

トランジスタ移相器について (その 2)

沖根 光夫・中村 正孝

On Transistor Phase Shifter (Part 2)

By

Mitsuo OKINE and Masataka NAKAMURA

Recently, a number of studies have been reported in the literature for the realization of all-pass network using operational amplifiers, gyrator and N. I. C..

However, the problem of circuit sensitivity will occur in these networks.

In part (1) of this paper, we have shown a first-order all-pass network, in which a transistor is employed just to take the place of a transformer.

From the same point of view, this paper describes the realization of a second-order all-pass, and shows that the phase shift can be changed continuously.

最近の論文で、演算増幅器・ジャイレータ・NIC を用いた all-pass 回路について報告されているが、これらの all-pass 回路は回路安定性が問題となる。

第一報では、Bilinear Theorem により変成器の代りにただ一個のトランジスタを用い一次型 all-pass 回路を実現した。

この論文に於いては同様な観点から、二次型 all-pass 回路を示し、移相が連続可変可能であることを報告する。

§1 導 入

変形並列 T 型 CR 回路を用いた移相回路を Fig. 1 に示す。この回路の電圧伝達関数を $T(k, jx)$ とおけば

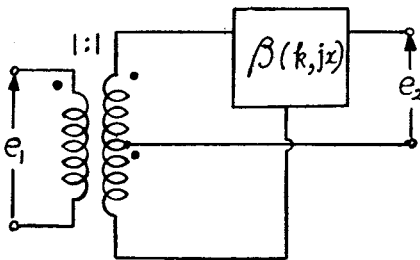


Fig. 1. 変形並列 T 型 CR 回路を用いた移相回路

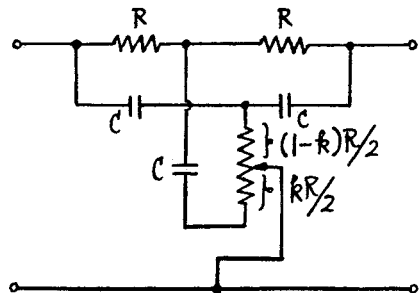


Fig. 2. 変形並列 T 型 CR 回路

$$T(k, jx) = 2\beta(k, jx) - 1 \dots\dots\dots (1)$$

となり、 $\beta(k, jx)$ は Fig. 2 に示す変形並列 T 型 CR 回路の電圧伝達関数で次式で表わされる。

$$\beta(k, jx) = \frac{1 - (1 - k^2)x^2}{1 - (1 - k^2)x^2 + j4x} \dots\dots\dots (2)$$

但し

$$\left. \begin{aligned} x &= \frac{\omega}{\omega_0} \text{(基準化周波数)} \\ \omega_0 &= \frac{1}{CR} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

(2) 式を (1) 式に代入すれば

$$T(k, jx) = \frac{1 - (1 - k^2)x^2 - j4x}{1 - (1 - k^2)x^2 + j4x} \dots\dots\dots (4)$$

ゆえに絶対値並びに位相角は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} |T(k, jx)| &= 1 \\ \theta(k, x) = \text{Arg } T(k, jx) &= -2 \tan^{-1} \frac{4x}{1 - (1 - k^2)x^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

(5) 式より、振巾特性及び位相特性は Fig. 3 に示す如く k 及び x の変化に対し振巾特性一定、位相特性が可変できる完全位相制御が実現できる。

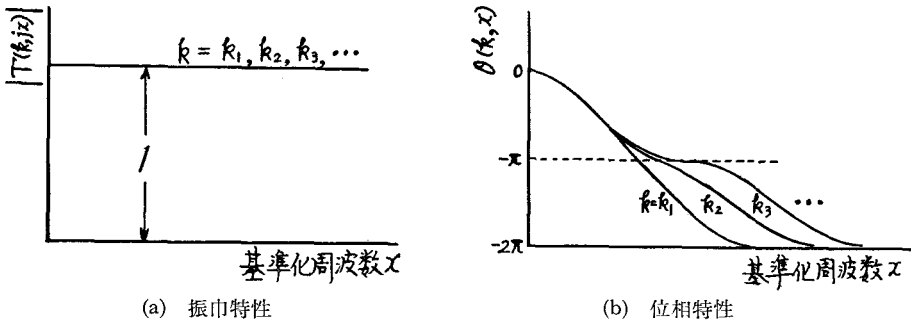


Fig. 3.

§ 2 解 析

Fig. 1 の変成器の代りにトランジスタを用い、変形並列 T 型 CR 回路を Y パラメータで置き換えた回路を Fig. 4 に示す。この回路に於いて、我々は Fig. 5 に示すような等価回路を描いて解析した。

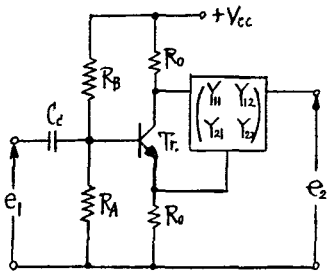


Fig. 4. トランジスタ移相器

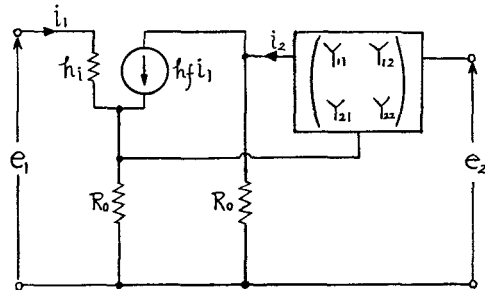


Fig. 5. 等価回路 (R_A, R_B, h_0, h_r 省略)

Fig. 5 の等価回路より, Kh-2 則を適用し次の三式を得る。

$$\left. \begin{aligned} -R_0\{(1+2h_f)Y_{11}+(1+h_f)Y_{12}\}i_1+\{1+Y_{12}R_0+2Y_{11}R_0\}i_2+Y_{13}e_2=0 \\ -R_0\{(1+2h_f)Y_{21}+(1+h_f)Y_{22}\}i_1+R_0(Y_{22}+2Y_{21})i_2+Y_{22}e_2=0 \\ \{h_i+(1+h_f)R_0\}i_1-R_0i_2=e_1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

(6) 式より

$$e_2 = \frac{\begin{vmatrix} -R_0\{(1+2h_f)Y_{11}+(1+h_f)Y_{12}\} & 1+Y_{12}R_0+2Y_{11}R_0 & 0 \\ -R_0\{(1+2h_f)Y_{21}+(1+h_f)Y_{22}\} & R_0(Y_{22}+2Y_{21}) & 0 \\ h_i+(1+h_f)R_0 & -R_0 & e_1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} -R_0\{(1+2h_f)Y_{11}+(1+h_f)Y_{12}\} & 1+Y_{12}R_0+2Y_{11}R_0 & Y_{12} \\ -R_0\{(1+2h_f)Y_{21}+(1+h_f)Y_{22}\} & R_0(Y_{22}+2Y_{21}) & Y_{22} \\ h_i+(1+h_f)R_0 & -R_0 & 0 \end{vmatrix}}$$

$$= R_0 \frac{(1+h_f)Y_{22}+(1+2h_f)Y_{21}-R_0(Y_{12}Y_{21}-Y_{11}Y_{22})}{\{(1+h_f)R_0+h_i\}Y_{22}-R_0(2h_i+R_0)(Y_{12}Y_{21}-Y_{11}Y_{22})} e_1$$

ゆえに電圧伝達関数 $T(k, jx) = e_2/e_1$ を求めると

$$T(k, jx) = \frac{e_2}{e_1} = R_0 \frac{(1+h_f)Y_{22}+(1+2h_f)Y_{21}-R_0(Y_{12}Y_{21}-Y_{11}Y_{22})}{\{(1+h_f)R_0+h_i\}Y_{22}-R_0(2h_i+R_0)(Y_{12}Y_{21}-Y_{11}Y_{22})} \dots\dots\dots (7)$$

但し, $Y_{11}, Y_{12}, Y_{21}, Y_{22}$ は Fig. 2 より

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= \frac{1}{R} \cdot \frac{1+jx}{2} \cdot \frac{1-(1-k^2)x^2+j4x}{1-(1-k^2)x^2+j2x} \\ -Y_{12} &= -Y_{21} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1+jx}{2} \cdot \frac{1-(1-k^2)x^2}{1-(1-k^2)x^2+j2x} \\ Y_{22} &= \frac{1}{R} \cdot \frac{1+jx}{2} \cdot \frac{1-(1-k^2)x^2+j4x}{1-(1-k^2)x^2+j2x} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

(7) 式に於いて第一近似条件

$$h_f \gg 1, \quad h_f R_0 \gg h_i \dots\dots\dots (9)$$

を考慮すれば

$$T(k, jx) \doteq R_0 \frac{h_f(Y_{22}+2Y_{21})-R_0(Y_{12}Y_{21}-Y_{11}Y_{22})}{h_f R_0 Y_{22}-R_0(2h_i+R_0)(Y_{12}Y_{21}-Y_{11}Y_{22})} \dots\dots\dots (10)$$

又, 第二近似条件

$$\left. \begin{aligned} h_f(Y_{22}+2Y_{21}) &\gg R_0(Y_{12}Y_{21}-Y_{11}Y_{22}) \\ h_f Y_{22} &\gg (2h_i+R_0)(Y_{12}Y_{21}-Y_{11}Y_{22}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

を (10) 式に代入すれば

$$T(k, jx) \doteq \frac{Y_{22}+2Y_{21}}{Y_{22}} = 1-2\beta(k, jx) \dots\dots\dots (12)$$

この式は (1) 式を -1 倍したもので、(5) 式からわかるように絶対値 $|T(k, jx)|$ は 1 で位相角 $\theta(k, x)$ が $2\pi - 2 \tan^{-1} 4x / \{1 - (1 - k^2)x^2\}$ となるだけで完全位相制御が実現できる。しかし第一近似条件並びに第二近似条件を満足するよう即ち、 h_s, R_0 を小さく h_r を充分大きくするよう設計しなければならない。

§3 実験結果の検討

変形並列 T 型 CR 回路の $k=0$ の時の周波数 $f_0 = 1/2\pi CR$ を 71.05 (Hz) に設定し、 k の値をそれぞれ 0, 0.7, 0.95, 0.99, 0.995 とした場合の振巾特性並びに位相特性を測定した。その結果を Fig. 6, Fig. 7 に示す。なお各素子の値は次の通りである。

$$\left. \begin{aligned} T_r; 2 \text{ SC } 124 \text{ (I)}, \quad V_{cc} = 12 \text{ (V)}, \quad R_0 = 0.5 \text{ (k}\Omega) \\ R = 40 \text{ (k}\Omega), \quad C = 0.056 \text{ (}\mu\text{F)}, \quad R_A = 80 \text{ (k}\Omega), \quad R_B = 31.5 \text{ (k}\Omega) \end{aligned} \right\}$$

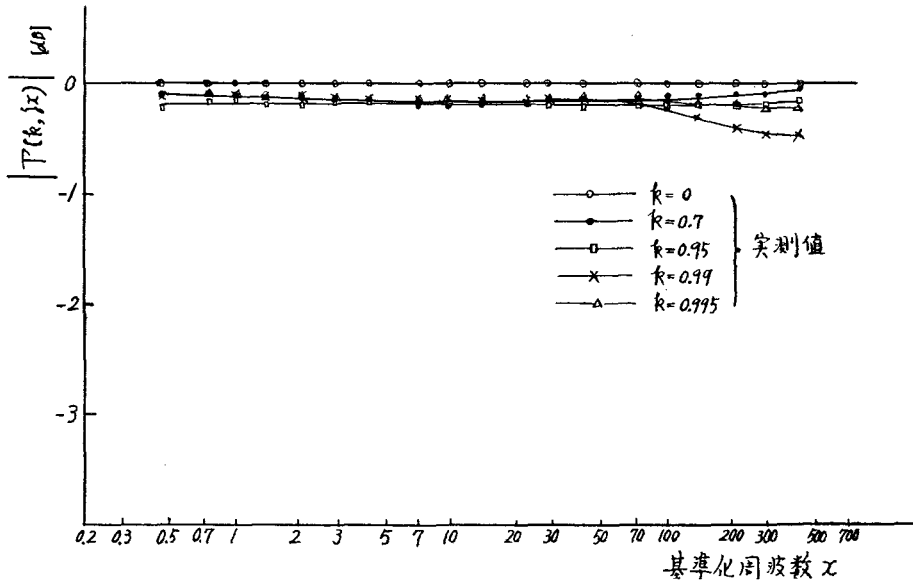


Fig. 6. 振巾特性

Fig. 6 の振巾特性に於いて k を 1 に近づける時、基準化周波数 x を大にすれば振巾が一定とならなくなる。これは第二近似条件 (11) 式が充分満たされなくなる為と考えられる。又、Fig. 7 の位相特性は実測値と第二近似条件を考慮した理論値が程んど一致していることがわかる。そして x が 10 から 150 の範囲で約 140° 連続可変することができる。又、一次型 all-pass 回路の場合と同様、変形並列 T 型 CR 回路を用いた二次型 all-pass 回路に於いては位相角は $2\pi - 2 \tan^{-1} 4x / \{1 - (1 - k^2)x^2\}$ となり、位相範囲は $360^\circ (2\pi)$ となるが実際には大略 $0 \sim 180^\circ$ 内を自由に連続可変できることがわかった。このトランジスタ移相器は (4) 式から電圧伝達関数が二次型となったが今後次数を上げる検討を行ないたいと思っている。なおこの研究は広島工大で開催される電気四学会中四国支部大会で発表の予定である。

最後に日頃ご指導いただいている久保 進教授、川本文三助教授に深く感謝します。

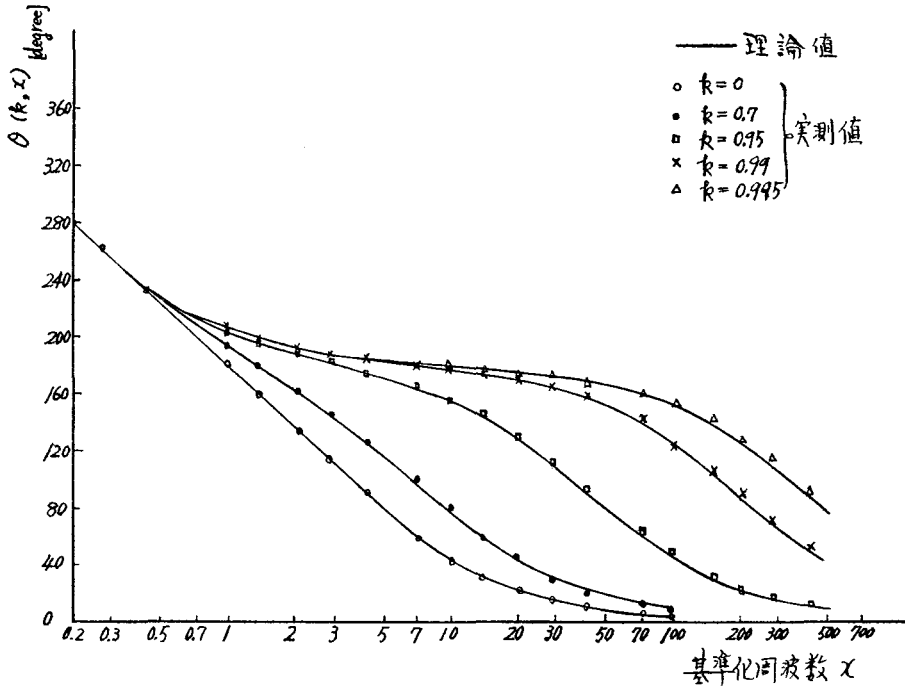


Fig. 7. 位相特性

§4 文 献

- 1) 中村, 砂田, 太田垣; “単一素子可変周波 CR 零回路について” 広島工大「研究紀要」第四巻, 第一号
- 2) 中村, 沖根; “トランジスタ移相器について (その一)” 広島工大「研究紀要」第四巻, 第一号
- 3) 小川, 加藤, 須藤, 寺本; “能動 RC 可変 all-pass,, 昭和 44 年電気四学会連合大会
- 4) 赤間, 宮川; “能動 RC 全域通過回路網の一構成法” 昭和 44 年電気四学会連合大会