

실시간 자기동조 다중노치필터의 설계와 ECG 신호처리에의 적용

○ * ** ** *
 고한우, 류승표, 김 원기, 박상희
 * **
 * **
 연세 대학교 전기 공학과, 의용 공학과

Design of real-time self-tuning multiple notched filter
 and its application to ECG.

* ○ ** ** *
 H.W.KO, S.P.RYU, N.K.KIM, S.H.PARK
 * **
 YONSEI UNIV. Electrical Eng., Medical Eng.

In this study, a new implementation of an adaptive noise filter is proposed to eliminate timevarying 60Hz noise and its harmonics in ECG signal. The new technique was applied to the ECG and it was found in the experiment that it showed much better characteristics than conventional method.

1. 서 론

일반적으로 생체신호를 획득하여 처리하고 자할 때 전원주파수를 포함하는 저주파수 성분을 갖는 신호를 측정하여야하는 경우가 많이 있다. 지금까지는 이들 잡음을 실시간으로 제거하기 위해 노치 주파수가 고정된 노치 필터를 사용 하였다.

그러나 실제 전원잡음은 진폭과 위상이 시간적으로 일정하지 않고 항상 변화하므로 이 변화폭 만큼 노치필터의 대역폭을 넓게하면 되나 이로 인하여 신호성분도 같이 제거되므로 신호의 파형은 왜곡 된다.

따라서 잡음 성분만 강하게 제거하기 위해서는 노치필터의 대역폭을 좁게해야 하나, 노치폭이 지나치게 좁으면 노치주파수가 고정된 기존의 필터에서는 필터의 성능이 크게 저하되는 상반된 특성을 가지고 있다.

본연구에서는 위의 문제점들을 해결하기 위해 생체신호의 특성과 혼입된 잡음의 주기성을 고려하여 Hogenauer가 제안한 승산이 불필요한 CIC(cascaded integrator comb)필터와 PLL을 이용한 자기 동조 다중 노치 필터의 한 구성을 제안하고, 이를 실시간 심전도 신호 처리에 적용하여 전형적인 심전도 파형과 임상실험을 통하여 이 필터의 특성을 평가하고 유용성을 입증하고자 한다.

2. 실시간 자기동조 다중 노치 필터의 설계

본 연구에서는 전력선 잡음 및 그 고조파 잡음과 기저선 변동을 제거하기 위해 그림 2.1과 같이 Nakamura가 제안한 다중 노치 특성을 갖는 변형된 CIC필터를 설계하고 PLL을 이용하여 필터의 표본화 주파수가 항상 전원 주파수의 8배가 되게하는 적응 샘플링 제어를 설계하여 필터의 노치 주파수가 전원 주파수 변동을 자동적으로 추종할 수 있도록 한다.

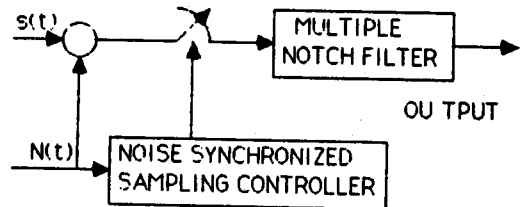


그림 2.1 자기 동조 다중 노치 필터의 원리

2.1 다중 노치필터의 설계

그림 2.2는 Nakamura가 제안한 다중 노치 필터의 블록선도와 주파수 영역에서의 특성을 나타낸다.

식 (2-1)은 이 필터의 전달 함수 이고, 주파수특성은 식(2-2)와 같이 된다.

$$H_n(z) = z^{-1} \frac{(R-P)n}{2} - Q^{-n} \left(\frac{1 - z^{-R}}{1 - z^{-P}} \right)^n \quad (2-1)$$

$$H_n(e^{j\omega T}) = \exp[-j \frac{n(R-P)}{2} \omega T] \left[1 - Q^{-n} \left(\frac{\sin \frac{R\omega T}{2}}{\sin \frac{P\omega T}{2}} \right)^n \right] \quad (2-2)$$

식(2-2)의 정현 함수값이 항상 +가 되도록하기 위해 필터의 단수 n을 짝수가 되게하고 시스템의 알고리즘을 간단히하여 연산량을 줄이기 위해 식 (2-2)의 scaling factor Q가 2 의 누승이 되도록 파라미터 R

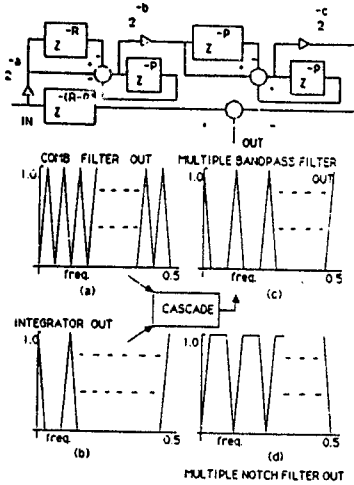


그림 2.2 변형된 CIC필터
그림 2.2 Modified CIC filter

및 P의 값을 식 (2-3)과 같이 선정한다.

$$R=2^r ; \quad P=2^p \quad (2-3)$$

식 (2-2)로부터 이 노치필터는 0 ~ fs/2 Hz 사이에서 2 * fsHz 마다 노치복성을 갖는 노치필터가 된다. 따라서 식(2-1)에서 일단 설계변수 r,p가 정해지면 필터의 노치 주파수는 표본화 주파수를 변화 시키면 바꿀 수 있게된다.

가. 필터의 대역폭 및 차단주파수 결정

노치필터의 대역폭은 그림 2.2의 구조를 갖는 CIC필터의 주파수 특성식 (2-2) 및 (2-3)으로 부터 결정한다. 먼저 표본화 주파수는 AHA의 기준과 연산 알고리즘의 고속화를 위하여 전력선 잡음 기본주파수의 8배인 480 Hz로 정하였다. 따라서 식(2-3)의 P는 8이 된다. P=8 인 경우 식 (2-2)를 시뮬레이션한 결과, n=2, R=512로한 경우 노치폭은 0.9 Hz가 되므로 고역폭과 필터의 차단 주파수는 0.45 Hz가 되어 AHA기준에 적합한 필터가 얻어진다.

즉 P=8, R=512, n=2의 각 파라미터를 식(2-2)에 대입하면, 필터의 주파수 특성 H(exp jwT)는 식 (2-4)와 같이 된다.

$$H(e^{jwT}) = \exp[-j504wT] \left(1 - \frac{1}{64^2} \left(\frac{\sin 256wT}{\sin 4wT} \right)^2 \right) \quad (2-4)$$

식 (2-4)로 부터 표본화 주파수 fs가 480 Hz인 경우 DC부터 Nyquist 주파수인 240 Hz까지 DC 및 60 Hz 마다 노치가 생김을 알수 있다.

그림 2.2의 필터 각부의 이득을 나타내는 계수 a,b,

c는 식(2 2)에서 대역폭과 필터의 통과대역 이득을 1로 하기위한 scale factor Q를 식 (2-5)가 만족하도록 적절히 배치한 것이며, 구성된 시스템의 각 변수에 대한 잡음 해석 결과와 구성된 시스템을 고려하여, 12bit로 A/D 변환 하고, a=0, b=6, c=6으로 하였다.

$$(r-p) = a + b + c \quad (2-5)$$

2.2 잡음추종 PLL시스템의 설계

그림 2.3은 기본적인 위상 동기 루프(phase-locked loop)의 블록선도이다. PLL의 저역 통과 필터가 식 (2-6)의 1차 lead-lag 필터라 하면, PLL시스템 전체의 전달 함수는 식 (2-6)과 같이 된다.

$$H_b(s) = \frac{K_0 K_v [(1+T_2s)/(T_1+T_2)]}{s^2 + [(1+K_0 K_v T_2)/N(T_1+T_2)]s + K_0 K_v / N(T_1+T_2)} \quad (2-6)$$

Ko; VCO 변환 이득 [rad/sec/v]

Kv; 위상 검출기의 변환 이득 [v/rad]

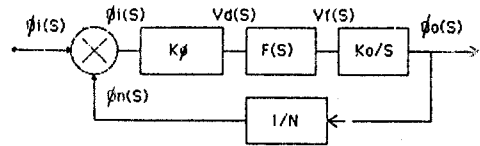


그림 2.3 PLL의 블록 선도

Fig. 2.3 Block diagram of PLL

시스템의 교류전원 주파수에 동기된 신호를 위상 검출기의 기준입력으로 하고, 이 VCO의 출력주파수 fs를 A/D 변환기의 표본화 주파수로 하면 노치 필터의 노치 주파수는 전원주파수를 자동적으로 추종하면서 전력선 잡음을 적응적으로 제거할 수 있다.

이를위해 RCA사의 CMOS 4046A PLL IC를 이용하였다. PLL시스템은 설계된 다중노치필터의 동적특성을 결정한다. 따라서 전력선의 전원 주파수 특성과 처리하고자하는 신호의 특성을 고려하여 결정하여야 한다.

** PLL 시스템 설계

1) VCO 설계

먼저 VCO 출력 주파수는 PLL의 록(lock) 범위 내에서 선형적으로 변하므로 60Hz를 중심주파수로하여 40--90 Hz를 PLL의 록 범위로 하였다. 주파수 분할기의 분주수 N은 앞의 CIC필터설계시 P의 값과 같아야하므로 N=8로 하였다.

구성한 PLL의 주파수 대 전압(F-V; frequency to voltage) 특성은 측정결과 입력 주파수가 40-80Hz 일때 PLL의 F-V 특성은 선형적으로 변하였다.

VCO의 변환이득 K_0 는 PLL의 F-V 특성의 기울기의 역수와 같으므로 이로부터 구하였으며, 위상 검출기의 변환이득 K_ϕ 는 위상 검출기의 양 입력사이에 기지의 위상차를 갖는 입력을 가하고 위상 검출기의 출력전압을 측정하여 위상 검출기의 특성식으로부터 구하였으며, 각각 식 (2-7)와 같다.

$$K_\phi = 692 \text{ [rad/s/v]}, \quad K_0 = 0.8156 \text{ [V/RAD]} \quad (2-7)$$

2). 루프필터 설계

루프필터는 신호 및 전원의 특성을 고려하여 다음과 같이 설계기준을 정하였다.

- ; VCO 출력 주파수범위— 320—720 Hz
- ; 입력 기준주파수 ———60 Hz
- ; settling time—10 % 오우버슈트(overshoot)에서 25mS (ECG의 QRS complex 폭을 기준으로 설정)
- ; 최대 오우버슈트 <= 20% (따라서 최소 VCO 범위는 $60 \pm 12 \text{ Hz}$ 이상이어야 한다)

루프필터는 1차 lead-lag 필터를 택하였으며, 이때 루프에 대한 정규화된 과도응답 특성 곡선과 위의 설계기준으로부터 루프 자연주파수 ω_n 는 140 [rad/sec] 가 되고, 위에서 설계된 소자값에 대한 실제 시스템의 ω 와 ϕ 를 계산하면 각각 296.7 [rad/sec] 와 0.998 이 된다.

3. 실험 및 결과 고찰

3.1 실험

그림 3.1은 전체 시스템의 블록선도 이다.

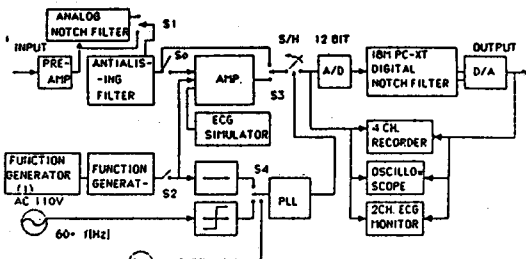


그림 3.1 실시간 자기동조 다중노치필터링 시스템의 블록선도

그림 3.2는 본 연구에서 제안한 실시간 잡음동기형 다중 노치필터 처리 알고리즘을 나타내며, 이를 실시간으로 실현하기 위하여 IBM PC-XT에서 기계어로 식(3-1)의 필터의 시스템 함수를 처리 하였다.

$$H(Z) = Z^{-504} - \frac{1}{64^2} \left(\frac{1-Z^{-512}}{1-Z^{-8}} \right)^2 \quad (3.1)$$

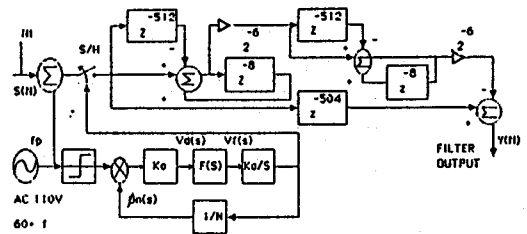


그림 3.2' 구현한 실시간 자기동조 다중노치필터 알고리즘

본 연구에서 설계 구성한 시스템에 대한 특성을 평가하기 위해 그림3.1과 같이 실험시스템을 구성한 후 ECG 시뮬레이터 신호 및 피검자의 실제 ECG신호에 대하여, 전력선 잡음이 기울기가 R(Hz/Sec)인 기울기불가치고 +0.2,+0.5,+1.0,+2.0Hz의 변동 범위로 주기 T_s 가 0.5,1.0,2.0초를 주기로 시간에 따라 선형적으로 변하는 chirp 변조된 경우와, 입력 전력선 잡음이 각 주파수 ω 이고, 최고변차 $f \text{ [Hz]}$ 가 +0.2,+0.5,+1.0,+2.0Hz 이고 변조 주파수 f_p 가 0.01,0.1,1.0Hz인 정현파 신호에 의해 주파수변조된 경우에 대하여 실시간으로 신호를 처리 하였다.

3.2 결과 및 고찰

3.2.1 실시간 신호처리 결과

그림3.3과 그림 3.4는 전원 잡음의 변동 범위가 $60 \pm 1 \text{ Hz}$ 이고, 변화의 주기 $T_s=1\text{sec}$ 로 chirp 변조된 경우와 잡음 주파수의 변동 범위가 $60 \pm 0.2\text{Hz}$ 이고, 변조 주파수 $f_p=1\text{Hz}$ 로 정현 주파수 변조된 경우에 대한 실험 결과로서, 본 연구에서 설계한 방법의해 표본화 주파수를 전원 잡음에 동기 시킨 경우와 표본화 주파수가 고정된 기존의 방법에 대한 실시간 신호처리 결과 이다.

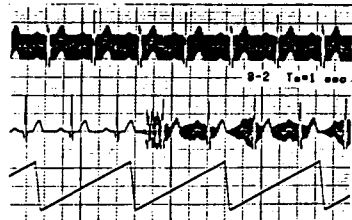


그림 3.3 실시간 신호처리 결과 chirp변조

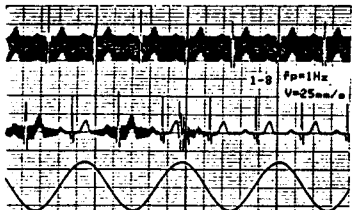


그림 3.4 실시간 신호처리 결과 정현주파수변조

그림 3.5(a)는 앞의 각 변조 방법에 따라 실시간 처리된 신호의 전력을 나타내고, (b)는 전력선 잡음의 변조 및 표본화 방법에 따라 실시간 처리된 신호의 상대적 신호대 잡음비의 차이를 나타낸다.

기존의 균등 표본화한 경우에는 31-39dB까지 큰 범위로 변하지만, 연구에서 제안한 방법에 의해 적응 표본화한 경우에는 30-31dB로 변동 범위가 작고 거의 일정하다.

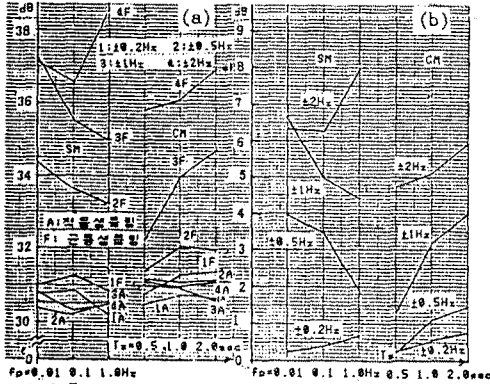


그림 3.5 변조 방법 표본화 방법에 따른 필터링된 신호의 전력 비교

그림 3.6은 피검자 YH의 심전도를 실시간 처리한 결과이다. 그림에서 채널 1은 입력신호를, 채널 2는 필터 출력을 나타낸다.

그림 3.7은 피검자 YH에 대하여 본 연구에서 제안한 적응 샘플링 방법을 적용했을 때의 결과로서 전력선 잡음이 나타나지 않았다.

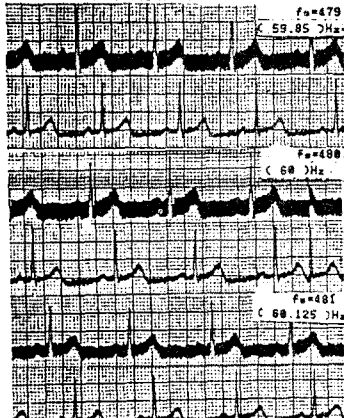


그림 3.6 표본화 주파수가 고정된 경우 피검자 YH의 ECG신호의 처리 결과



그림 3.7 본 연구에서 제안한 방법에 의한 피검자 YH ECG 신호처리 결과.

3.2.2 필터링 방법에 따른 연산량 및 연산시간 비교
한편 본 연구에서 제안한 방법의 효율성을 비교하기 위해, IBM PC-XT에서 4.77MHz의 클럭을 사용하였을 때의 연산 시간을 비교 하였다.

표본화 주파수가 고정된 경우에 노치필터의 노치폭이 1.4Hz 통과대역 리플이 ±0.5dB 이내이고 표본화 주파수가 240 Hz이며 필터의 계수가 251개인 경우에 각 방법에 대한 연산의 종류와 회수 및 단위출력당의 순수한 연산시간을 비교 하였다. 표 3.1은 그 결과를 나타낸다.

표 3.1 각 필터링 방법에 따른 단위출력당 연산 시간 비교

operation methods	# of +	# of SHIFT	# OF *	CALCULATION TIME
FS METHOD(I)	251		251	8.28 mSEC
FS METHOD(II) IR SYMMETRY	251		126	4.53
FS METHOD(III) IR SYMMETRY PERIODICITY	51		26	0.93
CIC MULTIPLE NOTCH FILTER	5	12		0.0284

* FS ; FOURIER SERIES IR ; IMPULSE RESPONSE

4. 결 론

PLL과 CIC필터를 이용하여 표본화 주파수를 전환 주파수 변화에 동기 시키므로써 필터의 노치 주파수는 전원 주파수 변동을 자동적으로 추종할 수 있었으며 노치폭이 1.0Hz인 날카로운 주파수 특성과 최고 68dB의 높은 신호 대 잡음비를 얻을 수 있었다.

또한 기존의 노치주파수가 고정된 경우와 동일한 연산량으로 저변 주기성 잡음을 실시간으로 제거할 수 있었으며, 동일한 주파수 특성을 갖는 필터에 대한 연산 속도는 Alstc가 제안한 Fourier 급수법 보다 약 30배 빠르다.

참 고 문 헌

- 1) S. Nakamura et al., "An approach of realizing a linear-phase filter with a multiple-notched property", IEEE Trans. IM-30,4, pp.458-462, 1983.
- 2) E.B.Hogenauer, "An economical class of digital filters for decimation and interpolation," IEEE ASSP-29,2, pp.155-162, 1981.
- 3) J.A.Cadzow, "Digital notch filter design procedure," IEEE ASSP-22,1, pp.10-15, 1974.