

# 多能性 능동 저항 여파기 설계의 개선에 관한 연구

## (Improvement in Design of Versatile Active R Filter as Building Block)

羅 鍾 範\*

(Ra, Jong Beom)

### 要 約

2개의 보상된 연산 증폭기와 저항을 이용하여 개선된 2차 능동 저항 여파기를 제시하였다. 이 여파기는 모든 회로 소자에 대해 매우 낮은 감도를 가지며 고주파, high  $Q$  뿐만 아니라 저주파 low  $Q$ 에서의 설계도 가능하다. 또한 이 회로를 이용하면 좀 더 낮은 저항비로 여러가지 특성의 2차 전압 전달함수를 실현할 수 있다. 이 이론은 상온에서 실험을 통해 확인되었다.

### Abstract

An improved active R filter is proposed which contains only resistors and two operational amplifiers represented by their single pole model. The filter has very low sensitivities to all circuit parameters, is suitable for low frequency and low  $Q$  applications in addition to high frequency and high  $Q$ , and realizes various biquadratic transfer functions simultaneously with lower resistance ratios. The independent control of design specifications is possible in the circuit. Experimental results in laboratory are presented.

### 1. 서 론

실제 연산 증폭기의 이득은 무한대가 아니며 매우 낮은 주파수(약 10Hz 이하)의 경우를 제외하고는 주파수에 따라 변한다. 상용의 연산 증폭기는 대개 안정성을 고려하여 6dB/octave rolloff 특성을 가지도록 내부에서 보상되어 있으므로 이득은 single-pole approximation을 이용하여 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$A(s) = -\frac{A_0 w_a}{s + w_a} = -\frac{GB}{s + w_a}$$

이 때  $A_0$ 는 open loop dc gain,  $w_a$ 는 3dB 차단 주파수,  $GB$ 는 gain-bandwidth product 즉  $A_0 w_a$ 를 나타낸다.

이와같은 연산 증폭기의 비이상성에서 기인하는 심각한 정확도, 안정성, 감도의 문제 때문에 연산 증폭

기의 이득을 무한대로 가정한 능동 RC여파기는 그 사용 범위가 low  $Q$ , 저주파에 제한되어 왔다<sup>1)</sup>.

이러한 문제점을 해결하기 위해 연산증폭기의 one-pole rolloff 특성을 capacitance 성분으로 이용하는 새로운 여파기의 개념이 대두되었다<sup>2~4)</sup>. 능동저항 여파기라 불리는 이 여파기는 capacitance가 필요하지 않으므로 능동 RC여파기에 비해 집적 회로화가 용이하며<sup>3)</sup>, 이득의 주파수 특성을 이용하였으므로 모든 회로 parameter에 대한 감도가 매우 낮고, 고주파, high  $Q$ 에 적합하며, 또한 모든 design specification에 대해 각각 독립적으로 tuning 할 수 있도록 회로 설계가 가능하다.

이와같은 많은 이점 때문에 기존 수동 RLC와 능동 RC 여파기를 능동 저항 여파기로 대체하기 위해 많은 연구가 근래에 행해지고 있다<sup>4~9)</sup>.

본 논문은 이러한 능동 저항 여파기의 장점을 살리면서 다능성의 biquadratic building block의 역할을 하는 좀더 개선된 회로를 개발하는 데 목적이 있다. 다능성의 building block의 실현을 위한 지금까지의

\*正會員, 光云工科大學

Dept. of Electronic Engineering, Kwangwoon Institute of Technology

接受日字: 1978年 2月 24日

논문을 고찰하면 먼저 Soderstrand는 이를 위해 가산 증폭기의 사용을 제안하였다<sup>5)</sup>. 하지만 가산 증폭기 역시 one-pole rolloff 특성의 연산 증폭기를 사용하므로 가산 증폭기의 각 입력에 적당한 비의 일정 이득을 주기 위해서는 사용 가능 주파수의 범위가 줄어들게 된다는 단점이 있다. 그후 Mitra와 Aatre는 그들의 논문에서 회로의 다능성을 위해 저항 divider를 사용하였다<sup>6)</sup>. 그들이 제시한 회로는 종래의 회로에 비해 낮은 저항비로 원하는 여파기를 설계할 수 있으나 highpass notch filter의 실현이 불가능하며 lowpass의 경우 이득과 Q의 조정이 서로 독립되어 있지 않다는 단점이 있다. Kim과 Ra는 이러한 단점들을 극복하고 2차 전압 전달함수의 형태로 모든 가능한 특성을 독립적인 tuning으로 얻을 수 있는 새로운 configuration을 제시하였다<sup>6)</sup>. 그러나 이 회로는 같은 특성의 여파기 설계에 있어 Mitra-Aatre의 회로에 비해 최대 저항비가 커서 저주파와 high Q에서의 이용 범위가 제한되어 있다.

본 논문은 이와 같은 문제점들을 해결하여 낮은 저항비로 독립적인 tuning이 가능한 多能性의 회로를 개발하였다. 특히 이 회로는 지금까지 능동 저항 여파기에서 다루던 고주파 high Q의 영역 뿐만 아니라 능동 RC여

파기가 사용되는 영역인 저주파 low Q에도 그 사용이 가능하므로 Butterworth나 Chebyshev approximation을 이용한 highpass와 lowpass filter의 설계에도 적용될 수 있다.

## 2. 회로 해석

그림 1은 본 논문에서 제안된 회로이다. 이 회로를 해석하기 위해 i번째 연산 증폭기의 이득

$$A_i = -\frac{A_{oi}w_{ai}}{s+w_{ai}} = -\frac{GB_i}{s+w_{ai}} \quad (1)$$

라면 그림 2의 2개의 Subnetwork에서

$$V_2 = \frac{-aw_1}{s+w_{a1}+w_1}V_1 + \frac{eGB_1}{s+w_{a1}+w_1}V_3 \quad (2)$$

$$V_3 = \frac{(d-b)GB_2}{s+w_{a2}}V_1 - \frac{cGB_2}{s+w_{a2}}V_2 \quad (3)$$

$$V_4 = -\frac{s+w_{a2}}{GB_2}V_3 + dV_1 \quad (4)$$

를 구할 수 있다. 이 때

$$w_1 = \frac{GB_1}{1 + \frac{R_2}{R_{1a}/R_{1b}}} \quad (5)$$

$$a = \frac{R_2}{R_{1a}} \quad b = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad c = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad d = \frac{R_{5b}}{R_{5a} + R_{5b}}$$

$$e = \frac{R_{6b}}{R_{6a} + R_{6b}} \quad (6)$$

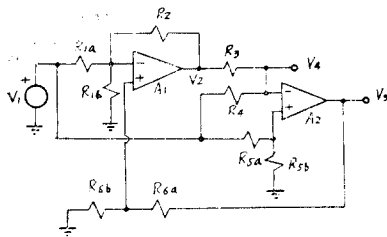


그림 1. 제안 회로

Fig 1. Proposed network.

식 (2), (3), (4)를 이용하여 그림 1의 회로에서 전달 함수를 구하면

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-aw_1s - aw_1w_{a2} - (b-d)eGB_1GB_2}{D(s)} \quad (7)$$

$$\frac{V_4}{V_1} = b \frac{s^2 + (w_1 + w_{a1} + w_{a2} - \frac{ac}{b}w_1)s}{D(s)} + \frac{cde}{b}GB_1GB_2 - \frac{ac}{b}w_1w_{a2} \quad (8)$$

$$D(s) = s^2 + (w_{a1} + w_{a2} + w_1)s + (w_{a1}w_{a2} + w_1w_{a2} + ceGB_1GB_2) \quad (9)$$

으로 주어진다. 여기서 구한 식을 음미하면 출력 단자를 V2로 취할 경우 저항비를 적당히 조정하므로써

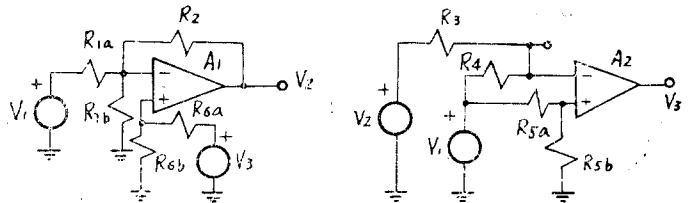


그림 2. 회로의 분리

Fig. 2. Subnetwork.

lowpass와 bandpass 특성을 얻을 수 있고 V4를 출력 단자로 사용하는 경우에는 (8)에서 allpass, notch, 그리고 highpass의 특성을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

2차 전달 함수의 특성 방정식은  $w_p$ 를 pole frequency,  $Q_p$ 를 pole Q라 할 때

$$D(s) = s^2 + \frac{w_p}{Q_p}s + w_p^2 \quad (10)$$

으로 주어지므로 식 (9)에서

$$w_p^2 = w_{a1}w_{a2} + w_1w_{a2} + ceGB_1GB_2 \quad (11)$$

$$Q_p = w_p / (w_{a1} + w_{a2} + w_1) \quad (12)$$

임을 알 수 있다.

### 3. Pole parameter의 感度 분석

일반적으로 통용되는 감도에 대한 정의  $S_k^F = \frac{k}{F} \frac{\partial F}{\partial k}$  를 이용하여 식 (11)과 (12)에서 모든 회로 parameter 에 대한 감도를 구해 보면 다음과 같다<sup>5)</sup>.

$$\begin{aligned} S_{w_{a1}}^{w_p} &= S_{w_{a2}}^{w_p} \cong \frac{1}{2} \\ S_{A_{01}}^{w_p} &= \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{w_{a1}w_{a2}}{w_p^2} \right] \\ S_{A_{02}}^{w_p} &= S_{A_{02}}^{Q_p} = S_{A_{01}}^{w_p} - \frac{w_1w_{a2}}{2w_p^2} \\ S_{w_{a1}}^{Q_p} &= -S_{w_{a2}}^{Q_p} = -\frac{1}{2} + \frac{w_{a2}}{w_p} Q_p \\ S_{A_{01}}^{Q_p} &= \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{w_{a1}w_{a2}}{w_p^2} \right) - \frac{w_1}{w_p} Q_p \\ S_{R_{1a}}^{w_p} &= \frac{1}{2} \frac{w_1w_{a2}}{w_p^2} \frac{\frac{R_2}{R_{1a}}}{1 + \frac{R_2}{R_{1a}} + \frac{R_2}{R_{1b}}} \\ S_{R_{1a}}^{Q_p} &= -\frac{\frac{R_2}{R_{1a}}}{1 + \frac{R_2}{R_{1a}} + \frac{R_2}{R_{1b}}} \left\{ \frac{w_1}{w_p} Q_p - \frac{w_1w_{a2}}{2w_p^2} \right\} \\ S_{R_{1b}}^{w_p} &= S_{R_{1a}}^{w_p} \left( \frac{R_{1a}}{R_{1b}} \right) \quad S_{R_{1b}}^{Q_p} = S_{R_{1a}}^{Q_p} \left( \frac{R_{1a}}{R_{1b}} \right) \\ S_{R_{2}}^{w_p} &= S_{R_{2}}^{Q_p} = -S_{R_{1a}}^{w_p} \frac{R_{1a} + R_{1b}}{R_{1a}} \\ S_{R_{3}}^{w_p} &= -S_{R_{4}}^{w_p} = S_{R_{3}}^{Q_p} = -S_{R_{4}}^{Q_p} = -S_{A_{02}}^{w_p} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \\ S_{R_{6a}}^{w_p} &= -S_{R_{6b}}^{w_p} = S_{R_{6a}}^{Q_p} = -S_{R_{6b}}^{Q_p} = -S_{A_{02}}^{w_p} \left( \frac{R_{6a}}{R_{6a} + R_{6b}} \right) \end{aligned}$$

위의 식들을 살펴보면  $k$ 가 회로의 임의의 element라 가정할 때

$$|S_k^{w_p}| \leq \frac{1}{2} \quad |S_k^{Q_p}| \leq 1$$

이 되어 매우 낮은 감도를 가짐을 알 수 있다.

### 4. Design과 Tuning

$f_{ai} (= \frac{w_{ai}}{2\pi})$ 는 10Hz정도의 매우 작은 값이므로  $\frac{w_p}{Q_p} \gg w_{a1} + w_{a2}$ 인  $w_p$ 와  $Q_p$ 의 범위에서 식 (7), (8), (9)와 (11), (12)를 생각하면  $w_{ai}$ 가 포함된 항을 무시할 수 있으므로 다음과 같은 근사식의 표현이 가능하다.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-aw_1s - (b-d)eGB_1GB_2}{s^2 + w_1s + ceGB_1GB_2} \quad (13)$$

$$\frac{V_4}{V_1} = b \frac{s^2 + \left(1 - \frac{ac}{b}\right)w_1s + \left(\frac{d}{b}ce\right)GB_1GB_2}{s^2 + w_1s + ceGB_1GB_2} \quad (14)$$

$$w_p^2 = ceGB_1GB_2, \quad Q_p = w_p/w_1 \quad (15)$$

우선 pole parameter의 design을 생각해 보면  $R_3/R_4 = m$ 이라 놓을 때 식 (5), (6), (15)에서

$$\frac{R_{6a}}{R_{6b}} = \frac{GB_1GB_2}{w_p^2(1+m)} - 1 \quad (16)$$

$$\frac{R_2}{R_{1b}} = \frac{Q_pGB_1}{w_p} - 1 - a \quad (17)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 상수  $m$ 은 각각의 경우에 따라 임의로 취할 수 있는 값으로 이 값의 역할에 대해서는 검토에서 생각해 보기로 한다. 또한  $a = \frac{R_2}{R_{1a}}$ 는 전달 함수의 분자, 즉 전달 특성을 설계할 때 정해지는 값이다.

#### A. Lowpass

$$\frac{V_2}{V_1} = G_0 \frac{w_p^2}{s^2 + \frac{w_p}{Q_p}s + w_p^2}$$

을 만족시키기 위한 조건을 식 (5), (6)을 이용하여 (13)에서 구하여 보면  $a=0, -(b-d)/c = G_0$ 에서

$$R_2/R_{1a} = 0 \quad (18)$$

$$\frac{R_{5b}}{R_{5a}} = \frac{1+m}{1-G_0} - 1$$

이다. 그러므로 design 및 tuning 과정은 우선 적당한  $m$ 을 설정한 후  $R_2/R_{1a}$  (분자의  $s$ 항의 계수)와  $R_{5a}/R_{5b}$  ( $w_p$ ),  $R_2/R_{1b}$  ( $Q_p$ ),  $R_{5b}/R_{5a}$  ( $G_0$ )의 순으로 실시하면 각 design factor에 대해 독립적으로 조정이 가능하다.

#### B. Bandpass

$$\frac{V_2}{V_1} = G_0 \frac{\frac{w_p}{Q_p}s}{s^2 + \frac{w_p}{Q_p}s + w_p^2}$$

식 (13)에서  $b=d$ 라면 위 식을 만족시키므로

$$\frac{R_2}{R_{1a}} = -G_0 \quad \frac{R_{5a}}{R_{5b}} = \frac{1}{m} \quad (19)$$

되도록 설계한다. tuning 과정은  $R_{1a}$ 로  $G_0$ ,  $R_{6b}$ 로  $w_p$ ,  $R_{1b}$ 로  $Q_p$ ,  $R_{5b}$ 로 분자의 상수항을 조정하여 나가면 된다.

#### C. Highpass

$$\frac{V_4}{V_1} = G_0 \frac{s^2}{s^2 + \frac{w_p}{Q_p}s + w_p^2}$$

을 만족시키기 위한 조건은 식 (6), (14)에서

$$R_{5a}/R_{5b} = \infty$$

$$R_3/R_4 (=m) = \frac{G_0}{1-G_0} \quad (20)$$

$$R_2/R_{1a} = m$$

이다. 이 때 tuning은  $R_4$ 로  $G_0$ ,  $R_{1a}$ 로 분자의  $s$ 항,  $R_{6b}$ 로  $w_p$ ,  $R_{1b}$ 로  $Q_p$ 의 순서로 행하면 된다.

#### D. Notch (Bandstop)

$$\frac{V_4}{V_1} = G_0 \frac{s^2 + w_p^2}{s^2 + \frac{w_p}{Q_p}s + w_p^2}$$

은 식 (6), (14)에서

$$R_3/R_4 = \frac{G_0}{1-G_0} (=m)$$

$$R_2/R_{1a} = m$$

$$R_{5a}/R_{5b} = \left( w_p^2/w_p^2 \right) \left( 1 + \frac{1}{m} \right) - 1 \quad (21)$$

로 놓으면 얻을 수 있다. 이 때  $w_p^2 = w_p^2$ 일 때를 특별

히 symmetrical notch라 하며 이때  $R_{5a}/R_{5b} = \frac{1}{m}$ 이다.

Tuning은  $R_{5b}$ 로  $w_z$ 를 조정하는 것 이외에는 highpass의 경우와 같다.

E. Allpass

$$\frac{V_4}{V_1} = G_0 \frac{s^2 - \frac{w_z}{Q_z} s + w_z^2}{s^2 + \frac{w_p}{Q_p} s + w_p^2} \quad (w_p = w_z, Q_p = Q_z)$$

식 (6), (14)에서

$$R_3/R_4 = \frac{G_0}{1-G_0} (=m)$$

$$R_2/R_{1a} = 2m$$

$$R_{5a}/R_{5b} = 1/m \quad (22)$$

로 놓으면 all pass를 구현할 수 있다. 이 때  $Q_z, w_z$ 는 각각  $R_{1a}, R_{5b}$ 로 조정한다.

5. 실험

Bandpass, bandstop, allpass의 경우는 design과 tuning방법에 있어서는 문헌 6과 많은 차이가 있으나 일단 설계된 회로를 측정하는 과정은 같으므로 여기서는 문헌 6에서 실현할 수 없었던 low Q의 lowpass와 highpass의 경우에 대한 설계와 그 측정에 의해 이론

을 확인하고자 한다.

Unity-gain frequency  $f_c = GB/2\pi = 1\text{MHz}$ 인 두 개의  $\mu\text{A} 741$  type의 연산 증폭기를 이용하여

$$f_p = 100\text{KHz} \quad Q_p = 1/\sqrt{2}$$

인 Butterworth filter를 설계하면 다음과 같다.

A. Lowpass

(16), (17)식과 (18)을 이용하여  $m=9, G_0 = -1$ 일 때 저항비를 구하면

$$R_{1a} = \infty$$

$$R_2/R_{1b} \approx 6.07 \quad R_3/R_4 = 9$$

$$R_{5b}/R_{5a} = 4 \quad R_{6a}/R_{6b} = 9$$

로 된다.

B. Highpass

(16), (17)식과 (20)식을 이용하여  $m=4$  즉  $G=0.8$ 로 놓으면

$$R_2/R_{1a} = 4 \quad R_2/R_{1b} = 2.07$$

$$R_3/R_4 = 4 \quad R_{5b} = 0$$

$$R_{6a}/R_{5b} = 19$$

이 된다.

위의 값들을 이용하여 실제실험에 사용된 회로가 그림 3에 주어져 있다. 이 회로에서 가변저항은

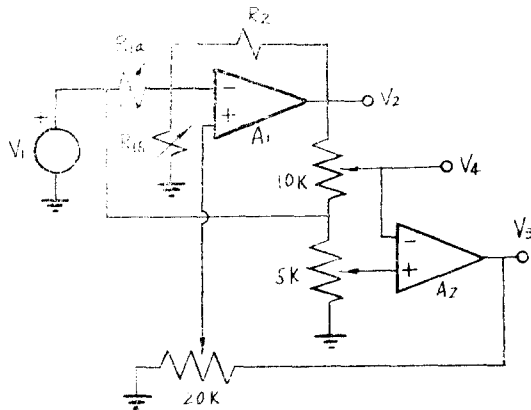


그림 3. 실험회로  
Fig. 3. Experimental circuit

	LP	HP
$R_{1a}$	$\infty$	1k $\Omega$
$R_{1b}$	1k $\Omega$	2
$R_2$	6	4
$R_3$	9	8
$R_4$	1	2
$R_{5a}$	1	5
$R_{5b}$	4	0
$R_{6a}$	18	19
$R_{6b}$	2	1

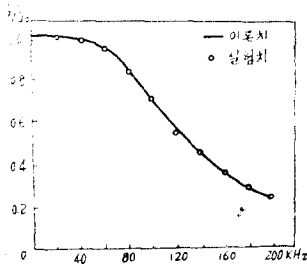


그림 4. 저역 여파기  
Fig. 4. Lowpass filter.

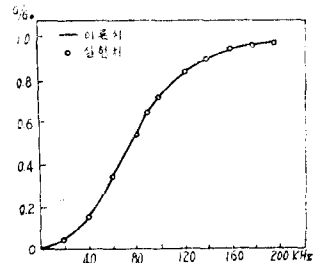


그림 5. 고역 여파기  
Fig. 5. Highpass filter.

tuning을 위한 소자로 실제 data 측정에서는 design에서 원하는 정확한 값을 얻을 수 있도록 이 소자들을 미세 조정된 후 실험치로 택하였다. 이 때 tuning이 필요한 이유는 실험에 사용된 저항값과 각 연산 증폭기의  $f_{ci}$  값이 정확하지 않기 때문이다. 그림 4와 5는 각각 lowpass와 highpass의 측정 결과를 그린 것으로 이론치와 일치함을 보여 준다.

표 1.

$f_0$ (KHz)	$V_{max}$ (Volts)
1	15
5	15
10	5
50	1
100	0.5
175	0.275

이 실험에서 주의점은  $w_p=100$ KHz에서의 jump resonance와 slew rate(표 1)에 의한 왜곡 현상을 방지 하기 위해 출력을 0.1V 이하로 제한한다는 것이다. 이것은 연산 증폭기 자체의 비이상성에서 오는 결함으로 능동 저항 여파기의 실용에 있어 해결해야 할 중요한 과제 중의 하나이다.

### 6. 검토 및 고찰

Pole parameter에 대해 고찰하기 위해 식 (11)과 (12)를 다시 정돈하면 다음과 같다.

$$w_p \approx \sqrt{\frac{GB_1 GB_2}{(1 + \frac{R_{6a}}{R_{6b}})(1+m)}} \quad (m = \frac{R_3}{R_4}) \quad (23)$$

$$Q_p \approx \frac{w_p}{GB_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_{1a}} + \frac{R_2}{R_{1b}}\right) \quad (24)$$

식 (23)에서  $R_{6a}/R_{6b}$ 와  $m$ 은 저항비로 우리가 임의로 취할 수 있는 값이며 보통 집적 회로에서 최대 허용 저항비는 1 : 10,000으로 생각한다. 그러므로  $f_c \approx 1$ MHz의  $\mu A$  741 연산 증폭기를 이용하는 경우 이 식에서 얻을 수 있는  $w_p$ 는 이론상으로 수백 Hz에서 1 MHz의 범위에 이른다. 이 식은  $w_p \approx \sqrt{\frac{GB_1 GB_2}{1+n}}$  ( $n$ ; 저항비)로 주어지는 문헌 6의 경우에 비해 훨씬 낮은 주파수의  $w_p$ 를 얻을 수 있을 뿐만 아니라 같은  $w_p$ 에 대해 저항비가 훨씬 작게 설계할 수 있다는 장점이 있다. 또한 식 (20), (21), (22)에서 highpass, notch, allpass의 경우 이득  $G_0 = \frac{m}{1+m}$ 로 주어지므로  $m \gg 1$ 인 값을 취하면  $G_0 \approx 1$ 이 되어 문헌 6의 경우의  $G_0 \ll 1$ 와 달리 이득의 감쇠가 없이 signal processing이 가능하다.

문헌 6에서 독립적인 tuning을 위해서는  $4Q_p^2 \gg 1$ 의

가정이 필요하였으나 (24)식에서는 이러한 조건이 필요하지 않으므로 이회로를 이용하면  $\frac{R_2}{R_{1b}}$ 를 조정하므로써 lowpass와 highpass의 Butterworth 또는 Chebyshev realization에 반드시 필요한 low Q의 특성을 얻을 수 있다. 그리고 이 configuration을 이용하여 설계하는 경우  $m > 1$  (bandpass의 경우는  $G_0 \geq 1$ )을 가정하면 저항비의 최대치는  $\frac{R_2}{R_{1b}}$  혹은  $\frac{R_{1a}}{R_{1b}}$ 의  $\frac{Q_p GB_1}{w_p}$ 로 문헌 6에서의  $\frac{2GB_1 GB_2 Q_p^2}{G_0 w_p^2}$ 에 비해 훨씬 작으므로 저주파와 high Q에 대한 이용범위가 증가함을 알 수 있다. 표 2는 [6]과 본 논문의 회로를 이용하여  $f_p = 100$  KHz,  $Q_p = 5$ 일 때의 저항비  $R_{1a}/R_{1b}$ 를 비교한 것이다.

표 2.

	Kim and Ra[6]		Proposed Network	
	$G_0$	$R_{1a}/R_{1b}$	$G_0$	$R_{1a}/R_{1b}$
LP	0.2	449	0.2	$\infty$
BP	5.0	599	5.0	8.8
HP	0.1	599	0.9	4.4
BS	0.1	449	0.9	4.4
AP	0.1	224	0.9	1.7

위에서 논한 바와 같이 그림 1의 능동 저항 여파기 회로는 지금까지 연구되어 온 고주파 high Q에서 뿐만 아니라 능동 RC 여파기에서 다루어지는 low Q, 저주파에서까지 사용될 수 있고, 수동 회로망과 같은 정도의 낮은 감도를 가지며, 넓은 범위의 독립적인 tuning과 lowpass, bandpass, highpass, bandstop, 그리고 allpass를 모두 실현할 수 있다는 점에서 2차 building block으로서 집적 회로화 하는데 매우 유용한 configuration임을 알 수 있다.

식 (23)에서 pole frequency의 최대값은 연산 증폭기의 gain-bandwidth product (GB)와 같음을 알 수 있었다. 그러나 실제 예로서  $\mu A$  741의 경우 300KHz 이상에서는 앞에서 가정한 single-pole approximation이 성립하지 않으므로 발진이 일어나게 되어  $f_c$  즉  $GB/2\pi$ 까지  $f_p$ 로 이용하는 것은 불가능하다. 그러나 요즘 unity-gain frequency가 200MHz (Optical electronics 사의 model 9916)이고 6dB/octave rolloff인 연산 증폭기도 개발되어 능동 저항 여파기의 고주파 사용 범위가 매우 증가되었다. 또한 (23)와 (24)을 관찰하면  $w_p \propto \sqrt{GB_1 GB_2}$ ,  $Q_p \propto \sqrt{GB_2/GB_1}$ 으로 gain-bandwidth product와 밀접한 관계를 가짐을 알 수 있다. 그런데 이 GB는 온도와 공급 전압에 따라 그 값이 많이 변하므로 비록 GB에 대한 감도가 작다 할지라도  $w_p$ 와  $Q_p$ 의 변화에 큰 역할을 한다. 이러한 영향은  $w_p$ 의 경우

는 thermistor와 JFET를 사용하여 [4],  $Q_p$ 의 경우는 dual tracking 연산 증폭기를 사용하여 줄일 수 있다. 이외에도 연산 증폭기 자체의 한정된 dynamic range, slew-rate, non-zero output impedance, finite CMRR 등 여러가지 문제점이 있으나 이들이 능동 저항 여파기에 미치는 영향이 계속 연구되고 있으며 [10]—[12], 연산 증폭기도 온도에 무관한 GB(예, National LM 324), 큰 slew-rate(예, Motorola MC1741SC)를 가지는 것들이 개발되고 있어 능동 저항 여파기에 실용화에 기여하고 있다.

## 7. 결 론

Biquadratic building block으로서의 능동 저항 여파기의 새로운 회로에 대해 논하였다.

이 여파기는 모든 능동, 또는 수동 소자에 대해 매우 낮은 감도를 가지며 넓은 범위에서의 pole parameter에 대한 독립적인 tuning이 가능하다. 그리고 능동 RC여파기가 사용되는 low  $Q$ , 저주파에서 high  $Q$ , 고주파까지 매우 넓은 범위에서 lowpass, bandpass, highpass, notch, 그리고 allpass의 실현이 비교적 낮은 저항비에 의해 가능하다. 이와 같은 회로의 다능성, pole parameter와 transmission zero의 간편한 design 및 tuning, 그리고 capacitance를 필요로 하지 않는 점 등에서 이 회로를 thin film hybrid integrated circuit technology에 의해 biquadratic building block으로 대량 생산할 수 있다는 가능성을 생각할 수 있다.

이 회로가 low  $Q$ 에서도 사용될 수 있다는 이론이 lowpass와 highpass의 Butterworth realization에 대한 실험을 통하여 입증되었다.

## 參 考 文 獻

1. A. Budak, "Passive and Active Network Analysis and Synthesis," Boston: Houghton Mifflin Company, 1974.
2. K.R. Rao and S. Srinivasan, "A bandpass filter using the operational amplifier pole," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-8, pp. 245-246, June 1973.
3. M.A. Soderstrand, "Active R filters: Active filters using only resistors and

amplifiers," 8th Asilomar Conference on Circuits, Systems, and Computer, Pacific Grove, Calif., Dec. 1974.

4. R. Schaumann, "Low sensitivity high-frequency tunable active filter without external capacitors," IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-22, pp. 39-44, January 1975.
5. A.K. Mitra and V.K. Aatre, "Low sensitivity high-frequency active R filters," IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-23 pp. 670-676, November 1976.
6. H.K. Kim and J.B. Ra, "An active biquadratic building block without external capacitors," IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-24 pp. 689-694, December 1977.
7. M.A. Soderstrand, "Low-pass active R ladder structure," 18th Midwest Symposium on Circuits and Systems, Montreal, Canada, August 1975.
8. M.A. Soderstrand, "Design of high-frequency high-order active R ladders," Proc. ISCAS /76, pp. 275-278, April 1976.
9. K.R. Laker, R. Schaumann, and J.R. Brand, "Multiple-loop feedback active R filters," Proc. ISCAS/76. pp. 279-282, April 1976.
10. J.R. Brand and R. Schaumann, "A temperature-compensated, high-frequency, tunable "active-R" filter using programmable operational amplifiers," Proc. 1975 Midwest Symposium on Circuits and Systems, pp. 603-607.
11. R. Schaumann, "On the design of active filters using only resistors and voltage amplifiers," AEÜ-Elec. and Comm., Vol. 30, 1976.
12. J.R. Brand and R. Schaumann, "The effects of non-zero output resistance and finite common-mode-rejection-ratio of operational amplifiers on the performance of active R filters." To be published.