

자동추적윈도우를 이용한 시간지연 추정

(Time Delay Estimation Using Automatic Tracking Window)

尹炳愚*, 辛潤炆*, 朴義烈*

(Byung Woo Yoon, Yoon Ki Shin, and Ui Yul Park)

要約

본 논문에서는 GCC(generalized cross-correlation)알고리즘을 이용한 시간지연추정 알고리즘에 前處理 작업으로 ATW(automatic tracking window)알고리즘^[1]을 適用해 보았다. 파라메터릭 방법의 스펙트럼추정 알고리즘인 LP(linear prediction)알고리즘을 시간지연추정에 適用해 보았다. 또한 이 알고리즘에도 ATW 前處理 알고리즘을 適用해 보았다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 ATW 알고리즘이 雜音의 영향으로 인한 사이드로브를 많이 감소시키고 시간지연추정의 해상도를 향상시킴을 보인다.

Abstract

In this paper, the Automatic Tracking Window(ATW) algorithm^[1] is applied to the Generalized Cross-Correlation(GCC) time delay estimation algorithm as a preprocessing. The Linear Prediction(LP) algorithm, which is a parametric spectral estimation algorithm, is applied to the time delay estimation. And the ATW, a preprocessing algorithm is applied to this algorithm too. This paper shows that the ATW algorithm attenuates the sidelobes very much and improves the resolution of the timedelay estimation.

I. 序 論

공간이나 수중에 존재하는 신호원의 위치, 거리, 이동방향, 속도 등을 추정하는 것은 레이다나 소나 등에서 매우 중요하다. 수중에서는 음파만이 신호전달의 유일한 수단이므로 주로 소나를 이용하여 통신이나 표적에 대한 정보를 알아낸다. 소나(SONAR)란 수중 음향을 이용하여 바다에서 표적의 존재, 위치, 성질 등을 측정하는 방법이나 장비를 말하는데 능동소나와 수동소나로 구분할 수가 있다.^[2] 능동소나는 음향신호를 송신하고 표적으로부터 반사된 신호를 수신하여 표적을 탐색하고 추정하는 것을 말하고, 수동소나는 표적 자체에서 방사되는 기계적 잡음이나

프로펠러의 회전으로인한 케비테이션 잡음, 유체역학적 잡음 등을 이용하여 표적을 탐색하고 추정하는 방법을 말한다.

두개 이상의 센서를 이용하여 매질을 통해 전파되는 신호의 입사방향을 推定하는 시간지연 推定 알고리즘은 信號源의 方位角(azimuth angle)이나 高角(elevation angle)의 推定 등에서 많이 이용되고 있다. 특히 지연시간 推定은 受動소나 시스템에서 水中音源의 위치 推定에서 매우 중요한 역할을 하고 있다. 즉, 두개의 센서를 기하학적으로 어떤 거리 만큼 떨어진 곳에 두었을때, 音源으로부터 信號가 매질을 통해 일정한 속도로 진행하고 있다면 두 센서에 도달하는 信號는 音源에서 두 센서까지의 거리의 차이에 대한 時間遲延을 推定하면 센서의 基準線에 대한 音源의 方位角을 推定할 수가 있다.^[2-6] 만약 세개 이상의 센서를 이용하면 音源의 方位角 뿐만 아니라

*正會員, 釜山大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Pusan Nat'l Univ.)
接受日字: 1991年 2月 6日

거리도 推定할 수 있다.^[7]

소나 시스템에서는 바다속의 생태계에 의한 雜音이나 해류, 파도, 지진 등으로 인한 많은 背景雜音과 주파수에 종속적인 감쇄를 동반한다. 특히 천해의 경우는 해표면 및 해저면에 의한 反響의 영향으로 다경로 현상이 일어나 信號는 더욱 복잡해진다.^[8] 따라서 많은 背景雜音과 反響의 영향으로 SNR이 아주 낮을 경우 정확한 時間遲延을 推定하는 것은 매우 어렵다.

시간지연 推定 문제에 있어서 중요한 관심사는 시간지연 推定의 正確度인데 일반적으로 性能의 基準으로는 Cramer-Rao Lower Bound(CRLB)를 이용한다. CRLB는 信號와 雜音의 電力 등 여러가지 파라미터의 함수로, 계산에 의한 unbiased 시간지연 推定의 분산의 하한치를 말한다. 이것은 실제의 시간지연 推定의 성능은 CRLB 보다 더 좋을 수는 없다는 것을 의미한다. 그러나, Ianniello는 시뮬레이션을 통하여 특별히 낮은 SNR에서 CRLB 보다 더 강력한 한계를 갖는 CPE(correlator performance estimate)를 발표한 바 있다.^[9]

본 研究에서는 시간지연 推定 알고리즘인 GCC 알고리즘에, 신호방향으로 자동으로 윈도우를 발생시켜 잡음의 영향을 줄이고 사이드로브를 대폭 줄일수 있는 ATW 알고리즘을 適用시켜 보았다. 또한 파라메터릭 스펙트럼추정 방법인 LP 방법을 시간지연추정에 응용되고 보았고, 이 방법에도 ATW 알고리즘을 적용시켜 보았다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 시간지연추정에서도 ATW 알고리즘이 잡음의 영향으로 인한 사이드로브를 많이 감쇄시키고 메인로브의 폭을 줄임으로써 분해능을 향상시킴을 보았다.

II. 시간지연 推定 시스템의 개요

그림 1과 같이 거리 d만큼 떨어진 두 지점에 각각 센서1, 센서2를 두면 두 센서에 수신된 신호는 이동 거리의 차로 인하여 D만큼의 지연시간이 생긴다. 이 시스템에서 센서1의 신호를 $r_1(t)$, 센서2의 신호를 $r_2(t)$ 라고 하면 두 센서에 수신한 信號는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_1(t) &= s(t) + n_1(t) \\ r_2(t) &= \beta s(t+D) + n_2(t), \quad 0 < \beta \leq 1 \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 $s(t)$ 는 원신호, β 는 센서1에 수신된 신호에 대한 센서2에 수신된 신호의 감쇄 상수, $n_1(t)$ 와 $n_2(t)$ 는 평균이 0인 백색 Gaussian 雜音이라고 가정한다. 또한 신호 $s(t)$ 와 잡음 $n_1(t)$, $n_2(t)$ 는 서로 상

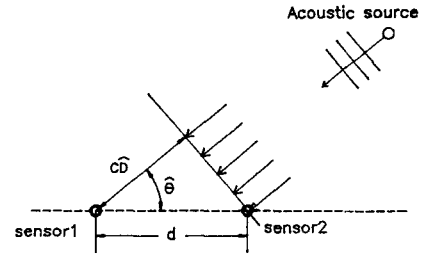


그림 1. 시간지연추정을 이용한 방위각추정의 개념
Fig. 1. Concept of bearing estimation using time delay estimation.

관관계가 없고 신호의 전달은 오직 하나의 경로를 통해서 이루어지며, 두 센서간의 거리는 음원의 거리에 비해 매우 짧으므로 감쇄상수 β 는 1이라고 가정한다. 이때 검출된 두 센서의 신호간에 시간지연을 推定하면 식(2)와 같이 센서배열의 기준선에 대한 음원의 方位角 θ 를 推定할 수 있다.

$$\theta = \cos^{-1}(CD/d) \quad (2)$$

여기서 C는 信號의 傳波속도, θ 는 推定 方位角, D는 시간지연 推定값이다.

식(1)에서 $r_1(t)$ 와 $r_2(t)$ 의 상호상관관계(cross-correlation)는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_{r_1r_2}(\tau) &= E\{r_1(t)r_2(t+\tau)\} \\ &= R_{ss}(\tau-D) + R_{n_1n_2}(\tau) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $R_{ss}(\tau)$ 는 $s(t)$ 의 자기상관관계(auto-correlation), $R_{n_1n_2}(\tau)$ 는 잡음의 상호상관관계를 나타낸다. 두 센서의 출력 $r_1(t)$ 와 $r_2(t)$ 의 상호상관관계는 Wiener-Khinchin 관계식^[11]을 이용하면 쉽게 구할수 있다. 즉, 두 센서의 출력에 대한 상호전력스펙트럼(cross power spectrum)을 구한 후 이것을 푸리에 역변환하면 상호상관관계를 구할 수 있다. 또한 두센서의 출력에 대한 상호전력스펙트럼은 각각의 센서의 출력을 푸리에변환하여 서로 곱함으로써 구할 수 있다. 이 때 신호와 잡음이 서로 상관관계가 없다면 상호전력스펙트럼은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{r_1r_2}(f) = G_{ss}(f) \exp(-j2\pi fD) + G_{n_1n_2}(f) \quad (4)$$

또한 잡음 $n_1(t)$ 와 $n_2(t)$ 가 서로 상관관계가 없으면 식(4)의 마지막 항은 0이 되어 $r_1(t)$ 와 $r_2(t)$ 의 상호전력스펙트럼은 표적신호 $s(t)$ 의 전력스펙트럼에 $\exp(-j2\pi fD)$ 를 곱한 것과 같다. 식(4)를 푸리에 역변환하면 센서 출력의 상호상관관계 $R_{r_1r_2}(\tau)$ 는 표적

신호 $s(t)$ 의 상관관계를 D 만큼 평행이동시킨 것과 같다. 따라서 $R_{r_1r_2}(\tau)$ 의 최대치는 $\tau=D$ 일 때 나타나므로 두 센서의 출력에 대한 상호상관관계를 구함으로써 시간지연 D 를 推定할 수가 있는데 이 방법을 일반화된 相互相關(GCC)방법이라고 한다.

식(4)에서 만약 모든 주파수에 대해 $G_{ss}(f)=1$ 즉, 표적신호가 백색잡음원이면 표적신호의 상관관계는 델타함수가 되어 좋은 해상도를 얻을 수 있다. 그런데 여러가지 메카니즘에 의해 표적에서 방사되는 신호는 어느 정도의 상관관계를 가지고 있으며, 또한 해저에서는 신호의 감쇄가 주파수에 따라 다르므로 센서에 수신되는 신호는 백색잡음이 아니다. 그림2는 신호원과 잡음의 특성에 따라 필터를 이용하여 센서에 수신된 신호의 상관관계를 줄이는 메카니즘이다. 여기서 센서의 출력을 정규화하기 위한 필터 $H_1(f)$, $H_2(f)$ 의 전달함수의 특성에 따라 Roth 방법, SCOT(smoothed coherence transform) 방법, PHAT(phase trans transform) 방법, Eckart 방법, ML(maximum likelihood) 방법 등 여러가지 알고리즘이 있다.^{6,7)}

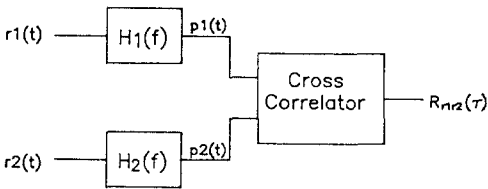


그림 2. 일반화된 상호상관(GCC)방법
Fig. 2. Method of GCC (generalized cross-correlation).

그림 2에서 센서출력 $r_1(t)$ 와 $r_2(t)$ 는 각각 $H_1(f)$, $H_2(f)$ 에 의해 선형적으로 필터링된다. 여기서 필터 출력 $p_1(t)$ 와 $p_2(t)$ 간의 상호전력스펙트럼은 다음과 같이 계산된다.

$$G_{p_1p_2}(f) = H_1(f)H_2^*(f) G_{r_1r_2}(f) \quad (5)$$

여기서 *는 공액복소수를 의미하고 $G_{r_1r_2}(f)$ 는 센서의 출력신호 $r_1(t)$, $r_2(t)$ 의 상호전력 스펙트럼을 의미한다. GCC 함수를 얻기위하여 식(5)를 푸리에 역변환하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$R_{r_1r_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} W(f) G_{r_1r_2}(f) \exp(j2\pi f\tau) df \quad (6)$$

여기서, $W(f) = H_1(f)H_2^*(f)$ 이며 실제적으로 이것은 실수이므로 $H_1(f)$ 와 $H_2(f)$ 는 같은 위상을 갖는다. 식(6)에서 GCC 방법은 푸리에역변환을 하기 전에 상

호전력스펙트럼에 가중함수 또는 윈도우함수를 適用하는 것으로 볼 수 있다. 이 때 $R_{r_1r_2}(\tau)$ 를 최대로 하는 τ 가 시간지연 D 의 推定값이다. 만약 신호성분 $s(t)$, 센서 1의 잡음 $n_1(t)$, 센서 2의 잡음 $n_2(t)$ 사이에 서로 상관관계가 없고 감쇄상수 β 가 1이라면 식(5)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{p_1p_2}(f) = H_1(f)H_2^*(f) S(f) S^*(f) \exp(-j2\pi fD) \\ = W(f) |S(f)|^2 \exp(-j2\pi fD) \quad (7)$$

이때 $S(f)$ 는 $s(t)$ 의 푸리에변환을 의미한다.

식(7)에서 모든 주파수에 대하여 $W(f)|S(f)|=1$, 즉 백색잡음의 특성을 가지면 이 신호는 주파수 f 의 변화에 따라 $1/D$ 의 주기를 갖는 정현파로 해석할 수 있고, 두 센서 출력의 상호상관관계는 다음과 같이 된다.

$$R_{r_1r_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} W(f) |S(f)|^2 \exp(j2\pi f(\tau-D)) df \quad (8)$$

즉, 식(8)은 다음과 같은 delta 함수가 됨을 알 수 있다.

$$R_{r_1r_2}(\tau) = \delta(\tau-D) \quad (9)$$

표 1은 센서의 출력신호를 정규화하기 위한 필터의 특성에 따라 널리 알려진 여러가지 방법의 GCC 알고리즘들인데 신호와 잡음의 통계적인 특성에 따라 장단점이 있는데 여기서 구체적인 특성에 대한 언급은 않는다.

표 1. GCC의 여러가지 가중함수
Table 1. Several weighting function of GCC.

Method	$W(f) = H_1(f)H_2(f)$
Roth	$1/G_{r_1r_1}(f)$
Smoothed Coherence Transform(SCOT)	$1/\sqrt{G_{r_1r_1}(f) G_{r_2r_2}(f)}$
Phase Transform(PHAT)	$1/ G_{r_1r_2}(f) $
Crosscorrelation	1
Eckart	$G_{s_1s_1}(f)/[G_{n_1n_1}(f) G_{n_2n_2}(f)]$
Maximum Likelihood(ML)	$\frac{C_{r_1r_2}(f)}{ G_{r_1r_2}(f) [1-C_{12}(f)]}$

표 1에서 $G_{r_1r_2}(f)$, $G_{r_2r_2}(f)$ 는 각각 $r_1(t)$, $r_2(t)$ 의 자기전력스펙트럼을 의미하고, $G_{r_1r_1}(f)$, $G_{s_1s_1}(f)$ 는 각각 $r_1(t)$ 와 $r_2(t)$ 의 상호전력스펙트럼, $s_1(t)$ 에 대한 자기전력스펙트럼을 의미하며, $G_{n_1n_1}(f)$, $G_{n_2n_2}(f)$ 는 각각 $n_1(t)$, $n_2(t)$ 의 자기전력스펙트럼을 의미한다.

본 研究에서는 이제까지 제시된 GCC 알고리즘들에 전처리 과정으로 ATW 알고리즘을 適用하면 사

이드로브를 줄이고 좀더 정확한 시간지연을 推定할 수 있다는 것을 SCOT 방법^[10]을 통하여 보이고자 한다. SCOT 방법은 광대역 信號에서 강한 토날(tonal)성분의 원하지 않는 효과를 中和하기 위해 개발된 알고리즘으로, 이 방법은 그림 2에서 $|H_1(f)| = [G_{r1r1}(f)]^{-1/2}$, $|H_2(f)| = [G_{r2r2}(f)]^{-1/2}$ 인 두개의 prewhitening 필터를 동반하는 GCC알고리즘으로 해석할 수가 있다. 즉, $G_{p1p2}(f)$ 의 誤差는 센서 1과 센서 2에서의 雜音의 자기전력스펙트럼 $G_{n1n1}(f)$ 나 $G_{n2n2}(f)$ 가 큰 주파수 대역의 영향을 많이 받으므로 雜音이 강한 대역에서 雜音의 크기를 정규화 함으로써 誤差를 줄일 수가 있다. 표 1에 나타나 있는 SCOT 방법에 해당하는 가중함수 $W(f)$ 를 식(6)에 대입하면 SCOT 방법의 GCC함수는 다음과 같이 될 것을 알 수 있다.

$$R_{r1r2}^{SCOT}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{G_{r1r2}(f) \exp(j2\pi f\tau)}{\sqrt{G_{r1r1}(f)G_{r2r2}(f)}} df \quad (10)$$

III. 自動追跡 윈도우를 이용한 시간지연 推定

실험적 time series에 대한 스펙트럼을 분석하는 방법은 크게 고전적방법, parametric방법, 고유치분해방법 등으로 나눌 수 있다. 고전적 방법에는 푸리에 변환으로 정의되는 correlogram 방법이 있고, 푸리에 변환의 제곱으로 정의되는 Penodogram 방법과 자기상관 함수의 parametric 방법에는 원하는 임의의 주파수에 대한 이득을 1로 함과 동시에 필터 전체의 출력이 최소가 되도록 하는 MV(minimum variance)방법과 선형예측기의 계수를 이용하는 LP(linear prediction)방법등이 있다. 고유치분해 방법에는 MUSIC(multiple signal classification)방법과 EV(cigen vector)방법 등이 있는데 이것들은 신호의 자기상관행렬의 고유치를 이용하는 방법이다. 고전적인 방법은 비교적 간단한 반면 데이터의 갯수가 충분히 많지 않으면 해상도가 매우 나쁘다는 단점이 있고, parametric 방법은 해상도는 좋은 반면 스푸리어스 peak이 많이 생긴다는 단점이 있으며, 고유치분해방법은 해상도는 좋으나 고유치의 취사선택 과정에서 신호에 대한 지식이 요구된다는 단점이 있다. 일반적으로 어떤 이산시간함수 $x[n]$ 의 undiased 자기상관함수는 다음과 같다.

$$r[m] = \begin{cases} \frac{1}{N-m} \sum_{n=0}^{N-1-m} x[n+m]x[n]^*, & \text{for } 0 \leq m \leq N-1 \\ \frac{1}{N-|m|} \sum_{n=0}^{N-1-|m|} x[n+|m|]^*x[n], & \text{for } -(N-1) \leq m \leq 0 \end{cases} \quad (11)$$

어떤 연속시간 신호를 표본화 주기 T_s 로 표본화한 이산시간 신호가

$$x[n] = A \exp(j\Omega_0 n) + N[n], \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (12)$$

과 같이 나타내어 진다고 가정하자. 여기서 A 는 진폭, Ω_0 는 디지털 주파수, $N[n]$ 은 평균이 0인 백색 Gaussian 잡음이라고 가정하면 이것의 자기상관함수는 다음과 같다.

$$r[m] = A^2 \exp(j\Omega_0 m) + \rho_n \delta(m), \quad -(N-1) \leq m \leq N-1 \quad (13)$$

그리고 자기상관함수 $r[m]$ 의 푸리에 변환은 전력 밀도 함수로서 다음과 같다.

$$R(\Omega) = \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} r[m] \exp(-j\Omega m) = A^2 \delta(\Omega - \Omega_0) + \rho_n \quad (14)$$

일반적으로 널리 알려진 윈도우 함수에는 rectangular 윈도우, triangular 윈도우, Hamming 윈도우, Hann 윈도우 등이 있다. 이들 각각의 윈도우 함수를 푸리에변환하면 복소함수가 되는데, 실수부분은 우함수이고 허수부분은 기함수인 sinc함수가 된다.^[11]그런데 $-(N-1) \leq m \leq N-1$ 에 걸쳐 값을 가지고 있는 각각의 윈도우 함수를 $h[m]$ 이라고 할 때, 이들을 다음과 같이 $1 \leq m \leq N-1$ 의 구간에서는 본래 윈도우와 같은 값을 갖고 나머지 구간에서는 0이되게 수정한 윈도우함수를 다음과 같이 정의한다.

$$h'[m] = \begin{cases} h[m], & \text{for } 1 \leq m \leq N-1 \\ 0, & \text{for } -(N-1) \leq m \leq 0 \end{cases} \quad (15)$$

만약 식(15)와 같이 수정한 윈도우함수 $h'[m]$ 를 식(13)에 곱한 후 푸리에변환을 하면 다음과 같이 윈도우 함수의 푸리에변환을 Ω_0 만큼 평행이동 시킨것과 같은 스펙트럼을 얻을 수 있다.

$$R'(f) = \sum_{m=0}^{m=N-1} A^2 \exp(j\Omega_0 m) h'[m] \exp(-j\Omega m) = A^2 \sum_{m=0}^{m=N-1} h'[m] \exp(-j(\Omega - \Omega_0)m) = A^2 H'(\Omega - \Omega_0) \quad (16)$$

식(16)에서 $H'(\Omega)$ 는 $h'[m]$ 의 DFT를 의미하고, 백색잡음의 자기상관관계는 lag index가 0일 때만 값을 가지므로 수정된 윈도우를 이용하면 백색잡음의 영향은 완전히 제거할 수가 있다는 것을 알 수 있다. 이 때 식(16)에서 다음과 같은 식을 정의하자.

$$Q_r(\Omega) = A^2 \text{Real} \{ H'(\Omega - \Omega_0) \} \quad (17)$$

$$Q_i(\Omega) = A^2 \text{Imag} \{ H'(\Omega - \Omega_0) \} \quad (18)$$

이 때 식(17)과 식(18)을 이용하면 다음과 같이 Ω_0 를 기준으로 α 와 γ 의 값에 따라 일정한 BW를 갖는 spectral window(SW)를 구할 수 있다.

$$SW(f) = \begin{cases} 1, & \text{if } Q_r(f) \geq \alpha \text{ and } |Q_i(f)/Q_r(f)| < \gamma \\ 0, & \text{if } Q_r(f) < \alpha \text{ or } |Q_i(f)/Q_r(f)| \geq \gamma \end{cases}$$

$$, \quad 0 \leq \alpha \leq 1, \quad 0 \leq \gamma \leq 0.5 \quad (19)$$

이상과 같은 알고리즘을 이용하면 식(19)에서와 같이信號의 중심주파수를 중심으로 하는 SW를 자동적으로 형성시킬 수 있는데 이것을 ATW라고 한다.^[1] 이와 같이 ATW를信號의 푸리에변환과 곱한 다음 푸리에역변환을 하여 얻은 새로운 데이터를 스펙트럼 추정 알고리즘에 적용하면 잡음의 영향을 제거할 수 있고 스푸리어스 peak을 줄일 수 있다.

연속시간信號 $\exp(j2\pi ft)$ 를 표본화주기 T_s 로 표본화 하면 $\exp(j2\pi fT_s n) = \exp(j\Omega n)$ 으로 된다. 이때 $\Omega = 2\pi fT_s$ 로 이것을 디지털 주파수라고 한다. 식(7)은 f 의 변화에 따라 $1/D$ 의 주기를 갖는信號로 생각할 수가 있으며, D 를 구하기 위해 주파수 영역에서 $f = nF_s/D$ 로 표본화 하면 다음과 같다.

$$G_{P1P2}(nF_s) = W(nF_s) |S(nF_s)|^2 \exp(-j2\pi nF_s D) \quad (20)$$

식(20)에서 시간영역의 표본화와 같은 원리로 $\Omega_0 = 2\pi DF_s$ 라 하면 식(20)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{P1P2}(n) = W(n) |S(n)|^2 \exp(-j\Omega_0 n) \quad (21)$$

$$, \quad n = 0, \dots, N-1$$

식(21)에서 $x[n] = G_{P1P2}(n)$ 로 두고 식(11)~(19)에서와 같이 ATW알고리즘을 이용해서 스펙트럼을 분석하여 Ω_0 를 推定하면 결과적으로 지연시간 D 를 推定할 수 있다. 또한 푸리에변과 푸리에역변환은 크기는 같고 위상만 반전되므로 푸리에역변환을 이용하여도 ATW를 만들 수 있다.

본 研究에서의 시간지연 推定の 순서도는 그림 3과 같다. 먼저 센서 1과 센서 2에 수신된信號를 각각 prewhitening 필터 $H_1(f)$, $H_2(f)$ 를 통과시킨 후 이들의 상호전력스펙트럼을 구한다. 그리고 상호전력스펙트럼의 자기상관관계를 취하고 수정된 윈도우를 곱한 다음 푸리에역변환을 함으로써 ATW를 만든다. 그리고 푸리에역변환된信號와 ATW를 곱하여 새로운 데이터를 만든 후 기존의 알고리즘을 이용하여 시간지연을 推定한다. 여기서 푸리에변환 대신 역변환을 취하는 이유는 식(21)의 자기상관 함수와 수정된 윈도우함수를 곱한信號를 이용하여, 양의 방향으로 Ω_0 만큼 이동된 ATW를 구하기 위해서이다.

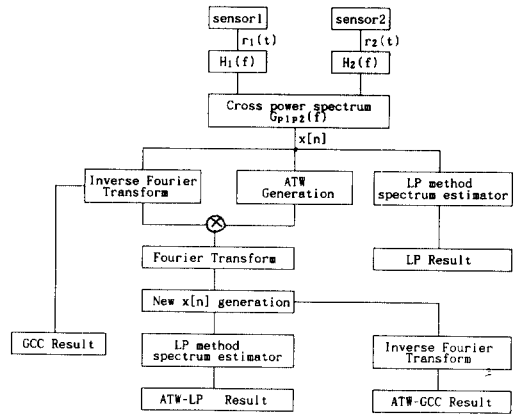


그림 3. 시간지연 추정알고리즘의 흐름도
Fig. 3. Flow-diagram of the time delay estimation algorithm.

IV. 시뮬레이션 결과 및 고찰

시간지연 推定 시스템의 입력信號를 만들기 위하여 힐버트변환을 이용하여 그림 4와 같이 주파수 대역이 200~400Hz인 128차의 BPF를 설계하였다. 그리고 이 필터에 평균이 0인 백색 Gaussian 雜音을 입력시켜 필터링함으로써 주파수가 200~400Hz인信號를 만들었다. 수중에서는 음파의 傳波 속도가 수심, 범위, 지리적 위치 및 계절에 따라 변하고信號의 감쇄가 주파수에 따라 다르다. 또한 레이다에서는信號가 電磁波이므로 도플러효과를 크게 고려하지 않지만, 소나에서는 음파의 전달속도에 비해 표적의 이동속도가 상당히 빠르므로 도플러효과와 영향이 크다. 따라서信號원의 특성이 변하지 않는 범위에서 표본화를 하여야 하므로 표본화율을 가급적 높이는 것이 좋다. 본 研究에서는信號를 20KHz로 128개의 데이터를 얻은 다음 0잡입을 하여 512포인트 FFT를 하였다. 또한 背景雜音은 海底에서의 평균

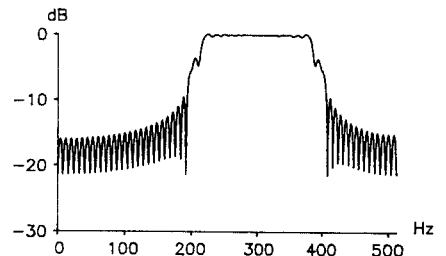


그림 4. 신호생성 필터의 특성
Fig. 4. Characteristics of signal generation filter.

이 0인 백색 Gaussian 雜音으로 대신하였다. 그리고, 두 센서간의 간격 d 는 음파의 전달속도를 1500m/sec로 했을 때 信號의 최대주파수의 파장과 같은 3.75m로 하였다. 또한 센서1에 대한 센서2의 신호는 감쇄가 없다고 가정하였다.

그림 5는 SNR이 -1.2dB 일때 정지된 목표물에 대한 시간지연 推定에 대한 시뮬레이션 결과이다.

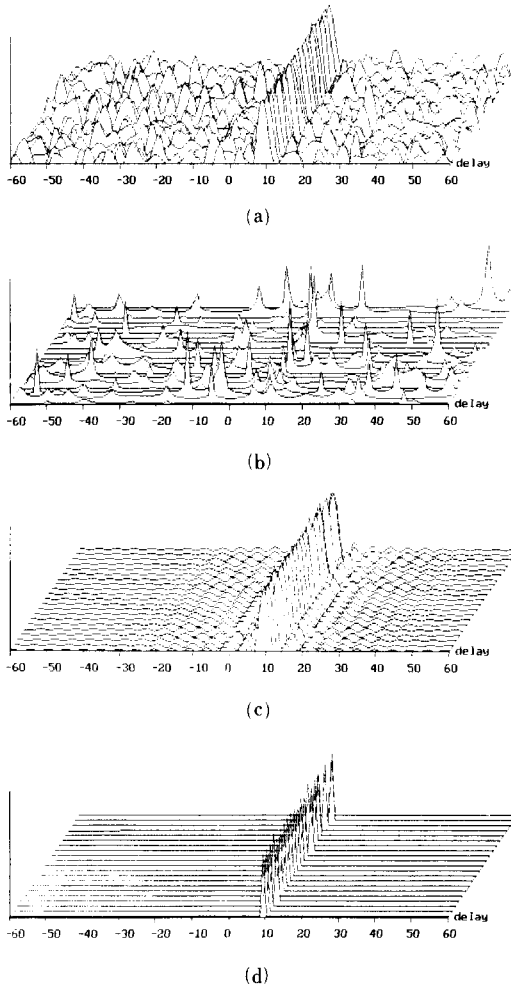


그림 5. SNR이 -1.2dB 일 때 정지한 표적에 대한 시간지연추정

- (a) GCC 방법
- (b) LP 방법
- (c) ATW-GCC 방법
- (d) ATW-LP 방법

Fig. 5. TDE for stopped tarckeu when SNR is -1.2dB .

- (a) GCC method,
- (b) LP method,
- (c) ATW-GCC method,
- (d) ATW-LP method.

ATW의 생성 과정에서 윈도우는 triangular 윈도우를 이용하였고 α 는 0.7, γ 는 0.3으로 하였다.

그림 5에서 GCC 방법에 의한 시간지연 推定의 출력은 사이드로브를 많이 포함하고 있고 메인로브에서도 어느 정도의 대역으로 퍼져있음을 알 수 있고, LP 방법에서는 信號의 복잡성으로 인해 정확한 시간지연을 推定하지 못하고 있다. GCC 방법에 ATW 방법을 適用한 ATW-GCC 방법에서는 GCC방법에 비해 사이드로브가 거의 없고 정확한 시간지연을 推定할 수 있다는 것을 알 수 있고, LP방법에 ATW를 適用한 ATW-LP 방법에서는 시간지연 推定의 출력이 아주 뾰족하고 정확하며 사이드로브도 거의 없는 결과를 얻을 수 있었다. 여기서 시간지연의 推定値가 10샘플포인트 이므로 시간지연은 0.5msec가 된다. 이 시간지연 推定치를 식(2)에 대입하면 센서의 기준선에 대한 표적의 方位角 θ 의 推定値는 78.4630° 임을 알 수 있다.

그림 6은 SNR이 -7.0dB 일 때 이동하는 목표물에 대한 시간지연을 推定한 것으로, 시간의 흐름에 따라 20번의 반복수행을 도시하고 있다. ATW 생성시에 Hann 윈도우를 사용하였고, α 와 γ 는 각각 0.7, 0.3으로 하였다. 여기서도 그림 5와 마찬가지로 ATW 알고리즘을 適用한 경우가 그렇지 않은 경우보다 사이드로브의 영향이 많이 줄어들었음을 알 수 있고, 메인로브의 폭도 훨씬 뾰족하여서 보다 정확한 지연을 推定할 수 있다는 것을 알 수 있고, 메인로브의 폭도 훨씬 뾰족하여서 보다 정확한 지연을 推定할 수 있다는 것을 알 수 있다. 그리고 그림 6에서는 시간지연 推定값이 처음에는 2샘플포인트고 시간이 지남에 따라 매 경우마다 2샘플포인트씩 늘어나서 최종적으로 40샘플포인트가 됨을 알 수 있었다. 즉, 여기서 표적은 方位角 87.708° 에서 부터 36.870° 까지 일정한 속도로 이동하고 있는 물체임을 알 수가 있다.

V. 結 論

본 研究에서는 힐버트변환을 이용하여 BPF를 설계하여 백색잡음을 입력하여 통과대역이 200~400Hz인 신호를 만들었고 잡음은 백색잡음을 이용하였다. 이 신호로 GCC 알고리즘을 이용한 SCOT방법의 시간지연 推定 알고리즘과 이 알고리즘에 전처리 과정으로 ATW알고리즘을 適用한 경우를 비교하였다. 그리고, 고해상도 방법의 스펙트럼 推定방법인 LP방법을 시간지연 推定에 適用하여 보았으며, 이 방법 역시 ATW 전처리 알고리즘을 適用한 경우와 비교

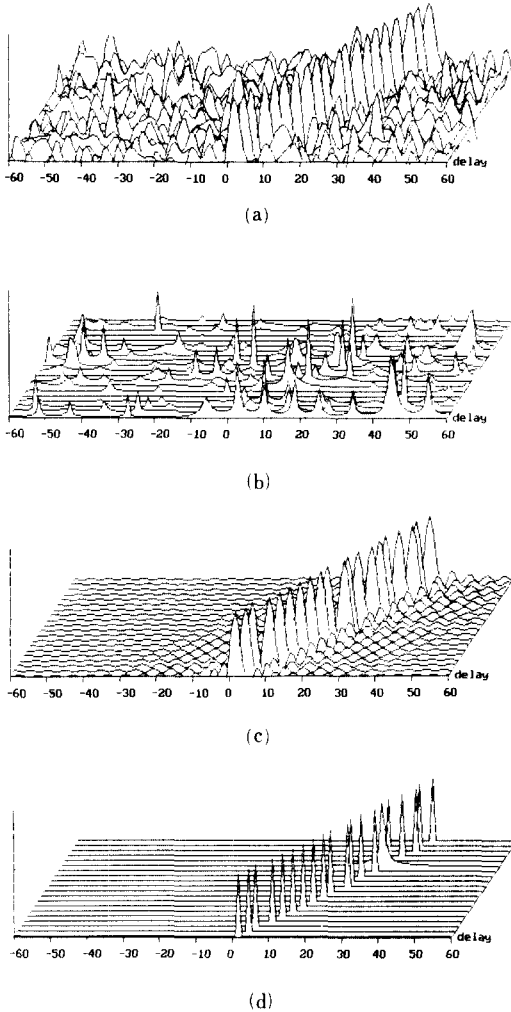


그림 6. SNR이 -7.0dB 인 이동하는 표적에 대한 시간지연추정

- (a) GCC 방법
- (b) LP 방법
- (c) ATW-GCC 방법
- (d) ATW-LP 방법

Fig. 6. TDE for moving tarcket when SNR is -7.0 dB

- (a) GCC method,
- (b) LP method,
- (c) ATW-GCC method,
- (d) ATW-LP method.

하였다. ATW 알고리즘은 스펙트럼추정 알고리즘에서 신호방법으로 자동으로 윈도우를 형성함으로써 잡음의 영향을 줄이고, 고해상도방법에서 문제가 되는 사이드로브를 제거할 수 있는 알고리즘이다.

시뮬레이션에서 보인 바와 같이 GCC 방법에서는 SNR이 낮아짐에 따라 사이드로브가 상당히 많고 메인로브 역시 예리하지 못하다는 것을 알 수 있다. 그

러나 ATW 알고리즘을 이용하면 사이드로브를 크게 줄일 수 있고 메인로브 역시 뾰족해짐을 알 수 있다. LP방법의 스펙트럼 추정 방법은 선형예측기를 이용하여 예측기의 계수를 구하여 스펙트럼을 추정하는 방법으로, 본 연구에서 LP방법을 시간지연 추정에 적용해 본 결과 예측기의 차수는 66차정도의 값을 가지고 있었다. 즉, 고해상도방법인 LP방법은 신호의 특성과 잡음의 영향으로 시간지연 추정에 적용하기는 문제가 있다는 것을 알 수 있다. 그런데, LP방법에 ATW알고리즘을 적용한 ATW-LP 방법에서는 5차정도의 계수로 예측이 가능하였으며, 아주 뾰족하고 정확한 시간지연 추정 결과를 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다.

본 연구에서는 시간지연 추정에 ATW 알고리즘을 적용하면 사이드로브를 줄일 수 있고 좀 더 정확한 추정을 할 수 있다는 것을 보였다. 그런데 ATW 방법에서 자동추적 윈도우의 폭을 결정하는 α 와 γ 를 어떻게 정하느냐 하는 문제가 남아 있으며 앞으로 신호의 특성에 따라 자동으로 α 와 γ 를 결정할 수 있는 방법에 대해 연구가 필요한 것으로 생각된다.

參 考 文 獻

- [1] 윤병우, 신윤기, “자동추적윈도우를 이용한 방위각 추정 알고리즘의 개선에 관하여,” 대한 전자공학회논문집, 제27권, 제12호, pp. 1800-1809, 1990년 12월.
- [2] K. Scarbrough, N. Ahmed, and G.C. Carter, On the simulation of time delay estimation algorithms,” *IEEE Trans. on Acoutics, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-29, pp. 534-540, June 1981.
- [3] G.C. Carter, “Time delay estimation for passive sonar signal processing,” *IEEE Trans. on Acoutics, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-29, pp. 463-470, June 1981.
- [4] N.L. Owsley, and G.R. Swope, “Time delay estimation in a sonal array,” *Proc. of the NATO Advanced Study Institute on Underwater Acoustics and Signal Processing*, held at Copenhagen Denmark, Aug. 18-19 1980.
- [5] C.H. Knapp and G.C. Carter, “The generalized correlation method for estimation of time delay,” *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Proc.*, vol. ASSP-24, pp. 320-327, August 1976.
- [6] G.C. Carter, “Coherence and time delay estimation,” *Proc. IEEE*, vol. 75, pp. 236-255, February 1987.

- [7] G.C. Carter, *Time Delay Estimation*, The University of Connecticut, Ph. D.Dissertation, 1976.
- [8] 윤병우, 신윤기, 성평모, "등화기를 이용한 천해에서의 수중통신," 한국음향학회지 제 8 권 3호, 1989년 8월.
- [9] K. Scarbough, R.J. Tremblay, and G.C. Carter, "Performance predictions for coherence and incoherent processing techniques of time delay estimation," IEEE Trans. Acoust. Speech, and Signal Process, vol. ASSP-31, pp. 1191-1196 October 1983.
- [10] G.C. Carter, A.H. Nuttall, and P.G. Cable, "The soothed conerence transform," *Proc. IEEE (Lett)*, vol. 61, pp. 1497-1498, October 1973.
- [11] S. Lawrance Marple, *Digital Spectral Analysis with Applications*, Prentice-Hall, Inc. 1987.

 著 者 紹 介



尹炳愚(正會員)

1961年 1月 27日生. 1987年 2月 부산대학교 전자공학과 졸업. 1989年 2月 부산대학교 전자공학과 석사학위 취득. 1989年 3月~1990年 3月 부산대학교 전자공학과 조교. 1989年 3月~현재 부산대학교 전자공학과 박사과정 재학중. 주관심분야는 적응신호처리, 배열안테나, 수중통신 등임.



朴義烈(正會員)

1931年 8月 5日生. 1955年 3月 서울대학교 통신공학과 졸업. 1958年 3月 서울대학교 통신공학과 석사학위 취득. 1973年 3月 서울대학교 통신공학과 박사학위 취득. 현재 부산대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 계측기, 시스템설계, 신호처리 등임.



辛潤炘(正會員)

1957年 1月 2日生. 1979年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업. 1982年 2月 서울대학교 전자공학과 석사학위 취득. 1987年 2月 서울대학교 전자공학과 박사학위 취득. 1985年 4月~1991年 4月 부산대학교 전자공학과 조교수. 1991年 4月~현재 부산대학교 전자공학과 부교수. 주관심분야는 적응신호처리, 배열안테나, 수중통신 등임.