

# 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-LCMV 빔형성기

준회원 조진희\*, 문성훈\*, 정회원 조명제\*\*, 한동석\*

## Sequentially Operated SPT-LCMV Beamformer to Overcome Coherent Interferences

Jin-hee Jo\*, Sung-hoon Moon\* *Senior Members,*

Myeong-je Cho\*\*, Dong-seog Han\* *Regular Members*

요약

본 논문에서는 자유도 감소를 최소화하는 코히어런트 간섭신호 제거기법인 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-LCMV 빔형성기를 제안한다. 기존의 SPT-LCMV 빔형성기는 임의로 설정된 표본입사각을 이용하여 지향행렬을 형성한 후, 관심신호와 코히어런트 간섭신호 간의 상관관계를 제거한다. 이때, 표본입사각의 수가 증가할수록 시스템의 성능은 향상되나, 필요한 어레이 소자수가 증가된다. 또한, 표본입사각과 실제 입사각의 오차를 보상하기 위해 지향행렬에 고차미분을 첨가하므로 필요한 어레이 소자수는 더욱 증가된다. 제안한 SPT-SLCMV 빔형성기는 전체 지향행렬을 각 표본입사각에 대한 몇 개의 부분지향행렬로 나눈 후 단계적으로 입력 공분산 행렬의 상관관계를 제거시킨다. 따라서, 제안한 SPT-SLCMV 빔형성기는 표본입사각의 개수에 무관하게 지향행렬이 구성되므로 기존 SPT-LCMV 빔형성기의 단점인 자유도 감소문제를 극복할 수 있다.

ABSTRACT

The current paper proposes a sequentially and linearly constrained minimum variance beamformer (SLCMV) based on a split polarity transformation (SPT) called an SPT-SLCMV beamformer. The proposed SPT-SLCMV is an improved version of an SPT-LCMV beamformer as it can minimize the degree of freedom loss and eliminate the desired signal cancellation phenomenon under coherent interference situations. These advantages are obtained by successively applying sub-constraint matrices divided from a whole constraint matrix to remove any correlation between the desired and interference signals. As a result, the proposed beamformer can solve the degree of freedom loss while maintaining the performance of the conventional SPT-LCMV beamformer.

### 1. 서론

적용 어레이는 간섭신호의 방향에 대해서는 패턴 널(pattern null)을 형성하여 이득을 감소시키고 관심신호의 방향으로는 빔 패턴의 이득을 일정하게 유지시키므로써 원하는 신호를 획득하는 통신 시스템이다<sup>[1]</sup>. 그러나, 관심신호와 상관관계가 큰 코히어런트(coherent) 간섭신호가 입사할 경우 어레이 출력에서 관심신호가 상쇄된다<sup>[2],[3]</sup>. 코히어런트 간섭

신호는 다중경로 현상이나 관심신호와 상관관계가 매우 높은 고의적인 재밍신호에 의하여 발생할 수 있다. 이러한 현상은 적용 어레이 신호처리에서 가장 해결하기 어려운 문제 중의 하나로 이를 해결하기 위하여 다양한 연구가 진행되어 왔다<sup>[3-8]</sup>.

Widrow<sup>[3]</sup>에 의해 제안된 공간진동(spatial dithering)은 어레이 단면을 기계적으로 흔들어서 관심신호와 간섭신호의 상관관계를 제거하는 방법이나 정확한 구현이 쉽지 않다. Duvall<sup>[3]</sup>은 주 빔형성기와 중

\* 경북대학교 전자공학과 정보전송연구실(jinhee@palgong.knu.ac.kr),  
논문번호 : 020113-0312, 접수일자 : 2002년 3월 12일

\*\* 국방과학연구소(luckyemj@uriapt.com)

속 빙형성기로 구성된 이중의 빙형성기로 관심신호와 간섭신호를 분리한 후 가중치를 획득하는 방법을 제안하였다. 그러나 이것은 두 개 이상의 코히어런트 간섭신호가 입사할 경우 사용될 수 없다. Evans<sup>[4]</sup>는 다수의 코히어런트 간섭신호 제거를 위해 공간평활(spatial smoothing) 알고리즘을 제안하였다. 그러나, 공간평활 알고리즘은 균일 선형 어레이에서만 적용 가능하고 자유도 감소를 초래한다.

비선형 어레이에서 사용할 수 있는 방법으로 MCMV(multiply constrained minimum variance) 빙형성기가 제안되었으나, 간섭신호의 입사각을 추정해야 하는 단점이 있다<sup>[7]</sup>. 간섭신호의 입사각을 추정할 필요 없이 다수의 코히어런트 간섭을 제거할 수 있으며 비선형 어레이에 적용할 수 있는 방법으로 SPT-LCMV(split polarity transformation-linearly constrained minimum variance) 빙형성기가 제안된 바 있다<sup>[9]</sup>. SPT-LCMV 빙형성기는 SPT 행렬을 이용하여 관심신호와 코히어런트 간섭신호의 상관관계를 제거한 후, 상관관계가 제거된 입력 공분산 행렬을 LCMV 빙형성기<sup>[10]</sup>에 적용하여 최적 가중치를 획득한다. SPT-LCMV 빙형성기는 코히어런트 간섭신호의 입사 방향을 별도로 추정할 필요 없이 임의로 설정된 표본입사각을 이용하여 지향행렬을 형성한 후, 관심신호와 코히어런트 간섭신호 간의 상관관계를 제거한다. 이때, 설정된 표본입사각의 범위 내에 실제 코히어런트 간섭신호의 입사각이 포함되어야 하므로, 표본입사각은 넓은 범위에 분포되어야 한다. 따라서, 표본입사각의 개수가 증가할수록 코히어런트 간섭신호의 입사각을 포함할 확률은 증가하나, 필요한 어레이 소자수가 증가된다. 또한, 표본입사각과 실제 코히어런트 간섭신호의 입사각과의 오차를 보상하기 위해 지향행렬에 교차미분을 첨가하므로 필요한 어레이 소자수는 더욱 증가되어 자유도 감소를 초래한다<sup>[11]</sup>.

본 논문에서는 SPT-LCMV 빙형성기의 자유도 감소문제를 극복하기 위한 방법으로 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-LCMV 빙형성기인 SPT-SLCMV(SPT-sequential LCMV) 빙형성기를 제안한다. 기존의 SPT-LCMV 빙형성기는 표본입사각에 따라 지향행렬을 형성하므로 표본입사각의 개수에 비례하여 자유도가 감소된다. 제안한 SPT-SLCMV 빙형성기는 전체 지향행렬을 각 표본입사각에 대한 몇 개의 부분지향행렬로 나눈 후 단계적으로 입력 공분산 행렬의 상관관계를 제거시킨다. 따라서, 제안한 SPT-SLCMV 빙형 성기는 표본입사각의 개수에 무

관하게 지향행렬이 구성되므로 기존 SPT-LCMV 빙형성기의 단점인 자유도 감소문제를 극복할 수 있다.

본 논문은 II장에서 기존의 SPT-LCMV 빙형성기에 대하여 설명한다. III장에서 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-SLCMV 빙형성기를 제안하고, IV장에서는 모의실험을 통하여 제안한 알고리즘과 기존 알고리즘의 성능을 비교 및 분석한다. 그리고 V장을 끝으로 결론을 맺는다.

## II. 기존의 SPT-LCMV 빙형성기

### 2.1 LCMV 빙형성기

LCMV 빙형성기는 관심신호의 입사방향으로 일정한 이득을 유지하면서 출력신호의 전력을 최소화하여 최적 가중치를 획득한다<sup>[10]</sup>.  $N$ 개의 어레이 소자에 관심신호  $s_0(t)$ 와  $p$ 개의 간섭신호  $s_1(t), s_2(t), \dots, s_p(t)$ 가 입사한다고 가정하면, 입사신호  $\mathbf{x}(t)$ 는

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\Theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

와 같이 표현된다. 여기서  $\mathbf{s}(t)$ 는 관심신호와 간섭신호로 이루어진 신호벡터이고,  $\mathbf{A}(\Theta)$ 는 각 신호에 대한 어레이 소자간의 입사지연을 고려한 지향벡터, 그리고  $\mathbf{n}(t)$ 는 어레이 소자에 입사하는 백색잡음으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{s}(t) = [s_0(t), s_1(t), \dots, s_p(t)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{A}(\Theta) = [\mathbf{a}(\theta_0), \mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_p)] \quad (3)$$

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T \quad (4)$$

여기서,  $T$ 는 행렬의 전치,  $\mathbf{a}(\theta_i)(i=0, 1, \dots, p)$ 는 신호  $s_i(t)$ 의 지향벡터,  $n_j(t)(j=1, 2, \dots, N)$ 는  $j$ 번째 어레이 소자에서의 백색 잡음을 나타낸다. 이때, 어레이 출력신호  $\mathbf{y}(t)$ 는

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad (5)$$

이다. 여기서  $H$ 는 행렬의 헤르미트(Hermitian) 전치를 나타낸다. 어레이 출력 신호의 전력은

$$E[|\mathbf{y}(t)|^2] = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad (6)$$

이고, 여기서  $\mathbf{R}_x$ 는 어레이 입사신호의 공분산 행렬

로서 다음과 같이 주어진다.

$$R_x = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}(t)^H] \quad (7)$$

LCMV 빔형성기는 다음 식과 같이 관심신호에 대한 이득을 일정하게 유지시키는 조건 하에 어레이 출력 전력을 최소화시킨다.

$$\arg \min_w \mathbf{w}^H R_x \mathbf{w} \text{ subject to } \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0) = 1 \quad (8)$$

식 (8)을 만족하는 최적 가중치  $\mathbf{w}_{opt}$ 는<sup>[10]</sup>

$$\mathbf{w}_{opt} = R_x^{-1} \mathbf{a}(\theta_0) [\mathbf{a}^H(\theta_0) R_x^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)]^{-1} \quad (9)$$

이다. 그러나 LCMV 빔형성기는 코히어런트 간섭 신호가 입사하는 경우 위와 같은 최적 가중치를 획득할 수 없다<sup>[9]</sup>.

## 2.2 SPT-LCMV 빔형성기

어레이 입사신호  $\mathbf{x}(t)$ 의 공분산 행렬  $R_x$ 가

$$R_x = A(\Theta) \begin{bmatrix} r_{00} & r_{01} & \cdots & r_{0p} \\ r_{01}^* & r_{11} & \cdots & r_{1p} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{0p}^* & r_{1p}^* & \cdots & r_{pp} \end{bmatrix} A^H(\Theta) \quad (10)$$

와 같이 표현될 때,  $r_{ij}(0 \leq i, j \leq p)$ 는 신호  $i$ 와  $j$ 사이의 교차상관을 의미한다. 따라서, 관심신호의 자기상관인  $r_{00}$ 을 제외한 모든 첫번째 행과 첫번째 열의 값  $r_{0j}, r_{0j}^*$ 을 0으로 만들면 관심신호와 간섭신호 간의 상관관계가 제거된다. 관심신호와 간섭신호 간의 상관관계를 제거한 입력 공분산 행렬  $\bar{R}$ 를 구하기 위하여  $r_{00}$ 을 제외한 첫번째 행과 첫번째 열의 모든 원소의 위상이 반전된  $R_z$ 를

$$R_z = A(\Theta) \begin{bmatrix} r_{00} & -r_{01} & \cdots & -r_{0p} \\ r_{01}^* & r_{11} & \cdots & r_{1p} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -r_{0p}^* & r_{1p}^* & \cdots & r_{pp} \end{bmatrix} A^H(\Theta) \quad (11)$$

와 같이 정의한다. 그리고,  $R_x$ 와  $R_z$ 의 평균을 취하면 다음과 같은 행렬  $\bar{R}$ 를 얻는다<sup>[9]</sup>.

$$\begin{aligned} \bar{R} &= \frac{1}{2} (R_x + R_z) \\ &= A(\Theta) \begin{bmatrix} r_{00} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & r_{11} & \cdots & r_{1p} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & r_{1p}^* & \cdots & r_{pp} \end{bmatrix} A^H(\Theta) \end{aligned} \quad (12)$$

이때,  $R_z$ 는  $\mathbf{z}(t)$ 의 공분산 행렬로 정의되고  $\mathbf{z}(t)$ 는 SPT 행렬  $T(\theta_0)$ 와 어레이 입사신호  $\mathbf{x}(t)$ 를 이용하여

$$\mathbf{z}(t) = T(\theta_0) \mathbf{x}(t) \quad (13)$$

와 같이 구한다. 이때, SPT 행렬  $T(\theta_0)$ 는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$T(\theta_0) \mathbf{a}(\theta) = \begin{cases} -\mathbf{a}(\theta_0), & \theta = \theta_0 \\ \mathbf{a}(\theta), & \theta \in \Theta_J \end{cases} \quad (14)$$

여기서  $\theta_0$ 는 관심신호의 입사각이고,  $\Theta_J$ 는 간섭신호에 대한 추정입사각의 집합으로 실제 코히어런트 간섭신호의 입사방향을 모두 포함하여야 한다. 즉, 고차미분을 적용하지 않을 경우 표본 입사각은 실제 코히어런트 간섭신호의 입사각과 일치하는 값을 가져야 한다. 이 조건을 만족할 경우,  $\mathbf{z}(t)$ 는

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(t) &= T(\theta_0) \mathbf{x}(t) \\ &= -s_0(t) \mathbf{a}(\theta_0) + \sum_{i=1}^p s_i(t) \mathbf{a}(\theta_i) \end{aligned} \quad (15)$$

이므로, 관심신호의 위상이 반전되는  $\mathbf{z}(t)$ 를 구할 수 있다. 그러나, 실제 코히어런트 간섭신호의 입사각을 알지 못하므로, 임의로 설정된 표본입사각으로 지향행렬  $\hat{A}$ 를 형성하여 사용한다.

식 (13)에서 SPT 행렬  $T(\theta_0)$ 는 다음 식을 만족하여야 한다.

$$\min \| T(\theta_0) \hat{A} - \hat{A} J \| ^2 \quad (16)$$

여기서  $J$ 는  $(L+1)$ 행  $(L+1)$ 열 차원의 대각행렬

$$J = \text{Diag}\{-1, 1, 1, \dots, 1\} \quad (17)$$

이다.  $\hat{A}$ 는 원하는 신호의 방향과 임의로 설정된 표본입사각  $\hat{\theta}_i(i=1, 2, \dots, L)$ 로 이루어진 지향행렬로서 다음과 같다.

$$\hat{A} = [\mathbf{a}(\theta_0) \mathbf{a}(\hat{\theta}_1) \cdots \mathbf{a}(\hat{\theta}_L)] \quad (18)$$

식 (16)을 만족하는 SPT행렬은 대각행렬  $J$ 와 지향행렬  $\hat{A}$ 를 이용하여

$$T(\theta_0) = \hat{A} J \hat{A}^+ \quad (19)$$

와 같이 구할 수 있다. 여기서  $\hat{A}^+$ 는  $\hat{A}$ 의 의사 역행렬(pseudo inverse)이다.

지향행렬  $\hat{A}$ 는 코히어런트 간섭신호의 입사각에 해당하는 지향벡터를 모두 포함하여야 한다.  $T(\theta_0)$ 는 관심신호와 코히어런트 간섭신호의 상관관계를 제거하는데 사용되므로  $\hat{A}$ 의 첫번째 열은 관심신호의 지향벡터로 이루어지고 나머지 열은 코히어런트 간섭신호의 지향벡터로 이루어져야 한다. 만약 지향행렬  $\hat{A}$ 를 구성하는 표본입사각과 실제 코히어런트 간섭신호의 입사방향 사이에 오차가 존재하면 빔형성기의 성능은 크게 저하된다. 이 경우, 고차미분을 이용하여 표본입사각의 범위를 넓혀주면 실제 값과 임의로 설정된 값 사이에 발생하는 오차를 어느 정도 보상할 수 있다<sup>[11]</sup>. 고차미분을 적용한 지향행렬  $\hat{A}$ 는

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} a(\theta_0) & a(\hat{\theta}_1) & a^{(1)}(\theta_1) & \dots & a^{(D)}(\hat{\theta}_1) \\ \dots & a(\hat{\theta}_L) & a^{(1)}(\theta_L) & \dots & a^{(D)}(\hat{\theta}_L) \end{bmatrix} \quad (20)$$

로 주어진다. 여기서  $L$ 은 임의로 설정한 표본입사각의 개수이고,  $a^{(d)}(\hat{\theta}_i)$ 는 각각  $\theta_i$ 방향의 지향벡터에 대한  $d$ 차 미분을 의미한다.

SPT 행렬로 상관관계를 제거한 입력 공분산 행렬을 이용하여 다음 조건

$$\arg \min_w w^H \bar{R} w \text{ subject to } w^H a(\theta_0) = 1 \quad (21)$$

을 만족하는 가중치를 구한다. 식 (21)을 통하여 구한 최적 가중치 벡터는<sup>[9]</sup>

$$w_{opt} = \gamma [\bar{R} + \lambda_0 I]^{-1} a(\theta_0) \quad (22)$$

이다. 여기서  $\gamma$ 는 관심신호 입사방향의 이득을 1로 유지시키기 위한 상수이고,  $\lambda_0$ 는 입력 공분산 행렬이 특이행렬(singular matrix)이 되는 것을 방지하기 위한 상수이다.

SPT-LCMV 빔형성기는 임의로 설정한 표본입사각에 대한 지향벡터로 구성된 지향행렬을 이용하여 SPT 행렬을 얻는다. SPT 행렬을 이용하여 원하는 신호와 코히어런트 간섭신호의 상관관계를 제거한 공분산 행렬을 얻을 수 있기 때문에 코히어런트 간섭신호가 존재하더라도 LCMV 빔형성기에 적용하면 출력에서 관심신호를 얻을 수 있다.

### III. 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-LCMV 빔형성기

SPT-LCMV 빔형성기는 간섭신호의 입사방향을 추정하지 않고 임의로 설정된 표본입사각에 대한 지향조건을 이용하여 간섭신호를 제거한다. 그러나, 표본입사각이 실제 코히어런트 간섭신호의 입사각과 일치하지 않을 경우 입력 공분산 행렬의 관심신호와 간섭신호 간의 상관관계를 제거할 수 없다. 고차미분을 사용하면 표본입사각의 범위가 증가되어 두 각도사이의 오차를 감소시킬 수 있다. 고차미분을 사용하지 않은 경우 표본 입사각과 실제 입사각 사이의 오차에 의해 시스템의 성능은 급격히 저하되는 반면, 미분차수가 증가할수록 오차로 인한 성능 열화가 감소된다. 그러나 고차미분의 차수가 증가하면 지향행렬  $\hat{A}$ 의 제한조건 수가 증가하고, 제한조건의 수가 어레이 소자수보다 많으면 간섭신호를 효과적으로 제거할 수 없다. 그리고 고차미분으로 극복할 수 있는 오차에는 한계가 있으므로 다수의 표본입사각에 대한 제한조건을 설정하여야 한다. 이와 같이 SPT-LCMV 빔형성기는 많은 제한조건을 사용하므로 자유도 손실을 초래한다. 따라서 기존의 SPT-LCMV 빔형성기는  $L$ 개의 표본입사각과 미분차수가  $D$ 인 고차미분을 이용할 경우 지향행렬  $\hat{A}$ 의 제한요소 수가  $[L(D+1)+1]$ 개이므로  $[L(D+1)+2]$ 개 이상의 어레이 소자를 필요로 한다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 다음과 같은 방법을 제안한다.

미분차수가  $D$ 인 고차미분을 사용할 경우, 전체 지향행렬  $\hat{A}$ 을 다음과 같이 표본입사각 수 만큼의 부분지향행렬  $\hat{A}_i, (i=1, 2, \dots, L)$ 로 나눈다.

$$\begin{aligned} \hat{A}_1 &= [a(\theta_0) a(\hat{\theta}_1) a^{(1)}(\hat{\theta}_1) \dots a^{(D)}(\hat{\theta}_1)] \\ \hat{A}_2 &= [a(\theta_0) a(\hat{\theta}_2) a^{(1)}(\hat{\theta}_2) \dots a^{(D)}(\hat{\theta}_2)] \\ &\vdots \\ \hat{A}_L &= [a(\theta_0) a(\hat{\theta}_L) a^{(1)}(\hat{\theta}_L) \dots a^{(D)}(\hat{\theta}_L)] \end{aligned} \quad (23)$$

전체 지향행렬  $\hat{A}$ 은 관심신호의 지향벡터와  $L$ 개의 표본입사각 및 각 표본입사각의 지향벡터의 고차미분으로 구성된  $[L(D+1)+1]$ 개의 제한조건을 가지는 반면, 각 표본입사각을 기준으로 나눈 부분지향행렬은 제한조건의 수가  $[D+2]$ 로 감소한다. 이 경우 SPT 행렬  $T_i(\theta_0)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$T_i(\theta_0) = \hat{A}_i J_{(D+2)} \hat{A}^+ \quad (24)$$

여기서  $J_{(D+2)}$  는  $(D+2)$ 행  $(D+2)$ 열 차원의 대각행렬

$$J_{(D+2)} = \text{Diag}\{-1, 1, 1, \dots, 1\} \quad (25)$$

이다. 첫번째 표본입사각으로 이루어진 부분지향행렬  $\hat{A}_1$ 으로부터 생성된  $T_1(\theta_0)$ 를 입력 공분산 행렬  $R_x$ 에 적용하여 구한  $R_{z1}$ 은

$$R_{z1} = T_1(\theta_0) R_x T_1(\theta_0)^H \quad (26)$$

이다. 그리고  $R_x$ 와  $R_{z1}$ 의 평균을 취하여 다음과 같이  $\bar{R}_1$ 를 구하는데, 표현의 편의를 위하여  $D$ 를 2차로 간략화하여 설명한다.

$$\begin{aligned} \bar{R}_1 &= \frac{1}{2} (R_x + R_{z1}) \\ &= A_1(\Theta) \begin{bmatrix} r_{00} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \hat{r}_{1,11} & \hat{r}_{1,12} & \hat{r}_{1,13} \\ 0 & \hat{r}_{1,12} & \hat{r}_{1,22} & \hat{r}_{1,23} \\ 0 & \hat{r}_{1,13} & \hat{r}_{1,23} & r_{1,33} \end{bmatrix} A_1^H(\Theta) \end{aligned} \quad (27)$$

여기서  $\hat{r}_{1,11}$ ,  $\hat{r}_{1,22}$ ,  $\hat{r}_{1,33}$ 는 각각 첫번째 표본입사각의 방향과 지향벡터의 1차 및 2차 미분에 해당하는 방향으로 입사하는 신호의 자기상관이다. 식 (27)에서 관심신호와 첫번째 표본입사각에서 들어오는 신호간의 상관관계  $\hat{r}_{1,01}$ , 관심신호와 첫번째 표본입사각에 대한 지향벡터의 1차, 2차 미분 방향으로 입사하는 신호간의 상관관계  $\hat{r}_{1,02}$ ,  $\hat{r}_{1,03}$ 가 모두 0이므로 첫번째 표본입사각 및 그 주변에서 들어오는 신호와 관심신호 간의 상관관계가 제거됨을 확인할 수 있다. 이어서 두번째 표본입사각을 이용하여 생성시킨  $T_2(\theta_0)$ 와  $\bar{R}_1$ 로  $R_{z2}$ 를 다음과 같이 구한다.

$$R_{z2} = T_2(\theta_0) \bar{R}_1 T_2(\theta_0)^H \quad (28)$$

그리고  $R_{z2}$ 와  $\bar{R}_1$ 의 평균을 취하여 다음과 같이 두번째 표본입사각 및 그 주변의 입사신호와 관심신호 간의 상관관계를 제거시킨다.

$$\begin{aligned} \bar{R}_2 &= \frac{1}{2} (\bar{R}_1 + R_{z2}) \\ &= A_2(\Theta) \begin{bmatrix} r_{00} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \hat{r}_{2,11} & \hat{r}_{2,12} & \hat{r}_{2,13} \\ 0 & \hat{r}_{2,12} & \hat{r}_{2,22} & \hat{r}_{2,23} \\ 0 & \hat{r}_{2,13} & \hat{r}_{2,23} & r_{2,33} \end{bmatrix} A_2^H(\Theta) \end{aligned} \quad (29)$$

여기서,  $\hat{r}_{2,11}$ ,  $\hat{r}_{2,22}$ ,  $\hat{r}_{2,33}$ 는 각각 두번째 표본입사각의 방향과 지향벡터의 1차 및 2차 미분에 해당하는 방향으로 입사하는 신호의 자기상관이다. 관심신호와 두번째 표본입사각에서 들어오는 신호간의 상관관계  $\hat{r}_{2,01}$ , 관심신호와 두번째 표본입사각의 1차, 2차 미분 방향으로 입사하는 신호간의 상관관계  $\hat{r}_{2,02}$ ,  $\hat{r}_{2,03}$ 가 0이 되어 두번째 표본입사각을 포함한 그 주변에서 들어오는 신호와 관심신호 간의 상관관계 역시 제거됨을 확인할 수 있다. 이러한 과정을  $L$ 개의 표본입사각에 대해 모두 적용하면 표본입사각의 방향으로 입사하는 신호와 관심신호 간의 상관관계가 제거된 최종 입력 공분산 행렬  $\bar{R}_s$ 를 구할 수 있다. 그림 1에 제안한 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-LCMV 빔형성기에서 부분지향행렬을 입력 공분산 행렬에 적용하는 방법을 나타내었다.

최종 입력 공분산 행렬  $\bar{R}_s$ 을  $\bar{R}$ 대신 식(22)에 대입하여 최적 가중치벡터

$$w_{SPT} = \gamma [\bar{R}_s + \lambda_0 I]^{-1} a(\theta_0) \quad (30)$$

를 획득한다.

이와 같이 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-LCMV 빔형성기는 각 표본입사각으로 이루어진 부분지향행렬을 이용하여 관심신호와 간섭신호의 상관관계를 단계적으로 제거하기 때문에 성능저하 없이 자유도 감소문제를 해결할 수 있다.

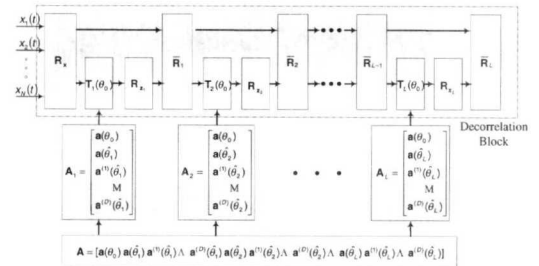


그림 1. SPT-LCMV 빔형성기의 공분산 행렬 획득과정

#### IV. 성능분석

모의실험을 통하여 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-LCMV 빔형성기의 성능을 분석하였다. 모의실험에서는 10개의 안테나 소자를 가지며, 소자간 간격이 관심신호의 1/2파장인 균일 선형 어레이를

고려하였다. 표본화 주파수를 기준으로 정규화시킨 주파수가 0.25, SNR(signal to noise ratio)이 10dB 인 관심신호가 어레이 수직선상 에서 5의 방향으로 입사한다. 그리고 주파수가 0.25인 하나의 코히어런트 간섭신호와 0.3, 0.4의 주파수를 갖는 두 개의 간섭신호가 각각 20dB, 30dB, 20dB의 INR(interference to noise ratio)을 가지고 31°, -25°, 55°의 방향으로 입사한다. 고차미분의 차수가 증가할수록 더 큰 표본입사각과 실제 입사각간의 오차를 극복할 수 있다. 본 모의실험에서는 표본입사각을 38°, 48°, 58°로 설정하고 표본입사각과 실제입사각의 오차를 극복하기 위하여 지향행렬에 2차 미분을 적용하였다. 적응 알고리즘은 100개의 데이터로 구성된 입력 공분산 행렬을 이용하여 한번씩 기중치를 획득하는 SMI(sample matrix inversion) 방식을 선택하였다.

그림 2는 기존의 SPT-LCMV 빔형성기와 제안된 SPT-SLCMV 빔형성기의 출력신호와 표적신호간 평균자승오차의 변화이다. 기존의 SPT-LCMV 빔형성기는 평균자승오차가 37dB에서 더이상 감소하지 않았으나, 제안한 SPT-LCMV 빔형성기는 -5.3dB정도로 수렴하였다.

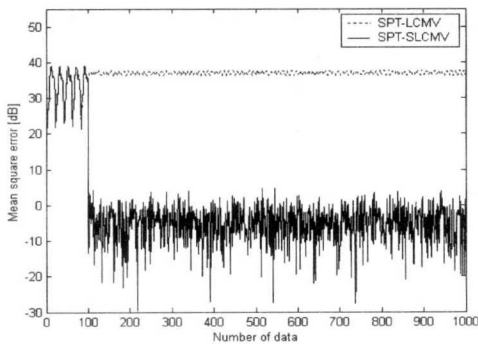


그림 2. 기존의 SPT-LCMV 빔형성기와 제안한 SPT-SLCMV 빔형성기에 대한 평균자승오차의 변화

그림 3, 그림 4, 그림 5는 입사되는 간섭신호의 주파수에서의 빔패턴이다. 그림 3은 주파수 0.25에서의 빔패턴인데, 두 빔형성기 모두 관심신호 방향으로 0dB의 이득을 유지한다. 코히어런트 간섭신호가 입사하는 방향인 31°와 표본입사각 38° 간에 7°의 오차가 있으나 고차미분을 적용하였으므로 31°의 방향에 깊은 패턴 널이 형성되었다.

그러나, 그림 4와 그림 5에서 알 수 있듯이 -25°와 55°의 방향에서 기존의 SPT-LCMV 빔형성기는

자유도 부족으로 패턴 널을 형성하지 못하고, 제안된 SPT-LCMV 빔형성기 만이 패턴 널을 형성하여 간섭신호를 제거할 수 있다.

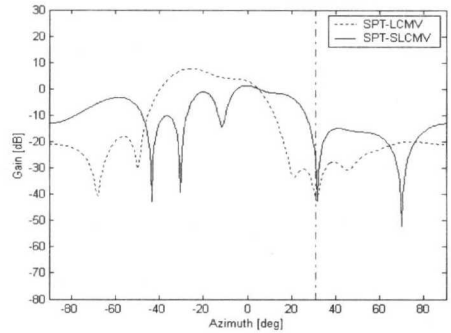


그림 3. 기존의 SPT-LCMV 빔형성기와 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-LCMV 빔형성기에 대한 주파수 0.25에서의 빔패턴

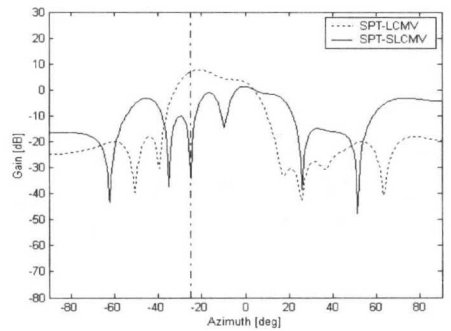


그림 4. 기존의 SPT-LCMV 빔형성기와 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-LCMV 빔형성기에 대한 주파수 0.3에서의 빔패턴

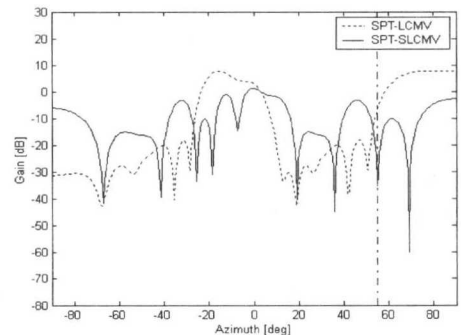


그림 5. 기존의 SPT-LCMV 빔형성기와 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-LCMV 빔형성기에 대한 주파수 0.4에서의 빔패턴

## V. 결론

본 논문에서는 적응 어레이에 코히어런트 간섭신호가 입사할 경우 자유도의 감소를 최소화시키면서 간섭신호를 효과적으로 제거하기 위한 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-LCMV 빔형성기를 제안하였다. 표본입사각과 실제 입사각의 오차를 보상하기 위해 고차 제한조건을 사용하여 지향행렬을 구성하거나 다수의 표본입사각을 사용하는 기존의 SPT-LCMV 빔형성기는 다수의 어레이 소자를 필요로 하므로 자유도 감소 문제가 있었다. 따라서, 본 논문에서는 입력 공분산 행렬에 지향행렬을 순차적으로 적용시킴으로써 자유도 감소문제 없이 우수한 성능을 얻을 수 있는 방법을 제안하였다. 모의실험을 통한 성능분석 결과 순차적인 제한을 적용시킨 SPT-LCMV 빔형성기는 표본입사각의 수에 무관하게 어레이 소자수를 정할 수 있으므로 기존의 SPT-LCMV 빔형성기의 단점인 자유도 감소문제를 극복할 수 있음을 확인하였다. 제안한 SPT-SLCMV 빔형성기는 레이더의 코히어런트 재밍신호 제거 및 이동통신 분야의 스마트 안테나를 이용한 다중경로 현상극복을 위하여 효과적으로 사용될 수 있을 것으로 기대된다.

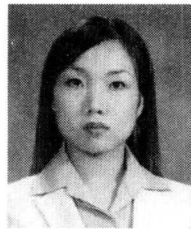
## 참고 문헌

[1] R. T. Compton, *Adaptive Antennas, Concepts and Performance*, Prentice Hall, 1988.  
 [2] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice Hall, 1985  
 [3] B. Widrow et al, "Signal cancellation phenomena in adaptive antennas: caused and cures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, no. 3, pp. 469-478, May 1982  
 [4] J. E. Evans, J. R. Johnson, and D. F. Sun, "Applications of advanced signal processing techniques to angle of arrival estimation in ATC navigation and surveillance system, "Lincoln Laboratory, MIT, Lexington, MA, Tech. Rep. 582, June 1982.  
 [5] T. J. Shan and T. Kailath, "Adaptive beamforming for coherent signals and interference," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. 33, pp. 527-536, June 1985.

[6] A. J. Weiss and B. Friedlander, "Performance analysis of spatial smoothing with interpolated array," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 41, pp. 1881-1892, May 1993.  
 [7] C. C. Yeh, W. D. Wang, "Coherent interference suppression by an antenna array of arbitrary geometry," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 37, pp. 1317-1322, Oct. 1989.  
 [8] M. Agrawal and S. Prasad, "Robust adaptive beamforming for wide-band, moving, and coherent jammers via uniform linear arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 8, Aug. 1999.  
 [9] M. Lu and Z. He, "Adaptive beamforming using split-polarity transformation for coherent signal and interference," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, no. 3, pp. 314-324, Mar. 1993.  
 [10] L. J. Griffiths and C. W. Jim, "An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, pp. 27-34, Jan. 1982.  
 [11] A. K. Steele, "Comparison of directional and derivative constraints for beamformers subject to multiple linear constraints," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 130, pt. F, pp. 41-45, Feb. 1983.  
 [12] T. S. Lee and T. T. Lin, "Coherent interference suppression with complementally transformed adaptive beamformer," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 5, May 1998.

조진희(Jin-hee Jo)

준회원



2001년 2월 : 경북대학교  
전자전기공학부 졸업  
2001년 3월~현재 : 경북대학교  
전자공학과 석사과정  
<주관심 분야> 적응어레이 신호  
처리, 디지털 전송 시스템

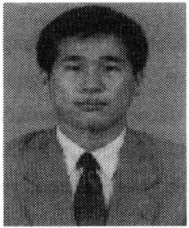
문 성 훈(Sung-hoon Moon)                                  준회원



1998년 2월 : 경북대학교  
전자공학과 졸업  
2000년 2월 : 경북대학교  
전자공학과 석사  
2000년 3월~현재 : 경북대학교  
전자공학과 박사과정

<주관심 분야> 적응어레이 신호처리, 스마트 안테나

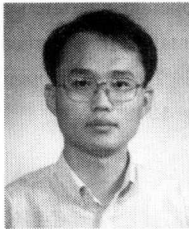
조 명 제(Myeong-je Cho)    정회원



1986년 2월 : 경북대학교  
전자공학과 졸업  
1988년 8월 : 경북대학교  
전자공학과 석사  
1999년 8월 : 경북대학교  
전자공학과 박사

1991년 2월~현재 : 국방과학연구소 선임연구원  
<주관심 분야> 영상처리, 레이더 및 SAR 신호처리,  
적응 신호처리

한 동 석(Dong-seog Han)    정회원



1987년 2월 : 경북대학교  
전자공학과 졸업  
1989년 2월 : 한국과학기술원  
전자공학과 석사  
1993년 2월 : 한국과학기술원  
전자공학과 박사

1996년 9월~현재 : 경북대학교 전자전기공학부 조  
교수  
<주관심 분야> 디지털통신 신호처리, 검파이론