

論文96-33B-3-17

# 합, 차 빔 내에서 간섭 신호 동시 제거를 위한 적응 위상 모노펄스

## (Adaptive Phase Monopulse for Simultaneous Interference Cancellation in Sum and Difference Beams)

朱敬煥\*, 成河宗\*, 尹大熙\*

(Kyoung-Hwan Ju, Ha-Jong Sung, and Dae Hee Youn)

## 요 약

모노펄스 기법은 원하는 신호의 방향을 탐지하기 위해 널리 사용되어 온 방식이다. 이 방식은 하나의 펄스만 사용하여 신호의 방향을 추정할 수 있으므로 계산량이 적으며 계산 과정도 간단하다는 장점을 가진다. 그러나 원하는 신호가 간섭 신호와 함께 입사되는 등 다수의 신호가 함께 존재하는 경우 잘못된 값을 추정하게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 합 빔은 고정된 계수로 형성하고 차 빔은 주어진 선형 제한 조건 하에 출력의 파워를 최소화하는 기준으로 형성하거나 합 빔과 차 빔 각각에 선형 제한 조건을 주고 출력의 파워를 최소화하는 알고리즘 등이 제안되었다. 본 논문에서는 적응적으로 형성되는 하나의 기본 빔을 이용하여 합 빔과 차 빔에 존재하는 간섭 및 잡음 신호를 동시에 제거하는 적응 위상 모노펄스 방식을 제안하였다. 이론적인 해석과 더불어 모의실험을 통하여 제안된 방식이 기존의 알고리즘보다 향상된 성능을 나타냄을 확인하였다.

## Abstract

Monopulse technique has been widely used for a bearing estimation of a desired signal. This method can estimate the bearing of the signal with only one pulse, so computational load and complexity are low and its processes are simple. But if the desired signal incidents with interferences or multiple signals exist in the beams, the method fails to estimate correct signal angle. To solve this problem, the method to use adaptive array was proposed. In conventional adaptive array methods, sum beam was formed with fixed weights and difference beam was formed with adaptive weights determined to minimize beamformer output power with one or more linear constraints, or an algorithm to minimize each sum beam and difference beam output power with linear constraints was used. In this paper, an adaptive phase monopulse algorithm is proposed, which cancels interferences and noises in sum and difference beams simultaneously using adaptively formed one basic beam. Theoretical analyses and simulation results show that the performance of the proposed method is superior to that of conventional algorithms.

## I. 서 론

신호원의 방향을 정확히 추정하는 것은 레이다, 소

나, 그리고 통신 분야에서 매우 중요한 문제이다. 여러 가지 방법중에서 모노펄스 기법은 원하는 신호의 방향을 탐지하기 위해 널리 사용되어온 방식이다<sup>[1]</sup>. 이 방식은 하나의 펄스만 사용하면 신호의 방향을 추정할 수 있으므로 계산량이 적으며 계산 과정도 간단하다는 장점을 가진다. 그러나 원하는 신호가 간섭 신호와 함께 입사되는 등 다수의 신호가 함께 존재하는 경우 잘

\* 正會員, 延世大學校 電子工學科

(Dept. of Electronic Eng. Yonsei University)

接受日字: 1994年11月15日, 수정완료일: 1996年2月13日

못된 값을 추정하게 된다. 흔히 시스템이 운용되는 환경을 예측할 수 없거나 변화하는 경우에도 모노펄스에 의한 추정값의 신뢰도는 떨어지게 된다.

두개의 신호가 존재하는 경우에 대해 모노펄스 비가 복소수가 됨을 이용하여 표적을 검출, 분리하거나 빔을 새개 이상 형성하여 각 빔의 독립적인 정보로부터 표적을 분리하는 방법이 연구되었다<sup>12)</sup>. 그러나 이 방법은 늘어나는 시스템의 복잡성과 계산량에 비해 두개의 표적에만 제한되는 방법이라는 단점을 갖는다.

고분해능 기법을 이용하면 다수의 신호가 입사하는 경우 원하는 신호를 포함하여 각 신호마다의 방향을 추정할 수 있다<sup>13,4)</sup>. 그러나 이 방법은 일반적으로 수동적인 방식에서 사용된 것으로서 원하는 신호가 존재하는 데이터를 비교적 충분한 길이로 얻을 수 있어야 하므로 본 논문에서 생각하는 펄스 방식의 능동 시스템에서는 적용하기 어렵다. 또한 신호의 방향, 신호의 크기 등 추정하고자 하는 변수의 통계적 성질이 센서 특성에 의해 많은 영향을 받으며 공간영역 잡음 신호가 백색이 아닌 경우 잡음 특성을 정확하게 추정하여 사용하지 않으면 성능이 크게 저하된다<sup>15)</sup>. 신호의 입사 방향을 특성함수의 값을 계산하고 이를 탐색하여 찾아내야하므로 많은 계산을 요하며 신호의 고유구조를 이용하는 경우 EVD(Eigen-Vector Decomposition)를 구하거나 역행렬 등의 연산을 수행해야하므로 계산량은 더욱 늘어난다. 이러한 계산량 문제는 3차원 방향 추정인 경우 더욱 심각해진다. 신호원 갯수의 정확한 추정에 대한 어려움이나 실제적인 환경에서 필연적으로 발생하게 되는 도플러 성분의 영향 등에 대해서도 아직 많은 문제가 해결되지 않고 있다. 한편 입사되는 모든 신호가 원하는 신호 또는 표적 신호인 것은 아니며 만약 이들내에 간섭 신호가 존재하는 경우에 이를 제거하고 원하는 신호의 방향만을 알아내는 것이 유리할 것이므로 고분해능 방식은 적당하지 않게 된다.

고분해능 기법과는 다른 방식으로 다수의 입사 신호에 의해 발생하는 문제를 해결하기 위해 적응 어레이 기법을 모노펄스 기법에 적용한 방식인 적응 모노펄스가 제안되기도 하였다<sup>16,7,8)</sup>. 기존의 적응 어레이 방식에서는 합 빔은 고정된 계수로 형성하고 차 빔은 주어진 선형 제한 조건 하에 출력을 최소화하는 기준을 사용하여 형성하였다<sup>16)</sup>. 이 방식은 전통적인 빔 형성기가 일반적으로 환경과 무관하게 강인한 동작을 보이는 점을 강조하고 있으나 모노펄스 비가 차 빔보다는 합

빔 내의 잡음에 의해 많은 바이어스를 갖게 된다. 즉 합 빔과 차 빔 내의 잡음을 동시에 제거해야만 바이어스 없는 정확한 모노펄스 비를 추정할 수 있다. 최근에는 합 빔과 차 빔 각각에 선형 제한 조건을 주고 출력의 파워를 최소화하는 알고리즘이 제안되었다<sup>17,8)</sup>.

이러한 기존 적응 알고리즘의 문제점은 다수의 적응 빔 관리, 그에 따라 늘어나는 계산량과 더불어 정면에 있는 신호에 대해 추정된 방향값 내에 존재하는 바이어스 등이었다. 또한 적응 빔에 의해 간섭 신호는 제거되었지만 이로 인해 모노펄스 비가 방향에 대해 단순한 해석 함수 형태의 식이 아니거나 적응 결과에 따라 모노펄스 비가 변화하는 문제가 발생되었다. 이러한 경우 오히려 잡음에 의한 오차보다 모노펄스 비로부터 방향을 추정하는 오차가 커지는 문제가 발생되었다. 이에 모노펄스 비가 간단한 삼각함수의 형태가 되도록 하는 방법에 관한 연구가 활발하게 전개되었다<sup>19)</sup>.

본 논문에서는 적응적으로 형성되는 단일 빔의 출력을 이용하여 합 빔과 차 빔 내에 존재하는 간섭 및 잡음 신호를 동시에 제거함으로써 간단한 구조를 가지며 적은 계산량을 갖는 방법을 제안한다. 또한 내재적으로 정면에 존재하는 신호에 대한 방향 추정의 바이어스가 전혀 없으며 모노펄스의 비가 적응 빔형성 계수에 의해 변하지 않고 항상 간단한 삼각함수의 형태가 되는 적응 위상 모노펄스 구조를 제안하고자 한다. II절에서는 신호 모델링을, III, IV절에서는 최적 기준을 이용한 계수를 구하고 이를 적응적으로 추정하기 위한 기법을 알아본다. 모의 실험 및 결론은 V, VI절에 이어나간다.

## II. 신호 모델링

모노펄스 방식은 2개의 빔을 형성하여 방향 정보를 얻을 수 있는 구조인데 빔은 처음부터 합 빔과 차 빔을 형성할 수도 있고 기본 빔으로부터 합, 차 빔을 형성할 수도 있다. 이때 어레이를 이용하면 훨씬 용이하게 원하는 모노펄스 구조를 구현할 수 있다. 이러한 어레이 구조에서는 모노펄스 비나 빔의 특성 등에서 기존의 연속적인 구경을 갖는 방식과는 약간 다른 특성이 나타난다. 작음 모노펄스 역시 내부적으로 합, 차 빔 방식과 기본 빔 방식 중 원하는 방식을 이용하여 구현할 수 있다. 합 빔 또는 차 빔을 적응적으로 구현하는 기존의 방식과는 달리 본 논문에서는 기본 빔으

로부터 합 빔과 차 빔을 형성하는 방식을 생각하기로 한다.

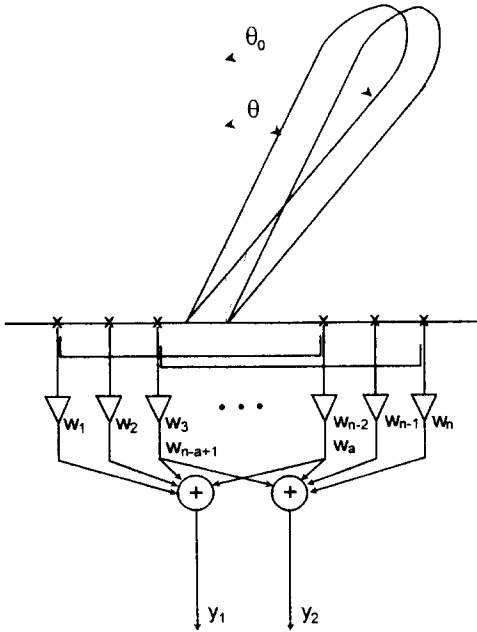


그림 1. 위상 모노펄스를 위한 협대역 어레이의 구조

Fig. 1. Narrow band array structure for phase monopulse.

n개의 센서로 입력되는 신호 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$X = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \quad (1)$$

벡터 X는 n x 1 열벡터(column vector)이고 T는 행렬의 전치(transpose)를 나타낸다. 이로부터 다음의 기본 벡터를 형성한다.

$$X_1 = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T, \quad X_2 = [x_{n-a+1} \ x_{n-a+2} \ \dots \ x_n]^T \quad (2)$$

벡터 X<sub>1</sub>, X<sub>2</sub>는 a x 1 열벡터로서 2개의 기본 빔을 형성하기 위한 입력 벡터이다. 두 벡터는 공유하는 센서를 가짐으로써 센서의 활용도를 높이거나 어레이 더블렛(array doublets) 구조로 구성하여 각 빔이 제거할 수 있는 간섭 신호의 수를 늘릴 수 있으나 물리적으로 신호 간의 위상차가 존재해야만 한다. 위상 방식의 모노펄스에서 θ<sub>0</sub> 방향으로 조정된 기본 빔은 같은 크기의 빔패턴을 가지며 빔 출력 신호의 위상만이 다르다는 점을 이용하면 다음의 관계를 얻을 수 있다.

$$y_1 = W_1^H X_1,$$

$$y_2 = W_2^H X_2 = W_1^H X_2 \quad (3)$$

y<sub>1</sub>, y<sub>2</sub>는 형성되는 기본 빔의 출력이며 W<sub>1</sub>은 빔이 원하는 모양을 가지도록 하기 위한 계수이고 H는 행렬의 Hermitian을 뜻한다. 따라서 y<sub>1</sub>, y<sub>2</sub>는 공간영역에서 신호가 입사하는 방향에 따라 각각 다음과 같은 전달 함수 Y<sub>1</sub>, Y<sub>2</sub>를 가진다.

$$\begin{aligned} Y_1 &= W_1^H S_1 \\ &= \sum_{i=1}^a w_i s_i^1 = \sum_{i=1}^a w_i e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} (i-1)d(\sin \theta - \sin \theta_0)} \\ &= G(\theta) e^{j\phi} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} Y_2 &= W_2^H S_2 \\ &= \sum_{i=1}^a w_i s_i^2 = \sum_{i=1}^a w_i e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} (i+n-a-1)d(\sin \theta - \sin \theta_0)} \\ &= G(\theta) e^{-j\phi} \end{aligned} \quad (5)$$

$$W_1 = (w_i) = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_a]^T$$

$$S_1 = (s_i^1) = [1 \ e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} d \sin \theta - \sin \theta_0} \ \dots \ e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} (a-1)d(\sin \theta - \sin \theta_0)}]^T$$

$$\begin{aligned} S_2 = (s_i^2) &= [e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} (n-a)d(\sin \theta - \sin \theta_0)} \ e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} (n-a+1)d(\sin \theta - \sin \theta_0)} \\ &\quad \dots \ e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} (n-1)d(\sin \theta - \sin \theta_0)}]^T \end{aligned}$$

$$= S_1 e^{2j\phi}$$

λ<sub>c</sub>는 입사 신호의 중심 파장, d는 센서간의 간격이다. 따라서 기본 빔의 출력 y<sub>1</sub>, y<sub>2</sub>는 각각 위상 차 φ =  $\frac{2\pi}{\lambda_c} kd(\sin \theta - \sin \theta_0)$  을 가지며 k = (n-a)/2 이고 아래와 같이 합 빔 Y<sub>s</sub>과 차 빔 Y<sub>d</sub>을 형성하면 간단히 입력 신호의 방향 θ를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_s &= Y_1 + Y_2 \\ &= G(\theta) e^{j\phi} + G(\theta) e^{-j\phi} \\ &= 2G(\theta) \cos \phi \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} Y_d &= Y_1 - Y_2 \\ &= G(\theta) e^{j\phi} - G(\theta) e^{-j\phi} \\ &= 2jG(\theta) \sin \phi \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \epsilon = Y_d / Y_s &= j \frac{2G(\theta) \sin \phi}{2G(\theta) \cos \phi} \\ &= j \tan \phi = j \tan \left[ \frac{2\pi}{\lambda_c} kd(\sin \theta - \sin \theta_0) \right] \end{aligned} \quad (8)$$

차 빔의 패턴 식 (7)을 관찰하면 입사각이 0° 인 경우 즉 φ=0 이면 자연히 Y<sub>d</sub>=0 임을 알 수 있으며 따

라서 정면에 존재하는 신호에 대한 바이어스가 없음을 알 수 있다. 또한 모노펄스 비  $\epsilon$ 의 기울기는 즉 방향에 대한 민감성은 센서 간의 간격  $kd$ 로 결정되며 따라서 센서 간의 거리가 충분히 넓다면 높은 민감성을 유지할 수 있다. 위의 식에 따라 입사각은 다음의 간단한 식으로 표현된다.

$$\theta = \sin^{-1}(\sin \theta_0 + \lambda_c \frac{\tan^{-1} - j\epsilon}{2\pi kd}) \quad (9)$$

일반적으로 잡음이 존재하는 경우 식 (9)는 이론적으로 유도된 결과와 같은 순허수가 아니며 따라서 다음의 식을 이용한다.

$$\theta = \sin^{-1}(\sin \theta_0 + \lambda_c \frac{\tan^{-1} \text{Im}[\epsilon]}{2\pi kd}) \quad (10)$$

즉  $\text{Im}[\epsilon]$ 은 허수부를 취하는 연산자로서 구해진 모노펄스 비의 허수부만을 취하면 원하는 방향 정보를 얻을 수 있다.

### III. 최적 알고리즘

본 절에서는 계수  $w_1$ 을 구하는 최적화 알고리즘에 대해 논의하고 제안된 방법의 출력 SINR을 유도한다. 기본 빔  $y_1$  출력의 파워는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E\{y_1 y_1^H\} &= E\{W_1^H X_1 X_1^H W_1\} = W_1^H E\{X_1 X_1^H\} W_1 \\ &= W_1^H R_x W_1 \end{aligned} \quad (11)$$

where  $R_x = E\{X_1 X_1^H\}$

$E[\cdot]$ 은 평균을 취하는 연산자이다. 원하는 신호의 이득을 일정하게 유지하면서 출력의 파워를 최소화하면 간섭 신호를 제거할 수 있다. 이때 다음과 같은 선형 제한 조건을 이용한다<sup>[10],[11]</sup>.

$$W_1^H S_1 = 1 \quad (12)$$

위의 선형 제한 조건은 신호의 방향 벡터 또는 조정(steering) 벡터 성분의 빔 이득을 일정하게 고정시킨다. Lagrange 방식을 사용하면 이를 다음과 같은 등가의 식으로 표현할 수 있다.

$$\min_{W_1} W_1^H R_x W_1 + \lambda(1 - W_1^H S_1) \quad (13)$$

미분을 이용하여 이 식을 풀면 아래와 같은 최적해  $W_{opt}$ 를 얻는다.

$$\begin{aligned} W_{opt} &= W_1 \\ &= R_x^{-1} S_1 (S_1^H R_x^{-1} S_1)^{-1} \end{aligned} \quad (14)$$

두 번째 기본 빔 역시 이와 같은 계수를 사용하게 되며 식 (14)에서 주어진 것과 같이 이들 기본 빔을 이용하는 합 빔과 차 빔 역시 기본 빔에 각각 코사인파와 사인이 곱해진 형태의 빔 패턴을 가지며 따라서 간섭 신호를 제거하는 응답을 갖게 된다.

모노펄스의 성능은 흔히 합 빔 출력의 신호대 간섭 신호와 잡음의 비(SINR)로 평가된다. 모노펄스의 합 빔은 원하는 신호의 존재 유무를 검출하는데 사용되므로 매우 중요한 문제이다. 제안된 방식의 출력 SINR은 다음으로 주어진다.

$$\begin{aligned} y_s &= y_1 + y_2 = W_1^H X_1 + W_1^H X_2 \\ &= W_1^H (S_1 s(n) + N_1 + S_2 s(n) + N_2) \\ &= W_1^H [(1 + e^{j2\phi}) S_1 s(n) + N_1 + N_2] \end{aligned} \quad (15)$$

입사 신호  $S_1 s(n)$ 과 잡음  $N_1, N_2$ 는 각각 평균이 0이고 서로 상관관계가 없으며 잡음은 같은 통계적 특성을 가진다고 가정한다.

기본 빔에 입사되는 신호의 위상 차이는  $e^{j2\phi}$ 로 나타나며 이때 출력 신호의 전체 파워와 신호 성분의 파워는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} E\{y_s y_s^H\} &= E\{(W_1^H X_1 + W_1^H X_2)(W_1^H X_1 + W_1^H X_2)^H\} \\ &= W_1^H E\{(X_1 + X_2)(X_1 + X_2)^H\} W_1 \\ &= W_1^H (2R_x + R_{x12} + R_{x12}^H) W_1 \\ &= \frac{S_1^H R_x^{-1} (2R_x + R_{x12} + R_{x12}^H) R_x^{-1} S_1}{S_1^H R_x^{-1} S_1} \\ &= \frac{2}{S_1^H R_x^{-1} S_1} (1 + \frac{\text{Re}\{S_1^H R_x^{-1} R_{x12} R_x^{-1} S_1\}}{S_1^H R_x^{-1} S_1}) \end{aligned} \quad (16)$$

$\text{Re}[\cdot]$ 은 실수부를 취하는 연산자이며  $R_{x12} = E\{X_1 X_2^H\}$ 이다.  $\text{Re}$  연산자가 포함하고 있는 부분은 빔간의 상관관계에 의해 나타나는 성분이다. 센서에 입력되는 원하는 신호의 파워  $\sigma_s^2 = E\{s(n)s^*(n)\}$ 에 대해 빔의 출력 파워는 다음으로 주어진다.

$$\begin{aligned} E\{y_s y_s^H\} &= E\{(1 + e^{j2\phi}) S_1 s(n) s^*(n) S_1^H (1 + e^{-j2\phi}) W_1\} \\ &= 4 \cos^2 \phi W_1^H S_1^H S_1 W_1 E\{s(n) s^*(n)\} \\ &= 4 \sigma_s^2 \cos^2 \phi \end{aligned} \quad (17)$$

그러므로 출력에서의 잡음 파워는 다음으로 주어진다.

$$E_{y_{in}y_{in}^H} = E_{y_{s1}y_{s1}^H} - E_{y_{s2}y_{s2}^H} \quad (18)$$

$$= \frac{2}{S_1^H R_x^{-1} S_1} \left( 1 + \frac{\text{Re} \left[ \frac{S_1^H R_x^{-1} R_{x12} R_x^{-1} S_1}{S_1^H R_x^{-1} S_1} \right] \right) - 4\sigma_s^2 \cos^2 \phi$$

위식을 정리하면 다음과 같은 출력 SINR을 얻는다.

$$SINR = \frac{E_{y_{s1}y_{s1}^H}}{E_{y_{in}y_{in}^H}} \quad (19)$$

$$= \frac{2\sigma_s^2 \cos^2 \phi}{\frac{1}{S_1^H R_x^{-1} S_1} \left( 1 + \frac{\text{Re} \left[ \frac{S_1^H R_x^{-1} R_{x12} R_x^{-1} S_1}{S_1^H R_x^{-1} S_1} \right] \right) - 2\sigma_s^2 \cos^2 \phi}$$

식 (19)에서  $R_{x12}$  성분은 기본 빔 두개의 상관관계에 의해서 결정되는 상관 행렬로서 센서를 공유해서 사용하지 않거나 두개의 빔에서 수신되는 잡음 신호 사이의 상관관계가 작은 경우 즉,  $R_{x12} \approx \sigma_s^2 e^{-j2\phi} S_1 S_1^H$ 인 경우 출력 SINR은 아래와 같은 형태가 된다.

$$SINR = \frac{2\sigma_s^2 \cos^2 \phi}{\frac{1}{S_1^H R_x^{-1} S_1} [1 + \sigma_s^2 \cos 2\phi S_1^H R_x^{-1} S_1] - 2\sigma_s^2 \cos^2 \phi} \quad (20)$$

빔간의 잡음 신호사이에 상관관계가 상당히 높고 신호대 잡음비가 낮은 경우  $R_{x12} \approx R_x$ 이면 SINR은 아래와 같은 형태가 된다.

$$SINR = \frac{\sigma_s^2 \cos^2 \phi}{\frac{1}{S_1^H R_x^{-1} S_1} - \sigma_s^2 \cos^2 \phi} \quad (21)$$

식 (21)을 보면 빔의 잡음 신호 사이에 상관관계가 클수록 출력 SINR이 합 빔을 최적화시키는 경우와 근접한 값을 가짐을 알 수 있다. 초기 상태의 빔이 좀더 낮은 부엽(sidelobe)을 가지도록 하려면 기존의 시간 영역에서 사용되어지는 Hamming, Hanning, Chebyshev 계수 등의 윈도우 기법을 이용할 수 있다. 이를 이용하면 초기 빔의 조정 방향  $S_1'$ 은 다음으로 주어진다.

$$S_1' = DS_1, \quad D = \begin{pmatrix} d_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & d_2 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & d_3 & \dots \\ \dots & & & \dots \end{pmatrix} \quad (22)$$

D는 윈도우 값을 가지는 대각 행렬이다.

#### IV. 적응 알고리즘

능동 소나에서 나타나는 수중 음향 환경은 잡음의 중심 주파수, 대역폭 등이 시간에 따라 변화하며

CW(Continuous Wave), FM(Frequency Modulation)과 같은 사용 신호의 종류에 따라라도 그 특성에 있어 큰 편차를 나타낸다. 본 절에서는 앞에서 제안한 최적 방법을 실제적으로 사용할 수 있도록 하기 위한 적응 알고리즘을 살펴본다. 본 논문에서 제안된 모노필스 구조는 빖형성을 기본으로 구현되므로 기존의 적응 알고리즘을 그대로 적용할 수 있는 특징을 가진다. Frost는 선형 제한 조건을 가지는 빖형성기에 대해 다음과 같은 적응 알고리즘을 제안하였다<sup>[10]</sup>.

$$W_{k+1} = P(I - \mu R_k)W_k + W_0$$

$$W_0 = S_1(S_1^H S_1)^{-1} \quad (23)$$

$$P = I - S_1(S_1^H S_1)^{-1}S_1^H$$

Frost는 계수 벡터를 적응적으로 구하기 위해 일정한 값  $W_0$ 를 기준으로 잡음 신호의 특성에 따라 사영 연산자  $P$ 를 이용하여 계수 벡터를 변경시켜 가는 방법을 사용하였다. 위의 재귀적인 식은 아래의 조건을 만족하는  $\mu$ 에 대해 수렴을 보장한다.

$$0 < \mu < \frac{2}{3tr(R_k)} \quad (24)$$

GSC(Generalized Sidelobe Canceller) 구조를 이용하면 Frost 구조에서 선형 제한 조건을 없앨 수 있으며 LMS 알고리즘을 사용하여 적응 구조로 구현할 수 있다<sup>[12]</sup>. 또한 이러한 적응 구조에서는 GSO(Gram-Schmidt Orthogonalization) 알고리즘을 적용하여 수렴 속도의 향상을 꾀할 수 있다<sup>[13]</sup>. 표 1에서와 같이 SMI 방식을 이용해도 수렴속도를 크게 향상시킬 수도 있는데 역행렬을 계산해야 한다는 단점을 가진다<sup>[14]</sup>.

표 1. SMI 알고리즘  
Table 1. SMI algorithm.

step 1. $\hat{R}_x = \frac{1}{K} \sum_i^K X_i X_i^H$ step 2. $\hat{W}_1 = \hat{R}_x^{-1} S_1 (S_1^H \hat{R}_x^{-1} S_1)^{-1}$
--

그러나 역행렬 연산은 수치적으로 안정되지 못한 경우가 발생할 수 있으므로 수렴 속도가 가장 큰 문제이지 않은 경우 GSO 방식이 비안정적인 특성을 갖는 실제 잡음 환경에 보다 적합하다. GSO 방식에서는 TDL(Tapped Delay Line) 구조에서 필터 계수가 역

행렬의 연산을 통해 얻어진 것과는 달리 계수를 국지적인 오차 신호를 통하여 적응적으로 계산하는 방식을 취한다. 물론 계수의 적응 알고리즘 상에서 LMS 또는 RLS 등의 알고리즘을 적용할 수 있다. 계수의 수가 TDL 구조에 비해 크게 증가되므로 계산량은 많아지게 되나 적은 샘플로도 빠른 수렴 결과를 얻을 수 있다.

### V. 모의실험 및 분석

모의실험에서는 신호의 특성을 정확히 알고 있어 최적적으로 신호를 처리할 수 있는 경우와 잡음의 특성을 적응적으로 추정하는 적응적인 방법을 제안된 구조에 대해 비교한다. 입력 신호에서 원하는 신호 방향  $\theta_0 = 0^\circ$  이며 두개의 간섭 신호 입사 방향은  $\theta_1 = 27.6^\circ$ ,  $\theta_2 = 37.5^\circ$  이며 임의로 선택되었다. 간섭 신호 대 백색 열잡음의 파워비(INR)은  $-40\text{dB}$ 이고 열잡음은 백색 가우시안으로 가정하였다. 7개의 센서는 선형적으로 균일하게 분포하며 각 센서의 간격은  $d = 0.5\lambda_c$ 로 하였다. 기본 빔은 6개의 센서를 이용하여 형성하였으며 5개의 센서가 공통으로 사용된다.

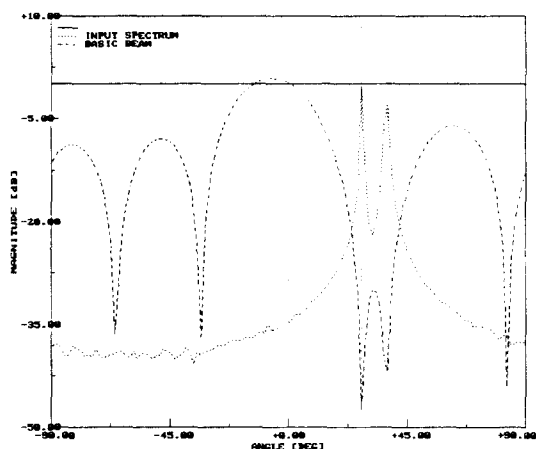


그림 2. 최적 기본 빔패턴  
Fig. 2. Optimal basic beam pattern.

그림 2는 신호의 상관행렬을 정확히 아는 경우 최적적으로 구현될 수 있는 기본 빔의 모양을 나타내고 있다. 그림 2에는 공간 스펙트럼과 빔형성기의 공간 이득이 같이 나타나있다. 점선으로 나타난 부분은 원하는 신호의 입사 방향과 간섭 신호의 공간 스펙트럼을 나타낸다. 그림 2에서와 같이 최적적으로 조정된 기본 빔은 각 간섭 신호의 입사 방향에 대해 정확하게 영점을 형성

하고 있으며 높은 간섭 신호 상쇄 효과를 나타내고 있다. 또한 원하는 신호의 입사 방향에서 빔형성기의 이득이  $0\text{dB}$ 로써 주어진 선형 제한 조건을 만족하고 있다. 그림 2에 나타난 기본 빔을 가지고 형성한 합과 차 빔의 모양이 그림 3에 나타나 있다. 간섭 신호의 공간적인 입사 방향이 역시 점선으로 표시되어 있는데 합 빔과 차 빔 역시 간섭 신호 방향에 대해 정확히 영점을 형성하고 있음을 알 수 있다. 특히 차 빔의 모양은 조정된 각에서 영점을 형성하므로 조정각 정면에 존재하는 표적에 대한 바이어스가 없음을 알 수 있다.

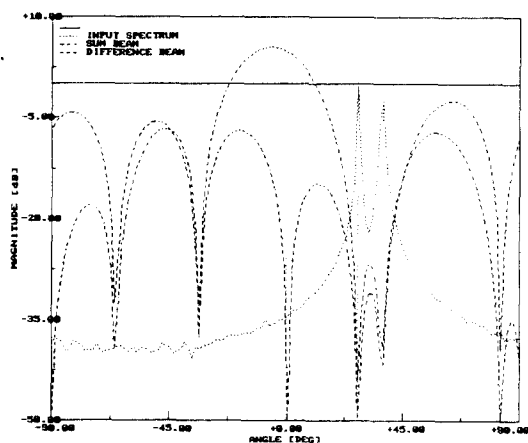


그림 3. 최적 합 빔과 차 빔패턴( $\theta_0 = 0^\circ$ )  
Fig. 3. Optimal sum and difference beam patterns( $\theta_0 = 0^\circ$ ).

그림 3과 그림 4는 조정각을 변화시켰을 때 나타나는 빔형성기의 공간 영역 응답의 변화를 나타내고 있다. 조정각은  $\theta_0 = 0^\circ$ ,  $\theta_0 = -17.7^\circ$  등이며 원하는 신호의 방향이 간섭 신호의 방향과 멀어질수록 높은 감쇄 효과를 나타내고 있다. 그림 4에서와 같이 적응 빔은 조정각에 따라 다른 특성을 나타내지만 모노펄스 비는 간단한 삼각함수의 형태를 유지함을 알 수 있다. 또한 점선으로 표시된 원하는 신호의 입사 방향에서 차 빔의 이득이 0으로 나타남으로써 정면에 존재하는 표적에 대한 모노펄스 비의 바이어스가 없음을 알 수 있다. 이는 그림 5에서 알기 쉽게 나타나 있다.

그림 5에 나타난 모노펄스 비는 적응된 계수에 관계 없이 식 (10)에서 주어진 것과 같이 간단한 삼각함수의 형태를 가짐을 알 수 있다. 본문에서 유도된 SINR 식에서 보는 바와 같이 조정각에 따라 간섭 신호의 상쇄 효과가 다르게 나타난다.

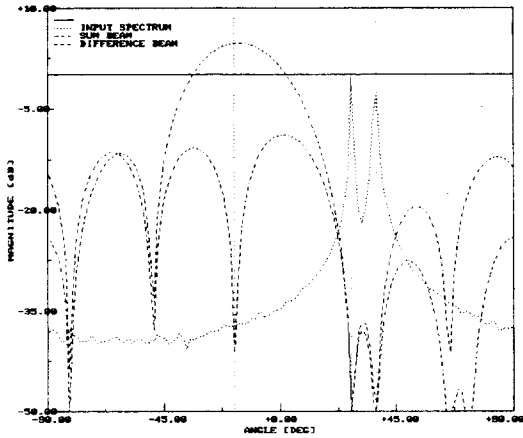


그림 4. 최적 합 빔과 차 빔패턴( $\theta_0 = -17.7^\circ$ )  
 Fig. 4. Optimal sum and difference beam-patterns( $\theta_0 = -17.7^\circ$ ).

센서간의 간격에 따라 공간 영역에서 신호의 중첩 현상이 발생하지 않는 범위에서 신호의 입사각을 추정할 수 있으며 본 실험의 경우 입사각 추정 영역은  $-90^\circ \sim 90^\circ$  사이의  $180^\circ$  영역을 포함한다.

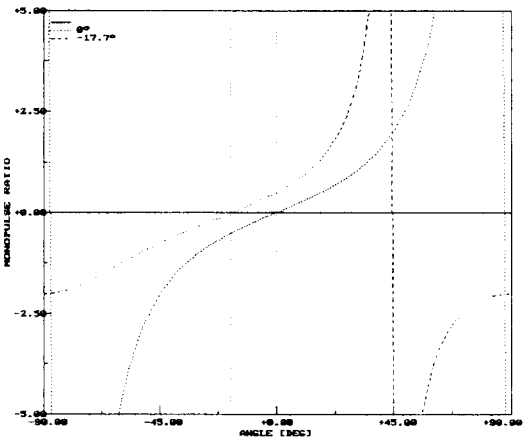


그림 5. 조정각에 의한 모노펄스 비의 변화  
 Fig. 5. Monopulse ratio behavior with steering angle variation.

그림 6은 Frost 방식의 적응 알고리즘에서 공간 상관 행렬을 구하지 않고 LMS 방식의 직접 샘플 값을 사용한 경우 최종 수렴한 상태의 빔 특성을 나타내고 있다. 간섭 신호의 방향을 적응적으로 추정하여 영점을 형성해 감을 알 수 있다. 그림 7은 기본 적응빔을 이용하여 형성한 합, 차 빔으로서 간섭 신호에 대해 정확

히 영점을 형성하고 있다.

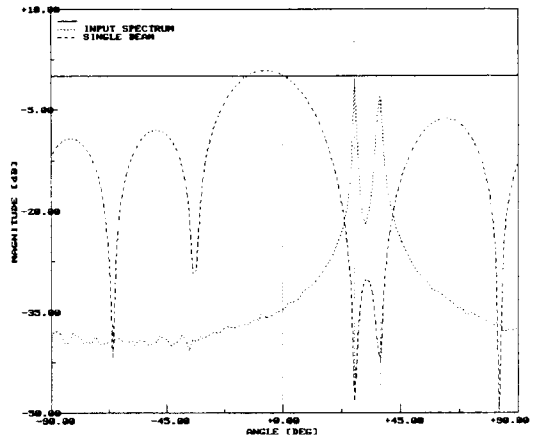


그림 6. 적응 기본 빔패턴  
 Fig. 6. Adaptive basic beam-pattern.

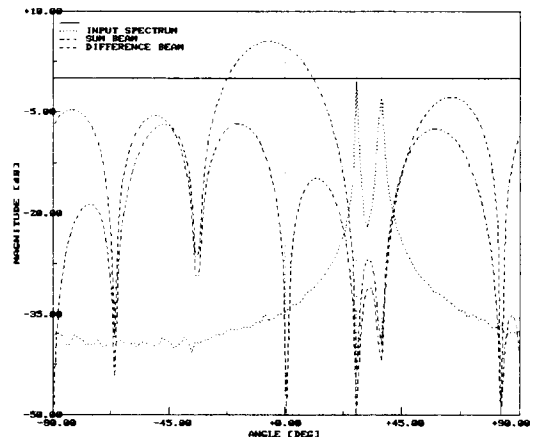


그림 7. 적응 합 빔과 차 빔패턴  
 Fig. 7. Adaptive sum and difference beam-patterns.

그림 8은 얻을 수 있는 최적 SINR과 적응빔을 이용하였을 경우를 비교하여 나타내고 있다. 실제 환경에서는 잡음의 특성을 정확히 알 수 없을 뿐만아니라 비안정적인 특성이 나타날 수 있으므로 최적인 방법을 구현하기 보다는 적응적인 방법을 사용하는 것이 실제적이며 또한 유리하다. 그림 8은 이러한 적응 구조를 사용하여도 최적에 가까운 성능을 나타낼 수 있음을 보여주고 있다. 적응되는 샘플수가 증가할수록 SINR도 단조 증가함을 나타내고 있다. 사용하는 어레이보다 간섭 신호의 수가 적고 백색 잡음의 파워도 크지 않기

때문에 비교적 높은 SINR을 얻을 수 있다.

더욱 확대되어야 할 것이다.

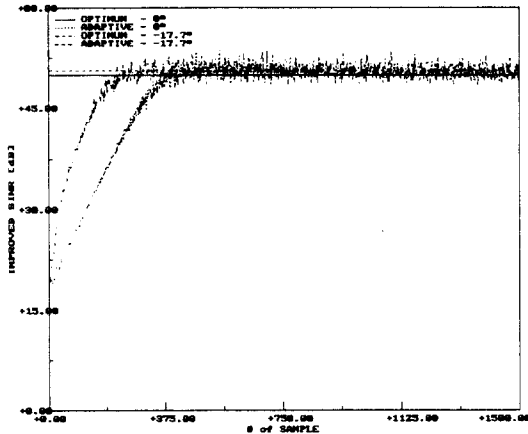


그림 8. 신호 샘플 증가에 따른 SINR의 변화  
Fig. 8. SINR behavior with the number of samples variation.

### VI. 결 론

본 논문에서는 고정된 시스템을 갖는 모노펄스 방식이나 기존의 적응 알고리즘을 이용한 방식의 단점을 개선한 적응 위상 모노펄스 방식을 제안하였다. 제안된 모노펄스 방식은 단일 빔을 환경에 적응적으로 동작시켜 간섭 신호를 제거하도록 만든 후 적응된 계수를 각 빔이 공유하여 이를 가지고 합 빔과 차 빔 내에서 동시에 간섭 신호가 제거되도록 하는 방식을 사용하였다. 따라서 기존의 적응 알고리즘을 크게 단순화시켰으며 필요로 하는 계산량과 시스템의 사양을 줄였다. 제안된 방법은 광대역 적응 빔형성과 평면 또는 3차원 어레이 방식에서도 똑같은 방식으로 적용되며 추정하고자 하는 방향 공간이 3차원인 경우 단일 빔을 적응적으로 구현하여 합 빔 한개와 차 빔 두개에서 동시에 간섭 신호를 제거할 수 있는 능력을 발휘하도록 설계할 수 있으므로 더욱 높은 효율을 얻을 수 있다.

제안된 방식은 균일한 배열 구조만이 아니고 ESPRIT(Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Technique) 등의 고분해능 기법에서 사용되는 어레이 더블릿 구조를 이용하여 구현될 수도 있다. 고정된 계수를 사용하는 경우보다 적응 어레이를 이용하는 방식이 보다 좋은 성능을 나타내는 것으로 보고되고 있으므로 보다 향상된 성능을 보이는 적응 기법에 관한 연구와 더불어 실용적인 응용분야가

### 참 고 문 헌

- [1] Sherman, *Monopulse Principles*, Artech House, 1984.
- [2] S. J. Asseo, "Detection of Target Multiplicity Using Monopulse Quadrature Angle." *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-17, no. 2, pp. 271-280, Mar. 1981.
- [3] R. O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation." *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, pp. 276-280, 1986.
- [4] R. Kumeresan and D. W. Tufts, "Estimating the Signals of Arrival of Multiple Plane Waves," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-19, pp. 134-139, 1983.
- [5] A. Swami, J. M. Mendel, "Cumulant based Approach to the Harmonic Retrieval Problem." *Proc. IEEE Int. Conf. ASSP, ICASSP '88*, pp. 2264-2267, Apr. 1988.
- [6] L. J. Griffiths, "Adaptive Monopulse Beamforming." *Proc. IEEE*, pp. 1260-1261, 1976.
- [7] R. C. Davis, L. E. Brennan, L. S. Reed, "Angle Estimation with Adaptive Arrays in External Noise Fields," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-12, no. 2, pp. 179-186, Mar. 1976.
- [8] F. R. Castella, "Adaptive Antenna Nulling for a Phased Array Monopulse Radar," *Proc. IEE of International Conference RADAR 92*, pp. 320-323, Oct. 1992.
- [9] M. D. Zoltowski, "Synthesis of Sum and Difference Patterns Possessing Common



- Nulls for Monopulse Bearing Estimation with Line Arrays," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 1, pp. 25-37, Jan. 1992.
- [10] O. L. Frost, "An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing," *Proc. IEEE*, vol. 60, no. 8, pp. 926-935, Aug. 1972.
- [11] 광 병재, "벡터적 접근 방식을 이용한 빔형성기의 성능 분석," 연세대학교 대학원 석사학위논문, 12. 1990
- [12] 김 영훈, "Orthogonal Projection을 이용한 적응 검출 알고리즘," 연세대학교 대학원 석사학위논문, 12. 1993
- [13] F. Ling, D. Manolakis, and J. G. Proakis, "A Recursive Modified Gram-Schmidt Algorithm for Least-Squares Estimation," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-34, no. 4, pp. 829-835, Aug. 1986.
- [14] I. Reed, J. Mallett, and L. E. Brennan, "Rapid Convergence in Adaptive Arrays," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-10, no. 6, pp. 853-863, Nov. 1974.
- [15] L. E. Brennan, "Angular Accuracy of a Phased Array Radar," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-9, pp. 268-275, 1961.
- [16] L. E. Brennan, I. S. Reed, "Theory of Adaptive Radar," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-9, Mar. 1973.
- [17] A. I. Sinsky, E. A. Lew, "Comparative Analysis of a Phase and Amplitude Processor for Amplitude Monopulse Systems," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-31, no. 3, pp. 519-522, 1983.

## 저 자 소 개



朱敬煥(正會員)

1991년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1993년 2월 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 현재 연세대학교 전자공학과 박사과정. 주관심 분야는 디지털 신호처리, 통계적 신호

처리, 배열 신호처리, 레이더/소나 신호처리, 적응 신호처리 등임

尹大熙(正會員) 第31卷 B編 第7號 參照

현재 연세대학교 전자공학과 교수



成河宗(正會員)

1992년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1994년 2월 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 현재 연세대학교 전자공학과 박사과정. 주관심 분야는 디지털 신호처리, 통계적

신호처리, 배열 신호처리, 레이저/소나 신호처리, 적응 신호처리 등임