

시변 가변차단주파수 저역통과필터를 이용한 심전도 고주파 잡음의 제거

최안식¹, 우응제¹, 박승훈¹, 윤영로²

¹경희대학교 전자정보대학 동서의료공학과, ²연세대학교 보건과학대학 의공학부
(2003년 12월 17일 접수, 2004년 4월 10일 채택)

High Frequency Noise Reduction in ECG using a Time-Varying Variable Cutoff Frequency Lowpass Filter

Ahn Sik Choi¹, Eung Je Woo¹, Seung Hun Park¹, and Young Ro Yoon²

¹College of Electronics and Information, Kyung Hee University, Korea

²School of Biomedical Engineering, Yonsei University, Korea

(Received December 17, 2003. Accepted April 10, 2004)

요약 : 심전도 신호에는 근 잡음과 전원잡음 등의 잡음이 섞이는 경우가 많다. 이러한 잡음들은 심전도 신호의 주요 주파수 성분에 비하여 상대적으로 고주파 성분이지만 전체적으로 보면 주파수 스펙트럼이 중첩된다. 본 논문에서는 연속적으로 변하는 차단주파수를 가지는 시변 저역통과 디지털 필터를 이용하여 원신호의 왜곡을 최소화하면서 잡음을 제거하는 신호처리 방법에 대하여 기술한다. 이 필터는 차단주파수 제어기와 가변차단주파수 저역통과필터로 구성된다. 차단주파수 제어기는 잡음이 포함된 심전도 신호로부터 신호의 기울기를 이용하여 차단주파수 제어 신호를 생성한다. 가변차단주파수 저역통과필터의 구현을 위해서 본 논문에서는 컨벡스 조합 필터와 계수보간 필터로 불리는 새로운 두 가지 필터 설계방법을 제안하였으며, 이 두 가지 방법을 이용함으로써 저역통과필터의 차단주파수를 임의의 제한된 구간에서 연속적으로 변화시키는 것이 가능하였다. 고주파 잡음이 첨가된 심전도 신호에서 가변차단주파수 저역통과필터의 잡음 제거 능력이 우수함을 보였으며, 본 논문에서 제안된 가변차단주파수 저역통과필터는 심전도 신호의 전처리에 유용하게 사용되어질 것으로 판단된다. 특히, 제어된 환경이 아닌 일상생활 환경에서 심전도를 측정하는 재택 건강관리 시스템에서 신호의 품질을 개선하는 데에 효과가 있을 것으로 기대한다.

Abstract : ECG signals are often contaminated with high-frequency noise such as muscle artifact, power line interference, and others. In the ECG signal processing, especially during a pre-processing stage, numerous noise removal techniques have been used to reduce these high-frequency noise without much distorting the original signal. This paper proposes a new type of digital filter with a continuously variable cutoff frequency to improve the signal quality. This filter consists of a cutoff frequency controller (CFC) and variable cutoff frequency lowpass filter (VCF-LPF). From the noisy input ECG signal, CFC produces a cutoff frequency control signal using the signal slew rate. We implemented VCF-LPF based on two new filter design methods called convex combination filter (CCF) and weight interpolation filter (WIF). These two methods allow us to change the cutoff frequency of a lowpass filter in an arbitrary fine step. VCF-LPF shows an excellent noise reduction capability for the entire time segment of ECG excluding the rising and falling edge of a very sharp QRS complex. We found VCF-LPF very useful and practical for better signal visualization and probably for better ECG interpretation. We expect this new digital filter will find its applications especially in a home health management system where the measured ECG signals are easily contaminated with high-frequency noises.

Key words : ECG, Weight interpolation filter (WIF), Variable cutoff frequency, Noise reduction

서 론

심전도 신호는 종종 근 잡음과 전원잡음 등 상대적 인 고주파 잡음원에 영향을 받는다. 특히, 운동부하 심전도 검사에서는 고주파 잡음이 기저선의 변화와 더불어 심각한 문제가 되며, 일반적인 심전도 검사에서도 이러한 고주파

잡음은 기계나 사람에 의한 심전도 신호의 분석에 장애가 된다. 또한 연속적으로 심전도를 측정하는 환자감시장치에서도 동일한 문제가 나타나고 있다. 고주파 잡음이 포함된 심전도 신호의 전처리에는 아날로그 및 디지털 필터[1,2], 적응 필터[3,4], source consistency 필터[5-7], 신경망[8], 필터뱅크 및 웨이브렛 변환[9-11] 등의 기술이 사용되고 있다. 이러한 기술들에서는 각종 잡음들을 감소시켜서 SNR (signal-to-noise ratio)를 개선하는 많은 연구가 활발히 진행되었다. 심전도 신호에서 잡음의 제거는 원래 신호의 왜곡을 최소화하면서 잡음을 얼마나 효과적으로 제거할 수 있는지가 큰 관심거리며, 지금까지 연구되어진 대부분의

본 연구는 보건복지부의 지원(02-PJ3-PG6-EV01-001)으로 수행되었음.

통신저자 : 우응제, (449-701) 경기도 용인시 기흥읍 서천리 1

경희대학교 전자정보대학 동서의료공학과

Tel : (031) 201-2538, Fax : (031) 201-2378

E-mail : ejwoo@khu.ac.kr

잡음 제거 기술들은 SNR을 향상시키는 반면 원 신호의 왜곡을 유발하거나 처리속도의 증가가 수반되었다.

한편 최근에는 QRS의 크기 감소가 없이 실시간으로 근 잡음을 제거하는 새로운 형태의 필터가 제안되었다[12,13]. 이 방법에서는 가변 차단주파수(variable cutoff frequency, VCF)를 가지는 저역통과필터(lowpass filter, LPF)를 사용하고 있다. 6개의 차단주파수(17.1, 24.7, 31.9, 45, 77.6, 그리고 100 Hz)를 가지는 12차의 유한 임펄스 응답(finite impulse response, FIR) LPF를 6개 설계한 뒤, 각 필터에 대응하는 13개의 계수들을 look-up 테이블에 저장한다. 잡음을 포함하는 원래 신호를 적절하게 전처리한 뒤, 매 순간마다 필터를 스위칭하는 구조이다. 그러나 이러한 필터는 차단주파수의 전환을 위해 필터의 계수들을 갑자기 변화시키므로, 필터의 출력에는 원하지 않는 과도 성분이 발생하는 단점을 가지며, 이러한 현상은 심전도 신호가 빠르게 변할 때 더욱 심각한 문제가 된다.

본 논문에서는 이러한 단점을 개선한 새로운 시변 가변 차단주파수 필터를 제안한다. 그림 1은 제안된 시변 가변 차단주파수 저역통과필터(timing-varying variable cutoff frequency low-pass filter, TV-VCF-LPF)의 구성도를 나타내었다. 제안된 필터는 2가지 부분으로 나뉜다. 첫 번째 부분은 차단주파수를 제어하는 신호인 CFCS(cutoff frequency control signal) $\lambda(n)$ 을 발생시키는 차단주파수 제어기(cutoff frequency controller, CFC)이다. 두 번째 부분은 VCF-LPF이다. VCF-LPF의 구현에는 컨벡스 조합 필터(convex combination filter, CCF)와 계수 보간 필터(weight interpolation filter, WIF)라 명명한 두 가지 방법을 제안한다. 다음 절에서는 CFC 및 WIF와 CCF를 포함하는 VCF-LPF에 대해서 설명하고, 이어서 MIT/BIH 심전도 데이터베이스를 이용한 성능평가 결과를 기술한다[14].

방 법

1. 차단주파수 제어기(Cutoff Frequency Controller, CFC)

CFC의 기본 기능은 입력 신호의 기울기가 작을 때 (또는 클 때), LPF의 차단주파수를 작게 (또는 크게) 제어하는 CFCS $\lambda(n)$ 을 생성하는 것이다. 그림 2는 CFCS을 발생시키는 CFC의 구성도이다. 이 구성도는 Pan과 Tompkins [15] 및 Hamilton과 Tompkins [16]에 의해 제안된 QRS 검출기와 유사하며, 출력 $qrs(n)$ 는 QRS 검출 신호이며 CFC의 부산물이다. 따라서 CFC는 QRS 검출기의 일부로 구현하는 것이 가능하다.

그림 2에서 입력 신호 $x_i(n)$ 는 시간 n 에서 리이드 i 의 잡음을 포함하는 심전도 신호이며, 리이드의 총수는 L 개라고 가정한다. 신호벡터 $\mathbf{x}(n) = [x_1(n) \dots x_L(n)]$ 는 시간 n 에서 L 개의 리이드 신호를 모두 포함한다. 신호 $x_i(n)$ 는 고주파 잡음이 첨가되어 있기 때문에 각 리이드에 대해서 20Hz 또는 더 낮은 고정된 차단주파수를 가지는 L 개의 FIR LPF를 통과시킨다. 이러한 필터들은 잡음

뿐만 아니라 원래의 신호에 포함된 고주파 성분까지 감소시키나, 그 출력에는 원래 신호들의 기울기에 대한 충분한 정보를 가지고 있다. L 개의 FIR LPF 출력들을 1차 미분기에 통과시키고, 절대치를 취한 후, 모두 더하여

$c(n)$ 신호를 만든다. 합산된 신호 $c(n)$ 로부터 12ms의 폭을 가지는 이동창 적분기(moving-window integrator, MWI)에 의해 $c_{MW}(n)$ 신호를 만들고, $c_{MW}(n)$ 신호는

시간 n 에서 $0 \leq \lambda(n) \leq 1$ 의 범위를 가지는 CFCS $\lambda(n)$ 를 만들기 위해 정규화(normalization)된다. 그림 1에서 CFC와 VCF-LPF가 같은 지연시간을 가져야 하므로,

d_{VCF} 가 VCF-LPF의 지연이고 d_{CFC} 는 CFC의 지연일 때, $d_{VCF} > d_{CFC}$ 이면 $\lambda(n)$ 를 $\Delta = d_{VCF} - d_{CFC}$ 만큼 지연시키고, $d_{VCF} < d_{CFC}$ 이면 VCF-LPF의 출력을 $-\Delta$ 만큼 지연시킨다.

신호 $c_{MW}(n)$ 의 정규화를 위해서는 MIT/BIH 심전도 데이터베이스를 이용하였다. MIT/BIH 데이터베이스의 48개 레코드 각각에 대해 처음과 마지막 각 2개의 QRS는 제외시킨 $c_{MW}(n)$ 의 히스토그램 분포를 그림 3에 나타내었으며, $c_{MW}(n)$ 의 최대값은 약 238mVRTI/ms이며 118번 레코드에서 발생하였다. 한편 심전도 증폭기 설계의 ANSI/AAMI 표준에서는 320mVRTI/ms의 최대 기울기가 요구된다[17].

$c_{MW}(n)$ 의 최소값은 약 0.01mVRTI/ms이었으므로 0으로 생각할 수 있다. 그림 3의 히스토그램으로부터 전체 심전도의 약 90%에서 $c_{MW}(n)$ 이 25mVRTI/ms보다 작고, 약 95%에서 50mVRTI/ms보다 작다는 것을 알 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 식(1)을 이용하여 $c_{MW}(n)$ 로부터 $\lambda(n)$ 신호를 구하였으며, 이때 c_{max} 는 25와 50mVRTI/ms 사이의 값을 사용하였다.

$$\lambda(n) = \begin{cases} 1, & c_{MW}(n) \geq c_{max} \\ \frac{c_{MW}(n)}{c_{max}}, & 0 \leq c_{MW}(n) \leq c_{max} \end{cases} \quad (1)$$

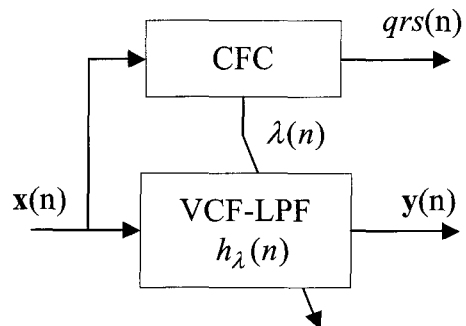


그림 1. 시변 가변차단주파수 저역통과필터의 구조. Fig. 1. Structure of TV-VCF-LPF.

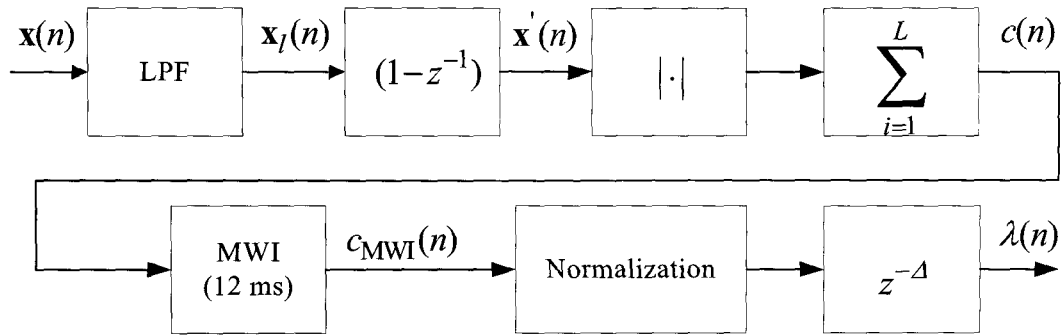


그림 2. 차단주파수 제어기의 구성도.
Fig. 2. Block diagram of CFC.

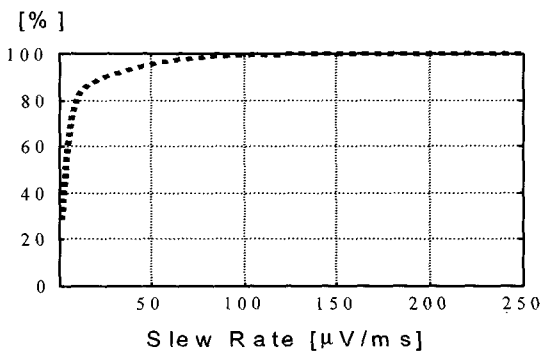


그림 3. MIT/BIH 데이터베이스에 포함된 모든 심전도 신호들의 기울기에 대한 히스토그램.
Fig. 3. Histogram of slew rates for all ECG signals in MIT/BIH database.

2. 가변 차단주파수(Variable Cutoff Frequency, VCF) 필터

먼저 임펄스 응답이 각각 $h_0(n)$ 와 $h_1(n)$ 인 2개의 FIR LPF를 가정하고, 두 필터의 주파수 응답을 각각 $H_0(f)$ 와 $H_1(f)$ 라 한다. 이때 두 필터들은 구조와 차수 등 모든 특성이 동일하고 차단주파수만 각각 f_{c0} 와 f_{c1} 이며, $f_{c0} < f_{c1}$ 의 조건을 만족한다. 본 논문에서 구현하고자 하는 VCF 필터는 이 두 필터와 동일한 구조 및 차수를 가지면서 차단주파수가 f_{c0} 와 f_{c1} 사이에서 연속적으로 변하는 필터이다. 이때 최대 및 최소 차단주파수의 비 α 를 식(2)와 같이 정의하고, 필터의 차수를 N 이라 한다.

$$\alpha = \frac{f_{c1}}{f_{c0}} \quad (2)$$

차단주파수가 $f_c(\lambda)$ 이며 $f_{c0} \leq f_c(\lambda) \leq f_{c1}$ 이고, 임펄스 응답이 $h_\lambda(n)$ 인 FIR LPF들의 집합 H 를 아래의 식(3)과 같이 정의한다.

$$H = \{ h_\lambda(n) \mid f_c(\lambda) = f_{c0} + \lambda(f_{c1} - f_{c0}), \lambda \in [0, 1] \} \quad (3)$$

이때, $f_c(\lambda)$ 는 f_{c0} 와 f_{c1} 사이에서 연속적으로 변하는 값이며, 각 필터 $h_\lambda(n)$ 의 주파수 응답은 $H_\lambda(f)$ 이고, 이들은 $H_0(f)$ 및 $H_1(f)$ 와 동일한 구조 및 차수를 가진다. 각 필터의 임펄스 응답 $h_\lambda(n)$ 은 $(N+1)$ 개의 계수들을 가지며, 계수벡터 $w(\lambda)$ 는 식(4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$w(\lambda) = [w_0(\lambda) w_1(\lambda) \dots w_N(\lambda)]^T \quad (4)$$

필터 $h_0(n)$ 와 $h_1(n)$ 의 계수 벡터인 w_0 및 w_1 은 식(5)와 같이 표현하고, 이들을 $w(0)$ 및 $w(1)$ 으로 설정한다.

$$\begin{aligned} w_0 &= [w_0(0) w_1(0) \dots w_N(0)]^T = w(0), \\ w_1 &= [w_0(1) w_1(1) \dots w_N(1)]^T = w(1). \end{aligned} \quad (5)$$

본 논문에서는 모든 LPF들이 아래의 식(6)을 만족하는 경우를 다루며, 따라서 $(1+N/2)$ 개의 계수들의 값을 계산하는 것이 필요하다[18].

$$h(n) = h(N-n) \quad (6)$$

그림 4는 $f_{c0} = 20\text{Hz}$, $\alpha = 5$ 그리고 $N = 12$ 일때, $h_0(n)$ 와 $h_1(n)$ 및 그 사이의 차단주파수를 가지는 총 11개의 FIR LPF들을 각각 설계하여 그 주파수 특성을 그린 것이다. 이들은 모두 집합 H 의 원소들이다. 다음 절에서는 집합 H 의 원소들 중에서 단일 변수 λ 에 의해 해당되는 차단주파수 $f_c(\lambda)$ 가 $f_{c0} \leq f_c(\lambda) \leq f_{c1}$ 의 구간에서 연속적으로 변하는 FIR LPF들을 설계하는 두 가지 방법을 기술한다.

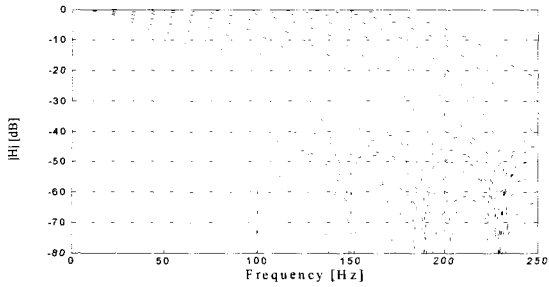


그림 4. CCF 및 WIF의 설계에서 기준으로 사용한 11개의 FIR LPF들의 주파수 응답($N = 12, f_{c0} = 20\text{Hz}, f_{c1} = 100\text{Hz}$).

Fig. 4. Frequency responses of eleven FIR LPFs($N = 12, f_{c0} = 20\text{Hz}, f_{c1} = 100\text{Hz}$) used in the design of CCF and WIF.

(1) 컨벡스 조합 필터(Convex Combination Filter, CCF)

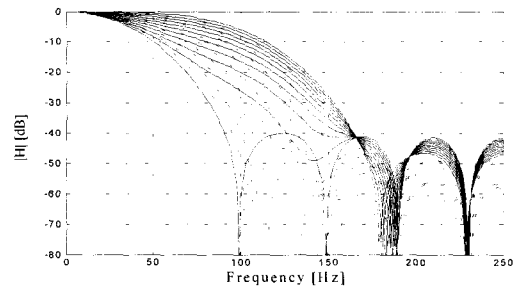
CCF에서는 $w(\lambda)$ 을 다음의 식(7)과 같이, $w(0)$ 및 $w(1)$ 의 컨벡스 조합으로 설정한다.

$$w(\lambda) = (1 - \lambda) w(0) + \lambda w(1) \tag{7}$$

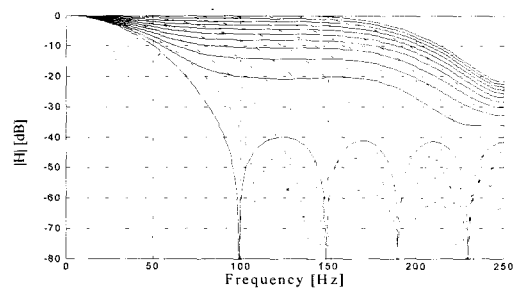
이러한 CCF는 적은 계산량으로 VCF 필터를 구현하는 장점을 가진다. 식(7)을 이용하여 $w(\lambda)$ 를 계산하기 위해서는 $(N/2 + 1)$ 번의 곱셈이 필요하고, $w(\lambda)$ 를 이용하여 필터의 출력을 구하기 위해서 $(N + 1)$ 번의 곱셈이 필요하므로, CCF에서 각 입력 데이터에 대한 전체 곱셈의 수는 식(8)과 같다.

$$T_{CCF} = \frac{3}{2}(N + 1) + \frac{1}{2} \tag{8}$$

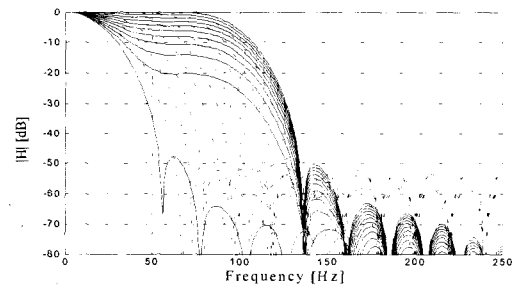
그림 5(a)는 $f_{c0} = 20\text{Hz}, \alpha = 5$ 그리고 $N = 12$ 에 대한 CCF의 전형적인 주파수 응답이며, 그림 4에 도시된 필터들의 주파수 응답과 비교하면 더 큰 통과대역 감소와 더 작은 저지대역 감소를 나타냄으로 CCF는 그 특성이 우수하지 않다는 것을 알 수 있다. 또한 α 값이 클수록 성능이 더욱 나빠짐을 그림 5(b)에서 볼 수 있으며, 그림 5(c)는 차수 N 을 증가하더라도 성능이 개선되지 않음을 보여주고 있다. 이러한 CCF는 $N \leq 12$ 이며 $\alpha \leq 5$ 일 때에 만 사용하는 것이 바람직하다.



a) $N = 12, f_{c0} = 20\text{Hz}, f_{c1} = 100\text{Hz}$



(b) $N = 12, f_{c0} = 20\text{Hz}, f_{c1} = 200\text{Hz}$



(c) $N = 24, f_{c0} = 20\text{Hz}, f_{c1} = 100\text{Hz}$

그림 5. 실선은 CCF의 주파수 응답, 점선은 CCF의 설계에서 기준으로 사용한 11개 FIR 필터들의 주파수 응답.

Fig. 5. Solid lines are frequency responses of CCF and dotted lines are frequency responses of eleven FIR LPFs used in the design of CCF.

(2) 계수 보간 필터(Weight Interpolation Filter, WIF)

WIF에서는 $w(\lambda)$ 의 각 계수 $w_i(\lambda)$ 를 λ 의 다항식에 의해 근사적으로 표현한다. 아래의 식(9)에서 다항식의 차수는 P이고 i 는 0~N의 범위를 가진다.

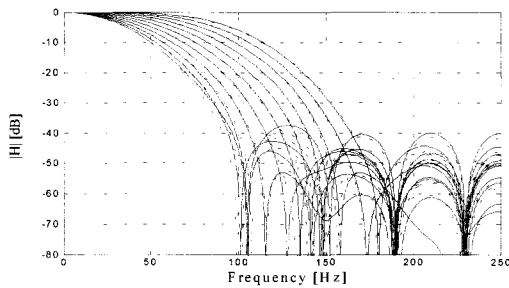
$$w_i(\lambda) = a_{i,P}\lambda^P + a_{i,(P-1)}\lambda^{P-1} + \dots + a_{i,1}\lambda + a_{i,0}, \lambda \in [0, 1] \tag{9}$$

이제 그림 4에 도시한 11개의 FIR LPF들에서 해당되는 계수들을 추출한 뒤, 이들을 데이터로 하고 최소자승오차법을 적용하면 위 다항식의 각 상수값들을 결정할 수 있다. 이러한 방법으로 식(4)의 모든 계수들을 나타내는 다항식들을 구하면, 임펄스 응답이 $h_\lambda(n)$ 인 VCF LPF의 모든 계수들이 λ 의 P차 다항식으로 표현된다.

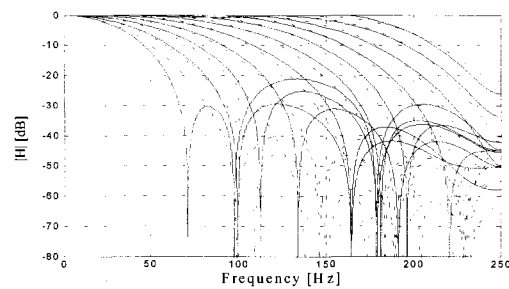
그림 6(a)는 $f_{d0}=20\text{Hz}$, $\alpha=5$, $N=12$ 그리고 $P=3$ 에 대한 WIF의 전형적인 주파수 응답이다. WIF에서는 그림 6(b)와 (c)에서 볼 수 있듯이 $N\alpha$ 값이 커져도 CCF와는 대조적으로, WIF의 통과대역과 저지대역의 특징이 그림 4에 도시한 필터들의 주파수 특성에 근접함을 볼 수 있다. 비록 $N\alpha$ 값이 증가하더라도 P가 크면 클수록 WIF의 주파수 응답이 그림 4의 주파수 응답들에 가까워진다.

주어진 λ 에서, $\lambda^2, \dots, \lambda^P$ 에 대한 (P-1)번의 곱셈이 필요하며, $(N/2 + 1)$ 개의 계수들을 계산하기 위해 $(N/2 + 1 + P)$ 번의 곱셈, 그리고 필터링을 위해서 $(N+1)$ 번의 곱셈이 필요하므로 각 입력 데이터에 대한 전체 곱셈 수는 식(10)과 같다.

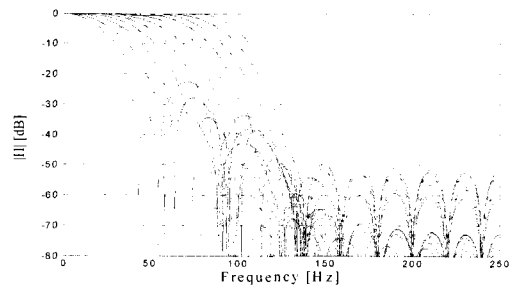
$$T_{WIF} = \left(\frac{P}{2} + 1\right)(N+1) + \frac{3P}{2} - 1 \quad (10)$$



(a) $N = 12, f_{d0} = 20\text{Hz}, f_{cl} = 100\text{Hz}$



(b) $N = 12, f_{d0} = 20\text{Hz}, f_{cl} = 200\text{Hz}$



(c) $N = 24, f_{d0} = 20\text{Hz}, f_{cl} = 100\text{Hz}$

그림 6. 실선은 WIF의 주파수 응답, 점선은 WIF의 설계에서 기준으로 사용한 11개 FIR 필터들의 주파수 응답.

Fig. 6. Solid lines are frequency responses of WIF and dotted lines are frequency responses of eleven FIR LPFs used in the design of WIF.

여러 경우들에 대한 WIF의 주파수 특성을 구하여 본 결과, 샘플링 주파수가 500 Hz인 경우에 $f_{d0}=20\text{Hz}$ 와 $f_{cl}=100\text{Hz}$ 을 가지는 VCF-LPF에서는 4보다 큰 P값을 사용할 필요가 없는 것을 알 수 있었다.

결 과

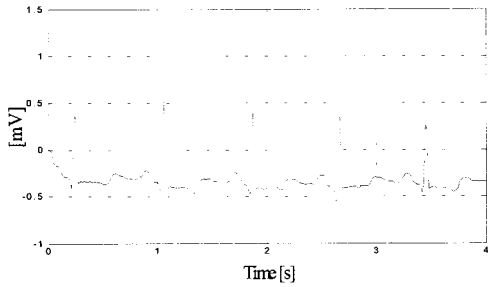
Matlab을 이용하여 CCF와 WIF를 가지는 TV-VCF-LPF를 구현하였다. MIT/BIH 데이터베이스의 심전도 신호들은 표본화 주파수가 360Hz이고 12 비트의 해상도를 가진다 [14]. 본 논문에서 사용한 심전도 신호들은 TV-VCF-LPF를 적용하기 전에 MIT/BIH 데이터베이스와 함께 제공되는 샘플링 주파수 변환 프로그램을 사용하여 샘플링 주파수를 500Hz로 변환하였다. 샘플링 주파수를 500Hz로 변환한 이유는 단순히 180Hz 이상의 차단주파수를 포함하는 여러 개의 차단주파수들에 대한 필터의 특성을 검토하기 위함이다. 일반적인 심전도 신호의 전처리에서는 180Hz 이상의 차단주파수를 가지는 LPF의 사용은 불필요하며, TV-VCF-LPF의 사용을 위해서 특정 샘플링 주파수를 사용하여야 하는 것도 아니다.

그림 7은 CFC의 각 단계에서의 신호들이다. 그림 7(a)는 심전도 신호이고 그림 7(b)는 차수가 36이고 차단주파수가 20Hz인 LPF의 출력이다. CFC에서는 이와 같이 차단주파수가 매우 낮은 LPF를 사용하므로 신호의 왜곡이 발생하나, 이 LPF의 출력은 아직도 원 신호의 기울기에 대한 정보를 포함하고 있어서 CFCS를 발생할 수 있음을 알 수 있다. 그림 7(c)와 (d)는 미분기 출력과 절대치 값들의 합계된 신호이며, 12ms 이동창 적분과 절대치 정규화 방법으로 얻어진 CFCS 신호를 그림 7(e)에 나타내었다.

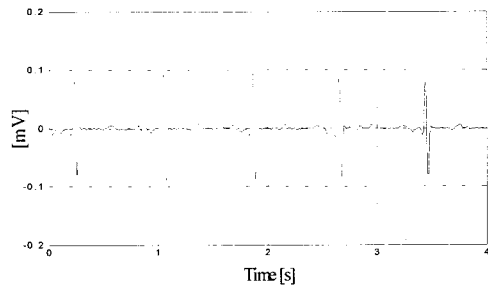
그림 8은 MIT/BIH의 레코드 100의 심전도 신호에 대한 $N=36, P=3, f_{d0}=15\text{Hz}$ 와 $f_{cl}=100\text{Hz}$ 를 가지는 WIF을 이용한 TV-VCF-LPF의 결과이다. 그림 8(a)에서 볼 수 있듯이 입력 신호의 기울기 변화에 정확하게 CFCS가 따라감을 확인할 수 있다. 또한 그림 8(b)에서 TV-VCF-LPF의 출력신호는 거의 완벽하게 원래신호를 출

력함을 확인할 수 있으며, 원래신호에 포함된 작은 크기의 잡음들이 효과적으로 제거됨을 확인할 수 있다. 원래신호와 출력신호 사이의 차이를 정량적으로 표현하기 위해 식 (11)로 오차 ϵ 을 정의하였다. 그림 8에서 $\epsilon=0.3\%$ 이며 이는 제거된 잡음만큼의 차이를 의미한다.

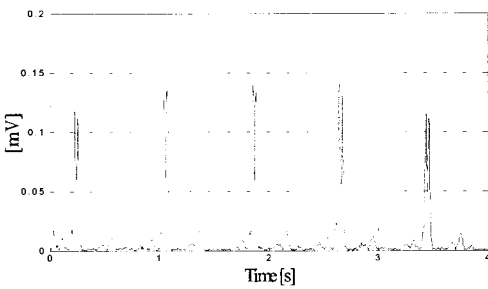
$$\epsilon = \frac{\sum(\text{원래신호} - \text{출력신호})^2}{\sum(\text{원래신호})^2} \times 100 (\%) \quad (11)$$



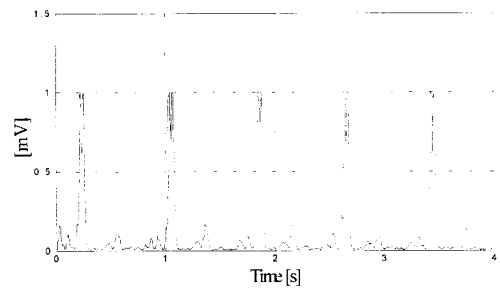
(b) CFC내의 LPF 출력: 잡음은 제거되거나 신호 또한 왜곡됨.



(c) 위 (b)과형의 미분.

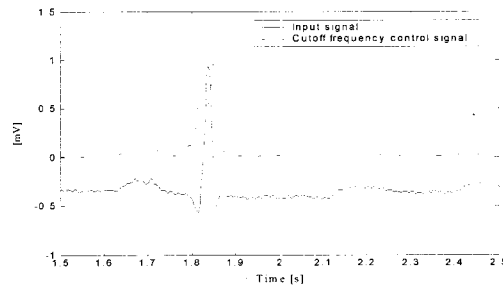


(d) 위 미분과형의 절대값을 취한 후 각 리이드의 신호들을 합한 신호.

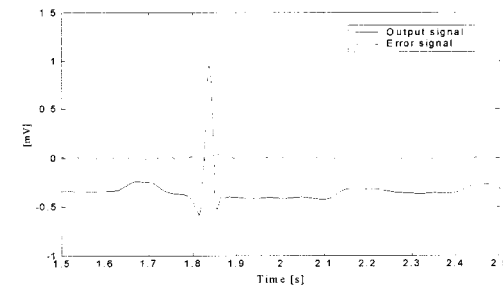


(e) 차단주파수 제어신호.

그림 7. CFC신호의 발생 예.
Fig. 7. Examples of CFCs.



(a) 원래의 심전도 신호 및 차단주파수 제어신호.



(b) TV-VCF-LPF의 출력 및 원래의 심전도 신호와의 오차.

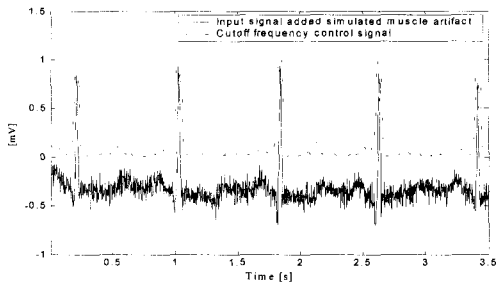
그림 8. WIF를 이용한 TV-VCF-LPF의 결과 ($N=36, P=3, f_{c0}=15Hz, f_{c1}=100Hz$).

Fig. 8. Result of TV-VCF-LPF using WIF with $N=36, P=3, f_{c0}=15Hz, f_{c1}=100Hz$.

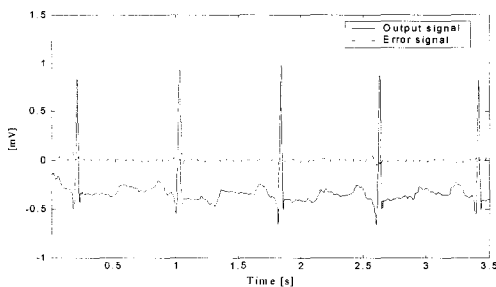
그림 9는 고주파 잡음이 더해진 심전도 신호에 대하여 같은 TV-VCF-LPF를 사용한 결과를 나타낸 그림으로, 이때 첨가한 고주파 잡음은 근잡음으로 랜덤하게 변하는 크기와 위상을 가지는 20~200Hz의 정현파 신호들을 합하여 만든 잡음이다. 이 결과에서 TV-VCF-LPF가 원래신호 파형의 왜곡이 없이 잡음만을 효과적으로 제거하고 있음을 알 수 있다. 이때 오차는 $\epsilon=0.6\%$ 이며, 그림 8에서 오차가 0.3%

인 것과 비교해 보면 첨가한 잡음 중에서 일부는 제거되지 않았음을 알 수 있다. 필터의 잡음 제거 능력을 정량적으로 표현하기 위해 잡음 감쇄비(noise reduction ratio, NRR)를 식(12)로 정의하였다. 그림 9의 예에서는 NRR = -12.2dB이다.

$$NRR = 10 \times \log_{10} \frac{\sum (\text{출력신호} - \text{원래신호})^2}{\sum (\text{첨가한 잡음신호})^2} \quad (\text{dB}) \quad (11)$$



(a) 근잡음을 포함하는 심전도 신호 및 차단주파수 제어 신호.



(b) TV-VCF-LPF의 출력 및 근잡음이 추가되기 이전의 심전도 신호와의 오차.

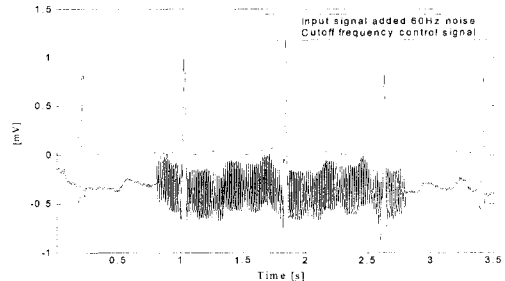
그림 9. 근잡음에 대한 WIF를 이용한 TV-VCF-LPF의 결과 (N=36, P=3, $f_{c1} = 15\text{Hz}$, $f_{c2} = 100\text{Hz}$).

Fig. 9. Result of TV-VCF-LPF using WIF with N=36, P=3, $f_{c1} = 15\text{Hz}$, $f_{c2} = 100\text{Hz}$ for the reduction of muscle artifact.

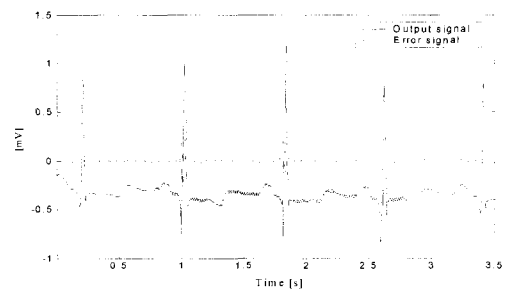
그림 10은 60Hz 잡음이 더해진 심전도 신호에 대하여 동일한 TV-VCF-LPF를 사용한 결과를 나타낸 그림으로, TV-VCF-LPF가 역시 효과적으로 원래신호 파형의 왜곡이 없이 잡음을 효과적으로 제거하고 있음을 알 수 있다. 그러나 TV-VCF-LPF가 지닌 한계 때문에 QRS 영역의 빠른 상승 및 하강 부분에서는 차단주파수의 증가로 인해 잡음 제거 성능이 미흡함을 보여준다. 그림 10의 예에서는 $\epsilon = 3.8\%$ 이고 NRR = -11.7dB이다.

본 논문에서는 1보다 큰 P에 대해서 계산시간을 제외하고는 항상 WIF가 CCF에 비해 우수함을 알 수 있었고, 그

림 8, 9, 그리고 10에서 볼 수 있듯이 TV-VCF-LPF가 원신호의 왜곡을 최소화하면서 효과적으로 고주파 잡음을 제거할 수 있음을 확인하였다.



(a) 60Hz 잡음을 포함하는 심전도 신호 및 차단주파수 제어 신호.



(b) TV-VCF-LPF의 출력 및 60Hz 잡음이 추가되기 이전의 심전도 신호와의 오차.

그림 10. 60Hz 전원잡음에 대한 WIF를 이용한 TV-VCF-LPF의 결과 (N=36, P=3, $f_{c1} = 15\text{Hz}$, $f_{c2} = 100\text{Hz}$).

Fig. 10. Result of TV-VCF-LPF using WIF with N=36, P=3, $f_{c1} = 15\text{Hz}$, $f_{c2} = 100\text{Hz}$ for the reduction of 60Hz noise.

결론

본 논문에서는 심전도 신호에서 고주파 잡음을 제거하기 위해 시변 가변 차단주파수 저주파통과필터를 제안하였으며, 제안된 필터는 차단주파수 제어기와 가변차단주파수 저역통과필터의 두 부분으로 구성하였다. 시변 가변 차단주파수 저주파통과필터에서는 입력신호의 기울기에 비례하여 차단주파수가 변화하며, 이 필터의 출력신호는 입력신호의 왜곡을 최소화하면서 고주파 잡음을 효과적으로 제거함을 알 수 있었고, 필터의 차단주파수 변경에 따른 원하지 않는 과도성분은 발생하지 않았다. QRS 영역의 급격한 상승 및 하강 부분을 제외한 모든 심전도 신호 영역에서는 본 논문에서 제안된 필터의 잡음제거 성능이 우수함을 확인할 수 있었다. 앞으로는 본 논문에서 제안한 필터의 성능개선과 다른 잡음제거 기술들과의 비교연구를 수행할 필요가 있다. 특히 60Hz 전원잡음의 제거에는 본 논문에서 기술한 필터보다는 다른 고전적인 방법이 더 우수할 수도 있을 것으로 생각된다. 또한 운동부하 심전도 검사나 재택

건강관리 시스템 등에서와 같이 많은 잡음을 포함하는 심전도 측정 단말기에의 응용을 위한 지속적인 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

1. W. J. Tompkins, ed., "Biomedical Digital Signal Processing", Upper Saddle River: NJ, Prentice Hall, 1993
2. 권혁제, 정기삼, 이명호, "심전도 자동진단을 위한 60Hz 전원잡음 제거 필터에 관한 연구", 의공학회지, 제17권 1호, pp. 99-108, 1996
3. 이재준, 송철규, 이제석, 이명호, "심전도 신호의 잡음 제거를 위한 적응 필터 설계", 의공학회지, 제13권 2호, pp. 107-114, 1992
4. N. V. Thakor and Y. S. Zhu, "Applications of adaptive filtering to ECG analysis: noise cancellation and arrhythmia detection", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 38, no. 8, pp. 785-94, 1991
5. D. W. Mortara, "Source consistency filtering - a new tool for ECG noise reduction", *Computers in Cardiology*, pp. 125-128, 1992
6. D. W. Mortara, "Source consistency filtering - application to resting ECG", *J. Electrocardiology*, vol. 25 suppl., pp. 200-206, 1992
7. D. W. Mortara, "Filter apparatus and method for reducing signal noise using a plurality of signals obtained from a single source", US Patent #5,490,515, 1996
8. Q. Z. Xue, Y. H. Hu, and W. J. Tompkins, "Neural-network based adaptive matched filtering of QRS detection", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 39, pp. 317-329, 1992
9. V. X. Afonso, W. J. Tompkins, T. Q. Nguyen, K. Michler, and S. Luo, "Comparing stress ECG enhancement algorithms: with an introduction to a filter bank based approach", *IEEE EMBS Magazine*, May/June, pp. 37-44, 1996
10. 박광리, 이경중, 이병채, 정기삼, 윤형로, "스트레스 심전도의 근잡음 제거를 위한 Wavelet Interpolation Filter의 설계", 의공학회지, 제21권 5호, pp. 495-503, 2000
11. C. Li, C. Zheng, and C. Tai, "Detection of ECG characteristic points using wavelet transforms", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 42, no. 1, pp. 21-28, 1995
12. V. de Pinto, "Filters for the reduction of baseline wander and muscle artifact in the ECG", *J. Electrocardiology*, vol. 25 supplement, pp. 40-48, 1992
13. V. de Pinto, "ECG muscle artifact filter system", US Patent #5,259,387, 1993
14. G. B. Moody, *ECG Database Programmer's Guide*, MIT/BIH Database Distribution (<http://ecg.mit.edu/dbpg/>), Cambridge, MA, 1998
15. J. Pan and W. J. Tompkins, "A real-time QRS detection algorithm", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. BME-32, pp. 230-236, 1985
16. P. S. Hamilton and W. J. Tompkins, "Quantitative investigation of QRS detection rules using MIT/BIH arrhythmia database", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. BME-33, pp. 1157-1187, 1986
17. AAMI, "Standards and Recommended Practices; Diagnostic Electrocardiographic Devices", vol. 2, pp. 587-631, 1991
18. A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, "Discrete-time Signal Processing", Englewood Cliffs: NJ, Prentice Hall, 1989