



# 기저선 변동 제거를 위한 정수 계수 고역 통과 디지털 필터의 개선 Improvement of Integer-coefficient High-pass Filters to Eliminate Baseline Drift

김민규\* · 안세진\*\* · 정의봉\*\*\* · 홍진숙†  
Min-Kyu Kim\*, Se-Jin Ahn\*\*, Weui-Bong Jeong\*\*\* and Chinsuk Hong†

(Received July 15 2019 ; Revised September 4, 2019 ; Accepted September 19, 2019)

**Key Words :** Integer Coefficient Filter(정수 계수 필터), Low-cost Filter(저가형 필터), Additional Time Delay (추가시간지연), Impact Signal Detection(충격 신호 감지)

## ABSTRACT

This paper focuses on the improvement of the integer-coefficient high-pass filter for baseline drift elimination. A sharp filter is required to effectively remove low-frequency noise and baseline drift. To sharpen the filter, the number of zeros and the filter order should be increased, which causes an increase in the amount of computation. An integer-coefficient high-pass filter is designed as a combination of an all-pass filter and a 0 Hz bandstop filter. If a time delay independent of the computation amount is imposed on the all-pass filter, the characteristics of the filter can be changed. As the time delay imposed on the all-pass filter increases, the stopband of the high-pass filter narrows, sharpens the filter, and increases the ripple and phase distortion in the passband. The ripple and phase distortion, increased by an additional time delay, can be mitigated to acceptable levels by adjustment of the number of zeros and the order of filters. If there is an additional time delay, it uses less memory, multiplications, and filter tabs compared to previous design methods. The proposed method is expected to be more economical from a computational point of view.

## 1. 서 론

오늘날 마이크로프로세서를 이용한 실시간 디지털 신호처리는 오디오, 통신, 영상처리 등 전자공학에서부터 생체신호 계측과 같은 의공학 분야까지 다방면의 분야에서 실시되고 있다. 일반적인 신호 계측에서 DC 성분과 저주파 잡음에 의한 기저선변동이나 오차

가 존재하고 이를 제거하기 위해서 디지털 고역 통과 필터의 적용이 필수적이다<sup>(1,2)</sup>. 하드웨어 기술이 발전하고 연산속도가 개선되어 적용 가능한 디지털 필터의 선택폭이 넓어졌음에도 불구하고 단가 상의 문제로 저 사양 프로세서를 택한다거나 많은 양의 데이터 처리가 요구되는 경우에 상대적으로 메모리와 연산수의 부담이 적은 디지털 필터의 적용이 필요하다. 필터가 곱 연산 수를 적게 가지도록 하고 작은 정

† Corresponding Author ; Member, Ulsan College, School of Mechanical Engineering

E-mail : cshong@uc.ac.kr

\* School of Mechanical Engineering, Pusan National University

\*\* Member, Division of Energy & Electrical Engineering, Uiduk University

\*\*\* Fellow Member, School of Mechanical Engineering, Pusan National University

‡ Recommended by Editor Soo Il Lee

© The Korean Society for Noise and Vibration Engineering

수만을 필터 계수로 제한한다면 연산량 관점에서 경제적인 필터 설계가 가능하다<sup>(3)</sup>. Lynn은 필터의 극점과 영점을  $z$ -평면 단위원에 배치하여 작은 정수를 계수로 가지면서 선형위상 특성을 지닌 정수계수 순환 필터를 제시함으로써 연산 부담을 낮추고 반올림 오차를 제거하였다<sup>(4-6)</sup>. Lynn은 0 Hz를 중심주파수로 갖는 대역 통과 필터를 설계하고 필터링 결과를 동일한 위상의 전역 통과에 필터링한 결과에서 뺄으로써 고역 통과 필터링 결과를 얻었다<sup>(5)</sup>. 0 Hz 대역 통과 필터와 전역 통과 필터 두 선형 위상 필터의 결합으로 설계된 정수 계수 고역 통과 필터의 경우 완벽한 선형성을 지니며 기존 FIR 필터에 비해 적은 연산량으로 요구되는 필터 성능을 만족하게 해 심전도나 광혈류 분석, 이미지처리 등 다양한 분야에서 기저선 변동제거에 사용되고 있다<sup>(5-11)</sup>.

그러나 제시된 정수 계수 필터의 특성상 극점과 영점 위치의 제한 때문에 제거되는 영역에 한계가 있다. 고역 통과 필터의 경우 차단주파수는 설계과정에 사용되는 0 Hz 대역 통과 필터의 통과 대역과 관계되어 있다. 대역 통과 필터의 폭을 좁혀 필터를 첨예하게 만들고 차단주파수를 낮추기 위해서는 유일한 설계 변수인 영점 수와 필터 차수를 높여야 한다. 이와 관련하여 증가된 영점수와 필터 차수는 다시 메모리, 곱 연산 수, 필터 탭 수를 증가시키므로 저주파 노이즈만을 효과적으로 제거하기 위해 첨예한 필터가 요구되는 경우 연산량 부담을 가져온다.

고역 통과 필터의 설계과정에서 전역 통과 필터에 추가적인 시간 지연을 부과하는 경우 차단 중심으로부터 필터가 첨예해 짐과 동시에 약간의 위상지연이 발생한다. 특수한 경우 완벽한 선형위상 특성은 필수적인 요소이지만 일반적인 설계에서 위상 지연에 의한 시간 지연 변동 값이 탭 크기보다 적거나 허용수준 이하일 경우 근사선형으로 문제없이 사용할 수 있다<sup>(12,13)</sup>. 이 논문은 기저선 변동 제거를 위한 정수계수 고역 통과 필터의 설계과정에서 영점 수와 필터 차수 증가 없이 추가시간지연을 통해 필터를 첨예하게 설계하는 방법을 제시한다. 2장에서는 Lynn의 정수계수 고역 통과 필터의 설계이론을 제시한다. 3장에서는 추가시간 지연을 통한 필터개선에 대한 설계이론을 제시하고 이후 영점 수, 필터 차수, 추가시간지연에 의해 변화하는 진폭 특성과 최대 위상 변동 같은 위상특성을 수치해석적으로 제시한다. 이를 바탕으로 4장에서는 제

안된 대역 저지 필터를 충격 감지 시스템의 기저선 변동 제거에 적용하였다. 대역 저지 필터의 설계후보군을 제시하고 추가시간지연이 부과되지 않은 필터와 비교하여 성능 개선을 확인하였다.

## 2. 정수 계수 고역 통과 필터 설계 이론

### 2.1 정수계수 고역 통과 필터

고역 통과 필터는 Fig. 1에서 보인 바와 같이 선형 위상 전역 통과 필터에서 동일 위상의 0 Hz 중심주파수를 가지는 대역 통과 필터를 빼서 설계할 수 있다<sup>(3)</sup>.

대역 통과 필터가 선형위상을 갖게 하기 위해  $z$ -평면의 단위 원 위에 영점을 균일한 간격으로 분포시키고, 통과시키고자 하는 주파수 위치에 극점을 배치하여 영점을 상쇄시킴으로써 극점에 해당하는 주파수만 통과시키도록 하였으며, 이때 필터의 전달함수는  $z$ -평면에서 식 (1)과 같이 쓸 수 있다.

$$H_{BPF}(z) = \frac{(1 - z^{-m})^p}{(1 - 2\cos(\theta)z^{-1} + z^{-2})^t} \tag{1}$$

이때  $m$ 은 단위 원에 분포되는 영점의 수이며,  $p$ 와  $t$ 는 각각 단위 원 상의 영점 개수와 극점 개수와 관계되는 필터의 차수로 필터 차수의 증대는 필터 이득과 측엽의 감쇠를 증가시킨다.  $\theta$ 는 단위원에서 극점의 위치를 의미한다.

필터의 계수가 정수가 되도록 하기 위해서는  $\theta$ 의 위치가  $0^\circ, \pm 60^\circ, \pm 90^\circ, \pm 120^\circ, \pm 180^\circ$ 로 제한된다. 고역 통과 필터 설계를 위해서는 밴드패스 필터의 중심주파수가 0 Hz가 되어야 하므로  $\theta$ 를  $0^\circ$ 로 제한하고 단위 원 상의 극점수와 영점수를 일치시키기 위하여  $p$ 와  $2t$ 를  $k$ 로 통일하는 경우 식은 (2)와 같이 간소화된다.

$$\begin{aligned} H_{0HzBPF}(z) &= \frac{(1 - z^{-m})^p}{(1 - 2z^{-1} + z^{-2})^t} \\ &= \frac{(1 - z^{-m})^p}{(1 - z^{-1})^{2t}} = \left( \frac{1 - z^{-m}}{1 - z^{-1}} \right)^k \end{aligned} \tag{2}$$

여기서  $m$ 은 영점 수이고  $k$ 는 필터 차수이다.  $z$ -평면의 전달함수를 주파수 식으로 표현하여 나타내는 경우 전달함수, 진폭 및 위상은 각각 식 (3), (4) 및 (5)와 같다. 필터의 진폭은 영점 수와 필터 차수에 의해 Fig. 2(a)와 같이 나타나며 Fig. 2(b)와 같이 모든 영점 수와 필터 차수에서 완전한 선형 위상을 가진다.

$$H_{BPF}(e^{j\omega T}) = e^{-\frac{k}{2}j\omega T(m-1)} \left( \frac{\sin(\frac{m}{2}\omega T)}{\sin(\frac{1}{2}\omega T)} \right)^k \quad (3)$$

$$|H_{BPF}| = \left| \left( \frac{\sin(\frac{m}{2}\omega T)}{\sin(\frac{1}{2}\omega T)} \right)^k \right| \quad (4)$$

$$\angle H_{BPF} = -\frac{k}{2}(m-1)\omega T \quad (5)$$

설계된 0 Hz 대역 통과 필터와 같은 필터 이득과 위상을 가지는 전역 통과 필터를 식 (6)과 같이 나타낸다.

$$H_{all}(e^{j\omega T}) = m^k e^{-\frac{k}{2}j\omega T(m-1)} \quad (6)$$

Fig. 1의 구조와 같이 전역 통과에 0 Hz 대역 통과 필터를 선형적으로 빼 설계한 고역 통과 필터의 전달 함수는 식 (7)로 나타낼 수 있다.

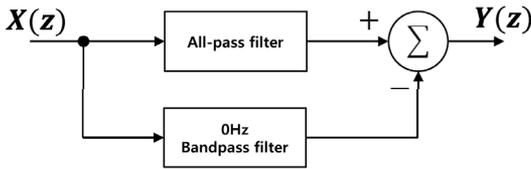
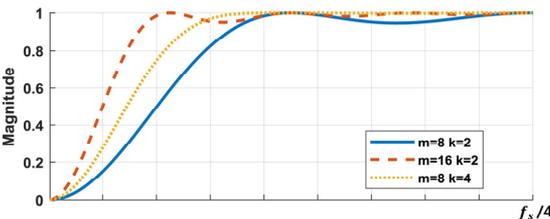
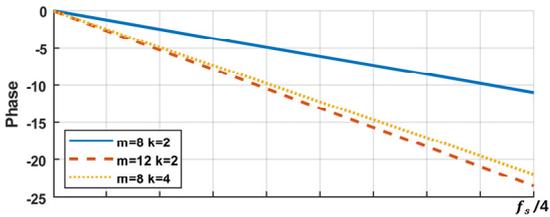


Fig. 1 High pass filter design method suggested by Lynn



(a) Magnitude



(b) Phase

Fig. 2 Variation of the response of 0 Hz bandpass filter with  $m$  and  $k$

$$H_{HPF}(e^{j\omega T}) = e^{-\frac{k}{2}j\omega T(m-1)} \left( m^k - \frac{\sin(\frac{m}{2}\omega T)}{\sin(\frac{1}{2}\omega T)} \right)^k \quad (7)$$

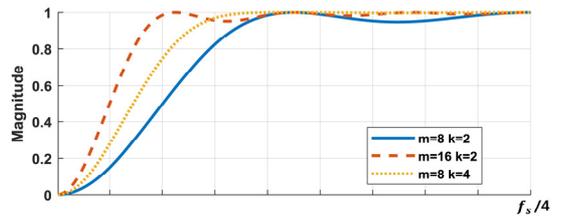
설계된 고역 통과 필터의 진폭과 위상 특성은 식 (8)과 식 (9)와 같다.

$$|H_{HPF}| = \left| m^k - \frac{\sin(\frac{m}{2}\omega T)}{\sin(\frac{1}{2}\omega T)} \right|^k \quad (8)$$

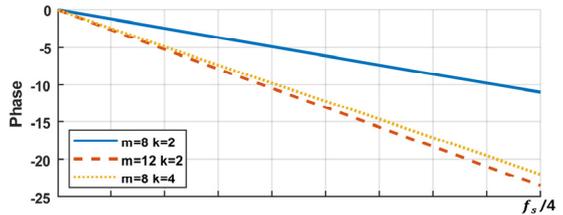
$$\angle H_{HPF} = -\frac{k}{2}(m-1)\omega T \quad (9)$$

필터의 진폭은 영점 수와 필터 차수에 의해 Fig. 3과 같이 나타나며 식 (9)와 같이 모든 영점 수와 필터 차수에서 완전한 선형 위상을 가진다.

설계된 고역 통과 필터는 0 Hz 대역 통과 필터와



(a) Magnitude



(b) Phase

Fig. 3 Variation of the response of high pass filter with  $m$  and  $k$

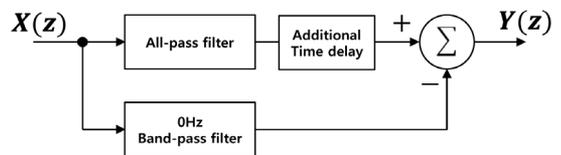


Fig. 4 High pass filter design method with additional time delay

동일한 차단주파수를 가지며 영점 수와 차수에 의해 차단 대역이 좁아지며 필터가 침해해지는 것을 Fig. 2와 Fig. 3으로부터 확인 할 수 있다.

### 3. 추가시간지연을 통한 필터 개선

#### 3.1 추가시간지연을 통한 필터 설계 이론

이 연구에서는 Fig. 4와 같이 전역 통과 필터에 추가로 시간지연효과를 주어 대역 저지 필터의 저지 대역을 좁히는 방법에 대해 제시한다. 전역 통과 필터에 추가 시간지연  $\tau$ 를 삽입할 때의 전달함수는 식 (10)과 같다.

$$H_{all}(e^{j\omega T}) = m^k e^{-\left(\frac{k}{2}(m-1) + \tau\right)j\omega T} \tag{10}$$

Fig. 4의 설계 구조와 같이 식 (3)으로 나타나는 0 Hz 대역 통과 필터를 식 (10)으로 나타나는 전역 통과 필터에 뺀으로써 나오는 고역 통과 필터는 식 (11)과 같다.

$$H_{HPF}(e^{j\omega T}) = e^{-\frac{k}{2}j\omega T(m-1)} \left( m^k e^{-\tau j\omega T} - \frac{\left( \sin\left(\frac{m}{2}\omega T\right) \right)^k}{\left( \sin\left(\frac{1}{2}\omega T\right) \right)^k} \right) \tag{11}$$

추가시간지연이 부과된 고역 통과 필터의 진폭과 위상은 식 (12)와 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$|H_{HPF}| = \sqrt{m^{2k} + \frac{\left( \sin\left(\frac{m}{2}\omega T\right) \right)^{2k}}{\left( \sin\left(\frac{1}{2}\omega T\right) \right)^{2k}} - 2m^k \frac{\left( \sin\left(\frac{m}{2}\omega T\right) \right)^k}{\left( \sin\left(\frac{1}{2}\omega T\right) \right)^k} \cos(\pi\omega T)} \tag{12}$$

$$\angle H_{HPF} = -\frac{k}{2}(m-1)\omega T + \tan^{-1} \left( \frac{m^k \sin(\pi\omega T)}{m^k \cos(\pi\omega T) - \frac{\left( \sin\left(\frac{m}{2}\omega T\right) \right)^k}{\left( \sin\left(\frac{1}{2}\omega T\right) \right)^k}} \right) \tag{13}$$

설계된 고역 통과 필터의 진폭은 부과된 추가시간 지연  $\tau$ 에 따라 Fig. 5(a)와 같이 나타난다. 시간지연이 추가로 전역 통과 필터에 부과됨에 따라 설계된 고역 통과 필터의 차단 대역이 좁아지며 필터가 침해되는 것과 리플이 증대되는 것을 확인할 수 있다. 시간 지연에 의한 필터의 비선형성을 확인하기 위해 필터

의 위상 변동을 식 (14)와 같이 정규화해 위상 변동을 천이되는 sample 수로 Fig. 5(b)에 나타내었다.

$$Groupdelay(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \{ \angle H(e^{j\omega T}) \} \tag{14}$$

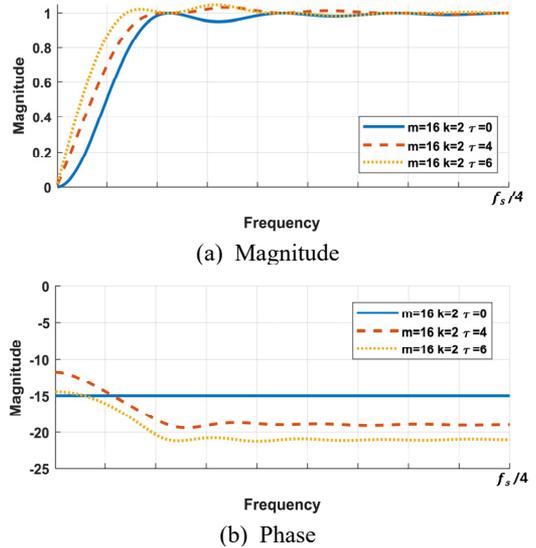


Fig. 5 Variation of the response of high pass filter with the additional time delay ( $\tau$ )

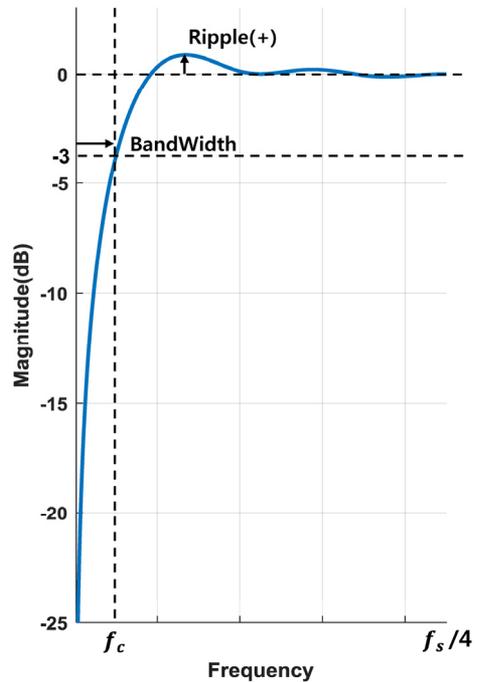
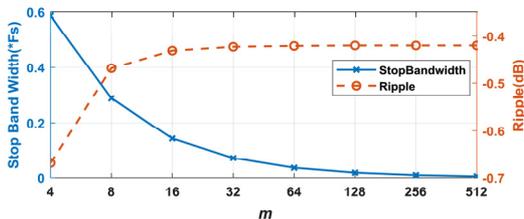


Fig. 6 Representation of the magnitude characteristics of high pass filters

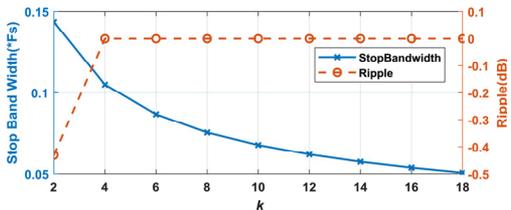
추가시간지연이 부과되는 경우 차단주파수 중심인 0 Hz로부터 위상변동이 발생하며, 이후 통과 대역 부근에서 점차 줄어들어 작은 변동 폭을 가지는 것을 확인할 수 있다.

**3.2  $m, k, \tau$  파라미터에 대한 진폭 특성**

영점 분포  $m$ , 필터 차수  $k$ , 추가시간지연  $\tau$ 에 대한 고역 통과 필터의 진폭 특성을 저지 대역 폭과 리플의 크기로 나누어 수치해석적으로 제시하였다. 정의되는 저지 대역의 폭과 리플은 Fig. 7과 같이 나타낸다. 저지 대역의 폭은 중심 주파수로부터 -3 dB 감쇠가 일어나는 차단주파수까지의 폭으로 한다. 통상적으로 리플은 출렁거림 현상이 일어나는 전체 폭을 기준으로 얘기하나,  $m, k, \tau$ 에 따라서 리플을 상승시키거나 아래로 하강시키는 영향을 달리 보이므로 정확한 현상 표현을 위해 0 dB를 기준으로 양과 음의 값으로 제시한다. 영점 수, 필터 차수, 시간지연의 독립적인 영향을 관측하기 위하여 3가지 파라미터를 하나의 독립변수와 두 개의 통제변수로 지정을 하고 저지 대역 폭과 리플의 최대 변동 폭을 종속변수로 하여 각각의 영향을 나타내었다. 각 파라미터가 통제변수로 지정되는 경우에 양상이 잘 나타날 수 있는 최소 변수값을 기준으로 각각  $m=16, k=2, \tau=8$ 에 고정하였다. 시간지연이 없을 때( $\tau=0$ )의  $m, k$ 의 영향에 대해서 Fig. 7에 나타내었으며, 시간 지연이 있을 때의  $m, k, \tau$ 의 영향에 대해서 Fig. 8에 나타내었다.



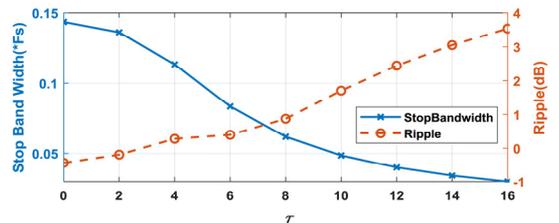
(a) Effect of  $m$  when  $k=2$  and  $\tau=0$



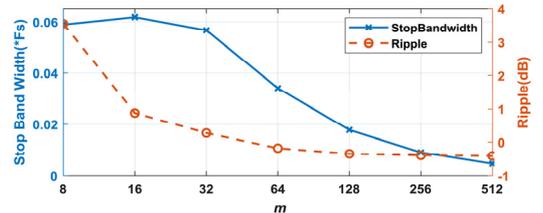
(b) Effect of  $k$  when  $m=16$  and  $\tau=0$

**Fig. 7** Effects of  $m$  and  $k$  on the bandwidth and ripple of the high pass filter with no time delay

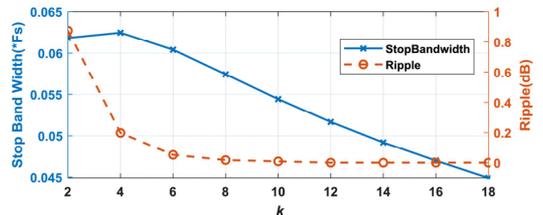
시간지연이 없는 경우  $m$ 과  $k$ 가 상승할 때 저지 대역폭은 좁아지면서 대역 저지 필터를 첨예하게 만드는 것을 Fig. 7에서 확인할 수 있다. 또한 Fig. 7(a)에서 영점 수  $m$ 이 작을 때 0 dB 아래로 하강하는 리플이 발생하나 이후  $m$ 이 증가하면 할수록 리플이 -0.42 dB 부근으로 수렴하는 것을 확인 가능하고 Fig. 7(b)에서 차수  $k$ 가 증가하는 경우에 리플이 0 dB로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 이러한 경향은  $m, k$ 가 증가할 때 설계에 이용되는 0 Hz 대역 저지 필터의 부엽이 감소함으로써 나타난다. 시간지연이 있는 경우에 대한  $m, k, \tau$  파라미터의 영향은 Fig. 8과 같다. Fig. 8(a)에서 시간지연  $\tau$ 가 커짐에 따라 저지 대역이 좁아지며 리플이 양의 방향으로 증가하는 것을 확인할 수 있다. 시간지연이 있을 때도 시간지연이 없는 경우와 마찬가지로  $m$ 과  $k$ 가 상승할 때 저지 대역의 폭은 좁아지면서 대역 저지 필터를 첨예하게 만든다. 시간지연  $\tau$ 에 의해 양의 방향으로 상승한 리플은  $m, k$ 가 커지면서 줄어들게 된다. 시간지연이 없을 때까지와 마찬가지로  $m$ 에 의해 0 dB보다 약간 낮은 -0.42 dB 근방에



(a) Effect of  $\tau$  when  $k=2$  and  $m=16$



(b) Effect of  $m$  when  $k=2$  and  $\tau=8$



(c) Effect of  $k$  when  $m=16$  and  $\tau=8$

**Fig. 8** Effects of  $\tau, m$  and  $k$  on the bandwidth and ripple of the high pass filter with time delay

수렴하는 것을 Fig. 8(b)에서 확인 가능하며,  $k$ 에 의해 0 dB로 수렴하는 것을 Fig. 8(c)에서 확인 할 수 있다. 이는  $m, k$ 가 커짐에 따라 필터 이득이 커져 시간지연  $\tau$ 에 의한 리플 증가의 영향이 줄어들기 때문이다. 따라서, 시간 지연이 있는 경우와 없는 경우 모두  $m, k$ 가 커짐에 따라 리플의 절대 크기가 줄어드는 방향으로 수렴하는 것을 확인 가능하다.

### 3.3 $m, k, \tau$ 파라미터에 대한 위상 특성

식 (9), 식 (13)과 Fig. 5(b)를 확인할 때, 시간지연이 없는 경우 위상은 완벽한 선형을 이루게 되고 시간지연이 생기는 경우 선형위상에 비선형 위상변동이 추가되는 것을 확인할 수 있다. 비선형성을 확인하기 위해 군지연으로 나타내는 경우 시간지연량을 샘플 수로 정규화가능하다. Fig. 9와 같이 시간지연에 의해 발생하는 군지연위상의 변동은 대역 저지 필터의 중심 주파수에서 최대가 되고 이후 통과 대역 부근으로 갈수록 줄어들게 된다. 통과 대역 내에서의 최대 왜곡을 확인하기 위해 전체 군지연과 차단주파수에서의 군지연의 비율로 군지연 변동률을 식 (15)와 같이 제시하였다. 제시된 군지연 변동률은 시간지연의 효과로 인해 총 지연되는 샘플 개수의 비를 의미한다. 통

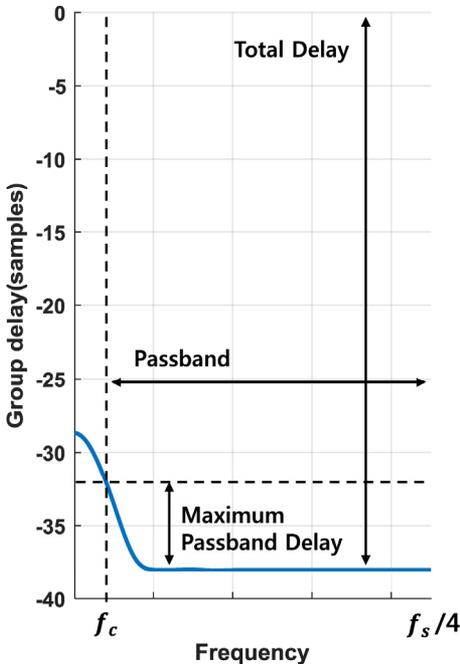
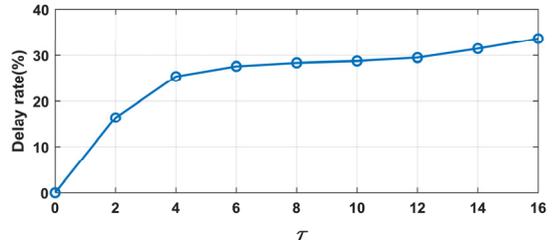


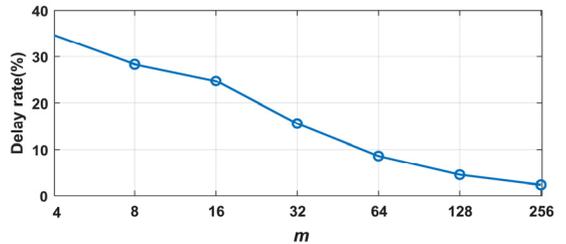
Fig. 9 Representation of the group delay characteristics

과 대역 내 최대 군지연 변동률에 대한  $m, k, \tau$  파라미터의 영향을 Fig. 11에 수치해석적으로 제시하였다. 수치해석적으로 영향을 제시하는 과정에서의 독립변수, 통제변수 및 종속변수는 3.2절에서 진폭특성을 나타내는 경우와 동일하게 하였다.

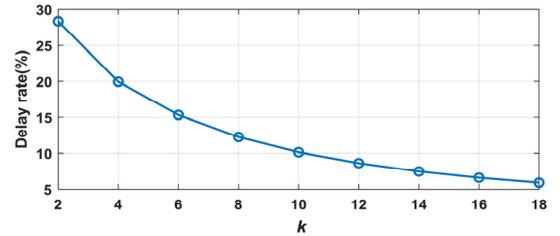
$$DistortRate_{max} = \frac{Maximum\ Passband\ Delay}{Total\ Filter\ Delay} \quad (15)$$



(a) Effect of  $\tau$  when  $k=2$  and  $m=16$



(b) Effect of  $m$  when  $k=2$  and  $\tau=8$



(c) Effect of  $k$  when  $m=16$  and  $\tau=8$

Fig. 10 Effects of  $\tau, m$  and  $k$  on the distortion rate of the high pass filter with time delay

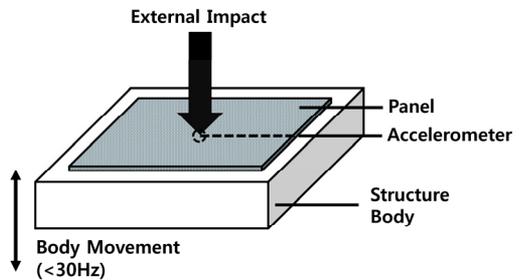


Fig. 11 Panel impact detecting system

Fig. 10으로부터 영점 수, 필터 차수, 추가시간지연이 위상 변동에 미치는 영향을 확인 가능하다. 추가시간지연  $\tau$ 가 커짐에 따라, 통과 대역 내의 최대 군지연 변동률이 증가하는 것을 Fig. 10(a)에서 확인 가능하다.  $m, k$ 가 상승함에 따라 전체 시간지연량이 증가해 위상지연에 따른 군지연 변동이 차지하는 비중이 줄어들어 최대 군지연 변동률이 감소하는 것을 Fig. 10(b)에서 확인할 수 있다. 만약 영점 수와 필터 차수를 적절히 증가시키는 경우 군지연 변동률을 효과적으로 감소시켜 통과 대역 위상을 거의 선형에 근접하게 가지도록 하는 필터의 설계가 가능하다. 또한, 필터의 특성상 추가시간지연에 의해 발생한 위상 왜곡은 통과 대역으로 가면서 빠르게 감소하여 이후 주파수 영역에서 근사 선형을 이루게 되므로 목표로 하는 신호를 최소한의 왜곡으로 필터링하는 것이 가능하다.

#### 4. 충격 감지 알고리즘의 기저선 변동 제거

##### 4.1 신호 특성

제안된 필터가 기존 선형 위상 정수계수 필터에 대해 메모리, 곱 연산수, 필터 지연량에서 어떤 차이를 가지는지 보이기 위해 충격감지 알고리즘의 기저선 변동 제거에 적용하여 비교하였다.

Table 1 High pass filter design requirements

Item	Value
Sampling frequency	2048 Hz
Cutoff frequency	<30 Hz
Maximum ripple	0.5 dB
Delay rate	<30 %

구조물에 대하여 패널에 가해지는 충격의 크기를 비교하는 경우를 Fig. 11에 나타내었다. 시스템은 구조물과 구조물 상부에 위치한 패널로 구성되어 있으며 패널에 부착된 가속도 센서가 외부에서 들어오는 충격의 크기를 실시간으로 계측한다. 30 Hz 아래의 주파수를 가지는 본체의 움직임에 의해 기저선 변동이 존재하는 경우 신호는 Fig. 12와 같이 충격 신호의 크기를 구분하는 데 영향을 준다. 충격에 의한 패널의 응답을 정확하게 받아드리는 시스템을 설계하기 위해서는 고역 통과 필터를 통한 저주파 잡음 제거를 필요로 한다.

##### 4.2 고역 통과 필터 설계

패널에 가해지는 충격의 크기를 정확하게 계측하기 위해서 저주파 잡음 대역을 제거하며 통과 대역 리플의 크기를 제한한 필터 요구 조건을 Table 1에 나타내었다. Table 1에 제시된 설계 요구 조건을 만족하는 6개 필터 설계안의 차단주파수, 리플, 메모리, 곱 연산 수, 필터 탭 수, 지연 시간을 Table 2에 나타

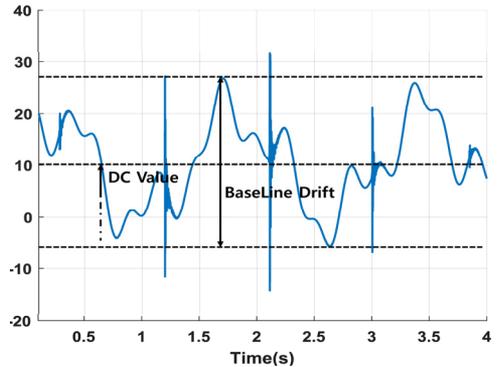


Fig. 12 Low-frequency noise of the impact signal

Table 2 Filter design candidates

No.	$m$	$k$	$\tau$	Cut-off frequency	Ripple	Taps (sample)	Delay time	Required variable space	Multiplication
1	64	2	0	18.0 Hz	-0.420 dB	63	31.5 ms	67	3
2	32	4	0	26.2 Hz	0.019 dB	62	31 ms	39	7
3	16	14	0	28.7 Hz	0	105	52.5 ms	43	27
4	32	2	8	28.3 Hz	0.279 dB	39	19.5 ms	35	3
5	16	6	8	30.2 Hz	0.054 dB	53	26.5 ms	27	11
6	16	8	8	28.7 Hz	0.016 dB	68	34 ms	31	15

내었다. 영점 수는 연산 효율성을 위해 2의 제곱수로 하고 필터 차수는 설계 조건에 의해 2의 배수로 제한하였다. 메모리는 요구되는 필터를 설계할 때 변수 공간 수로 나타내었으며, 영점 수에 의해 결정되는 소요 신호 길이와 필터 차수에 의한 필터 계수의 합이다. 곱 연산수는 필터 차수에 의해 증가하는 필터 계수의 수이고 필터 탭 수는 필터의 최대 군지연 샘플 수와 동일한 크기를 가진다. 추가시간지연이 없는 설계군은 1번, 2번, 3번이며 추가시간지연  $\tau$ 를 도입함으로써 4번, 5번, 6번의 3가지 설계 후보군을 추가로 제시할 수 있다.

### 4.2 기저선 변동 제거 결과

Fig. 12에 제시되어있는 입력파형에 대하여 필터링을 수행하였다. Table 2에 제시된 설계 후보군은 각각 기존 설계법과 제안하는 설계법으로 설계되었으며, 각각 최소 영점 수, 최소 필터 차수, 최소 시간 지연량에서 Table 1의 설계 요구 조건을 만족한다. 각 설계 변수의 곱 연산, 필터 탭 수, 메모리 등의 연산 성능 비교는 Table 2에 제시하였으며, 필터링의 결과로 기저선이 제거된 입력파형은 Fig. 13에서 확인 가능하다. 공통적으로 시간지연  $\tau$ 가 추가될 경우 더 낮은 차수 또는 영점 수에서 요구되는 차단 주파수를 만족시킬 수 있다. 시간 지연이 추가된 4번 필터는 설계

후보군 중 최소 곱 연산 수 및 최소 지연시간을 가지며 5번 필터의 경우 소요 메모리를 최소로 가져, 각각 추가시간지연이 없는 기존 설계에 대비하여 약 38% 낮은 delay time과 약 30% 낮은 메모리에서 설계요구 조건을 만족하였다. 군지연 변동률에 의한 파형 왜곡을 고려하여 군지연 변동률을 30%로 제한하였으므로 시간지연이 추가되더라도 전체 탭 수의 절반 이상을 초과하는 시간지연 변동률은 없다. 추가시간지연에 의한 파형 왜곡을 확인하기 위해 군지연 변동률이 없는 완전 선형 필터인 1번 필터와 군지연 변동률이 가장 큰 4번 필터에 대한 필터링 결과를 비교하였다. Fig. 13와 같이 4번 필터 설계안으로 필터링된 충격 신호의 각 피크 점들을 확인한 결과 완전 선형 필터인 1번 필터의 필터링 결과와 모든 peak에 대해 근접하였다. 0 Hz 주파수에서 최대 발생한 군지연 변동은 통과 대역에서 급격하게 감소하므로, 목표하는 신호가 차단 주파수에서 떨어져 있을 경우 완전 선형 필터와 동일하게 사용 가능하며, 근접한 경우에도 허용수준 이하로 경감시키는 경우에 근접 선형 필터로의 활용이 가능하다.

### 5. 결 론

이 연구에서는 기저선 변동제거를 위한 정수계수 고역 통과 필터를 설계함에 있어서 연산 부담을 줄이기 위해 전역 통과 필터에 추가시간지연을 부과하였으며 추가시간지연이 부과되지 않은 필터와의 비교를 수행하였다. 이 연구를 통해 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

(1) 필터 설계과정에서 전역 통과 필터에 추가시간지연이 부과되는 경우 설계된 고역 통과 필터의 저지대역이 좁아져 제거하고자 하는 주파수를 첨예하게 제거할 수 있다. 그러나 동시에 통과 대역에서 리플의 증대와 위상 왜곡을 수반하게 된다.

(2) 추가시간지연에 의한 리플 증대와 위상왜곡은 필터의 영점 수와 차수를 증가시킴으로써 경감된다. 영점 수와 차수, 추가시간지연을 조절을 통해 리플과 위상왜곡을 허용수준까지 경감될 수 있음이 확인되었다.

(3) 충격신호의 기저선 제거를 위해 필터 요구 조건을 설정하고 추가시간지연이 부과되었을 때와 그렇지 않을 때의 설계 후보군을 비교한 결과 추가시간지연이 부과되었을 때 더 적은 곱 연산 수, 변수 공간,

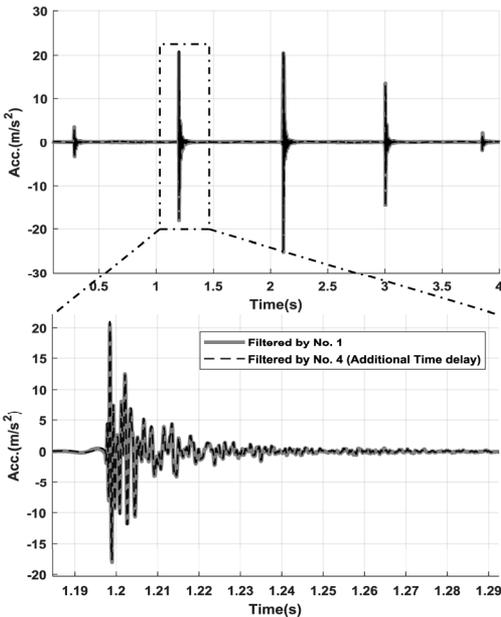


Fig. 13 The impact signal filtered by HPP

필터 탭 수에서 필터 요구 조건을 만족하는 것을 확인하였다.

따라서 정수 계수 고역 통과 필터를 설계할 때 적절한 정도의 근사 선형이 허용된다면 전역 통과 필터에 추가시간지연을 부과하여 필터 차수와 영점 수를 낮추는 것이 연산 부담 관점에서 더 경제성이 있다고 판단한다.

### References

(1) Moon, Y. S., Park, H. S., Lee, S. K., Shin, K. H. and Lee, Y. S., 2011, Source Location of Multiple Impacts on the Plate Based on Pre-signal Processing, Transactions of the Korean Society for Noise and Vibration Engineering, Vol. 21, No. 3, pp. 220~226.

(2) Kim, Y. H. and Lee, W. T., 2014, Acceleration Based Estimation of Shock Displacement on the Excavator Engine, Proceedings of the KSNVE Annual Spring Conference, pp. 713~714

(3) Stojanović, V. and Minić, S., 2003, Finite Impulse Response Digital Filters with Integer Multipliers, Serbian Journal of Electrical Engineering, Vol. 1, No. 1, pp. 131~141.

(4) Lynn, P. A., 1972, Recursive Digital Filters with Linear-phase Characteristics, The Computer Journal, Vol. 15, No. 4, pp. 337~342.

(5) Lynn, P. A., 1971, Recursive Digital Filters for Biological Signals, Medical & Biological Engineering, Vol. 9, No. 1, pp. 37~43

(6) Lynn, P. A., 1977, Online Digital Filters for Biological Signals: Some Fast Designs for a Small Computer, Medical and Biological Engineering and Computing, Vol. 15, No. 5, pp. 534~540.

(7) Choy, T. T. C. and Leung, P. M., 1988, Real Time Microprocessor-based 50 Hz Notch Filter for ECG, Journal of Biomedical Engineering, Vol. 10, No. 3, pp. 285~288.

(8) Zhang, A. and Wang, H., 2011, Real-time Detection System for Photoelectric Pulse Signals. In 2011 International Conference on Business Management and Electronic Information (Vol. 1, pp. 498-501). IEEE.

(9) ONDRÁČEK, O., PŮČÍK, J. and COCHEROVÁ, E., 2005, Filters for ECG Digital Signal Processing, Trends in Biomedical Engineering, pp. 91~96.

(10) Malik, N. R. and Huang, G. 1988, Integer Filters for Image Processing, Medical and Biological Engineering and Computing, Vol. 26, No. 1, pp. 62~67.

(11) Li, Q., Alemzadeh, H., Kalbarczyk, Z. and Iyer, R., 2015, A Fault-tolerant Hardware Architecture for Robust Wearable Heart Rate Monitoring, In: 2015 9th International Conference on Pervasive Computing Technologies for Healthcare (Pervasive Health), p.p 185~192. IEEE.

(12) Min, S. H., 1999, A Design of FIR Filters with Approximately Linear Phase, Doctoral Thesis, Seoul National University, Seoul, Korea.

(13) Nongpiur, R. C., Shpak, D. J. and Antoniou, A., 2012, Improved Design Method for Nearly Linear-phase IIR Filters Using Constrained Optimization, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 61, No. 4, pp. 895~906.



**Min-Kyu Kim** received B.S. degrees from Pusan National University in 2016 and he is currently majoring in noise and vibration in Pusan National University. He especially is interested in signal processing for Impact signal detection.



**Chinsuk Hong** received B.S. in mechanical engineering and an M.S. in dynamic and vibration from Youngnam University, Korea, in 1988 and 1991, respectively. He worked for the Naval System Development (ADD), Korea, for 12 years from 1991. He then joined the Institute of Sound and Vibration Research (ISVR), University of Southampton, UK, in 2003, to pursue his Ph.D. He received the Ph.D in sound and vibration, in 2005. He is now with Naval Architecture and Ocean Engineering, Ulsan College from 2009. His research interests include active noise and vibration control, flow-induced noise and underwater shock response analysis.