電 流 伝 送 回 路 の 研 究*

柳 沢 新 一**・早 乙 女 鈔 浩***

山 下 潤**

mA Transmitter

Shin-ichi YANAGISAWA, Yoshihiro SOHTOME
and Hiromu YAMASHITA

An all-transistorized current transmitter was investigated to transmit the electric signal which corresponds to the indication of measuring instrument. It is very useful for the measuring instrument to communicate the measured value to the remote recorder or controller.

This transmitter circuit is in such construction as to proportionally change the series-control type constant current source by the reference voltage corresponding to the rotation angle of instrument pointer.

The transmission current is 4-20 mA and the load is in the range of 0-800 Ω .

The error caused by the change of ambient temperature was kept within $\pm 0.5\%$ of full scale for the change of 0-60°C by adopting a transistor as thermo-compensating element.

1. 緒 言

電気計測および工業計測には遠隔測定、あるいは遠隔操作を必要とする場合が多い。そのためには、検出端で測定された物理量、または電氣量を測定量に関連した適当な信号に変換して、調節計または記録計に伝送しなければならない。

伝送方式には、空気圧伝送方式 (0.2~1.0 kg/cm²)、電圧伝送方式 (0~10 mV)、電流伝送方式 (1~5 mA, 2~10 mA, 4~20 mA, 10~50 mA など) があり、ほかに位置伝送方式 (セルシンモータなど) によるものがある。このうち電氣的な信号の伝送方式は、レスポンスが早い、精度が良い、伝送線路が簡単、安価等々の利点があり、近年多く使われるようになってきた。

筆者らは、pH、溶液やガス濃度などの測定計器において、測定量を直流電流信号に変換して伝送するために、半導体を用いた簡単な伝送器の試作を行ない、満足な結果が得られたので、ここに報告する。

2. 原 理

2.1 電流伝送回路の原理

一般に、電流伝送信号には、直流電流が用いられる場合が多い。直流のほうが交流信号に比べ、伝送線路の線間容量による漏れがなく、誘導電圧による障害をフィルタによって除去できる利点がある。

従来から行なわれている電流伝送方式には、つぎのようなものがある。

- (i) トルク平衡法
- (ii) 力平衡法
- (iii) 電圧平衡法
- (iv) 磁束平衡法
- (v) チョップ式フィードバック増幅器による方法などで¹⁾、いずれも構造がデリケートであり、比較的高価である。

Fig 1 Block diagram of mA transmitter system.

* 昭和 39 年 6 月 24 日原稿受付

** 電気化学計器株式会社

*** 日本電気株式会社

本研究の電流伝送器は、Fig.1 のように計器の指針の回転角を機械的入力信号として、安定な電流伝送信号を調節計・記録計などの負荷に供給するものである。その方式は、チョッパを用いないフィードバック直流増幅器を用いたもので、構造が簡単、精度が良い、安価である、ことを目的としている。

G_1 : part of series control
 G_2 : amplifier of error signal
 E_S : standard voltage
 R_S : standard resistor
 V_I : input voltage
 I_0 : output current

(a) Block diagram of mA transmitter

(b) Principle of mA transmitter

Fig. 2

回路方式としては、Fig.2(a)に見られるように、直列制御型トランジスタ定電流回路において、指針の回転角に比例した基準電圧 E_S を作り、これに対応した出力電流を、伝送信号として負荷に供給するものである。すなわち、 R_S における電位降下と基準電圧との誤差信号が G_2 にて増幅され、その信号によって、直列制御部 G_1 が制御され出力電流 I_0 を得る。Fig.2(b) は Fig.2(a) を実用的に置き換えたものである。

2.2 変換機構

定電流回路の基準電圧として、機械的入力信号に比例した基準電圧を供給する機構である。

(a) System of potentiometer

when $r \gg r_s$

$$E_x = E_S x$$

$$r_x = r(1-x)x \quad (0 \leq x \leq 1)$$

(b) Equivalent circuit of Fig.3(a)

(c) Characteristic of $x-E'_S$

Fig. 3

一般のポテンシオメータ方式を Fig.3(a) に示す。図において、 E_S は標準電源の電池電圧、 r_s はその内部抵抗で、ポテンシオメータの全抵抗を r 、その分割比を x ($0 \leq x \leq 1$) とすると、この場合は図示のように、定電流源 I を接続したときの E'_S が基準電圧となるため、 E'_S の端子からポテンシオメータ側を見ると、その等価回路は Fig.3(b) のようになり、基準電圧 E'_S は、

$$E'_S = E_S x + r(1-x)xI \quad \dots\dots(1)$$

となり、したがって、 x と E'_S との直線関係がそこなわれる。たとえば $E_S = 10$ [V]、 $r = 4$ [kΩ]、 $I = 1$ [mA] のときの $x-E'_S$ 特性は Fig.3(c) のようになり、その誤差 ϵ は、

$$\epsilon = rI(1-x)x \quad \dots\dots(2)$$

となる。

すなわち、最大の誤差は、 $x = 0.5$ において $\epsilon = 10\%$ となる。この誤差を改善すべく筆者らは、Fig.4(a) のようなトランジスタを用いた方法を考案し検討した。

(a) Transistor circuit of potentiometer

when $r \gg r_S$
 $E_S' = E_S x$
 $r_x = r(1-x)$ ($0 \leq x \leq 1$)

(b) Equivalent circuit of Fig. 4(a)

$$(\text{before improvement}) \varepsilon_1 = \frac{rI(1-x)x}{E_S} \times 100 \text{ [\%]}$$

$$(\text{after improvement}) \varepsilon_2 = \frac{rI(1-x)x}{E_S h_{FE4}} \times 100 \text{ [\%]}$$

(c) Characteristic of x - ε (error)

Fig. 4

この場合の等価回路は、Fig. 4(b) のようになり、基準電圧 E_S' 誤差 ε は、

$$E_S' = E_S x + r \frac{I}{h_{FE}} (1-x)x + V_{BE} \quad \dots\dots (3)$$

$$\varepsilon = \frac{Ir}{h_{FE}} (1-x)x \quad \dots\dots (4)$$

となる。

ここで、 h_{FE} : Tr の電流増幅率
 V_{BE} : Tr のエミッタ電流 I のときの
 ベース-エミッタ間電圧

である。

$r = 4 \text{ [k}\Omega\text{]}$, $I = 1 \text{ [mA]}$, $h_{FE} = 50$ の場合の ε - x 特性を改善前と改善後について Fig. 4(c) に示した。

図において ε_1 は改善前、 ε_2 は改善後の誤差である。これによると、たとえば $x = 0.5$ のとき、 $\varepsilon_1 = 10\%$ に対し $\varepsilon_2 = 0.2\%$ とひじょうによく改善されていることがわかる。本研究には基準電圧源としてツェナーダイオードを用いた。

2.3 伝送電流の安定度と温度特性⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾

伝送電流 (伝送回路の出力電流 I_0) の安定度を論ずる前に、入力信号と伝送電流との関係を求めてみる。

Fig. 2(b) において、トランジスタ Tr_1 , Tr_2 の h_{FE} をじゅうぶん大きくすれば、

$$E_S' - V_{BE3} - R_S(I_0 - I_{b3}) = 0$$

となり、 $I_0 \gg I_{b3}$ となるから、

$$I_0 = \frac{E_S'}{R_S} - \frac{V_{BE3}}{R_S} \quad \dots\dots (5)$$

となる。

(3) 式を (5) 式に代入して、

$$I_0 = \frac{E_S}{R_S} x + \frac{r}{R_S} \cdot \frac{I}{h_{FE}} (1-x)x + \frac{V_{BE4}}{R_S} - \frac{V_{BE3}}{|R_S|}$$

となり、上式の第2項は、他の項に比して省略できるから、

$$I_0 = \frac{E_S}{R_S} x - \frac{V_{BE3} - V_{BE4}}{R_S} \quad \dots\dots (6)$$

となる。

ここで、 R_S : 出力電流の変化を検出する検出抵抗

V_{BE3} : Tr_3 のベース-エミッタ間電圧

V_{BE4} : Tr_4 のベース-エミッタ間電圧

である。(6) 式からわかるように、伝送電流 I_0 は入力信号 x と直線関係をもっている。

つぎに、出力電流の安定度について論ずる。出力電流の変動は、電源電圧と周囲温度の変動の2つに基因する。まず電源電圧の変動を考えてみよう。(b) の電流伝送回路において、 V_I は電源電圧、 R_L は負荷抵抗である。同図のポテンシオメータの部分を変換すると、Fig. 5 のようになり、各部の電流・電圧の分布は図示のとおりである。(この場合常温における特性を考えるから I_{c0} は省略する。)

図において、

$$V_{BE3} = R_S(I_0 - I_{b3}) - (E_S + I_{b4}r + V_{BE4})$$

ここで、 $I_0 \gg I_{b3}$, $E_S \gg I_{b4}r$ であるから、

$$V_{BE3} = R_S I_0 - (E_S + V_{BE4}) \quad \dots\dots (7)$$

また、

$$I_{C3} = G_{m3} \cdot V_{BE3} \quad \dots\dots (8)$$

$$V_I = R(I_{C3} + I_{b2}) + I_0 R_L + R_S(I_0 - I_{b3})$$

ここで、 $I_{C3} \gg I_{b2}$ であるから、

$$V_I = R I_{C3} + I_0(R_L + R_S) \quad \dots\dots (9)$$

(7)(8)(9) 式から

$$V_I = I_0(R_S + R_L + G_{m3}R_S R) - G_{m3}(E_S - V_{BE4})R \quad \dots\dots(10)$$

となる。よって出力電流の安定度 $|\partial I_0 / \partial V_I|_{R_L} = \text{const.}$ は、

$$\left| \frac{\partial I_0}{\partial V_I} \right|_{R_L = \text{const.}} = \frac{1}{R_S + R_L + G_{m3}R_S R} \quad \dots\dots(11)$$

$$E_x = E_{Sx} \\ r_x = r(1-x)x \quad (0 \leq x \leq 1)$$

Fig. 5 Distribution of voltage and current

つぎに温度による変動を求める。Fig. 5 において、 $A \rightarrow B \rightarrow C$ なるループを考えると、

$$R_S(I_0 - I_{B3} + I_{C03}) - V_{BE3} - V_{BE4} \\ - \{E_{Sx} + r(I_{B4} - I_{C04})(1-x)x\} = 0$$

なる式が成立し、

$$I_0 = \frac{V_{BE3} + V_{BE4} + x\{ (1-x)r(I_{B4} - I_{C04}) + E_{Sx} \}}{R_S} \quad \dots\dots(12)$$

となる。

よって出力電流 I_0 の周囲温度による安定度 $|\partial I_0 / \partial T_a|$ は、

$$\left| \frac{\partial I_0}{\partial T_a} \right| = \frac{1}{R_S} \left\{ \frac{dV_{BE3}}{dT_a} - \frac{dV_{BE4}}{dT_a} \right. \\ \left. - r(1-x)x \frac{dI_{C04}}{dT_a} + x \frac{dE_S}{dT_a} \right\} \quad \dots\dots(13)$$

となる。

ここで、 $I_{C04} : \text{Tr}_4$ のコレクタシャ断電流である。

(13) 式において第 1 項、第 2 項は、 Tr_3, Tr_4 のベース-エミッタ間電圧の温度係数で負の極性を持ち、第 3 項は Tr_4 の I_{C0} の温度係数で、極性は正、第 4 項は基準電圧の温度係数（ツェナーダイオードの温度係数）で、正の極性をもつため適当な組み合わせにより相殺することができる。

3. 実験と結果

3.1 回路構成

伝送器の試作には、つぎのような仕様を目標に計画した。

出力電流：4~20 [mA] (指示変化 0~100% に対し)

負荷抵抗：0~800 [Ω]

使用温度上限：60[$^{\circ}\text{C}$]

誤差： $\pm 0.5[\%]$ ($\pm 80 \mu\text{A}$)

本器は、工業用計測器と組み合わせて用いるため、広範な使用温度範囲に対し、高安定・高精度が要求される。このためゲルマニウムトランジスタでは、温度上昇による出力電流のドリフトが大きいため、シリコン-メサ形トランジスタをおもに用いた。Fig. 5 に基づいて実験に用いた当初の回路定数は Fig. 6 のとおりである。各回路定数はポテンショメータの回転角に対する出力電流の直線性に主眼を置いて実験的に求めた。

Fig. 6 Experimental circuit of No. 1 for mA transmitter

3.2 実験

Fig. 6 の回路に基づいて温度上昇試験を行なった。出力電流の精度が、フルスケールにおいて $\pm 0.5\%$ ($\pm 80 \mu\text{A}$) であるため、電流値の測定には 10Ω の標準抵抗器と直流電位差計を用いた。

結果は、Fig. 7 (a), (b), (c) である。(a) は 4 mA, (b) は 12 mA, (c) は 20 mA に出力電流をそれぞれ設定したときの特性を示す。各図の中の (I) なる曲線が本実験の特性である。いずれの出力電流時においても、使用している唯一のゲルマニウムトランジスタ Tr_4 の I_{C0} の影響により、特性が大きくずれていることがわかる。

3.3 温度補償

前述のように、温度特性にゲルマニウムトランジスタ Tr_4 が影響していることがわかったが、これは (13) 式にても明らかで、実験結果とよく一致している。前記の仕様目標に達成するためには、温度特性の改善を必要とし、Fig. 8 のような温度補償回路をそう入した定電流回路⁽⁵⁾を考案し実験を行なった。

Fig. 8 中の Tr_5 なるゲルマニウムトランジスタが、温度補償用にそう入されたものである。この温度補償の動作原理は、(13) 式に示されたように、 Tr_4 のコ

(a) At output current 4 mA

(b) At output current 12 mA

(c) At output current 20 mA

I : Characteristic of Fig. 6

II : Characteristic of Fig. 8

Fig. 7

レクタ電流が、 I_{CO} の増加によって減少し、ひいては Tr_2 のベース電流の減少によって出力電流の垂下特性の原因となるので、この Tr_2 のベース電流の温度による変化を打ち消すために Tr_5 に Tr_4 と同じトランジスタをそう入したものである。 R_A , R_B は Tr_5 に適当なバイアスを与えるための抵抗である。

Fig. 8 の温度補償した場合の結果は、Fig. 7 に (II) なる曲線で示したとおりで、この補償による効果は顕著にあらわれた。

Tr_1, Tr_2, Tr_3 : 2 SC 32 Tr_4, Tr_5 : 2 SB 224 R_S : 300 Ω (noninductive resistor) Z : 1 k Ω (winding type potentiometer) S : 100 Ω (") H : 4 k Ω (slide resistor)

Fig. 8 Experimental circuit of No. 2 for mA transmitter

各出力電流での補償効果の大小はあるが、特に 4mA 時での効果は大きい。20mA 時では、 Tr_5 の効果は少ないが ZD_2 の温度係数 ((13) 式の第 4 項の影響) とあいまって、総合的に改良されている。一方、12 mA 時では補償の効果が少ない。また Tr_5 のそう入により安定度の改善もはかられる。すなわち、 Tr_5 は定電流源として動作するので、(11) 式において R が非常に大きくなり安定度がよくなる。

4. 応 用 例

本伝送器は、すでに実用の段階にはいっているが、その実施例の二、三を掲げるとつぎのとおりである。

昭和 37 年、日本鉱業株式会社豊羽鉱山にて pH 計に組み込まれ、4~20 mA の信号を発信し、電子式 PID 調節計で受けて制御が行なわれている。また、pH 計に 1~5 mA の伝送器を組み合わせたものも試作し、所期の特性を得ることができた。その他、昭和 37 年原子燃料公社において電磁濃度計と組み合わせ、4~20 mA の信号を発信して記録計に接続されてい

Photo. 1 Example, industrial instrument which set mA transmitter in pH meter

る。

その後、現在に至るまで多数の伝送器が実用され、所期の成果をあげている。

5. 結 語

工業計測器の伝送信号源として用いられるため、高性能のものが要求され、特に電子管計器のきょう体内に組み込まれて用いられる関係上、温度上昇による出力信号のドリフトが問題となった。これに対して半導体を電子管とともに用いるときの温度補償方法についての研究を行ない、安価で性能的にみても実用に供するものが完成された。

最後に本研究に対し、ご協力いただいた山武ハネウエル株式会社の伊藤敬之助氏、中村雄一氏、ご指導いただいた日本電気株式会社基礎研究所長・武田行松氏、木村博課長、電気化学計器株式会社元顧問酒向淳氏に深く感謝の意を表わすものである。

引 用 文 献

- (1) 自動制御機器便覧 (V.48~54) オーム社 (1962)
- (2) 特願 昭 38-9235
- (3) Shea, Richard F.: "Transistor Circuit Engineering" John Wiley & Sons, Inc., New York, 1957
- (4) Shea, Richard F.: "Selected Semiconductor circuit Handbook" John Wiley & Sons, Inc., New York, 1962
- (5) 特願 昭 38-9430

寄 書 欄 の 開 設 に つ い て

会員相互の連絡をよくするために、寄書欄を設けることにしました。

論文集の論文に関する質問・討論・意見などをすすんでご投稿ください。

発行後 2 週間以内の投稿は、次号に掲載されるよう努力します。