

병렬 구조의 올패스 필터를 사용한 LPF에 관한 연구

김승영*, 김남호**

A Study on Low-Pass Filter using All-Pass Filter of Parallel Structure

Seung-Young Kim*, Nam-Ho Kim**

요 약

본 논문은 플랫 딜레이 특성의 올패스 필터의 합을 이용한 로우패스 필터를 제시하였다. 이 필터는 병렬 구조의 올패스 필터로 구성하였고, 일반적인 아날로그 필터는 위상과 지연을 조정하는 것이 불가능하지만, 제시한 필터를 이용하면 위상과 지연을 조정하는 것이 용이하다는 장점을 가지고 있다. 그리고, 통과대역 폭과 크기 특성, 군지연 특성과 차단 주파수를 비교분석하였다. 아울러, 원하는 차단 주파수를 얻기 위해서 가중치를 인가하여, 융통성 있는 차단 주파수와 군지연 특성을 얻었다.

ABSTRACT

In this paper, we proposed lowpass filter using all-pass sums of flat delay characteristics. this filter consisted of all-pass filter of parallel structure, the general analog filter is impossible to adjust the phase and the delay, using the proposed filter, it has advantage to adjust them. And, we compared and analyzed this filter with passband width and magnitude characteristics, and the relation of group delay characteristics and cut-off frequency. Also, in order to obtain desired cut-off frequency, forming the weighing, we obtained desired cut-off frequency and group delay characteristics.

키워드

flat delay filter, all-pass filter, group delay.

1. 서론

올패스(all-pass) 필터는 최근에 많은 분야에 적용되고 있다. 올패스 필터의 특징은 모든 주파수에서 일정한 크기를 가지고, 위상은 주파수에 따라 변하며 간단한 구조로 구성된다.

올패스 필터는 필터뱅크(filterbanks) 및 위상

동화기(phase equalizer), 웨이브릿(wavelet), 힐버트 변환(hilbert transformer), 멀티레이트 필터링(multirate filtering) 등 다양한 분야에 적용되고 있다[1][2].

필터는 주파수 선택 기능에 따라 고역통과, 저역통과, 대역통과, 대역저지 필터로 분류되고, 신호 성분 중에서 진폭의 크기에 중점을 두지만, 올패스 필터는 신호의 위상 또는 전송 시간만 변화시키고 크기에는 영향을 주지 않는 특성을 가지고 있다. 쌍일차 변환(bilinear transfor-

* (주) 흥창 부설연구소

** 부경대학교 공과대학 전기제어계측공학부

접수일자: 2001. 2. 3

mation)에 의해 아날로그 필터에서 기수 또는 우수 차수의 디지털 필터를 얻을 수 있는데, 우수 차수인 경우에는 필터 계수가 복소수로 되어 복잡하므로 실수의 필터 계수를 얻기 위해서 기수 차수의 디지털 필터를 구현하였다[3].

본 논문은 플랫 딜레이(flat delay) 특성의 올패스 합을 이용한 로우패스 필터를 제시하였다. 이 필터는 제한 조건인 차수 K 와 L , 지연요소 d , 가중치 a 를 가변하면서 지연과 위상 선형성 조정이 용이하다는 장점을 가지고 있다. 따라서 제시한 필터에서 제한 조건인 K, L, d, a 를 가변하면서 통과대역의 폭과 크기 특성, 군지연 특성과 차단 주파수와의 관계를 시뮬레이션하고, 비교분석하였다.

II. 플랫 딜레이 필터

ω 에 대해서 위상이 음의 도함수인 군지연을 $G(\omega)$ 로 가정하면, 플랫 딜레이 필터의 전달 함수는 식 (1)과 같다.

$$\frac{b_0}{\sum_{n=0}^N a_n z^{-n}} = \frac{b_0}{D(z)} \dots\dots\dots(1)$$

$a_0 = 1$, DC gain = 1, $b_0 = \sum_{n=0}^N a_n$ 의 조건을 만족하며, 군지연은 $\omega = 0$, $\omega = \pi$ 인 경우에 평탄성을 가진다.

$$\begin{aligned} G(\omega = 0) &= \gamma \text{ (if } K > 0) \\ G(\omega = \pi) &= \gamma \text{ (if } K > 0) \\ G^{2i}(\omega = 0) &= 0, \text{ for } i = 1, \dots, K-1 \\ G^{2i}(\omega = \pi) &= 0, \text{ for } i = 1, \dots, L-1 \\ &\dots\dots\dots(2) \end{aligned}$$

N 개의 계수 a_1, \dots, a_N 와 $\omega = 0$ 일 때의 차수 K , $\omega = \pi$ 일 때의 차수 L , 전체 차수인 $N = K + L$, 원하는 군지연 값을 γ 라 두면,

식 (1)의 군지연 특성은 다음의 조건인 식 (2)를 만족한다.

식(2)에서 주어진 4개의 군지연 조건들은 계수 a_n 에 대해 식 (3)과 식 (4)와 같다[4].

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N (n + \gamma)^{2k+1} a_n &= -\gamma^{2k+1}, \\ \text{for } k &= 0, 1, \dots, K-1 \dots\dots\dots(3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N (-1)^n (n + \gamma)^{2l+1} a_n &= -\gamma^{2l+1}, \\ \text{for } l &= 0, 1, \dots, L-1 \dots\dots\dots(4) \end{aligned}$$

플랫 딜레이 특성을 얻기 위해 식 (3)과 식 (4)를 이용하면 계수 a_n 은 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{(-1)^n}{(2\gamma + K + L + 1)_n} \binom{K+L}{n} \cdot \\ &\sum_{i=0}^n (-4)^i \binom{L}{i} \frac{(\gamma)_i (n-i+1)_i (2\gamma+2i)_{n-i}}{(K+L+1-i)_i} \\ &\dots\dots\dots(5) \end{aligned}$$

$(x)_n = (x) \cdot (x+1) \cdot (x+2) \cdot \dots \cdot (x+n-1)$, $0 \leq n \leq N$, $(x)_n = 1$, $n \leq 0$ 의 조건을 만족하고, 플랫 딜레이 필터의 안정 또는 불안정에 관계없이 양과 음의 실수 값을 가질 수 있다. 특별한 경우인 전극점 필터는 $dc(\omega = 0)$, 즉 $L = 0$ 에서 플랫 딜레이 특성을 나타내고 있으며 식 (5)는 식 (6)과 같다. 식 (6)을 이용하여 플랫 딜레이 필터의 계수 값을 구하였다.

$$a_n = (-1)^n \binom{N}{n} \frac{(2\gamma)_n}{(2\gamma + N + 1)_n} \dots\dots\dots(6)$$

III. 병렬 구조의 올패스 필터

그림 1은 두 방향 병렬 구조의 올패스 합으로 top과 bottom에 있는 $A_1(z)$, $A_2(z)$ 는 올패스 필터이고 d 는 양의 정수, 0.5는 가중치이다. 전달함수는 식 (7)과 같다. 올패스 합 구조는

식 (7)과 같은 형태가 가장 일반적이며, 식 (8)와 같은 형태로도 사용된다[5][6].

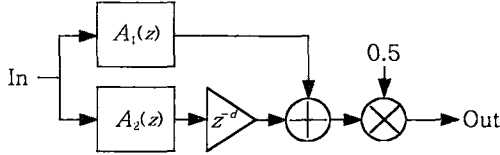


그림 1. 병렬 구조의 올패스 필터
Fig. 1. The all-pass filter of parallel structure.

$$H(z) = \frac{1}{2} [z^{-d} A_2(z) + A_1(z)] \dots\dots\dots(7)$$

$$H(z) = \frac{1}{2} [z^{-d} + \frac{A_1(z)}{A_2(z)}] \dots\dots\dots(8)$$

식 (8)은 식 (7)과 비교해보면 같은 크기 응답을 가지고, 위상은 다르며, 단위원 밖에 극점을 가진다. 따라서, 크기에 대한 접근 방법으로 아주 적합하다. 다른 형태의 식 (9)와 같은 올패스 합을 설계할 때를 고려하기 위해서 $A(z)$ 는 안정적이고, 인과적인 $A_1(z)/A_2(z)$ 로 인수분해 가능하다.

$$H(z) = \frac{1}{2} [z^{-d} + A(z)] \dots\dots\dots(9)$$

$A(z)$ 는 실수 계수를 가진 차수 N 인 올패스 필터이고, 식 (9)의 올패스 합을 설계할 때를 고려하기 위해서 각각의 $A_1(z)$ 와 $A_2(z)$ 는 안정적, 인과적이기 때문에 $A(z)$ 는 $A_1(z)/A_2(z)$ 로 인수분해 가능하다. 따라서, 식 (9)의 전체 응답도 안정적, 인과적이다. 만약, $A(z)$ 가 안정적이고 인과적이면, 전체 응답은 거의 선형적인 위상을 가지며, 전체 응답의 선형위상의 차수는 $A_1(z)$, $A_2(z)$ 의 차수에 따른다. d 값이 크면 클수록, 위상은 선형적이지만, 전체 지연은 커진다. 위상 선형성과 전체 지연은 d 와 $A(z)$ 의 설계에 의해서 바뀌어진다[7][8].

올패스 합을 이용한 로우패스 필터의 설계를

구현하기 위해서 식 (9)에 있는 $A(z)$ 는 플랫 딜레이 특성을 인가한 식 (10)과 같다.

$$A(z) = \frac{z^{-N}D(1/z)}{D(z)} \dots\dots\dots(10)$$

$D(z)$ 는 차수가 N 인 실수 다항식이고, $A(z)$ 가 다음의 조건인 식 (11)을 만족한다면, 식 (9)의 전체 응답은 로우패스 필터가 된다.

$$A(z) \approx z^{-d} \text{ (in the passband)}$$

$$A(z) \approx -z^{-d} \text{ (in the stopband)} \dots\dots\dots(11)$$

$A(z)$ 의 균지연 값이 통과대역과 저지대역에서 d 에 접근하고, 플랫 딜레이 필터인 $1/D(z)$ 의 균지연 값이 통과대역과 저지대역에서 $(d-N)/2$ 에 접근한다. $1/D(z)$ 의 균지연 값이 γ 이면 $A(z)$ 는 $2\gamma + N$ 이고, $A(z)$ 의 균지연 값이 X 이면 $1/D(z)$ 의 균지연 값은 $(X-N)/2$ 가 된다. 그리고, 필터의 특성에 영향을 끼치는 K , L , d 사이의 조건은 식 (12)와 같다.

$$|K - L| + 1 \leq d \leq K + L + 1 \dots\dots\dots(12)$$

d 는 $K+L+1$ 과 같은 패리티(parity)를 가져야한다. $A_2(z)$ 의 차수는 $A(z)$ 의 단위원 밖에 극점의 개수를 나타내고, $A_1(z)$ 의 차수는 전체 차수 N 과 $A_2(z)$ 차수의 차를 나타내며, 각각의 차수는 식 (13)에 의해 구해진다.

$$n_2 = 2 \left[\frac{N - d + 1}{4} \right]$$

$$n_1 = N - 2 \left[\frac{N - d + 1}{4} \right] \dots\dots\dots(13)$$

IV. 연속적인 차단 주파수의 가변

차단 주파수의 위치는 플랫 딜레이 필터를

이용하여 변수인 K, L, d 에 의해 결정되고, 가중치 α 를 인가한 두 개의 플랫폼 딜레이 필터를 이용하여 원하는 차단 주파수를 얻을 수 있으며 식 (14)와 같다.

$$\begin{aligned}
 D(z; K, L, \alpha) &= \alpha \cdot D(z; K, L+1) + (1 - \alpha) \\
 &\quad \cdot (z; K+1, L) \\
 &= \sum_{n=0}^{K+L+1} (\alpha \cdot a_n(K, L+1) + (1 - \alpha) \\
 &\quad \cdot a_n(K+1, L))z^{-n} \\
 &\dots\dots\dots(14)
 \end{aligned}$$

α 는 $[0, 1]$ 사이의 실수이고, 가중치를 인가한 플랫폼 딜레이 필터의 군지연은 $\omega = 0, \omega = \pi$ 에서 평탄한 특징을 가지며, $D(z; K, L, \alpha)$ 의 차수는 $K+L+1$ 이다. 가중치를 연속적으로 변경시키면 차단 주파수도 연속적으로 변화한다. 올패스 $A(z)$ 와 로우패스 $H(z)$ 는 가중치를 인가한 경우에 식 (15)와 식 (16)과 같다[9].

$$A(z; K, L, \alpha) = \frac{z^{(K+L+1)} D(1/z; K, L, \alpha)}{D(z; K, L, \alpha)} \dots\dots\dots(15)$$

$$H(z; \alpha) = \frac{1}{2} (z^{-d} + A(z; K, L, \alpha)) \dots\dots\dots(16)$$

가중치를 인가한 경우, K, L, d 사이의 조건은 식 (17)과 같다.

$$|K - L| \leq d \leq K + L + 2 \dots\dots\dots(17)$$

여기서, d 는 $K+L$ 과 같은 패리티를 가져야 한다. 원하는 차단 주파수 ω_c 를 만족하는 가중치 α 는 $[0, 1]$ 사이에 존재하고, ω_c 가 주어지면 가중치 α 는 방정식 $|H(e^{j\omega})| = 0.5$ 에 의해 구한다. 가중치를 인가한 경우 $F(\omega)$ 는 식 (18)과 같다.

$$\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(d\omega_c + \theta(\omega_c)) = \frac{1}{4} \dots\dots\dots(18)$$

$A(e^{j\omega}) = e^{j\theta(\omega)}, D(e^{j\omega}) = |D(e^{j\omega})|e^{j\beta(\omega)}$ 에서 $\theta(\omega) = -2\beta(\omega) - N\omega$ 에서 얻을 수 있고, 식 (18)은 식 (19)와 같다.

$$\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(d\omega_c - 2\beta(\omega_c) - N\omega_c) = \frac{1}{4} \dots\dots\dots(19)$$

$D(z; K, L, \alpha)$ 의 위상은 식 (20)과 같다.

$$\beta(\omega_c) = \pm \frac{\pi}{3} - \frac{\omega_c}{2} + l\pi \dots\dots\dots(20)$$

단, l 은 정수이고, 원하는 위상 $\beta(\omega_c)$ 에서 가중치 α 가 결정되고, $\gamma_0, \gamma_1, \beta_0, \beta_1$ 은 식 (21)에 의해서 구해진다.

$$\begin{aligned}
 D(e^{j\omega_c}; K+1, L) &=: r_0 e^{j\beta_0} \\
 D(e^{j\omega_c}; K, L+1) &=: r_1 e^{j\beta_1} \dots\dots\dots(21)
 \end{aligned}$$

$D(z = e^{j\omega_c}; K, L, \alpha)$ 는 $\alpha\gamma_1 e_1^{j\beta_1} + (1 - \alpha)r_0 e^{j\beta_0}$ 이고, 가중치 α 는 식 (22)에 의해서 구해진다.

$$\alpha\gamma_1 e^{j\beta_1} + (1 - \alpha)r_0 e^{j\beta_0} = X \cdot e^{j\beta_c} \dots\dots\dots(22)$$

X 는 양의 실수, β_c 는 원하는 위상이다. 식 (22)를 풀면 식 (23)과 같다.

$$\alpha = \frac{\gamma_0 \sin(\beta_0 - \beta_1) - \gamma_0 \cos(\beta_0 - \beta_1)}{\gamma_0 \sin(\beta_0 - \beta_1) + (\gamma_1 - \gamma_0 \cos(\beta_0 - \beta_1))} \cdot \frac{\tan(\beta_c - \beta_1)}{\tan(\beta_c - \beta_1)} \dots\dots\dots(23)$$

$\beta_c = \pm \pi/3 - \omega_c/2$ 이고, 식 (23)에서 가중치는 두 개가 존재하고, 그 중에서 한 개가 $[0, 1]$ 사이에 놓인다. $K = L, d = 0$ 이면, 가장 적은

지연을 가지는 필터는 기수 차수의 버터워스 필터이고, 차수 N 인 일반적인 버터워스 필터는 지연과 위상 선형성 조정이 불가능하지만, 본 논문에서 플랫폼 딜레이 특성의 올패스 합을 이용한 로우패스 필터는 원하는 지연과 위상 선형성 조정이 가능하다.

V. 시뮬레이션 및 기대 효과

플랫폼 딜레이 필터의 군지연 특성을 이용하여 병렬 구조의 두 방향 올패스 필터로 구성된 로우패스 필터에 대해 변수인 K, L, d 를 사용하여 시뮬레이션하였다. 그리고, 원하는 지연과 위상 선형성을 가변하였고, 원하는 차단 주파수를 구하기 위해 가중치 α 를 인가하여 크기 특성, 군지연 특성, 차단 주파수를 비교분석하였다.

다음은 플랫폼 딜레이 필터의 특성을 알아보기 위한 것이며, $N = 9, K = 6, L = 3$ 일 때, 원하는 군지연을 다음과 같이 $\gamma = -1.5, \gamma = 3.5$ 라 두면 각각의 계수 값은 표 1과 같다.

표 1. 플랫폼 딜레이 필터의 계수 값
Table 1. Coefficient values of flat delay filter.

	$\gamma = -1.5$	$\gamma = 3.5$
a_0	1.000000000000000	1.000000000000000
a_1	1.28571428571429	-1.23529411764706
a_2	1.92857142857143	-0.82352941176471
a_3	0.54761904761905	1.86377708978328
a_4	0.21428571428571	-0.26006191950465
a_5	-0.05844155844156	-0.95356037151702
a_6	0.00216450216450	0.47678018575851
a_7	0.00449550449550	0.11549333692287
a_8	-0.00149850149850	-0.13474222641002
a_9	0.00016650016650	0.02694844528200
b_0	4.92307692307692	0.07581101090321

그림 2는 $N = 9, K = 6, L = 3, \gamma = 3.5$ 인

경우이며, $\omega = 0, \omega = \pi$ 에서 원하는 군지연 값을 얻었고, 그림 3은 $N = 9, K = 6, L = 3, \gamma = -1.5$ 인 경우이며, $\omega = 0, \omega = \pi$ 에서 원하는 군지연 값을 얻었다.

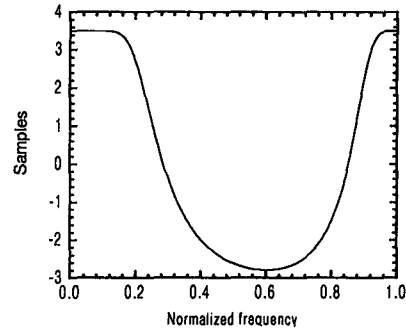


그림 2. 플랫폼 딜레이 필터의 군지연 특성
Fig. 2. The group-delay characteristics of flat delay filter
($N = 9, K = 6, L = 3, \gamma = 3.5$).

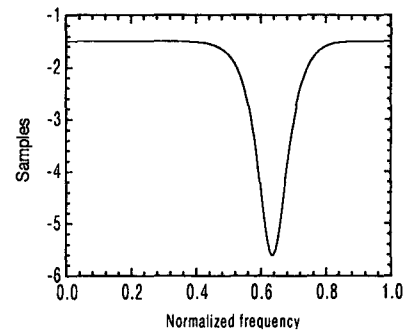
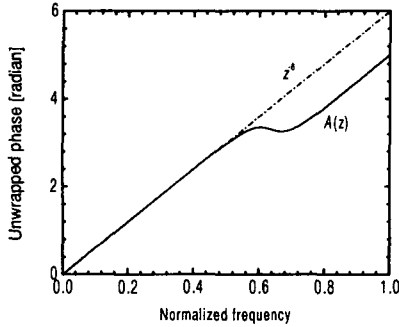


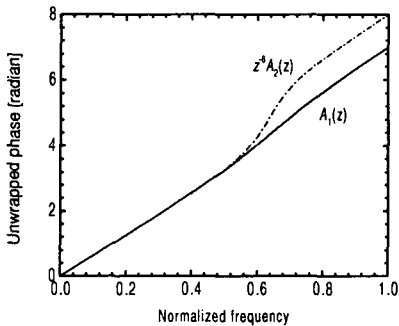
그림 3. 플랫폼 딜레이 필터의 군지연 특성
Fig. 3. The group-delay characteristics of flat delay filter
($N = 9, K = 6, L = 3, \gamma = -1.5$).

그림 4는 $K = 6, L = 3, d = 6, \gamma = -1.5$ 인 경우이며, $A_1(z)$ 의 차수는 단위원 밖의 극점의 수인 2이고, $A_2(z)$ 의 차수는 단위원 안의 극점의 수인 7이다. 그림 4(a)는 z^{-6} 와 $A(z)$ 의 위상 특성이고, 그림 4(b)는 $z^{-6}A_2(z)$ 와

$A_1(z)$ 의 위상 특성이다. 통과대역에서는 같은 위상이므로 위상 차가 0이고, 저지대역에서는 π 만큼의 위상이므로 위상 차는 0이다. 희망하는 주파수대역에서 위상 차를 0과 1사이로 조정함에 따라 로우패스 필터의 형태를 얻는다.



(a) Unwrapped phase response

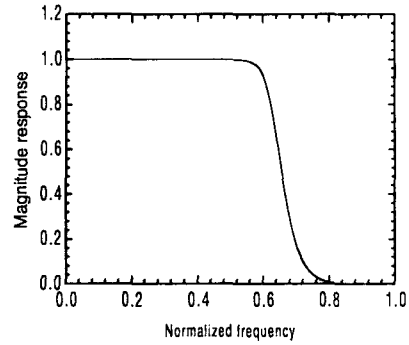


(b) Unwrapped phase response

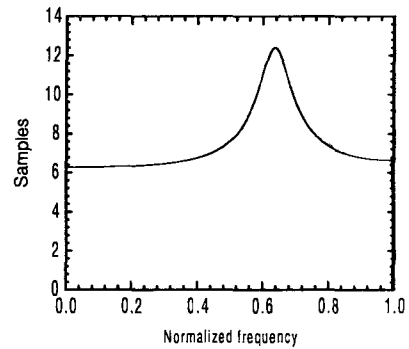
그림 4. 각각의 branch의 언래핑 위상응답
Fig. 4. The unwrapped phase response of each branch

($K = 6, L = 3, d = 6, \gamma = -1.5$).

두 개의 올패스 필터를 이용하여 올패스 합 특성을 구하기 위하여, 그림 5는 $K = 6, L = 3, d = 6$ 인 경우이며, 그림 5(a)는 크기 특성, 그림 5(b)는 군지연 특성이다. 위상은 거의 선형적이고, 통과대역과 저지대역에서 군지연은 $d = 6$ 값에 접근하는 로우패스 필터의 특성을 나타낸다.



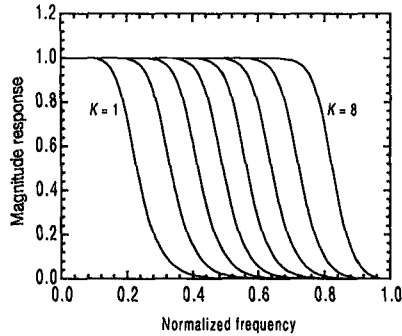
(a) Magnitude response



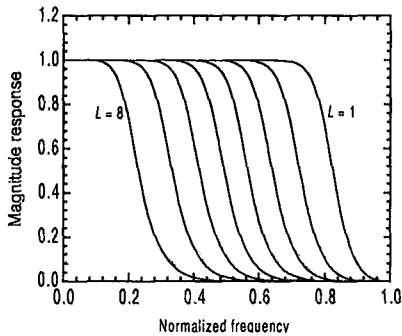
(b) Group delay response

그림 5. 두 개의 올패스 필터의 합
Fig. 5. The sum of two all-pass filters
($K = 6, L = 3, d = 6$).

그림 6은 두 개의 올패스 필터의 합을 나타내었다. $N = 9, d = 8, \gamma = -1.5$ 인 경우이며, 그림 6(a)는 K 를 1에서 8까지 1만큼씩 가변시킨 경우의 올패스 필터의 합을 나타낸 그림으로, K 가 작으면 통과대역 폭이 좁고 차단 주파수가 낮으며, K 가 크면 통과대역 폭이 넓고 차단 주파수가 높다. 그림 6(b)는 L 을 1에서 8까지 1만큼씩 가변시킨 경우로서, L 이 크면 통과대역 폭이 좁고 차단 주파수가 낮으며, L 이 작으면 통과대역 폭이 넓고 차단 주파수가 높다. 제한 조건인 K, L 을 가변하면서 원하는 필터의 통과대역 폭을 얻을 수 있다.



(a) Magnitude response



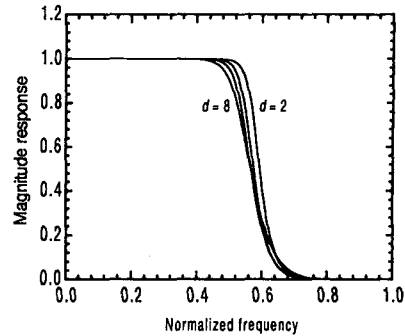
(b) Magnitude response

그림 6. 두 개의 올패스 필터의 합
Fig. 6. The sum of two all-pass filters

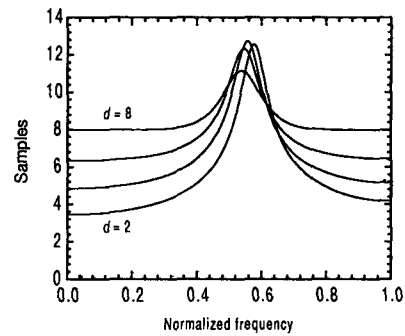
((a) : $N = 9$, $d = 8$, K is varied from 1 to 8,
(b) : $N = 9$, $d = 6$, L is varied from 1 to 8).

그림 7은 $K = 5$, $L = 4$, d 를 2에서 8까지 2만큼 증가시킨 경우로서, 두 개의 올패스 필터의 합을 나타낸 그림이며, γ 는 -3.5에서 -0.5까지 1만큼씩 증가시켰다. 그림 7(a)는 d 가 증가할 경우의 크기 특성이며, 그림 7(b)는 군지연 특성이다. d 가 클수록 전체 지연은 크지만, 위상은 훨씬 선형적이다.

그림 8은 차단 주파수를 가변하는 방법으로, 가중치를 사용한 경우와 사용하지 않은 경우의 크기 특성을 비교한 예로서, 두 개의 올패스 필터의 합에서 그림 8(a)는 크기 응답이며, 그림 8(b)는 군지연 응답이다. 그림 8(a), (b)에서 (A)는 $K = 3$, $L = 6$, (B)는 $K = 3$, $L = 5$, $\alpha = 0.5$, (C)는 $K = 4$, $L = 5$ 인 경우이다. (A), (C)



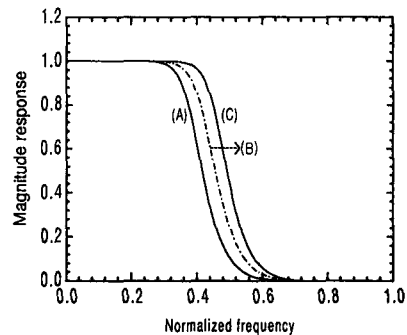
(a) Magnitude response



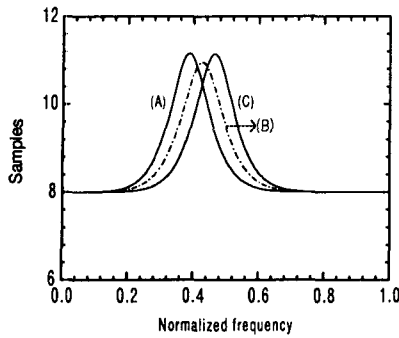
(b) Group delay response

그림 7. 두 개의 올패스 필터의 합
Fig. 7. The sum of two all-pass filters
($K = 5$, $L = 4$, d is varied from 2 to 8).

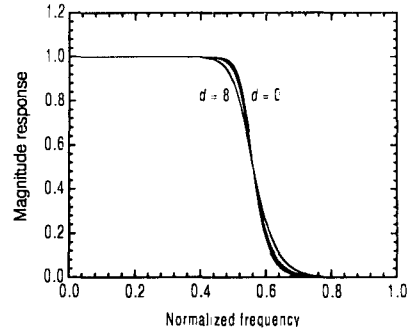
는 가중치를 사용하지 않은 경우이고, (B)는 가중치 0.5를 인가하여 (A), (C)사이의 중앙에 위치한다.



(a) Magnitude response



(b) Group delay response

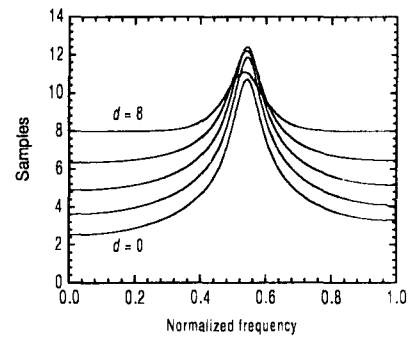


(a) Magnitude response

그림 8. 차단 주파수의 가변
 Fig. 8. The variation of cutoff frequency
 ((A) : $K = 3, L = 6$, (B) : $K = 3, L = 5, \alpha = 0.5$, (C) : $K = 4, L = 5$).

그림 9는 d, K, L 의 연속적인 관계를 나타낸 그림이며, 희망하는 대역폭과 지연을 가지는 필터를 얻기 위한 파라미터를 설정하였다.

그림 10은 규정한 차단 주파수($\omega_c = 0.56\pi$)를 가진 두 개의 올패스 필터의 합을 나타낸 그림이며, $K = 4, L = 4, d$ 는 0에서 8까지 2만큼, γ 는 -4.5에서 -0.5까지 1만큼씩 변화시켰다. 그림 10(a)는 d 가 변화할 때의 크기 특성이고, 그림 10(b)는 군지연 특성이다.



(b) Group delay response

그림 10. 두 개의 올패스 필터의 합
 Fig. 10. The sum of two all-pass filters
 ($\omega_c = 0.56\pi, K = 4, L = 4, d$ is varied from 0 to 8).

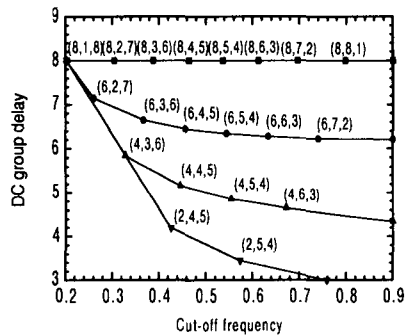


그림 9. 연속적인 차단 주파수의 가변
 Fig. 9. The continuous variation of the cutoff frequency
 (■ : $d = 8, \bullet : d = 6, \blacktriangle : d = 4, \blacktriangledown : d = 2$).

그림에서 $d = 0$ 인 경우의 필터는 일반적인 버터워스 필터를 나타내고 있다.

VI. 결론

본 논문에서 플랫폼 딜레이 특성의 올패스 합을 이용한 로우패스 필터를 제시하였다. 일반적인 필터들은 지연과 위상 선형성 조정이 불가능하지만, 제시한 로우패스 필터는 변수인 K, L, d 를 가변하면서 지연과 위상 선형성 조정이 용이하다는 장점을 가지고 있다. 따라서, 본 논문에서 플랫폼 딜레이 필터에 대해서 $N = 9, K = 6, L = 3, \gamma = -1.5, \gamma =$

3.5인 경우에 원하는 군지연 값에 접근하는 것을 알 수 있었고, 올패스 합을 이용한 로우패스 필터의 변수인 K, L, d 를 가변하면서 통과대역의 폭과 크기 특성, 군지연 특성과 차단 주파수의 관계를 시뮬레이션하여 비교분석하였다. 지정한 변수 범위내에서, 보다 정확한 차단 주파수를 얻기 위해서 플랫폼 딜레이 필터에 가중치 α 을 인가하였다.

그 결과, 플랫폼 딜레이 특성의 올패스 합을 이용한 로우패스 필터의 변수를 가변하면서 유효 통성있는 차단 주파수와 군지연 특성을 얻었다.

참고 문헌

[1] F. Argenti, V. Cappellini, A. Sciorpes. and A. N. Venetsanopoulos, "Design of IIR linear phase QMF bank based on complex all pass sections," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 44, pp. 1262-1267, May 1996.

[2] M. Lang, "All pass filter design and applications," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 46, pp. 2505-2514, Sept. 1998.

[3] I. W. Selesnick and C. S. Burrus, "Generalized digital butterworth filter design," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 46, pp. 1688-1694, June 1998.

[4] J. P. Thiran, "Recursive digital filters with maximally flat group delay." IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-18, pp. 659-664, Nov. 1971.

[5] 김승영, 김남호, "올패스 필터를 사용한 폴리 페이지 필터에 관한 연구", 신호처리·시스템 학회 하계종합학술대회 논문집, 제1권, 제1호, pp. 165-168, 2000. 8.

[6] 김승영, 김남호, "통과대역에서 마이크로 리플과 선형 위상 특성을 갖는 폴리페이지 필터에 관한 연구", 한국해양정보통신학회 논문지, vol. 4, pp. 627-633, 2000. 9.

[7] A. N. Wilson and H. J. Orchard, "Insights into digital filters made as the sum of two all pass functions," IEEE Trans Circuits Syst. II, vol. 42, pp. 129-137, Mar. 1995.

[8] T. Q. Nguyen, T. I. Laakso, and R. D. Koilpillai, "Eigenfilter approach for the design of all-pass filters approximating a given phase response," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 42, pp. 2257-2263, Sept. 1994.

[9] S. S. Kidambi, "Weighted least-squares design of recursive all pass filters," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 44, pp. 1553-1556, June 1996.



김 승 영(Seung-Young Kim)

1998년 2월 부경대학교 공과 대학 제어계측공학과 졸업 (공학사)
2001년 2월 부경대학교 공과대학 전기제어계측공학부 대학원 졸업 (공학석사)

2001년 2월~현재 (주)홍창 부설

연구소 연구원

※관심분야 : 신호처리, RF 및 Amplifier



김 남 호(Nam-Ho Kim)

1984년 2월 영남대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1986년 2월 영남대학교 대학원전자공학과 졸업(공학석사)

1991년 8월 영남대학교 대학원전자공학과 졸업(공학박사)

1992년 3월 - 현재 부경대학교 공과대학 전기제어계측공학부 부교수

1999년 6월~현재 한국통신학회 부산경남지부 총무이사

1999년 3월~현재 한국해양정보통신학회 편집위원

※관심분야 : 회로 및 시스템, 신호처리