

論文 90-27-12-2

自動 追跡 윈도우를 이용한 方位角 推定 알고리즘의 改善에 관하여

(On the Improvement of Bearing Estimation Algorithm Using Automatic Tracking Window)

尹 炳 愚*, 辛 潤 杰*

(Byung Woo Yoon and Yoon Ki Shin)

要 約

본 論文에서는 方位角 推定 알고리즘에서 空間 信號의 雜音에 대한 影響과 高해상도 방법의 알고리즘에서 問題가 되는 스푸리어스 피크들을 除去할 수 있는 前處理 프로세싱으로 ATW (automatic tracking window) 알고리즘을 제안한다. 이 방법에서는 自動으로 형성된 윈도우를 이용해 空間 領域 信號를 前處理 過程을 거친 후 페리도그램 방법이나 高해상도방법의 알고리즘을 이용하여 空間 스펙트럼을 推定한다.

Abstract

This paper proposes a preprocessing algorithm which is named Automatic Tracking Window (ATW), which eliminates the effects of noises at spatial signals and spurious peaks at high-resolution algorithms in bearing estimation algorithm. This method estimates spatial spectrum by periodogram algorithm and high-resolution algorithm after preprocessing of spatial signal by automatically tracked window.

I. 序 論

레이다나 能動 소나 등에서는 매질을 통해 信號를 放射하고 標的에 反射되어 되돌아온 信號를 이용하여 標的의 方向과 距離 등을 推定한다. 반면 手動소나 등에서는 潛水艦의 프로펠러나 엔진 騒音과 같은, 標的 自體에서 발생하는 信號의 方向을 探知하여 標的의 方向을 推定한다.¹⁻³⁾ 특히, 최근 레이다에서는

안테나 自體를 回轉시키며 標的을 探知하고 追跡하는 재래식 방법과는 달리 配列안테나를 이용하여 동시에 많은 수의 標的을 高速으로 探知하고 追跡할 수 있는 phased array radar에 대해 많은 研究가 進行되고 있다.⁴⁾ 이처럼 어레이 센서를 이용하여 공간으로 전파되는 進行파의 入射角을 推定하는 것은 소나,^{1,2)} 레이다,^{2,3)} 지구물리학⁴⁾ 등 여러분야에 應用되고 있다.

공간으로 傳波되는 信號는 매순간 振幅과 位相을 갖는데, 실제로 어레이 안테나에서는 信號의 振幅과 位相을 이용해 quadrature 成分을 분리하여 처리하

*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: 1990年 9月 13日

기도 하고^{5,6)} 복소 형태로 표현하여 처리하기도 한다.⁸⁻¹⁰⁾ 협대역信號에서 시간 지연은 기준信號의 위치 지연으로 표시된다. 더우기 위치지연은 센서들 간의 거리와 平面波의 入射角에 從屬的이며 시간 변수와는 無關하다.¹¹⁾ 협대역信號의 경우 만약 平面波가 산란이 없고 전달 지연만 있는 매질을 통해 진행할 경우 어레이 센서의 출력은 入射角의 함수로 표시되고 또한 일정한 공간주파수를 갖는데 이 공간스펙트럼을 分析함으로써 진행파의 入射角을 推定할 수 있다.

레이다나 소나 등에서 多經路 현상으로 인한 反響信號는 마치 여러 방향에 標的이 있는 것처럼 나타날 수도 있고 mirror 現象으로 말미암아 엉뚱한 방향으로 빔이 형성될 수도 있다. 이와같이 入射信號의 多經路 현상이 있는 경우에 대해서도 많은 研究가 進行되고 있다.¹²⁾

일반적으로 스펙트럼 分析의 評價基準은 다음의 3가지로 分類된다. 첫째는 分解能(resolution)으로서 인접한 信號의 구별 能力을 나타낸다. 둘째는 推定 誤差(estimate bias)로서 推定된 스펙트럼의 正確도를 나타낸다. 셋째는 變化性(variability) 또는 一貫性(consistency)로서 推定된 스펙트럼의 피크들이 데이터에 따라 변하는 정도를 나타내는 것으로, 이것은 일반적으로 variance에 대한 Cramer-Rao lower bound를 이용하여 평가한다.^{7,8)}

본 연구에서는 협대역信號의 入射角 推定에서 前處理 작업으로 ATW라는 새로운 기법을 提案하고 시뮬레이션을 통하여 기존의 알고리즘과 성능을 比較해 본다. 이 방법에서는 공간 스펙트럼 상에서 前處理 프로세싱을 통하여 센서 출력에 섞인 雜音의 影響을 除去한 후 이 데이터를 이용하여 bartlett elliott 리오도그램 방법이나 고해상도방법인 LP 방법등을 이용하여 최종적인 공간 스펙트럼을 구한다.

II. 어레이 안테나 信號의 모델링

그림 1과 같이 N_a 개의 센서가 선형으로 配列되어 있는 공간상의 매질에 센서의 配列과 θ_0 의 방향으로 중심주파수가 f_0 인 협대역 平面波가 c 의 속도로 入射하고 있다고 가정하면 이 入射波는 시간 t 와 공간 s 의 함수이며, n 번째 센서에서의 入射波는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$x(t, n) = A_0 \cos\{2\pi f_0 (t + \frac{nd \sin\theta_0}{c}) + \phi_0\}, 0 \leq n \leq N_a - 1 \tag{1}$$

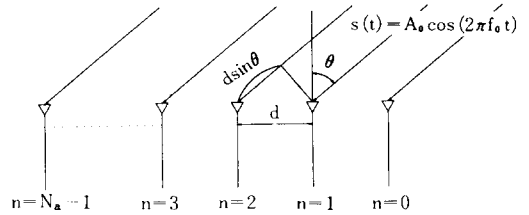


그림 1. 어레이 안테나의 구조
Fig. 1. The structure of array antenna.

이 때 A_0, ϕ_0 는 각각 入射信號의 位相을 의미하며, 이 식을 복소형태로 표시하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x(t, n) &= A_0 \exp\{j2\pi f_0 (t + \frac{nd}{c} \sin\theta_0) + j\phi_0\} \\ &= A_0 \exp(j2\pi f_0 t + j\phi_0) \exp(j2\pi f_{s0} n), 0 \leq n \leq N_a - 1 \end{aligned} \tag{2}$$

여기서 f_{s0} 는 入射波의 공간주파수로서 入射波의 파장을 λ_0 로 나타내면

$$f_{s0} = \frac{f_0 \sin\theta_0}{c} = \frac{\sin\theta_0}{\lambda_0} \tag{3}$$

이다. 위의 식(2)에서 어떤 시각 t_0 에서 n 번째 센서에서의 入射信號는 振幅이 A_0 位相이 $(2\pi f_0 t_0 + \phi_0)$, 주파수가 f_{s0} 인 信號를 해석하는 것과 같다. 즉,

$$\theta_0 = \sin^{-1}(\lambda_0 f_{s0}) \tag{4}$$

로서, 식(3)의 공간주파수를 推定함으로써 入射角을 推定할 수 있다.

위에서 설명한 단일 入射波의 경우와 마찬가지로 임의의 시각 t_0 에서 공간상에 配列된 N_a 개의 센서에 중심주파수가 f_0 인 p 개의 협대역 平面波 ($p < N_a$)가 θ_i ($i=1, \dots, p$)의 방향으로 入射되고 있을 때 n 번째 센서의 출력信號는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x(t_0, n) &= \sum_{i=1}^p A_i \exp(j2\pi f_0 t_0 + j\phi_i) \exp(j2\pi f_{si} nd) + N_n(t_0) \\ &= \sum_{i=1}^p A_i \exp(j\Omega_{si} n) + N_n(t_0), 0 \leq n \leq N_a - 1 \end{aligned} \tag{5}$$

여기서 $A_i = A_i \angle(2\pi f_0 t_0 + \phi_i)$ 이고, $\Omega_{si} = 2\pi f_{si} d$ 로서 i 번째信號의 공간 디지털 주파수이며 $N_n(t_0)$ 는 n 번째 센서에서의 雜音으로, 이 雜音은 공간으로 부터의 雜音과 센서 自體의 전자적 雜音의 합이다. 空間領域信號의 샘플링은 센서의 配列에 의한 것이므로 식(3)의 공간 주파수에서信號의 aliasing을 除去하기 위해 안테나의 간격 d 는

$$d \leq \frac{\lambda_0}{2} \quad (6)$$

를 만족하여야 한다.

Ⅲ. 스펙트럼 推定 方法

공간스펙트럼을 分析하는 방법은 크게 고전적방법, 고해상도방법, 고유치분해방법 등으로 나눌 수 있다. 고전적 방법에는 페리도도그램방법, correlogram 방법등이 있으며, 페리도도그램 방법에는 daniell 방법, Bartlett방법, Welch방법 등이 있다. 이중 가장 대표적인 것이 Bartlett 방법으로 이것은 각 센서에 시간지연을 조종해서 필터 출력에서 원하는 방향의 信號를 강조하며 다른 방향의 信號나 雜音을 강조하지 않음으로서 入射信號 방향의 SNR을 향상시키는 방법이다. 각 센서에서 입력 信號의 푸리에 變換을 엘레멘트로 하는 벡터 \mathbf{X} 와 steering 벡터 \mathbf{A} , 센서에서 입력 信號의 자기상관행렬 \mathbf{R} 을 각각

$$\mathbf{X} = [X(0), X(1), \dots, X(N_a - 1)]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_0 \\ A_1 \\ \vdots \\ A_n \\ \vdots \\ A_{N_a-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0^* \\ a_1^* \exp(j\Omega_{s0}) \\ \vdots \\ a_n^* \exp(j\Omega_{s0}n) \\ \vdots \\ a_{N_a-1}^* \exp(j\Omega_{s0}(N_a-1)) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{X} \mathbf{X}^H\} \quad (9)$$

와 같이 정의하였을 때 Bartlett 방법에서 빔에너지는

$$P_{\text{BART}}(\theta) = \mathbf{E}^H \mathbf{R} \mathbf{E} \quad (10)$$

이다.^[78] 여기서 H 는 복소 전치를 나타내며 \mathbf{E} 는 식(10)에서 $a_n = 1 (n=0, \dots, N_a - 1)$ 인 경우이다.

고해상도방법은 필터를 이용하여 데이터를 처리하여 파라메터를 구하는 parametric 방법으로, 원하는 임의의 주파수에 대한 이득을 1로하며 동시에 필터 전체의 출력이 최소가 되도록 하는 MV(minimum variance)방법과 선형예측기를 이용하여 파라메터를 구하는 LP(linear prediction)방법등이 여기에 속한다. MV방법은 ML(maximum likelihood) 방법이라고도 하며 빔에너지는

$$P_{\text{MV}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{E}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{E}} \quad (11)$$

로 나타낼 수 있으며, LP방법에서의 빔에너지는

$$P_{\text{LP}}(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{U}_m^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{E}|^2} \quad (12)$$

로 나타낼 수 있다.^[78] 여기서 \mathbf{U}_m 은 m 번째 요소만

1이고 나머지 요소는 0인 벡터이다.

고유치분해방법에는 MUSIC(multiple signal classification) 방법과 EV(eigen vector)방법등이 있는데 이것들은 공간信號에 대한 자기상관행렬의 고유치들을 이용하는 방법이다. 공간스펙트럼 推定에 사용되는 각 센서의 출력의 자기상관행렬은 信號 및 雜音成分을 함께 포함하고 있다. 만약 入射 信號의 갯수가 $p (p < N_a)$ 개이면 자기상관행렬의 信號成分에 해당하는 행렬은 rank가 p 이다. 즉, p 개의 0이 아닌 고유치와 나머지 $N_a - p$ 개의 0의 값을 갖는 고유치가 생긴다. 이 때 각 고유치가 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N$ 이고 λ_1 에 대응되는 고유벡터를 \mathbf{V}_1 라고 하면 이들 고유벡터를 信號부분공간과 雜音부분공간으로 분리할 수 있다. 새로 구성된 信號부분공간과 雜音부분공간의 자기상관행렬의 직교성을 이용하면 다음과 같은 MUSIC 알고리즘과 EV 알고리즘을 얻을 수 있다.^[78]

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{E}^H \left(\sum_{i=1}^{N_a} \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \right) \mathbf{E}} \quad (13)$$

$$P_{\text{EV}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{E}^H \left(\sum_{i=p+1}^{N_a} 1/\lambda_i \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \right) \mathbf{E}} \quad (14)$$

Ⅳ. 自動 追跡 윈도우를 이용한 空間 스펙트럼 分析

앞에서 설명한 여러가지 공간스펙트럼 分析 방법중에서 고전적 방법에서는 比較的 알고리즘이 간단한 반면 주파수 推定 해상도가 낮다. 그리고 고해상도 방법에서 MV방법은 수집된 데이터의 자기상관행렬에 대한 역행렬 계산이 요구되고, LP방법은 해상도를 높이기 위해 예측 차수를 늘리면 이에 비례해서 스텔리어스 피크들이 발생한다는 短點이 있다. 고유치 분해방법에서는 해상도는 좋으나 고유치의 취사선택 과정에서 入射波의 갯수에 대한 사전 지식이 필요하고 계산이 복잡하다는 短點이 있다. 본 연구에서는 이러한 短點을 보완할 수 있는 ATW 알고리즘을 제시하고자 한다.

일반적으로 어떤 함수 $x[n]$ 의 unbiased 자기상관함수는 다음과 같다.

$$r[m] = \begin{cases} \frac{1}{N-m} \sum_{n=0}^{N-1-m} x[n+m] x[n]^*, & \text{for } 0 \leq m < N-1 \\ \frac{1}{N-|m|} \sum_{n=0}^{N-1-|m|} x[n+|m|] x[n]^*, & \text{for } -(N-1) \leq m < 0 \end{cases} \quad (15)$$

어떤 시각 t_0 에 배열 안테나의 각 소자에 단일 주파수로 구성된 복소 사인파가 入射할 경우 각 안테

나에서 入射한 信號를

$$x(t, n) = x[n] = A_0 \exp(j\Omega_{s0}n), \quad 0 \leq n \leq N_a - 1 \quad (16)$$

이라 하면 이것의 자기상관함수는 다음과 같다.

$$r[m] = |A_0|^2 \exp(j\Omega_{s0}m), \quad -(N_a - 1) \leq m \leq N_a - 1 \quad (17)$$

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

$$R(\Omega) = \sum_{m=-(N_a-1)}^{N_a-1} r[m] \exp(-j\Omega m) = |A_0|^2 \delta(\Omega - \Omega_{s0}) \quad (18)$$

여기서 $\Omega = 2\pi f d$ 로서 $0 \leq \Omega \leq \pi$ 이다. 그런데 식 (17)에 $m \leq |N_a - 1|$ 의 구간에 걸친 윈도우 함수를 곱한 후 푸리에 변환을 하면 이것은 윈도우 함수의 푸리에 변환을 Ω_{s0} 만큼 평행이동 시킨 것과 같은 스펙트럼을 얻을 수 있다.

표 1은 여러가지 윈도우중 대표적인 것들인데²⁾ 이것들을 $m \leq |N_a - 1|$ 의 구간에 대하여 도시하면 그림 2(a)와 같다. 그런데 이 윈도우를 그림 2(b)와 같이

$$h'[m] = \begin{cases} h[m], & 1 \leq m \leq N_a - 1 \\ 0, & m \leq 0 \end{cases} \quad (19)$$

로 수정하고, 식 (17)에 $h'[m]$ 을 곱한 후 푸리에 변환을 하면

$$R(\Omega) = \sum_{m=0}^{N_a-1} |A_0|^2 \exp(j\Omega_{s0}m) h'[m] \exp(-j\Omega m) = |A_0|^2 \sum_{m=0}^{N_a-1} h'[m] \exp(-j(\Omega - \Omega_{s0})m) = |A_0|^2 H'(\Omega - \Omega_{s0}) \quad (20)$$

와 같이 된다. 여기서 $H'(\Omega)$ 는 $h'[m]$ 의 DFT 를 의미한다. 식 (20)에서

$$Q_r(\Omega) = |A_0|^2 \text{Real} \{H'(\Omega - \Omega_{s0})\} \quad (21)$$

$$Q_i(\Omega) = |A_0|^2 \text{Imag} \{H'(\Omega - \Omega_{s0})\} \quad (22)$$

를 정의하고 이 함수들의 주파수 특성을 도시하면 그림 3과 같다.

그림 3에서 보면 $Q_r(\Omega)$ 및 $Q_i(\Omega)$ 를 이용하면 $|H'(\Omega - \Omega_{s0})|$ 의 메인로브와 사이드로브간의 구별을 분명히 할 수 있다. 즉 rectangular 윈도우를 제외하고는 $Q_r(\Omega)$ 의 값이 0보다 작으면 사이드로브에 속하고, 0보다 크면 메인로브에 속한다. 그리고 $Q_i(\Omega)$ 는 메인로브와 사이드로브와의 구별을 더욱 분명히 해

표 1. N-포인트 이산 시간 윈도우 함수

Table 1. N-point discrete-time window functions.

Window name	Discrete-time function	Frequency response
Rectangle (Uniform)	1	$H_r(\Omega)$
Triangle (Bartlett)	$1 - 2 t[n] $	$\frac{2}{N} H_r^2(\Omega/2)$
Squared Cosine (Hann)	$\cos(\pi t[n]) = 0.5 + 0.5 \cos(2\pi t[n])$	$0.5 H_r(\Omega) + 0.25 [H_r(\Omega - 1/N) + H_r(\Omega + 1/N)]$
Raised Cosine (Hamming)	$0.54 + 0.46 \cos(2\pi t[n])$	$0.54 H_r(\Omega) + 0.23 [H_r(\Omega - 1/N) + H_r(\Omega + 1/N)]$

$$\star t[n] = [n - (N - 1)/2] / (N - 1)$$

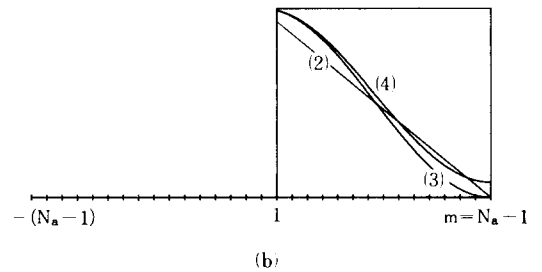
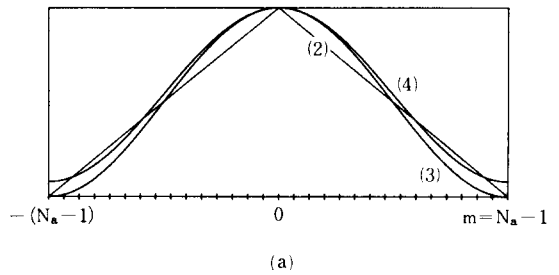


그림 2. 각 윈도우 함수의 형태 (a) 원래의 윈도우 함수 (b) 수정된 윈도우 함수

Fig. 2. The form of each window function. (a) the original window function, (b) the modified window function.

준다.

그림 3에서 대역폭 BW1을 갖는 spectral window (SW)는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$SW(\Omega) = \begin{cases} 1, & \text{if } Q_r(\Omega) > 0 \\ 0, & \text{if } Q_r(\Omega) < 0 \end{cases} \quad (23)$$

식 (23)에서 만들어진 spectral window의 대역폭 BW1을 구하기 위해 $Q_r(\Omega_{s0} + \Delta\Omega) = 0$ 에서 $\Delta\Omega$ 를 구하면 SW(Ω)가 1이 되는 범위는 다음과 같다.

$$\Omega_{s0} - \Delta\Omega \leq \Omega \leq \Omega_{s0} + \Delta\Omega \quad (24)$$

따라서 식 (23), (24)로 부터 $SW(\Omega)$ 는 중심 주파수가 Ω_{s0} 이며 대역폭이 $2\Delta\Omega$ 인 rectangular 윈도우가 된다. 그림 3에서 알 수 있듯이 $Q_i(\Omega)$ 의 성질까지 이용하면 $SW(\Omega)$ 의 대역폭을 더욱 줄일 수 있고 이로 인해 중심주파수를 벗어난 雜音을 더욱 충실히 除去할 수 있다. 즉 그림 3에서 $SW(\Omega)$ 가 다음과 같이 대역폭 BW_2 를 갖도록 윈도우를 결정한다.

$$SW(\Omega) = \begin{cases} 1, & \text{if } Q_r(\Omega) \geq 0 \text{ and } |Q_i(\Omega)/Q_r(\Omega)| < \gamma \\ 0, & \text{if } Q_r(\Omega) < 0 \text{ or } |Q_i(\Omega)/Q_r(\Omega)| \geq \gamma, \quad 0 \leq \gamma \leq 0.5 \end{cases}$$

$$(25)$$

식 (25)와 같이 윈도우를 택하면 미지의 방향에서 入射하는 단일 信號의 공간 주파수를 중심으로 한 spectral window를 자동적으로 형성시킬 수 있는데 이것을 ATW라고 한다.

만약 배열 안테나에 p 개의 入射信號가 여러방향에서 入射하고 있을 때, $N[n]$ 을 n 번째 센서에서의 공

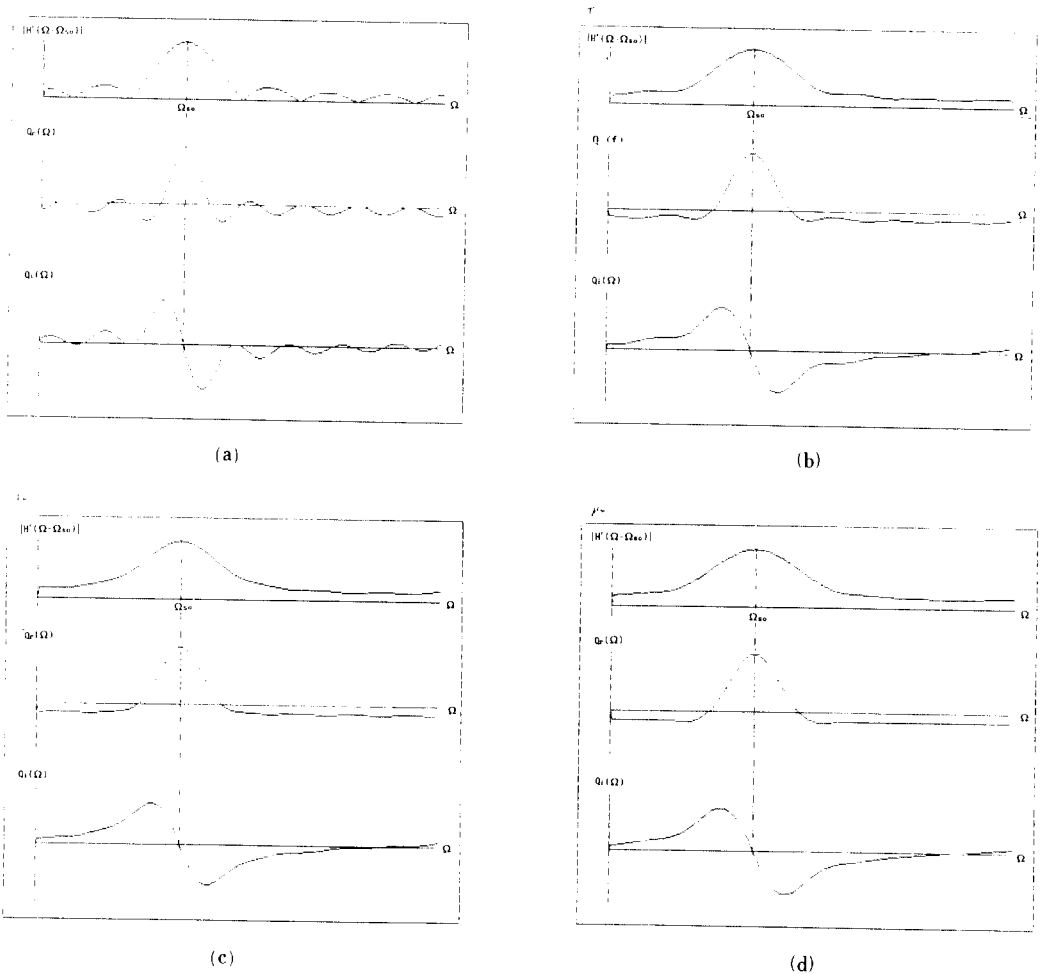


그림 3. 수정된 윈도우 함수들의 주파수 특성
 (a) rectangular 윈도우 (b) triangular 윈도우
 (c) Hamming 윈도우 (d) Hann 윈도우

Fig. 3. The characteristic of each modified window functions.
 (a) the rectangular window, (b) the triangular window,
 (c) the Hamming window, (d) the Hann window.

간으로 부터의 雜音과 센서 자체의 전자적 雜音의 함으로 파워가 ρ_n 인 白色 Gaussian 雜音이라고 가정 하면 각 센서의 출력 신호는

$$x[n] = \sum_{i=1}^P A_i \exp(j\Omega_{si}n) + N[n], \quad 0 \leq n \leq N_a - 1 \quad (26)$$

이고, 이것의 자기상관함수는

$$r[m] = \sum_{i=1}^P |A_i|^2 \exp(j\Omega_{si}m) + \rho_n \delta(m), \quad -(N_a - 1) \leq m \leq N_a - 1 \quad (27)$$

와 같다. 그리고 식 (27)에 식 (19)와 같이 수정된 윈도우 함수 $h'[m]$ 을 곱한 후 푸리에 변환을 하면 식 (28)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} R(\Omega) &= \sum_{m=0}^{N_a-1} r[m] h'[m] \exp(-j\Omega m) \\ &= \sum_{i=1}^P |A_i|^2 \sum_{m=0}^{N_a-1} h'[m] \exp[-j(\Omega - \Omega_{si})m] \\ &= \sum_{i=1}^P |A_i|^2 H'(\Omega - \Omega_{si}) \end{aligned} \quad (28)$$

이 때 白色雜音의 影響은 식 (27)에 수정된 윈도우 함수 $h'[m]$ 를 곱함으로써 쉽게 제거되며, 완전한 白色雜音이 아니라도 雜音은 상관관계가 적으므로 雜音의 影響이 많이 감소됨을 알 수 있다. 식 (20)~(22)에서는 雜音이 없고 입사 신호가 한개인 경우에 대한 정의였는데 다수의 입사파와 雜音을 고려한 경우인 식(28)에서 $Q_r(\Omega)$, $Q_i(\Omega)$ 를 다음과 같이 다시 정의하자.

$$Q_r(\Omega) = \sum_{i=1}^P |A_i|^2 \text{Real}\{H'(\Omega - \Omega_{si})\} \quad (29)$$

$$Q_i(\Omega) = \sum_{i=1}^P |A_i|^2 \text{Imag}\{H'(\Omega - \Omega_{si})\} \quad (30)$$

入射波의 공간 주파수중 $\Omega = \Omega_{sj}$ ($j=1, 2, \dots, p$)에서의 $Q_r(\Omega_{sj})$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Q_r(\Omega_{sj}) &= \sum_{i=1}^P |A_i|^2 \text{Real}\{H'(\Omega_{sj} - \Omega_{si})\} \\ &= |A_j|^2 H'(0) + \sum_{i \neq j}^P |A_i|^2 \text{Real}\{H'(\Omega_{sj} - \Omega_{si})\} \end{aligned} \quad (31)$$

Ω_{sj} 를 제외한 나머지 공간 주파수 Ω_{si} 는 주파수 차인 $|\Omega_{sj} - \Omega_{si}|$ 에 따라 $Q_r(\Omega_{sj})$ 에 음의 값으로 기여하는 항과 양의 값으로 기여하는 항이 있을 수 있다. $|\Omega_{sj} - \Omega_{si}| \leq 2\Delta\Omega$ 를 만족하는 Ω_{si} 에 대한信號는 항상 $Q_r(\Omega_{sj})$ 에 양의 값으로 기여하고, $|\Omega_{sj} - \Omega_{si}| \geq 2\Delta\Omega$ 의 범위에 있는 Ω_{si} 에 대한信號는 $Q_r(\Omega_{sj})$ 에 항

상 음의 값으로 기여한다. 따라서 식 (29), (30)에서 $Q_r(\Omega) = Q_r(\Omega) / \max(Q_r(\Omega))$, $Q_i(\Omega) = Q_i(\Omega) / \max(Q_i(\Omega))$ 라 두면 다수 入射波의 경우도 단일 入射波에서와 마찬가지로 원리로 다음과 같이 ATW를 형성시킬 수 있다.

$$SW(\Omega) = \begin{cases} 1, & \text{iff } \frac{Q_r(\Omega)}{Q_r(\Omega)} \geq \alpha \text{ and } \left| \frac{Q_i(\Omega)}{Q_r(\Omega)} \right| < \gamma \\ 0, & \text{iff } \frac{Q_r(\Omega)}{Q_r(\Omega)} < \alpha \text{ or } \left| \frac{Q_i(\Omega)}{Q_r(\Omega)} \right| \geq \gamma \end{cases} \quad (32)$$

$$0 \leq \alpha \leq 1, \quad 0 \leq \gamma < 0.5$$

이상에서 자동 추적 윈도우를 만드는 알고리즘을 提示하였다. 그림 4는 자동 추적 윈도우를 이용한 공간 스펙트럼 推定 알고리즘의 전체 흐름도이다. 전체적으로 이 알고리즘에서는 入射信號의 biased 자기상관관계를 푸리에 變換하여 자동 추적 윈도우를 만든 다음, 푸리에 變換된 데이터와 생성된 윈도우를 곱한 결과의 데이터를 푸리에 逆變換을 함으로써 雜音의 影響이나 기타 사이드로브의 요소를 除去한 후 고전적 방법이나 고해상도 방법을 이용하여 스펙트럼을 分析한다.

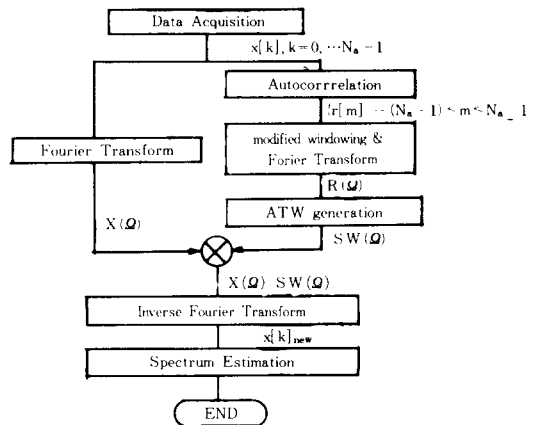


그림 4. ATW알고리즘의 흐름도
Fig. 4. The flow chart of ATW algorithm.

V. 시뮬레이션

컴퓨터 시뮬레이션을 통해 페리오도그램 방법과 LP 방법에서 ATW를 이용해서 前處理를 하였을 경우와 前處理 과정이 없는 기존의 알고리즘과의 성능을 比較하였다. 안테나 갯수 N_a 는 16개로 하였고, 해상도의 향상을 위하여 N_a 개의信號에 zero-padding을 하여 FFT는 512 포인트로 하였으며 LP 방법에서

서 예측 차수는 모두 10차로 하였다. 入射信號의 振幅은 모두 1로 하였고 雜音은 白色 gaussian 雜音을 이용하였으며, 각 시뮬레이션에서 snapshots는 10개로 하였다. 그리고 ATW를 형성시키기 위한 threshold는 雜音의 성질에 따라 $0 \leq \alpha \leq 1, 0 \leq \gamma \leq 0.5$ 사이에서 적당히 조절해 두면서 아래와 같은 몇가지 조건에서 시뮬레이션을 하였다.

그림 5는 2개의信號가 각각 $-6^\circ, 2^\circ$ 에서 -9.1dB 로 入射할 때, 수정된 Hamming 윈도우를 이용하여 $\alpha=0.4, \gamma=0.2$ 로 ATW를 형성한 경우로써 ATW-bartlett 방법이 bartlett 방법보다 사이드로브 特性이 뛰어나다는 것을 알 수 있다. LP방법에서는 해상도는 좋으나 스푸리어스 피크들이 많아 入射 方向 이외의 方向에서 마치信號가 入射하는 것처럼 나타난다. 그러나 ATW-LP 방법에서는 스푸리어스 피크가 거의 없다는 것을 알 수 있다.

그림 6은 入射信號가 SNR이 -17dB 로 비교적 雜

音이 많고 入射방향이 -2° 와 2° 로 근접한 경우로 hamming 윈도우를 이용하여 $\alpha=0.03, \gamma=0.5$ 로 自動 追跡 윈도우를 형성한 경우로서, ATW-bartlett 방법에서는 bartlett 방법에서 보다 雜音의 影響으로 인한 사이드로브가 많이 減少했음을 알 수 있다. 그러나 이 방법들에서는 해상도가 좋지 않아 두信號의 방향을 구별할 수가 없다. LP 방법에서는 雜音의 影響으로 인하여 一貫性이 不足하고 스푸리어스 피크가 매우 많아 入射信號의 방향을 推定하기가 힘들다. 반면 ATW-LP 방법에서는 스푸리어스 피크가 거의 없고 一貫性 역시 뛰어나서信號의 방향을 쉽게 推定할 수가 있다.

그림 7은 入射信號의 SNR이 -9.1dB 로 $-15^\circ, 5^\circ, 10^\circ$ 의 세 방향에서 入射할 경우로 triangular 윈도우를 이용하여 $\alpha=0.2, \gamma=0.3$ 의 ATW를 형성하였다. 일반적으로 入射角 推定 알고리즘에서 여러개의信號가 入射할 경우에는 入射 방향에 bias가 생기는데

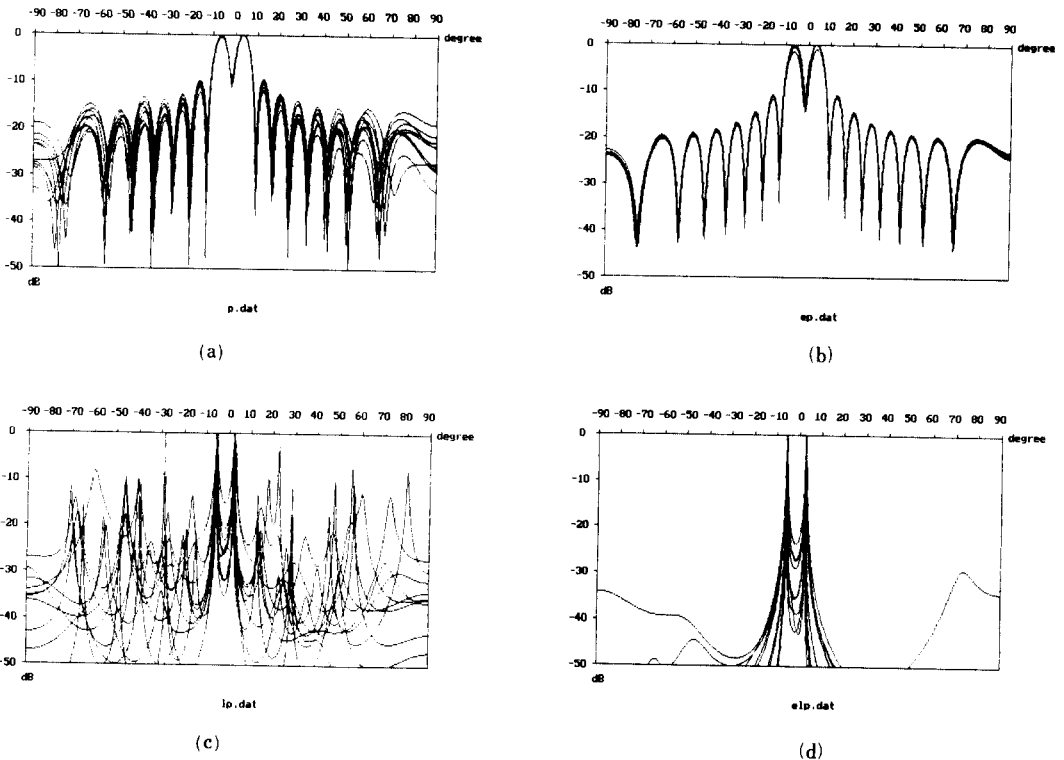


그림 5. 두개의信號가 $-6^\circ, 2^\circ$ 에서 入射할 때

(a) bartlett 방법 (b) ATW-bartlett 방법 (c) LP방법 (d) ATW-LP 방법

Fig. 5. When two signals are incident upon sensors at -6° and 2° .

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

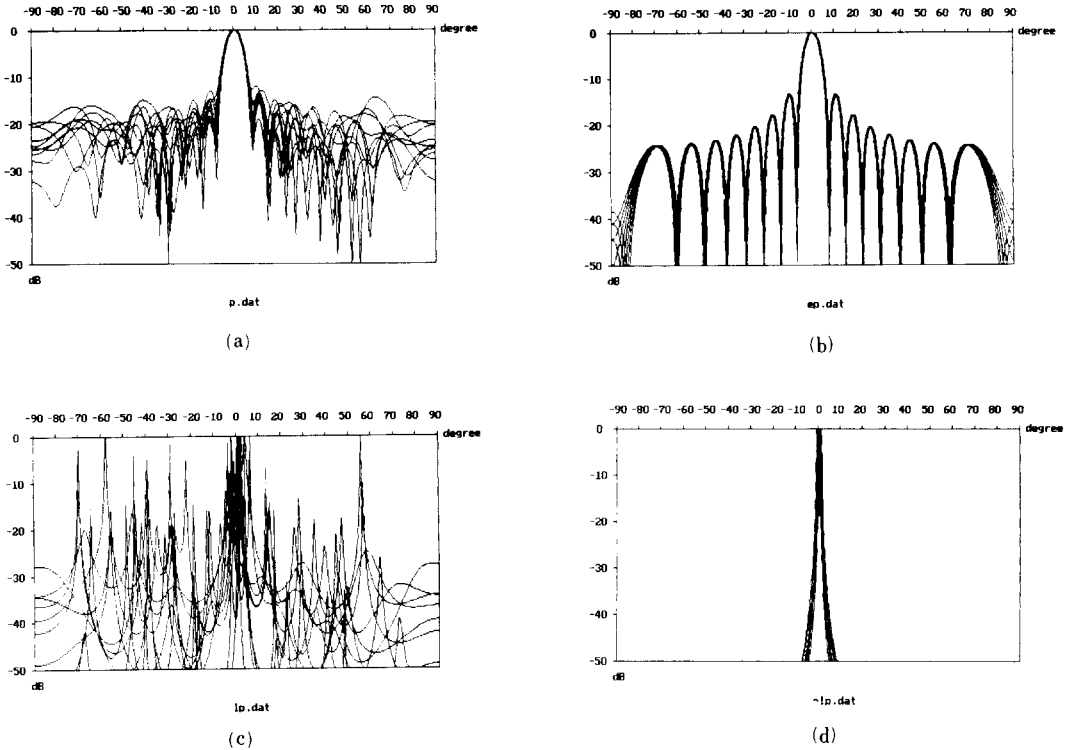


그림 6. 두개의 신호가 $-2^\circ, 2^\circ$ 로 근접하게 입사하는 경우

(a) bartlett 방법 (b) ATW-bartlett 방법 (c) LP방법 (d) ATW-LP 방법

Fig. 6. When two signals are incident upon sensors in close vicinity to -2° and 2° .

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

여기서도 4가지 경우 모두 약간의 bias가 있다는 것을 알 수 있다. 즉, 그림 7에서 $-15^\circ, 5^\circ, 10^\circ$ 의 방향으로 입사한 신호 각각에 대한 推定방향은 대략 $-14^\circ, 4^\circ, 11.5^\circ$ 로 약간의 bias가 있음을 알 수 있다.

그러나 전체적으로 볼 때 ATW 前處理 공정이 雜音으로 인한 사이드로브의 影響이나 스푸리어스 피크를 많이 除去해 줌을 알 수 있다.

VI. 結 論

본 研究에서는 고해상도의 알고리즘에서 問題가 되는 스푸리어스 피크들을 除去하기 위해 여러가지 윈도우함수의 스펙트럼의 특징을 이용해서 信號 방향으로 자동으로 윈도우를 형성하여 雜音이나 사이드로브의 影響을 除去한 후 方位角 推定 알고리즘을

이용하는 ATW 알고리즘을 제안하였다. 이 방법에서는 入射 信號에 대한 사전 지식이 전혀 없어도 信號 방향으로 자동으로 윈도우를 형성할 수가 있어 雜音에 대한 影響을 줄일 수 있다는 장점이 있다.

제안한 알고리즘을 이용한 前處理 과정을 거쳤을 때와 前處理 과정이 없는 일반적인 방법을 이용한 경우의 스펙트럼 推定을 비교한 결과 제안한 알고리즘이 雜音의 影響으로 인한 사이드로브와 고해상도 방법에서의 스푸리어스 피크를 많이 감소시킴을 확인할 수 있었다. 그리고 제안한 알고리즘은 FFT를 이용한 것으로 현재 고속 FFT 칩이 많이 개발되고 있으므로 쉽게 하드웨어로 구현할 수가 있을 것으로 생각된다.

그리고 일반적인 알고리즘에서 問題가 되는바와 같이 入射信號의 갯수가 여러개일때 bias 問題를 해결할 수 있는 방법에 대한 연구가 필요한 것 같다.

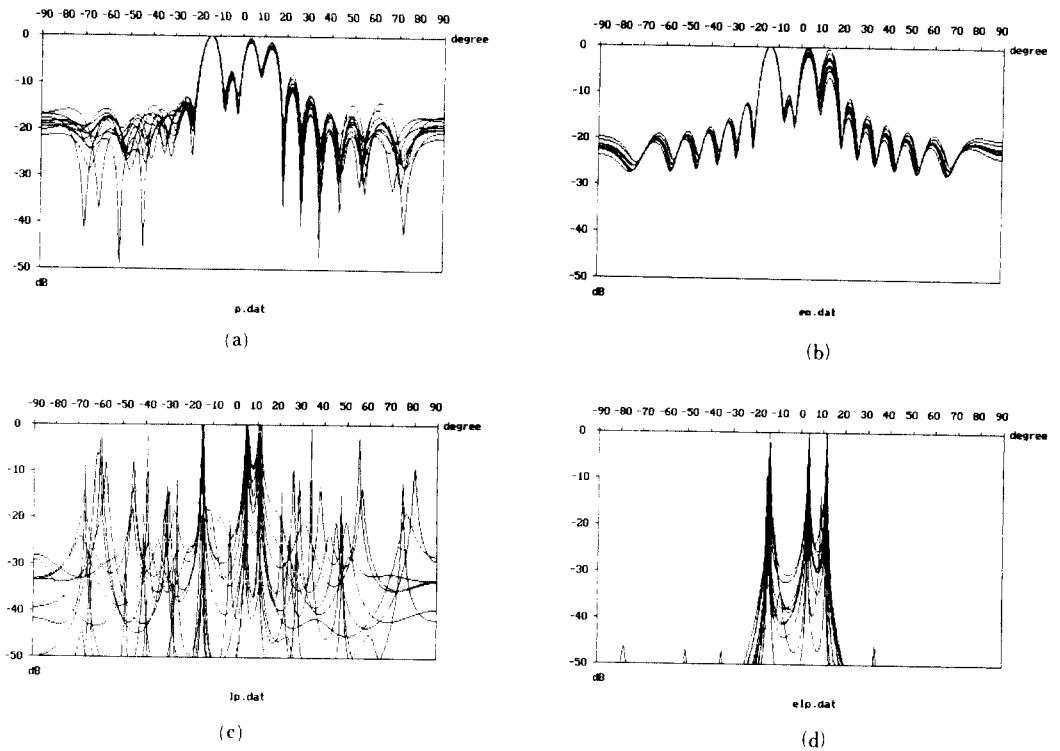


그림 7. 세개의 신호가 -15° , 5° , 10° 로 입사할 경우

(a) bartlett 방법 (b) ATW-bartlett 방법 (c) LP방법 (d) ATW-LP 방법

Fig. 7. When three signals are incident upon sensors at -15° , 5° , and 10° ,

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

參 考 文 獻

- [1] W.C. Knight, R.G. Pridham, and S.M. Kay "Digital Signal Processing for Sonar," *Proc. IEEE*, vol. 69, pp. 1451-1504, November 1981.
- [2] L.E. Brennan, "Theory of Adaptive Radar," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic system*, vol. AES-9, pp. 237-252, March 1973.
- [3] Eli Brookner "Phased-Array Radars," *Scientific American*, vol. 252, pp. 94-102, February 1985.
- [4] P.E. Green, Jr, R.A. Frosch, and C.F. Romney, "Principles of an Experimental Large Aperture Seismic Array (LASA)," *Proc. IEEE* vol. 53, pp. 1821-1833, December 1965.
- [5] B. Widrow, P.E. Mante, L.J. Griffiths and B.B. Goode, "Adaptive Antenna Systems," *Proc. IEEE*, vol. 55, pp. 2143-2159, December 1967.
- [6] R.L. Riegler and R.T. Compton, Jr, "An Adaptive Array for Interference Rejection," *Proc. IEEE*, vol. 61, pp. 748-758, June 1973.
- [7] S. Lawrance Marple, *Digital Spectral Analysis with Applications*, Prentice-Hall, Inc. 1987.
- [8] D.H. Johnson, "The Application of Spectral Estimation Methods to Bearing Estimation Problems," *Proc. IEEE*, vol. 70, pp. 1018-1028, September 1982.
- [9] W.F. Gabriel, "Adaptive Arrays-An Introduction," *Proc. IEEE*, vol. 64, pp. 239-272, February 1976.
- [10] S.U. Pillai and B.H. Kwon "Forward/Backward Spatial Smoothing Techniques for

- Coherent Signal Identification," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Proc.* vol. 37, pp. 8-15, January 1989.
- [11] S.U. Pillai, *Array Signal Processing*, Springer-Verlag New York Inc. 1989.
- [12] D.H. Johnson and S.R. DeGraaf, "Improving the Resolution of Bearing in Passive Sonar Arrays by Eigenvalue Analysis," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.* vol. ASSP-30, pp. 638-647, August 1982.

著 者 紹 介

尹 炳 愚 (正會員) 第27卷 第3號 參照
 현재 부산대학교 전자공학과
 박사과정 재학중

辛 潤 炘 (正會員) 第27卷 第3號 參照
 현재 부산대학교 전자공학과
 조교수