

磁気増巾器型高選択性制御方式

山 田 一*

1. 緒 言

近年来、遠方制御の分野で興味が集中されている問題は、小型軽量で、かつ動作が安定な装置の開発である。筆者は、信号周波数のフィルタとして、BaTiO₃ 磁器の圧電共振子を用い、出力部に磁気増巾器を結合させた遠方制御方式を考案し、これらに関する結合特性の基礎的実験を行った。この方式に対して、振巾変調および単側波帯方式による制御を試み、その所期の成果を得たので、ここに報告する。

2. 動作原理

最初、先行実験として、受信機と磁気増巾器とを結合させた特性を調べた。¹⁾ この受信機は、9球4バンド(500 kc ~ 30 Mc)のもので、送信機から伝搬された信号が受信機で増巾され、これが制御電流となって磁気増巾器を駆動する。今、振巾変調による制御を考えると、送信機からの変調波は、周知のように次式で表示される。

$$e = E_0(1 + m \sin \omega_s t) \sin \omega_c t \quad (1)$$

ここで、 E_0 は変調波の振巾、 m は変調度であり、 $\omega_s = 2\pi f_s$ 、 $\omega_c = 2\pi f_c$ 、 f_s および f_c は、それぞれ信号および搬送周波数である。第1図に受信機による制御のブロック・ダイヤグラムが示されてある。これからわかるように、変調波電圧 e は、受信機によって k_1 倍され、整合変成器 MT を通った後、Ge ダイオードによって検波される。したがって、磁気増巾器の制御巻線に流れる制御電流 I_c は、次のようになる：

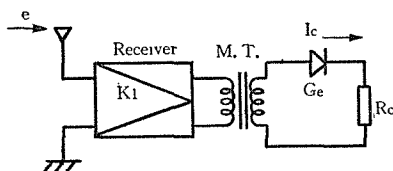
$$\begin{aligned} I_c &= \frac{k_1 e}{R_c} = \frac{k_1}{R_c} \left[\int_0^{1/f_c} E_0(1 + m \sin \omega_s t) dt - (1 - m) E_0 \right] \\ &= \frac{\alpha k_1 E_0}{R_c} m, \quad \alpha = (\pi + 1)/\pi \end{aligned} \quad (2)$$

(2) 式から明らかのように、受信機と磁気増巾器とを結合させた制御は、その制御電流 I_c が変調度 m にのみ依存した直線的な変化をする。

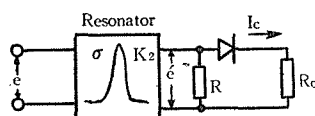
次に、信号周波数のフィルタとして圧電共振子を用い、その振巾変調による動作特性

* 信州大学工学部助手

を調べてみると、そのブロック・ダイアグラムは、第2図に示したようになる。ここで、 e は変調波電圧、 k_2 は圧電共振子の電圧誘電係数、 σ は側波帯通過係数、 R は整合抵抗である。



第1図 受信機による制御のブロック・ダイアグラム



第2図 圧電共振子を用いた制御のブロック・ダイアグラム

(1) 式の変調波電圧 e は、3つの部分に分けることができ、それが圧電共振子に印加され、その2次側の出力電圧を e' とすれば、

$$\begin{aligned} e' &= k_2 E_0 \sin \omega_c t + \frac{1}{2} k_2 E_0 m \sigma \left[\cos(\omega_c - \omega_s) t - \cos(\omega_c + \omega_s) t \right] \\ &= e_0 + e_1 - e_2, \end{aligned} \quad (3)$$

ここで

$$\begin{aligned} e_0 &= k_2 E_0 \sin \omega_c t, \\ e_1 &= \frac{1}{2} k_2 E_0 \sigma \cos(\omega_c - \omega_s) t, \\ e_2 &= \frac{1}{2} k_2 E_0 \sigma \cos(\omega_c + \omega_s) t. \end{aligned}$$

Ge ダイオードで検波された、これら出力電圧の各平均値は次式で与えられる。

$$\bar{e}_0 = \frac{k_2 E_0}{\pi}, \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \bar{e}_1 &= f_c \left[\int_0^a e_1 dt + \int_{a'}^{1/f_c} e_1 dt \right] \\ &= \frac{k_2 E_0 \sigma f_c m}{4\pi f_1} \left[\sin \frac{\pi}{2} \left(\frac{f_1}{f_c} - \frac{f_s}{f_2} \right) + \sin \frac{2\pi f_1}{f_c} - \sin \frac{3\pi}{2} \left(\frac{f_1}{f_c} - \frac{f_s}{f_2} \right) \right], \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \bar{e}_2 &= f_c \left[\int_0^\beta e_2 dt + \int_{\beta'}^{1/f_c} e_2 dt \right] \\ &= \frac{k_2 E_0 \sigma f_c m}{4\pi f_1} \left[\sin \frac{\pi}{2} \left(\frac{f_2}{f_c} + \frac{f_s}{f_1} \right) + \sin \frac{2\pi f_2}{f_c} - \sin \frac{3\pi}{2} \left(\frac{f_2}{f_c} + \frac{f_s}{f_1} \right) \right], \end{aligned} \quad (6)$$

ここで

$$\alpha = \frac{1}{4} \left(\frac{1}{f_c} - \frac{f_s}{f_1 f_2} \right), \quad \alpha' = \frac{3}{4} \left(\frac{1}{f_c} - \frac{f_s}{f_1 f_2} \right),$$

$$\beta = \frac{1}{4} \left(\frac{1}{f_c} + \frac{f_s}{f_1 f_2} \right), \quad \beta' = \frac{3}{4} \left(\frac{1}{f_c} + \frac{f_s}{f_1 f_2} \right).$$

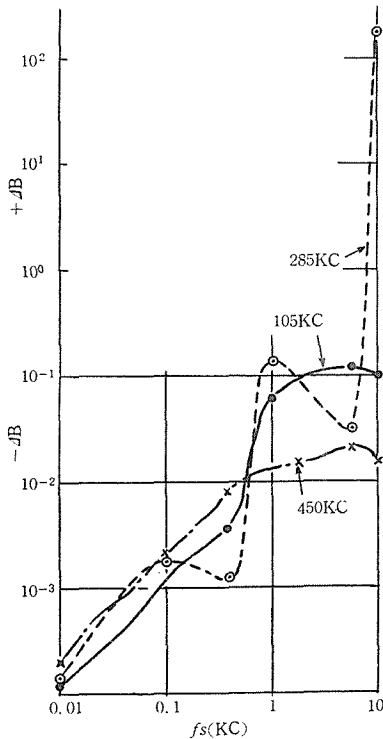
(4), (5) と (6) 式を (3) 式に代入し, その制御電流を求めれば,

$$I_c = \frac{k_2 E_0}{\pi R_c} \left(1 + \frac{1}{4} \Delta B \cdot m \right), \quad (7)$$

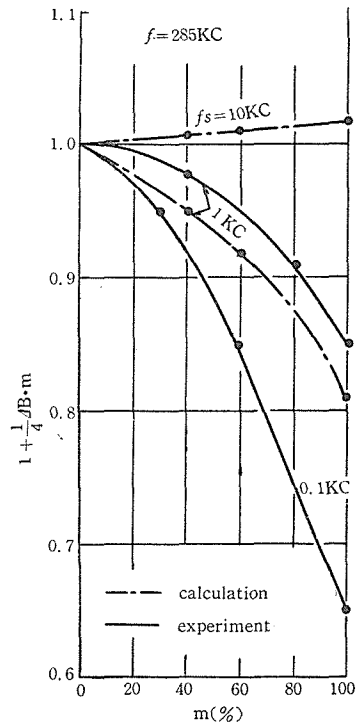
ここで

$$\Delta B = \frac{\sigma}{\varepsilon_1} \left(\sin \frac{\pi}{2} \gamma + \sin 2\pi \varepsilon_1 - \sin \frac{3\pi}{2} \gamma \right) - \frac{\sigma}{\varepsilon_2} \left(\sin \frac{\pi}{2} \delta + \sin 2\pi \varepsilon_2 - \sin \frac{3\pi}{2} \delta \right)$$

$$\varepsilon_1 = \frac{f_1}{f_c}, \quad \varepsilon_2 = \frac{f_2}{f_c}, \quad \gamma = \frac{f_1}{f_c} - \frac{f_s}{f_2}, \quad \delta = \frac{f_2}{f_c} + \frac{f_s}{f_1}.$$



第3図 信号および搬送周波数に依存する ΔB 値の変化 (数値計算)



第4図 変調度 m に依存する制御電流 I_c の相対値 $(1 + \frac{1}{4} \Delta B \cdot m)$ の特性

(7) 式は、搬送および信号周波数を一定にし、変調度に依存する I_c である。 AB は f_c , f_s の関数であり、これらを数値計算した結果を、第3図に収めてある。 AB 値は、 f_s が 500 c/s 以下では、甚だ小さい (10^{-3} のオーダー) が、 1 kc 以上になると使用する搬送周波数 f_c により各々異ってくるが、負値として働く場合と正值として (7) 式中のかっこ内に作用する時があるのに注意する必要がある。第4図には、 f_c を 285 kc 一定とし、 f_s を 0.1, 1 および 10k c/s の場合について、変調度 m に依存する制御電流 I_c の変化が調べられている。 I_c の各変化は変調度の全範囲において、僅か 20% であり、実験的にも大きな変化が期待され得ないことがわかる。すなわち、ただ単なる振巾変調による信号では、100% の全域制御が行われないので、これを SSB (単側波帯) 方式による制御を考えると、この点が解決できる。第5図には、その制御回路が描かれている。第5図において、 V_s を信号電圧とすれば、その出力電圧は次式で表される。

$$V_{in} = V_s \exp(-\theta) F(\omega_c t), \tag{8}$$

ここで、 $\exp(-\theta)$ はリング変調器の損失であり、 θ は Ge ダイオードの Figure of Merit r_2/r_1 によってきまる。すなわち、 θ は

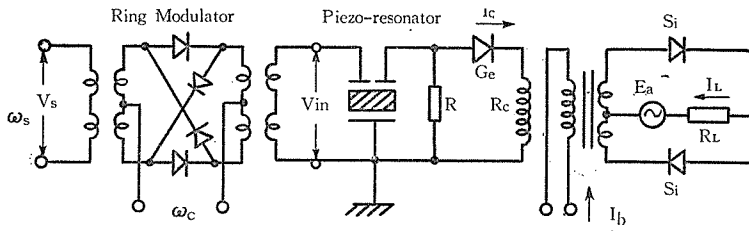


Fig.5. Control circuit of piezoresonator with magamp

第5図 SSB方式による圧電共振子—磁気増巾器の結合制御回路図

$$\theta = \ln \frac{\sqrt{r_2/r_1} - 1}{\sqrt{r_2/r_1} + 1}$$

であり、関数 $F(\omega_c t)$ は次式で表示される。

$$F(\omega_c t) = \frac{1}{\pi} \sum \frac{1}{n} \sin n\omega_c t, \quad n: \text{奇数}. \tag{9}$$

(9) 式を (8) 式に代入すれば、

$$V_{in} = V_s \left[\alpha_1 \cos(\omega_s - \omega_c)t + \alpha_{-1} \cos(\omega_s + \omega_c)t + \alpha_3 \cos(\omega_s - 3\omega_c)t + \alpha_{-3} \cos(\omega_s - 3\omega_c)t + \dots \right] \tag{10}$$

ここで

$$\alpha_1 = \frac{2}{\pi} \exp(-\theta), \quad \alpha_k = \frac{\alpha_1}{k} = -\alpha_{-k}.$$

この出力電圧 V_{in} は、リング変調器の出力電圧であると同時に、圧電共振子に対する入力電圧でもある。使用した BaTiO_3 磁器の共振子は、 Q が非常に大きいため (10) 式のかっこの中の2項以下は無視されるので、次式となる。

$$V_{in} = \alpha_1 V_s \cos(\omega_s - \omega_c)t \quad (11)$$

そこで、これが検波され、磁気増巾器の制御巻線に流れる制御電流 I_c は、

$$I_c = \frac{\alpha_1 k_2 f_c}{2\pi f_c' R_c} V_s \sin \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_c'}{f_c}, \quad (12)$$

となる。ここで $f_c' = f_c - f_s$ 、 R_c は制御側の全抵抗である。

さらに、 $\sin \pi f_c' / 2f_c \approx 1$ であるので、(12)式は、 $\epsilon' = f_c / f_c'$ とし、簡単化すれば、

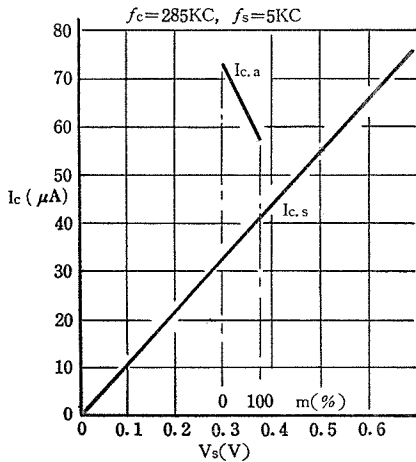
$$I_c = \frac{\alpha_1 k_2 \epsilon'}{2\pi R_c} V_s, \quad (13)$$

となる。

ここで、 BaTiO_3 磁器系共振子と磁気増巾器を結合させた制御回路において、振巾変調によって生ずる制御電流を $I_{c.a}$ とおき、同一の回路に対して、SSB方式による制御電流を $I_{c.s}$ とすれば、

$$I_{c.a} = \frac{k_2 E_0}{\pi R_c} \left(1 + \frac{1}{4} \Delta B \cdot m \right), \quad (14)$$

$$I_{c.s} = \frac{k_2 \epsilon'}{2\pi R_c} V_s, \quad (15)$$



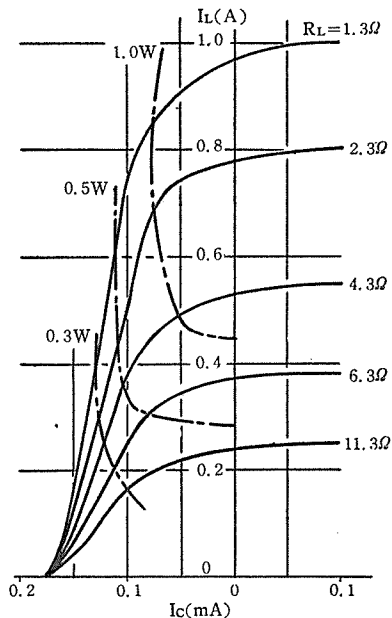
第6図 信号電圧 (V_s) — 制御電流 (I_c) 特性

これらをプロットしたのが、第6図に示してある。(14)式に示されている振巾変調による制御電流 $I_{c.a}$ は、変調度 m に依存しているため、図の縦軸には信号電圧 V_s と、それに対応した m とが書きこまれている。2曲線の比較からわかるように、振巾変調による制御は、圧電共振子自身の制約のために、全巾制御は難しい。その点、SSB方式の採用は非常に有利である。

3. 結合特性

磁気増巾器. 高透磁率, 矩形ループの磁気材料を用いれば, 高利得の増巾器が設計できる. 実験に用いた磁心は, 78 パーマロイで, 外径 65 mm, 内径 45 mm, 高さ 10 mm のトロイダル型である. これの飽和磁束密度は, 15,000 kG である. 制御巻線は 2,000 T であり, 出力巻線としては 200T 施し, これらを自己帰還型に結線した. この結果, 電流利得は, 3.27×10^3 , 電力利得 1.71×10^6 ($R_L = 5 \Omega$) を, 直線制御の範囲内で得ることができる. 応答時間は, 計算によると, 0.055 sec, である. 増巾特性が, 第7図に示してあるが, これらの曲線は, 勿論バイアス電流 I_b によって, 縦軸に対して平行に移動させることができる. すなわち, 適当なバイアス電流を作用させることにより, 磁気増巾器の出力電流を原点から, 動作させることも可能である.

BaTiO₃ 系共振子. 用いられた共振子は, 直径 29 mm, 厚み 1 mm の BaTiO₃ 系のものであり, 内径 6 mm と外縁 5.5 mm 巾の銀電極を有している. 出力電圧は, 整合抵抗によって左右され, その整合特性が, 第8図に示してある. この図からわかるように,

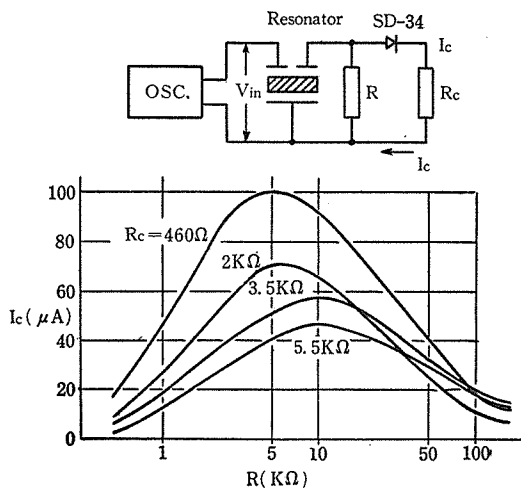


第7図 磁気増巾器の増巾特性曲線

出力電流 I_c (これは磁気増巾器の制御電流でもある) は $R = 5 k\Omega$ の時, 最大値を示している.

この圧電共振子は, 銀電極の形状によって, 三つの周波数 105, 285 と 450 kc において通過帯域を有している.

これらは, それぞれ基本波および第2, 第3高調波であり, その相対 Q 値は 1 : 2.4 : 2.2 である. すなわち, 信号周波数 285 kc で, その印加電圧 V_s が 0.5 V のとき, $R_c = 460 \Omega$ で 100 μA の制御電流を与え得ることができる. したがって, この BaTiO₃ 系共振子 1 個で, 3 周波数による制御が可能



第8図 BaTiO₃ 系共振子の整合特性

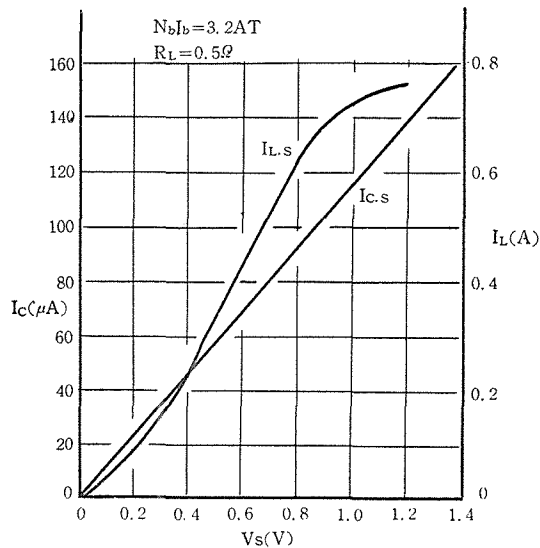
となる。

結合特性. 磁気増巾器の出力電流は, その直線制御の範囲において, 電流利得 G_i を比例定数とした制御電流の 1 次関数として表示することができる。

したがって, SSB 方式による出力電流 $I_{L.s}$ は, (15) 式から

$$I_{L.s} = G_i I_{c.s} = \frac{k_2 \varepsilon' G_i}{2\pi R_c} V_s \quad (16)$$

となる。信号電圧 V_s に依存する出力電流 $I_{L.s}$ と制御電流 $I_{c.s}$ を図示すれば, 第 9 図のようになる。 $I_{c.s}$ の変化は, 直線的であるが, $I_{L.s}$ の方は, 磁気増巾器の飽和現象に起因する非線型領域が曲線の上に存在する。第 9 図において, $V_s = 0.6 \text{ V}$ の時, $I_{c.s} = 70 \mu\text{A}$ 位であり, $I_{L.s} = 0.43 \text{ A}$ の変化がある。したがって, BaTiO_3 系共振子に印加される信号電圧 V_s をトランジスタ増巾回路等で, 増巾させてやることにより, 前述の受信機による制御よりも, 種々の利点を有する簡単で堅牢な制御方式が完成される見込みが充分にある。



第 9 図 SSB 方式による信号電圧 V_s に対する制御電流 $I_{c.s}$ と出力電流 $I_{L.s}$ の変化

4. 結 論

BaTiO_3 系共振子と磁気増巾器とを結合させた遠方制御方式は, 他の形式と比較して次の利点がある。

- (1) 装置が小型軽量となる。

- (ロ) 回路が単純化され、磁気増巾器に対する整合が容易である。
- (ハ) 長寿命、堅牢であり、耐震性にすぐれている。
- (ニ) 消費電力が少い。

この遠方制御方式は、磁気増巾器および BaTiO₃ 系共振子のもつ双方の利点を有しているが、換言すれば、磁気増巾器の欠点がとりも直さずこの方式の欠点となる。たとえば、応答時間約 50 msec は磁気増巾器のそれが大半を占めている。しかしながら、この程度の応答時間は、電気機器等の遠方制御を試みるには充分である。

謝 辞

日頃ご懇切な指導をいただいている東京工大齋藤教授ならびに中野教授、信州大学石橋教授に深く謝意を表す。BaTiO₃ 系共振子について、貴重な示唆とご援助を下さった本学土屋助教、有益な討論をいただいた非線型問題研究会の各位、実験に協力された中村技官および卒業生布本、平沢両君に厚くお礼申し上げる。

文 献

- 1) 山田他：電気四学会連大，760，1960.
- 2) 土屋，山田他：電気四学会連大，761，1960.
- 3) 三木，長浜：“変調方式 I” p. p57—60，1956.
- 4) H. F. STORM：“*Magnetic Amplifier*”. p. 150. John Willey & Sons, Inc. 1955.
- 5) JAME R. WALKER MAX FRANK.：“*Design Methods for Magnetic Amplifiers and Saturable Reactors.*” PB Report Co. 1956.
- 6) 田中：“チタン酸バリウムとその応用” オーム社，1959.

Summary

High selectivity Remote Control System with Magnetic Amplifier

Hajime YAMADA

(Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering)

In recent years there has been a rapidly growing interest on the problem of simpler and more stable control device in the field of remote control system. The use of piezoelectric resonator of barium titanate ceramics as filter, combined with magnetic amplifier for output, has been proposed, and it has been shown that by this means a small-sized and efficient remote control device can be constructed.

This paper gives the principle of operation provided with the piezoelectric resonator using magnetic amplifier, and the application of the single side band system for remote control.

When the piezoelectric resonator is operated by the amplitude modulation, the control current which provides the control winding of magnetic amplifier, dependence for percentage modulation, permits only about 20 per cent in the full range. Linear relation exists, however, between the control and output currents using the single side band system for the device. The remote control system using the magnetic amplifier with the piezoelectric resonator has the following advantages over other methods: (a) small size and reduced weight, (b) long life and vibration-proof, and (c) lower consumption of power. This remote control system has comparatively large response time of about 50 milli-seconds. However, the remote control of machinery device is thus obtainable.