

# 해수에서 물체 탐지를 위한 적응 필터의 이용에 관한 연구

## Detection of Underwater Target Using Adaptive Filter

오 종 택\*, 권 성 재\*, 박 송 배\*

(Jong Taik Oh, Sung Jai Kwon, Song Bai Park)

### 요 약

초음파에 의한 해중 물체 검출은 클러터, 반향, 시간과 장소에 따른 해수 특성의 변화 등의 예측할 수 없는 잡음 간섭 때문에 여러가지 어려움이 따른다. 정합 필터는 백색 잡음이 더해진 경우에만 최적이므로 정합 필터를 사용한 기존 SONAR 시스템의 SNR (신호 전력 대 잡음 전력 비)과 거리 분해능은 좋지 않다. 더구나 감쇠에 따라 검출 가능 레벨이 변화하므로 검출 오류가 발생할 수 있다.

본 논문에서는 적응 필터를 사용하여 예측할 수 없는 간섭들을 보상하였다. 이 필터는 반사 신호를 가지고 채널의 임펄스 응답을 순환적으로 추정한다. 잡음이 적은 환경에서는 추정된 임펄스 응답이 실제의 것에 가까우므로 거리 분해능이 좋고 정합 필터는 검출용으로 쓰인다. 또한 별도의 부가적인 장비없이도 검출 레벨이 변하지 않는다. 시뮬레이션을 통해 좋은 결과를 얻을 수 있었고 적응 필터의 파라미터의 변화에 따른 필터 특성을 구했다.

### ABSTRACT

Detection of an underwater target by acoustic wave raises various difficulties due to unpredictable noise interference which originates from clutter, reverberation, and variations of medium characteristics with time and location.

The SNR and the range resolution of conventional SONAR systems using a matched filter are generally poor, since the latter is optimum only in the additive white noise case. Furthermore, it cannot compensate for variations of the detection level which are responsible for the resultant detection errors.

In this paper, the unpredictable interferences are compensated for by using an adaptive filter. It recursively estimates the channel impulse response based on the received echo signal. In the low noise environments, the estimated impulse response is close to the true one, providing a good range resolution, and a matched filter is used subsequently for the purpose of detection. It is shown through computer simulation that good performance can be achieved via the two steps of filtering. Also, the detection level remains unchanged without any additional provisions. Finally, we present the characteristics of the employed adaptive filter parameters.

I. 서 론

SONAR는 sound navigation and ranging의 약자로서 바닷속에 있는 물체의 존재나 위치, 상태를 수중 음파를 사용하여 측정하는 장비나 방법을 말한다.

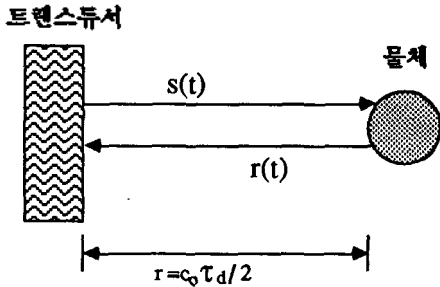


그림 1-1. 에코 레인징 시스템.

그림 1-1은 수중에서 트랜스듀서를 통해 음파를 발사하고 반사된 신호를 처리하여 물체의 위치를 찾는 과정을 설명한 것이다.

물의 종류나 온도, 장소, 깊이, 시간 등에 따라 수중에서 음파의 전파 속도가 달라지는데 보통 1초에 1500m의 속도로 진행한다. 거리 r 만큼 떨어진 물체에 음파를 발사했을 때 반사된 신호가 돌아오는데 걸리는 시간은  $2r/1500$ 이다. 따라서 신호를 발사한 후 반사되어 돌아오기까지의 시간을 측정하여 물체와의 거리를 측정할 수 있다.

음파는 해수 속을 전파하면서 해수면과 해저면 등에 반사되며 해수 특성의 비균질성 때문에 전파 경로 또한 일정하지 않다. 이러한 현상을 반향(reverberation)이라 하며 반향 때문에 반사되어 돌아온 신호 자체에 변형이 생긴다.

기존의 방법은 정합 필터의 बैं크를 써서 물체를 탐지하였다. 그런데 정합 필터란 단지 잡음이 신호에 더해졌을 때 SNR을 최대로 하는 것이므로 반향이 있을 때는 결과가 좋지 않다. 따라서 본 논문에서는 적응 필터를 써서 변형된 신호를 보상하여주고 그 과정에서 해수의 특성 또한 알아낼 수 있으며 뒤에 정합 필터로써 검출하는 방법을 제안한다.

실제 실험을 통해 얻은 자료를 사용하면 좋겠지만 실험의 어려움때문에 여러가지 실험 논문을 참조하

여 해수의 특성을 이해하고 그에 따른 모델을 정립하였다. 해수의 특성은 시간에 따라 또 장소에 따라 많이 달라지므로 본 논문에서 사용한 모델은 하나의 예로 생각할 수 있다.

신호의 에너지가 클수록 SNR이 커진다. 그러나 신호의 순간 최대전력이 크면 트랜스듀서가 손상되든지 또는 수중에 제대로 전달되지 않으며 그와 반대로 신호의 길이를 길게하면 물체의 분해능이 저하된다. 따라서 발사하는 파형을 잘 선택하여야 하는데 거리의 분해능은 신호의 대역폭이나 파형에 관계된다. 따라서 pulsed continuous wave를 발사할 때와 chirp (linear FM)을 사용했을 경우에 대해서도 시뮬레이션을 하였다.

II. 정합 필터를 통한 거리 측정

정합 필터는 백색 잡음이 신호에 더해졌을 때 어떤 시간  $t_0$ 에서 SNR를 최대로 만드는 필터이다. SONAR 시스템에서 정합 필터를 사용하여 거리를 측정하기 위해 그림 2-1의 정합 필터 बैं크가 사용된다.

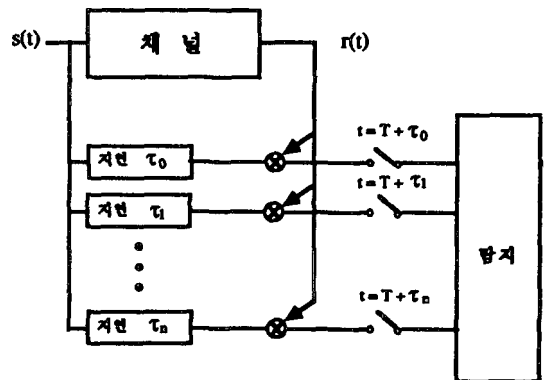


그림 2-1. 정합 필터를 이용한 에코 레인징 시스템[4].

여기서 상관기와 샘플러를 사용하여 정합 필터 बैं크를 구성하였으며 반사된 신호의 지연량에 따라 정합 필터의 बैं크중 하나에서 최대값이 얻어진다.

그림 2-2에서  $s(t)$ 를 발사한 후 반사된 신호  $r(t)$ 가  $\tau_1$ 만큼 시간 지연이 되어 돌아온다.  $r(t)$ 는  $s(t-\tau_1)$ 에 가장 유사할 것이므로 정합 필터 बैं크 중  $\tau_1$ 의 가지(branch)에서 최대값이 나온다. 따라서

물체와의 거리는  $r = \tau_1 C_0 / 2$ 이다. ( $C_0$ : 수중에서 음파의 전파속도)

이런 시스템은 최대측정거리( $r_n = \tau_n C_0 / 2$ )를  $n$ 개의 구간으로 나눈 것이므로 결국 거리의 분해능도( $\tau_1 - \tau_{n-1}$ )  $C_0$ 로 제한 된다.

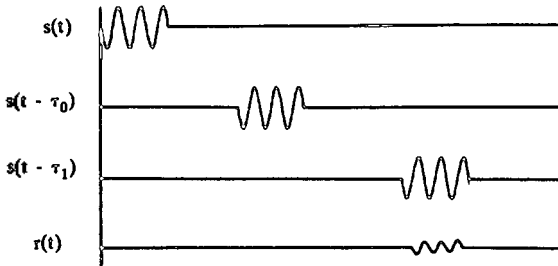


그림 2-2. 시간 영역에서 본 에코 레인지 시스템.

수중에서 음파가 진행할 때 거리에 따라 감쇠가 커질 뿐만 아니라 신호의 주파수에 따라서도 감쇠가 증가한다. 이런 요인들 때문에 그림 2-1의 시스템에서 오류가 발생할 수 있다. 따라서 거리와 주파수에 따른 감쇠를 보상하여 주면 검출 오류가 적어진다.

### III. 해수의 모델

이 절에서는 과거에 발표된 논문을 인용하여 시뮬레이션을 하기위한 해수의 모델을 설정한다. 음파는 전파 거리에 따라 감쇠되며 주파수가 높을수록 손실도 커진다. 해수의 온도가 14°C일 때 음파의 감쇠를  $\alpha_s$ , 주파수를  $f$ 로 표시하면 다음 식이 성립한다.<sup>11)</sup>

$$\alpha_s = 268.68 \times 10^{-9} f^2 + \frac{78.87 \times 10^{-3} f^2}{f^2 + 12.32 \times 10^{-3}} + \frac{148.04 \times 10^{-6} f^2}{f^2 + 1.522} \quad (\text{dB/kHz}) \quad (3-1)$$

어떤 시스템에서 그 주파수 응답의 크기를 알면 그것에 맞는 최소 위상 모델을 구해 낼 수 있다.<sup>12)</sup>

그러나 해수는 액체 매질로서 그 특성이 장소나 시간, 깊이 등에 따라 매우 불규칙적으로 바뀐다. 해수 속을 전파하는 음파의 크기와 위상의 변동요인은 여러가지 있다.

#### 1. 온 도

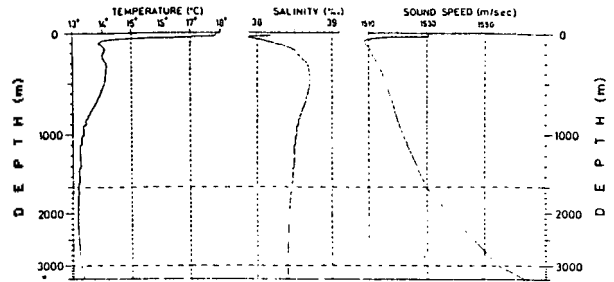


그림 3-1. 해수에서의 깊이에 따른 온도, 염분, 전파 속도의 변화.[7]

그림 3-1은 실제 바다에서 측정된 값들인데 표면 근처에서는 매우 급격하게 특성이 변화함을 알 수 있다.

그림 3-2는 SVP (sound velocity profile)에 따른 음파의 전파 경로를 표시한 것인데 서로 다른 경로를 통해 전파된 음파가 수신됨을 보인다. 이런 다중 경로에 따른 전파가 신호의 크기와 위상에 동요를 일으킨다. 특히 이런 영향때문에 반사되어 돌아온 신호의 길이가 발사한 신호의 길이보다 길어진다.

#### 2. 굴곡이 심한 해지면

전파 신호는 주파수가 클수록 해저면의 굴곡의 영향을 더욱 심하게 받는다. 또한 해저의 지형은 장소에 따라 다르고 여러번 해저면에 부딪힐 경우 위상의 동요의 양은 가우시안 분포로 가정할 수 있다.<sup>13)</sup>

#### 3. 파 도

파고가 커질수록 위상의 동요가 커진다. 실제로 해상에서의 파고는 보통 2~3m를 넘으므로 수 kHz 정도에 해당하는 파장을 여러개 포함한다.

#### 4. 해류에 의한 영향

#### 5. 트랜스듀서와 표적의 움직임에 의한 영향

이 외에도 수중 생물에 의한 반향이나 성질이 다른 얇은 해수층때문에 음파가 전파하는 동안 변형된다. 이런 이유로 주파수가 증가함에 따라 신호의 크기는 빨리 동요됨을 볼 수 있고 위상의 경우도 불규칙성이 증가함을 알 수 있다. 즉 주파수가 커짐에 따라 크기와 위상의 동요가 선형적으로 증가한다.<sup>14)</sup>

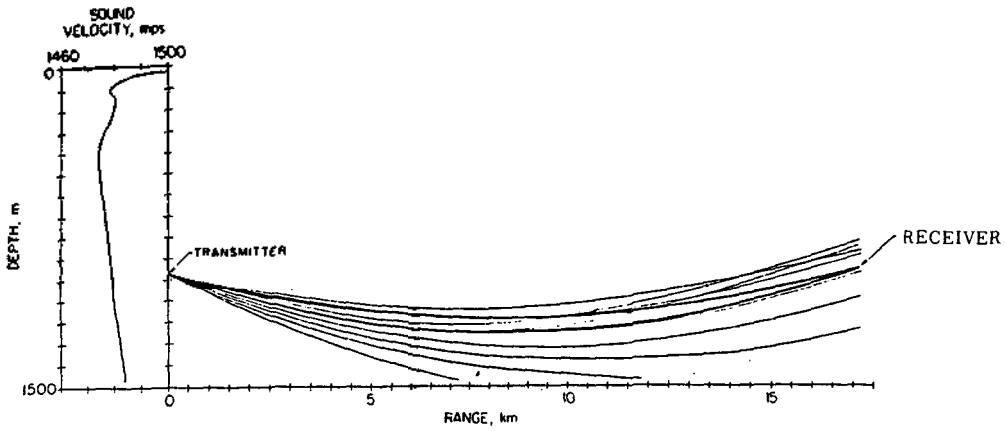


그림 3-2. SVP에 따른 다중 경로 [9]

이제까지 신호의 크기와 위상을 동요시키는 많은 요인들을 살펴 보았고 시뮬레이션을 하기위한 해수의 모델링을 다음과 같이 선정하였다.

$z = 0$

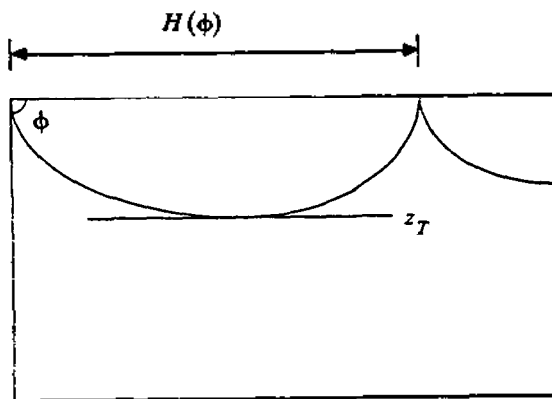
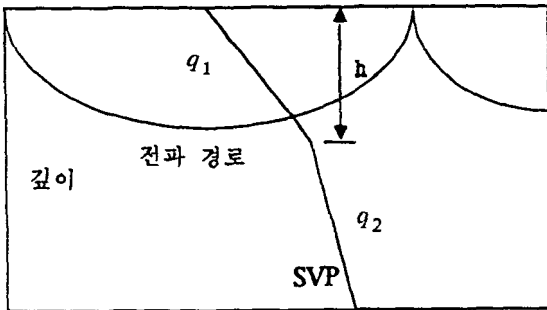


그림 3-1. 시뮬레이션을 위한 모델.

그림 3-3 시뮬레이션을 하기위한 모델로서 수평축은 음파의 전파거리를 나타내고 수직축은 해수의 깊이를 나타낸다. 즉 해수의 표면에서 음파를 수평방향으로 발사하면 다중경로를 형성하면서 전파하는데 SVP의 기울기가 달라지는 깊이에서 반사를 하게된다. 깊이 h에서 반사된 음파는 다시 표면에서 반사를 하며 수평방향으로 전파한다.

그림 3-3의 환경에서 해수 속을 전파하는 음파의 군속도 ( $\frac{1}{u}$ )는 식 3-2과 같다.<sup>(6)</sup>

$$\frac{1}{u} = - \frac{d\phi}{d\omega} = \frac{\cos\phi}{C_0} + \frac{2\theta(z_T, \phi)}{\omega H(\phi)} \quad (3-2)$$

- z: 깊이
- $q_1, q_2$ : SVP의 기울기
- h: SVP의 기울기가 달라지는 깊이
- $\phi$ : 전파 경로가 수면과 이루는 각
- $z_T$ : 전파 경로가 휘어지는 깊이
- $H(\phi)$ : 전파 경로의 주기
- $c(z)$ : 깊이에 따른 음파의 전파 속도

$h < z_T$ 이면,

$$\theta_0(z, \phi) = \left(m + \frac{3}{4}\right) \pi - \frac{2\omega}{3C_0} - \frac{[N_2^2(z) - \cos^2\phi]^2}{Q_2^{eff}}$$

(3-3)

$$H(\phi) = 2 \frac{c_m}{C_0} \int_{r_m(z, \phi)} \frac{\cos \phi}{r_m(z, \phi)} dz \quad (3-4)$$

$$r_m(z, \cos \phi) = \frac{c_m}{C_0} [N^2(z) - \cos^2 \phi]^{1/2} \quad (3-5)$$

$$N^2(z) = c_0^2 / c^2(z) = 1 - \alpha z^2 \quad (3-6)$$

$$\alpha_2^{eff} = \alpha_2 \frac{1 - \alpha_1 h}{1 - \alpha_2 h} \quad (3-7)$$

위의 수식에 적당한 값들을 대입하여 군속도를 구한 후  $\omega$ 에 대해 적분하면 위상을 구할 수 있다.

$$h = 300m, z_T = 400m$$

$$\alpha_1 = 0.97 \times 10^{-4} / m, \alpha_2 = 1.96 \times 10^{-5} / m$$

$$C_0 = 1500m/s \text{ 일 때,}$$

$$\begin{aligned} \phi(\omega, m) = - \int_{\omega}^{\omega} \frac{1}{v} d\omega = -(305 \times 10^{-6} \times m - 2) \log \omega \\ - 471 \times 10^{-6} \omega + \phi_0 \end{aligned} \quad (3-8)$$

여기서  $m$ 은 모우드 번호이고  $\phi(\omega)$ 는 여러개의 모우드에 대해 더한 값이다.

$$\Phi(\omega) = \sum_{m=1}^{\infty} \phi(\omega, m) \quad (3-9)$$

위에 시뮬레이션한 것을 보면 식(3-9)의 모델은 주파수에 대해 거의 선형 위상임을 알 수 있다.

해수의 전달함수를 다음과 같이 모델링 한다. 시간 영역에서 신호의 크기가 변하는 것은 무시하고 식(3-1)에 의한 감쇠와 거리에 의한 감쇠만을 고려하였다. 또한 위상은 식(3-9)에 의한 위상 모델에 가우시안 분포를 갖는 임의의 위상 성분을 더하였다. 이것은 앞 절에서 지적했듯이 여러 영향으로 위상의 동요가 일어나므로 이것들이 더해져 central limit theorem에 의한 가우시안 분포를 따르는 것이다. 가우시안 분포의 표준 편차를  $\sigma_p$ 라 할 때  $\sigma_p$ 는 바다 상태의 거칠은 정도에 비례한다.

#### IV. 적응 필터를 사용한 왜곡 보상 시스템

본 논문에서는 적응 필터 알고리즘 중에서도

recursive least squares (RLS) 알고리즘을 사용하였다. RLS는 LMS(Least Mean Squares)보다 수렴 속도가 빠르다. 그러나 RLS의 경우 탭의 개수가  $M$ 개라면 매번 계산량은  $M^2$ 의 상수배가 된다.

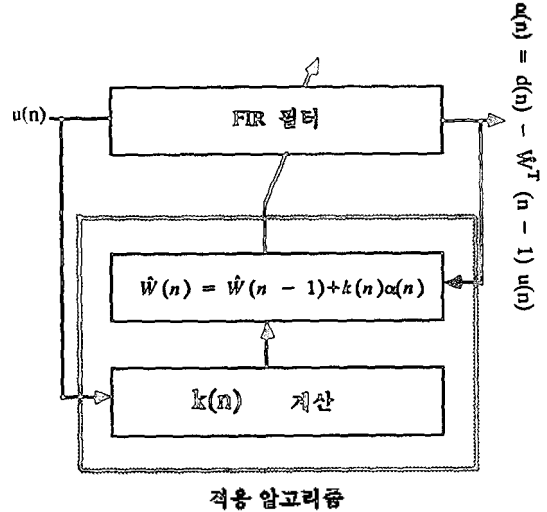


그림 4-1. 적응 RLS 필터 [6]

그림 4-1은 RLS 적응 필터의 기본 구조이다. 그리고 식(4-1), (4-2)는 필터의 탭계수인  $W$ 를 구하는데 필요한 입력 데이터 공분산 행렬  $P(n)$ 과 칼만 이득 벡터  $k(n)$ 에 관한 식이다.<sup>(6)</sup>

$$P(n) = \lambda^{-1} \{ P(n-1) - k(n) u^T(n) P(n-1) \} \quad (4-1)$$

$$k(n) = \frac{p(n-1) u(n)}{\lambda + u^T(n) p(n-1) u(n)} \quad (4-2)$$

여기서  $\lambda$ 는 망각 계수 (forgetting factor)로서 과거의 데이터 보다는 현재의 데이터에 더 큰 가중치를 부여한다. RLS는 필터의 탭의 개수가  $M$ 개일 때 보통 약  $2M$ 번 만에 수렴한다.

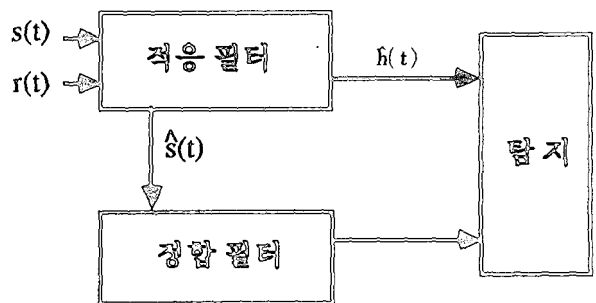


그림 4-2. 왜곡 보상 시스템.

그림 4-2는 적응 필터를 사용하여 채널의 임펄스 응답의 역함수인  $h^{-1}(t)$ 를 추정한다.  $h^{-1}(t)$ 로부터 발사한 신호  $s(t)$ 를 계산하여 정합 필터에 인가한다. 반사된 신호  $r(t)$ 는 식 4-3으로 나타낼 수 있다.

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (4-3)$$

$n(t)$  : 백색 잡음

잡음의 크기가 충분히 작을 때 추정된 신호  $\hat{s}(t)$ 는

$$\hat{s}(t) = r(t) * h^{-1}(t) \quad (4-4)$$

$$= s(t) * h(t) * h^{-1}(t) + n(t) * h^{-1}(t)$$

정합 필터는 백색 잡음일 때 최적의 필터가 된다. 그러나 식 (4-4)의 경우 백색 잡음이 아니므로 프리화이트닝 필터를 추가해야 하지만  $H^{-1}(\omega)$ 의 대역폭이 넓으므로 그 영향을 무시한다. 이 때의 최대 SNR은 다음과 같다.

$$SNR = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) m(t_1 - \tau) d\tau \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E [ n_e(\tau) n_e(\sigma) ] m(t_1 - \tau) m(t_1 - \sigma) d\tau d\sigma}$$

$$= \frac{\frac{1}{2\pi} \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) M(\omega) e^{j\omega t_1} d\omega \right|^2}{N_1 \int_{-\infty}^{\infty} |M(\omega)|^2 d\omega} \quad (4-5)$$

$M(\omega) = S^*(\omega) e^{-j\omega t_1}$  이므로

$$SNR = \frac{\frac{1}{2\pi} \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) S^*(\omega) d\omega \right|^2}{N_1 \int_{-\infty}^{\infty} |S^*(\omega)|^2 d\omega}$$

$$= \frac{1}{N_1} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \quad (4-6)$$

이 때  $n_e(t) = n(t) * h^{-1}(t)$ 이고 식(4-4)에서  $n_e(\tau)$ 와  $n_e(\sigma)$ 는 각각 대역폭이 충분히 넓어서  $\tau = \sigma$ 일 때만 상관 계수가 0이 아니라고 간주한다. 또  $N_1$ 은  $n_e(t)$ 의 전력이다.

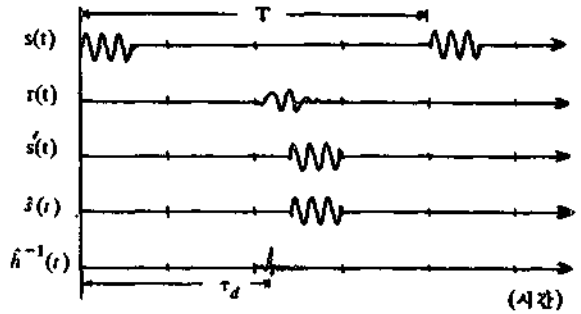


그림 4-3. 보상 시스템의 각 부분에서 본 시간 응답.

그림 4-3는 역추정으로 반사 신호를 보상하는 경우 각 단계에서의 시간 관계를 나타낸 것이다. 신호  $s(t)$ 를 주기  $T$  간격으로 발사했을 때 반사되어 돌아온 신호인  $r(t)$ 를 보여주고 있다.  $r(t)$ 는 시간축으로 많이 퍼져있고 잡음이 더해져 있어 정확히 어느 시간에서 반사되었는지 알 수 없다. 적응 필터를 사용해서  $r(t)$ 로부터  $\hat{s}(t)$ 로 추정하는데 causality를 고려하여  $\hat{s}(t)$ 는 구간의 뒤쪽에 위치한다. 여기서 구간을 나누는 것은 앞의 2장에서와 같이 구간별로 처리하기 때문이다. 추정이 끝나면  $\hat{s}(t)$ 와  $h^{-1}(t)$ 를 얻을 수 있는데  $h^{-1}$ 는  $r(t)$ 와  $s(t)$ 의 시간 간격  $\tau_d$ 만큼 지연되어 최대값이 나타난다. 결과적으로 적응 필터를 사용함으로써 감쇠된 것을 보상해 줄 수 있을뿐만 아니라  $h^{-1}(t)$ 를 사용하여 구간내에서의 지연을 알아낼 수 있으므로 거리분해능을 높일 수 있다. 또한  $\hat{s}(t)$ 를 정합 필터에 통과시킴으로써  $h^{-1}(t)$ 의 크기가 작을 경우 적응 필터의 단계에서 정확한 탐지를 못해도 뒷 단의 정합 필터에서 보상한 신호로 검출 하도록 하였다.

## V. 시뮬레이션 결과

### 1. 최소 위상 모델

그림 5-1은 해수의 주파수 응답을 나타낸 것이다. 감쇠 특성은 식 (3-1)을 이용하였고 그 것에 해당하는 최소 위상을 구했다. 이것을 시간 영역으로 바꾼것이 그림 5-2인데 거의 임펄스이다. 또한 그림 5-3은 chirp 신호를 최소 위상모델의 채널에 통과 시킬 때 채널의 임펄스 응답을 추정하는 과정이다.  $h_i$ 는 채널의 임펄스 응답의  $i$ 번째 값이고  $h_1$ 는

적응 필터의  $i$ 번째 탭의 계수이다. 즉 실제값과 추정값의 차이를 표시한 것이다.

2. Pulsed continuous wave의 경우

그림 5-4부터 그림 5-10까지는 중심주파수가 10kHz인 pulsed CW를 발사했을때 2 km 떨어진 물체에서 반사되어 돌아온 신호를 가지고 신호처리한 과정을 그린 그림이다.

그림 5-4는 더해지는 가우시안 성분의 표준 편차  $\sigma_p$ 가 0.5일 때 주파수 영역에서 본 위상 특성이다.  $\sigma_p$ 가 0이면 거의 선형 특성을 갖는다. 또한 그림 5-5는 그림 5-1에서의 크기 특성과 그림 5-4의 위상 특성을 시간 영역으로 역 푸리에 변환한 채널의 임펄스 응답이다.

그림 5-6는 반사되어 돌아온 신호이며 그림 5-5의 임펄스 응답과 pulsed CW를 콘볼루션하여 만들었다. 이 때의 SNR은 80 dB로 잡음이 더해진 경우이다. 적응 필터의 탭의 갯수는 400개 이고  $\lambda=1.0$  일 때 그림 5-7이 역으로 추정된 값이다. 또한 그림 5-8은 임펄스 응답의 역합수를 추정한 것인데 채널의 임펄스 응답과 콘볼루션을 취하면 거의 임펄스의 형태로 나타난다.

그림 5-9과 10은 동일한 시간축으로 그린 것인데 매번 계산을 반복할 때마다 전체 제곱 오차가 감소함을 보인다. 그러나 5-18에서는 전체 제곱 오차와 상관없이 각 탭의 계수는 수렴하는 성질을 발견할 수 있다. 또한 잡음 성분이 클때는 각 탭의 계수 추정에 상당한 오차가 있다. 이 현상은 잡음 또한 채널의 특성으로 간주하기 때문이다.

3. Chirp 신호의 경우

그림 5-11부터 그림 5-14까지는 주파수가 5kHz에서 15kHz까지 변하는 chirp 신호를 발사했을 때 2 km 떨어진 물체에서 반사된 신호를 시뮬레이션한 것이다. SNR은 80 dB이고  $\sigma_p$ 는 0.5이다.

그리고 그림 5-14는 각 탭의 계수가 수렴하는 것을 보여주고 있는데 pulsed CW의 경우와는 다르다. 즉 주파수가 계속 변화하며 입력되므로 연속적으로 수렴하게 된다.

4. 여러가지 매개변수에 대한 경우

그림 5-15는 Sun microsystem사의 Sun-3/160 c에서 RLS 알고리즘을 수행했을 경우 사용한 탭의 갯수에 따른 계산시간을 그린 것이다. 이론적으로 계산량은 탭의 갯수 M의 제곱에 비례하므로 그림에서 M에 대한 이차함수인 것으로 확인할 수 있다.

그림 5-16은 입력 자료를 ADC(analog to digital converter)로 양자화할 때 양자화 레벨의 갯수에 따른 전체 제곱 오차를 계산한 것이다. 비트수가 증가함에 따라 오차가 감소하며 chirp의 경우가 더 빨리 감소한다.

그림 5-17는 일정한  $\lambda(=1.0)$ 에 대해 탭의 갯수에 따른 전체 제곱 오차를 그린 것이다. 탭의 갯수가 증가함에 따라 오차가 줄어든다.

VI. 결 론

이제까지 SONAR 시스템에서 적응 필터를 사용하여 수중 물체를 탐지하는 방법을 설명하였다.

일정 주파수의 pulsed CW와 chirp 신호에 대해 시뮬레이션을 하였는데 채널(해수)의 상태가 거칠수록 반사되어 돌아오는 신호가 많이 변경되게 되므로 이럴수록 적응 필터의 효과를 더욱 뚜렷이 볼 수 있다. 정합 필터는 잡음에는 강하지만 신호 자체가 변형되면 좋은 효과를 기대할 수 없다. 따라서 적응 필터와 정합 필터를 함께 사용하여 서로 보완하도록 시스템을 구성하면 불규칙적인 상황에서도 좋은 결과를 얻는다. 이 결과는 해수와 같이 특성이 시간에 따라 계속 변하는 경우에는 더욱 유용하다. 그리고 적응 필터의 탭 갯수가 증가하면 전체 제곱 오차는 감소하지만 그와는 반대로 계산 시간은 이차함수적으로 증가한다. 채널의 임펄스 응답을 추정하는 과정은 사용하는 신호의 종류나 잡음의 크기, 채널의 특성에 따라 다르지만 적응 필터는 주어진 상황에서 최적으로 동작을 한다.

현재의 계산 속도로는 실시간 신호 처리를 하는 것이 쉽지 않다. 따라서 수치적 불안정성이 없는 고속 적응 알고리즘 및 더욱 빠른 계산 능력을 갖는 디지털 신호 처리기의 출현이 필요하며 이와 함께 적응 필터의 탭 갯수를 적게 하면서 원하는 정보를 얻을 수 있는 방법이 연구되어야 한다.

또한 신호의 추정 과정에서 얻은 채널의 임펄스 응답은 유용하게 쓰일 수 있다. 본 논문의 경우 포인트 타켓을 가정하였는데 그렇지 않은 경우에는 채널의 임펄스 응답이 타켓(물체)의 특성까지 포함하게 된다. 적응 필터는 많은 계산 시간을 필요로 하지만 거기서 얻은 정보로 여러가지 유용한 신호 처리를 할수있다.

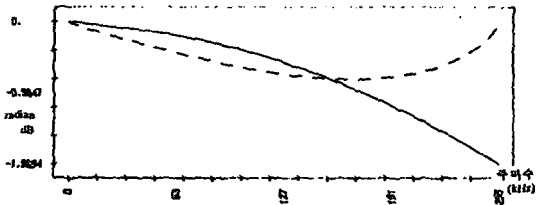


그림 5-1. 실선은 해수에서 음파가 4km를 진행할 때 주파수에 따른 감쇄 특성. 점선은 그에 따른 최소 위상 모델.

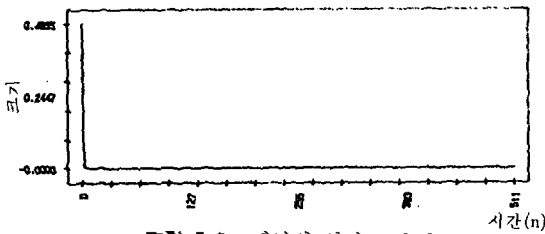


그림 5-2. 채널의 임펄스 응답.

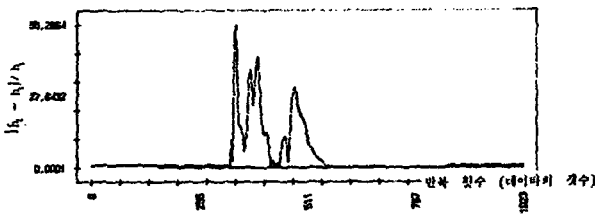


그림 5-3. 10-20 kHz chip이고 잡음은 없으며 탭수는 510개 일때 임펄스 응답을 추정하는 과정. 실선은  $h_{30}$ , 점선은  $h_{50}$ , 1점 쇄선은  $h_{300}$ 에 해당.

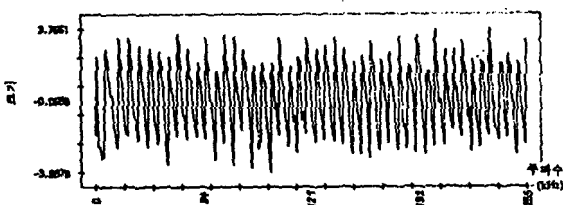


그림 5-4. 채널의 주파수 영역에서의 위상 특성 ( $\sigma_p=0.1$ , mode는 5까지 더함.)

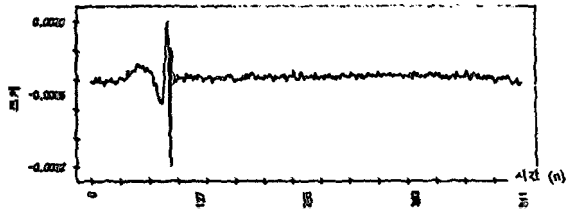


그림 5-5. 채널의 임펄스 응답 ( $\sigma_p=0.5$ ).

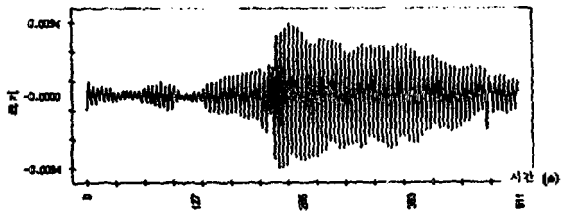


그림 5-6. SNR=80dB,  $\sigma_p=0.5$  일 때의 반사 신호.

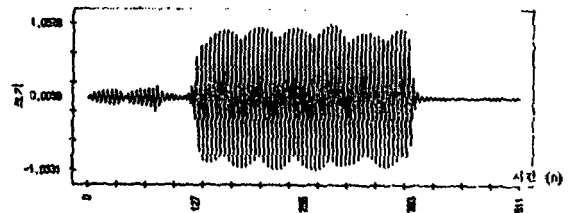


그림 5-7. RLS 필터의 탭 갯수가 400개일 때, 이것을 사용하여 그림 5-6으로부터 발사한 신호를 복원한 것.

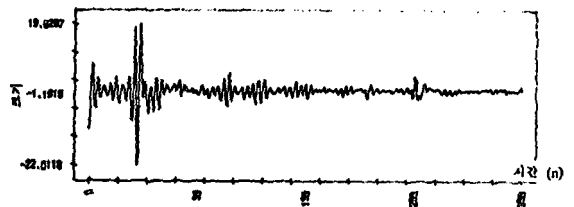


그림 5-8. 추정한 임펄스 응답의 역함수.

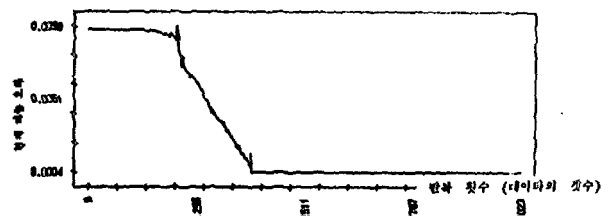


그림 5-9. 5 kHz pulsed CW, SNR = 80dB,  $\sigma_p=0.3$ . 탭수는 510개 일 때 임펄스 응답을 추정하는 과정에서 전체 제곱 오차.



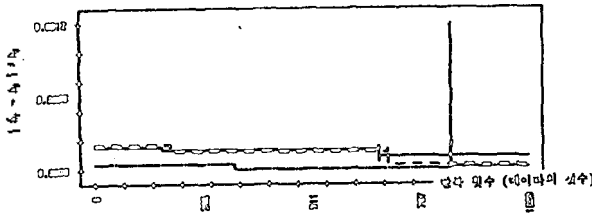


그림 5-10. 5kHz pulsed CW, SNR=80dB,  $\sigma_p=0.3$ , 샘플 수는 510개 일 때 임펄스 응답을 추정하는 과정. 실선은  $h_{30}$ , 점선은  $h_{50}$ , 1점 쇄선은  $h_{\infty}$ 에 해당.

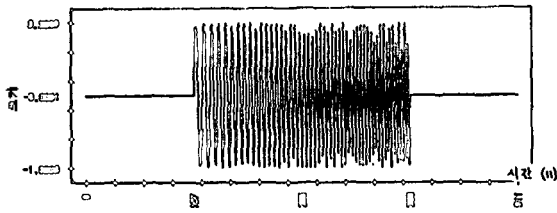


그림 5-11. 5-15 kHz인 chirp 신호

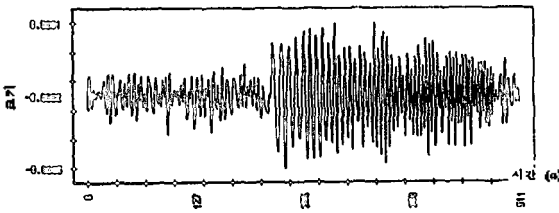


그림 5-12. SNR=80dB,  $\sigma=0.5$  일 때의 반사신호.

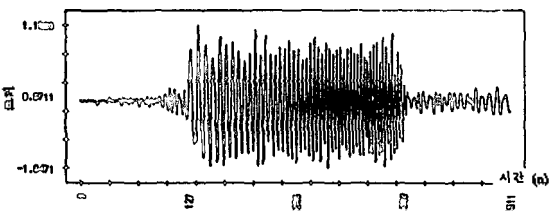


그림 5-13. RLS 필터의 샘플 갯수가 400개일 때, 이것을 사용하여 그림 5-12부터 발사한 신호를 복원한 것

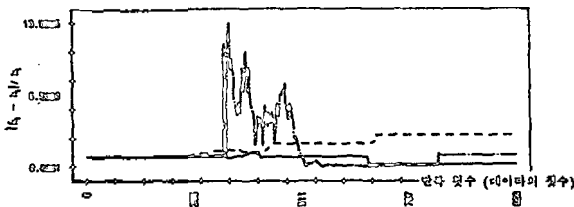


그림 5-14. 1-10 kHz chirp이고, SNR=80dB,  $\sigma_p=0.3$ , 샘플 수는 500개 일 때 임펄스 응답을 추정하는 과정. 실선은  $h_{30}$ , 점선은  $h_{50}$ , 1점 쇄선은  $h_{\infty}$ 에 해당.

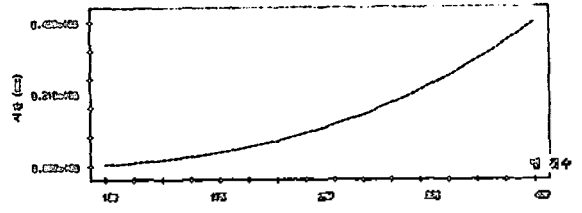


그림 5-15. 샘플의 갯수에 따른 계산 시간의 증가.

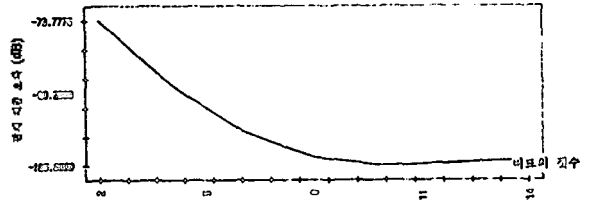


그림 5-16. ADC의 비트수에 따른 전체 계급 오차의 감소 (10-20kHz chirp 신호,  $\sigma_p=0.0$ , 잡음이 없을 때).

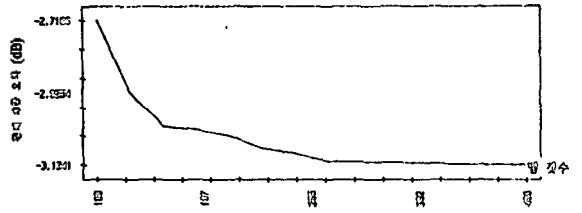


그림 5-17. 1-10kHz chirp 신호, SNR=80dB,  $\sigma_p=0.3$ .

### 참 고 문 헌

1. R.J. Urick, "Underwater Sound," McGraw-Hill, 1975.
2. W.C. Knight, "Digital signal processing for SONAR," Proceedings of the IEEE, vol.69, no. 11, pp. 1451-1506, Nov. 1981.
3. J.Y. Chapelon, "Improved ultrasonic sensitivity using pseudo-random binary code phase modulated signals," Ultrasonic Imaging, pp. 255-264, 1979.
4. R.S. Berkowitz, "Modern radar," John Wiley & Sons, 1965.
5. W.S. Burdick, "Radar signal analysis," Prentice-Hall, 1968.
6. S. Haykin, "Adaptive filter theory," Prentice-Hall, 1986.
7. C.S. Cray, "Acoustical oceanography," Wiley-Interscience, 1977.
8. A.V. Oppenheim, "Digital signal processing," Prentice-Hall, 1975.

9. T.E.Ewart, "Acoustic fluctuations in the open sea," J.Acoust. Soc. Am., vol. 60, pp.46-59, July 1976.

10. V.I.Volovov, "Correlation of sound signals reflected from the ocean bottom with variation of transmission frequency," Sov.Phys. Acoust., vol.19, pp.216-220, Nov.1973.

11. K.D.Flowers, "Geometric dispersion of acoustic signals propagated in a deep ocean channel," J. Acoust. Soc. Am., vol. 73, pp.806-809, Mar.1983.

12. C.S.Cray, "Sound field fluctuations in a shallow water waveguide," J.Acoust. Soc. Am., vol.77,pp.424-428, Feb.1985.

13. M.A.Pedersen, "Normal mode theory applied to short range propagation in an underwater acoustic surface duct," J. Acoust. Soc. Am., vol.37,pp.29-42, Jan.1965.

14. T.C.Yang, "Dispersion and ranging of transient signals in the Arctic ocean," J.Acoust. Soc. Am., vol. 76,pp.262-273, July 1984.

▲오 중 택



1963년 11월 4일생  
 1982년 3월 - 1986년 2월 한양대학교 공과대학 전자통신공학전공(공학사)  
 1987년 3월 - 1989년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학전공(공학석사)  
 1989년 3월 - 현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정 재학중

※주요 관심 분야는 초음파 영상공학, DSP 등 임.

▲권 성 재



1961년 6월 18일생  
 1980년 3월 - 1984년 2월 경북대학교 공과대학 전자공학전공(공학사)  
 1984년 3월 - 1986년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학전공(공학석사)  
 1986년 3월 - 현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정 재학중

※주요 관심 분야는 초음파 영상공학, DSP 등 임.

▲박 송 배



1924년 5월 18일생  
 1947년 9월 - 1951년 9월 서울대학교 공과대학 전자공학전공(공학사)  
 1952년 4월 - 1955년 3월 서울대학교 대학원 전자공학전공  
 1955년 4월 - 1968년 8월 서울대학교 공과대학((조교수)

1960년 9월 - 1962년 6월 미국 미네소타주 미네소타대학교 대학원 전자공학전공(공학석사)  
 1956년 9월 - 1968년 9월 미국 미네소타주 미네소타대학교 대학원 전자공학전공(공학박사)  
 1965년 9월 - 1968년 9월 미국 미네소타대학교 (연구원)  
 1968년 9월 - 1971년 6월 미국 오레곤주립대학교 공과대학(조교수)  
 1971년 6월 - 1972년 12월 한국과학기술연구소(책임연구원).  
 1973년 1월 - 현재 한국과학원(교수)  
 ※주요 관심 분야는 초음파 영상공학, DSP, CAD 등임