

다중레이트 디지털 필터 설계 및 심전도 신호의 기저선 변동 및 전원 잡음 제거

Baseline Drift Reduction and Suppression of Power Line Noises in ECG Signal by Designing Multirate Digital Filter

김정환* · 김현태* · 박상은* · 이정환* · 김경섭†

(Jeong-Hwan Kim · Hyun-Tae Kim · Sang-Eun Park · Jeong-Whan Lee · Kyeong-Seop Kim)

Abstract - Baseline drift reduction and removal of power line noises in electrocardiogram are often necessary to avoid the distortions in extracting the fiducial features. With this aim, the multirate digital filtering algorithm is suggested to design and implement Finite Impulse Response or Infinite Impulse Response Filter by changing the sampling rate with omitting or interpolating intermediate ECG data. After the experimental simulations performed, we can conclude the fact that we can suppress the baseline wander and power line disturbances in ECG signal with reducing the computational complexities in which we do not keep the original and high sampling frequency.

Key Words : Multirate, Digital filter, ECG, Baseline drift, Power line noises, Correlation, RMSE

1. 서 론

최근 신체의 전기적 활동을 표현하는 심전도 (ECG), 근전도 (EMG) 또는 뇌전도 (EEG)와 같은 생체신호를 측정 기술의 발전과 생체신호 계측기기의 소형화, 경량화는 모바일 헬스케어 등 개인의료분야의 획기적인 변화에 기여하고 있다. 하지만 생체신호를 획득하는 과정에서 발생하는 피검자의 호흡 활동과 신체적 움직임 그리고 전극의 접촉 불량으로 인하여 발생하는 기저선 변동의 제거는 여전히 해결해야 할 문제로 남아있으며[1] 이러한 왜곡 현상은 신호 분석을 어렵게 할 뿐 아니라, 경우에 따라 진단과파라미터 도출에 도움이 될 수 있는 신호 고유의 특징값 도출에 지장을 준다.

생체신호의 정확한 특징값을 도출하기 위해서는 생체신호를 획득할 때 높은 샘플링 주파수를 가지도록 하는 것이 유리하다. 하지만, 샘플링 주파수가 높을수록 신호의 정보량이 증가하고 이에 따라 특징값에 더 많은 연산량이 필요하다는 단점이 존재한다. 따라서 사용 목적에 맞게 샘플링 주파수를 적절하게 선택할 필요가 있다.

다중레이트 필터링 기법은 디지털 샘플링 주파수를 조절하는 방법으로, 높은 샘플링 주파수를 낮은 샘플링 주파수로 낮추는 다운 샘플링 (Down-Sampling) 기법과 낮은 샘플링 주파수를 높은 샘플링 주파수로 올려주는 업 샘플링 (Up-Sampling) 기법을 활용하며, 이와 같이 다중레이트 필터링 기법을 사용하면 디지털 신호 처리 과정에 있어 연산

량을 감소시킬 수 있다.

본 논문에서는 다중레이트 디지털 필터링 기법을 이용하여 기저선 변동과 전원 잡음으로 왜곡된 심전도 신호를 보정하고, 동시에 연산량을 줄이는 방법을 제시하고자 하였다.

2. 본 론

2.1 심전도 신호에 대한 다중레이트 필터링

다중레이트 필터링에서 높은 주파수로 샘플링 된 신호를 낮은 주파수의 샘플링 된 신호로 변환하는 기법을 다운 샘플링 기법[2]이라고 하며 주로 데이터 압축할 때 사용된다.

즉, 높은 주파수 샘플링 디지털 신호 $x[n]$ 를 낮은 주파수 샘플링 디지털 신호 $y[n]$ 로 다운 샘플링하는 과정을 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$y[n] = x[nM] \quad (1)$$

식 (1)에서 M 은 양의 정수값으로 원 신호에서 M 번째 데이터를 획득하는 과정을 의미한다. 다운 샘플링은 두 단계의 연산으로 이루어진다. 첫 번째 단계로 식 (2)와 같이 샘플링 함수를 생성하고 이어서 식 (3)과 같이 원 신호와 곱셈연산을 수행한다.

$$S_M[n] = \begin{cases} 1, & n = 0, \pm M, \pm 2M, \dots \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

$$y_s[n] = x[n] \cdot S_M[n] = \begin{cases} x[n], & n = 0, \pm M, \pm 2M, \dots \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

두 번째 단계로 식 (3)에서 표현된 $y_s[n]$ 중 0을 제거하면 식 (4)와 같이 다운 샘플링 결과를 얻을 수 있다.

† Corresponding Author : School of Biomedical Eng.,
Research Institute of Biomedical Eng., Konkuk University,
Korea

E-mail : kyeong@kku.ac.kr

* School of Biomedical Eng., Konkuk University, Korea

Received : January 29, 2014; Accepted : March 11, 2014

$$y[m] = y_s[mM] = x[mM] \quad (4)$$

그림 1은 다운샘플링 연산 과정을 순차적으로 보여준다.

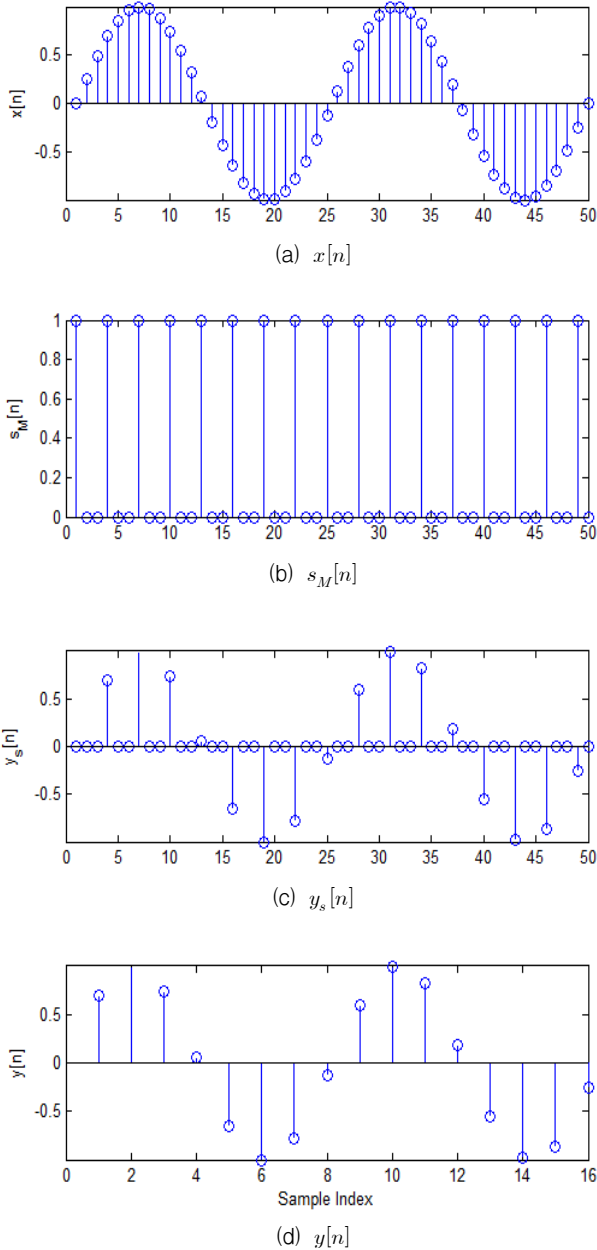
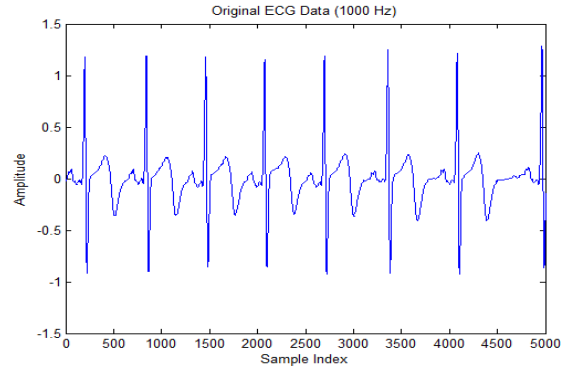


그림 1 다운샘플링 연산 과정:

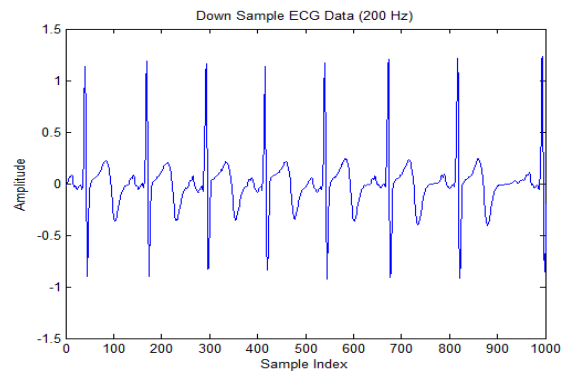
Fig. 1 Down-sampling process:

(a) $x[n]$ (b) $s_M[n]$ (c) $y_s[n]$ (d) $y[n]$

실제로 다운 샘플링을 심전도 신호에 적용하기 위해서 Biopac 회사(USA)의 MP150 생체신호 계측장치를 이용하여 1000Hz 샘플링 주파수로 신호로 획득한 뒤 500, 250, 200Hz로 다운샘플링을 수행하였다. 그림 2는 1000Hz 심전도 신호에서 200Hz로 다운샘플링 된 심전도 신호를 보여준다.



(a) 1000Hz 심전도 신호



(b) 200Hz 다운 샘플링 된 심전도 신호

그림 2 200Hz로 다운 샘플링 된 심전도 신호

Fig. 2 Down sampled ECG signal with 200Hz

그림 2(b)는 그림 2(a)의 심전도 신호를 다운 샘플링 한 결과로 샘플수가 (1/5)로 감소하였음에도 심전도 신호의 특징 값을 그대로 유지하는 것을 보여준다.

다운 샘플링 기법의 반대로 낮은 주파수 샘플링 신호를 높은 주파수 샘플링 신호로 변환하는 업 샘플링 기법이 있다. 낮은 주파수 샘플링 신호 $x[n]$ 을 높은 주파수 샘플링 신호 $y[n]$ 으로 변환하는 과정은 다음과 같다.

$$y[n] = \begin{cases} x[n/L], & n = 0, \pm L, \pm 2L, \dots \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

식 (5)에서 L 은 양의 정수로 원 신호에서 신호들 사이에 $L-1$ 만큼의 0 값을 삽입하게 된다. 다음으로 보간법을 이용하여 두 점사이의 0값을 추정하여 결과적으로 높은 주파수로 샘플 된 신호를 얻게 된다.

2.1.1 선형 보간법

선형보간법은[3] 가장 간단한 형태의 보간법으로써 그림 3과 같이 두 점을 직선으로 연결하는 기법이며 식 (6)과 같이 표현된다.

$$f_1(x) = f(x_0) + \frac{f(x_1) - f(x_0)}{x_1 - x_0}(x - x_0) \quad (6)$$

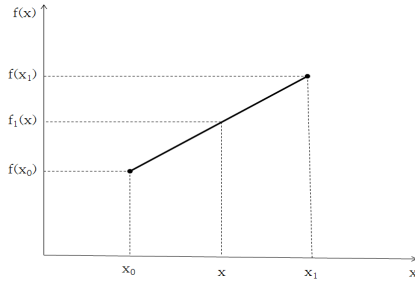
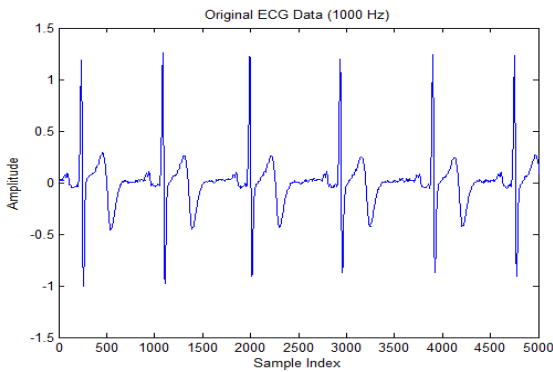
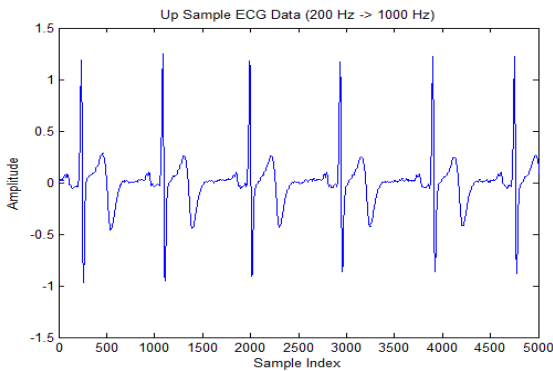


그림 3 주어진 x_0 와 x_1 을 이용하여 x 를 추정하는 선형보간법
Fig. 3 Linear interpolation of x with x_0 and x_1

선형보간법은 간단한 연산으로 값을 추정할 수 있다는 장점이 있다. 그림 4는 다운 샘플링 한 200Hz로 추정된 심전도 신호를 1000Hz로 업 샘플링 한 결과를 그림 4에서 보여 주고 있다.



(a) 1kHz로 측정된 심전도 신호



(b) 업 샘플링 된 심전도 신호

그림 4 선형보간법을 이용하여 업 샘플링 된 심전도 신호
Fig. 4 The up-sampled ECG signal using linear interpolation

2.1.2 큐빅 스플라인 보간법

큐빅 스플라인 (Cubic Spline) 보간법은 측정된 데이터들을 식 (7)과 같이 3차 다항식으로 추정하는 기법이다. (그림 5).

$$f_i = a_i x^3 + b_i x^2 + c_i x + d_i \tag{7}$$

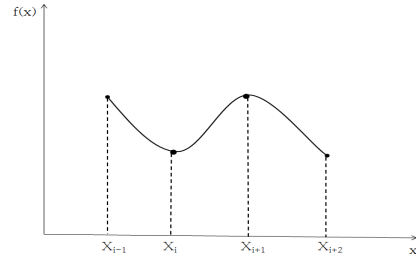


그림 5 큐빅 스플라인 보간법
Fig. 5 Cubic spline interpolation

식 (7)의 다항식에서 4개의 계수값을 구하기 위해서 다음과 같은 조건들을 설정하여 계산한다[4].

조건 1: 함수값은 내부 절점에서 서로 같다.

$$f_i(x_i) = f_{i+1}(x_{i+1}) = y_i, \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \tag{7a}$$

조건 2: 첫 번째와 마지막 함수에 해당하는 양 끝점을 통과한다.

$$f_0(x_0) = y_0, \quad f_n(x_n) = y_n \tag{7b}$$

조건 3: 내부 절점에서 1차, 2차 도함수는 서로 같다.

$$f'(x_0) = f'_{i+1}(x_i), \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \tag{7c}$$

$$f''_i(x_0) = f''_{i+1}(x_i), \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \tag{7d}$$

조건 4: 양 끝점에서 2차 도함수는 0이다.

$$f''(x_0) = 0, \quad f''(x_n) = 0 \tag{7e}$$

조건 7-(a)~(e)를 이용하면 $4(N-1) \times 4(N-1)$ 의 행렬을 통하여 계수 값을 계산하게 된다. 이를 간단하게 풀기 위하여 2차 도함수가 1차 선형 방정식임을 이용하여 다음과 같이 식 8을 표현할 수 있다.

$$f''_i(x) = f''(x_{i-1}) \frac{x-x_i}{x_{i-1}-x_i} + f''(x_i) \frac{x-x_{i-1}}{x_i-x_{i-1}} \tag{8}$$

식 (8)에서 $f''_i(x)$ 는 i 번째 구간의 점 x 의 2차 도함수이고, $f''(x_{i-1})$ 과 $f''(x_i)$ 는 각각의 절점에서 2차 도함수이다. 다음으로 식 (8)을 두 번 적분하고 조건 (A)를 만족하는 식 (9)로 정리한다.

$$f_i(x) = \frac{f''(x_{i-1})}{6(x_i-x_{i-1})}(x-x_i)^3 + \frac{f''(x_i)}{6(x_i-x_{i-1})}(x-x_{i-1})^3 \tag{9}$$

$$+ \left[\frac{f(x_{i-1})}{x_i-x_{i-1}} - (x_i-x_{i-1}) \frac{f''(x_{i-1})}{6} \right] (x-x_i)$$

$$+ \left[\frac{f(x_i)}{x_i-x_{i-1}} - (x_i-x_{i-1}) \frac{f''(x_i)}{6} \right] (x-x_{i-1})$$

식 (9)를 1차 미분하고 조건 (7)-c의 관계를 정리하면 식 (10)과 같다.

$$(x_i - x_{i-1})f''(x_{i-1}) + 2(x_{i+1} - x_{i-1})f''(x_i) + (x_{i+1} - x_i)f''(x_{i+1}) = \frac{6}{(x_{i+1} - x_i)}[f(x_{i+1}) - f(x_i)] + \frac{6}{(x_i - x_{i-1})}[f(x_i) - f(x_{i-1})] \quad (10)$$

식 (10)과 조건 (7)-e를 이용하면 3차 다항식의 계수를 계산할 수 있는데 그림 6은 큐빅 스플라인 보간법을 이용하여 심전도 신호를 업 샘플링 된 결과를 보여주고 있다.

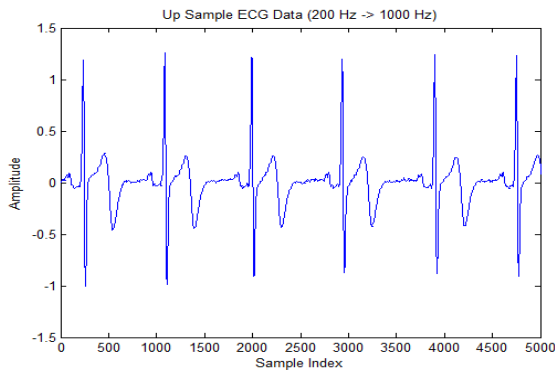


그림 6 큐빅 스플라인 보간법을 이용하여 업 샘플링된 심전도 신호

Fig. 6 The up-sampled ECG signal using cubic spline interpolation

2.2 심전도 신호의 왜곡 보정을 위한 디지털 필터링

일반적으로 측정된 심전도에는 심장질환 진단 시 오진의 원인이 될 수 있는 잡음이 포함되어 있기 때문에, 심전도의 잡음을 제거하는 과정이 반드시 필요하다. 대표적인 잡음으로 전력선으로부터 유발되는 60Hz 전원 잡음과 환자의 호흡 및 움직임으로 인한 기저선 변동은 저주파신호로 0.15~0.3 Hz의 낮은 주파수 대역을 가지는 신호이며, 기저선 변동으로 인해 심전도 신호의 T-peak가 R-peak보다 높아지는 경우가 발생할 수 있어 특징점 검출에 오류를 발생시킬 수 있으므로 심전도 특징점을 정확하게 검출하기 위해서는 반드시 제거해주어야 한다[5].

본 논문에서는 유한 임펄스 디지털 필터, 무한 임펄스 디지털 필터를 직접 설계하여 심전도 신호의 기저선 변동 잡음과 전원 잡음을 제거하였다[6].

2.2.1 심전도 기저선 변동 제거

심전도 신호의 기저선 변동을 제거하기 위해서 고역통과 필터(HPF) 필터를 설계하였다. 표 1은 구성한 HP-FIR 필터 파라미터를 표 2는 HP-IIR 필터 파라미터를 보여주고 있으며 필터링 과정을 통한 S, T 파의 왜곡 발생을 최소화시키기 위하여 통과대역 주파수는 0.67Hz 이하로 선택하였다[7].

표 1 HP-FIR 필터 설계를 위한 파라미터 설정

Table 1 Design parameter for HP-FIR filter

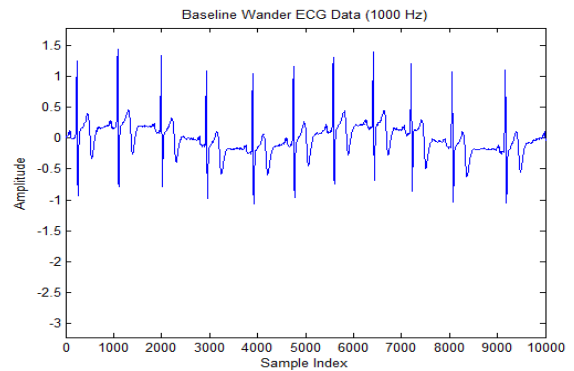
파라미터	수치
Window Type	Hamming
샘플링 주파수	1000Hz
감소 비율	55dB
통과 대역 주파수	499.5Hz
차단 대역 주파수	499.84Hz

표 2 HP-IIR 필터 설계를 위한 파라미터 설정

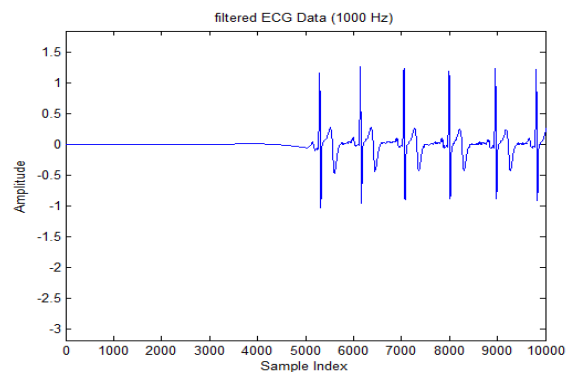
Table 2 Design parameter for HP-IIR filter

파라미터	수치
Design Type	Butterworth
샘플링 주파수	1000Hz
감소 비율	30dB
통과 대역 주파수	0.67Hz
차단 대역 주파수	2Hz
HP 차단 주파수	0.67Hz

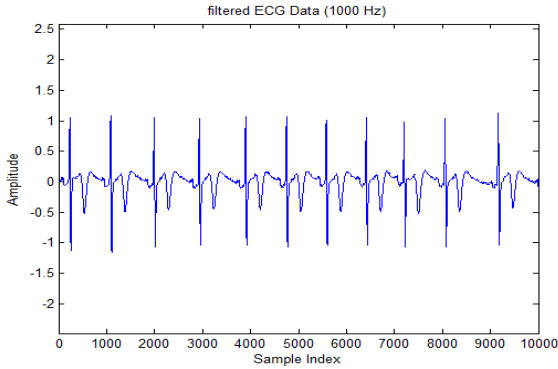
그림 7은 설계된 FIR, IIR 필터를 활용하여 심전도 신호에서 기저선 변동과 비슷한 0.2Hz의 사인파를 제거한 결과를 보여준다.



(a) 기저선 변동이 있는 심전도 신호



(b) FIR 필터를 활용한 기저선 변동 제거 결과



(c) IIR 필터를 활용한 기저선 변동 제거 결과

그림 7 디지털 필터를 활용한 심전도 신호의 기저선 변동 제거 결과

Fig. 7 Removal of baseline wandering by high pass FIR and IIR filter

2.2.2 심전도 전원 잡음 제거

심전도 신호의 대표적인 전원 잡음을 제거해 주기 위해서는 디지털 필터를 이용하여 60Hz 성분만을 제거해주어야 한다. 표 3은 BS-FIR 필터 설계 파라미터를 표 4는 BS-IIR 필터 설계 파라미터를 보여준다.

표 3 BS-FIR 필터 설계를 위한 파라미터

Table 3 Design parameter for BS-FIR filter

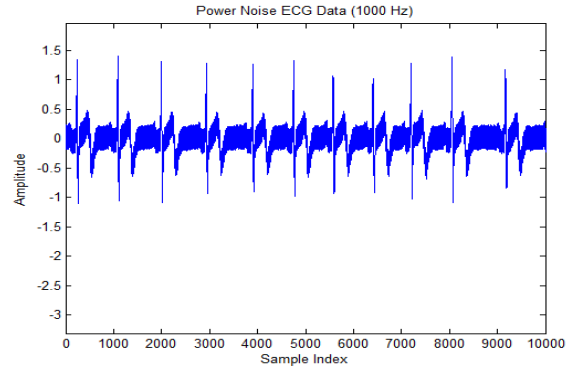
파라미터	수치
Window Type	Hamming
샘플링 주파수	1000Hz
LF 통과 주파수	58Hz
LF 차단 주파수	59Hz
HF 통과 주파수	438Hz
HF 차단 주파수	439Hz

표 4 BS-IIR 필터 설계를 위한 파라미터

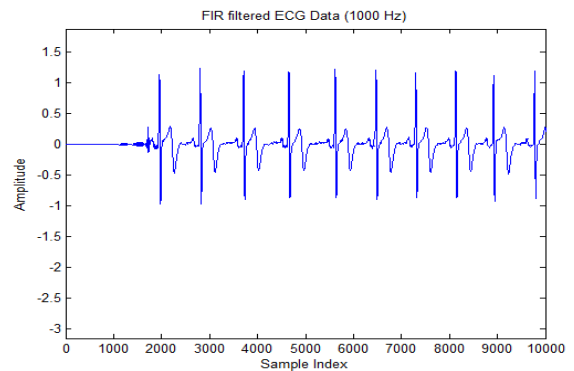
Table 4 Design parameter for BS-IIR filter

파라미터	수치
Design Type	Butterworth
샘플링 주파수	1000Hz
감소 비율	30dB
LF 통과 주파수	30Hz
LF 차단 주파수	70Hz
BS 낮은 주파수	58Hz
BS 높은 주파수	62Hz

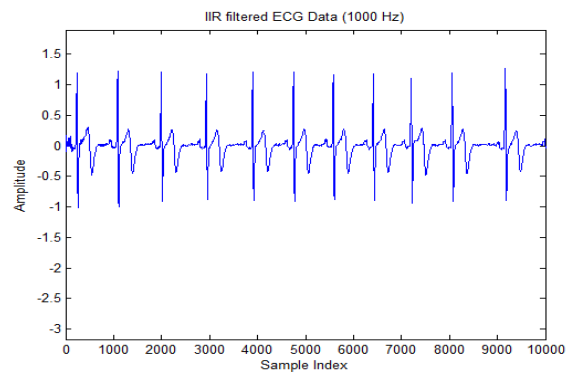
그림 8은 BS-FIR, BS-IIR 필터를 활용하여 심전도 신호에서 전원 잡음과 같은 60Hz의 사인파를 제거한 결과를 보여준다.



(a) 전원 잡음이 있는 심전도 신호



(b) FIR 필터를 이용한 전원 잡음 제거 결과



(c) IIR 필터를 이용한 전원 잡음 제거 결과

그림 8 디지털 필터를 활용한 심전도 신호의 전원 잡음 제거 결과

Fig. 8 Removal of power line noise by band stop FIR and IIR filter

2.3 다중레이트 디지털 필터링

다중레이트 디지털 필터링 기법은 두 가지 방법이 있다. 디지털 필터를 적용한 후 다운 샘플링 하는 기법과 다운 샘플링을 먼저 적용한 후 디지털 필터를 적용하는 방법이다. 본 논문에서는 후자의 방법을 선택하여 연산량을 감소시켜 보았다. 그림 9는 다중레이트 디지털 필터링 과정을 보여준다.

디지털 필터링 연산량은 필터의 차수에 따라 달라진다. 또한, 필터의 차수는 입력신호의 샘플링 주파수에 비례하기 때문에 다운 샘플링 과정을 통하여 필터의 차수를 낮출 수

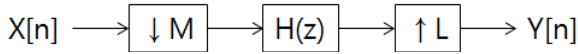


그림 9 다중레이트 디지털 필터링 개념도
 Fig. 9 Block diagram representation of designing a multirate filter

있으며 업 샘플링을 통하여 신호를 복원할 수 있다.
 표 5, 6은 1000, 500, 250, 200Hz 신호의 FIR, IIR 디지털 필터 차수를 보여준다.

표 5 샘플링 주파수에 따른 High Pass 디지털 필터 차수
 Table 5 Calculation of high pass filter order by sample frequency

샘플링 주파수 (f_s)	FIR 차수 (N)	IIR 차수 (N)
1000Hz	10,119	4
500Hz	5,059	4
250Hz	2,529	4
200Hz	2,025	4

표 6 샘플링 주파수에 따른 Band Stop 디지털 필터 차수
 Table 6 Calculation of band stop filter order by sampling frequency

샘플링 주파수 (f_s)	FIR 차수 (N)	IIR 차수 (N)
1000Hz	3,411	5
500Hz	1,721	4
250Hz	861	4
200Hz	689	3

일반적으로 FIR, IIR 디지털 필터의 계산식을 이용하여 차수에 관한 연산량을 비교할 수 있다. 식 (11)는 FIR 디지털 필터 계산을 식 (12)는 IIR 디지털 필터의 계산식을 나타낸다.

$$y[n] = \sum_{k=0}^M b_k \cdot x[n-k] \quad (11)$$

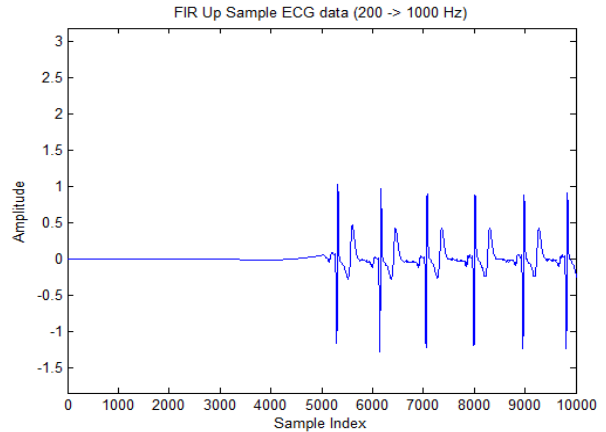
$$y[n] = -\sum_{k=1}^N a_k \cdot y[n-k] + \sum_{k=0}^M b_k \cdot x[n-k] \quad (12)$$

예를 들어, 1초 동안 데이터를 처리하기 위해서 1000Hz 샘플링 주파수 데이터는 HP-FIR 필터링이 $1,000 \times 10,119$ 번과 HP-IIR 필터링이 $1,000 \times (3+4)$ 번의 연산량이 필요하지만 다운 샘플링 처리된 200Hz 데이터에서는 HP-FIR 필터링이 $200 \times 2,025$ 번과 HP-IIR 필터링이 $200 \times (3+4)$ 번으로 FIR 필터링의 경우 다운샘플링 인자의 제곱만큼에 연산량 감소를 확인할 수 있다.

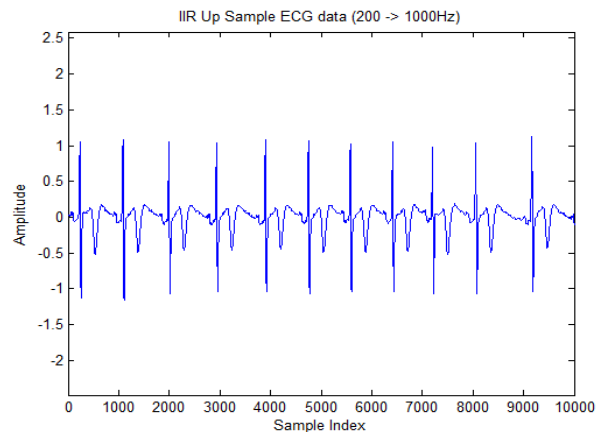
2.3.1 다중레이트 디지털 필터링의 심전도 기저선 변동 제거 성능 평가

심전도 신호의 기저선 변동이 있는 그림 7(a)의 신호를

다운 샘플링을 수행하여 500, 250, 200Hz의 심전도 신호로 변환하고 각각의 심전도 신호에 디지털 필터링을 적용한 후 업 샘플링 한 결과를 비교하였다. 그림 10은 FIR, IIR High Pass 디지털 필터를 이용하여 200Hz로 다운 샘플링 된 전원 잡음이 포함된 심전도 신호의 기저선 변동을 제거 후 선형보간법을 이용한 업 샘플링 한 결과를 보여준다.



(a) 다중레이트 FIR 디지털 필터 결과



(b) 다중레이트 IIR 디지털 필터 결과

그림 10 다중레이트 디지털 필터링을 활용한 심전도 기저선 변동 왜곡 보정 결과

Fig. 10 Cancellation of baseline wander by multirate FIR and IIR filtering

다운, 업 샘플링 과정은 신호 손실 및 왜곡을 포함하고 있으므로, 다중레이트 디지털 필터를 사용하지 않고 원 신호를 필터링 한 결과와 제안하는 방식의 다중레이트 디지털 필터를 적용한 결과의 상관성 및 RMSE(Root Mean Square Error) 비교를 통해 제안하는 기술의 유효성을 검증하였다. 첫 번째로, 원 신호(1000Hz)를 디지털 필터링하여 전원 잡음을 제거한 결과와 다중레이트 디지털 필터 과정을 거친 결과를 비교하여 보았다. 표 7은 각 주파수 신호별 상관계수를 보여주고, 표 8은 RMSE 값을 보여준다.

표 7 기저선 변동을 제거한 다중레이트 디지털 필터 결과와 1000Hz 필터 결과와의 상관계수

Table 7 Correlation coefficient for multirate filtered signal

	선형 보간법			큐빅 스플라인 보간법		
	500Hz	250Hz	200Hz	500Hz	250Hz	200Hz
FIR	0.9988	0.9897	0.982	0.9988	0.9897	0.9818
IIR	0.9989	0.9899	0.9822	0.9989	0.9898	0.982

표 8 기저선 변동을 제거한 다중레이트 디지털 필터 결과와 1000Hz 필터 결과와의 RMSE

Table 8 RMSE value of multirate filtered signal

	선형 보간법			큐빅 스플라인 보간법		
	500Hz	250Hz	200Hz	500Hz	250Hz	200Hz
FIR	0.0116	0.0344	0.0455	0.0116	0.0346	0.0459
IIR	0.0117	0.0348	0.0462	0.0117	0.035	0.0467

2.3.2 다중레이트 디지털 필터링의 심전도 전원 잡음 제거 성능 평가

심전도 신호의 전원 잡음이 있는 그림 8(a)의 신호에서 다운 샘플링을 통해 500, 250, 200Hz의 심전도 신호를 획득하고 각각의 심전도 신호에 디지털 필터링을 적용한 후 업 샘플링을 수행한 결과를 비교하였다.

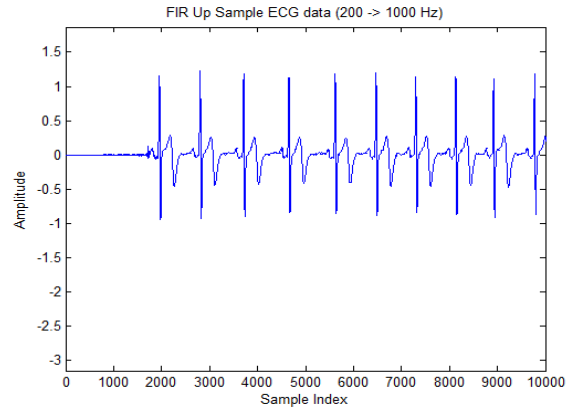
그림 11은 FIR, IIR Band Stop 디지털필터를 이용하여 200Hz로 표현된 전원 잡음이 포함된 신호의 왜곡을 조정한 후 선형보간법 기반 업 샘플링 한 결과를 보여준다.

원 신호에서 전원 잡음을 디지털 필터링 한 결과와 다운, 업 샘플링 필터링 과정을 통한 결과가 차이를 보인다. 1000 Hz 심전도 신호에서 전원 잡음을 제거한 결과와 다중레이트 디지털 과정을 거친 결과를 비교하여 보았다. 표 9는 각 주파수 신호별 상관계수를 보여주고, 표 10은 RMSE를 결과를 보여준다.

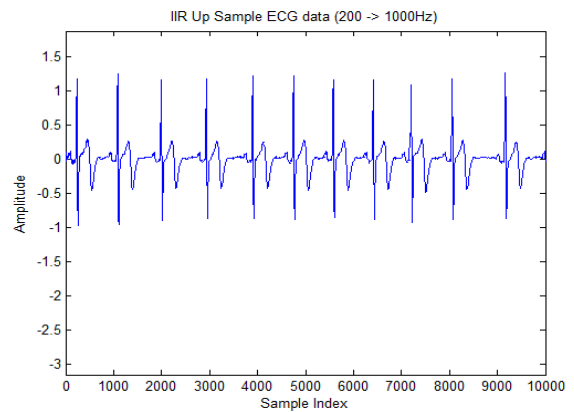
표 9 전원 잡음을 제거한 다중레이트 디지털 필터 결과와 1000Hz 필터 결과와의 상관계수

Table 9 Correlation coefficient of multirate filtered signal

	10% 전원 잡음					
	선형 보간법			큐빅 스플라인 보간법		
	500Hz	250Hz	200Hz	500Hz	250Hz	200Hz
FIR	0.9989	0.9904	0.9832	0.9989	0.9903	0.983
IIR	0.9992	0.9908	0.9848	0.9992	0.9907	0.9846
	50% 전원 잡음					
	선형 보간법			큐빅 스플라인 보간법		
	500Hz	250Hz	200Hz	500Hz	250Hz	200Hz
FIR	0.9989	0.9904	0.9832	0.9989	0.9903	0.983
IIR	0.9992	0.9908	0.9847	0.9992	0.9907	0.9846



(a) 다중레이트 FIR 디지털 필터 결과



(b) 다중레이트 IIR 디지털 필터 결과

그림 11 다중레이트 디지털 필터링을 활용한 심전도 전원 잡음 왜곡 보정 결과

Fig. 11 Removal of power line noises by multirate FIR and IIR filtering

표 10 전원 잡음을 제거한 다중레이트 디지털 필터 결과와 1000Hz 필터 결과와의 RMSE

Table 10 RMSE value for multirate filtered signal

	10% 전원 잡음					
	선형 보간법			큐빅 스플라인 보간법		
	500Hz	250Hz	200Hz	500Hz	250Hz	200Hz
FIR	0.0116	0.0344	0.0455	0.0116	0.0346	0.0459
IIR	0.0099	0.0338	0.0434	0.0098	0.034	0.0438
	50% 전원 잡음					
	선형 보간법			큐빅 스플라인 보간법		
	500Hz	250Hz	200Hz	500Hz	250Hz	200Hz
FIR	0.0116	0.0344	0.0455	0.0116	0.0346	0.0459
IIR	0.01	0.0338	0.0435	0.0099	0.034	0.0438

3. 결 론

일반적인 심전도 신호의 왜곡을 보정하기 위해서 디지털 필터를 사용한다. 하지만 높은 샘플링 주파수로 심전도 신

호를 측정해야만 모든 신호의 정보를 포함하기 때문에 잡음에 의한 왜곡 보정 디지털 필터의 차수가 높아지게 된다. 차수가 높아질수록 연산량은 현저하게 증가한다. 따라서 다중레이트 디지털 필터 기법을 활용하여 디지털 필터 연산 횟수를 줄이는 방법을 제안하였다.

같은 심전도 신호의 왜곡을 보정하는데 FIR 디지털 필터와 IIR 디지털 필터의 차수를 비교해 확실하게 IIR 필터의 차수가 낮다는 사실을 확인할 수 있다. 그리고 업 샘플링 과정에서 사용하는 보간법에서 심전도 신호는 선형보간법이 큐빅 스플라인 보간법에 비해서 미세하게 더 좋은 결과를 보여준다. 또한, 신호에 대한 잡음 비는 다중레이트 디지털 필터 결과에 영향을 미치지 않는다. 결과적으로 다중레이트 디지털 필터를 활용한 심전도 신호의 왜곡 보정에 있어 연산량을 효과적으로 감소시키기 위해서 IIR 디지털 필터와 선형보간법을 활용해야 된다. 그러나 IIR 필터는 비선형적 위상특성을 갖기 때문에 심전도 신호의 ST 분절 정보의 일부가 왜곡될 가능성이 있다[8]. 따라서 본 연구결과를 ST 분절에 근거한 부정맥 진단 모니터링 활용하는 경우에는 선형적 위상특성을 갖는 FIR 필터를 사용해야 되지만 본 연구의 취지는 임상적 진단 파라미터를 도출하기 보다는, 스마트폰과 같은 소형 임베디드 장비에서 처리하기 힘든 높은 샘플링 주파수의 데이터를 다중레이트 디지털 필터를 적용하여 연산량을 최소화 시키면서 심장건강의 모니터링 할 수 있는 분야에 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

감사의 글

본 연구는 교육부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성 사업으로 수행된 연구결과임 (No. 2012H1B8A2025502)

References

[1] S. Hargittai, "Efficient and Fast ECG Baseline Wander Reduction without Distortion of Important Clinical Information," Computers in Cardiology, Vol. 35, pp.841-844, 2008.

[2] Jeffery J. Goldberger, Jason Ng, Practical Signal and Image Processing in Clinical Cardiology, Springer, 2010.

[3] Steveb C. Chapra, Raymond P. Canale, Numerical Methods for Engineers, McGraw Hill, 2011.

[4] Burden, L. Richard, J. faires, "Numerical analysis," PWS, 1993.

[5] Rajendra Acharya U., Jasjit S. Suri, Joe A.E. Spaan, S. M. Krishnan, Advances in Cardiac Signal Processing, Springer, 2007.

[6] Jeong-Hwan Kim, Kyeong-Seop Kim, Seung-Won Shin, Hyun-Tae Kim, Jeong-Whan Lee, Dong-Jun Kim, "Suppression of Noisy Characteristics of Biosignals by Implementing Digital Filters with an Android Smartphone Platform," The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers, Vol.61, No.10, pp.1518-1523, 2012.

[7] P. Kligfield, L. S. Gettes, J. J. Bailey, R. Childers, B. J. Deal, E. W. hancock, et al., "Recommendations for

the Standardization and Interpretation of the Electrocardiogram," Heart Rhythm, Vol.4, pp.394-412, March 2007.

[8] D. A. Bragg-Remschel, C. M. Anderson, R. A. Winkle, "Frequency response characteristics of ambulatory ECG monitoring systems and their implications for ST segment analysis," American Heart Journal, Vol.103, pp.20-31, 1982.

저 자 소 개



김 정 환 (金 梃 桓)

2011년 건국대학교 의학공학부 졸업. 동대학원 석사(2013). 2013년~현재 동대학원 박사과정 재학 중.



박 상 은

2013년 건국대학교 의학공학부 졸업. 2013년~현재 동대학원 석사과정 재학 중.



김 현 태 (金 賢 泰)

2012년 건국대학교 의학공학부 졸업. 동대학원 석사(2014).



이 정 환 (李 定 桓)

1992년 연세대학교 전기공학과 졸업. 동대학원 석사(1994). 동대학원 박사(2000). 2004년~현재 건국대학교 의학공학부 교수.



김 경 섭 (金 敬 燮)

1979년 연세대학교 전기공학과 졸업. 동대학원 석사(1981). The University of Alabama in Huntsville, Ph.D.(1994). 2001년~현재 건국대학교 의학공학부 교수.