

시간-스케일필터를 이용한 기적음 도달시간차 측정성능의 개선

문성배[†] · 채양범^{*} · 전승환^{*}

Performance Enhancement of Time Delay Measurement of Whistle Sound using Time-Scale Filter

Serng-Bae Moon[†], Yang-Bum Chae^{*}, Seung-Hwan Jun^{*}

Abstract : A purpose of developing a sound source tracking system in this paper is to reduce the noise efficiently from the received signal by microphone array and measure the signal's time delay between the microphones. We have applied the wavelet analysis algorithm to the system and calculated the sound source's relative position. For the performance evaluation, I have compared with the results of utilizing the digital filtering methods based on the FIR LPF using Kaiser window function and the inverse Chebyshev IIR LPF. As a result, I have confirmed the fact that 'time-scale' filter using inverse discrete wavelet transform was suitable for this system.

Key words : Microphone array, Time delay, Time-scale filter, Kaiser window, Inverse Chebyshev filter, Inverse discrete wavelet transform

1. 서 론

선박이 항해중 안개 등으로 시정이 제한된 상황에서 항해정보를 간단하게 교환할 수 있는 법정 항해장비로서 기적(whistle)이 있다. 그러나 선교 주변의 소음 등으로 그 효용성 및 신뢰성이 거의 없는 실정이다. 특히 선교가 완전히 폐위된 경우에는 기적음 청취가 거의 불가능하기 때문에 국제 해사기구에서는 기적음의 존재유무와 극히 개략적인 방향만을 지시할 수 있는 '음향수신장치(Sound Reception System)의 설치를 의무화하였다[1][2].

본 연구는 해상에서 전파되는 기적음을 마이크

로폰 어레이로 수신하고 일련의 신호처리를 하여 그 선박의 상대적 위치를 검출할 수 있는 시스템을 개발하고자 하는 것으로서, 기적음원의 2차원적 측정원리, 도달시간차(Time delay) 검출 및 연산기법에 관하여 보고한바 있다[3][4]. 마이크로폰 센서에 수신되는 신호음은 선박동력장치로 인한 소음과 전파되는 음의 반사 및 굴절 등으로 위상특성과 같은 물리적 특성이 변화하게 된다. 본 논문에서는 신호음에 포함된 잡음을 제거하고 주파수 특성변화의 문제점을 보완함으로써 신호음의 정확한 도달시간차를 검출할 수 있는 최적의 신호처리계를 개발하기 위하여 이산 웨이블릿 역변환(Inverse discrete wavelet transform)을 이

[†] 책임저자(한국해양대학교 항해시스템공학부), E-mail : msbae@mail.hhu.ac.kr

^{*} 한국해양대학교 항해시스템공학부

용한 시간-스케일(Time-scale)필터를 통하여 수신음을 신호처리 한 후 음원의 상대적 위치를 측정하고, 재귀형과 비재귀형 디지털필터를 이용하여 측정된 결과와 비교분석하였다.

2. 웨이브렛 변환

푸리에 변환은 전자심전도(Electrocardiogram) 또는 지진 측정계에서 검출되는 불규칙한 신호에 대하여 시간영역에서 분석하여 해석하기 쉬운 형태로 변환시켜주는 것이다. 이것은 모든 주기적 파동을 여러 진동수에 다른 진폭의 사인파의 성분들로 나눌 수 있다는 사실로부터 시계열 신호의 해석분야에서 매우 유용한 수학적 도구가 되었다. 그러나 푸리에 변환은 신호의 스펙트럼 성분에 관한 정보를 주파수축 상에서만 표현할 수 있고, 시간축 상에서는 불가능하다는 큰 단점을 가지고 있을 뿐만 아니라, 음성신호와 같은 비정상(Non-stationary)신호에 대하여 스펙트럼 중첩과 주파수 변화특성을 효과적으로 해석하지 못한다. 여기서 비정상신호는 시간에 따라 신호의 중심주파수와 같은 물리적 특성이 변화하는 신호를 의미한다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 창함수를 푸리에 변환과 결합시켜 창함수의 주파수에 해당하는 성분을 추출하여 '시간-주파수' 공간으로 신호의 특성을 표현하는 국소 푸리에변환(Short Time Fourier Transform)과 가버(Gabor) 변환, 위그너-빌(Wigner-Ville) 변환법 등이 제안되었다. 이 기법들은 비정상신호에 대하여 '시간-주파수'영역에서 해석할 수 있지만 해석에서 있어서 같은 크기의 창(Window)을 해석하는 신호의 전 영역에서 적용하여야 하고 분리해내고자 하는 주파수에 따라 창함수의 크기를 다르게 설정하여야 하는 단점을 가지고 있다[5-7].

반면에 웨이브렛 변환은 비정상신호에 대해서도 양호한 주파수 분해능을 가질 뿐만 아니라 고주파 대역에서는 폭이 좁은 웨이브렛을, 저주파 대역에서는 폭이 넓은 웨이브렛을 사용함으로써 부분적인 주파수 성분을 효과적으로 추출할 수 있다.

웨이브렛 모함수(mother function) $\psi(t)$ 로부터

압축계수 'a'와 전이계수 'b'를 변화시켜 구해지는 웨이브렛 패밀리(웨이브렛 집합)은 식(1)와 같이 나타낼 수 있다[8].

$$\psi_{b,a}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), a, b \in \mathbb{R} \quad (1)$$

여기서 a는 신호의 파장과 같은 개념으로서 주파수의 역수에 해당하는 스케일(Scale)로서 $a > 0$ 의 조건을 만족하며 압축계수라고 한다. 그리고 파라메타 b는 웨이브렛의 시간 축상에서의 전이(Translation)를 나타내는 전이계수이다.

그리고 시계열 신호 $f(t)$ 에 대한 연속 웨이브렛 변환함수 $W^f(b,a)$ 를 식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$W^f(b,a) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (2)$$

단, ψ^* 는 웨이브렛 모함수 ψ 의 공액복소수

위의 식에서 우항은 신호 $f(t)$ 와 웨이브렛 패밀리의 내적을 적분한 것이다.

여기서 웨이브렛이 복소수의 형식으로 표현될 경우, 웨이브렛 변환을 통하여 모듈(Module)과 페이즈(Phase)를 구할 수 있다. 모듈과 페이즈는 푸리에 변환의 진폭스펙트럼과 위상스펙트럼에 해당한다. 모듈은 신호의 실제 성분을 분석하는 공간으로서, 각 주파수 성분에 해당하는 신호 에너지가 시간영역에서 분포되어 있는 양상을 보여준다. 즉 웨이브렛의 스케일과 신호의 스케일이 일치되거나 근접한 구간에서 최대값을 나타낸다. 그리고 웨이브렛 페이즈는 신호가 지닌 불연속점에서 위상변화가 크게 발생한다.

한편, 연속 웨이브렛 역변환을 가능하게 하는 허용가능 조건을 만족한다면, 연속 웨이브렛 역변환은 식(3)과 같이 정의될 수 있고, 그 허용가능 조건은 식(4)와 같다.

$$f(t) = \frac{1}{C_g} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{a}} W_{b,a}^f \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \frac{da db}{a^2} \quad (3)$$

$$C_g = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty, \quad (4)$$

단, $\Psi(\omega)$ 은 $\psi(t)$ 의 푸리에 변환

한편 본 연구에서는 웨이브렛 모함수로 J. Morlet에 제안된 모를렛 웨이브렛을 선정하였다. 모를렛 웨이브렛은 시간과 주파수 영역에서 양호한 성분 분리특성을 가지고 있으며 복소수 함수이기 때문에 모듈과 페이즈 값을 연산할 수 있는 장점이 있다.

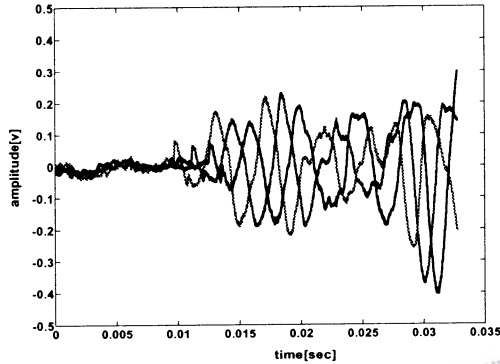


Fig. 1 Received sound signals by microphone array

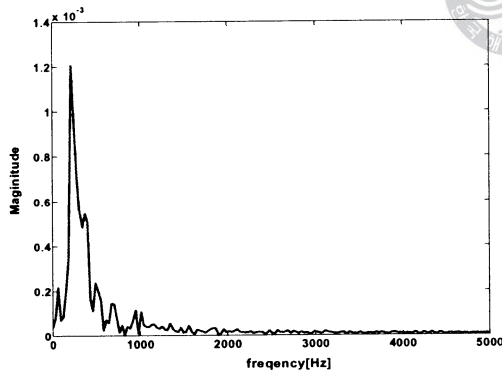


Fig. 2 Amplitude spectrum of the received sound signal

Fig. 1은 3개의 마이크로폰이 일직선상에 등간격으로 배치된 어레이를 통하여 동시에 수신한 3개의 신호를 파형을 나타낸 것으로서, 마이크로폰의 간격에 따라 신호음에 도달시간차가 발생하는 것을 알 수 있다.

이 신호는 디지털 신호처리를 위하여 AD변환기로 디지털화되었는데, 이 때 AD변환기의 샘플링주파수는 1.0MHz로 설정하였다. 그리고 Fig. 2는 수신된 음향신호에 대하여 푸리에변환을 통하

여 스펙트럼 분석을 한 것으로서 대부분의 신호 에너지가 1.0kHz 이하에 존재함을 알 수 있다.

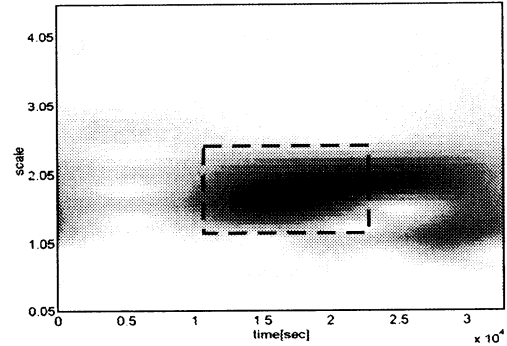


Fig. 3 Module of wavelet

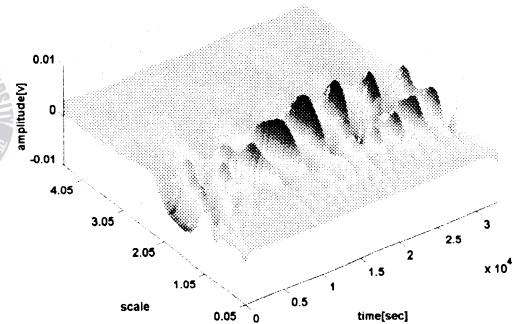


Fig. 4 Wavelet plan obtained by inverse discrete wavelet transform

Fig. 3은 모를렛 웨이브렛을 모함수로하여 신호음 데이터를 웨이브렛 변환시켜 얻어진 모듈을 나타낸 것이다. 스케일 파라메타는 0.05에서 4.5의 범위내로 하였고, 이산화된 스케일의 총 개수는 100로 하였다. 이 그림에서 검정색 선으로 표시한 사각형 부분이 신호에서 비정상 현상이 두드러지게 나타나는 위치이고, 특히 이 변환된 신호의 뒷부분에서는 크게 두 개의 스케일 대역으로 에너지가 분리됨을 알 수 있다. Fig. 4는 Fig. 3의 모듈에 대하여 이산 웨이브렛 역변환하여 얻어진 결과를 나타낸 것으로서, 각 스케일에 해당하는 신호 파형의 변화에 관한 중요한 분석이 가능하도록 하는 웨이브렛 플랜이다. 그리고 시계열 신호의 복원은 웨이브렛 플랜에서 실수부를 전체 스케일에

걸쳐 적분함으로써 실현할 수 있다.

3. 디지털필터의 설계

3.1 시간-스케일 필터

시간-스케일 필터링은 방형(rectangular) 창함수와 웨이브렛 플랜과의 내적(inner product)으로 구현될 수 있다. 따라서 웨이브렛 플랜은 사각 방형 창함수로 설정된 영역에서만 에너지를 가지게 된다. 여기서, 방형 창함수는 식(5)로 나타낼 수 있다.

$$w_{ij}(b, a) = \begin{cases} 1 & \begin{cases} a_1 \leq i \leq a_2 \\ b_1 \leq j \leq b_2 \end{cases} \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (5)$$

위 식에서 a_1 과 a_2 는 스케일 축상에서의 통과 대역을 의미하고, b_1 과 b_2 는 시간영역에서의 신호 에너지가 정의되는 범위를 나타내는 파라메타이다.

그리고 시간-스케일 필터링 함수는 식(6)과 같이 나타낼 수 있으며, 이것은 시간과 주파수 영역에서 동시에 시계열 신호에 대하여 필터링처리를 수행할 수 있다는 것을 의미한다.

$$f_{ij}(t) = \sum_{a=a_1}^{a_2} w_{ij}(b, a) \cdot W^f(b, a)^{-1} \quad (6)$$

Fig. 5는 Fig. 1에서의 신호음에 대하여 시간-스케일필터를 통하여 필터링된 파형을 나타낸 것이다. 이 그림에서 우리는 원신호에서는 신호의

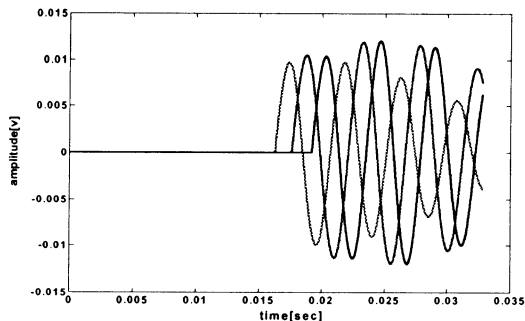


Fig. 5 Filtered the Fig. 1 sound signals using time-scale filter

뒷 부분이 노이즈 또는 간섭 등과 같은 원인으로 심하게 왜곡되었지만 시간-스케일 필터를 통하여 원신호에 근사하게 복원할 수 있음을 알 수 있다.

3.2 FIR필터와 IIR필터의 설계

본 연구에서는 시간-스케일 필터링 기법이 기존의 디지털필터를 이용하는 방법보다 신호음에 대한 도달시간차를 정확하게 측정할 수 있는지를 검증하기 위하여 두 개의 디지털 필터를 설계하였다. 첫 번째는 비재귀형 저역통과필터이고 두 번째는 재귀형 저역통과필터이다.

일반적으로 비재귀형필터는 직선위상특성을 시간영역에서 정확하게 실현할 수 있기 때문에 위상에 왜곡이 없이 필터링 처리 될 수 있다. 그러나 이것은 주파수 영역에서 급격한 감쇠특성을 실현하기 위해서는 높은 차수로 필터를 설계되어야 하고 이것은 연산량의 증가를 가져오는 단점을 가지고 있다. 그리고 재귀형필터의 경우는 적은 차수로도 급격한 차단특성을 실현할 수 있지만, 직선 위상특성을 완전하게 실현할 수 없다[9].

먼저, 비재귀형필터의 경우는 필터계수의 계산이 용이하고, 전이역(Transition width)과 저지역 설정이 유연한 카이저(Kaiser) 창을 기본 모델로 저역통과필터를 구현하였다. 이 필터의 통과역 끝단주파수를 신호음의 발신주파수인 230Hz보다 높은 250Hz로 하였고, 저지역 끝단주파수 2.1kHz로 설정하였다. 그리고 통과역 맥동은 1.0dB로, 저지역 감쇠량은 25dB로 설정하였다. Fig. 6은 이 필터의 주파수 응답을 나타낸 것으로서 필터의 차수는 191차이다.

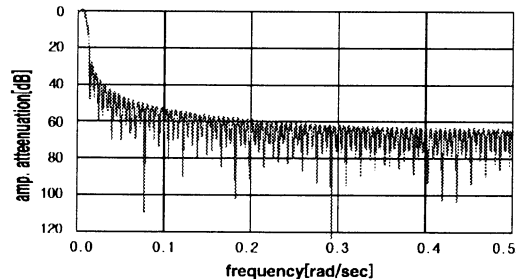


Fig. 6 Frequency response of FIR LPF(normalized frequency scale)

한편, 재귀형필터는 통과역에서 맥동이 없고 저지역에 맥동이 있는 필터로서, 낮은 필터차수로 높은 차단특성을 실현할 수 있는 역체브체프 저역통과필터를 설계하였다. 이 필터의 통과역 끝단주파수와 저지역 끝단주파수는 각각 250Hz와 650Hz로 설정하였다. 또한, 통과역의 맥동은 0.1dB로 저지역의 감쇠량은 40dB로 하였으며, 필터의 차수는 4차이다. Fig. 7은 이 필터의 주파수응답을 나타낸 것이며, 필터의 차수는 4차이다.

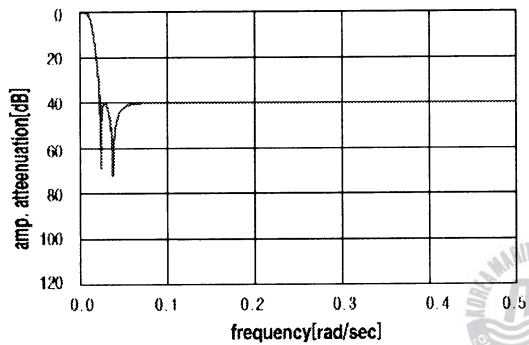


Fig. 7 Frequency response of IIR LPF(normalized frequency scale)

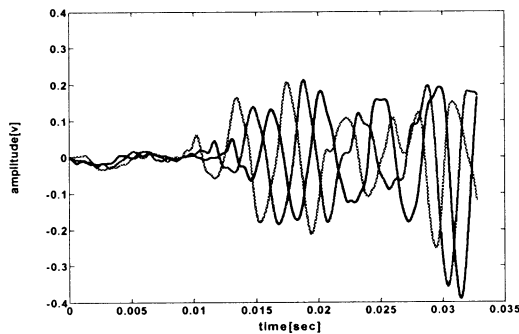


Fig. 8 Filtered signals by FIR LPF

Fig. 8과 Fig. 9는 비재귀형 저역통과필터와 재귀형 저역통과필터로 Fig. 1의 신호를 필터링한 파형을 나타낸 것이다. 비재귀형 필터의 경우 필터링 효과가 높지 않음을 알 수 있고, 재귀형의 경우는 고주파 잡음성분이 크게 감소하였고 파형의 평활화에도 효과가 높음을 알 수 있다. 그러나 신호의 뒷 부분에서의 파형 왜곡 현상은 계속 남

아 있다.

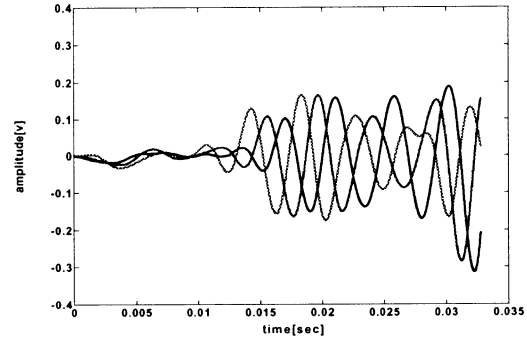


Fig. 9 Filtered signals by IIR LPF

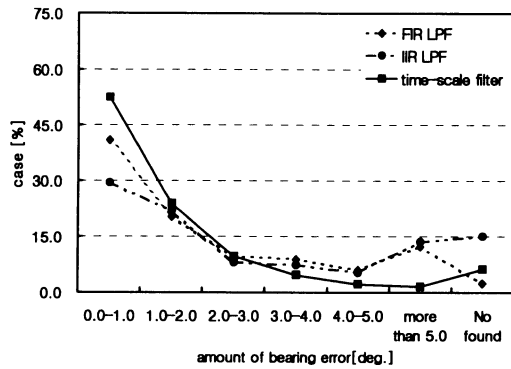
4. 실험 및 평가

4.1 실험방법

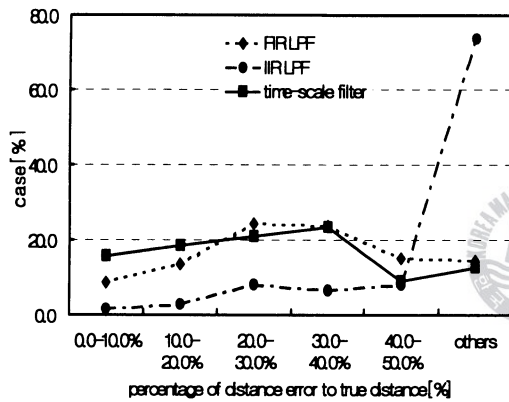
본 연구에서 실험은 신호음원으로부터 수신부까지의 거리를 충분히 크게 하기 위하여 길이가 약 30m, 폭이 약 15m, 높이가 약 10m인 건물의 실내에서 수행하였다. 마이크로폰 어레이에서 신호음원까지의 거리는 9.53m와 11.75m로 두었고, 방위는 $10^{\circ} \pm 5^{\circ}$ 간격으로 $-90^{\circ} \sim +90^{\circ}$ 의 범위에서 랜덤하게 설정하였다. 실험은 같은 음원위치에서 15회 측정하였다.

4.2 방위측정 실험결과

Fig. 10은 동일한 신호음원 위치에서 수신한 데이터 대하여 각각의 필터링 기법으로 신호처리 한 후 측정된 방위 결과를 나타낸 것으로서, 측정된 방위의 오차량 범위 내에서 측정된 회수를 전체 측정회수에 대한 백분율로 나타낸 것이다. 가로축은 방위 오차량이고 세로축은 측정된 회수의 비율이다. 방위오차 1.0° 미만인 경우 시간-스케일필터를 이용한 기법이 재귀형 저역통과필터와 비재귀형 저역통과필터로 신호처리 하는 경우보다 약 10%~20% 높게 측정율을 보이고 있다. 시간-스케일필터를 적용할 경우 고정도의 방위측정이 가능함을 알 수 있었다.



(a) distance 9.53m



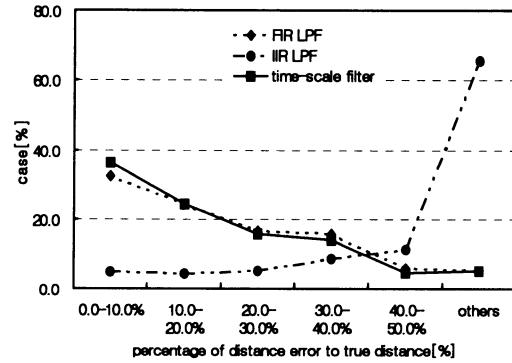
(b) distance 11.75m

Fig. 10 Result of distance measurement according to each filtering method

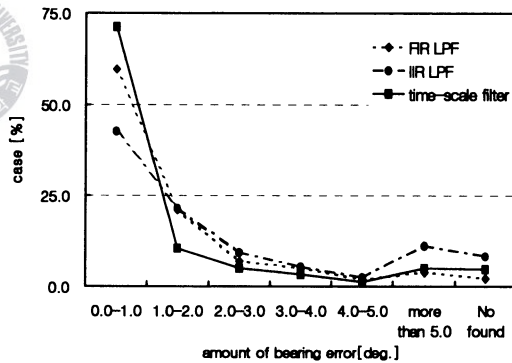
4.3 거리측정 실험결과

Fig. 11은 측정된 거리의 오차율에서 측정된 회수를 전체 측정회수에 대한 백분율로 나타낸 것이다. 가로축은 거리 오차율이고, 세로축은 측정된 회수의 비율이다. 거리측정 실험에서는 $-40^{\circ} \sim +40^{\circ}$ 의 범위에서 측정한 데이터만을 선택하였다. 이 범위를 제외한 측정영역에서는 도달시간차가 거의 없거나 같기 때문에 측정되는 거리의 오차가 매우 크거나 연산이 되지 않는 경우가 있었기 때문이다. 이러한 양상은 앞서 제안한 논문의 컴퓨터 시뮬레이션과 일치하고 있다. 신호음원의 거리측정에서도 시간-스케일 필터링 기법이 거리 측정 성능이 가장 좋았으며, 비재귀형 저역통과필터가

그 다음으로 양호하였다. 여기서, 재귀형 저역통과필터로 필터링하는 기법은 정도가 가장 낮을 뿐만 아니라 연산이 되지 않거나 과도한 오차를 가지는 경우가 전체의 약 66%를 차지하고 있기 때문에 거리 측정에는 적합하지 않은 것을 알 수 있다.



(a) distance 9.53m



(b) distance 11.75m

Fig. 11 Result of bearing measurement according to each filtering method

실험결과 비재귀형필터는 직선위상특성이 양호하기 때문에 도달시간차 측정 시스템에 대하여 효율적인 기법이라 할 수 있다. 그러나 측정 분해능을 높이기 위해서 AD변환기의 샘플링주파수를 크게 하면 신호음이 70~700Hz의 저주파 대역에 중심주파수가 있기 때문에 매우 큰 차수의 필터가 요구되어 그 적용에 제약이 따르는 것을 알 수 있었다. 또한, 재귀형필터의 경우는 적은 차수로 효율적인 잡음 차단 특성을 구현할 수 있지만 비선형적 위상특성이 있기 때문에 정확한 도달시간차

의 측정이 요구되는 본 시스템에는 적합하지 않았다. 그러나 웨이브렛 해석에 근거한 시간-스케일 필터는 웨이브렛의 특성상 비재귀형필터의 직선 위상특성과 재귀형필터의 급격한 차단특성을 동시에 실현할 수 있기 때문에 신호음원의 위치추정 시스템에 적합한 신호처리임을 확인하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 신호음에 포함된 잡음을 제거하고, 정확한 도달시간차를 검출할 수 있는 기법으로 모를렛 웨이브렛 역변환을 시간-스케일 필터로 데이터를 신호처리 하였다. 그리고 신호음원의 거리 및 상대방위를 측정하여, 비재귀형 저역통과 필터와 재귀형 저역통과필터로 신호처리한 측정결과와 그 정도를 비교 분석하였다. 실험결과 시간-스케일 필터의 측정성능이 우수함을 확인하였고, 웨이브렛 변환 기법을 통하여 비재귀형 필터의 위상특성과 재귀형 필터의 급격한 차단특성을 동시에 구현함으로써 신호음간의 정확한 도달 시간차 측정 성능을 개선하여 양호한 기적음 신호처리가 가능함을 입증하였다.

차후의 연구과제로서, 실수형 웨이브렛 등 다양한 웨이브렛 해석법을 적용함으로써 기적음을 취명하는 타 선박의 상대적 위치를 고정도(高精度)로 측정할 수 있는 최적의 신호처리 기법을 개발하고, 이를 근거로 한 계측장치의 보완과 현장실험을 통하여 본 시스템을 정량적으로 평가할 필요가 있다.

참고문헌

- [1] 박용섭, “해상교통법론”, 형설출판사, pp. 695-735, 1992
- [2] 구자윤, “새로운 항해장비의 국제적 동향과 IMO 탑재 요건”, 한국항해학회지, 제24권 4호, pp.319-329, 2000
- [3] 문성배, 전승환, “2차원적 음원추적에 관한 연구Ⅲ”, 한국항해학회지, 제24권 5호, pp. 443-450, 2000
- [4] 문성배, 전승환, “2차원적 음원추적에 관한 연구Ⅳ”, 한국항해학회지, 제25권 4호, pp. 371-379, 2001
- [5] Daubenchies, I., Where Do Wavelet Come From?, Proceedings of the IEEE, Vol. 84, No. 4, pp.510-513, 1996
- [6] Meyer, Y., Wavelet, Application and Algorithms, Siam, 1993
- [7] 이승훈, 윤동환, “알기쉬운 웨이브렛 변환”, 진한도서, pp.8-13, 2002
- [8] Rioul, O., Vetterli, M., Wavelet and Signal Processing, IEEE SP Magazine, Vol.8, No.4, pp.14-38, 1996
- [9] Ifeakor E. C., Jervis, W. J., Digital signal processing, Addison-Wesley, pp. 278-490, 1993

