

論 文

정규화된 고차 inverse Chebyshev 함수를 이용한 능동 필터 설계

正會員 辛 烘 圭* 正會員 金 東 龍**

An Active filter Design using Normalized High Order Inverse Chebyshev Functions

Hong Kyu SHIN*, Dong Yong KIM** *Regular Members*

要 約 본 논문에서는 고차 inverse Chebyshev 함수를 이용하여 능동 RC 필터로 설계할 때 최대 동적범위를 갖고, 감도가 낮은 종속연결법으로 실현하는 방법을 제시하였다. 이때, 최대 동적범위를 만족시키도록 평탄행렬에 의한 최적 극점-영점 결합과 종속 연결순서 및 이득 분배에 대한 알고리즘을 제시하였으며, 능동 RC 회로의 단점인 감도 문제를 향상시키기 위하여 부 제환을 갖는 2차 블럭과 1차 블럭을 설계하였다. 제시된 설계 방법을 이용하여 정규화된 7차 inverse Chebyshev 함수의 능동 RC 저역통과 필터를 설계한 결과 주어진 설계 명세조건과 일치함을 보였다.

ABSTRACT In this thesis, an active RC filter using high order inverse chebyshev function is designed and the design method for cascading blocks with low sensitivity and maximum dynamic range is discussed. To have maximum dynamic range, we have proposed the simple algorithm with a pole-zero pairing, the cascading sequence by flatness matrix and optimum gain distribution for a given transfer function. And 2nd order Block is designed with negative feedback to improve the sensitivity problem which had a defect at active RC circuits. Using the suggested method, we have designed the active RC low pass filter of the normalized 7th order inverse chebyshev function, as a result, we have shown that this accord with the given specification.

I. 서 론

고차의 필터함수를 실현하기 위한 방법^{(1)~(3)}에는 주로 수동 LC 제자형 실현법(LC ladder realization)과 종속연결법(Cascade realizati-

on)이 있다. 첫번째 방법은 감도가 낮은 LC 제자형의 특성을 그대로 유지시키기 위한 방법으로서 수동 LC 회로로 설계한 후 소자변환을 하여 능동 RC 회로로 변환시키는 방법이다. 그러나 이 방법은 R, C 및 op amp가 많이 사용되어 소비전력이 커지며, 실현가능한 함수가 제한된다는 단점을 갖는다. 두번째 방법은 고차함수를 2차 또는 1차함수로 분해하여 각각의 함수를 능동 RC 회로로 실현하여 종속연결(Cascade connection)하는 것으로써 각 블럭(Block)

* ** 全北大學校 工科大学 電氣工學科
Dept. of Electrical Engineering
Chonbuk National University Chon Ju 520 Korea.
論文番號 : 88-32 (接受 1988. 6. 21)

ck)의 동조(Tuning)가 용이하고 경제적이라는 장점을 갖는 반면에, 각 블럭간의 상호 불결합(Decoupling)으로 감도가 높아진다는 단점을 갖는다.

본 논문에서는 통과대역에서 최대 평탄특성을 갖고 저지대역에서 등과상(Equal ripple)이며 천이영역(Transition region)의 폭이 좁고 균지연 특성이 우수한 inverse Chebyshev 함수를 종속연결법으로 실현하는데 있어 감도 문제를 향상시키면서 최적해를 만족하도록 부-채환(negative feedback)을 갖는 2차 블럭을 사용하였고⁽⁴⁾, 최대 동적범위(Maximum dynamic range)를 갖도록 극점-영점 결합(Pole-zero pairing)과 종속연결 순서(Cascading sequence)를 결정하고 각 블럭 전달함수의 적(Product)이 전체 전달함수의 최대값과 일치하도록 이득분배(Gain distribution)를 하여^{(5), (6), (7)} 최적 능동필터를 실현한다.

II. 동적범위 최대화를 위한 알고리즘

주어진 설계 명세조건에서 얻어진 필터함수가 최대 동적범위를 갖기 위해서는 다음의 2가지 조건이 만족되어야 한다.

(1) 최대로 허용할 수 있는 입력신호는 단지 사용되는 op amp의 출력신호를 최대로 허용할 수 있도록 제한되어야 한다. 즉 필터는 다음과 같이 최대 입력신호를 받아 들일 수 있어야 한다.

$$V_{in_{max}} = \frac{V_{amp}}{m}$$

여기서 V_{amp} 는 op amp에 명시되어 있는 최대 출력전압을 나타내고, m 은 통과대역에서 요구되는 필터이득이다.

(2) 신호 대 잡음비(S/N)는 종속연결된 블럭 전체에 걸쳐 가능한 한 높게 유지되게 해야한다.

그림 1은 3개의 2차식(Biquad)를 종속연결하여 설계한 것이다. 이 회로에서 입력단자 a와 임의의 출력단자 b, c, d를 관련지어 전달함수를 계산할 수 있다. 위에서 언급한 첫번째 조건은

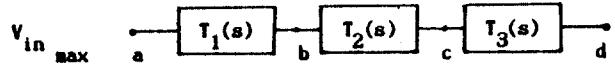


그림 1 종속연결 실현
Cascade realization

만약 임의의 블럭 출력이 “클리핑(Clipping)”됨 없이 $V_{in_{max}}$ 에 대한 입력신호의 크기를 증가시킬 수 있다면 만족될 수 있다. 분명히 이 입력 신호값에서 필터출력은 V_{amp} 의 최대값을 갖게 된다. 이것은 신호 V_b 와 V_c 에 의해 도달되는 최대값들은 각 블럭들 사이에 이득분배에 의존하는 V_{amp} 와 같거나 작게 된다는 것을 의미한다. 그리고 두번째 조건을 만족시키기 위해서는 종속 연결시에 신호레벨을 전체에 걸쳐 가능한 한 높게 유지해야 한다. 바꿔말하면 V_b 와 V_c 의 최대값들이 V_{amp} 와 같아지도록 이득을 분배해야 한다는 것이다.

그러므로 최적 이득분배(Optimum gain distribution)는 각 블럭의 전달함수 크기의 최대값이 전체 전달함수 크기의 최대값과 같도록 만드는 것이다.

위에서 서술한 두번째 조건, 즉 신호 대 잡음비가 종속연결된 블럭 전체에 걸쳐 가능한 한 높게 유지되게 해야 한다는 조건은 각 블럭의 전달함수 크기들이 통과대역에서 가능한 한 높게 만들어져야 한다는 것을 의미한다. 그렇지 않은 경우에 각 블럭의 크기가 최소값을 가질때의 주파수가 입력 신호일때 S/N비가 감퇴(Degradation)되게 된다. 그러나 이미 전체 전달함수에 명시되어 있는 최대값을 각 블럭 전달함수에서 최대로 정해 놓았기 때문에 각 블럭 전달함수의 최소값을 최대로 해야한다. 이것은 각 전달함수들의 크기가 통과대역에서 가능한 한 평탄하도록 선택함으로써 해결되며, 극점-영점 결합과 종속연결 순서로써 얻을 수 있다.

가. Inverse Chebyshev의 필터함수와 극점-영점 결합

Inverse Chebyshev 함수는 차수 n 이 우수인 경우 분모와 분자의 차수가 같으며, 기수인 경우 분자의 차수가 분모의 차수보다 1차 작은 유리함수(Rational function)이다. 또한 극점 P_i 와 영점 Z_j 는 S -평면의 좌반면에 공액복소수 형태로 나타나므로 n 차 Inverse Chebyshev 함수의 종속형(Cascade form) 일반식은 다음과 같이 나타낼 수 있다^{(8), (9)}.

$$H(s) = K \prod_{i,j}^{n/2} h_{i,j}(s) = K \prod_{i,j}^{n/2} \frac{(s-z_j)(s-z_j^*)}{(s-p_i)(s-p_i^*)}$$

$$n = \text{우수} \quad (2a)$$

$$H(s) = Kh_0(s) \prod_{i,j}^{(n-1)/2} h_{i,j}(s) = K \frac{1}{s+\sigma} \prod_{i,j}^{(n-1)/2}$$

$$\frac{(s-z_j)(s-z_j^*)}{(s-p_i)(s-p_i^*)} \quad n = \text{기수} \quad (2b)$$

윗 식에 대하여 $n=6, n=7$ 인 경우에 극점 영점 위치와 크기특성을 나타내면 그림 2와 같다.

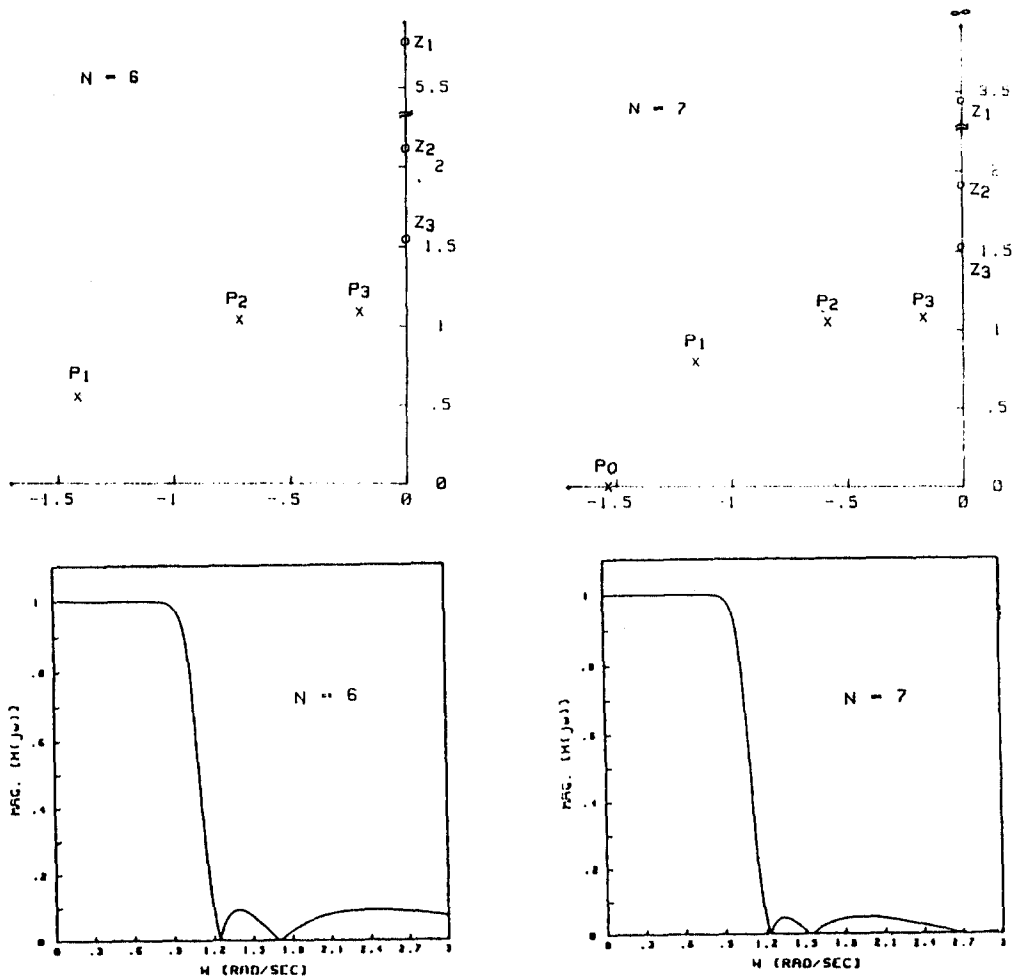


그림 2 (a), (b) Inverse Chebyshev 함수의 극점과 영점 위치
 (c), (d) Inverse Chebyshev 함수의 크기특성
 (a), (b) Pole-zero location of inverse Chebyshev functions
 (c), (d) Magnitude characteristics of inverse Chebyshev functions

그림 2에서 A_p 는 통과대역 최대 감쇠율(dB)을 나타내고 A_s 는 저지대역 최소 감쇠율(dB)이며 ω_s 는 저지대역이 시작되는 주파수이다. 설계 명세조건으로 A_p 와 A_s , ω_s 가 주어지면 차수 n 과 극점, 영점값, 극점 Q값을 구할 수 있다.

식(2)에서 최대 동적범위를 갖기 위한 극점-영점 결합방법은 우수 차수의 경우 $(n/2)!$ 개이며, 기수차수인 경우 $(n-1/2)!$ 개이다. 최적 극점-영점 결합을 얻기 위해서는 각 블럭이 갖는 전달함수의 크기 특성이 통과대역에서 가능한 한 평탄해야 한다. 즉 임의의 극점 P_i 와 영점 Z_j 를 결합할 때 통과대역 내에서 손실이 최소가 되도록 하는 것이므로 전달함수의 최소 크기에 대한 최대 크기의 비가 가능한 한 1, 즉 0 [dB]에 접근해야 한다.

식(2)에서 2 차식의 저역통과 노치함수(Notch function)를 나타내면

$$h_{ij}(s) = \frac{(s-z_j)(s-z_j^*)}{(s-p_i)(s-p_i^*)} = \frac{s^2 + \omega_{zj}^2}{s^2 + (\omega_{pi}/Q_i)s + \omega_{pi}^2} = \frac{s^2 + c_j}{s^2 + a_i s + b_i} \quad (3)$$

와 같고 $\omega_{zj} = |z_j|$, $\omega_{pi} = |P_i|$ 이며 Q_i 는 극점 P_i 의 Quality factor를 나타낸다. 따라서 식(2)의 크기는

$$|h_{ij}(j\omega)| = \frac{\omega_{zj}^2 - \omega^2}{[(\omega_{pi}^2 - \omega^2) + (\omega_{pi}/Q_i)\omega^2]^{1/2}}$$

$$= \frac{c_j - \omega^2}{[(b_i - \omega^2) + a_i \omega^2]^{1/2}} \quad (4)$$

이므로 통과대역에서 최대 크기를 갖는 주파수 ω_{max} 는

$$\omega_{max} = \left[\frac{(\omega_{zj}/\omega_{pi})^2 (1 - 1/2 Q_i^2) - 1}{(\omega_{zj}/\omega_{pi})^2 + 1/2 Q_i^2 - 1} \right]^{1/2} \omega_{pi} \quad (5)$$

이고, 이때의 주파수 ω_{max} 를 식(4)에 대입하면 통과대역 내에서 함수의 최대값 $|h_{ij}|_{max}$ 를 얻을 수 있다. 또한 통과대역 내에서 최소치 $|h_{ij}|_{min}$ 은 $\omega=0$ 또는 $\omega=1$ 에서 가지므로 식(4)에 대입하여 구할 수 있다. 함수형태에 따라 ω_{max} 값이 (-)인 경우가 발생되는데 이것은 2 차 함수의 노치특성이 주파수 증가에 따라 통과대역에서 계속 감소되는데 $\omega=0$ 일때의 값이 $|h_{ij}|_{max}$ 가 된다. 따라서 표 2를 통해 얻은 극점과 영점들을 각각 조합하여 최대치와 최소치를 얻은 다음 그 비(f_{ij})를 구하면

$$f_{ij} = |h_{ij}|_{min} / |h_{ij}|_{max} \quad (6)$$

와 같고, 표 1과 같은 평탄행렬(Flatness matrix)을 얻을 수 있다.

표 1 평탄행렬
Flatness matrix

pole \ zero	Z_1	Z_2	$Z_{N/2}$
P_1	f_{11}	f_{12}	$f_{1(N/2)}$
P_2	f_{21}	f_{22}	$f_{2(N/2)}$
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
$P_{N/2}$	$f_{(N/2)1}$	$f_{(N/2)2}$	$f_{(N/2)(N/2)}$

$$F = \begin{pmatrix} f_{11} & f_{12} & \cdots & f_{1(N/2)} \\ f_{21} & f_{22} & \cdots & f_{2(N/2)} \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ f_{(N/2)1} & f_{(N/2)2} & \cdots & f_{(N/2)(N/2)} \end{pmatrix} \quad (7)$$

표 1에서 극점과 영점의 조합은 그림 1과 같이 P_i 는 Q_i 가 제일 작은 것부터 시작하여 오름차순으로 배열하였으며 영점 Z_i 는 원점에서 가장 먼곳으로부터 번호를 붙인 것이다. 이때 최적 극점-영점 결합은 각행(row)에서 f_{ij} 가 가장 큰것, 즉 0 [dB]에 접근하는 것을 하나씩 선택하여 결합한다. 이때 P_i 에 대하여 선택된 Z_i 가 중복되지 않게 결합해야 한다.

나. 종속연결 순서

극점-영점 결합에 의해 결정된 각각의 전달함수 크기들은 최대 동적범위를 갖기 위해서는 가능한 한 평탄해야한다. 그러므로 종속연결 순서는 이점을 고려하여 선택되어야 하며, 극점-영점 결합 때와 마찬가지로 $(N/2)!$ 가지의 경우의 수가 있다.

최적의 종속연결 순서를 정하기 위해서는 새로운 평탄 요소들이 도입되어야 한다. 즉 종속연결 순서는 각 블럭들이 연결될 때 통과대역에서 최대 평탄하도록 순서를 정해야 하기 때문에 극점-영점 결합에 의해 만들어진 평탄 행렬에서 다음과 같은 새로운 요소를 생각해야 한다.

$$\begin{aligned} D_1 &= |T_1(j\omega)|_{min} / |T_1(j\omega)|_{max} = f_1 \\ D_2 &= |T_1(j\omega)|_{min} / |T_1(j\omega)T_2(j\omega)|_{max} = f_1 \cdot f_2 \\ &\cdot \\ &\cdot \\ D_{N/2} &= |T_1(j\omega)T_2(j\omega)\cdots T_{N/2}(j\omega)|_{min} / \\ &|T_1(j\omega)T_2(j\omega)\cdots T_{N/2}(j\omega)|_{max} \\ &= f_1 \cdot f_2 \cdot \cdots \cdot f_{(N/2)} \end{aligned} \quad (8)$$

식(7)에서 최대 평탄 특성을 얻기 위해서는 $D_1 \rightarrow D_{N/2}$ 의 요소들이 최대값을 가져야 한다. 그

리고 최적 종속연결 순서는 극점-영점 결합된 평탄 행렬 요소들의 크기를 내림차순으로 하여 각 블럭을 연결한다. 그러나 앞에서 언급한 바와 같이 극점과 영점이 중복되어 결합된 경우에는 평탄 행렬의 행렬식(determinant)을 구하는데 $n=6$ 인 경우 $\det |F|$ 는 다음과 같이 6개항으로 표시된다.

$$\begin{aligned} \det |F| &= f_{11} f_{22} f_{33} + f_{12} f_{23} f_{31} + f_{13} f_{21} f_{32} \\ &- f_{11} f_{23} f_{32} - f_{12} f_{21} f_{33} - f_{13} f_{22} f_{31} \end{aligned} \quad (9)$$

이때 나타난 6개의 항중 그값이 가장 큰값을 택하여 극점-영점 결합을 하고 그요소 크기를 내림차순으로 하여 각 블럭을 종속연결한다.

다. 이득분배

극점-영점 결합과 종속연결순서가 정해진 상태에서 각 블럭들에 대한 이득의 분배는 각각의 전달함수의 크기를 최대화하여 다음과 같은 값을 얻도록해야 한다.

$$V_{0max} = |T(j\omega)|_{max} \quad (10)$$

여기서 첨자가 없는 T는 전체 전달함수를 나타낸다. 이 식은 필터에 의해 얻어지는 최대값을 나타내며 본 논문에서는 필터 설계명세조건에 의해 구하여지는 전달함수에서 $T(s)|_{s=0}$ 로 정해지는 값과 전체이득 K값의 곱을 1로 선택하였다. 종속연결 순서가 $T_1, T_2, T_3, \dots, T_{N/2}$ 라고 가정하면 첫번째 블럭의 이득 분배는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} V_{1max} &= K_1 |T_1(j\omega)|_{max} \\ K_1 &= |T(j\omega)|_{max} / |T_1(j\omega)|_{max} \end{aligned} \quad (11)$$

같은 방법으로 두번째 블럭은

$$\begin{aligned} V_{2max} &= K_1 K_2 |T_1(j\omega)T_2(j\omega)|_{max} \\ K_2 &= \frac{K_1 |T_1(j\omega)|_{max}}{K_1 |T_1(j\omega)T_2(j\omega)|_{max}} \end{aligned} \quad (12)$$

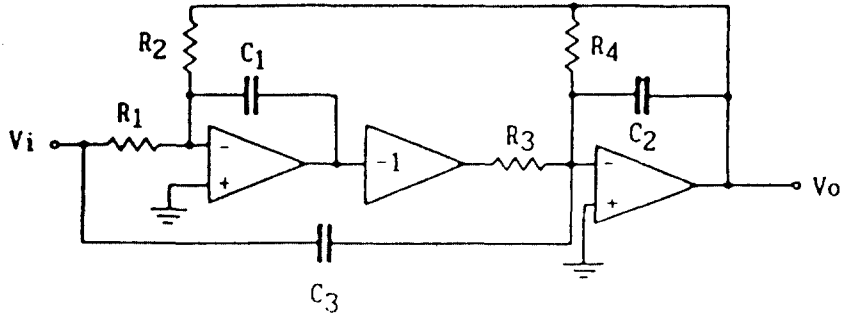


그림 3 2차 저역통과 노치회로
2nd order lowpass notch circuit

가 되므로 j 번째 블럭의 이득은

$$K_j = \frac{|T_1(j\omega)T_2(j\omega)\cdots T_{(j-1)}(j\omega)|_{max}}{|T_1(j\omega)T_2(j\omega)\cdots T_j(j\omega)|_{max}} \quad (13)$$

단 $j=1 \rightarrow (N/2)-1$ 이며 최종블럭의 이득은 다음과 같다.

$$K_{(N/2)} = \frac{K}{K_1 K_2 K_3 \cdots K_{(N/2)-1}} \quad (14)$$

이때 우수차수의 필터설계시 1차 저역통과 필터는 종속연결시 맨앞에 놓으면 동조하기가 매우 어렵게 되므로 맨 끝 블럭에 위치시킨다.

III. 능동 RC Inverse Chebyshev 필터의 설계

가. 2차 블럭 설계

2차 블럭의 설계는 Single Amplifier Biquad(SAB)^{(3), (10)}를 이용하는 경우, 분자항에 존재하는 영점이 허축상에 존재하지 않기 때문에 허축상에 영점이 존재하도록 회로를 설계해야 한다. 그러나 이러한 회로는 일반적으로 계수들이 곱들의 합으로 되어 있기 때문에 다소 동조하기가 힘들고, 소자값을 구하는 데 많은 시간이 요구되며, 소자값이 음수가 되지 않도록 하기 위한 조건들이 필요하게 된다. 따라서 영점이 허축상에 존재하면서 위의 문제점들을 해결할 수 있는 회로 설계가 필요하다. 이러한 회로

는 그림 3과 같이 상태변수법에 의해 설계된 회로^{(1), (4)}로써 실현할 수 있다. 이 회로는 감도 특성이 좋을 뿐만 아니라 스위치드 회로의 기법을 적용하는 경우, 능동 RC 회로에서 1개의 op amp와 2개의 저항[그림 3의 반전회로]이 제거되게 된다.

그림 3에서 각 op amp의 반전 입력단자에 KCL을 적용하면,

$$-\frac{1}{R}V_i - C_1V_1s - \frac{1}{R_2}V_o = 0 \quad (15)$$

윗 식에서 전달함수를 구하면

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2R_4}{R_1} \left(\frac{R_1R_3C_1C_2s^2 + 1}{R_2R_3R_4C_1C_2s^2 + R_2R_3C_1s + R_4} \right)$$

$$= \frac{C_3/C_2(s^2 + 1/R_1R_3C_1C_3)}{s^2 + (1/R_4C_2)s + R_2R_3C_1C_2} \quad (16)$$

이므로 식(16)에서 구한 2차 전달함수들과 계수를 비교하여 각 소자값을 구한다.

$$\begin{aligned} K &= C_3/C_2 \\ A_1 &= 1/R_4C_2 \\ B_1 &= 1/R_2R_3C_1C_2 \\ C_1 &= 1/R_1R_3C_1C_3 \end{aligned} \quad (17)$$

그런데 전달함수가 식(16)과 같이 음의 값을 가

지므로 블럭의 수가 기수인 경우 전체 전달함수가 음의 값을 갖게 되므로 끝단에 반전 회로를 삽입해야 한다.

나. 1차 블럭설계

기수차수 필터함수 경우에는 1차 저역통과 회로가 필요하게 된다. 이러한 경우 그림 4와 같은 회로로써 실현할 수 있다.

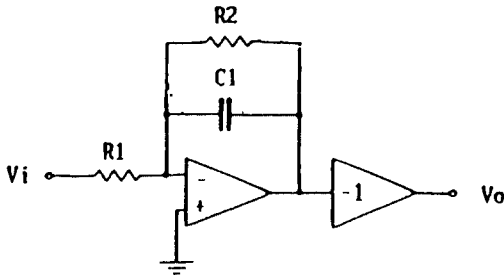


그림 4 1차 저역통과 회로
1st order lowpass circuit

그림 4에서 전달함수는

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{s/R_1 C_1}{s + 1/R_2 C_1} \tag{18}$$

IV. 설계 예

가. 설계 명세조건

A_p (통과대역 감쇠율) = 1.0 [dB]

A_s (저지대역 감쇠율) > 25 [dB]

ω_s (저지대역 주파수) = 1.2 [rad/sec]

위 설계명세 조건에 부합되는 전달함수를 표 2로 부터 구하여

$$H(s) = \frac{K}{s + \sigma} \prod_i^{(n-1)/2} \frac{s^2 + c_i}{s^2 + a_i s + b_i} = \frac{K}{s + \sigma}$$

$$\prod_i^{(n-1)/2} \frac{(s - z_i)(s - z_i^*)}{(s - p_i)(s - p_i^*)}$$

평탄행렬 $f_{ij} = |h_{ij}|_{min} / |h_{ij}|_{max}$ 를 구하면 다음과 같다.

표 2 Inverse Chebyshev함수의 규준화된 2차식 계수값(n=7)
Normalized biquads coefficients of inverse Chebyshev function(n=7)

N	ω_s	A_s	a_i	b_i	c_i	Q
7	1.20	25.964	0.2345454	1.1487026	1.5150170	4.5696259
			0.9009842	1.5748648	2.3557879	1.3928504
			2.4228020	2.9306479	7.6491938	0.7065842
$\sigma = -2.1796436$						

표 3 평탄행렬
Flatness matrix

zero \ pole	Z_1	Z_2	Z_3
$P_1 = -1.2114010 \pm j1.2096097$ ($Q_1 : 0.7065842$)	2.7657176	1.5348576	1.2308603
$P_2 = -0.4504921 \pm j1.1712905$ ($Q_2 : 1.3928503$)	0.8223200	0.5444313	0.3215589
$P_3 = -0.1172717 \pm j1.0653403$ ($Q_3 : 4.5696253$)	0.7806942	0.8429549	0.5009199
	0.2546958	0.4068177	0.7065838

표 3의 평탄행렬에서 $\det |F|$ 의 6개항 중에서 최대값은 f_{11}, f_{22}, f_{33} 이므로 전달함수는 다음과 같다.

$$f_{11} \rightarrow \frac{s^2 + 1.5150}{s^2 + 2.4228s + 2.9360} \quad (T_1)$$

$$f_{22} \rightarrow \frac{s^2 + 2.3558}{s^2 + 0.9010s + 1.5749} \quad (T_2)$$

$$f_{33} \rightarrow \frac{s^2 + 1.5150}{s^2 + 0.2345s + 1.1487} \quad (T_3)$$

최적 중속연결 순서를 결정하기 위하여 f_{11}, f_{22}, f_{33} 를 내림차순으로 배열하고 1차 함수를 맨 끝단에 놓으면

$$T(s) = K_2(T_2)K_1(T_1)K_3(T_3)K_0(T_0)$$

주어진 조건에서 전체 이득값 K 는 위 함수에 $s = 0$ 을 대입하면 크기가 1이 되어야 하므로

$$T(0) = 1 = K(2.3624873)$$

$$K = 0.4232827 = K_2 \cdot K_1 \cdot K_3 \cdot K_0 \text{가 된다.}$$

최적 이득분배를 하기 위해서는 각 블록의 크기값을 주파수에 따라 측정하면 표 4와 같다.

표 4를 이용하여 이득분배를 하면 다음과 같다.

$$K_2 = 0.6644948$$

$$K_1 = 0.3854459$$

$$K_3 = 0.7404546$$

$$K_0 = 2.2319120$$

이상의 결과를 요약하면, 최적 전달함수들은

$$T_2 = 0.6644948 \left(\frac{s^2 + 2.3558}{s^2 + 0.9010s + 1.5749} \right)$$

$$T_1 = 0.3854459 \left(\frac{s^2 + 1.5150}{s^2 + 2.4228s + 2.9360} \right)$$

$$T_3 = 0.7404546 \left(\frac{s^2 + 2.3558}{s^2 + 0.9010s + 1.5749} \right)$$

$$T_0 = 2.2319120 \left(\frac{1}{s + 2.1796} \right)$$

와 같고 식(16), (18)을 이용하여 7차 inverse Chebyshev 필터함수의 소자값을 구하면 표 5와 같다. 차단 주파수를 10(KHz)로 잡기 위해 주파수 스케일링 계수 $K_f = 10^4$ 으로 하였고, 임피던스 스케일링 계수 $K_i = 10^6$ 으로 하였다.

표 5에서 제시한 소자값으로부터 회로 해석을 한 후 크기특성을 시뮬레이션 하면 그림 5와 같으며 그림 3과 그림 4의 1, 2차 블록과 표 5의 소자값을 이용하여 7차 능동 RC inverse Chebyshev 필터를 설계하면 그림 6과 같다.

표 4 주파수에 따른 각 블록의 크기 값
Each block magnitude values at a given frequency

Mag. / Freq. (ω)	T_2	T_1	T_3
$\omega = 0$	1.4958670	2.6100690	1.3188940
$\omega = 0.48$	1.5049030	2.5232950	1.3885770
$\omega = 0.98$	1.2955780	2.1666869	1.8665790
$\omega = 1$	1.2685650	2.1463120	1.8545110

표 5 Inverse Chebyshev Filter의 소자값(n=7)
Element values of inverse Chebyshev filter(n=7)

	T_2	T_1	T_3	T_4
R_1	1	1	1	1
R_2	0.99398	0.19926	1.10760	1.024007
R_3	0.63885	1.71247	0.57328	
R_4	1.10988	0.01	1.10988	
C_1	0.01	0.01	0.01	0.00448
C_2	0.01	0.01	0.01	
C_3	0.00665	0.00385	0.02319	

(R: [M Ω], C: [pf])

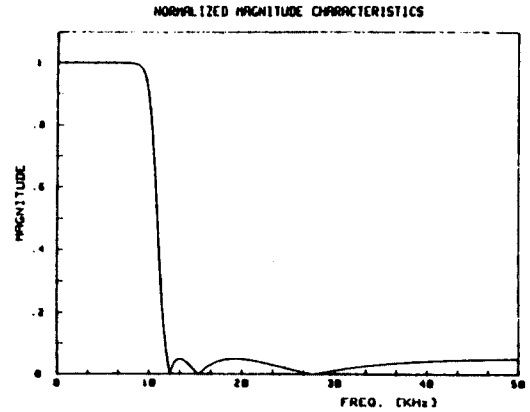


그림 5 표준화된 inverse Chebyshev 함수의 능동저역통과 필터 크기 특성(n=7)
Active lowpass filter magitude characteristics of the normalized inverse Chebyshev function(n=7)

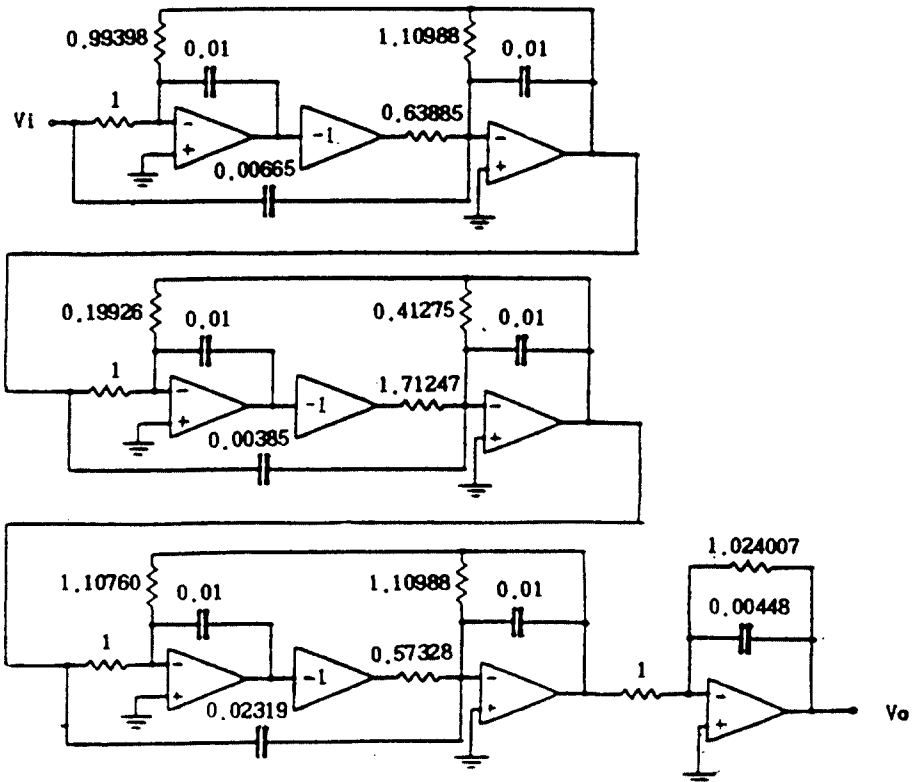


그림 6

V. 결 론

고차 필터함수를 1차 함수와 2차 함수의 블럭으로 분해하여 각각의 함수를 능동 RC 회로로 종속연결하는 설계방법은 동조가 용이하고 경제적이라는 장점을 갖는 반면에, 감도가 높다는 단점이 있다. 그러므로 본 논문에서는 이와 같은 능동 RC 회로의 감도 문제를 향상시키기 위하여 부 계환을 갖는 2차 블럭과 1차 블럭을 설계하였다. 또한, 통과 대역에서 최대 평탄특성을 유지하고 각 블럭 전달 함수들의 적이 전체 전달함수의 최대값과 일치하도록 하는 최대 동적범위의 최적 해를 구하기 위하여 평탄행렬을 제시한 후 최적 극점-영점 결합과 종속연결 순서를 결정하였으며, 각 블럭에 최적이득을 분배하도록 알고리즘을 제시하였다.

본 설계법을 이용하면 n 차 Inverse Chebyshev 함수의 능동 RC 필터를 주어진 설계 명세 조건에 따라 순차적으로 쉽게 설계할 수 있으며 $A_p = 1.0$ [dB], $A_s > 25$ [dB], $\omega_s = 12$ [KHz]인 경우의 7차 능동 RC 필터를 설계하여 소자값과 회로를 표 5와 그림 6에 보였고, 회로 해석에 의한 크기 특성을 시뮬레이션한 결과 주어진 설계 명세조건과 일치함을 그림 5에 나타내었다.

본 논문에서 제시한 방법을 이용하여 설계한 능동 RC 필터를 칩 면적을 줄이고 소비 전력을 감소시키기 위하여 저항 R 을 스위치드 커패시터 변환 기법으로 모의한 스위치드 커패시터 필

터와 MOSFET-C 필터설계는 향후 연구되어야 할 과제이다.

REFERENCES

1. A.S. Sedra and P.O. Brackett, Filter Theory and Design. Portland OR: Matrix Publishers, Inc., 1978.
2. L.P. Huelsman and P.E. Allen, Introduction to the Theory and Design of Active Filters, McGraw-Hill, N.Y., 1980.
3. M.E. Van Valkenburg, Analog Filter Design, Holt-Saunders International Editions, N.Y., 1982.
4. Martin, "Improved Circuits for the Realization of Switched-Capacitor Filters", IEEE Trans. on CAS, vol. CAS-27, No. 4, pp.237-244, April 1980.
5. E. Leuder, "A decomposition of a transfer function minimizing distortion and in band losses," Bell Syst. Tech. J., vol. 49, pp.455-469, 1970.
6. S. Halfin, "An optimization method for cascaded filters," Bell Syst. Tech. J., vol. 44, pp.185-190, 1970.
7. G.S. Moschytz, "Second-order pole-zero pair selection for n th-order minimum sensitivity networks," IEEE Trans. Circuit Theory, vol. 17, pp.527-534, 1970.
8. 박민식, 신홍규, 신건순, 김동용, "확장된 inverse Chebyshev 함수에 관한 연구", 한국통신학회 논문지, vol. 12, NO. 2, pp.83-91, Apr., 1987.
9. Wai Kai Ehn, Passive and Active Filters, N.Y., John Wiley & Sons, Inc., 1986.
10. S. A. Boctor, "Single Amplifier Functionally Tunable Low-Pass-Notch Filters", IEEE Trans. on CAS, vol. CAS-27, No. 4, pp.237-244, April 1980.



辛 焜 圭(Hong Kyu SHIN) 正會員
1953年12月26日生
1975年2月: 全北大學校 電氣工學科(工學士)
1980年9月: 全北大學校 電氣工學科(工學碩士)
1983年3月~現在: 圓光大學校電子工學科 助教授
1984年3月~現在: 全北大學校 電氣工學科 博士課程



金 東 龍(Dong Yong KIM) 正會員
1945年7月31日生
1963年3月~1967年2月: 全北大學校工學科大學 電氣工學科 電氣工學 學士
1971年3月~1973年8月: 全北大學校大學院 電子工學 博士 碩
1979年9月~1984年: 캐나다 마니토바大學校 電氣工學科 電子工學 博士

1979年~1985年: 캐나다 마니토바大學校 電氣工學科 研究院
1985年~現在: 全北大學校 工學科大學 電氣工學科 副教授
總務處 考試課 回路理論 考試委員
大韓電氣協會 教育委員, 韓國通信學會 編輯委員
1987年~現在: 全北大學校 電子計算所 所長
科學技術處 教育電算網 委員