

# 能動帯域フィルタの一構成

池田一二\*, 富田安志\*, 本多誠一\*

(昭和53年9月8日受理)

## A constitution of the Active Band-Pass Filter

KATSUJI IKEDA, YASUSHI TOMITA and SEIICHI HONDA

**Abstract:** — This paper deals with a current feedback type active RC network using three port amplifier for the realization of second-order band-pass filters.

The network has two following advantages. The transfer function is not effected by output resistance of the amplifier. The low output impedance of the network is almost constant regardless of frequency and Q factor. Consequently, the network has the practical advantage for the realization of high-order band-pass filter in direct cascade connections.

### 1 まえがき

高次のフィルタは2次の伝達関数をもつ単位回路を従続接続することによって実現するのがより实际的であり、このような場合、単位回路は伝送特性に影響を与えることなく直接従続接続できることが望ましい。

能動フィルタの単位回路の代表的なものとして Sallen-Key<sup>(1)</sup>形がある。この場合の構成理論は使用する増幅器の特性が理想的であるものとして組立てられている。極めて大きい利得をもつ演算増幅器などを用いて、音声帯域でのフィルタを実現する場合はこれで充分と思われるが、実際には理想特性をもつ増幅器は得難く、特に個別部品等による場合は増幅器の基本量を考慮する必要がある。

本文では帯域フィルタに限定し、まず使用する増幅器の特性が非理想的な場合をとりあげ、伝送特性に及ぼす影響を考察する。その結果増幅器の出力抵抗によって所要の伝送特性が得難いこと。また単位回路の出力インピーダンスは増幅器の出力抵抗より常に大きく、中心周波数で最大となる。しかもその値はQに比例するため、直接従続接続の際、伝送特性に大きく影響することが考えられる。

次に以上の点を改良する一方法として、従来の回路構

成の出力端子と帰還端子を分離するため電流—電圧変換機能と電流—電圧変換機能をもつ、3端子対増幅器(以下3PAと略す)を用いた電流帰還形回路構成を提案し、利得感度積を考慮した設計法を述べ、実験によって確かめている。

さらに振幅平坦特性をもつ6次の帯域フィルタを試作し、その特性を示す。

### 2 増幅器の入出力抵抗を考慮した Sallen-Key 形帯域フィルタの特性

Sallen-Key 形帯域フィルタの回路構成を図1に示す。正相増幅器の入出力抵抗  $R_i$ ,  $R_o$  を考慮したときの出力端開放電圧伝達関数及び入力端短絡出力インピーダンスを求めると次式となる。

$$\left. \begin{aligned} T(s) &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{y_{31} R_i - y_{21} R_o A}{(1 + y_{22} R_o) A - y_{32} R_i} \\ Z_o &= \frac{V_o}{i_o} = \frac{R_o A}{(1 + y_{22} R_o) A - y_{32} R_i} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

ただし、 $A = (1 + y_{33} R_i) / (y_{23} R_o - K)$ ,  $y_{ij}$  は RC 受動回路の短絡アドミッタンス行列の各要素、K は増幅器の電圧利得である。

RC 受動回路として図2を用いれば式(1)は次式となる。

\* 茨城大学工学部電子工業科(日立市中成沢町)

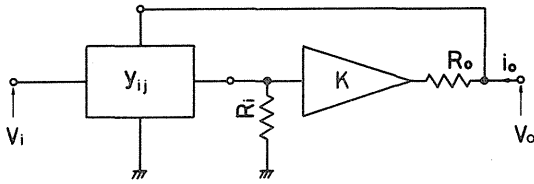


Fig. 1 Sallen and Keys circuit.

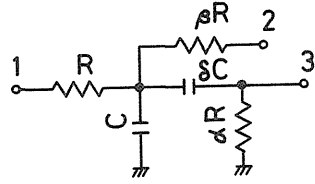


Fig. 2 Passive network.

$$T_{(s)} = \frac{\frac{\omega_0}{Q_0} hs + \omega_0^2 k}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2} \quad (2)$$

$$Z_o = \frac{s^2 + \frac{\omega_0}{q} s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2} R_o$$

$$Q_0 = \frac{\sqrt{\alpha \beta \delta (1 + \beta)}}{\alpha \delta (1 + \beta) + \beta (1 + \delta) - \alpha \delta K}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{CR} \sqrt{\frac{1 + \beta}{\alpha \beta \delta}}$$

$$h = \frac{\alpha \beta \delta K}{\alpha \delta (1 + \beta) + \beta (1 + \delta) - \alpha \delta K} \quad (3)$$

$$k = \frac{1}{1 + \beta} \cdot \frac{R_o}{R}$$

$$\frac{1}{q} = \alpha \delta + \frac{1 + \delta}{1 + \beta} \beta$$

ただし、 $\alpha R \ll R_1$ ,  $\beta R \gg R_o$ ,  $(1 + \alpha)R_o \ll (1 + K)R$ ,  $(1 + \alpha + \delta)R \gg \delta R_o$ ,  $\alpha RK \gg \delta R_o$  とする。

式(2)から次のことがわかる。増幅器の出力抵抗によって出力端子に直流成分が現われ、所要の帯域通過関数が得られない。また単位回路の出力インピーダンスの絶対値は増幅器の出力抵抗より常に大きく、問題となり易い中心周波数で最大となる。その値は近似的に  $|Z_o|_{\omega=\omega_0} = \frac{Q_0}{q} R_o$  となり、回路の Q に比例することがわかる。

一例として  $\alpha = \beta = \delta = 1$ ,  $R_o = 0.5$ ,  $Q_0 = 20, 50$  の場合を図3に示す。一方、単位回路の入力インピーダンスは当然のことながら RC 受動回路のインピーダンス及び周波数によって変化し、その傾向は出力インピーダンスと同じである。

このようなインピーダンス特性は直接従続接続によって高次の帯域フィルタを実現する場合、伝送特性に大きく影響することが考えられる。したがって理論的にはアインレーターを必要としないものでも実際には附加する必要がある。

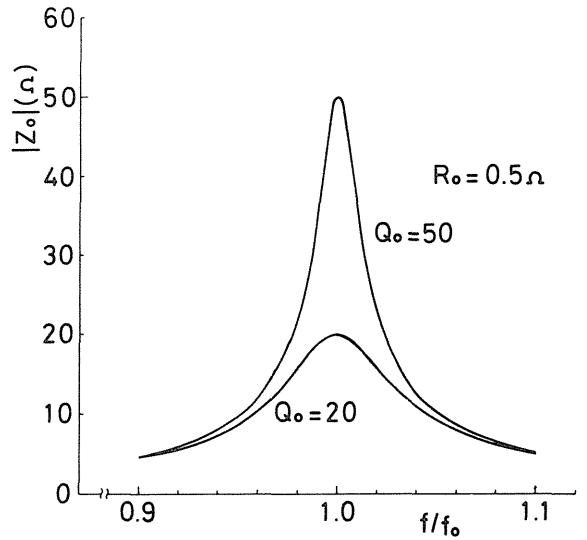


Fig. 3 Output impedance characteristics.

### 3 3 PA を用いた帯域フィルタ

前述の問題点を改良するため図4に示す3PAを用いて帰還端子と出力端子を分離することを考える。図4の等価回路を図5のように仮定し、適当な近似<sup>※</sup>を与えて3端子対ハイブリッド行列(従属変数は  $v_1, i_2, v_3$  とする)を求めると次式となる。

$$h_{ij} = \begin{bmatrix} R_i & 0 & 0 \\ -K_i & R_3^{-1} & 0 \\ -K_i R_s & 0 & R_o \end{bmatrix} \quad (4)$$

ただし、 $R_i = \frac{R_f}{h_{f1} R_c}$ ,  $K_i = 1 + \frac{R_f}{R_{e3}}$ ,

$R_s = (R_f \parallel R_{e3})$ ,  $R_o = r_{o2}$

※  $r_{o2} \ll R_{e2}$ ,  $h_{f3} R_{e3} \gg (h_{i3} + r_{o2})$ ,  
 $h_{i3} \ll h_{f3} R_{e3}$ ,  $h_{f1} R_c \gg (R_f + h_{i1})$ ,  
 $h_{f1}, h_{f3} \gg 1$

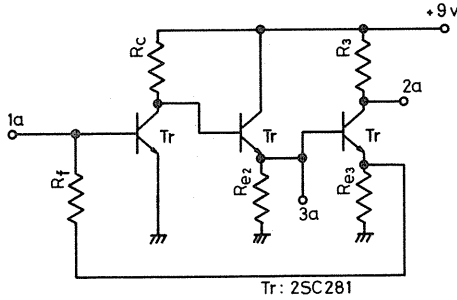


Fig. 4 Three-port amplifier circuit.

式(4)より, この回路は端子 1 a, 2 a では電流-電流変換機能, 端子 1 a, 3 a では電流-電圧変換機能をもつことがわかる。

この 3 PA を用いて帯域フィルタを実現する回路構成を図 6 に示す。RC 受動回路の短絡アドミッタンス行列を

$$y_{ij} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & 0 \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ 0 & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \quad (5)$$

とすれば, この回路の出力端開放電圧伝達関数は次のようになる。

$$T_{(s)} = \frac{-y_{31} y_{32} R_3 R_s}{(1+y_{22} R_3)(1+y_{33} R_i)+y_{32} R_3 (K_i - y_{23} R_i)} \quad (6)$$

RC 受動回路として図 7 を用いれば, 式(6)は

$$T_{(s)} = \frac{-\frac{1}{C_1 R_0} \cdot \frac{R_s}{R_1} K_i S}{S^2 + \left\{ \frac{1}{C_1 R_{13}} + \frac{1}{C_1 R_0} + \frac{1}{C_2 R_0} (1-K_i) \right\} S + \frac{1}{C_1 C_2 R_{13} R_0}} \quad (7)$$

ただし,  $R_0 = R + R_i$ ,  $R_{13} = R_1 // R_3$

となる。ここで,  $C_2 = \beta C_1$ ,  $R_{13} = \alpha R_0$  とすれば, 式(7)は次式となる。

$$T_{(s)} = \frac{-\frac{\omega_0}{Q_0} h s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2} \quad (8)$$

$$\left. \begin{aligned} Q_0 &= \frac{1}{m - k_1 K_i} & \omega_0 &= \frac{1}{C_1 R_0 k_1} \\ h &= k_1 K_i Q_0 \frac{R_s}{R_1} & k_1 &= \sqrt{\alpha \beta} \\ m &= \sqrt{\beta/\alpha} + \sqrt{\alpha/\beta} + \sqrt{\alpha \beta} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

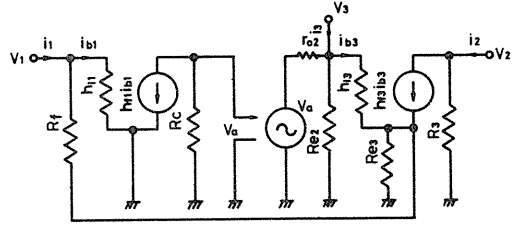


Fig. 5 Equivalent circuit of Fig. 4.

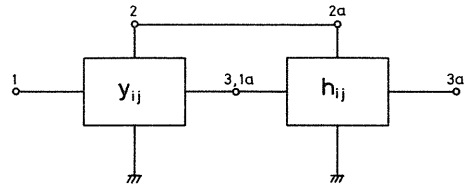


Fig. 6 Active Rc circuit.

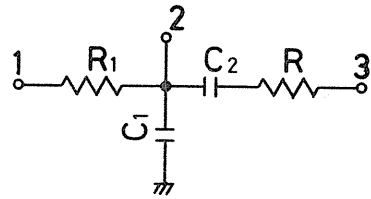


Fig. 7 Passive network.

すなわち, 3 PA の入力端子間抵抗  $R_i$  及び帰還端子間抵抗  $R_3$  の影響なく所定の帯域通過関数が得られる。帯域フィルタの  $Q$  は 3 PA の電流利得  $K_i$  によって設定でき, この回路構成は電流帰還形であることがわかる。また 3 PA の出力端子 3 a の出力抵抗は周波数に無関係な低インピーダンス特性となり, 前述の問題が改善できる。

回路設計にはいくつかの方法があるが, 特に電源電圧及び温度の変動に対して安定性を要求する場合は  $G, S, \text{Moschytz}$  が提唱した利得感度積 ( $GS$ ) を考慮する方法がある。

この回路の  $GS$  は式(9)より次のようになる。

$$GS = K_i S \frac{Q_0}{k_1} = \frac{(Q_0 - \frac{1}{m})^2}{k_1 Q_0} m^2 \quad (10)$$

ここで,  $1/m$  は RC 受動回路の  $Q$  に相当し, 一般に  $1/m < 0.5$ ,  $Q_0 \gg 1$  であることを考慮すれば

$$GS = \frac{m^2}{k_1} Q_0 \quad (11)$$

と近似でき、式(11)は

$$GS = \frac{(\sqrt{\beta/\alpha} + \sqrt{\alpha/\beta} + \sqrt{\alpha\beta})^2}{\sqrt{\alpha\beta}} Q_0 \quad (12)$$

とかける。

すなわち

$$U = \frac{(\sqrt{\beta/\alpha} + \sqrt{\alpha/\beta} + \sqrt{\alpha\beta})^2}{\sqrt{\alpha\beta}} \quad (13)$$

が最小になる  $\alpha$ ,  $\beta$  を選べばよく。その値は

$$\alpha = \beta = 2$$

である。この場合  $GS = 8 Q_0$  となる。

また RC 受動回路を図 8 とすれば

$$U = \frac{(1/\sqrt{\alpha\beta} + \sqrt{\beta/\alpha} + \sqrt{\alpha\beta})^2}{\sqrt{\alpha\beta}} \quad (14)$$

となり、 $\alpha$  が大きい程  $GS$  は小さくなり、最小値は  $U_{\min} \doteq 3$  となるが、高域周波数の動作を考慮すると  $\alpha = 10$  が実用的な限度で、 $\beta = 0.5$  の場合  $U \doteq 3.8$  となり、 $GS$  はさらに改善できる。

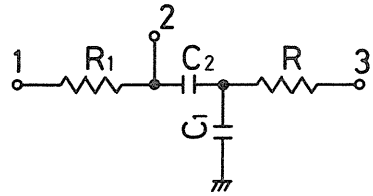
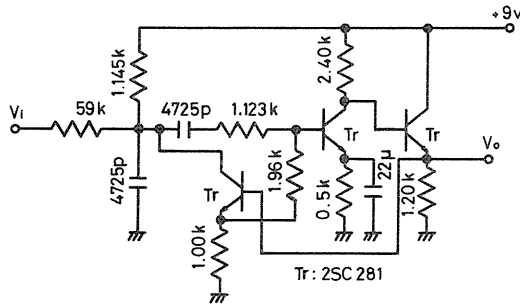


Fig. 8 Passive network.

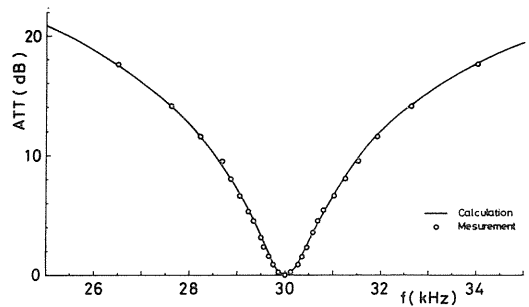
では回路の漂遊容量及び増幅器の位相回転等の影響で変化が大きい。より広範囲の周波数で精度をあげるには  $R$  を小さく  $C$  を大きく選ぶ必要がある。なお、この回路は電源電圧  $\pm 25\%$  の変化に対して  $Q_0$ ,  $f_0$  の変動は  $\Delta Q_0/Q_0 = 0.17$ ,  $\Delta f_0/f_0 = 0.02$  である。

2) 6次帯域通過形フィルタ

振幅平坦特性をもつ6次の帯域通過形フィルタの試作回路及び特性を図11に示す。与えられた伝送関数は



(a) Experimental circuit.



(b) Attenuation characteristics.

Fig. 9 Two-order B.P.F..

4 試作例

ここでは図4のRC受動回路を用い素子の選び易さを考慮して、 $\alpha = 1$ ,  $\beta = 1$  ( $U = 9$ ) の場合の試作例について述べる。

1) 単位回路

2次帯域通過関数

$$T(s) = \frac{6283 S}{S^2 + 6283 S + 3.553 \times 10^{10}} \quad (15)$$

$$(f_0 = 30 \text{ KHz}, Q_0 = 30, h = 1)$$

を実現した回路例及びその特性を図9に示す。また図10は  $Q_0$ ,  $f_0$  の変化率の測定値を示したもので、高周波帯

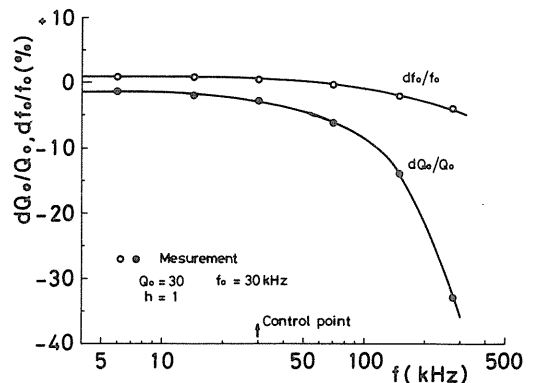
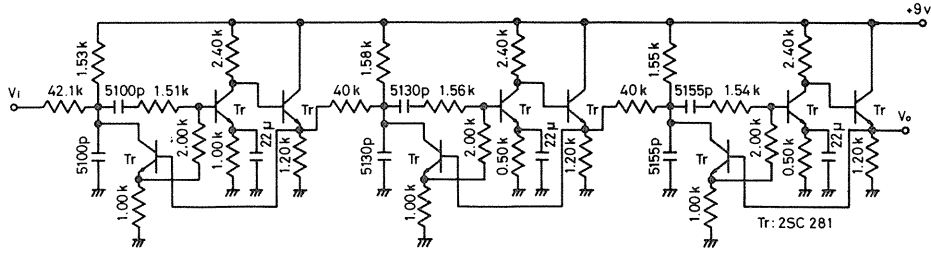
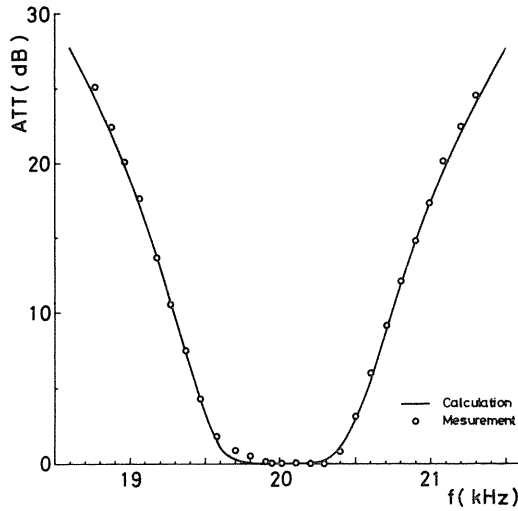


Fig. 10 Variation characteristics of  $Q_0$  and  $f_0$ .



(a) Experimental circuit.



(b) Attenuation characteristics.

Fig. 11 Six-order B.P.F..

$$T_{cs} = \frac{H \cdot S^3}{(S^2 + 3210S + 1.649 \times 10^{10})(S^2 + 3074S + 1.512 \times 10^{10})(S^2 + 6283S + 1.579 \times 10^{10})} \quad (16)$$

$$(3) \quad (f_0 = 20 \text{ KHz}, Q_0 = 20)$$

である。一般に高次フィルタを実現する場合、2次の伝送関数を基本とする構成法では与えられた伝送関数の分解の仕方や単位回路の接続順序などに問題が生ずる。実験では  $T_{cs}$  を次のような同じ形の関数の積に分解した。

$$\left. \begin{aligned} T_{1cs} &= \frac{H_1 \cdot S}{S^2 + 3210S + 1.649 \times 10^{10}} \\ T_{2cs} &= \frac{H_2 \cdot S}{S^2 + 3074S + 1.512 \times 10^{10}} \\ T_{3cs} &= \frac{H_3 \cdot S}{S^2 + 6083S + 1.579 \times 10^{10}} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

単位回路の接続順序は段間においても通過域での周波数によるレベル差が大きくなるように選び、また各段までの最大利得が1になるように各利得係数  $H_i$  ( $i = 1 \sim 3$ ) を定めた。すなわち、 $T_{1cs} \rightarrow T_{2cs} \rightarrow T_{3cs}$  の接続順序として

$$H_1 = 6.0997 \times 10^3$$

$$H_2 = 6.1560 \times 10^3$$

$$H_3 = 6.2832 \times 10^3$$

とした。図11(b)から明らかなように計算値とよく合った特性が得られた。

### 5 むすび

以上フィルタの基本伝送関数である2次の有理伝送関数を3PAを用いて実現する方法ならびにその特徴につ

いて述べた。この方法は比較的高い周波数領域で帯域通過形フィルタを実現する場合に適し、また直接従統接続によって高次の伝送特性を実現する場合に有用と思われる。

#### 参 考 文 献

- 1) S,K,Mitra : Active Inductorless Filters,  
IEEE Press. New York (1971),  
P 51
- 2) G,S,Moschytz : Gain-Sensitivity Product -  
A Figure of Merit for Hybrid  
Integrated Filters Using Sing-  
le Operational Amplifiers,  
IEEE Journal of Solid-state  
circuit (1971), P 103
- 3) 藤井 : 演算増幅器の設計, 産報 (1976), P 153
- 4) 池田, 本田, 中沢, 本多 : 電流帰還形能動帯域フイ  
ルタ, 茨城大学工学部集報第24巻  
(1976), P 175
- 5) 池田, 本多 : 3端子対増幅器を用いた帯域フィルタ,  
電子通信学誌 Vol.60-A, No.3 (1977),  
P 337