

# Active-R Filter Synthesis with Double-Skipped-Feedback

박 송배, 이 훈복

Song-Bae Park, Hoon-Bock Lee

## I. 서론

대부분의 연산 증폭기는 내  
부에서 6dB/Octave rolloff를  
보상되어 있다. 따라서  
Active Filter를 설계할  
때 연산 증폭기의 이득  
특성을 무시하면 어느 정도  
특성은 주파수에서는 필터의  
특성이 이득치와 큰 차이가  
있게 되며 발전할 가능성도  
있게 된다.

그러나 오히려 연산 증폭기  
의 이득 특성을 이용함으로써  
외부에서 콘덴서를 달지  
않고 외부 필터를 구성할 수  
있으며, 이 경우 연산 증폭기와  
저항만으로 된 필터를 Active  
R Filter라 한다.

Active R Filter는 연산 증  
폭기의 주파수 특성을 이용하  
기 때문에 사용 가능한 필터  
의 주파수 영역이 넓으며,  
또 모든 능동소자 및 수동소  
자에 대한 sensitivity가  
낮아 높은 Q를 얻을 수  
있으며, 설계하기가 쉽고, 외  
부의 콘덴서가 없기 때문에  
hybrid 혹은 monolithic IC  
로 쉽게 만들 수 있다는  
장점이 있다.

이러한 장점 때문에 Second  
order Active R Filter에 대

해 많은 연구가 행하여졌고  
그 결과 여러 low sensitivity  
second order active R  
block이 나오게 되었다.  
고차 전달함수를 구현하기  
위해서는 이 second order  
block을 Cascading하는 것  
이 쉽고 간단하나 이 방법  
보다는 FL(Follow the Leader  
Feedback)나 LF(Leap Frog)  
와 같은 Multiple-Loop Feed-  
back 방법을 쓰는 것이 sen-  
sitivity를 상당히 줄일 수  
있다는 것이 알려졌다.

여기서는 새로운 Multiple  
Loop Feed back 방법이 제시  
되어 높은 주파수와 높은  
Q에 적당한 high order sym-  
metric bandpass filter의 설  
계 과정이 기술되어 있으며  
이 방법으로 만든 필터가  
FF나 LF로 만든 필터보다  
sensitivity가 낮은 것으로  
나타났다.

## II. Proposed Filter

그림 1에 있는 Double-  
skipped Feedback Filter의  
전달함수는

$$T(s) = - \frac{d_1 H_1 + d_2 H_1 H_2 + d_3 H_1 H_2 H_3}{1 + f_1 H_1 + f_2 H_2 H_3 + f_3 H_1 H_2 H_3 + \dots}$$

로 표시된다.

Feed/pass를 경우

$$H(s) = \frac{H_{Bi} s / \omega_i}{s^2 + s/\omega_i + 1} \quad \text{이며}$$

(1) is normalized with respect to  $\omega_0$   
 이것의 LP Prototype 전달함수

$$H_{lp}(p) = H_{Bi} \omega_i / (p + \omega_i)$$

( $\omega_i = \hat{\omega}/\omega_i$ ,  $\hat{\omega}$ 는 필터 천체의  $\omega$ ) 로 되어

$$T_N(p) = -N(p)/D(p),$$

$$f_i = f_i \prod_{j=1}^N H_{Bj} \omega_j$$

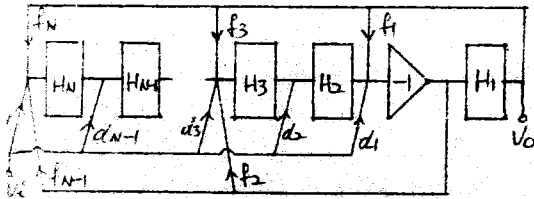
$$d_i = d_i \prod_{j=1}^N H_{Bj} \omega_j$$

(1) 로 놓으면

$$N(p) = \sum_{i=1}^N C_i \prod_{j=i+1}^N (p + \omega_j)$$

$$D(p) = \prod_{j=1}^N (p + \omega_j) + \sum_{i=0}^N d_i \prod_{j=i+2}^N (p + \omega_j) + (c_f + d_0) \prod_{j=1}^N (p + \omega_j) + f_N \quad (2)$$

으로 된다. (<math>x</math>는 제 0 항 부분)



(그림 1) Double-Skipped Feedback Filter

구현하고자 하는 필터의 LP prototype 전달함수가

$$T_N(p) = \frac{N(p)}{D(p)} = - \frac{a_1 p^{N-1} + a_2 p^{N-2} \dots + a_N}{p^N + b_1 p^{N-1} + b_2 p^{N-2} \dots + b_N} \quad (3)$$

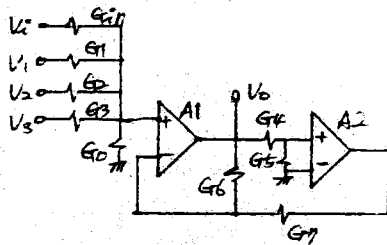
이라면, (2)와 (3)의 계수를 비교하여  $\omega_i$ 는 임의로 정해주고  $f_i$ 와  $d_i$ 를 (2)와 (3)이 같도록 정해주면 된다.

이  $C_i$ 와  $d_i$ 를 (1)이 대입하면  $H_{Bi}$ 와  $\omega_i$ 를 free parameter로  $f_i$ 와  $d_i$ 를 정할 수 있음을 알 수 있다.  $\omega_i = \hat{\omega}/\omega_i$ 이므로 결국 second order block의  $\omega$ 와 passband gain  $H_B$ 를 임의로 정하고 이 값을 갖고 (3)의 전달함수를 실현하도록  $f_i$ 와  $d_i$ 의 값을 결정하면 된다.

$Q_i$ 는 sensitivity를 최소로 하도록 정해주고,  $H_{Bi}$ 는 연산 증폭기의 slow rate에 의해 제한되고 원하는 Dynamic range를 최대하도록 값을 정해줄 수 있다.

이렇게 해서  $Q_i$ ,  $H_{Bi}$ ,  $f_i$ ,  $d_i$ 가 결정되면 각각의 second order block은 다음과 같이 구현될 수 있다.

그림 2에서 각 연산 증폭기의 Gain-Bandwidth product를  $GB_i$ 라 할 때



(그림 2) Second order block

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{H_B \omega_i s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} = H(s)$$

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{G_1}{G_{in}} H(s), \quad \frac{V_0}{V_2} = \frac{G_2}{G_{in}} H(s)$$

$$\frac{V_0}{V_3} = \frac{G_3}{G_{in}} H(s)$$

$$\omega_0^2 = \frac{G_4}{G_4 + G_5} \cdot \frac{G_7}{G_6 + G_7} \cdot GB_1 \cdot GB_2$$

$$Q = \omega_0 \frac{G_6 + G_7}{G_6 G_8}$$

$$H_B = \frac{G_{in} (G_6 + G_7)}{(G_{in} + G_0 + G_1 + G_2 + G_3) G_6}$$

로 된다.

따라서 그림 3 과 같은 block diagram 을 구현할 경우

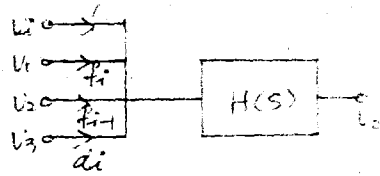
$$G_{in} : G_1 : G_2 : G_3 = 1 : f_1 : f_2 : f_3 : \omega_0 \text{ 로}$$

하고  $\omega_0$ ,  $Q$ ,  $H_B$  값을 만족하도록 각 저항 값들을 정해 주면 되며 이런 second order block 을 그림 1 과 같이 연결하면 주어진 필터를 구현할 수 있게 된다.

### III. 실험 결과 및 결론

앞에서 제시된 이론으로  $Q = 10$ , center frequency = 100kHz 인 6차 Butterworth Bandpass Filter 를 구성한 결과 이론치와 거의 같은 특성을 얻을 수 있었으며 FLF 나 LF 와 비교해 sensitivity 가 낮은 것으로 나타났다.

따라서 여기서 제시된 Double-Skipped Feedback Filter 는 High frequency low sensitivity filter 에 이용될 수 있으며 Dynamic range 를 최대로 할 수 있고, IC로 만들기 쉬운 장점이 있다.



(그림 3). 그림 2 의 Block Diagram