

特性補償狭帯域低周波増幅器 (第2報)

武 石 泰 亮*

(受理 昭和42年5月31日)

NARROW-BAND LOW-FREQUENCY AMPLIFIER WITH COMPENSATED CHARACTERISTICS (Report 2)

— Proposal of Employment of an RLC Bridged-T Network —

Taisuke TAKEISHI*

A low-frequency amplifier is proposed which is of compensated characteristics and has higher Q 's than those of twin-T networks. A β -network of a feed-back loop consists of an RLC bridged-T network. The high Q is attained by using of a high- Q inductance coil in the β -network. Observed value of Q are almost 10 times as high as the Q of twin-T networks (0.25~0.5) at the frequency of 100 Hz.

1. は し が き

微小電圧を検出するための、総合利得 200 db 以上の高利得の低周波狭帯域増幅器では、60 c/s の電源により誘導されるハムの除去に特に注意せねばならない。前論文¹⁾²⁾では双 T 回路を負帰還回路とし、この回路の選択 (通過) 特性と消去特性を差動増幅器で組合せた場合の増幅器の周波数特性について報告した。双 T 回路の Q は 0.25~0.5 程度であり、ハムを除くにはまだ十分でなかつた。本論文では、 β 回路網として RCL 橋絡 T 回路を用いればすぐれた周波数選択特性が得られることを報告する。

2. 橋絡 T 回路を β 回路網とした特性補償狭帯域低周波増幅器

増幅器のブロックダイアグラムを図 1 に、また、 β 回路網を図 2 に示す。

この増幅器の利得は (A_3 は増幅度を I より 1, II より -1 とすれば)¹⁾²⁾

$$\dot{G} \equiv \frac{\dot{e}_2}{\dot{e}_1} = \frac{A_1}{1+A_1\beta} (1-A_2\dot{\beta}) \quad \dots\dots (1)$$

で与えられる。負帰還回路の帰還率 $\dot{\beta}$ は、図 2 の場合、

$$\dot{\beta} = \frac{1/\rho - \rho}{(1/\rho - \rho) + j2/Q_L} \quad \dots\dots (2)$$

となる³⁾⁴⁾。ただし

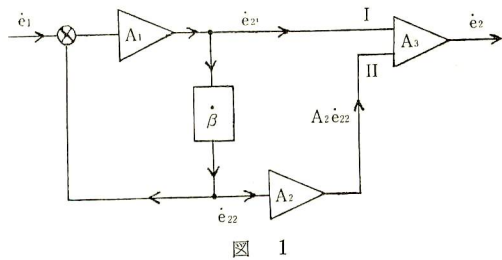


図 1

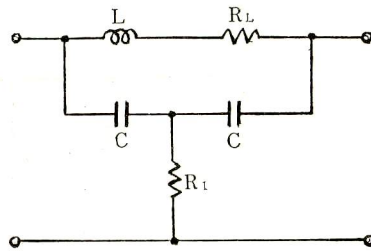


図 2

$$\rho \equiv \omega/\omega_0$$

$$\omega_0 \equiv \sqrt{2/LC} \quad \dots\dots (3)$$

$$R_1 R_2 = L/2C$$

$$Q_L \equiv \omega_0 L/R_L = 2\sqrt{R_1/R_L} \quad (\text{インダクタン スコイルの } Q)$$

である。

周波数選択特性の良し悪しの目安として等価帯域幅

$$B \equiv \int_{\omega_2}^{\omega_1} \left| \frac{G(\omega)}{G(\omega_0)} \right|^2 d\omega = \omega_0 \int_{1-4\theta/2}^{1+4\theta/2} \left| \frac{G(\rho)}{G(\rho_0)} \right|^2 d\rho \quad \dots\dots (4)$$

* 鹿児島大学工学部電気工学教室・助教授

を使う¹⁾²⁾. ただし $\rho_0 = 1$

$$\omega_1 = \omega_0 - \Delta\omega/2, \omega_2 = \omega_0 + \Delta\omega/2 \quad \dots (5)$$

$\Delta\omega$ はこの増幅器の前後に縦続する増幅器等の特性により決る²⁾. B が小さい程, 増幅器の選択特性はすぐれている. A_2 をいろいろに変えて上記の B を最小にすると

$$\left. \begin{aligned} A_2 &= 1 \\ B &= B_m \equiv \omega_0 K^2 I(\Delta\rho) \end{aligned} \right\} \dots (6)$$

が得られる. ここで

$$\left. \begin{aligned} K &= \frac{2}{Q_L(A_1+1)} \\ I(\Delta\rho) &= \int_{1-\Delta\rho/2}^{1+\Delta\rho/2} \frac{d\rho}{(1/\rho - \rho)^2 + K^2} \\ \Delta\rho &= \Delta\omega/\omega_0 \end{aligned} \right\} \dots (7)$$

である. 増幅器の選択特性を良くするには K を小さくする必要がある. つまりインダクタンスコイルの Q ($\equiv Q_L$) を大きくせねばならない. 増幅器の利得は

$$\dot{G} = \frac{A_1(1-\beta)}{1+A_1\beta} = \frac{A_1}{1+j\rho-1/\rho} \quad \dots (8)$$

となり, その軌跡は図3に示されている. また, 振幅特性, 位相特性はそれぞれ

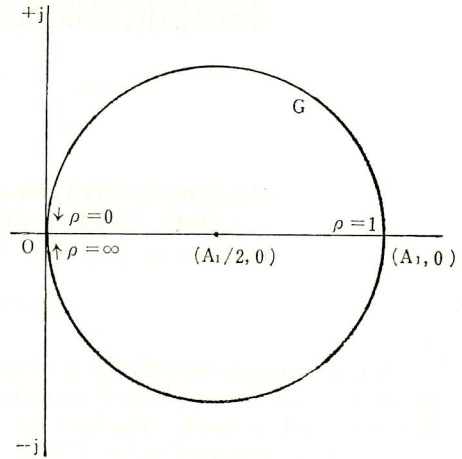


図 3

$$\left. \begin{aligned} G &\equiv |G| = \frac{A_1}{[1 + \{(1/\rho - \rho)/K\}^2]^{1/2}} \\ \varphi &= \tan^{-1} \frac{1/\rho - \rho}{K} \end{aligned} \right\} \dots (9)$$

となる.

3. 実験結果

増幅器として図4に示されるものを作った. RLC 橋絡 T 回路の特性を図5に示す. まず β 回路を \times 印で切つて V_1 の下の球のグリッドより信号を入れ

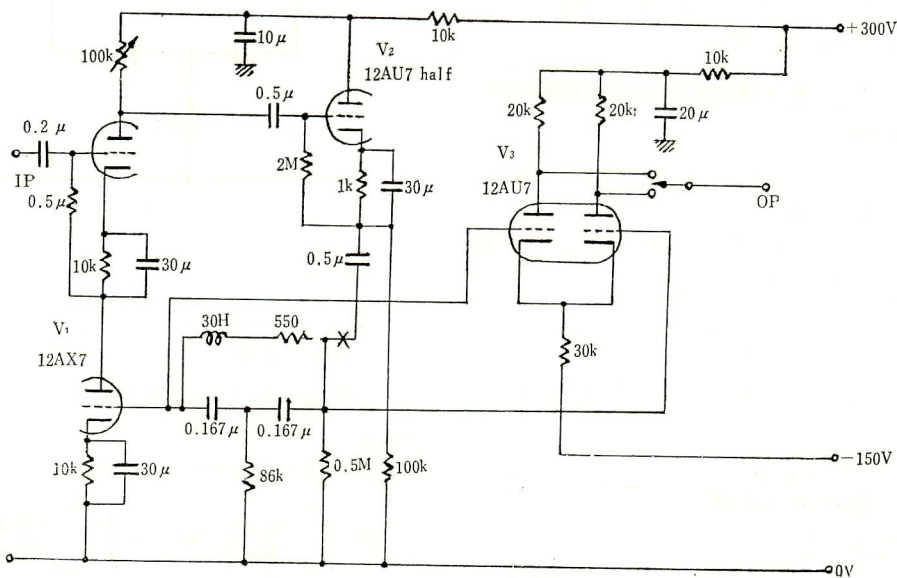


図 4

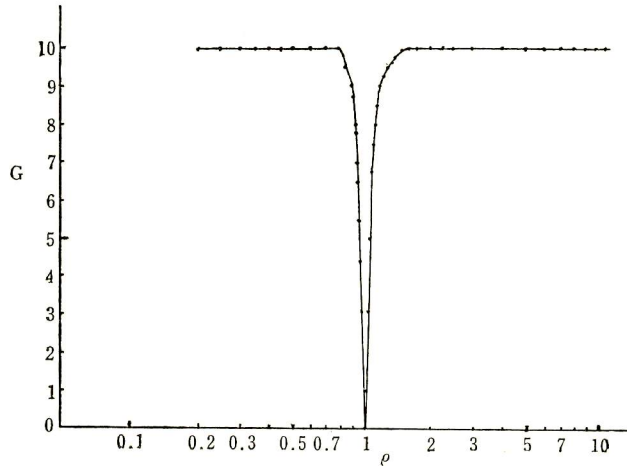


図 5

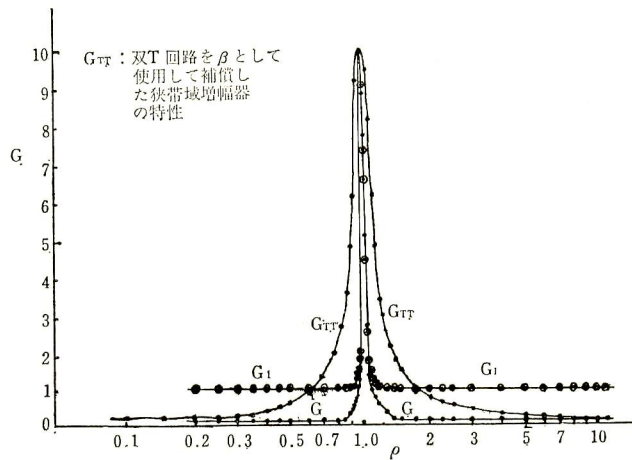


図 6

V_1 の負荷抵抗を調整し V_2 の出力を \times 印点で測定し、入力の10倍が得られるようにして、 $A_1=10$ にする。ついで \times 印点を接続する。このとき V_2 の出力インピーダンスが小さいので $A_1=10$ の条件は変わらないものと考えてよい。カソードホロウの出力(図4の)と差動増幅器の出力とを20~1100 c/s の入力信号について測定し、 $G_1 \left(\equiv \left| \frac{A_1}{1+A_1\beta} \right| \right)$ 、 G として図6に示される結果を得た。 β 回路網に双T回路を使った場合(図6の G_{TF})にくらべて、本装置の方が選択特性の点ですぐれている。

4. 結 論

β 回路網の Q の改良で B_m の値を約10分の1以下にできた。補償を行わない増幅器は選択周波数以外で $\frac{A_1}{A_1+1}$ なる増幅度があるので、混入したハム電圧を完全に除去することは従来困難であつた。しかし補償を行なつた RLC 橋絡 T 回路を用いた狭帯域増幅器でこの困難を除ける。

本研究には、本学永田教授、浦上助手、卒業研究学生杉坂政典(現広島大学大学院工学研究科学生)の諸氏の御指導、御助力があつた。深く感謝します。

文 献

- 1) 武石：狭帯域増幅器について，昭41年度電気四学会九州支部連合大会論文集。
- 2) 武石：特性補償狭帯域低周波増幅器．鹿児島大学工学部研究報告，7（昭42.3），9。
- 3) Valley Wallman：‘Frequency-selective Amplifiers,’ Vacuum Tube Amplifiers, MIT Series (1948), 391.
- 4) Landee Davis Albrecht：‘Special Applications of Bridged-T and Parallel-T Networks,’ Electronic Designers’ Handbook (1957), 1627.