制御用計算機のアナログ入力精度と コモン・モード電圧の関係†

仁 田 周 一*

The Relation between the Common Mode Voltage and the Analog Input Accuracy in Process Control Computer

Shuichi NITTA*

One of the causes of decreasing the analog input accuracy of the process control computer is the common mode voltage induced commonly on a pair of signal lines. The common mode voltage is converted to the normal mode voltage (appearing as the differential voltage between a pair of signal lines) by the influence of the unbalance resistance existing in the pair of signal lines and the leakage impedance between the signal lines and the ground when there are open scanner switches in parallel with the input signal lines.

The normal mode voltage is superposed on the signal voltage and causes an error.

The normal mode voltage, if converted at the signal source side from the input scanner, can be eliminated by a low pass filter, if converted at the amplifier side from the input scanner, cannot effectively be eliminated by the low pass filter.

In this paper, the relation between the common mode voltage and the input accuracy is discussed, in view of the following three points.

1) Referring to the equations for the conversion of the common mode voltage into the normal mode voltage, the double mixed shielding method is introduced, which is effective for decreasing the common mode voltage with the electro-magnetic shield by the method of two points' earth shielding.

The double mixed shielding method is also effective for making large the common mode rejection ratio with only electrostatic shield by the method of one point

earth shielding.

2) The block switches' effect for the common mode rejection ratio and the optimum number of block switches is discussed.

(The block switch is inserted in series with the specified number of scanner switches.)

3) The design method for the amplifier's settling time is discussed, in view of the relation between the scanning speed and the settling time, and between the induced noise rejection by clock pulse and the settling time.

1. はじめに

計算制御を実施するうえで、基本的に重要なことは正確にプラントの状態を知ることである。特にアナログ入力信号は信号線にのった雑音に精度に影響を及ぼすので問題が大きい¹⁾。制御用計算機で扱うアナログ入力の精度に影響を及ぼすものとしては、増幅器のドリフト、AD変換器の精度、検出器の精度などの装置固有の精度が基本にある。

しかし、制御用計算機で扱うアナログ入力は **Fig. 1** のブロック図および **Fig. 2** の概念図に示すように、信号源から計算機入力端子への数百 m 程度の配線上

Fig. 1 Typical simplified analog input system configuration

† 第4回計測自動制御学会学術講演会で発表(昭40・7)
第15回自動制御連合講演会で発表(昭47・11)

* 三菱電機(株) 鎌倉市上町屋325

* Mitsubishi Electric Co. Ltd., Kamakura
(Received March 4, 1975)

で、電力線からの誘導により 2 線に共通にのったコモン・モード電圧 (CMV) が、2 線の不平衡抵抗、対地漏洩インピーダンス、スキャナなどの影響で 2 線間の差動電圧であるノーマル・モード電圧 (NMV) に変換され、信号電圧に重畳して、誤差となる^{2), 3)}ので装置固有の精度以外のことを問題にしなければならない。

筆者は先に、上記の問題を信号源でしゃへい線と信号線の - 側 (あるいは + 側) が接地された信号源 1 点接地方式の制御用計算機アナログ入力信号線の等価回路として取上げ、CMV と NMV の関係 (コモン・モード除去比, $CMRR = 20 \log_{10} |CMV/NMV|$) を考察した²⁾。CMV を接地電位差として扱い、集中定数回路とみなすことによって CMRR を導き出した例はあるが³⁾⁻⁵⁾ここでは、分布定数回路から集中定数回路に置きかえる方式によってつぎの考察を行う。

まず、文献 2) の方式を拡張し、しゃへい線を信号源と計算機入力端子の両所で接地した 2 点接地方式の等価回路、CMRR の導き出し、および 2 重しゃへい線を使用し、1 点接地方式と 2 点接地方式の長所を採用した 2 重しゃへい混合接地方式の提案と、この方式の CMRR の導き出し、つぎに CMRR 特性式を使って各方式の比較検討を行う。

つぎに、CMRR 向上の方式として、信号線の対地漏洩インピーダンスを大きくするブロック・スイッチの採用、およびブロック・スイッチを使用した場合の CMRR 特性式の変更を導き出し、その効果を明らかにし、最適ブロック数の設定を行う。

最後に、計算機内部で誘導される雑音、スキャンング速度を対象にし、所要精度を得るための、入力増幅器の時定数の設計法を述べる。

2. 各種しゃへい方式の比較

(2 重しゃへい混合接地方式)

制御用計算機のアナログ入力信号は、Fig. 1 に示すように、2 線間の差動電圧として計算機端子へ運ばれ、NMV 除去のためのローパス・フィルタを通り、多数の点のうちの 1 点を選択するためのスキャナを通して信号増幅と信号源～計算機間の絶縁のために設けられた直流増幅器を通り、AD 変換器へ与えられる。信号線は通常、しゃへい線を用い、信号源で 1 点接地される。

信号源 1 点接地の方式は、静電しゃへいの効果と CMRR を大きくする効果がある。すなわち、しゃへい線が接地されているので、静電誘導による CMV が電磁誘導による CMV に比較して十分小さいので、電磁誘導による CMV のみを考え、この CMV が信号

Z_{ss} : leakage impedance between signal line and shield line

Z_{sg} : leakage impedance between shield line and ground

Z_{sb} : leakage impedance between signal line and ground rear the computer input terminal

R_b : resistance of signal line rear the computer input terminal

Fig. 2 Conception of common mode voltage versus normal mode voltage by inductive pick up

Fig. 3 Simplified signal line for inductive pick up

源から計算機入力端子まで一様に分布するとし、計算機入力端子で測定した CMV を E_{c1} とする。 E_{c1} により、しゃへい線～大地間の漏洩インピーダンス Z_{sg} を通して、しゃへい線の各点から大地へ電流が流れ、この電流により、しゃへい線に電圧降下が生じる。いま、信号線がしゃへい線により、大地と絶縁されているため、信号線～大地間に電流が流れないものとする、この電圧降下が、しゃへい線～信号線間の電位差 $V_{ds}(l/l_0)$ となり、信号源から長さ l の点で (1) 式で表わされる²⁾。

$$V_{ds}\left(\frac{l}{l_0}\right) = \frac{R_s \cdot E_{c1}}{2Z_{sg}} \cdot \left(\frac{l}{l_0}\right) \left(1 - \frac{1}{3} \cdot \frac{l^2}{l_0^2}\right) \quad (1)$$

ただし、 R_s : しゃへい線の抵抗

Z_{sg} : しゃへい線～大地間の漏洩インピーダンス

l_0 : 信号源から計算機入力端子までの信号線の長さ

なお、 R_s , Z_{sg} は信号源から計算機入力端子まで一様に分布するものとする。

Fig. 3 に示すように $V_{ds}(l/l_0)$ なる電位差の存在によって、信号線～しゃへい線間に、信号線の各点から、信号線としゃへい線間の漏洩インピーダンスを通して電流が流れる。この電流が信号線の抵抗を通して電圧降下を生じ信号線の 2 線間の不平衡抵抗によ

Fig. 4 Inductive pick up

て、(2)式で表わされる2線間の電位差 NMV; E_{n1} が生じる (詳細は文献 2) 参照).

$$E_{n1} = R_s \cdot \Delta R \cdot K \cdot E_{c1} / 8Z_{sg} \cdot Z_{ss} \quad (2)$$

ただし、 ΔR : 信号線の不平衡抵抗

K : フィルタの商用周波数での減衰定数

Z_{ss} : シャーヘい線～信号線間の漏洩インピーダンス

なお、 $\Delta R, Z_{ss}$ は信号源から計算機入力端子まで一様に分布するものとする。

(2) 式は計算機入力端子より後段の影響を無視したものである。いま、計算機入力端子より後段の信号線～大地間の漏洩インピーダンスを Z_{sb} とする。 Z_{sb} は、主にほかの入力スキャナの開時における漂容量および漏洩抵抗によるものであり、信号線の対地インピーダンスを低下させている。 Z_{sb} の影響を考慮すると、NMV; E_{n1}' は (3) 式で表わされ、 E_{c1}/E_{n1}' が 1 点接地シャーヘいの CMRR となる²⁾。

$$E_{n1}' = \left\{ \frac{R_s \cdot \Delta R \cdot K}{8 \cdot Z_{sg} \cdot Z_{ss}} + \frac{(\Delta R + \Delta R_f)K + \Delta R_b}{Z_{sb}} \right\} E_{c1} \quad (3)$$

ただし、 ΔR_f : フィルタの不平衡抵抗 (フィルタに使用される抵抗の偏差が零でないことにより生じる。Fig.1 参照)

ΔR_b : フィルタの出口から入力増幅器までの不平衡抵抗

なお、 $\Delta R_f, \Delta R_b, Z_{sb}$ は集中定数とみなしてよい。

(3) 式で表わされる 1 点接地シャーヘいは電磁シャーヘいの効果がないので、熱電対入力のように信号電圧が数 mV と低く電磁誘導による CMV が大きなシステムでは精度上、問題になる。電磁誘導は Fig. 4 に示すように、電力線に流れる電流 I_p によって生じる単位長あたりの磁束を Φ とすると、シャーヘい線、信号線の単位長あたり (4) 式で表わされる電圧 V が発生することによって起こる。

$$V = \partial \Phi_p / \partial t \quad (4)$$

シャーヘい線が 2 点接地であると、(4) 式の V によって A→シャーヘい線→B→A と大地帰路を通して Φ_p の変化を打消す方向に電流 I が流れ、シャーヘい線に単

Fig. 5 Effect of inductive pick up in the signal line with 2 points earth shield line

位長あたり Φ の磁束が生じ、これによって電磁シャーヘいの効果が現われる。信号線への誘起電圧は (5) 式のようになり、シャーヘい率 λ は (6) 式で定義される。シャーヘい線として電磁シールド・テープや、硬スチールのコンジットを使用すると、 $\lambda = 0.1 \sim 0.01^{4), 6) \sim 8)}$ 程度である。

$$v = \partial \Phi_p / \partial t - \partial \Phi / \partial t \quad (5)$$

$$\lambda = v/V \quad (6)$$

つぎに、2 点接地シャーヘいの場合の CMV; E_{c2} と NMV; E_{n2} の関係を求める。まず、計算機入力端子より信号源側について考える。電磁誘導による信号線の電圧分布状態をつぎの前提のもとで解く。シャーヘい線には大地帰路の閉回路によって電流が流れるが、シャーヘい線が信号源と計算機入力端子で 2 点接地され、シャーヘい線の抵抗 R_s 、信号線の抵抗 R の関係が $R_s \ll R$ なので R_s による電圧降下を無視する。2 点の電位が同じであると仮定すると、シャーヘい線の電位が 2 点間で一定であるといえる。

電磁誘導による電圧が信号源から計算機入力端子まで一様に分布するとし、先端の接地点 (信号源) から入力端子までを n 等分 ($n \rightarrow \infty$) し、電磁誘導による電圧によって信号線に流れる電流の状態を微視的にみれば Fig. 5 のようになる。ただし、Fig. 5 は 2 本で構成される信号線間の抵抗値の差 ΔR (不平衡抵抗) のみを取り出している。細分化された誘起電圧ごとに重ねの理を用いて Fig. 5 の電流分布の状態を解く。

R に流れる電流は信号線～シャーヘい線間の漏洩インピーダンス Z_{ss} を通って、信号線～シャーヘい線間に流れる。 Z_{ss}, R は信号源より計算機入力端子まで一様に分布するものとする。ここで CMV; E_{c2} による ΔR 上での電圧分布は 2 線間の不平衡抵抗上の電圧分布であるので、これを計算機入力端子のところでみれば、これが NMV; E_{n2} となる。

Fig. 5 において、細分された誘起電圧を接地点から順に第 1 分布、……第 n 分布とすると、各誘起電圧ごとの各分布を流れる電流 $i_{11}, i_{12}, \dots, i_{1n}, i_{21}, i_{22}, \dots$ は $Z_{ss} \gg R$ なので (7) 式で表わされる。

$$i_{11} = n \Delta E_{c2} / n Z_{ss},$$

$$i_{12} = (n-1) \Delta E_{c2} / n Z_{ss},$$

$$i_{1n} = \Delta E_{c2} / n Z_{ss},$$

$$i_{m1}=i_{m2}=\cdots i_{mn}=(n-m+1)\Delta E_{c2}/nZ_{ss}$$

$$i_{mn}=\Delta E_{c2}/nZ_{ss} \quad (7)$$

ただし, i_{ij} : i 分布にある ΔE_{c5} により j 分布に流れる電流

第 1 分布から第 n 分布までの誘起電圧により, 各分布ごとに流れる電流の和を $I_1, I_2, \dots, I_n$ とすると, これが, 信号線の各分布に流れる電流であり, (8)式で表わされる. $I_1, I_2, \dots, I_n$, それぞれと各分布の $\Delta R/n$ により 2 本の信号線間に電圧降下差が生じ, これが NMV となる. ΔR 上の電圧降下として第 1 分布から第 m 分布までの電圧降下 $V_{ss}(m/n)$ を求めると (9) 式のようになる. (9)式は CMV; E_{c2} によって生じる m 分布点での信号線 2 本の間の電位差を表わす.

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \sum_{m=1}^n i_{m1} = n \Delta E_{c2} / 2Z_{ss} \\ &\vdots \\ I_n &= \sum_{m=1}^n i_{mn} = I_{n-1} - (n-1) \Delta E_{c5} / nZ_{ss} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} V_{ss}(m/n) &= \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\Delta R}{n} \sum_{p=1}^m I_p \\ &= \frac{\Delta R \cdot E_{c2}}{2Z_{ss}} \left(\frac{m}{n} - \int_0^{m/n} x^2 dx \right) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで計算機入力端子での NMV; E_{n2}' は (9)式で $m=n$ とおいたもので (10) 式で表わされ, これに, フィルタの減衰定数 K を考慮すると E_{n2}'' は (11) 式で表わされる.

$$E_{n2}' = \Delta R \cdot E_{c2} / 3Z_{ss} \quad (10)$$

$$E_{n2}'' = \Delta R \cdot E_{c2} \cdot K / 3Z_{ss} \quad (11)$$

ただし, E_{n2}' : 計算機入力端子より後方の影響を無視した場合の入力端子での NMV (フィルタの入力 NMV)

E_{n2}'' : E_{n2}' がフィルタを通過後, 減衰したものの (フィルタの出力 NMV)

NMV; E_{n2} を求めるには, (11) 式が計算機入力端子より後段の信号線~大地間の漏洩インピーダンス, Z_{sb} の影響を無視したものである, この影響を考慮に入れることが必要である.

Z_{sb} は増幅器のすぐ前に集中して存在するとみなされ, E_{c2} は信号源から計算機入力端子までで発生しているので計算機入力端子のところでは集中定数とみなされ, $\Delta R_f, \Delta R_b$ も信号線に比べて距離の短いところに存在するので集中定数とみなされる. $E_{c2}, \Delta R_b, Z_{sb}$ による NMV はフィルタの後段で生じたものでフィルタによる減衰が得られない.

したがって, $E_{c2}, Z_{sb}, \Delta R, \Delta R_f, \Delta R_b$ による NMV は Fig. 6 の計算機入力端子より後段の等価回

Fig. 6 Equivalent circuit of signal line for inductive pick up, with 2 points earth shield line

路で表わされ, E_{n2} は (12) 式のように表わされる.

$$E_{n2} = \left\{ \frac{\Delta R \cdot K}{3Z_{ss}} + \frac{(\Delta R + \Delta R_f)K + \Delta R_b}{Z_{sb}} \right\} E_{c2} \quad (12)$$

ただし, $E_{c2} = \lambda E_{c1}$

(3) 式と (12) 式において, $Z_{ss} \cong 10^6 \sim 10^7 j\Omega$, $Z_{sb} = 10^6 \sim 10^7 j\Omega$, $\lambda = 0.1 \sim 0.01$, $R_s \cong 10\Omega$ とし第 1 項を比較すると, $R_s \cdot \Delta R \cdot K / (8Z_{ss}Z_{sb}) \ll \Delta R \cdot K \cdot \lambda / 3Z_{ss}$ となり, 2 点接地しゃへいのほうが CMRR は小さく, NMV は大きいことがわかる.

以上, (3)式と (12) 式の比較から, しゃへい線の信号源 1 点接地は, 信号源と計算機入力端子での 2 点接地方式より CMRR が大きく, (5)式と Fig. 4 より電磁しゃへいの効果がないことがわかる. 1 点接地しゃへいと 2 点接地しゃへいの長所を取入れて, 電磁誘導の大きいところでは Fig. 1 の B グループのように, 2 重しゃへい線を使用し, 内側しゃへい線を信号源で 1 点接地し, 静電しゃへいの効果と CMRR の増大を目的とし, 外側しゃへい線を信号源と計算機入力端子で 2 点接地することによって電磁しゃへいの効果を表わす 2 重しゃへい混合接地方式を提案する. 2 重しゃへい混合接地方式の CMV; E_{c3} と NMV; E_{n3} の関係は, (12) 式を導いたときと同じに外側しゃへい線をアース電位とみなせば (3) 式と同じ形で (13) 式のようなになる.

$$E_{n3} = \left\{ \frac{R_s \cdot \Delta R \cdot K}{8Z_{i0} \cdot Z_{is}} + \frac{(\Delta R + \Delta R_f)K + \Delta R_b}{Z_{sb}} \right\} E_{c3} \quad (13)$$

ただし, Z_{i0} : 内側しゃへい線と外側しゃへい線間の漏洩インピーダンス

Z_{is} : 内側しゃへい線と信号線間の漏洩インピーダンス

$$E_{c3} = \lambda E_{c1}$$

(3) 式, (13) 式において $Z_{i0} \cong Z_{ss}$, $Z_{ss} \cong Z_{is}$ なので電磁しゃへいの効果分 λ だけ, E_{n3} が E_{n1} より小さくなり, 2 重しゃへい混合接地方式の効果がわかる. ただし, 2 重しゃへい構造のケーブルは高価なので, 強い電磁誘導源をもつ場合にのみ使用することを考慮

Fig. 7 Effect of block switches

する必要がある。

3. ブロック・スイッチの効果

Fig. 1 に示すように、各入力選択のためのスキャナをいくつかまとめて、1 個のグループを構成し、各グループごとにブロック・スイッチを入れている。

入力点の多いシステムでは、スキャナ開時の漏洩インピーダンス（例：水銀リレー 1 個あたり、700 MΩ 程度）が並列に存在し、信号源が接地されているため、信号線～大地間の漏洩インピーダンス Z_{sb} が低下する。ブロック・スイッチを設けることにより Z_{sb} を大きくし CMRR を大きくすることができる（例：

Fig. 7 (b) の K 点で信号線～大地間のインピーダンスは Z/m で L 点では $(Z/m)+Z$ となり、ブロック・スイッチによって $(1+m)$ 倍のインピーダンスとなる）。また Z_{sb} によって NMV に変換されたものの 1 部 (ΔR_b によって CMV が NMV に変換されたもの：(3), (12), (13) 式参照) はフィルタによって除去できないので Z_{sb} を大きくすることが必要になる。

以下、ブロック・スイッチの効果について検討する。ここでは、総点数 n のアナログ入力を 1 グループあたり、 m 個の入力とし、 r 個のグループに分けた場合の CMRR への影響を算出し、何点ごとにブロック・スイッチを入れるべきかを示す（すなわち $n=mr$ ）。

Fig. 7 に示すように、各スキャナが漏洩インピーダンス Z をもっているとする。いま、 p グループの q 番目のスキャナが選択され、この CMV を E_{pq} とし、同じグループの各点の CMV を、それぞれ、 $E_{p1}, \dots, E_{pm}$ とすると、これらの CMV により、 pq 点に流れる電流 I_p は (Fig. 7 (a) 参照)、(14) 式のようになる。

$$I_p = \left(mE_{pq} - \sum_{m=1}^m E_{pm} \right) / Z \quad (14)$$

つぎに、 K グループ ($K \neq p$) から、 pq 点に流れる電流 I_K は K グループの CMV をそれぞれ、 $E_{K1}, \dots, E_{Km}$ とすると (Fig. 7 (b) 参照)、(15) 式のようになる。

$$I_K = \left(mE_{pq} - \sum_{m=1}^m E_{Km} \right) / Z(1+m) \quad (15)$$

ここで、 p グループ以外のすべてのグループから流れる電流は (15) 式より (16) 式のようになる。

$$\sum_{\substack{K=1 \\ (K \neq p)}}^r I_K = \sum_{\substack{K=1 \\ (K \neq p)}}^r \left\{ \frac{mE_{pq} - \sum_{m=1}^m E_{Km}}{Z(1+m)} \right\} \quad (16)$$

pq 点に流れる電流 I_{pq} は (14)、(16) 式から (17) 式のようになる。

$$I_{pq} = I_p + \sum I_K = \frac{mE_{pq} - \sum_{m=1}^m E_{pm}}{Z} + \sum_{\substack{K=1 \\ (K \neq p)}}^r \left\{ \frac{mE_{pq} - \sum_{m=1}^m E_{Km}}{Z(1+m)} \right\} \quad (17)$$

いま、入力選択点 pq の CMV; E_{pq} に着目し、非選択スキャナの各点に存在する CMV の影響がないと考え、 $\sum E_{Km} \doteq 0$, $\sum E_{pm} \doteq 0$ と仮定すると (17) 式は (18) 式となる。

$$I_{pq} = m(r+m)E_{pq}/Z(1+m) \quad (18)$$

なお、スキャナの漏洩インピーダンスの原因による CMV から NMV への変換の関係は (3), (12), (13) 式の第 2 項で表わされている。ブロック・スイッチのない場合、 I_{pq} は (19) 式で表わされ、ブロック・スイッチを使用した 1 点接地しゃへいの場合の、NMV, CMV の関係は (3), (18), (19) 式より (20) 式で表わされる。

$$I_{pq} = E_{pq}/Z/n, \text{ ただし, } \begin{cases} Z/n = Z_{sb} \\ n = mr \end{cases} \quad (19)$$

$$E_{nA} = \left[\frac{R_s \cdot \Delta R \cdot K}{8Z_{sg} \cdot Z_{ss}} + \frac{m(r+m)\{\Delta R + \Delta R_f\}K + \Delta R_b}{Z(1+m)} \right] E_{pq} \quad (20)$$

ここで、 $m(r+m)/(1+m) < n$ なので (3), (19), (20) 式よりブロック・スイッチの効果が表わされていることがわかる。ブロック・スイッチの効果を最大にし、NMV を最小にするには $n=mr$ の関係を利用し (18) 式の $m(r+m)/(1+m)$ を最小にするように 1 グループあたりの点数 m と総点数 n の関係を求め、ブロック・スイッチの配分をすることが必要である。

(21) 式の m と n の関係が成立するとき、NMV を

ブロック・スイッチの効果として最小にすることができる。

$$m = -1 + \sqrt{1+n} \quad \text{ただし, } n = mr \quad (21)$$

しかし、アナログ入力総点数 n はシステムごとにより変わり、また、ハードウェア実現上、 2^X (X : 正整数) 単位でブロック分けすることが望ましい。Table 1 に n と $m=2^X$ とした場合に (18), (21) 式より求めたアナログ入力総点数と最適配分点数の関係を示す。

4. 入力増幅器の時定数

アナログ入力増幅器の時定数は計算機クロック・パルスからの誘導電圧、スキャナ・リレーの接点雑音、半導体スキャナの駆動トランスの逆方向跳ね返り雑音、駆動波形の漂游容量を通しての雑音などの周波数の高い雑音を除去するために適当に遅くしておく必要がある。増幅器の時定数が遅いと、スキャン速度が制限される。増幅器の時定数をここではステップ入力電圧 E_s を加えてから出力が $E_s(1-e^{-1})$ に達するまでの時間と定義する。

4.1 スキャン速度と増幅器の時定数

Fig. 8 に示すように、スキャナを閉にする駆動信号がでてからスキャナが完全に“閉”状態になるまでに、スキャナ・リレーの動作時間、半導体スキャナ駆動のためのパルス・トランスの遅れなどによって、遅延時間 t_0 が存在し、同じように、“閉”状態から“開”状態への移行にも遅延時間 t_r が存在する。通常 $t_0 \approx t_r$ である。いま、 U_V を AD 変換の最小単位電圧の入力換算値、 V_f を入力のフル・スケール電圧、 S_c をスキャン速度、 τ を増幅器を1次遅れ系としたときの時定数とすると、 $U_V > V_f - V_f(1-e^{-t/\tau})$ のときに AD 変換を開始してよいことになる。 V_f が加えられてから、AD 変換を開始するまでの最大許容時間は $(1/S_c - t_0 - t_r)$ であるので、 τ は (22) 式を満足せねばならない。

$$U_V/V_f > \exp\{(T_{er} - 1/S_c)/\tau\} \quad (22)$$

ただし、 $T_{er} = t_0 + t_r$

$$t_1 > (t_{r \max} - t_{0 \min}) \quad \text{あるいは} \quad (t_{0 \max} - t_{r \min})$$

4.2 クロック・パルスの誘導電圧と増幅器の時定数

計算機では各駆動回路にクロック・パルスが供給されており、その周波数も高いため、クロック・パルス電流によって、アナログ入力信号線に誘起される電圧はかなり大きなものになる。また、アナログ入力信号線はスキャナのあと、共通線を経て増幅器に入る。そのため、この箇所にはしゃへい線を用いて、接地すると2点接地と等価になり、信号線～大地間のインピーダ

Table 1 Optimum number of points for block switches

numbers of point every one block switch (2^X)	total points of analog inputs
128	more than 8,384
64	2,144~8,384
32	528~2,144
16	132~528
8	44~132
4	12~44
2	5~12

Fig. 8 On-time and off-time of scanner

ンスが小さくなり、CMRR が小さくなるので望ましくない。したがって、共通線は裸線を用いることになり、クロック・パルス電流による誘導電圧をしゃへいすることができない。

Fig. 9, 10 に、電圧 13.5V、電力 200W、周波数 250kHz のクロック・パルスをもつ、クロック同期式計算機において計算機入力端子で2本の信号線を短絡し、接地した場合、スキャナを閉じて、増幅器の入力で測定したクロック・パルスによる信号線への誘導によって生じた CMV, NMV の例を示す。Fig. 9 の大きな山と山との間が、クロック・パルス間の幅に相当する。Fig. 10 の NMV はクロック・パルスの1周期ごとに表われる大きな山が目立つが、ほぼ正弦波に近似できる形になっている。入力増幅器の時定数を遅くしておけば、この雑音を十分除去することができる。増幅器の設定時間 τ と、クロック・パルスによる NMV の最大値 E_{CN} は (23) 式を満足しなければならない。ただし、NMV は周波数 f_c の正弦波で近似した。

$$U_V > |E_{CN}/(1+2\pi f_c \tau j)| \quad (23)$$

4.3 スキャナ雑音と増幅器の時定数

スキャナ・リレーの接点雑音 (リレー接点が磁界の中を運動することにより発生する)、半導体スキャナの駆動パルス・トランスのインダクタンスの1次～2次間の漂游容量によるスキャナ雑音などによって、スキャナが“閉”になったとき、信号線に雑音電圧が発生する。この雑音による NMV; E_{CN} は通常 (24) 式で示すように、減衰振動の形で近似される。

$$E_{CN} = E_c \exp(-t/\tau_R) \sin \beta t \quad (24)$$

ただし、 τ_R : 減衰定数、 β : 雑音の角周波数

Fig. 9 Example of common mode voltage induced by clock pulse

増幅器が1次遅れ系とし、その時定数を τ とすると角周波数 β に対する利得は $|1/(1+j\beta\tau)|$ 、スキャナが閉じて信号が増幅器に加えられてから、AD変換を開始するまでの時間は $(1/s_c - T_{er})$ であり、そのときの E_{CN} の振幅は(24)式より $E_c \cdot \exp\{(T_{er} - 1/s_c)/\tau\}$ となる。

クロック・パルスによる誘導電圧が増幅器の入力で U_V より小になるには(25)式を満足しなければならない。

$$U_V/E_c > \exp\{(-1/s_c + T_{er})/\tau\} \cdot |1/(1+j\beta\tau)| \quad (25)$$

以上の(22), (23), (25)式より増幅器の時定数の範囲を決定することができる。

5. あとがき

以上、制御用計算機のアナログ入力におけるCMVの精度に及ぼす影響と精度に関する2~3の検討を行った。これらの検討によりつぎのことが結論づけられる。

(1) アナログ入力信号線のしゃへい方式としては信号源で信号線としゃへい線を1点接地する方式が、電磁しゃへい効果のある2点接地しゃへい方式よりCMRRが大きく、NMVが小さい。また、電磁誘導によるCMVの大きい所では2重しゃへい混合接地方式がよいが、経済的に見合わない場合、1部に2重しゃへい線を用いても効果がある。

(2) ブロック・スイッチの分割点数はアナログ入力総点数によって異なるが、一般に、1増幅器あたりのアナログ入力点数は512点、1,024点、2,048点程度なのでそれぞれ、16点、32点、32点ごとにブロック・スイッチを入れるのが適当である。

Fig. 10 Example of normal mode voltage converted from common mode voltage shown in Fig. 7

(3) 増幅器の時定数は所要スキャン速度より最大許容値が、クロック・パルスによる誘導雑音、スキャナ雑音除去の目的から最小許容値が求まる。この問題は実装上の問題が雑音の大きさに、かなり影響を与えるので、システムごとの実測による設定が必要でCPUが別のものにすれば、 τ も異なってくる可能性がある。

以上の結論は、スキャナがトランジスタやFETなどの半導体の場合にも適用できる。また、アンプの仕様決定、システムのCMRR特性の推定、スキャナ構成の決定をすることによって、制御用計算機のアナログ入力システムの設計、記録計のようなアナログ信号のスキャナをもつシステムの設計、使用ケーブルの決定、配線計画の必要となる計算制御システムの工事計画、プラント計装、システムの設計、計画などに役立つものである。

参考文献

- 井上：プロセス・コンピュータ，電気学会全国大会，S 10-2 (1971)
- 五十嵐，仁田：制御用計算機におけるアナログ入力信号線の等価回路，計測自動制御学会論文集，1-2，139/145 (1965)
- R. Morrison: Protecting Signal Circuits by Grounding and Shielding, Instrumentation Technology, 33/36 (1973)
- B.E. Klipec: Reducing Electrical Noise in Instrument Circuit, IEEE Trans. on IGA, IGA-3-2 (1967)
- J. Jursik: Rejection Common Mode Noise in Process data System, Control Eng., 10-8, 61/66 (1963)
- 森定，新谷，赤沢：鋼帯の磁気特性に基づくしゃへい係数の一計算法，電四連大，1916 (1965)
- 森脇，森定，前田：電磁しゃへいケーブルの中間接地・分布接地について，電四連大，1915 (1965)
- 新谷：高誘導用電磁しゃへいケーブルに関する考察，大日本電線時報，28，30/36 (1965)