [Ω]

(2) ケース2

信号線として、実際に2.2mのシールド線を使用した場合で各定数を以下に示す。
信号線側の定数は実測値である。

定数	信号線側(*c)	増幅器内部(*a)	TOTAL
C1	500[pF]	2400[pF]	2900[pF]
C2	2860[pF]	1300[pF]	4160[pF]
C3	1[pF]	2[pF]	3[pF]
Rs	0.6[Ω]	—	0.6[Ω]
Rn	4[Ω]	—	4[Ω]
R3	10 ⁹ [Ω]	10 ¹⁰ [Ω]	10 ⁹ [Ω]

(3) ケース3

信号線として、300m相当のシールド付き熱電対補償導線を想定し定数を集中定数とした場合で、各定数を以下に示す。

定数	信号線側(*c)	増幅器内部(*a)	TOTAL
C1	20000[pF]	2400[pF]	22400[pF]
C2	40000[pF]	1300[pF]	41300[pF]
C3	1[pF]	2[pF]	3[pF]
Rs	6[Ω]	—	6[Ω]
Rn	470[Ω]	—	470[Ω]
R3	10 ⁹ [Ω]	10 ¹⁰ [Ω]	10 ⁹ [Ω]

＜ 4. 2 ＞ 周波数特性 図 9 に、4. 1 項に示すケース（1）、（2）、（3）についての CMRR の周波数特性の測定及び計算の結果を示す。

図 9 CMRR 特性
Fig.9 Frequency response of CMRR

①はケース 1、②はケース 2、③はケース 3 の結果である。図 9 より、ケース 1 に於いては ± 2.5 dB 以内、ケース 2 に於いては ± 3 dB 以内、ケース 3 に於いては ± 5 dB 以内で測定値と理論値が一致していることが分かる。

＜ 4. 3 ＞ ステップ応答特性 図 10 に、4. 1 項に示すケース（1）、（2）、（3）について V_{cm} として “+10V” のステップ入力を加えた時の出力電圧 $E_o(t)$ の応答特性の測定及び計算の結果を、図 11 に CMRR の時間変化特性を示す。表 6 に、立ち上がり、立ち下がり時間及びピーク電圧の測定値と理論値の比を示す。

図 11 より、CMRR は、ケース 1 に於いては ± 4 dB、ケース 2 では ± 3 dB、ケース 3 では ± 9 dB 程度で測定値と理論値が概略一致しており、約 1 mS 後には、各ケースに於いて図 9 の周波数特性の商用周波数の時の値（定常時の値）に達することが予測される。

更に、 V_{cm} を加えた後、約 100 μ S 後に、CMRR は定常時の値から 60 dB 低下することが分かる。また、図 10 及び表 6 より、出力電圧の測定波形も理論波形と同様の傾向を示していることが分かる。

図 10 ステップ応答特性
Fig.10 Step response of V_{cm}

図 11 CMRR の応答特性
Fig.11 Step response of CMRR

表 6 ステップ応答結果
Table 6. Results of step response

	立上り時間	立下り時間	ピーク電圧
ケース1	60 μ S	420 μ S	8.0mV
	1.09($\frac{\text{測定値}}{\text{理論値}}$)	0.97($\frac{\text{測定値}}{\text{理論値}}$)	0.91($\frac{\text{測定値}}{\text{理論値}}$)
ケース2	61 μ S	430 μ S	10.7mV
	1.07($\frac{\text{測定値}}{\text{理論値}}$)	1.00($\frac{\text{測定値}}{\text{理論値}}$)	1.27($\frac{\text{測定値}}{\text{理論値}}$)
ケース3	63 μ S	417 μ S	280mV
	1.09($\frac{\text{測定値}}{\text{理論値}}$)	0.97($\frac{\text{測定値}}{\text{理論値}}$)	0.56($\frac{\text{測定値}}{\text{理論値}}$)

注) () 内は ($\frac{\text{測定値}}{\text{理論値}}$)

5. むすび

信号源、信号線、マルチプレクサ及び保護遮蔽付絶縁増幅器からなるアナログ入力システムの総合的なコモンモード電圧除去特性を解析的に求めるため、コモンモード電圧に着目した簡単な等価回路及び伝達関数を提案し、それを保護遮蔽付絶縁増幅器としてプレストン社製 8300RC を例として 3 種のケースについて実験を行い、その整合性を検証した。

その結果、以下のことが明らかとなった。

- (1) 保護遮蔽付絶縁増幅器の入出力の伝達関数に遅れ時間要素 (e^{-sT}) を導入することにより、その位相特性及び過渡応答特性を含めて正しく表現できることを示した。
- (2) 信号線長が集中定数で扱える範囲 (100 KHz 程度まで) に於いて、CMRR の周波数特性及び過渡特性の測定値と理論値は、 ± 10 dB 以内で一致し、また、過渡応答波形もほぼ同様の傾向を示していることより、今回提案した簡単な等価回路及び伝達関数が使用可能であることが検証された。

(3) 信号線及び絶縁増幅器入力部の浮遊容量及び漏洩抵抗を測定または推定し、増幅器入出力特性の増幅度及び位相の周波数特性とステップ入力による過渡特性を測定することにより、アナログ入力システムの現場に設置した状態でのCMRR特性を設計段階において計算することが可能となった。

(平成5年12月10日受付)

文 献

- (1) H. W. OTT: "Noise Reduction Technique in Electronics Systems", A Wiley-Interscience Publication, P80-88, P94, 95(1976)
- (2) 仁田: 電子機器のノイズ対策法, P108, 113, 119~121(昭和61)オーム社
- (3) 二木、村上: 温度センサP32~34(昭和55)日刊工業新聞社
- (4) 電気工学のキーワード, P836(1990)
- (5) 田中: 入門交流回路, P235(1974)東京電気大学出版局
- (6) 石橋: 電子・情報工学講座4 アナログ電子回路, P211, 212(1990)培風館
- (7) トランジスタ技術SPECIAL No32, P28(1992)CQ出版社
- (8) 武部: 回路の応答, P94(昭和56)コロナ社
- (9) 電子ワイヤー製品要覧, P57, 58(1981)住友電工

前花 芳夫 (正員) 昭和49年日本大学大学院理工学研究科修士課程修了。同年4月三菱電機(株)入社。昭和62年2月に退社し、(株)

アルファテック代表取締役役に就任。制御用計算機システムのプロセス入力システムの開発、研究に従事。電気学会、計測自動制御学会、電子情報通信学会、日本信頼性学会会員。

仁田 周一 (正員) 昭和35年京都大学工学部電気工学科卒業。同年4月電機メーカーに入社、プロセスの計算制御分野の業務に従事した後、昭和60年6月より東京農工大学工学部機械システム工学科教授。工学博士。EMC(環境電磁工学)、システム安全性/保全性の研究に従事。IEEE、電子情報通信学会、計測自動制御学会、電気学会、日本機械学会、日本ファジー学会会員