

부품 허용 오차에 둔감한 60Hz 대역 억제 필터 설계

천지민*

Design of a 60 Hz Band Rejection Filter Insensitive to Component Tolerances

Jimin Cheon*

요약 본 논문에서는 센서 시스템에 유입된 60Hz 라인 주파수 잡음의 영향을 효과적으로 제거하기 위한 상태 변수 필터(state variable filter, SVF) 구조의 대역 억제 필터(band rejection filter, BRF)를 제안한다. 기존 SVF 구조의 BRF는 추가적인 연산 증폭기(operational amplifier, OPAMP)를 사용하여 저역 통과 필터(low pass filter, LPF) 출력과 고역 통과 필터(high pass filter, HPF) 출력 간의 합 또는 입력 신호와 대역 통과 필터(band pass filter, BPF) 출력 간의 차를 구함으로써 구현한다. 따라서 BRF의 신호 감쇄를 결정하는 노치 주파수(notch frequency)와 노치 깊이(notch depth)가 신호의 합 또는 차를 구하는데 사용한 저항의 허용 오차(tolerance)에 크게 의존된다. 반면에 제안된 BRF는 SVF 구조 내에 BRF 출력이 자연발생적으로 형성되기 때문에 각 포트 간의 조합이 필요 없게 되어 기존 BRF와 달리 노치 주파수와 노치 깊이가 저항의 허용 오차에 영향을 받지 않는다. 제안된 BRF의 노치 주파수는 59.99Hz이며 몬테 카를로 시뮬레이션 결과를 통해 저항의 허용 오차에 전혀 영향을 받지 않는 것을 확인할 수 있었다. 노치 깊이도 평균 -42.54dB, 표준편차 0.63dB를 가져 BRF로서 정상적인 동작이 가능함을 확인하였다. 또한 제안된 BRF를 가지고 60Hz 잡음에 간섭이 된 심전도 신호에 대하여 잡음 필터링을 적용한 결과를 보여주었으며 60Hz 잡음이 적절하게 억제되는 것을 확인할 수 있었다.

Abstract In this paper, we propose a band rejection filter (BRF) with a state variable filter (SVF) structure to effectively remove the influence of 60 Hz line frequency noise introduced into the sensor system. The conventional BRF of the SVF structure uses an additional operational amplifier (OPAMP) to add a low pass filter (LPF) output and a high pass filter (HPF) output or an input signal and a band pass filter. Therefore, the notch frequency and the notch depth that determine the signal attenuation of the BRF greatly depend on the tolerance of the resistors used to obtain the sum or difference of the signals. On the other hand, in the proposed BRF, since the BRF output is formed naturally within the SVF structure, there is no need for a combination between each port. The notch frequency of the proposed BRF is 59.99 Hz, and it can be confirmed that it is not affected at all by the tolerance of the resistor through the Monte Carlo simulation results. The notch depth also has an average of -42.54dB and a standard deviation of 0.63dB, confirming that normal operation as a BRF is possible. Also, with the proposed BRF, noise filtering was applied to the electrocardiogram (ECG) signal that interfered with 60 Hz noise, and it was confirmed that the 60 Hz noise was appropriately suppressed.

Key Words : Analog filter, band rejection filter, component tolerance, Monte Carlo simulation, notch filter, opamp, powerline interference, state variable filter

This research was supported by Kumoh National Institute of Technology (2019-104-019).

Author would like to thank the IC Design Education Center in Korea for supporting the EDA tools.

*School of Electronic Engineering, Kumoh National Institute of Technology

*Corresponding Author : School of Electronic Engineering, Kumoh National Institute of Technology (jimin.cheon@kumoh.ac.kr)

Received March 20, 2022

Revised March 28, 2022

Accepted April 06, 2022

1. 서론

필터 회로는 다양한 응용 분야에서 사용된다. 통신 분야에서 대역 통과 필터(band-pass filter, BPF)는 모뎀 및 음성 처리를 위한 오디오 주파수 범위(0Hz~20kHz)에서 사용된다. 고주파 BPF(수백 MHz)는 전화국에서 채널 선택에 사용된다. 데이터 수집 시스템에는 일반적으로 신호 컨디셔닝 단계에서 고주파 대역의 잡음을 제거하기 위한 저역 통과 필터(low-pass filter, LPF)와 앨리어싱 방지를 위한 LPF가 필요하다. 회로 시스템에서 이전 단 회로의 DC 성분을 제거하고 AC 성분만을 전달하기 위해서 고역 통과 필터(high-pass filter, HPF)가 사용된다. 또한 시스템 전원 공급 장치는 종종 대역 제거 필터(band-rejection filter, BRF)를 사용하여 60Hz 라인 주파수와 고주파수 과도 현상을 억제한다 [1].

고주파수($>1\text{MHz}$) 필터는 일반적으로 인덕터(L), 저항(R) 및 커패시터(C)와 같은 수동 부품으로 구성되며 수동 LRC 필터라고 한다. 그러나 저주파 대역(1Hz~1MHz)에서는 L 값이 매우 커지고 L 자체의 부피가 커져 경제적인 생산이 어려워진다. 이러한 경우에 능동 RC 필터 사용이 고려된다. 능동 RC 필터는 낮은 주파수에서 수동 LRC 필터와 같은 필터 성능을 제공하기 위해 R 및 C와 함께 능동 소자로 연산 증폭기(operational amplifier, OPAMP)를 사용한다 [2].

대표적인 능동 RC 필터의 구조로는 상태 변수 필터(state variable filter, SVF)를 들 수 있다 [3]-[6]. SVF는 설계된 하나의 능동 RC 필터에서 LPF, HPF 및 BPF의 세 가지 필터 응답을 동시에 생성할 수 있는 다중 피드백 필터(multiple-feedback filter) 회로의 한 유형이다. SVF 설계의 주요 장점 중 하나는 필터 성능 변화 없이 세 가지 필터 주요 매개변수인 이득(gain, A), 코너 주파수(corner frequency, f_c) 및 품질 인자(quality factor, Q)가 독립적으로 조정되거나 설정 가능한 것이다.

물리학적, 화학적, 및 생물학적 신호 수집을

위해 설계된 센서 시스템의 경우 라인 주파수 간섭은 불가피하다. AC 주 전원에서 발생하는 50Hz 또는 60Hz 신호는 μV 단위 크기의 약한 센서 신호를 왜곡할 수 있다. 라인 주파수 간섭에 대한 한 가지 효율적인 해결책은 BRF를 사용하는 것이다 [7]-[9].

본 논문에서는 센서 시스템에 유입된 60Hz 라인 주파수 잡음의 영향을 효과적으로 제거하기 위한 SVF 구조의 BRF를 제안한다. 기존 SVF 구조의 BRF는 추가적인 OPAMP를 사용하여 LPF 출력과 HPF 출력 간의 합 또는 입력 신호와 BPF 출력 간의 차를 구함으로써 구현하기 때문에 BRF의 신호 감쇄를 결정하는 노치 주파수(notch frequency)와 노치 깊이(notch depth)가 신호의 합 또는 차를 구하는데 사용한 저항의 허용 오차(tolerance)에 크게 의존된다. 반면에 제안된 BRF는 SVF 구조 내에 BRF 출력이 자연 발생적으로 형성되기 때문에 각 포트 간의 조합이 필요 없게 되어 기존 BRF와 달리 노치 주파수와 노치 깊이가 저항의 허용 오차에 영향을 받지 않는다.

2. 본론

2.1 기존 BRF 회로

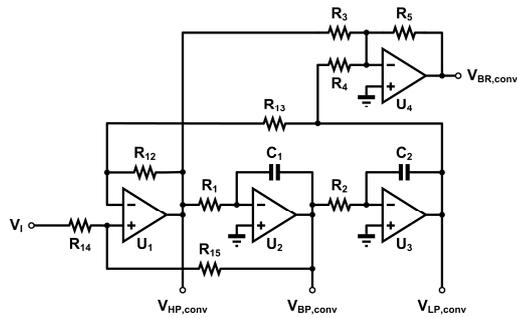


그림 1. 기존 BRF의 회로도
Fig. 1. Schematic of the conventional BRF

그림 1은 SVF 구조로 구현된 기존 BRF의 회로도이다 [10]. 입력 전압 V_i 에 대해서 OPAMP U_1 으로 구성된 가산 증폭기는 HPF 출력

$V_{HP,conv}$ 를 생성하고, 이 신호는 또한 U_2 로 구성된 첫 번째 RC 적분기의 입력이 된다. 첫 번째 적분기의 출력은 BPF 출력 $V_{BP,conv}$ 를 생성하고, U_3 로 구성된 두 번째 적분기의 입력으로 인가되어 LPF 출력 $V_{LP,conv}$ 가 된다. 아래 식은 각각 HPF와 LPF의 입력과 출력 간의 관계인 전달 함수 $H_{HP,conv}$ 와 $H_{LP,conv}$ 이다. 이때 계산의 편의를 위해서 $R_{12}=R_{13}$ 임을 가정한다. 실제 회로 구현 시에도 두 저항 간 오차를 줄일 수 있도록 허용 오차가 작은 저항을 사용하거나, 또는 가변 저항 등을 활용하여 튜닝할 수 있도록 설계한다.

$$H_{HP,conv}(s) = \frac{A_{HP,conv}s^2}{s^2 + \frac{(2\pi f_{c,conv})}{Q_{conv}}s + (2\pi f_{c,conv})^2} \quad (1)$$

$$H_{LP,conv}(s) = \frac{A_{LP,conv}(2\pi f_{c,conv})^2}{s^2 + \frac{(2\pi f_{c,conv})}{Q_{conv}}s + (2\pi f_{c,conv})^2} \quad (2)$$

$$A_{HP,conv} = A_{LP,conv} = \frac{2R_{15}}{R_{14} + R_{15}} \quad (3)$$

$$f_{c,conv} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}} \quad (4)$$

$$Q_{conv} = \frac{R_{14} + R_{15}}{2R_{14}}\sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}} \quad (5)$$

여기서 $A_{HP,conv}$ 와 $A_{LP,conv}$ 는 각각 HPF와 LPF의 통과 대역 이득을, $f_{c,conv}$ 는 HPF와 LPF의 corner frequency를, Q_{conv} 는 HPF와 LPF의 품질 인자를 의미한다.

BRF 출력 $V_{BR,conv}$ 는 OPAMP U_4 를 이용한 가산 증폭기를 통해 $V_{LP,conv}$ 와 $V_{HP,conv}$ 를 더하여 얻어진다. 식 (1), (2), (3)으로부터 BRF의 입력과 출력 간의 관계인 전달 함수 $H_{BRF,conv}$ 는 아래와 같이 구해진다.

$$H_{BRF,conv}(s) = -\left\{ \frac{R_5}{R_3}H_{HP,conv}(s) + \frac{R_5}{R_4}H_{LP,conv}(s) \right\} \quad (6)$$

$$= -\frac{2R_{15}}{R_{14} + R_{15}}\frac{R_5}{R_3}\left\{ s^2 + \frac{R_3}{R_4}(2\pi f_{c,conv})^2 \right\} \frac{1}{s^2 + \frac{(2\pi f_{c,conv})}{Q_{conv}}s + (2\pi f_{c,conv})^2}$$

여기서 BRF의 노치 주파수 $f_{notch,conv}$ 는 식 (6)의 영점(zero)에서 나타나며, 만약 $R_3=R_4$ 인 경우에는 $f_{notch,conv}=f_{c,conv}$ 이 된다. 그러나 R_3 와 R_4 의 허용 오차에 의해 값이 일치하지 않은

경우에는 BRF의 전달 함수에 반영되는 HPF와 LPF의 통과 대역 이득이 서로 달라져서 $f_{notch,conv}=\sqrt{(R_3/R_4)}f_{c,conv}$ 가 되며 허용 오차에 따라 노치 깊이와 함께 큰 변동이 발생하는 것을 알 수 있다.

2.2 제안된 BRF 회로

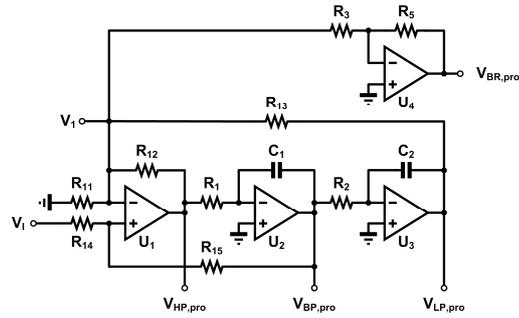


그림 2. 제안된 BRF의 회로도
Fig. 2. Schematic of the proposed BRF

그림 2는 제안된 BRF의 회로도이다. 기존 U_1 , U_2 , U_3 로 구성된 SVF에 R_{11} 을 추가함으로써 V_1 노드에서 BRF 출력이 구해진다. 이것은 V_1 에서 HPF 출력 $V_{HP,pro}$ 와 LPF 출력 $V_{LP,pro}$ 가 R_{11} , R_{12} , R_{13} 에 의해 구성된 피드백 네트워크에 의해 피드백된 신호 성분이 합쳐지기 때문이다. 아래 식은 각각 HPF와 LPF의 입력과 출력 간의 관계인 전달 함수 $H_{HP,pro}$ 와 $H_{LP,pro}$ 이다. 기존 BRF와 마찬가지로 $R_{12}=R_{13}$ 임을 가정한다.

$$H_{HP,pro}(s) = \frac{A_{HP,pro}s^2}{s^2 + \frac{(2\pi f_{c,pro})}{Q_{pro}}s + (2\pi f_{c,pro})^2} \quad (7)$$

$$H_{LP,pro}(s) = \frac{A_{LP,pro}(2\pi f_{c,pro})^2}{s^2 + \frac{(2\pi f_{c,pro})}{Q_{pro}}s + (2\pi f_{c,pro})^2} \quad (8)$$

$$A_{LP,pro} = A_{HP,pro} = \frac{2R_{11} + R_{12}}{R_{11}}\frac{R_{15}}{R_{14} + R_{15}} \quad (9)$$

$$f_{c,pro} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}} \quad (10)$$

$$Q_{pro} = \frac{R_{11}}{2R_{11} + R_{12}}\frac{R_{14} + R_{15}}{R_{14}}\sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}} \quad (11)$$

표 1. 기존 BRF와 제안된 BRF 비교 (두 회로에서 $R_{12}=R_{13}$ 임을 가정)
 Table 1. Comparison between the conventional BRF and the proposed BRF (assuming that $R_{12}=R_{13}$ in both circuits)

	Conventional BRF (subscript x=conv)	Proposed BRF (subscript x=pro)
Transfer Function $H_{BRF,x}$	$-\frac{2R_{15} \frac{R_5}{R_{14} + R_{15}} \frac{R_3}{R_3} \left\{ s^2 + \frac{R_3}{R_4} (2\pi f_{c,x})^2 \right\}}{s^2 + \frac{(2\pi f_{c,x})}{Q_x} s + (2\pi f_{c,x})^2}$	$-\frac{R_{15} \frac{R_5}{R_{14} + R_{15}} \frac{R_3}{R_3} \left\{ s^2 + (2\pi f_{c,x})^2 \right\}}{s^2 + \frac{(2\pi f_{c,x})}{Q_x} s + (2\pi f_{c,x})^2}$
Corner Frequency $f_{c,x}$	$\frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$	$\frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$
	$\frac{1}{2\pi R_1 C_1} \text{ (if } R_1 C_1 = R_2 C_2)$	$\frac{1}{2\pi R_1 C_1} \text{ (if } R_1 C_1 = R_2 C_2)$
Quality Factor Q_x	$\frac{R_{14} + R_{15}}{2R_{14}} \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}$	$\frac{R_{11}}{2R_{11} + R_{12}} \frac{R_{14} + R_{15}}{R_{14}} \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}$
	$\frac{R_{14} + R_{15}}{2R_{14}} \text{ (if } R_1 C_1 = R_2 C_2)$	$\frac{R_{11}}{2R_{11} + R_{12}} \frac{R_{14} + R_{15}}{R_{14}} \text{ (if } R_1 C_1 = R_2 C_2)$
Notch Frequency $f_{notch,x}$	$\sqrt{\frac{R_3}{R_4}} f_{c,x}$	$f_{c,x}$
	$f_{c,x} \text{ (if } R_3 = R_4)$	
Pass Band Gain $A_{BRF,x}$	$-\frac{2R_{15} \frac{R_5}{R_{14} + R_{15}} \frac{R_3}{R_3}}{R_{14} + R_{15}}$	$-\frac{R_{15} \frac{R_5}{R_{14} + R_{15}} \frac{R_3}{R_3}}{R_{14} + R_{15}}$

여기서 $A_{HP,pro}$ 와 $A_{LP,pro}$ 는 각각 HPF와 LPF의 통과 대역 이득을, $f_{c,pro}$ 는 HPF와 LPF의 corner frequency를, Q_{pro} 는 HPF와 LPF의 품질 인자를 의미한다.

입력 신호 V_1 와 BRF 출력 V_1 간 전달 함수 $H_{V1}(s)$ 를 식 (7)과 식 (8)을 이용하여 구하면 식 (12)와 같다. 식 (6)에서 알 수 있듯이 기존 BRF의 경우는 BRF 출력을 생성하기 위해서 가산 증폭기를 추가해야 하지만, 제안된 BRF의 경우는 식 (12)에서 알 수 있듯이 SVF 구조 내에서 자연스럽게 BRF 출력 V_1 이 생성된다. 또한 기존 BRF와 달리 노치 주파수는 저항의 허용 오차에 의해 영향을 받지 않는 것을 알 수 있다. 따라서 노치 주파수 $f_{notch,pro}$ 는 $f_{c,pro}$ 로 결정되고 노치 깊이도 변동이 일어나지 않는다.

$$H_{V1}(s) = \frac{R_{11}}{2R_{11} + R_{12}} \{ H_{HP,pro}(s) + H_{LP,pro}(s) \} \quad (12)$$

$$= \frac{R_{15}}{R_{14} + R_{15}} \frac{R_3}{R_3} \left\{ s^2 + (2\pi f_{c,pro})^2 \right\} / \left(s^2 + \frac{(2\pi f_{c,pro})}{Q_{pro}} s + (2\pi f_{c,pro})^2 \right)$$

기존 BRF와 마찬가지로 제안된 BRF의 통과 대

역 이득을 추가적으로 조절하기 위해서 그림 2에서 볼 수 있듯이 OPAMP U_4 와 저항 R_3 , R_5 로 구성된 반전 증폭기를 추가할 수 있으며 최종적인 제안된 BRF의 전달 함수 $H_{BRF,pro}$ 를 구하면 다음과 같다.

$$H_{BRF,pro}(s) = -\frac{R_{15} \frac{R_5}{R_{14} + R_{15}} \frac{R_3}{R_3} \left\{ s^2 + (2\pi f_{c,pro})^2 \right\}}{s^2 + \frac{(2\pi f_{c,pro})}{Q_{pro}} s + (2\pi f_{c,pro})^2} \quad (13)$$

2.3 기존 BRF와 제안된 BRF 비교

표 1은 기존 BRF와 제안된 BRF 회로에서 R_{12} 와 R_{13} 이 같다는 조건에서 서로 비교한 결과이다. 또한 두 구조의 용이한 비교를 위해 두 회로에서 R_1 과 R_2 중에 하나를 가변 저항으로 두어 $R_1 C_1 = R_2 C_2$ 가 되도록 설정하여, 두 구조의 코너 주파수 모두가 $1/(2\pi R_1 C_1)$ 의 값을 가지게 할 때 비교 결과도 제시한다. 품질 인자의 경우 기존 BRF의 경우와 달리 제안된 BRF는 R_{11} 의 크기를 조절하여 추가적으로 조절할 수 있다. 노치 주파수는 앞서 살펴보았듯이 기존 BRF의 경우는 R_3 와 R_4 의 허용 오차에 의하여 변동이 발생할

수 있는 반면에 제안된 BRF의 경우는 코너 주파수가 곧 노치 주파수가 됨을 확인할 수 있다.

3. 실험

3.1 시뮬레이션 결과

기존 BRF와 제안된 BRF를 비교하기 위해서, 노치 주파수 $f_{notch,x}=60\text{Hz}$, 품질 인자 $Q_x=10$, 통과 대역 이득 $A_{BRF,x}=20\text{dB}$ 를 가지도록 저항과 커패시터의 값을 아래 표 2와 같이 결정하였다. 앞서 2장에서 언급했듯이 $R_{12}=R_{13}$, $R_1C_1=R_2C_2$ 임을 가정한다. 시뮬레이션에서 실제 OPAMP는 TI사의 TLC27M4를 사용하였다.

표 2. 설계 목표치를 위한 부품 값
Table 2. Component values for the design target

	Conventional BRF	Proposed BRF
R ₁₄	10k Ω	10k Ω
R ₁₅	190k Ω	290k Ω
R ₁₁	-	10k Ω
R ₁₂ R ₁₃	10k Ω	10k Ω
R ₁ R ₂	12.06k Ω	12.06k Ω
C ₁ C ₂	220nF	220nF
R ₃	3.8k Ω	2.9k Ω
R ₄	3.8k Ω	-
R ₅	20k Ω	30k Ω

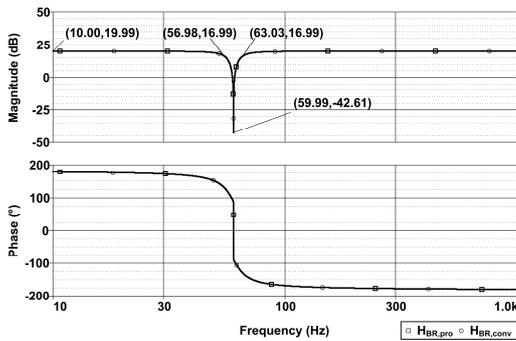


그림 3. 기존 BRF와 제안된 BRF의 보데 선도
Fig. 3. Bode plots of the conventional BRF and the proposed BRF

그림 3은 표 2에 정리된 부품들로 시뮬레이션

을 수행하여 구한 기존 BRF의 전달 함수 $H_{BR,conv}$ 와 제안된 BRF의 전달 함수 $H_{BR,pro}$ 의 보데 선도(Bode plot)이다. 실제 OPAMP를 이용한 설계 결과는 $f_{notch,x}=59.99\text{Hz}$, $Q_x=9.92$, $A_{BRF,x}=19.99\text{dB}$ 가 나왔고 이는 설계 목표 치에 부합된다. 또한 $f_{notch,x}$ 신호에 대한 감쇄율을 의미하는 노치 깊이는 -62.60dB 로 약 $1/1000$ 의 감쇄율을 가짐을 알 수 있다. U_4 로 구성된 증폭기가 반전 증폭기이므로 통과 대역에 대한 위상 응답이 180도인 것을 확인할 수 있다.

그림 4는 크기가 0.1V이고 각각 주파수가 10Hz와 60Hz인 정현파가 더해진 입력 신호 V_1 에 대해서 기존 BRF와 제안된 BRF의 출력 신호를 과도 시뮬레이션(transient simulation)을 통해 구한 것이다. 예상할 수 있듯이 60Hz 정현파는 감쇄되어 출력에 나타나지 않고, 통과 대역 신호인 10Hz 정현파만 20dB의 이득을 얻어 1V의 크기를 가지는 정현파로 출력에 나타나는 것을 확인할 수 있다.

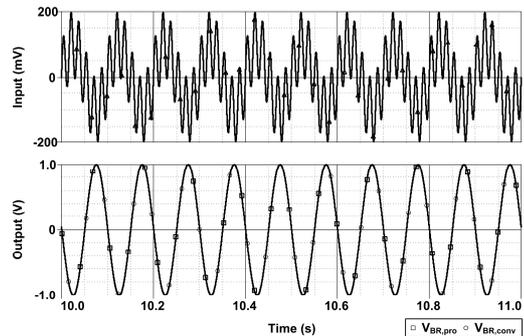


그림 4. $V_1=0.1\sin(2\pi \cdot 10t)+0.1\sin(2\pi \cdot 60t)$ 에 대한 기존 BRF와 제안된 BRF의 과도 시뮬레이션 결과
Fig. 4. Transient simulation results of the conventional BRF and the proposed BRF for $V_1=0.1\sin(2\pi \cdot 10t)+0.1\sin(2\pi \cdot 60t)$

표 1에서 볼 수 있듯이 기존 BRF의 경우는 BRF를 생성하기 위하여 사용된 반전 가산 증폭기의 R_3 , R_4 , R_5 의 허용 오차에 의하여 노치 주파수와 노치 깊이에 큰 변동이 발생할 수 있는 반면에 제안된 BRF는 BRF가 SVF 구조 내 자체적으로 생성이 되므로 통과 대역 이득을 위하여

사용된 반전 가산 증폭기 R₃, R₅의 허용 오차에 의하여 노치 주파수와 노치 깊이는 큰 영향을 받지 않는다. 이를 확인하기 위하여 각 BRF에 대하여 100번의 몬테 카를로 시뮬레이션을 수행하였다.

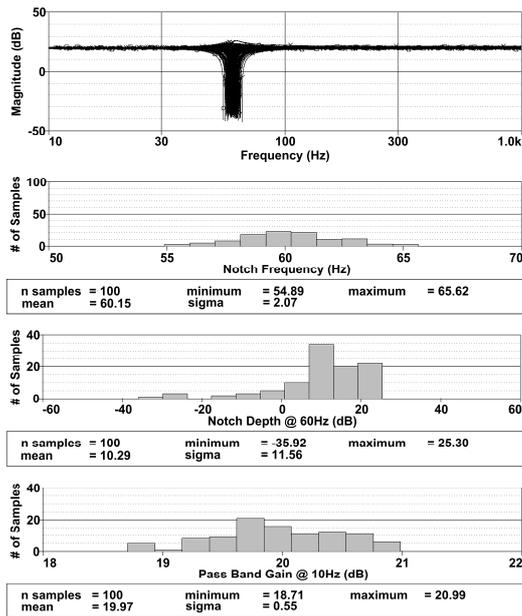


그림 5. 5% 허용 오차를 가지는 R₃, R₄, R₅에 대한 기존 BRF의 몬테 카를로 시뮬레이션 결과
Fig. 5. Monte Carlo simulation results of the conventional BRF for R₃, R₄ and R₅ with tolerance of 5%

그림 5는 5% 허용 오차를 가지는 R₃, R₄, R₅에 대한 기존 BRF의 몬테 카를로 시뮬레이션 결과이다. 크기 응답에서 노치 주파수와 노치 깊이에 큰 변동이 있는 것을 확인할 수 있다. 노치 주파수는 평균 60.15Hz, 표준편차 2.07Hz를 가지며 54.89Hz에서 65.62Hz 범위에서 나타나며, 60Hz일 때의 노치 깊이는 평균 10.29dB, 표준편차 11.56dB를 가지며 -35.92dB에서 25.30dB 범위의 값을 가지는 것을 알 수 있다. 이는 R₃, R₄, R₅의 허용 오차에 의하여 60Hz 신호를 억제하는 BRF로서 정상적인 동작을 하지 않는 것을 의미한다. 통과 대역 이득은 평균 19.97dB, 표준편차 0.55dB로 큰 변동이 없다.

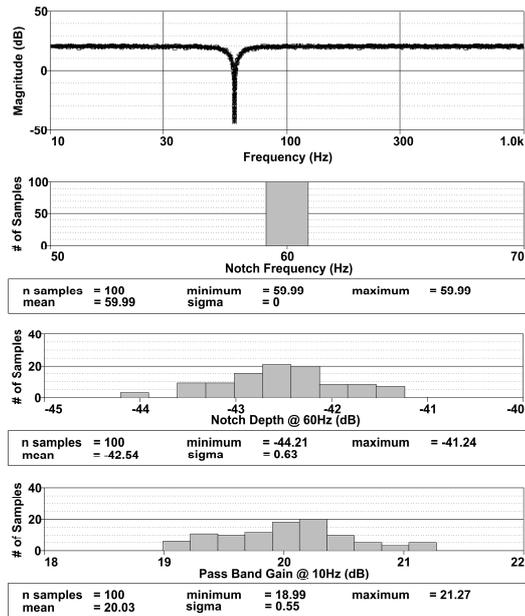


그림 6. 5% 허용 오차를 가지는 R₃, R₅에 대한 제안된 BRF의 몬테 카를로 시뮬레이션 결과
Fig. 6. Monte Carlo simulation results of the proposed BRF for R₃ and R₅ with tolerance of 5%

그림 6은 5% 허용 오차를 가지는 R₃, R₅에 대한 제안된 BRF의 몬테 카를로 시뮬레이션 결과이다. 기존 BRF의 결과와 달리 크기 응답에서 노치 주파수와 노치 깊이에 큰 변동이 없는 것을 확인할 수 있다. 노치 주파수는 59.99Hz에서만 나타나는 것을 확인할 수 있으며, 60Hz일 때의 노치 깊이는 평균 -42.54dB, 표준편차 0.63dB를 가지며 -44.21dB에서 -41.24dB 범위의 값을 가지는 것을 알 수 있다. 이는 R₃, R₅의 허용 오차가 있음에도 불구하고 60Hz 신호를 억제하는 BRF로서 정상적인 동작을 할 수 있음을 의미한다. 통과 대역 이득은 평균 20.03dB, 표준편차 0.55dB로 큰 변동이 없다.

그림 7은 제안된 BRF를 이용하여 심전도 (electrocardiogram, ECG) 신호 필터링 적용 예를 보여준다. 그림 7(a)는 심전도 신호에 잡음이 없는 경우로 입력 신호인 심전도 신호가 20dB의 이득만큼 증폭되어 출력으로 나타나는 것을 확인할 수 있다. 그림 7(b)는 심전도 신호

에 60Hz 잡음이 간섭을 하고 있는 상황일 때 제안된 BRF의 필터링 결과를 보여준다. 60Hz 잡음을 적절하게 감쇄시켜서 출력에는 심전도 신호만이 20dB의 이득을 얻은 결과로 나타나는 것을 확인할 수 있다.

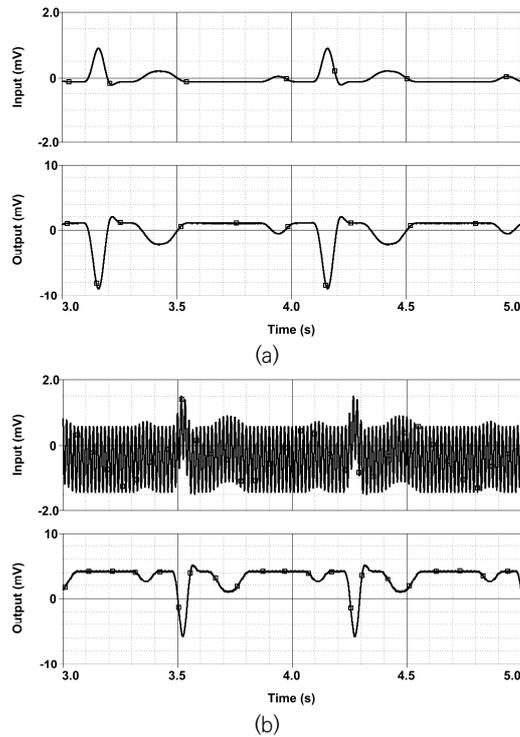


그림 7. ECG 신호 필터링 적용 예 (a) 무잡음 (b) 60Hz 잡음
 Fig. 7. Example applying to ECG signal filtering (a) without noise (b) with 60Hz noise

4. 결론

본 논문에서는 센서 시스템에 유입된 60Hz 라인 주파수 잡음의 영향을 효과적으로 제거하기 위한 SVF 구조의 BRF를 제안하였다. 제안된 BRF는 SVF 구조 내에 BRF 출력이 자연발생적으로 형성되기 때문에 각 포트 간의 조합이 필요 없게 되어 기존 BRF와 달리 노치 주파수와 노치 깊이가 저항의 허용 오차에 영향을 받지 않는 것을 확인할 수 있었다. 노치 주파수는 59.99Hz로

몬테 카를로 시뮬레이션 결과 저항의 허용 오차에 전혀 영향을 받지 않는 것을 확인할 수 있었으며 노치 깊이도 평균 -42.54dB, 표준편차 0.63dB를 가져 BRF로서 정상적인 동작이 가능함을 확인하였다. 또한 제안된 BRF를 가지고 60Hz 잡음에 간섭이 된 심전도 신호에 대하여 잡음 필터링을 적용한 결과를 보여주었으며 60Hz 잡음이 적절하게 억제되는 것을 확인할 수 있었다.

REFERENCES

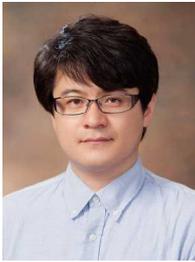
- [1] B. Carter and R. Mancini, "Op Amps for Everyone", pp. 199-258, Newnes, 2017.
- [2] D. A. Neamen, "Microelectronics", pp. 1061-1070, McGraw-Hill, 2010.
- [3] J. Solorzano, "Second-Order State Variable Filter Consumes Less Than $3\mu A$ ", Electronic Design's Ideas for Design, Sep. 2012.
- [4] J. Ren, F. Wang, R. Min, and X. Xin, "Parallel Integrated State Variable Filter Circuit Design", Proc. of 2018 IEEE 3rd International Conference on Integrated Circuits and Microsystems, pp. 129-133, Nov. 2018.
- [5] F. L. Aguirre, S. M. Pazos, G. Peretti, and E. A. Romero, "A State-Variable filter as a case study of the Transient Response Analysis Method", Proc. of 2016 IEEE Biennial Congress of Argentina, Jun. 2016.
- [6] A. Delić-Ibukić, S. Mikes, Z. Lai, and D. V. Gupta, "Programmable State-Variable Filter with Wide Frequency and Q Tuning Range", International Journal of Electronics and Electrical Engineering, vol. 3, no. 3, pp. 207-211, Jun. 2015.
- [7] X. Qian, Y. Xu, and X. Li, "A cmos continuous-time low-pass notch filter for eeg systems", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 44, no. 3, pp. 231-238, Sep. 2005.
- [8] H. Alzaher, N. Tasadduq, and Y. Mahnashi, "A highly linear fully integrated powerline filter for biopotential acquisition systems", IEEE Trans. Biomedical Circuits and Systems,

- vol. 7, no. 5, pp. 703-712, Oct. 2013.
- [9] H. Li, J. Zhang, and L. Wang, "A 120pw 50hz notch filter for low frequency physiological acquisition", Proc. of 2011 International Symposium on Bioelectronics and Bioinformatics, pp. 49-52, Nov. 2011.
- [10] S. Michael and W. B. Mikhael, "Inverting Integrator and Active Filter Applications of Composite Operational Amplifiers", IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS-34, no. 5, pp. 461-470, May 1987.

저자약력

천 지 민 (Jimin Cheon)

[중신회원]



- 2003년 2월 : 연세대학교 전기전자공학 (공학사)
- 2005년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)
- 2010년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 (공학박사)
- 2010년 3월 ~ 2012년 11월 : 삼성전자 책임연구원
- 2012년 11월 ~ 2013년 8월 : SK telecom 매니저
- 2013년 9월 ~ 현재 : 금오공과대학교 전자공학부 부교수

〈관심분야〉 CMOS Image Sensor, ADC/DAC