

A New Master-Slave Filter-Bank with Series-Parallel Structure for Tracking Center Frequency

尹 炯 植* · 林 宰 煥** · 李 錫 弼* · 朴 相 暉***
 (Hyung-Sik Youn · Jae-Whoan Lim · Seok-Pil Lee · Sang-Hui Park)

Abstract—A new filter-bank is proposed in order to track center frequency of narrow band signal. The two banks are connected in series-parallel. The master filter bank which is made of traditional filter bank detects the center frequency roughly. And the performance for tracking center frequency is greatly improved by the slave filter bank which is based on energy-difference estimator. Computer simulations show that it achieves a good tracking accuracy.

Key Words : Filter-Bank(필터뱅크), Center Frequency(중심주파수), Energy Difference Estimator (차 에너지 추정기), Tracking(추적)

1. 서 론

신호의 중심주파수가 시간에 따라 변하는 신호를 추적하는 필터는 레이다, 통신, 제어, 의공학 등의 여러 분야에서 신호대 잡음비를 개선하거나 피사체의 운동 벡터를 해석하는데 쓰인다. 시간에 따라 변하는 신호의 중심주파수를 분석하는 경우 일반적인 Fourier 해석법이나 선형 예측(Linear Prediction) 방법은 적용이 불가능 하며, Widrow등[1]이 제안한 적응 신호처리 방법이나, 시계열 신호를 시간-주파수 평면(time-frequency plane)으로 표현하는 필터뱅크 방식[2-4]이 전통적으로 많이 사용되었다.

최근에는 시간-주파수 분해능(time-frequency resolution)을 비선형 간격으로 둘 수 있는 체계적인 연구들이 음성신호처리, 시간에 따라 변하는 신호의 분석 및 주파수 대역 적응신호처리 분야에서 큰 관심을 끌고 있다.[5-7] 필터뱅크 방식의 장점으로는 계산방법 및 구조가 간단하여 실시간 구현이 가능하고, 관심대역의 주파수 분해능을 중점적으로 분석할 수 있다는 것이다. 이러한 장점에도

불구하고, 시간 분해능을 높이면 주파수 분해능이 떨어지고 주파수 분해능을 높이면 시간 분해능이 떨어지며, 임의로 작은 시간 분해능이나 주파수 분해능을 취할 수 없다는 단점이 있다.[5-7]

Kleinman은 적응 노치 필터링 하고자 하는 신호의 중심주파수가 존재하는 범위를 알고 있는 경우, 두개의 노치 필터를 저주파 대역과 고주파 대역으로 분할하여 각 필터의 출력 신호를 비교한 후, 필터 가중치의 합이 1이 되도록 정규화(normalize)하고 가중된 신호를 합하여 사용하는 적응 노치 필터를 제안하였다.[8]

본 연구에서는 잡음에 섞인 정현파 또는 중심 주파수는 시간에 따라 변하나 스펙트럼의 형태와 주파수 대역폭은 변하지 않는 신호를 적응 필터링하고자 할 경우, 필터뱅크의 출력 스펙트럼을 구하여[2, 3] 분석하고자 하는 신호의 중심주파수 대역을 추적한다. 이때 발생한 추적오차를 개선하기 위하여 Kleinman이 제안한 두 대역 적응 노치 필터의 가중치를 오차 범위로 재정규화(renormalize)하여, 필터의 차수를 늘리지 않고 중심주파수 추적 성능을 개선한 새로운 형태의 필터뱅크를 제안한다.

2. 제안한 주종 필터뱅크

필터뱅크는 입력 신호를 주파수 대역별로 분할하여 출력하며[2, 3], 필터뱅크의 출력 신호의 스펙트럼을 비교하면 분석하고자 하는 입력 신호의

正 會 員 : 延世大 工大 電氣工學科 博士課程
 ** 正 會 員 : 延世大 工大 電氣工學科 碩士課程
 *** 正 會 員 : 延世大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
 接受日字 : 1993年 6月 11日
 1次修正 : 1993年 9月 22日
 2次修正 : 1992年 10月 30日

중심 주파수를 간편히 파악할 수 있다. 그러나 추적하고자 하는 신호의 중심주파수는 대역통과 필터의 주파수 분해능 만큼의 오차가 생긴다. 입력신호의 중심 주파수는 이 오차 대역폭 안에 존재하므로 중심 주파수 추적 성능을 높이기 위하여 오차 대역을 저주파 대역과 고주파 대역으로 분할하여 입력 신호를 노치 필터링 한다. 두 대역 필터 출력의 에너지를 비교하면 분석하고자 하는 신호의 추적 정확도를 향상시킬 수 있다.

2.1 주도 필터 뱅크

단시간 푸리에 변환(Short Time Fourier Transform)은 관심 주파수대에 대역 통과 필터들을 나열한 필터 뱅크의 형태를 갖게되며, 이 방식에 따라서 주도 필터 뱅크(Master Filter-Banks)를 설계한다. 주도 필터 뱅크 설계에 이용된 대역통과 필터는 4차의 Butterworth IIR 대역통과 필터를 사용하였으며, 0.5~3.0[rad/sec] 구간의 필터 뱅크의 분해능을 0.5[rad/sec]로 두었다. 입력 신호의 스펙트럼 포락선을 구하기 위하여, 각 대역통과 필터들의 출력을 자승하여 이동 평균(moving average)을 취하였다.

2.2 종속 필터 뱅크

분석하고자 하는 신호의 중심 주파수를 ω_c 라 하면 주도 필터 뱅크로 추적한 중심 주파수는 그림 1에 나타낸 것과 같이 대역통과 필터의 주파수 분해능 만큼의 오차 $\Delta\omega$ 를 갖는다. 이 오차를 줄이기 위하여 종속 필터 뱅크(Slave Filter-Banks)를 이용한 주파수 추정 알고리즘을 제안한다.

주도 필터 뱅크로 추적한 신호의 중심 주파수는 식(1)을 만족하며,

$$-\frac{1}{2}\Delta\omega \leq \omega^h_c - \omega_c \leq \frac{1}{2}\Delta\omega \quad (1)$$

여기서

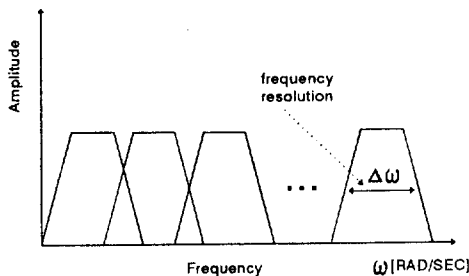


그림 1 필터뱅크의 주파수 분해능

Fig. 1 The frequency resolution of filter banks

ω^h_c : 신호의 중심 주파수

$\Delta\omega$: 주도 필터 뱅크의 주파수 추적오차 (주파수 분해능)

추적 오차 $\Delta\omega$ 를 줄이려면 대역통과 필터의 주파수 분해능을 작게 두어야 하나, 불행히도 이를 임의로 작게 둘 수는 없다.[5-7] 일반적으로 푸리에 변환시 시간 및 주파수 분해능은 식(2)와 같으며, 주파수 분해능을 개선하면 시간 분해능이 떨어지며, 시간 분해능을 개선하면 그 반대의 효과가 난다.

$$F = \frac{f_s}{K} \quad (2)$$

여기서

F : 주파수 분해능

f_s : 샘플 주파수

K : 필터 길이

필터 길이를 늘이지 않고 주파수 분해능을 개선하기 위하여, Kleinman의 적응 노치 필터를 분석해보면, 저주파 대역과 고주파 대역에 두개의 노치 필터를 사용하여 출력 신호의 가중합을 사용함으로써 입력 신호를 적응 노치 필터링 하는 구조임을 알 수 있다.[8]

$$Z^h_c = Z^h_{c1} * L + Z^h_{c2} * (1-L) F \quad (3)$$

여기서

Z^h_c : 적응 노치 필터의 출력 신호

Z^h_{c1} : 저주파 대역 노치 필터의 출력 신호

Z^h_{c2} : 고주파 대역 노치 필터의 출력 신호

L: 가중치

가중치를 결정하기 위하여 Z_{c1} 과 Z_{c2} 의 크기를 비교하여, 먼저 구형파 p를 결정하고 가중치는 구형파를 저역 통과 필터링 시킴으로써 얻는다.[8]

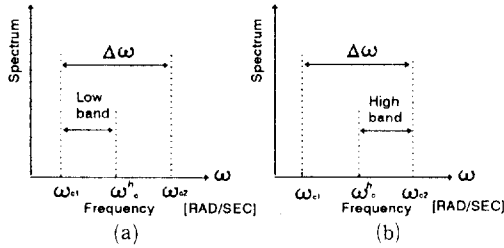
$$p = \begin{cases} 1 & \text{if } |Z^h_{c2}| \geq |Z^h_{c1}| \\ 0 & \text{if } |Z^h_{c2}| < |Z^h_{c1}| \end{cases} \quad (4)$$

단약 적응 노치 필터의 출력값이 저주파 대역과 고주파 대역 사이에 존재하는 신호의 중심 주파수를 적절히 필터링 하였다면, 역으로 가중치를 추적 오차 대역으로 재정규화 시켜서 분석하고자 하는 신호의 중심주파수에 대한 추적 정확도를 향상시킬 수 있다. 저주파 대역의 노치 주파수(notch frequency)를 식(5)와 같이 정의하면,

$$\omega_{c1} = \omega^h_c - \frac{\Delta\omega}{2} \quad (5)$$

여기서,

ω^h_c : 주도 필터 뱅크로 추적한 대역통과 필터의 중심 주파수



- (a) 중심 주파수가 저주파 대역에 있을 경우
- (b) 중심 주파수가 고주파 대역에 있을 경우

그림 2 주도 필터뱅크로 추적한 입력 신호의 중심 주파수

Fig. 2 Tracking center frequency of input signal using master filter banks

고주파 대역의 노치 주파수는 식(6)과 같다.

$$\omega_{c2} = \omega_{1c} + \frac{\Delta\omega}{2}$$

주도 필터뱅크의 출력값을 비교하면 입력 신호의 중심 주파수가 그림 2와 같이 저주파 대역과 고주파 대역 사이에 있는 것을 추정할 수 있다.

그림 2-(a)와 같이 입력 신호의 중심 주파수가 저주파 대역에 있을 경우 고주파 대역 노치 필터의 출력 에너지 Z_{12} 가 저주파 대역 노치 필터의 출력에너지 Z_{11} 보다 크다.

$$Z_{11} - Z_{12} < 0 \tag{7}$$

반대로 그림 2-(b)와 같이 입력 신호의 중심 주파수가 고주파 대역에 있을 경우 고주파 대역 노치 필터의 출력 에너지 Z_{12} 가 저주파 대역 노치 필터의 출력 에너지 Z_{11} 보다 적다.

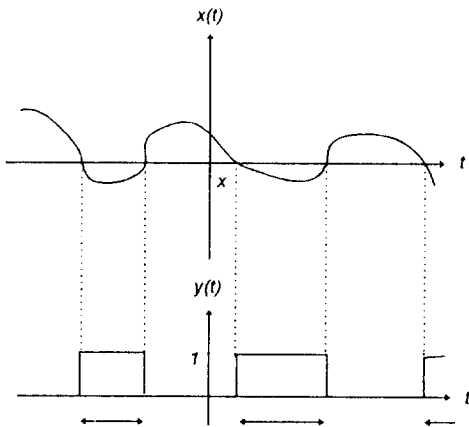


그림 3 에너지 차이와 그에 따른 구형파
Fig. 3 Energy difference and its rectangular function

$$Z_{11} - Z_{12} > 0 \tag{8}$$

그림 2의 (a) (b)의 어떤 경우에도, 추적하고자 하는 신호가 양극단에 치우칠수록 식 (7)이나 (8)의 값은 커진다. 따라서 이 값을 구하면 추적하고자 하는 신호의 중심 주파수를 추적할 수 있다.

먼저 두 대역 노치필터 출력 신호의 시간에 따른 에너지 차이를 식(9)와 같이 정의한다.

$$x(t) = Z_{11} - Z_{12} \tag{9}$$

에너지 차이 $x(t)$ 는 확률과정(random process)으로 주어지며 $x(t)$ 가 임의의 구간에서 분포 에르고딕(distribution ergodic)하다면 $x(t)$ 의 확률 분포는 시간평균(time average)을 취하여 추정할 수 있다.

그림 3에 나타난 바와 같이 에너지 차이 $x(t)$ 를 이용하여 새로운 process $y(t)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$y(t) = \begin{cases} 1 & x(t) \leq x \\ 0 & x(t) > x \end{cases} \tag{10}$$

$x(t)$ 가 x 보다 작을 확률 분포는 식(11)과 같다.[9]

$$F(x) = P\{x(t) \leq x\} = E[y(t)] \tag{11}$$

여기서,

- $F(x)$: $x(t) \leq x$ 인 확률 분포
- $E[y(t)]$: $y(t)$ 의 평균

식(7) 및 (8)에 나타난 바와 같이 분석하고자 하는 신호의 주파수가 저주파 대역인지 고주파 대역인지를 판단할 수 있는 기준점 영을 중심으로 에너지 차이의 확률 평균을 구하기 위하여 새로운 구형파를 정의하면,

$$y_0(t) = \begin{cases} 1 & x(t) \leq 0 \\ 0 & x(t) > 0 \end{cases} \tag{12}$$

이때 에너지 차이의 확률 평균은 식(13)과 같다.

$$F(0) = \frac{1}{2T} \int y_0(t) dt \quad 0 \leq F(0) \leq 1 \tag{13}$$

여기서

$F(0)$: 에너지 차이의 확률 평균

추정된 에너지 차이의 확률 평균은 추적하고자 하는 신호의 주파수 정보를 갖게된다.

즉, 식(7)로부터

$$Z_{12} > Z_{11} \tag{14}$$

두 대역 노치 필터의 출력 에너지 차이가 클수록 확률 분포는 큰 값을 가지며, 입력신호의 중

심 주파수는 저주파 대역의 노파 주파수 ω_{c1} 에 근접한다.

따라서 새로운 값 M를 정의하면,

$$M = 1 - F(0) \quad 0 \leq M \leq 1 \quad (15)$$

분할 대역상에 존재하는 신호의 중심 주파수는 M에 비례하고 주도 필터뱅크의 추적 오차는 작은 값이므로 오차 대역 사이에 존재하는 중심 주파수의 상대적 크기를 식(16)과 같이 재정규화(renormalize)하여 추적한다.

$$E(\omega_c) = M * \Delta\omega \quad (16)$$

여기서

$E(\omega_c)$: 추적된 중심 주파수의 상대적 크기

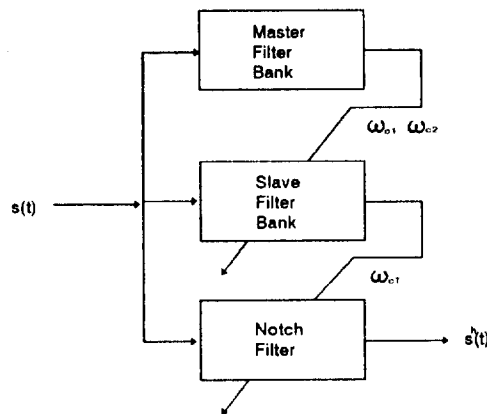
따라서 주종 필터 뱅크를 이용하여 추적한 신호의 중심 주파수는 식(17)과 같다.

$$\omega_{cT} = \omega_{c1} + E(\omega_c) \quad (17)$$

3. 컴퓨터 시뮬레이션

3.1 적응 노치필터의 구성

주도 필터 뱅크에서 중심 주파수가 존재하는 범위, 즉 저주파 대역 주파수와 고주파 대역 주파수를 추정하고, 종속 필터 뱅크에서 오차 대역 사이에 존재하는 중심 주파수를 추적한다. 추적된 중심 주파수 값으로 노치 필터의 중심 주파수를 조정하여 입력 신호를 필터링 하도록 그림 4와 같이 적응 노치 필터를 구성한다.

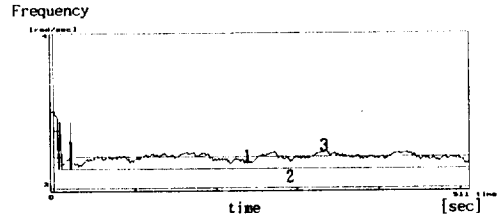


$S(t)$: 입력 신호
 $S^h(t)$: 노치 필터의 출력 신호

그림 4 적응 노치 필터의 블럭 선도
Fig. 4 Block diagram of adaptive notch filter

3.2 잡음이 섞인 정현파 추적 결과 및 고찰

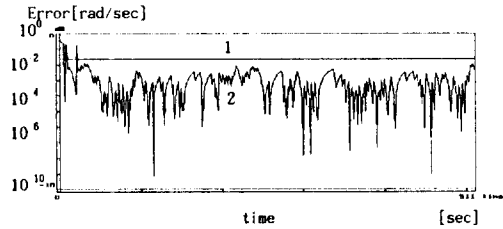
구성한 필터 뱅크형 적응 노치 필터의 성능을 검증하기 위하여 백색 잡음이 포함된 정현파를 입력시킨 후, 입력 신호의 중심 주파수를 추적하고 제거하는 실험을 수행하였다. 그림 5에 정현파의 중심 주파수가 2.4[RAD/SEC]이며 신호대 잡음비가 13.8[dB]인 경우 주파수 추적 결과를 나타내었으며, 그림 6에 추적 오차의 절대값을 나타내었으며, 그림 7에 주도 필터 뱅크 방식과 주종 필터 뱅크형 적응 노치 필터 방식의 중심 주파수 추적 오차를 평균 자승오차(MSE : mean square error)로 나타내었다.



1. 입력 신호 2. 주도 필터 뱅크 3. 주종 필터 뱅크

그림 5 중심 주파수 추적 실험 결과

Fig. 5 A Simulation result of tracking center frequency.



1. 주도 필터 뱅크 2. 주종 필터 뱅크

그림 6 중심 주파수 추적 오차의 절대값

Fig. 6 Absolute error for tracking center frequency

표 1 중심 주파수 추적 결과

Table 1 The simulation results of tracking center frequency

신호 대 잡음비 [dB]	c1 [RAD/SEC]	n1 [RAD/SEC]	ER1 [dB]
42	0.0225	0.0028	9.0
36	0.0225	0.0031	8.6
30	0.0225	0.0046	6.9
13.8	0.0225	0.0042	7.3
10.84	0.0234	0.0048	6.9
7.31	0.0240	0.0142	2.3
5.73	0.0276	0.0219	1.0
4.82	0.0289	0.0282	0.1

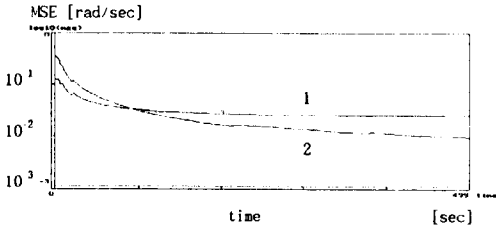


그림 7 중심 주파수 추적시 평균 자승 오차
Fig. 7 A mean square error for tracking center frequency

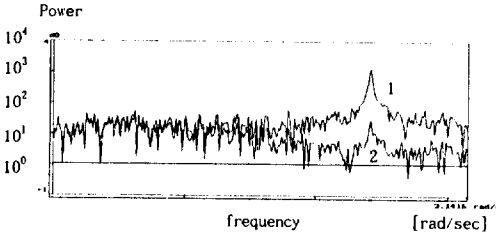


그림 8 적응 노치 필터 실험 결과
Fig. 8 A simulation result of adaptive notch filtering

실험 결과 중심 주파수를 추적하는 속도는 떨어지지 않고 추적 정확도는 현저히 개선됨을 알 수 있다.

그림 8에서 필터 뱅크형 적응 노치 필터에 입력된 신호와 중심 주파수가 제거된 출력 신호를 나타내었으며, 제거하고자 하는 신호를 적절히 제거하였음을 알 수 있다.

주도 필터 뱅크에 비하여 주종 필터 뱅크의 추적 성능 개선 정도를 정량적으로 표현하기 위하여 식(18)과 같은 개선 지표를 사용하였다.

$$ER1 = 10\text{Log}\left(\frac{c1}{n1}\right) \quad (18)$$

여기서

- c1 : 주도 필터 뱅크의 평균 자승 오차
- n1 : 주종 필터 뱅크의 평균 자승 오차

표 1에 신호 대 잡음비를 여러가지로 바꾸어 가며 실험한 결과를 나타내었으며, 10[dB]까지 신호 대 잡음비를 낮추어도 추적 성능을 7[dB] 정도 개선할 수 있었다.

3.3 결정론적 추적 결과 및 고찰

주파수 대역별 성능을 분석하기 위하여 신호대 잡음비 21[dB]로 두고 입력 신호를 식 (19)와 같이 발생시켰다.

$$Si(t) = \text{Sin}\{(\omega_{ci} + \delta_i)t\}$$

여기서

- Si(t) : i번째 입력 신호
- ω_{ci} : 초기 주파수
- δ_i : 주파수 증분
- t : 시간

이때 평균 개선 지표는 식 (20)과 같이 구하였으며, 대역별 성능분석은 표 2와 같은 결과를 얻었다.

$$ER2 = 10\text{Log}\left(\frac{c2}{n2}\right) \quad (20)$$

여기서

- c2 : i번째 입력 신호에 대한 주도 필터 뱅크의 MSE
- n2 : i번째 입력 신호에 대한 주종 필터 뱅크의 MSE

실험결과 주도 필터 뱅크에 비하여 주종 필터 뱅크의 MSE는 약 6[dB] 정도 개선 되었음을 확인하였다. 설계된 주종 필터 뱅크의 오차 유형을 분석하기 위하여 그림 9에 입력 신호에 대한 평균 자승 오차를 나타내었다. 실험결과 주도 필터뱅크의 대역 통과 필터 경계 부분에서의 MSE는 0.06[RAD/SEC]로서 기타 대역의 MSE에 비하여 매우 큰 값을 가졌다. 이는 주도 필터 뱅크에서 대략적인 중심 주파수를 추적 할 경우 최대 출력 채널이 진동

표 2 대역별 성능 분석

Table 2 Performance analysis to subband

실험대역 [RAD/SEC]	c2 [RAD/SEC]	n2 [RAD/SEC]	ER2 [dB]
0.5--1.0	0.0204	0.0042	6.9
1.0--1.5	0.0205	0.0046	6.5
1.5--2.0	0.0205	0.0048	6.3
2.0--2.5	0.0205	0.0044	6.7
2.5--3.0	0.0205	0.0059	5.4
평균	0.0205	0.0048	6.3

하기 때문인 것으로 사료된다. 또한 분할 대역의 고주파 대역에서 오차가 증가하는 현상은 종속 필터 뱅크인 두 대역 노치 필터의 차단 주파수 형태가 대칭이 아니기 때문에 발생한 오차로 판단된다.

3.4 확률론적 추적 결과 및 고찰

주파수 대역별 성능을 분석하기 위하여 신호대 잡음비 21[dB]로 두고 입력 신호를 식 (21)과 같이 확률 변수(random variable)를 이용하여 발생시켰다.

$$Si(t) = \text{Sin}\{\omega_{ci} + \text{RV}\}t \quad (21)$$

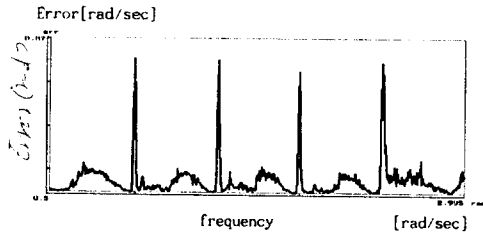


그림 9 주종 필터 뱅크의 대역별 오차의 유형
Fig. 9 Pattern of MSE for master-slave filter bank

여기서

- $S_i(t)$: i 번째 입력 신호
- ω_c : 초기 주파수
- RV : 0-0.5 사이의 값이 균등 분포를 갖는 확률 변수
- t : 시간

이때 확률 개선 지표는 식 (22)와 같이 구하였으며, 대역별 성능 분석은 표 3과 같은 결과를 얻었다.

$$ER3 = 10\text{Log}\left\{\frac{c3}{n3}\right\} \quad (22)$$

여기서

- $c3$: i 번째 입력 신호에 대한 주도 필터 뱅크의 MSE
- $n3$: i 번째 입력 신호에 대한 주종 필터 뱅크의 MSE

실험 결과 제안한 방법의 MSE는 기존 방법의 MSE에 비하여 약 4[dB] 정도 개선 되었음을 확인하였다.

표 3 대역별 성능 분석

Table 3 Performance analysis to subband

실험대역 [RAD/SEC]	c3 [RAD/SEC]	n3 [RAD/SEC]	ER3 [dB]
0.5-1.0	0.0206	0.0051	6.1
1.0-1.5	0.0207	0.0084	3.9
1.5-2.0	0.0207	0.0083	4.0
2.0-2.5	0.0207	0.0080	4.1
2.5-3.0	0.0207	0.0087	3.8
평균	0.0207	0.0077	4.3

4. 결 론

필터 뱅크를 사용하여 정현파를 추적하는 경우 추적 정확도는 대역 통과 필터의 주파수 분해능

만큼의 추적오차를 갖는다. 불행히도 필터 뱅크의 주파수 분해능은 임의로 작은값을 가질 수 없으며, 이를 개선하면 시간 분해능이 떨어진다. 따라서 시간 분해능을 떨어뜨리지 않고 주파수 추적 정확도를 개선하기 위하여, Kleinman이 사용한 두 대역 적응 노치 필터 사이의 에너지 차이를 추정하는 알고리즘을 유도하였으며, 이 값을 추적 오차 대역으로 재정규화시켜서 오차 대역 사이에 존재하는 중심 주파수를 추적하였다. 실험 결과 신호 대 잡음비가 10[dB] 이상이면 향상된 추적 성능을 확보할 수 있음을 확인하였다. 또한 결정론적 실험에서 약 6[dB]정도 그리고 확률론적 실험에서 약 4[dB]정도 성능이 개선된 것을 확인 하였으며, 주도 필터 뱅크 경계점에 중심 주파수가 존재 할 경우 추적 성능이 떨어지므로 이를 탐지하고 처리할 수 있는 연구와 더불어 분할대역의 고주파 대역 주파수 추적 정확도를 개선하는 연구 및 응용 연구를 수행하도록 한다.

참 고 문 헌

- [1] B. Widrow et al., "Adaptive noise cancellation : Principles and Application," Proc. IEEE, pp. 1691-1717, December 1975.
- [2] L.R.Rabiner and R.W.Schafer, "Digital Processing of Speech Signals," Prentice hall, pp. 250-354, 1978.
- [3] P.M. Grant, C.F.N.Cowan and B.Mulgrew, J.H. Dripps, "Analogue and Digital Signal processing and Coding," Chartwell-Bratt Ltd., pp. 247-270, 1989.
- [4] M.Padmanabhan and K.Martin, "Resonator-Based Filter-Bank for Frequency-Domain Applications," IEEE Trans. on Circuits and Syst., vol. 38, NO. 10, pp. 1145-1159, October 1991.
- [5] F.Hlawatsch and G.F.Boudreaux-Bartels, "Linear and Quadratic Time-Frequency Signal Representations," IEEE SP Magazine, pp. 21-67, April 1992.
- [6] M.Vetterli and C.Herley, "Wavelets and Filter Banks : Theory and Design," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 40, NO. 9, PP. 2207-2232, September 1992.
- [7] I.Doubechics, "The Wavelet Transform, Time-Frequency Localization and Signal Analysis," IEEE Tras. on Infor. Theo., vol. 36, NO. 5, pp. 961-1095, September 1990.

[8] D.L.Kleinman, "Adaptive Filters for Sensor Signal Smoothing," System Control Inc., pp. 29 ~36, July 1973.

[9] A. Papoulis, "Probability Random Variables, and Stochastic Process," McGraw-Hill Book Co., pp. 438~455, 1991.

특정 주제



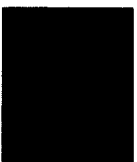
윤형식(尹炯植)

1960년 11월 16일생., 1983년 광운대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 연세대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 국방과학연구소 연구원. 현재 연세대 대학원 전기공학과 박사과정 수료.



임재환(林宰煥)

1968년 9월 9일생. 1992년 연세대 공대 전기공학과 졸업. 현재 동대학원 전기공학과 석사과정.



이석필(李錫弼)

1968년 1월 22일생 1990년 연세대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992~ 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



박상희(朴相暻)

1939년 8월 25일생. 1962년 연세대 공대 전기공학과 졸업. 1964년 동 대학원 졸업(석사). 1971년 동 대학원 졸업(공학) 및 동·전기공학과 조교수. 1982년 미국 워싱턴대 교환교수. 현재 연세대 공대 전기공학과 교수. 당학회 부회장.