

論 文

# ESPRIT에 의한 공간 채널응답 추정치에 기초를 둔 방향구속 전력 최소화법과 제로포싱 알고리즘의 성능평가

정중식\* · 임정빈\*\* · 안영섭\*\*\*

\*, \*\*, \*\*\* 목포해양대학교 해상운송시스템학부 교수

## Performance Analysis of DCMP and ZF based on Spatial Channel Response Estimation by ESPRIT

Jung-Sik Jeong\* · Jeong-Bin Yim\*\* · Young-sup, Ahn\*\*\*

\*, \*\*, \*\*\* Division of Maritime Transportation System, Mokpo National Maritime University, Mokpo, 530-729, Korea

요 약 : 방향구속 전력최소화법(Directionally Constrained Minimization of Power : DCMP)과 제로포싱방법(Zero Forcing : ZF)은 어레이 안테나에 수신된 신호들로부터 채널응답 벡터인 Spatial Signature를 추정하고, 이를 이용하여 최적웨이트(Optimal Weight)를 결정함으로써 어레이 출력 SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)을 향상시킬 수 있는 알고리즘들로 알려져 있다. 본 논문에서는 이 동국 주변에서 다중산란된 수신신호들이 어레이 안테나에 수신되는 환경에서 DCMP와 ZF방법의 성능을 분석하였다. 이를 위하여 ESPRIT를 이용하여 수신신호들의 도래각(Direction of Arrival: DOA)과 확산각도(Angular Spread: AS)를 추정하여 Spatial Signature를 구한 후, 그 결과치를 이용하여 DCMP와 ZF방법으로 어레이 출력신호를 합성하였다. 모의 실험을 통하여 어레이 출력 SINR 성능을 평가하고 이론적 성능결과와 비교하였다.

핵심용어 : 어레이 안테나, 레이더 신호처리, 도래각, 확산각도, 방향구속 전력최소화법, 제로포싱, 최적신호합성

ABSTRACT : It has known that the DCMP(Directionally Constrained Minimization of Power) and the ZF(Zero Forcing) can improve the SINR performance of an array antenna system by using spatial signature of wireless channel. This paper analyzes performance of DCMP and ZF in multiple scattering environments. To obtain the spatial signature of wireless channel, both DOA(Direction of Arrival) and AS(Angular Spread) of the received signals were estimated by using ESPRIT. The performance of the DCMP and the ZF was analyzed theoretically. Through computer simulation, the SINR performance were evaluated.

KEY WORDS : array antenna, radar signal processing, DOA, Angular Spread, DCMP, ZF, Optimal Signal Combining

### 1. 서 론

어레이 안테나에 의한 공간적 신호처리에 의한 도래각(Direction of Arrival: DOA)추정기술 및 DOA정보에 기초를 둔 신호합성기술은 레이더 및 소나의 신호처리 및 시스템 성능향상을 위한 핵심요소기술로 그 응용영역이 다양하다(B.D. Van Veen, 1988), (Chen, J.C, 2002), (Lal. C. Godara,

1997), (R.Monzingo, 1980). 또한 최근 연안을 항행 중인 선박과 가까운 해안국 또는 도서지방과의 육상수준의 보편적인 해상이 동통신 서비스의 중요성이 강조되고 있으며(신현식, 2002) 고품질의 통신서비스를 제공하기 위하여 해안국이나, 도서지방에 설치된 기지국 어레이 안테나에 의한 신호합성 기술은 주요 핵심 기술 중의 하나이다. 특히, 어레이 안테나에 의한 신호합성 기술로서 방향구속전력최소화법(Directionally Constrained Minimization of Power : DCMP)과 제로포싱(Zero Forcing : ZF)은 이동통신시스템, 레이더 및 소나신호처리 등 광범위한 영역에서 주목을 받아 왔다(B.D. Van Veen, 1988), (Lal. C.

\*정희원, jsjeong@mmu.ac.kr 061)240-7238  
\*\*중신희원, jbyim@mmu.ac.kr 061)240-7051  
\*\*\*중신희원, ysahn@mmu.ac.kr 061)240-7065

Godara, 1997), (R.Monzingo, 1980). DCMP와 ZF방법들은 기준 신호(reference signal) 또는 훈련신호(training signal)에 대한 사전정보 없이, 수신된 신호들의 DOA를 정확히 알 수 있을 때, 무선채널의 공간적 특성을 나타내는 채널 응답벡터인 Spatial Signature(SS)를 정확하게 얻을 수 있고, 그 결과로서 어레이 출력단의 SINR((Signal to Interference plus Noise Ratio)을 크게 향상시킬 수 있다. 특히, DCMP 방법은 희망파 신호의 정확한 DOA정보가 이용가능하고, 수신된 신호 벡터의 공분산행렬이 정확히 주어질 때 최적 웨이트를 얻을 수 있으며, 이로부터 SINR을 최대화할 수 있다. 그러나 ZF방법은 희망파를 포함하여 모든 수신신호들에 대한 DOAs를 정확히 얻을 수 있을 경우에 최소노름(Minimum Norm)해로서 최적 웨이트를 얻을 수 있다. 그러나, 실제적인 환경에서는 Fig. 1과 같이 이동국으로부터 송신된 신호가 이동국 주변의 장애물들로 인하여 다중산란되어 기지국 어레이 안테나에 수신되는 상황이 종종 발생한다(J.S. Jeong, 2000), (J.S. Jeong, 2001). 이러한 환경에서 MUSIC(R. O. Schmidt, 1986) 또는 ESPRIT(R. Roy, 1989)과 같은 고분해 도래각 추정 알고리즘들은 점파원의 평면파 입사를 가정하기 때문에 수신데이터 모델에 대한 모델링 에러를 수반하게 되어 추정오차를 증가시키는 요인이 된다. 그 결과로서 채널응답벡터인 SS에 상당한 오차를 가져온다(J.S. Jeong, 2002). D. Asztely(1996)는 DOA 뿐만 아니라 다중산란에 의한 DOA의 섭동성분을 고려할 때 어레이 출력 SINR을 상당히 개선될 수 있음을 보여 주고 있다. 한편으로 J.S. Jeong(2000)과 J.S. Jeong(2001)은 다중산란 환경에서 DOA와 AS를 동시에 추정하는 고분해 알고리즘을 제안하고 있다.

본 논문은 DOA와 AS 추정치를 이용하여 얻을 수 있는 SS정보에 기초를 둔 DCMP와 ZF에 의한 어레이 신호합성 알고리즘의 이론적 성능을 분석하고 SS추정치에 따른 두 알고리즘의 성능변화를 평가하는데 목적을 둔다. SINR 성능평가를 위하여 ESPRIT를 이용하여 DOA 및 AS를 추정하고, 그 추정치들로 부터 구한 SS에서 어레이 신호를 최적 합성한다.

2절에서 기지국 어레이 안테나의 수신신호 모델을 설명하고, 3절에서 ESPRIT에 의한 DOA 및 AS의 추정원리를 설명한다. 4절에서 DCMP와 ZF알고리즘의 원리 및 이론적 분석결과를 논한다. 5절에서 모의실험에 의한 두 알고리즘의 성능평가가 이루어지고, 6절에서 결론을 맺는다.

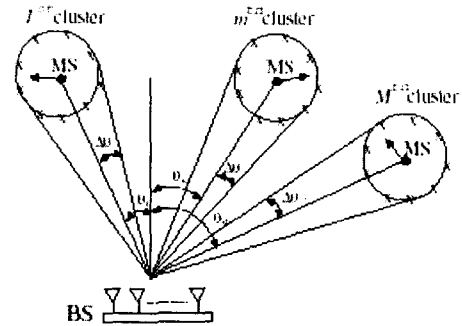


Fig. 1. Multiple Scattering Environments.

## 2. 수신신호 모델과 ESPRIT

다중산란모델은 이동국(MS)과 기지국(BS)사이에서 어떠한 LOS(Line-Of-Sight)도 존재하지 않는다고 가정할 수 있다. Fig. 1과 같이 이동국으로부터 M개의 신호가 송신되어 기지국의 L개 소자를 지닌 어레이 안테나에 수신된다고 가정하자. 각 송신신호는 이동국 주변의 장애물에 의해 산란되어 수신되며, 그 수신신호는 많은 기본평면파들의 합성신호로서 주어진다. 산란된 파의 지연시간이 송신신호의 심볼지속시간 보다 적다고 가정하면, 수신된 데이터 신호모델은 다음 식(1)과 같이 주어진다.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{v}_1 s_1(t) + \sum_{m=2}^M \mathbf{v}_m s_m(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

여기서,

$\mathbf{v}_m \in C^{L \times 1}$ : m번째 이동국으로부터 송신된 신호에 대하여 무선채널 응답벡터, Spatial Signature(SS),

$\mathbf{n}(t) \in C^{L \times 1}$ : 부가 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN).

SS는 다음 식(2)와 같이 산란된 각 기본 평면파들에 대한 어레이 모드벡터의 합으로 주어진다.

$$\mathbf{v}_m = \sum_{k=1}^{K_m} \beta_{mk} \mathbf{a}(\theta_{m+} + \vartheta_{mk}) \in C^{L \times 1} \quad (2)$$

여기서,

$K_m$ : m번째 이동국 주변에서 발생하는 산란파의 총수,

$\beta_{mk}$ : k번째 산란파의 멀티패스계수로 Rayleigh 분포를 지님[4],

$\vartheta_{mk}$ : m번째 이동국으로부터 k번째 산란수신된 신호의 DOA 편이량

$\mathbf{a}(\theta_{m+} + \vartheta_{mk}) \in C^{L \times 1}$ : k번째 산란파의 DOA,

$\theta_m + \Delta\theta_m$ 에 대한 어레이 응답벡터(Array Mode Vector: AMV).

J.S. Jeong(2001)에 따르면  $\theta_m$ 에 대한 테일러 급수 전개 1차 근사식을 이용할 때 SS인  $\mathbf{v}_m (m=1, 2, \dots, M)$ 은 저속페이딩 환경에서 DOA뿐만 아니라 AS를 포함하는 항으로 다음 식(3)과 같이 근사화할 수 있다.

$$\mathbf{v}_m \cong \gamma_m \mathbf{a}(\theta'_m + j\Delta\theta_m) \quad (3)$$

여기서,

$\gamma_m$  : 페이딩계수,

$\theta'_m$ 과  $\Delta\theta_m$  : 각각 페이딩에 의하여 섭동된 DOA와 AS.

위의 식(3)은 확장된 어레이 응답벡터(Extended Array Mode Vector : EAMV)로 정의된다.

여기에서 각 안테나 상호간의 잡음은 무상관으로 가정하고 분산값을  $\sigma_n^2$ 로 가정하였을 때  $\mathbf{x}(t)$ 의 공분산행렬,  $\mathbf{R}$ 은 다음 식(4)으로 주어진다.

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(t) \mathbf{x}^*(t)] = \mathbf{V} \mathbf{R}_s \mathbf{V}^* + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4)$$

여기서,

$(\cdot)^*$  : Hermitian 전치행렬,  $E[\cdot]$  : 기대치

$\mathbf{R}_s = E[\mathbf{s}(t) \mathbf{s}(t)^*] \in \mathbb{C}^{M \times M}$  : 수신신호 상관행렬,

$\mathbf{I} \in \mathbb{R}^{L \times L}$  : 단위행렬.

### 3. ESPRIT에 의한 DOA와 AS추정

ESPRIT는 두 개의 동일한 서브어레이 안테나로 나눌 수 있는 구조를 가진 어레이 안테나를 요구한다. 이 경우 각 서브 어레이 안테나는 이동불변의 원리(translational invariance principle)에 기초를 두고 서브어레이 안테나 사이에 위상차와 진폭변화를 구함으로써 DOA를 추정한다 (J.S. Jeong, 2000), (R.Roy, 1989). 여기에서 서브어레이가 두 개로 구성된다고 가정하면,  $m$ 번째 이동국으로부터 송신된 신호에 대한 SS는 식(3)을 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{v}_m^{(0)} \cong \gamma_m \mathbf{a}(\theta'_m + j\Delta\theta_m) \quad (5)$$

$$\mathbf{v}_m^{(1)} \cong \gamma_m \exp(j2\pi\delta \sin(\theta'_m + j\Delta\theta_m)) \mathbf{a}(\theta'_m + j\Delta\theta_m) \quad (6)$$

여기서,

$\mathbf{v}_m^{(i)}$  :  $i$ 번째 서브어레이 안테나에 대한  $m$ 번째 이동국에 관련된 SS,

$\delta$  : 두 개의 서브어레이 사이에 발생하는 파장의 단위로 나타낸 이동거리(translated distance).

이와 같이 식(3)의 EAMV를 이용할 때 이동불변의 원리가 평면파 모델에서 처럼 적용할 수 있다. 그 결과로서 ESPRIT알고리즘에 의하여 두 개의 서브어레이 사이의 위상차와 진폭변화에 대한 관계식(5),(6)으로부터 DOA와 AS를 추정할 수 있다.

$$\theta_m + j\Delta\theta_m = \sin^{-1} \frac{\log \hat{\mu}_m}{j2\pi\delta} \quad (7)$$

여기서,

$\hat{\mu}_m$  : 이동불변의 원리로 부터 계산된 고유값(eigen value).

직접파만 입사하는 LOS환경이라면  $\Delta\theta = 0$ ,  $|\mu_m| = 1$ 이다. 그러나 산란환경에서  $|\mu_m|$ 은 1로부터 상당히 편이된다.

### 4. DOA와 AS를 이용한 DCMP와 ZF

본 논문에서는 문제를 단순화 하기 위하여 하나의 희망파와 하나의 간섭파 신호가 기지국 어레이 안테나에 입사하는 경우를 가정하자.  $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 라는 가중벡터가 주어진다 고 하면 시간  $t$ 에서 어레이 출력단에서 신호추정치,  $\hat{\mathbf{y}}(t)$ 는 식(7)과 같이 계산될 수 있다.

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{w}^* \mathbf{v}_d s_d(t) + \mathbf{w}^* \mathbf{v}_i s_i(t) + \mathbf{w}^* \mathbf{n}(t) \quad (7)$$

여기서,

$\mathbf{v}_d$  : 희망파 신호에 대한 SS,

$\mathbf{v}_i$  : 간섭파 신호에 대한 SS.

식(7)의 첫 번째항, 두 번째항 및 세 번째항은 각각 희망파, 간섭파 및 잡음신호에 대응하는 어레이 출력신호값을 나타낸다. 따라서, 어레이 출력단의 SINR,  $\Gamma(\mathbf{w})$ 은 식(8)과 같이 주어진다.

$$\Gamma(\mathbf{w}) = \frac{E[|\mathbf{w}^* \mathbf{v}_d s_d(t)|^2]}{E[|\mathbf{w}^* \mathbf{v}_i s_i(t)|^2] + E[|\mathbf{w}^* \mathbf{n}(t)|^2]} \quad (8)$$

저속 페이딩 환경을 가정할 때, SS는 버스트 단위로 주어지는 데이터 프레임의 기간동안 일정하게 유지되므로  $\Gamma(\mathbf{w})$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\Gamma(\mathbf{w}) = \frac{P_d \mathbf{w}^* \mathbf{v}_d \mathbf{v}_d^* \mathbf{v}_d^* \mathbf{w}}{\mathbf{w}^* \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w}} \quad (9)$$

여기서,

$$\mathbf{R}_{i+n} = P_i \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^* + \sigma_n^2 \mathbf{I},$$

$$P_d = E[|s_d(t)|^2], \quad P_i = E[|s_i(t)|^2].$$

#### 4.1 DCMP 방법

DCMP방법은 식(10)과 같이 사전에 알려진 희망파의 도래방향에 대한 구속 조건하에 어레이 출력전력값을 최소화하는 알고리즘이다.

$$\arg \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^* \mathbf{R} \mathbf{w} \quad \text{subject to } \mathbf{v}_d^* \mathbf{w} = g \quad (10)$$

여기서,

$g$  : 일정한 스칼라량,

$\mathbf{v}_d$  : ESPRIT알고리즘에 의하여 사전에 추정된DOA와 AS에 의하여 구한 SS.

DCMP의 최적 가중벡터는 식(11)과 같이 얻어진다.

$$\mathbf{w}_{dcmp} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_d \quad (11)$$

순시적인 채널정보가 완전히 알려질 때  $\mathbf{w}_{dcmp}$ 는 SINR을 최대화한다. 식(9)를 이용하면  $\mathbf{w}_{dcmp}$ 는 일반화된 고유치 문제에서 최대 고유치에 대응하는 고유벡터값에 해당한다. 그러므로,  $\mathbf{w}_{dcmp}$ 는 식(12)과 같이 전개할 수 있다.

$$\mathbf{w}_{dcmp} = \mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{v}_d \quad (12)$$

여기에서 공간상관계수를  $\rho = \frac{\mathbf{v}_d^* \mathbf{v}_i}{\|\mathbf{v}_d\| \|\mathbf{v}_i\|}$  로 정의하고, 역행렬공식(Matrix Inversion Lemma)(S. Haykin, 1996)을

$\mathbf{R}_{i+n}^{-1}$ 에 적용하여 식(9)에 대입하면 결과적으로 DCMP 방법의 최대 SINR,  $\Gamma_{dcmp}$ 은 식(13)와 같이 계산될 수 있다.

$$\Gamma_{dcmp} = \frac{P_d \|\mathbf{v}_d\|^2}{\sigma_n^2} \left( 1 - \frac{|\rho|^2}{1 + \frac{\sigma_n^2}{P_i \|\mathbf{v}_i\|^2}} \right) \quad (13)$$

결국, 식(13)은 두 개의 신호가 존재할 때 DCMP 방법에 대한 SINR의 이론적인 상한값을 나타낸다.

#### 4.2 ZF 방법

수신된 신호가 결정론적이고, 잡음을 백색 가우시안 잡음으로 간주 할 수 있을 때, 송신된 신호의 최빈 추정치는 식(14)와 같이 계산될 수 있다.

$$\mathbf{s}(t) = \mathbf{V}^{(+)} \mathbf{x}(t) \quad (14)$$

여기서,

$$\mathbf{V}^{(+)} = (\mathbf{V}^* \mathbf{V})^{-1} \mathbf{V}^*, \quad \mathbf{V}^{(+)} \mathbf{V} = \mathbf{I}.$$

식(7)의 관계로 부터 희망파 신호에 대한 최적 가중벡터,  $\mathbf{w}_{zf} = \mathbf{V}(\mathbf{V}^* \mathbf{V})^{-1} \mathbf{u}_1$ ,  $\mathbf{u}_1 = [1, 0, \dots, 0]^T$  로 주어지고, 두 개의 수신신호에 대한 공간상관계수,  $\rho$ 를 이용할 때 다음과 같은 ZF방법에서의 최적가중벡터를 얻는다.

$$\mathbf{w}_{zf} = c_1 \left( \frac{\mathbf{v}_d}{\|\mathbf{v}_d\|} - \rho^* \frac{\mathbf{v}_i}{\|\mathbf{v}_i\|} \right) \quad (15)$$

여기서,

$c_1$ :  $\mathbf{v}_d$ 와  $\mathbf{v}_i$ 에 의하여 주어지는 일정한 스칼라량.

식(8), (9)를 이용하면 ZF방법에서 SINR,  $\Gamma_{zf}$ 는 이론적으로 다음 식(16)과 같이 얻어진다.

$$\Gamma_{zf} = \frac{P_d \|\mathbf{v}_d\|^2}{\sigma_n^2} (1 - |\rho|^2) \quad (16)$$

식(16)을 식(13)과 비교하면,  $\Gamma_{dcmp} \geq \Gamma_{zf}$  이고,  $\mathbf{v}_d \perp \mathbf{v}_i$  일때 동등한 값을 가진다. 즉, 이론적으로 INR(Interference Noise Ratio)이 매우 작은 경우를 제외하고 DCMP와 ZF방법의 SINR차이는 무시할 수 있다.

## 5. 모의실험

DCMP법과 ZF에 의한 어레이 최적합성 알고리즘의 성능평가를 위하여 Monte Carlo 모의실험을 수행하였다. 먼저 ESPRIT알고리즘에 의해 추정된 DOA와 AS를 이용하여 구한 EAMV와 데이터 모델에서 주어지는 식(2)의 SS에 대한 vector norm차이를 "Data Fitting Error"의 의미로서 산출하였다(J.S. Jeong, 2002). ESPRIT알고리즘의 추정정도에 대한 비교를 위하여, 식(3)에 나타난 1차근사 SS에 대한 Data Fitting Error를 "Approx. Error"로 나타내었다. 이러한 Data Fitting Error의 비교결과를 가지고, DCMP와 ZF방법으로 합성된 신호의 어레이 출력 SINR값을 평가하였다.

모의실험은, 소자간격을 반파장으로 한 Uniform Linear Array Antennas를 대상으로 하였다. BPSK변조된 하나의 희망파와 간섭파가 다중산란되어 수신되고, 상호간 통계적으로 독립인 것으로 가정하였다. 각 송신신호에 대응하는 산란수신된 신호들은 표준편차,  $\sigma_\theta = 1.5[\text{deg}]$ ,  $K_m = 32$ ,  $m = 1, 2$ 로 Rayleigh 페이딩을 겪는다. 무선채널은 송신되는 하나의 데이터 버스트의 관측기간 동안 SS가 일정하다고 가정하였고, 공분산행렬  $\mathbf{R}$ 을 추정하기 위하여 이용한 샘플 데이터 벡터,  $\mathbf{x}(t)$ 의 수는 127개 이다.

Fig. 2는 안테나 소자수를 3~8로 변화시켰을 때 ESPRIT추정치로 얻은 SS와 식(3)의 EAMV에 대한 Data Fitting Error를 나타내었다. ESPRIT알고리즘에 의한 추정오차는 1차근사치에 의한 오차(Approx. Error)보다 적다는 것을 알 수 있으며, 안테나 소자수가 많을 수록 그 차이가 커진다. 이것은 안테나 소자수가 많아지면 근사화된 SS, 즉, EAMV에 포함되는 오차가 커지기 때문이다. Fig. 3은 Fig. 2에 나타난 결과치에 대응하는 SS의 추정치들을 가지고 DCMP방법과 ZF방법으로 어레이 신호합성을 하였을 때 어레이 출력SINR을 나타낸 그림이다. 이 경우 어레이 입력단의 SNR과 INR은 모두 10[dB]로 측정되었다. Fig. 3에서 "DCMP-MAX"와 "ZF-MAX"은 식(13)과 식(16)에 의한 이론값을 나타낸다. ZF방법은 DCMP방법처럼 SINR의 최대치를 얻는다. 그러나 ESPRIT를 이용하여 추정한 DOA와 AS로부터 얻어진 EAMV값을 이용하였을 때, "ZF-EAMV"은 "DCMP-EAMV"보다 우수한 성능을 보여 준다.

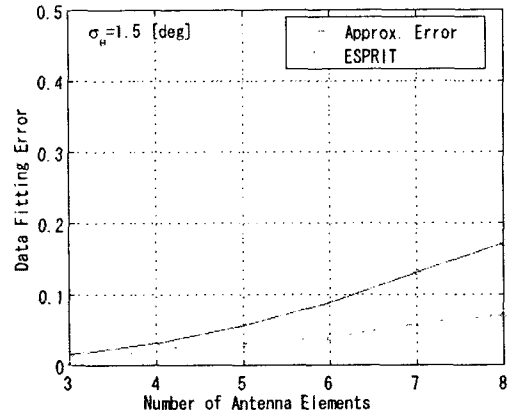


Fig. 2. Data Fitting Error in ESPRIT.

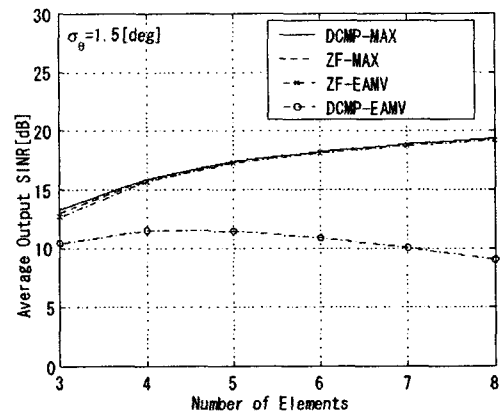


Fig. 3 Array Output SINR in DCMP and ZF.

"DCMP-EAMV"값의 경우 안테나 소자수가 5개 이상 되면 오히려 어레이 출력 SINR이 적어진다. 이것은 식(12)에서 보는 것처럼 DCMP의 가중벡터를 계산하기 위하여 사용되는 공분산행렬의 역행렬,  $\mathbf{R}^{-1}$ 값이 안테나 소자수가 증가할 수록 ill-condition되기 쉽다는 점과, 추정된 EARV에 포함된 오차에 대한 DCMP알고리즘 고유의 민감성에 기인한다. Fig. 2와 Fig. 3을 동시에 비교할 때, ESPRIT에 의한 Data Fitting Error가 안테나 소자수가 많을 수록 증가하는데도 불구하고 ZF방법에 의한 어레이 출력 SINR은 오히려 향상되고 있음이 밝혀졌다. 이결과는 DOA추정치 뿐만 아니라 AS추정치를 동시에 이용할 수 있을 때 SINR성능은 상당히 향상될 수 있다는 것을 의미한다.

## 6. 결 론

본 논문은 이동국 주변의 다중산란 환경에서 기지국 어레이안테나에 의한 신호합성을 위한 DCMP 및 ZF알고리즘의 성능평가를 하였다. 희망파 신호와 간섭파 신호가 존재

하는 두개의 신호에 대한 이론적 상한치를 제시하였다. ESPRIT에 의한 DOA와 AS추정치들 동시에 이용한 ZF알고리즘은 SINR성능을 상당히 향상시킬 수 있음을 보여 주었다. 한편으로 DCMP알고리즘은 이론적으로 안테나에서 관측된 수신신호벡터에 대한 공분산행렬  $R$ 과 희망과 신호의 SS가 정확히 알려진 경우 SINR을 최대화할 수 있지만,  $R$ 과 SS에 오차가 포함될 경우 SINR성능은 ZF에 비교하여 상당히 저하한다는 것을 보여 주었다.

본 연구의 결과는 레이더, 소나에서 어레이 안테나에 의한 신호합성 알고리즘의 성능개선 뿐만 아니라, 도서지역 또는 해안에 설치된 기지국의 어레이 안테나 신호처리 성능향상에 효과적으로 적용될 수 있을 것으로 기대된다. 향후 MUSIC과 ESPRIT알고리즘에 의한 추정치의 비교분석을 통한 어레이 신호합성 알고리즘의 성능개선효과에 대한 검토가 필요하다.

### 참 고 문 헌

- [1] 신현식, 박연식, 오문희, (2002), "해상통신망 관리시스템 운용에 관한 연구," 해양정보통신학회지, 제3권 1호, pp.41-45.
- [2] B.D. Van Veen and K.M.Buckley, (1988), "Beamforming : A versatile approach to spatial filtering," IEEE ASSP Magazine, pp.4-24.
- [3] Chen, J.C.; Kung Yao; Hudson, R.E. (2002), "Source localization and beamforming," IEEE Signal Processing Magazine, Vol.19, Issue.2, pp.30-39.
- [4] D. Asztely and B.Ottersten, (1996), "Modified array manifold for signal waveform estimation in wireless communications," Proc.30th Asilomar Conf.ignals, Syst., and Comput., pp.738-741.
- [5] J.S. Jeong, N.S.Mohd Shah, K.Sakaguchi, K.Araki, and J.Takada, (2000), "Joint estimation of nominal DOA and angular spread via extension of array mode vector," in Proc. of WPMC'00, pp.300-305.
- [6] J.S. Jeong, K.Sakaguchi, K.Araki, and J.Takada, (2001), "Generalization of MUSIC using extended array mode vector for joint estimation of DOA and angular spread," IEICE Trans. on Commun., vol.E84-B, no.7, pp.1781-1789.
- [7] J.S. Jeong, K.Sakaguchi, J.Takada, and K.Araki, (2002) "Performance of MUSIC and ESPRIT for Joint Estimation of DOA and Angular Spread in Slow Fading Environment," IEICE Trans. on Commun., vol.E85-B, No.5, pp.972-977.
- [8] Lal. C. Godara, (1997), "Applications of antenna arrays to mobile communications, Part II : Beamforming and Direction of Arrival Considerations," proc. of IEEE, Vol.85, No.8.
- [9] R.Monzingo and T.Miller, (1980), Introduction to Adaptive Arrays, Wiley.
- [10] R. O. Schmidt, (1986), "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans. Antennas & Propag., Vol.Ap-34, No.3, pp.276-280.
- [11] R.Roy and T.Kailath, (1989), "ESPRIT-Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," IEEE Trans. Acoust. Speech & Signal Process., Vol.37, No.7, pp.984-995.
- [12] S. Haykin, (1996), Adaptive Filter Theory, Third Ed., pp.565-566, New Jersey, Prentice Hall.