

トランジスタの負性抵抗と濾波器への応用

井 上 浩 伏 江 博
村 本 昭 一 水 島 周 一 郎

Transister Negative Resistance and Its Application to Filters

Hiroshi INOUE

Hiroshi HUSIE

Syōiti MURAMOTO

Syūitiro MIZUSIMA

In order to make filters more usefull, we studied to use transister negative resistance for these. By this result, we could prove these measurements.

1. 緒 言

トランジスタを回路素子として利用し、濾波器の周波数特性を改善し、通過帯域内に於ける減衰量を減少せしめるためにトランジスタの負性抵抗を用いる研究については二、三発表せられている。此のトランジスタの負性抵抗を実際に測定してみると電流増巾率が1でないため及びエミッターに入る偏倚電圧用抵抗のために相当検討を要する点が見出される。本文は負性抵抗を得るために容量饋選型 (Colpitts 型) のトランジスタ回路を用いて実験し、検討した結果について述べてみたい。

2. エミッター直列抵抗 R_a を ∞ と考えた場合

コレクターを接地したトランジスタ回路は図-1(イ)は $r_c(1-\alpha)$ と r_b を省略すると(ロ)の如く簡略化せられ

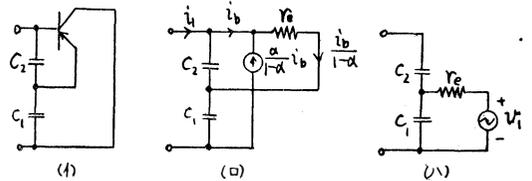


図 - 1

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{1}{j\omega C_1} - \frac{1}{j\omega C_2} \right) i_1 + \left\{ \frac{1}{(1-\alpha)j\omega C_1} - \left(\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right\} i_b &= v_1 \\ \frac{i_1}{j\omega C_1} + \left(\frac{r_e + \frac{1}{j\omega C_1}}{1-\alpha} \right) i_b - \frac{1}{j\omega C_1} i_b &= v_1 \end{aligned} \right\} (1)$$

故に入力インピーダンス Z_{in} は

$$Z_{in} = \frac{r_e \left(\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} \right) - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2}}{r_e + \frac{1-\alpha}{j\omega C_2}} \quad (2)$$

$\alpha = 1$ と仮定すると

$$Z_{in} = \frac{C_1 + C_2}{j\omega C_1 C_2} - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 r_e} \quad (3)$$

此の逆数を取り

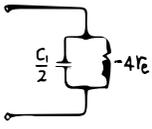


図-2

$$Y_{in} = j\omega \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} - \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)^2} \frac{1}{r_e} \quad (4)$$

$C_1 = C_2$ とすると負性抵抗は最大となり等価回路は図-2の如く表される。

$\alpha \approx 1$ の時には $C_1 = C_2$ に対し

$$Z_{in} = \frac{\frac{(1-2\alpha)}{\omega^2 C_1^2} r_e}{r_e^2 + (1-\alpha)^2 \frac{1}{\omega^2 C_1^2}} - j \frac{\frac{2r_e^2}{\omega C_1} + \frac{1-\alpha}{\omega^2 C_1^2}}{r_e^2 + (1-\alpha)^2 \frac{1}{\omega^2 C_1^2}} \quad (5)$$

従つて r_e の小さい時には

$$Z_{in} = \frac{(1-2\alpha)}{(1-\alpha)^2} r_e - j \frac{1}{(1-\alpha)\omega C_1} \quad (6)$$

又 $r_e \ll (1-\alpha) \frac{1}{\omega C_1}$ の時には

$$Z_{in} = \frac{(1-2\alpha)}{\omega^2 C_1^2 r_e} - j \frac{2}{\omega C_1} \quad (7)$$

(5) 式を数値計算して見ると次の様になる。

図-3 $\alpha = 0.99$ $r_e = 50, 500, 2,000\Omega$

図-4 $\alpha = 0.95$ $r_e = 50, 500, 2,000\Omega$

図-5 $\alpha = 0.90$ $r_e = 50, 500, 2,000\Omega$

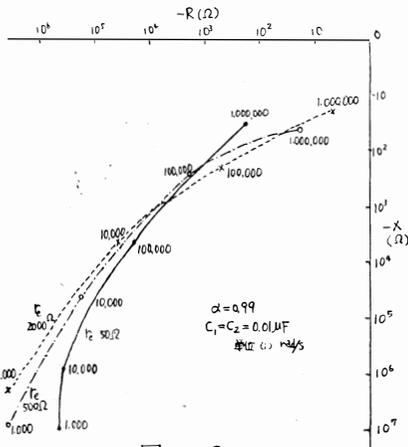


図-3

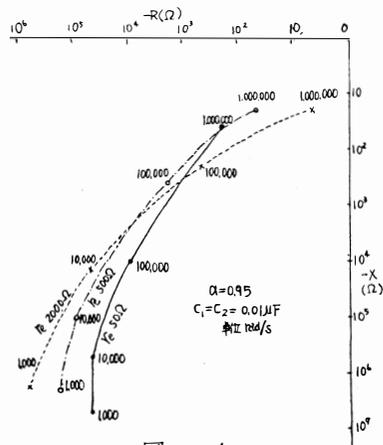


図-4

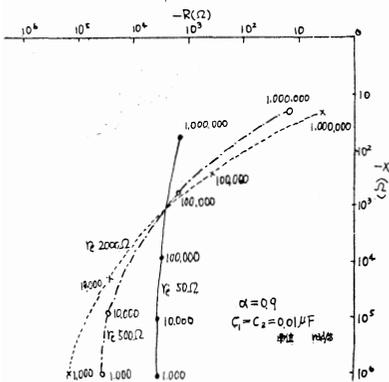


図-5

各々の α について r_e を変化した場合を示したものである。

此の時の $C_1 = C_2 = 0.01\mu F$ である。

此の計算結果より次の事が明らかとなる。

1. r_e を変化すると ω をパラメーターとして画いた曲線は互に交叉する。
2. α が 1 に近づくと負性抵抗は増大する。
3. r_e が増大するにつれて見掛上の C_1 は増大したことになる。

3. R_a, R_f の影響を考慮した場合

実験には C_1 に並列に R_a が入り且つ C_1 と C_2 との接続点に R_f が入るために 2 で求めた Z_{in} とは異なつた値となる。

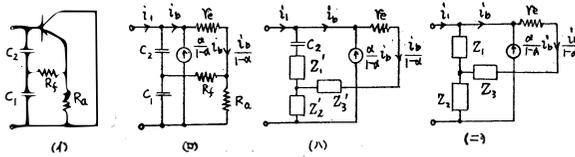


図 - 6

Z_1', Z_2', Z_3' は c_1, R_f, R_a の Δ を入
に交換したものであり前と同様に図- 6
(c)より Z_{in} を求めると

$$Z_{in} = \frac{Z_3 Z_1 + Z_3 Z_2 + Z_1 Z_2}{Z_3 + Z_1(1-\alpha)} \dots (8)$$

$\alpha = 1$ の場合には

$$Z_{in} = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \dots (9)$$

茲に

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega c_2} + Z_1' = \frac{1}{j\omega c_2} + \frac{R_f \frac{1}{j\omega c_1}}{R_a + R_f + \frac{1}{j\omega c_1}}$$

$$Z_2 = \frac{R_a \frac{1}{j\omega c_1}}{R_a + R_f + \frac{1}{j\omega c_1}} = Z_2'$$

$$Z_3 = r_e + Z_3' = r_e + \frac{R_a R_f}{R_a + R_f + \frac{1}{j\omega c_1}}$$

もし $R_f = 0$ の時には

$$Z_{in} = \frac{R_a}{1 + \omega^2 c_1^2 R_a^2} - \frac{c_1 R_a^2}{(1 + \omega^2 c_1^2 R_a^2) c_2 r_e} + j \left\{ \frac{1}{\omega c_2} - \frac{\omega c_1 R_a^2}{1 + \omega^2 c_1^2 R_a^2} - \frac{R_a}{\omega c_2 r_e (1 + \omega^2 c_1^2 R_a^2)} \right\} \dots (10)$$

即ち $R_f = 0$ の場合には $\omega^2 c_1^2 R_a^2$ が非常に大きい時には R_a の影響は無視出来るが、 $\omega^2 c_1^2 R_a^2$ が 1 と同じ程度になると R_a の影響は無視出来なくなる。

$\alpha \neq 1$ の場合

R_a は ∞ であるとした時、 Z_{in} は

$$Z_{in} = \frac{\frac{1-2\alpha}{\omega^2 c_1^2} r_e}{r_e^2 + (1-\alpha)^2 \frac{1}{\omega^2 c_1^2}} - j \frac{\frac{2r_e^2}{\omega c_1} + \frac{(1-\alpha)}{\omega^3 c_1^3}}{r_e^2 + (1-\alpha)^2 \frac{1}{\omega^2 c_1^2}} \dots (11)$$

従つて r_e の小さい時には

$$Z_{in} = \frac{(1-2\alpha)r_e}{(1-\alpha)^2} - j \frac{1}{(1-\alpha)\omega c_1} \dots (12)$$

又 $r_e \gg (1-\alpha) \frac{1}{\omega c_1}$ の時には

$$Z_{in} = \frac{1-2\alpha}{\omega^2 c_1^2 r_e} - j \frac{2}{\omega c_1} \dots (13)$$

となる。

$\alpha = 1$ の時、 R_a を一定として r_e を変化した時の上式の計算式を図- 7 に示す。 $R_a = 5k\Omega$, $c_1 = c_2 = 0.01\mu F$ としたものである。 $R_a = R_f$ の時に負性抵抗は 0 に近くなる。 R_f の増大につれて見掛上の c_1 は増大したことになる。

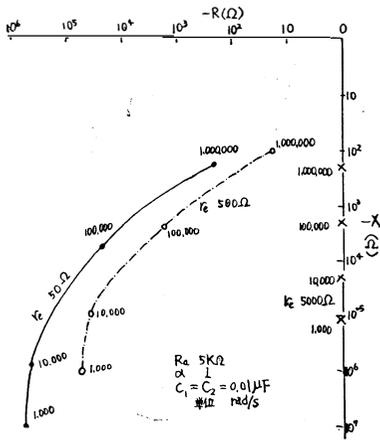


図-7

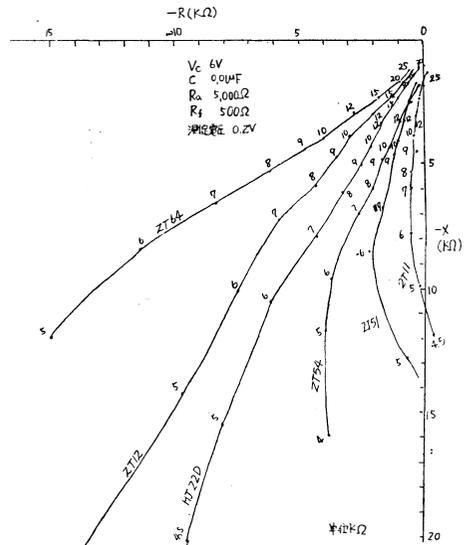


図-8

4. 各種トランジスタの負性抵抗の測定

各種のトランジスタ 2T64, 2T12, 2T51, 2T54, HJ22D, その他について同じ条件で負性抵抗を測定した結果を図-8に示した。

負性抵抗は α に依り大きく変化し、合金型の 2T64 は負性抵抗が此の実験中最も大きい。又入力信号は測定中 0.2 V 一定となる様にしたが入力信号が増大すると負性抵抗は減少する。図-9 は 2T12 を使用した測定値である。

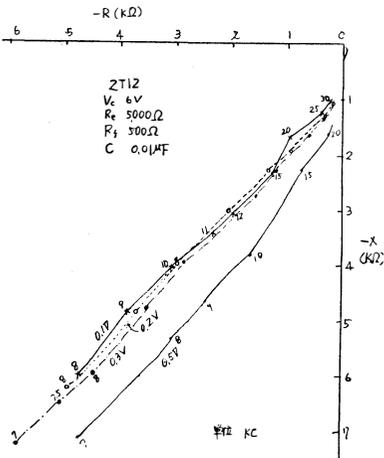


図-9

5. 濾波器特性の改良

中央の周波数 20kc, 帯域巾 1kc の定 k 型帯域濾波器を設計し、後此の並列素子のインピーダンスを高くすたるために理想変成器を用いる様な方法で、1:10 の変成比として設計する。此の値は図-10の通りである。

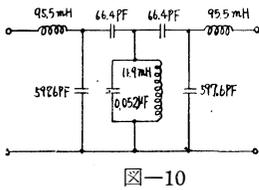


図-10

ある。

図-11は濾波器の入力回路を開放にして最大負性抵抗となる様(即ち発振限界まで負性抵抗を大きくする)にした時の濾波器の特性で測定用発振器の出力抵抗 600Ω のために測定時通過帯域内の減衰は 0 まで減少出来ない。

図-12には更に負性抵抗を増加して、通過帯域内の減衰を減少せしめた結果を示したもので、此に依れば 2T64 にて 20db 程度特性を改善することが出来る事がわかる。

6. 結 言

トランジスタの負性抵抗の測定結果と濾波器への利用した結果について述べたが此の程度の濾

波器特性であれば用途はあると考えられる。又温度特性が問題となるが、此に就いては後に述べたい。

本文は村本（現ソニー株式会社）、水島（現北陸電力株式会社）の卒業研究の一部であり、又実験に際し資料の御配慮下されたソニー株式会社植村三良氏に厚く感謝の意を表わす次第である。

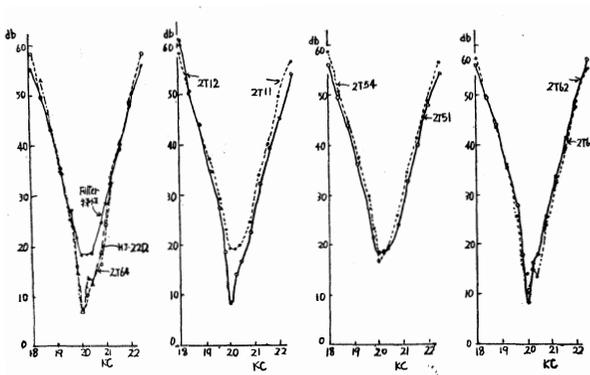


図-11

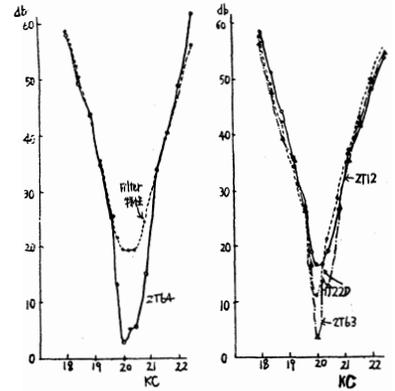


図-12

文 献

- (1) J. I. Bangert : BSTJ 1954, p.329
- (2) 川上, 柳沢, : 電通誌 昭33年