

잡음동기형 표본화 제어기에 의한 전력선 잡음의 적응제거

고한우* · 김원기* · 이건기**

= Abstract =

Han Woo Ko*, Won Ky Kim*, Gun Ki Lee**

A new implementation of a noise tracking filter is proposed to eliminate time-varying 60 Hz noise and its harmonics and baselines wandering in biological signals.

This technique was applied to ECG. Filter's notch frequency could track the power line frequency well and it showed much better characteristics than the conventional method.

1. 서 론

일반적으로 생체신호를 획득하여 처리하고자할 때 전원주파수를 포함하는 저주파수 성분을 갖는 신호를 측정하여야 하는 경우가 많이 있다. 지금까지는 이들 잡음을 실시간으로 제거하기 위해 노치 주파수가 고정된 노치 필터를 사용하였다¹⁻³⁾.

그러나 실제 전원잡음은 진폭과 위상이 시간적으로 일정하지 않고 항상 변하므로 이 변화폭 만큼 노치필터의 대역폭을 넓게하면 되나 이로 인하여 신호 성분도 같이 제거되므로 신호의 파형은 왜곡된다.

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.

본 연구에서는 위의 문제점들을 해결하기 위해 생체

신호의 특성과 혼입된 잡음의 주기성을 고려하여 Hogenauer가 제안한 승산이 불필요한 CIC(cascaded integrator comb) 필터와⁴⁾ PLL을 이용한 자기 동조 다중노치필터의 한 구성법을 제안하였으며, 이 필터의 특성을 평가하기 위해 실제 전원주파수 변동 데이터를 근거로 필터를 설계하고, 심전도 시뮬레이터 신호에 여러 가지 잡음이 혼입된 경우에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행하고 그 결과를 기존의 방법과 비교하였다.

2. 자기동조 다중 노치 필터의 설계

그림 1은 노치필터 없이 120 Hz 저역통과 필터링 시킨 환자 심전도의 전력 스펙트럼을 나타내며, 이로부터 생체신호 처리용 필터는 다중노치 특성을 가져야 함을 알 수 있다.

본 연구에서는 전력선 잡음 및 그 고조파 잡음과 기저선 변동을 제거하기 위해 그림 2와 같이 Nakamura가 제안한 다중 노치 특성을 갖는 변형된 CIC필터를 설계하고 PLL을 이용하여 필터의 표본화 주파수가 항상 전원 주파수의 8배가 되게하는 적응 샘플링 제어기를 설계하여 필터의 노치 주파수가 전원 주파수 변동을 자동적

<접수 : 1988년 6월 15일>

*연세대학교 의용공학과

Yonsei Univ. Medical Eng.

**경상대학교 전자공학과

Kyungsang Univ. Electronic Eng.

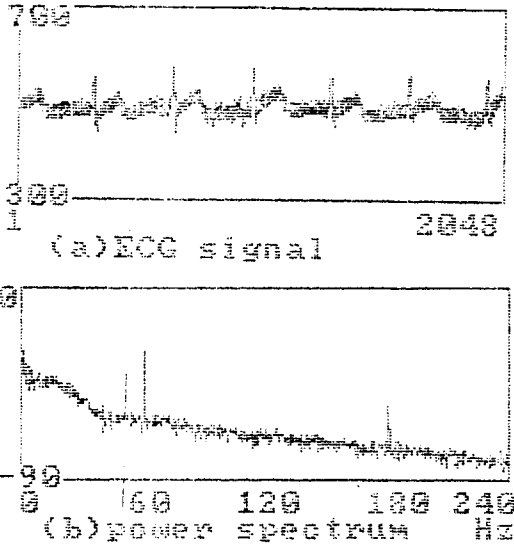


Fig. 1 Power spectrum of patient EEG signal

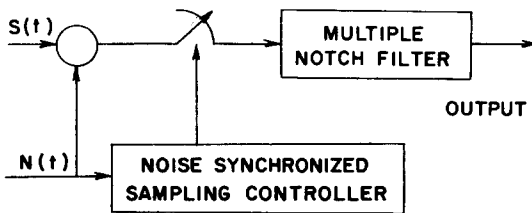


Fig. 2 Self-tuning multiple notched filter

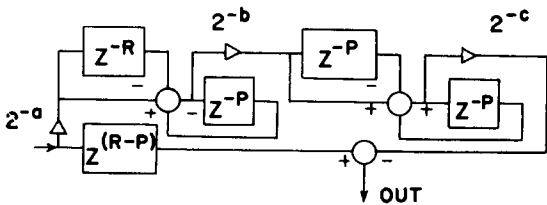


Fig. 3 Modified CIC filter

으로 추종할 수 있도록 한다.

2-1. 다중 노치필터의 설계

그림 3은 Nakamura가 제안한 다중 노치 필터의 블록선도를 나타낸다⁵⁾.

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

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

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

식 (2-2)의 정현 함수값이 항상 +가 되도록 하기 위해 필터의 단수 n 을 짝수가 되게하고, 시스템의 알고리즘을 간단히하여 연산량을 줄이기 위해 식(2-2)의 scaling factor Q 가 2의 누승이 되도록 파라미터 R 및 P 의 값을 식(2-3)과 같이 선정하고 이를 식(2-2)에 대입하면 필터의 특성은 식(2-4)와 같이 된다.

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

$$H(e^{j\omega T}) = \exp(2^{r-1} - 2^{p-1})$$

$$\left[1 - Q^{-n} \left(\frac{\sin(2^{r-1} \omega T)}{\sin(2^{p-1} \omega T)} \right)^n \right] \quad (2-4)$$

식(2-4)로부터 이 노치필터는 0-fs/2 Hz 사이에서 2^{-p} * fsHz마다 노치특성을 갖는 노치필터가 된다. 따라서 식(2-4)에서 일단 설계변수 r, p 가 정해지면 필터의 노치 주파수는 표본화 주파수를 변화 시키면 바꿀 수 있게 된다.

노치필터의 대역폭은 그림 3의 구조를 갖는 CIC필터의 주파수 특성식(2-4)로부터 결정한다.

먼저 표본화 주파수는 AHA의 기준과 연산 알고리즘의 고속화를 위하여 전력선 잡음 기본주파수의 8배인 480 Hz로 정하였다. 따라서 식(2-3)의 P 는 8이 된다.

$P=8$ 인 경우 식(2-4)를 시뮬레이션한 결과, $n=2$, $R=512$ 로 한 경우 노치폭은 0.9 Hz가 되므로 교역통과 필터의 차단 주파수는 0.45 Hz가 되어 AHA기준에 적합한 필터가 얻어진다.

즉 $P=8$, $R=512$, $n=2$ 의 각 파라미터를 식(2-4)에 대입하면, 필터의 주파수 특성 $H(\exp(j\omega T))$ 는 식(2-5)와 같이 된다.

$$H(e^{j\omega T}) = \exp(-j 504 \omega T)$$

$$\left[1 - \frac{1}{62^2} \left(\frac{\sin 256 \omega T}{\sin 4 \omega T} \right)^2 \right] \quad (2-5)$$

식(2-5)로부터 표본화 주파수 fs가 480 Hz인 경우 DC부터 Nyquist 주파수인 240 Hz까지 DC 및 60 Hz마다 노치가 생김을 알 수 있다.

그림 3의 필터 각부의 이득을 나타내는 계수 a, b, c 는 식(2-4)에서 대역통과 필터의 통과대역 이득을 1로 하기위한 scale factor Q 를 식(2-6)이 만족하도록 적절

히 배치한 것이며, 구성된 시스템의 각 변수에 대한 잡음 해석 결과와 구성된 시스템을 고려하여, 12 bit로 A/D 변환 하고, $a=0$, $b=6$, $c=6$ 으로 하였다.

$$2(r-p) = a + b + c \quad (2-6)$$

2-2. 잡음추종 PLL시스템의 설계

그림 4는 기본적인 위상 동기 루프(phase-locked loop)의 블록선도이다.

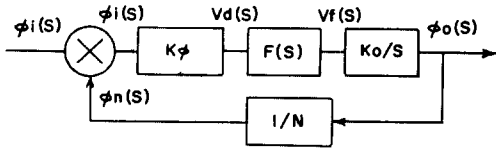


Fig. 4 Block diagram of PLL

PLL의 저역 통과 필터가 식(2-7)과 같은 1차 lead-lag 필터라 하면, PLL시스템 전체의 전달함수는 식(2-8)과 같이 된다⁶⁾.

$$F(S) = \frac{1 + T_2s}{1 + (T_1 + T_2)s} \quad (2-7)$$

$$H(S) = \frac{K_o K_\phi \frac{1 + T_2s}{T_1 + T_2}}{s^2 + \frac{N + K_\phi K_o T_2}{(T_1 + T_2)N} s + \frac{K_\phi K_o}{N(T_1 + T_2)}} \quad (2-8)$$

K_o : VCO 변환 이득 [rad/sec/v]

K_ϕ : 위상 검출기의 변환 이득[v/rad]

따라서 전체 루프의 전달함수는 2차계가 되고, 시스템의 특성을 결정하는 ω_n 과 T 는 식(2-9), (2-10)과 같이 되고 이를 식(2-7)에 대입하면 식(2-11)과 같이 된다.

$$\omega_n = \left(\frac{K_\phi K_o}{T_1 T_2} \right)^{1/2} = \left(\frac{K_\phi K_o \omega_{LPF}}{N} \right)^{1/2} \quad (2-9)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \left(\frac{K_\phi K_o}{T_1 + T_2} \right)^{1/2} \left(T_2 + \frac{1}{K_\phi K_o} \right) \quad (2-10)$$

$$H(s) = \frac{(2\zeta\omega_n - \frac{\omega_n^2}{K})s + \omega_n}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2-11)$$

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

이를 위해 RCA사의 CMOS 4046A PLL IC를 이용하였다. PLL시스템은 설계된 다중노치필터의 동적특성을 결정한다. 따라서 전력선의 전원 주파수 특성과 처리하

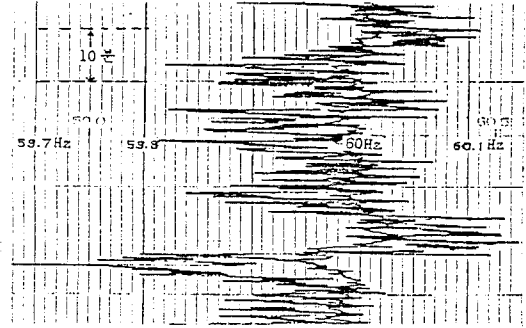


Fig. 5 Recording data of powerline frequency

고 자하는 신호의 특성을 고려하여 결정하여야 한다. 그림 5는 약 1시간 동안의 서울시내의 전원주파수 변동 데이터이다.

(1) VCO 설계

먼저 VCO 출력 주파수는 PLL의 록(lock) 범위내에서 선형적으로 변하므로 60 Hz를 중심주파수로 하여 40~90 Hz를 중심주파수로 하여 40~90 Hz를 PLL의 록 범위로 하였다. 주파수 분할기의 분주수 N은 앞의 CIC 필터설계시 P의 값과 같아야 하므로 N=8로 하였다.

구성한 PLL의 주파수 대 전압(F-V: frequency to voltage) 특성은 측정결과 입력 주파수가 40~80 Hz일 때 PLL의 F-V 특성은 선형적으로 변하였다.

VCO의 변환이득 K_o 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 특성식으로 부터 구하였으며, 각각 식(2-12)와 같다.

$$K_o = 692 [\text{rad/s/v}], \quad K_\phi = 0.8156 [\text{V/RAD}] \quad (2-12)$$

(2) 루프필터 설계

루프필터는 신호 및 전원의 특성을 고려하여 다음과 같이 설계기준을 정하였다.

: VCO출력 주파수 범위—320~720 Hz

: 입력 기준주파수—60 Hz

: settling time—10% 오우버슈트(overshoot)에서 25 mS(ECG의 QRS complex 폭을 기준으로 설정)

: 최대 오우버슈트 ≤ 20% (따라서 최소 VCO범위는 60±12 Hz 이상이어야 한다)

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

3. 컴퓨터 시뮬레이션

그림 6은 설계된 필터의 특성을 평가하기 위해 입력 신호에 30 Hz의 원하는 신호에 0.1 Hz의 기저선 변동 신호 및 60, 120, 180 Hz의 전력선 주파수 및 그 고조파가 혼합된 신호를 가하였을 때, 설계된 식(2-5) 필터의 입력 신호의 스펙트럼을 나타낸다.

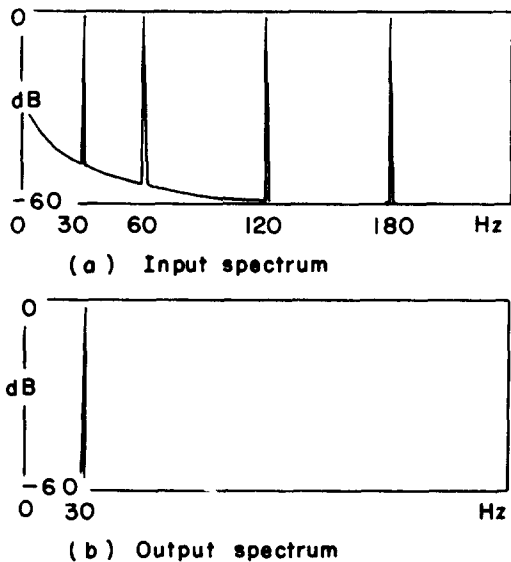


Fig. 6 Characteristics of designed filter

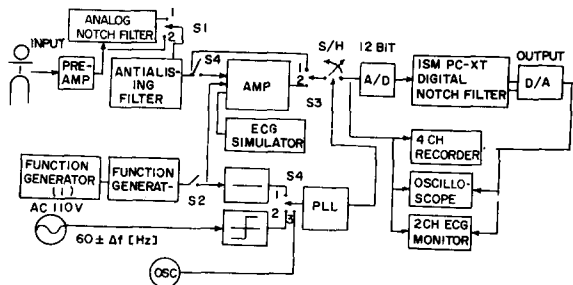


Fig. 7 Block diagram of noise synchronized self-tuning notch filtering system

그림 7은 데이터를 얻기 위한 전체 시스템의 블럭선도이며, 그림 8은 본 연구에서 제안한 잡음 동기형 다중 노피필터 처리 알고리즘을 나타낸다.

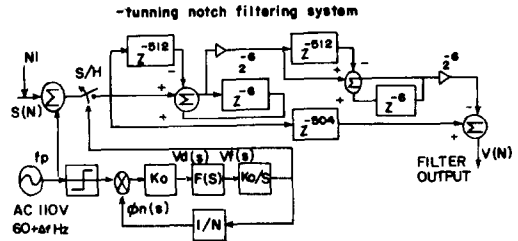


Fig. 8 Implemented noise synchronized self-tuning multiple notch filter

본 연구에서 설계 구성한 시스템에 대한 특성을 평가하기 위해 그림 7과 같이 실험시스템을 구성한 후 ECG 시뮬레이터 신호 및 피검자의 실제 ECG신호에 대하여, 전력성 잡음이 식(3-1)과 같이 기울기가 R (Hz/Sec)인 기울기를 가지고 $\pm 0.2, \pm 0.5, \pm 1.0, \pm 2.0$ Hz의 변동 범위로 주기 T_s 가 0.5, 1.0, 2.0초를 주기로 시간에 따라 선형적으로 변하는 chirp 변조된 경우와, 입력 전력선 잡음이 식(3-2)와 같이 각주파수 ω 이고, 최고편차 Δf [Hz]가 $\pm 0.2, \pm 0.5, \pm 1.0, \pm 2.0$ Hz이고 변조주파수 f_p 가 0.01, 0.1, 1.0 Hz인 정현파 신호에 의해 주파수 변조된 경우에 대하여 시뮬레이션 하였다.

$$f_s = f + Rt \quad (3-1)$$

R : 주파수 변화율 [Hz/sec]

$$f_s = f + \Delta f \cos(\omega t + \theta_i) \quad (3-2)$$

그림 9와 그림 10은 앞의 여러가지 전원 주파수 변동범위에 대한 시뮬레이션 결과중 잡음의 변동 범위가 60 ± 0.5 Hz이고, 변화의 주기 $T_s = 1$ sec로 chirp 변조된 경우와 잡음 주파수의 변동 범위가 60 ± 0.2 Hz이고, 변조 주파수 $f_p = 1$ Hz로 정현 주파수 변조된 경우에 대해 본 연구에서 구성한 그림 7의 시스템으로 데이터를 얻어 처리한 결과이다.

각 그림에서 (a), (c), (e)는 표본화주파수가 고정된 기존 방법에 의한 필터링 결과이며, (b), (d), (f)는 본 연구에서 제안한 방법에 의해 표본화 주파수를 잡음에 동기시킨 경우의 필터링 결과이다.

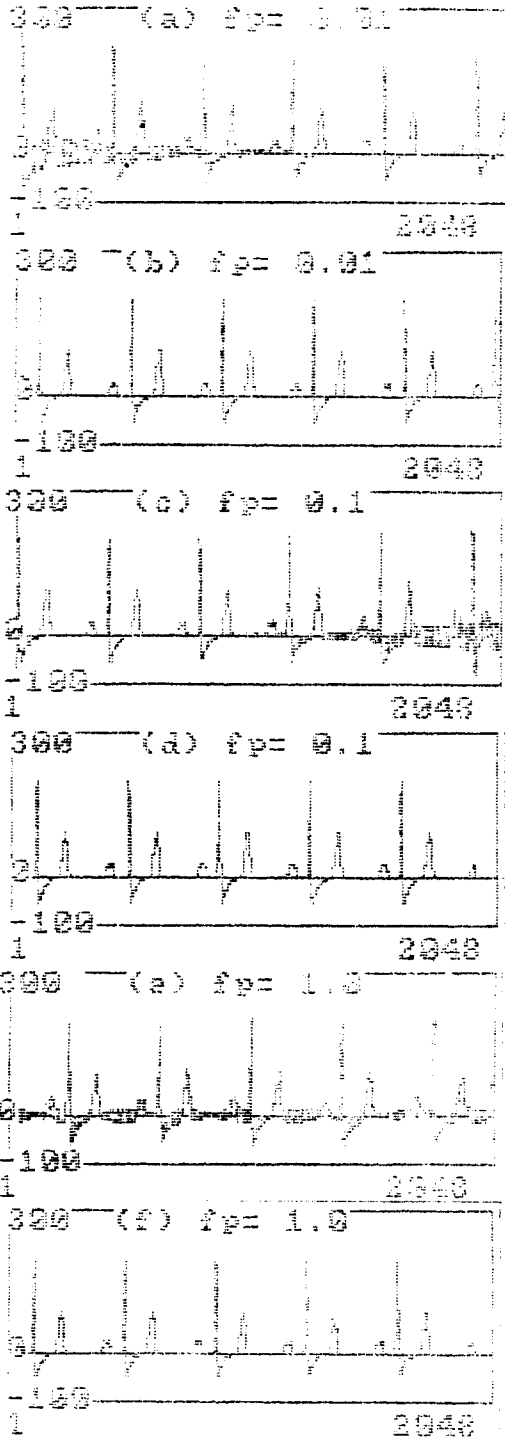


Fig. 9 Filter output of signals with sinusoidal FM noise (60 ± 0.2 Hz)

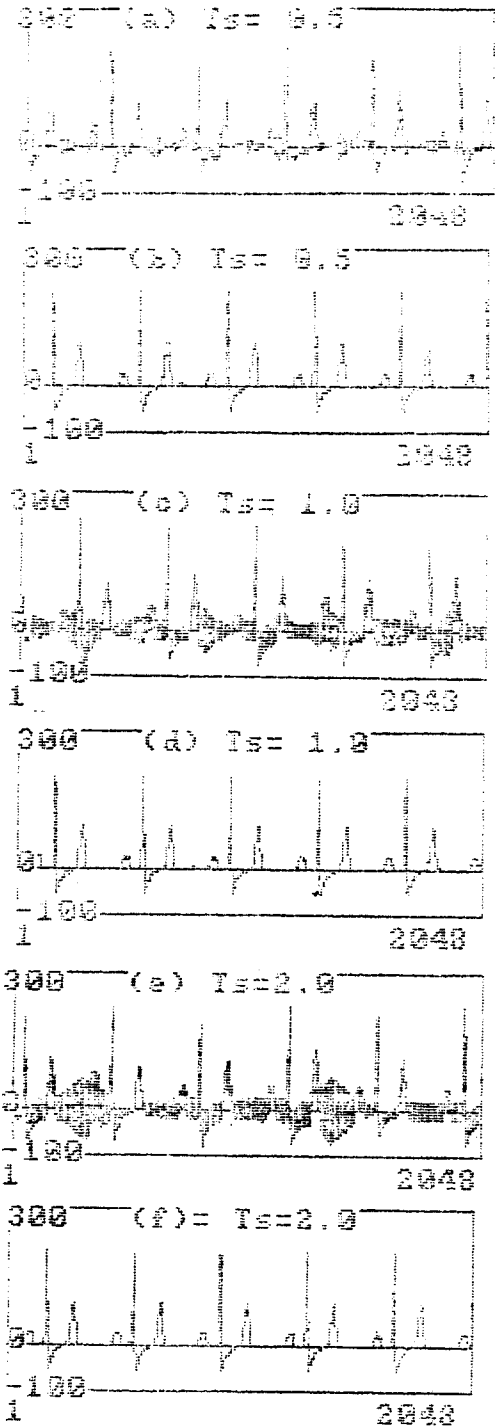


Fig. 10 Filter output of signals with chirp modulated noise (60 ± 0.5 Hz)

4. 결 과 고 찰

그림 10(a), (b)는 앞의 변조 및 표본화 방법에 따라 처리된 신호의 신호대 잡음비와 두 방법간의 상대적인 신호대 잡음비의 차이를 나타낸다.

즉 기존의 방법은 T_s 및 f_b 의 변화에 따라 SNR이 9 dB에서 25 dB까지 매우 크게 변하므로 임상적으로 유효한 데이터를 얻기가 힘들지만 적응표본화한 경우에는 SNR이 가장 나쁜 경우에도 55 dB 이상의 SNR이 유지

되므로 신뢰성 있는 데이터를 얻을 수 있으며, T_s 및 f_b 의 변화에 따른 SNR의 변화는 57~68 dB로서 SNR의 변동범위는 작다.

그림 (b)에서 잡음이 chirp 변조된 경우의 SNR의 차이는 69 dB에서 최소 43 dB까지 큰차이를 나타내며, 정현주파수 변조된 경우의 SNR의 차이는 79 dB에서 48 dB까지 크게 변하며, chirp 변조시킬때보다 SNR의 변동범위는 크다.

전체적으로 보면 동일한 T_s 및 f_b 의 값에 대하여 주파수 변동폭이 넓어 질수록 SNR의 차이는 증가하고, 동일한 주파수 변동범위에서는 T_s 값이 증가 또는 f_b 가 감소함에 따라 SNR의 차이는 증가하지만 그 변화 기울기는 감소한다.

이것은 주파수 변동폭이 넓어짐에 따라 적응 표본화한 경우에도 필터출력에 잡음이 나타나기 때문이다.

5. 결 론

설계된 필터는 기저선변동 제거를 위한 고역통과 특성과 전원주파수 및 그 고조파 잡음을 제거하기 위한 다중노치 특성을 동시에 가지고 있어 연산 시간이 빠르므로 전력선잡음 주파수를 포함하는 대부분의 저주파 생체신호를 실시간으로 처리하는데 적합하다.

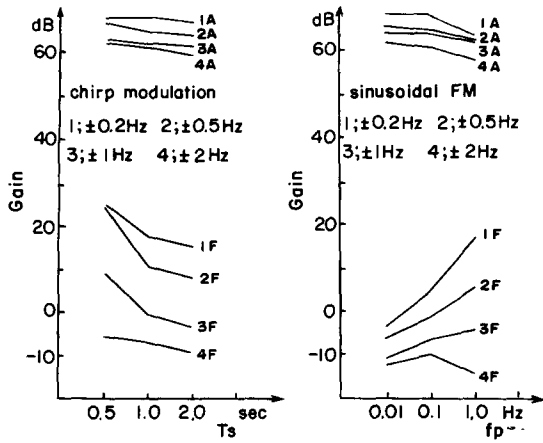
또한 잡음 동기형 표본화 제거기를 이용하여 표본화 주파수를 전원 주파수 변화에 동기 시키므로써 필터의 노치 주파수는 전원주파수 변동을 자동적으로 추종할 수 있었으며 노치폭이 1.0 Hz인 날카로운 주파수 특성과 최고 68 dB의 높은 신호 대 잡음비를 얻을 수 있었다.

균등 표본화한 기존의 필터링 방법에는 잡음 주파수의 변동폭이 넓을수록 또한 변화의 주기가 길수록 필터출력에 잡음은 많이 나타나는데 비해 본 연구에서 설계된 필터는 잡음주파수의 변동 폭 보다는 변동 주기에 더 민감하고 변화의 주기가 길수록 출력잡음은 감소하였다.

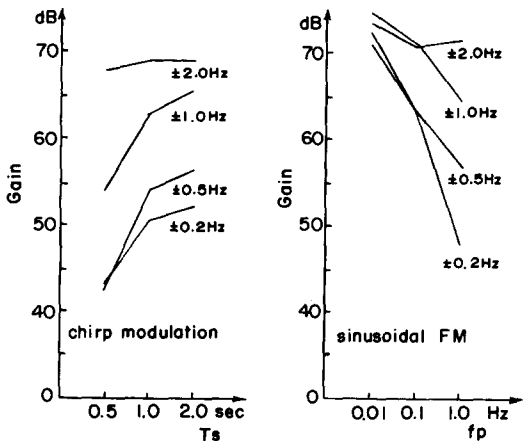
설계된 잡음 주파수 추종기의 입력주파수 추종범위는 40~80 Hz이며 심전도의 QRS 폭을 고려하면 최대 오우버슈트는 +20%, 정정시간은 25 mS, 감쇠 상수는 0.998 이 적합하였다.

참 고 문 헌

1) J.C. Huhtha, J.G. Webster, "60-Hz Interference in



(a) S/R ratio



(b) Difference of relative S/N ratio

Fig. 11 SNR of filter output signal depends on sampling methods

- Electrocardiograph*, "IEEE BME-20, 2, pp. 91-101, 1973.
- 2) J.A. VAN Alste et al., "Removal of base-line wander and power-line interference from the ECG by an efficient FIR filter with a reduced number of taps," *IEEE BME-32, 12, pp. 1052-1060, 1985*
 - 3) 박상희, 김원기, 고한우, 류승표, "마이크로컴퓨터를 이용한 실시간 FIR 필터의 실현과 ECG 신호처리에 의한 응용," 대한전자공학회 학술발표회 논문집 vol. 10, 3, pp. 11-14, 1986.
 - 4) E.B. Hogenauer, "An economical class of digital filters for decimation and interpolation," *IEEE ASSP-29, 2, pp. 155-162, 1981.*
 - 5) 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*
 - 6) "Control and instrumentation experiments. Howard W. Sam & Co. INC.
 - 7) AHA Committee on ECG, "Recommendations for standardization of leads and specifications for instruments in ECG/VCG," *Circulation, Vol. 35, pp. 583-602, 1967.*