

이동통신 환경에서 다중신호의 DOA 추정과 적응 빔성형

DOA Estimation of Multiple Signal and Adaptive Beam-forming for Mobile Communication Environments

양두영*, 이민수**

제주대학교 통신공학과*, 대진대학교 통신공학과**

Doo-Yeong Yang(yeongyd@jejunu.ac.kr)*, Min-Soo Lee(lmsoo@daejin.ac.kr)**

요약

이동통신 환경에서 매개변수와 비매개변수 추정 알고리즘을 토대로 DOA와 적응 빔성형 알고리즘을 연구하고 분석하였다. 매개변수 추정 알고리즘에서는 배열안테나로 수신된 신호의 상관행렬로부터 신호성분과 잡음성분에 대한 고유치를 구하고, 그 고유치들로부터 전력스펙트럼을 판별하였다. 반면에 비매개변수 추정 알고리즘에서는 입사각의 함수로써 신호에너지를 추정하기 위하여 고분해능과 잡음억압을 도출하도록 비이차놈을 사용하여 규칙화 목적함수를 최소화하였다. 그리고 나서, 신호와 잡음공간 조정벡터로부터 DOA를 추정하였고, 공간벡터에 의하여 도출된 가중치를 적용하여 적응 빔성형 패턴을 개선하였다. 따라서 희소강제조정을 갖는 개선된 방향성 추정 알고리즘은 다른 알고리즘들과 비교하여 잡음 억제와 고분해능을 갖는다.

■ 중심어 : | DOA | 매개변수와 비매개변수 알고리즘 | 적응 빔성형 패턴 | 가중치벡터 | 희소강제조정 | 고분해능 |

Abstract

The DOA(direction of arrival), which is based on parametric and nonparametric estimation algorithm, and adaptive beamforming algorithm for mobile communication environments are researched and analyzed. In parametric estimation algorithm, eigenvalues of the signal component and the noise component are obtained from correlation matrix of received signal by array antenna and power spectrum of the received signal is discriminated from them. Otherwise, in nonparametric estimation algorithm, we minimize a regularized objective function for finding a estimate of the signal energy as a function of angle, using nonquadratic norm which leads to supper resolution and noise suppression. And then, DOA is estimated by the signal and noise spatial steering vector, and adaptive beam-forming pattern is improved by weight vectors obtained from the spatial vector. Therefore, the improved directional estimation algorithm with regularizing sparsity constraints offers super-resolution and noise suppression compared to other algorithms.

■ keyword : | DOA | Parametric and Nonparametric Algorithm | Adaptive Beamforming Pattern | Weight Vector | Regularizing Sparsity Constraints | Super-resolution |

* 이 논문은 2010년도 대진대학교 학술연구지원비로 수행되었습니다.

접수번호 : #100729-004

접수일자 : 2010년 07월 29일

심사완료일 : 2010년 11월 29일

교신저자 : 이민수, e-mail : lmsoo@daejin.ac.kr

I. 서론

이동통신 환경에서는 한정된 주파수를 효과적으로 사용하기 위해 서비스 영역을 다수개의 셀(cell)로 나누어 주파수 효율성을 증가시켰지만, 셀 분할에 따른 기지국 설치비용과 잦은 핸드오프로 인한 통신 두절로 신뢰성이 떨어지는 단점을 가지고 있다. 따라서 기지국을 증설하지 않고 진보된 안테나 기술을 적용해서 통신 용량을 증가시키고 통신 품질을 개선할 수 있는 연구가 진행되고 있다[1]. 그리고 고속의 데이터 전송율과 고주파 대역에서의 넓은 대역폭 그리고 보다 많은 채널 용량을 갖도록 구성하는 시공간 처리 시스템 기술 개발에 대한 연구도 활발히 진행되고 있다[2].

최근 시공간 처리의 실제적인 구현 방법들은 스마트 안테나(smart antenna) 시스템, 송수신 다이버시티 기법, 시공간 부호 처리 기법을 비롯하여 다중입력에 대한 다중처리 기법인 MIMO (multiple input multiple output)에 대한 관심이 집중되고 있다[3]. 특히, 스마트 안테나 시스템은 여러 개의 안테나 소자를 배열하여 각각의 안테나 소자에 수신되는 신호들의 이득 및 위상을 조절함으로써, 기지국에서 원하는 사용자의 방향으로 부터 전파되어 오는 신호만을 수신하고 그 이외의 방향에서 전파되어 오는 다중간섭에 의한 잡음신호 레벨을 크게 감소시켜 시스템의 성능을 향상시키고 기지국의 채널 용량을 증가시키는 시스템이다. 그리고 기존 시스템을 사용할 때에 비해 단말기의 전력 소비를 줄일 수 있고 단말기의 통화 시간 및 배터리 사용 시간을 증가시킬 수 있다.

스마트 안테나 시스템에서 원하는 방향으로 빔을 성형(beam-forming)하기 위해서는 먼저 신호의 방향성(DOA: direction of arrival)을 추정해야 한다. 배열 소자로 입사되는 신호의 DOA를 추정하는 방법에는 지연 합법, 최소분산법, MUSIC알고리즘, ESPRIT 알고리즘, ML법 등이 있다[4-8]. 이러한 방향성추정 알고리즘들은 매개변수추정 알고리즘(parameteric estimation algorithm)으로서 수신된 다중신호의 상관행렬로부터 고유치(eigen value)를 계산하여 입력신호의 도래 방향을 찾아내는 방법이다. 그러나 입력신호의 수가 증가하

면 상관행렬수가 커지고, 상관행렬의 고유치를 계산하기가 어려워진다. 특히, 신호들 간에 상관관계(correlation)가 존재하면 상관행렬 계산과정에 있어서 특이값(singularity)이 발생하기 때문에 계산이 복잡해지고, DOA에 따른 입사신호들의 방향을 구분하기가 힘들어진다.

본 논문에서는 일반적인 매개변수 추정 알고리즘(parametric estimation algorithm)에서 나타나는 문제점을 보완하고, 이동통신 환경에서 입사신호의 방향성을 정확히 추정할 수 있는 개선된 비매개변수 추정 알고리즘(nonparameteric estimation algorithm)을 제안한다. 우선적으로 기존의 DOA 추정방법들의 문제점을 보완하기 위하여, 수신된 다중신호의 상관행렬로부터 고유치(eigen value)를 찾아내는 MUSIC (multiple signal classification) 알고리즘의 특성과 방향성 분해능의 성능을 파악한다. 그리고 다중신호의 상관행렬을 계산하는 과정에서 나타날 수 있는 특이(singular) 현상을 해결하는 방안으로써 비매개변수 추정 알고리즘을 도입하여 입사신호의 방향성 특성을 개선한다.

개선된 비매개변수 추정 알고리즘은 다중 신호원으로부터 입사신호원의 방향을 추정하기 위해 시간적 관측에서 합성된 목적함수를 최소화하는 변환 구조를 이용하게 된다[9-13]. 본 알고리즘에서는 최소강제와 방위분해능을 향상시키는 데 적합한 비이차방정(nonquadratic)의 조정기능을 갖는 비이차놈(nonquadratic norm)을 도입함으로써 다중 입사신호에 대하여 DOA를 결정하고, 결정된 DOA를 토대로 가중치를 산출한다. 그리고 산출된 가중치를 원하는 방향으로 빔을 성형시킬 수 있도록 빔성형패턴 식에 적용하여 적절한 적응 복사패턴을 구한다. 또한, 배열 안테나로 입사되는 공간 신호원의 에너지 크기와 방향에 따라 분해능의 조정기능을 갖는 비이차놈의 p 값과 분해능변수 α 값을 최적으로 수립시킬 수 있는 개선된 알고리즘을 제안한다.

II. 방향성 추정 알고리즘

2.1 다중신호의 표현과 관측 모델

[그림 1]은 M 개의 배열 안테나에 입사되는 K 개의 다중신호에 대한 관측 모델과 방향성 추정 알고리즘의 계통도이다. 여기서 배열 안테나의 소자 수 M 은 입사 신호의 수 K 보다 크게 고려한다.

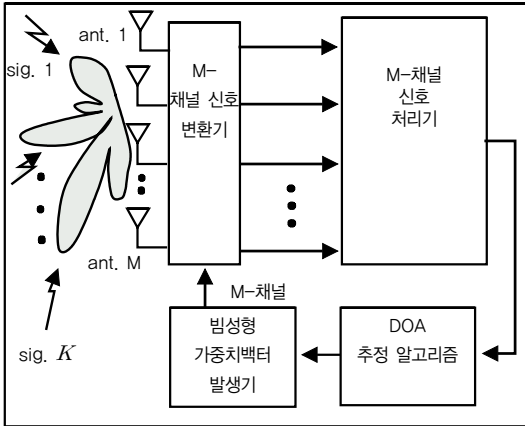


그림 1. DOA 추정과 적응 빔성형 알고리즘의 관측모델과 계통도

이동통신 환경에서 다중경로를 거쳐서 온 신호는 그 진폭이나 위상이 직접 경로를 거친 신호와는 다르게 지연되고 감쇄된 형태를 갖는다[14][15]. 따라서 M 개의 배열안테나 소자에 수신된 신호 $\mathbf{y}(t)$ 는 K 개의 입사 신호와 잡음원의 조합으로 나타낼 수 있다. 여러 방향에서 다중신호원이 배열안테나로 입사될 때 $\{\theta_1, \dots, \theta_K\}$ 는 모든 신호의 도달 방향을 나타낸다. 그러므로 시간에 따른 안테나 수신신호 $\mathbf{y}(t)$ 는 $M \times 1$ 벡터인 $\mathbf{s}(t)$ 로 표현할 수 있다. 이에 따른 관측모델은 식 (1)과 같다.

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

여기서 M 개의 배열 소자 수를 갖는 안테나로부터 수신된 $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T$ 는 안테나 소자에서 측정되는 $M \times 1$ 인 전치 벡터 신호원이고, $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T$ 는 전치 벡터 입사신호원, $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T$ 는 전치 벡터 잡음원을 나타낸다. 그리고 방향성 조정(steering) 벡터

$\mathbf{A} = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_K)]$ 는 모든 가능한 DOA에 대응하는 $M \times K$ 인 벡터로 구성된다. 또한 M 개의 다 이폴 안테나에 입사되는 i 번째 공간 신호원은

$$s_i(t) = \sum_{p=1}^P \sum_{q=1}^Q e_{i,p} b_{i,p}(t-q) c_{i,p}(t) \quad (2)$$

인 WCDMA신호원을 고려한다[14-16]. 여기서 $e_{i,p}$ 는 i 번째 입사된 변조신호의 진폭을 나타내며, $b_{i,p}$ 와 $c_{i,p}$ 은 각각 i 번째 데이터 신호의 p 번째 정보비트와 PN코드이다. 그리고 q 는 다중경로 신호의 지연을 나타낸다.

2.2 매개변수 추정 알고리즘

대표적인 매개변수(parametric) 추정 알고리즘인 MUSIC 알고리즘은 고유벡터 분해에 기초한 DOA 추정의 한 종류로 공간구조 방법에 기초를 두고 있다. MUSIC 알고리즘은 복수개의 배열소자에 수신된 다중신호의 상관행렬(correlation matrix)을 구하고 고유치 분해(EVD: Eigen Value Decomposition)와 공간고름(spatial smoothing)을 통하여 신호부분과 잡음부분의 고유치로 분류한다. 분류된 고유치 중 잡음부분에 관계된 고유치를 이용하여 잡음 공간 고유벡터를 만든다. 이 고유벡터를 이용하여 MUSIC 스펙트럼을 계산하게 된다. 이 과정을 통하여 신호의 DOA를 추정하게 된다 [5-8].

관측모델인 식(1)로부터 입력신호 벡터 $\mathbf{y}(t)$ 의 상관행렬은

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}} = E[\mathbf{y}(t)\mathbf{y}(t)^H] \quad (3)$$

이고, H 는 복소공액 전치를 나타낸다.

식 (1)에서 다중안테나로 입사되는 신호원들 간에, 그리고 신호원 $\mathbf{s}(t)$ 와 잡음원 $\mathbf{n}(t)$ 간에 서로 상관관이 없다고 가정하면, 식 (3)은

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}} = \mathbf{A} E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}(t)^H] \mathbf{A}^H + E[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}(t)^H] \quad (4)$$

이다. $\mathbf{s}(t)$ 의 상관행렬은 $\mathbf{R}_{\mathbf{S}\mathbf{S}}$ 로 나타내고, $\mathbf{n}(t)$ 를

백색 가우시안 잡음(white gaussian noise) 이라고 가정하면 $\mathbf{n}(t)$ 의 상관행렬은 $\sigma^2 \mathbf{I}$ 이다. 따라서 \mathbf{R}_{YY} 는

$$\mathbf{R}_{YY} = \mathbf{A} \mathbf{R}_{SS} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (5)$$

이다. \mathbf{R}_{YY} 가 양(positive)의 허미션(hermitian) 행렬이기 때문에 $\mathbf{y}(t)$ 의 상관행렬은 EVD에 의해 다음과 같이 분해될 수 있다.

$$\mathbf{R}_{YY} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{U}_n^H \quad (6)$$

여기서 $\mathbf{U}_s, \mathbf{U}_n$ 은 각각 신호부분 공간과 잡음부분 공간의 유니타리 행렬이고, $\mathbf{\Lambda}_s$ 와 $\mathbf{\Lambda}_n$ 은 신호부분 공간 ($\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K$)과 잡음부분 공간 ($\lambda_{K+1} = \dots = \lambda_M = \sigma^2$)의 고유치 대각행렬이다. 잡음공간의 고유벡터는 신호공간에 직교한다. 즉, 신호조정 벡터에 직교한다. 만약 잡음 공간 고유벡터가 빔성형의 가중치로 사용된다면 널(null)은 입사파 방향에 놓이게 된다. 따라서 이러한 이론에 근거를 둔 MUSIC 알고리즘은 상관행렬을 분해하고, 잡음 공간 고유벡터를 이용함으로써 다음과 같이 전력 스펙트럼을 계산할 수 있다.

$$P_{MU} \equiv \frac{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (7)$$

여기서 \mathbf{E}_N 은 잡음 고유치에 관계된 잡음공간 고유벡터로 구성된 행렬 $\mathbf{E}_N = [\mathbf{e}_{K+1} \dots \mathbf{e}_M]$ 이다. 결과적으로 스펙트럼 최대치들은 널의 역수이기 때문에 입사신호의 DOA를 의미한다. 그러나 입사신호 간에 상관성이 커지게 되면 식 (5)에서 \mathbf{R}_{SS} 가 특이(singular)로 되기 때문에 입사신호의 방향성 추정각인 DOA를 찾기가 어렵다.

2.3 비매개변수 추정 알고리즘

최소강제조정(regularized sparsity constraint)을 포함하는 비매개변수(nonparametric) 추정 알고리즘은 각도의 함수로 된 신호 에너지를 추정하기 위해 조정된

목적함수를 최소화하는 변환 구조를 이용하게 된다 [9-13]. 특히 문제를 해결하고 회소강제와 고분해능을 만드는 데 적합한 비이차방정식(nonquadratic) 조정함수의 기능을 갖는 l_p -norm을 사용하는 것이 이 알고리즘의 요점이다. 특히, 배열 안테나로 입사되는 공간 신호원의 에너지 크기와 방향에 따라 분해능의 조정기능을 갖는 l_p -norm의 p 값이 달라지기 때문에 p 값을 최적으로 수립시킬 수 있는 방법과 분해능변수 α 값을 최적으로 수립시킬 수 있는 알고리즘이 필요하다.

식 (1)의 $\mathbf{s}(t)$ 는 기본적으로 신호원의 DOA에서 최대치를 갖는다. 따라서 안테나에서 관측된 $\mathbf{y}(t)$ 로부터 $\mathbf{s}(t)$ 를 얻어야 한다. 이러한 과정은 일반적으로 불량설정 역문제(ill-posed inverse)이다. 이러한 불량설정 역문제를 회소 강제 조정을 통해서 해결하게 된다. 그러면 에너지는 적은 수의 DOA들에 집중된다.

다중 신호원으로부터 입사신호원의 방향을 추출하기 위한 시간적 관측에서 합성된 목적함수는 다음과 같다.

$$L(\bar{\mathbf{s}}) = E[\|\mathbf{y}(t) - \mathbf{A}\bar{\mathbf{s}}\|_2^2] + \|\bar{\mathbf{s}}\|_p^p \quad (8)$$

여기서 E 는 앙상블 시평균 연산자(ensemble expectation operator)를 나타내며 $\|\cdot\|_2^2$ 는 l_2 -norm으로 $\|\bar{\mathbf{s}}\|_p = \left(\sum_{i=1}^K |\mathbf{s}_i|^p\right)^{1/p}$ 을 나타낸다. $\bar{\mathbf{s}}$ 는 신호가 시간적으로 샘플링되어 조합된 수신 신호임을 표현한 것이다. 식 (8)의 첫 번째 항은 l_2 -norm에 근거한 신호 충실도 항으로 최적화를 하기 전에 시간적으로 신호를 조합하며, 두 번째 항은 강제하고자 하는 회소강제조정 항이다. 두 번째 항에서 파라미터 p 와 α 의 선택이 고분해능과 잡음 억제의 목적을 달성하는데 중요한 매개체 역할을 담당한다.

식(8)에서 $p \leq 1$ 일 때 원 신호 근처에서 l_p -norm의 미분 불능으로 인한 문제를 해결하기 위해 식 (9)과 같이 l_p -norm을 근사화 시킨다. 식 (8)에 근사화를 적용한 목적함수는 다음과 같다.

$$L_{\epsilon}(\bar{\mathbf{s}}) = \frac{1}{N_s} \left(\sum_{t=1}^{N_s} \|\mathbf{y}(t) - \mathbf{A}\bar{\mathbf{s}}\|_2^2 \right) + \alpha \sum_{i=1}^K (\|\bar{\mathbf{s}}_i\|^2 + \epsilon)^{p/2} \quad (9)$$

여기서 N_s 는 알고리즘이 초당 처리해야 할 표본(snapshot)의 수를 나타내며 식(8)을 목적함수로 사용하여 $L_{\epsilon}(\bar{\mathbf{s}})$ 의 값을 최소화시킨다. 식(8)에서 수치적 최적화 문제를 해결하기 위하여 반이차(half-quadratic) 조정법을 사용한다. 반이차조정법은 비이차형(non-quadratic)의 최적화 문제를 이차형(quadratic) 문제의 수열로 변환시킨다. 결과적인 반복 알고리즘은 다음과 같다.

$$\mathbf{H}(\hat{\mathbf{s}}^{(n)}) \hat{\mathbf{s}}^{(n+1)} = \frac{1}{N_s} \left(\sum_{t=1}^{N_s} \mathbf{A}^H \mathbf{y}(t) \right) \quad (10)$$

여기서 n 은 반복 횟수를 나타내고, \mathbf{A}^H 는 \mathbf{A} 의 공액 복소(conjugate complex) 전치행렬, $\hat{\mathbf{s}}$ 는 반복 알고리즘을 수행하는 과정에서 n 번째 도출된 $\bar{\mathbf{s}}$ 의 값을 의미한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(\bar{\mathbf{s}}) &\equiv \mathbf{A}^H \mathbf{A} + \alpha \mathbf{\Lambda}(\bar{\mathbf{s}}) \\ \mathbf{\Lambda}(\bar{\mathbf{s}}) &\equiv \text{diag} \left\{ \frac{p/2}{(\|\bar{\mathbf{s}}_i\|^2 + \epsilon)^{1-p/2}} \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

$\text{diag}\{\cdot\}$ 는 $\bar{\mathbf{s}}$ 의 i 번째 성분을 갖는 대각행렬을 나타낸다. 최적화는 식(9)가 $\frac{\|\hat{\mathbf{s}}^{(n+1)} - \hat{\mathbf{s}}^{(n)}\|_2^2}{\|\hat{\mathbf{s}}^{(n)}\|_2^2} < \delta$ 일 때까지 반복한다. 여기서 δ 는 수렴조건을 나타내는 상수이다. 이러한 형태의 알고리즘의 수렴 특성은 임의의 초기 값으로부터 지역적 최소값으로 수렴하는 것을 보장한다. 그리고 식(9)의 반복과정에서 파라미터 α 의 변환은 전단계의 신호와 현재의 신호를 비교하여 변환하도록 하였다. 제안한 파라미터 α 의 최적화 식은 다음과 같이 표현된다.

$$\alpha = \frac{[\hat{\mathbf{s}}^{(n)}]^H \hat{\mathbf{s}}^{(n+1)}}{[\hat{\mathbf{s}}^{(n+1)}]^H \hat{\mathbf{s}}^{(n+1)}} \quad (12)$$

2.4 적응 빔성형 패턴

방향성 추정 알고리즘의 전력 스펙트럼으로부터 얻어진 DOA를 식(1)의 방향성 조정 벡터에 대입하여 가중치를 구한 다음, M 개의 선형 배열을 갖는 빔성형(beam-forming) 안테나의 복사패턴에 적용하면 적응 빔성형 패턴을 얻을 수 있다.

$$BF = \sum_{n=1}^M \omega_n \cdot \exp[-j(n-1)\beta d \cos\theta] \quad (13)$$

여기서 M 은 배열 소자 수이고, β 는 전파상수, d 는 배열 소자간 간격이다. ω_n 은 각각 식(7)과 식(10)에서 나타난 DOA를 식(1)에 대입하여 얻어진 가중치이다.

III. DOA 추정 시뮬레이션과 적응 빔성형

본 논문에서 가정한 다중입력 신호원은 이동통신환경에서의 DOA 추정능력을 확인하기 위해 방향성과 페이딩을 포함하는 WCDMA 신호를 사용하였다. 안테나로 들어오는 입사신호의 입사각을 추정하기 위하여 배열 소자의 수는 각각 12개의 배열구조를 가지며, 배열 간격은 0.474λ 로 등 간격으로 가정하였다. 또한 방향성 조정(steering) 벡터는 0° 에서 180° 까지를 1° 씩 분할하여 구성하였으며, 중심 주파수가 1.95GHz인 다중 입사신호의 수는 3개와 5개로 가정하여 DOA 추정 결과 값을 산출하였다.

매개변수추정 알고리즘인 MUSIC 스펙트럼을 시뮬레이션하는 과정에서 각 소자에 입력된 신호의 상관행렬은 식(4)에 적용하여 계산하였으며, 계산된 상관행렬로부터 고유치를 산출하였다. 그리고 계산된 고유치를 내림차순으로 정렬하여 기준치보다 작은 고유치를 $\sigma^2 = 10^{-3}$ 으로 설정하여 신호 부분과 잡음 부분으로 구분하였다. 신호 방향성 조정 벡터에 직교하는 잡음 공간 고유벡터 \mathbf{E}_N 을 계산하였고, 계산된 잡음 공간 고유벡터를 식(7)에 적용하여 MUSIC 스펙트럼을 산출하였다. 또한 비매개변수추정 알고리즘인 비이차놈결정 알고리즘을 시뮬레이션하는 과정에서는 수렴조건을

$\delta = 0.001$ 이하로 놓고, 고분해능과 잡음억제의 목적을 달성할 수 있도록 놈결정 파라미터 p 와 α 를 가변시켜 가면서 방향성 추정능력을 산출하였으며, 고분해능 파라미터인 α 의 수렴도를 개선하였다.

[그림 2]는 입사각이 $30^\circ, 90^\circ, 130^\circ$ 인 3개 입사 신호가 12개의 배열 소자를 갖는 안테나로 입사될 때 신호 대잡음비(SNR)가 10dB 기준에서 매개변수 추정 알고리즘과 비매개변수 추정 알고리즘에 대한 DOA 추정 결과를 나타낸 그림이다. [그림 2]에 나타낸 것처럼, 3개의 입사 신호에 대한 DOA 추정 능력은 두 알고리즘 모두 설정된 각도에서 정확히 방향성 추정을 잘하고 있음을 알 수 있다. 그러나 매개변수추정 MUSIC 알고리즘은 DOA 추정각에서 신호를 분별하고 난 이외의 각에서는 -40dB 정도의 신호 분해능을 나타내고 있는 반면에, 비매개변수 놈추정 알고리즘의 경우는 추정각에서 신호분별 능력이 MUSIC 알고리즘보다 매우 우수할 뿐 아니라 신호 추정각 이외의 각에서도 -80dB 이하의 분해능을 지닌 우수한 신호판별 능력을 갖는다. 따라서 비매개변수 놈추정 알고리즘은 매개변수추정 뮤직알고리즘에 비해 DOA 추정각에서 신호판별을 위한 전력 스펙트럼이 3dB 정도 우수하게 나타났으며, 추정각 이외에서도 신호분해능이 40dB 이상 우수하게 나타났다.

[그림 3]은 방향성 추정 파라미터 p 의 가변 여부에 따라 α 의 수렴 특성을 나타낸 그림이다. 즉, 파라미터 p 를 가변시켜 가면서 식(12)을 최적화하여 찾아낸 α 의 추정 값을 나타낸 것이다. p 와 α 를 최적화시킴으로써 입사 방향에 따라 달라지는 다중신호의 DOA 판별능력을 더욱 향상시킬 수 있었다. 또한 가변과정에서 파라미터 α 는 추정각의 수렴도와 정확도를 개선시킬 뿐만 아니라 신호원과 잡음원 간의 분해능을 향상시키는 역할을 함을 확인할 수 있었다.

[그림 4]는 배열안테나의 배열구조가 [그림 2]와 동일한 조건에서 5개의 다중신호가 수신안테나로 입사될 때 신호의 입사각과 빔성형 각을 도시한 그림이다. 이때, 수신안테나로 들어오는 신호의 입사각은 각각 $30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 110^\circ, 130^\circ$ 이다. 그림에서는 신호판별능력이 우수한 비매개변수 놈결정 알고리즘을 토대로 신호 대 잡

음비(SNR)가 10dB와 17dB일 때로 구분하여 DOA 추정능력을 나타내었으며, 추정된 DOA에 따라 적응빔이 성형되는 형태를 도시하였다. SNR에 따른 DOA 추정능력을 비교해 보면, DOA 추정각은

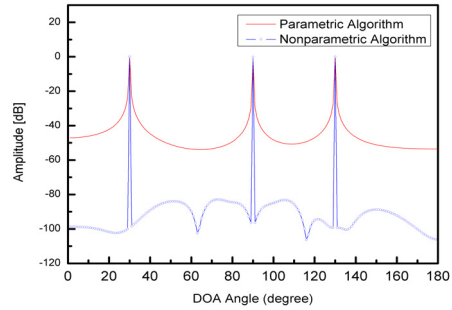


그림 2. 입사각($30^\circ, 90^\circ, 130^\circ$)에 따른 다중신호의 추정 결과

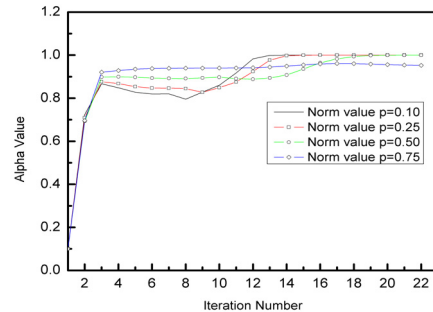


그림 3. 놈의 p값에 따른 α 추정 값

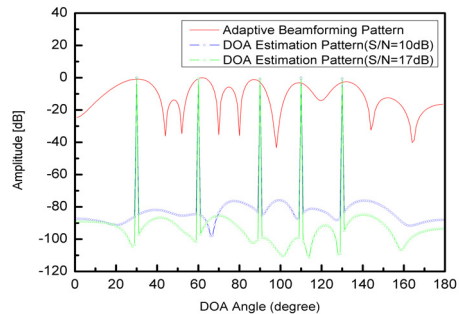


그림 4. 입사각($30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 110^\circ, 130^\circ$)에 따른 다중신호의 추정결과

다중신호의 입사각과 동일한 각에서 모두 추정이 가능하지만 SNR 특성이 더 좋은 경우가 신호판별 능력이

더 우수함을 알 수 있었다. 그리고 적색 실선 그래프는 DOA 추정 값을 식(1)의 방향성 조정벡터 \mathbf{A} 에 대입하여 방향성 조정벡터를 산출한 다음, 가중치를 계산하여 식(13)의 빔성형 함수에 적용하고 도출한 적응 빔성형 패턴이다. 따라서 5개의 DOA 각으로 적응빔이 적절하게 성형됨을 알 수 있다.

[표 1]은 [그림 2]와 [그림 4]에서 얻어진 입사각을 식(1)의 \mathbf{A} 에 대입하여 방향성 조정벡터 벡터를 도출한 다음 식(13)의 가중치를 산출하여 나타낸 도표이다. 계산된 가중치는 안테나 소자 간의 간격을 0.474λ 씩 등간격으로 배열하여 얻어진 결과이며, 배열소자의 중심을 기준으로 대칭적인 공액복소 값을 얻을 수 있었다.

표 1. DOA 입사각에 따라 계산된 가중치

| 가중치 | DOA=3개 일때 (30°, 90°, 130°) | DOA=5개일 때 (30°, 60°, 90°, 110°, 130°) |
|-----|-------------------------------|---------------------------------------|
| 1 | 0.5017 + 1.8919i | 0.9489 + 3.4654i |
| 2 | 0.8842 - 1.5435i | 1.6699 - 0.1460i |
| 3 | 0.9922 - 0.0180i | 0.5596 - 0.4848i |
| 4 | 2.0599 + 1.1614i | 0.3960 + 0.0518i |
| 5 | -0.7108 - 0.9316i | -1.2833 - 1.1424i |
| 6 | 1.8533 + 0.1432i | 3.4618 + 0.3332i |
| 7 | 1.8533 - 0.1432i | 3.4618 - 0.3332i |
| 8 | -0.7108 + 0.9316i | -1.2833 + 1.1424i |
| 9 | 2.0599 - 1.1614i | 0.3960 - 0.0518i |
| 10 | 0.9922 + 0.0180i | 0.5596 + 0.4848i |
| 11 | 0.8842 + 1.5435i | 1.6699 + 0.1460i |
| 12 | 0.5017 - 1.8919i | 0.9489 - 3.4654i |

표 2. 추정알고리즘 간의 가중치 오차

| 가중치 | 매개변수추정 | | 비매개변수추정 | | 가중치 오차 | |
|-----|--------|--------|---------|--------|--------|-------|
| | 크기 | 위상 | 크기 | 위상 | 크기 | 위상 |
| 1 | 1.674 | 70.83 | 1.957 | 75.15 | 0.283 | 4.32 |
| 2 | 1.692 | -69.5 | 1.778 | -60.2 | 0.086 | 9.30 |
| 3 | 1.111 | 10.24 | 0.992 | -1.04 | 0.119 | 11.28 |
| 4 | 2.193 | 27.22 | 2.365 | 29.42 | 0.172 | 2.20 |
| 5 | 1.162 | -130.5 | 1.172 | -127.3 | 0.006 | 3.20 |
| 6 | 1.893 | 4.221 | 1.859 | 4.417 | 0.006 | 0.116 |
| 7 | 1.893 | -4.221 | 1.859 | -4.417 | 0.006 | 0.116 |
| 8 | 1.162 | 130.5 | 1.172 | 127.3 | 0.006 | 3.20 |
| 9 | 2.193 | -27.22 | 2.365 | -29.42 | 0.172 | 2.20 |
| 10 | 1.111 | -10.24 | 0.992 | 1.04 | 0.119 | 11.28 |
| 11 | 1.692 | 69.5 | 1.778 | 60.2 | 0.086 | 9.30 |
| 12 | 1.674 | -70.83 | 1.957 | -75.15 | 0.283 | 4.32 |

[표 2]는 입사신호가 30°, 90°, 130° 인 방향에서 입사될 때에 가중치에 대한 오차로써, 매개변수추정 알고리즘과 비매개변수추정 알고리즘으로 계산한 결과 값을

비교하여 나타낸 도표이다. 매우 정확한 DOA 추정능력을 갖는 비매개변수추정 알고리즘에서 계산한 가중치와 매개변수추정 알고리즘에서 계산한 가중치를 비교하여 가중치에 대한 오차를 나타내었다. 다중안테나로부터 적응빔을 형성하는 가중치의 값은 안테나 소자의 중심부로 갈수록 오차($0.006 < 0.116$)가 줄어들었지만 가장자리로 가면 점차 오차($0.283 < 4.32$)가 증가하였다. 그 이유는 DOA가 중심각 90° 를 기준으로 좌우 대칭인 형태를 갖기 때문에 계산의 정확도가 가장자리 보다 중심부에서 더 정밀하게 계산된다.

[그림 5]는 산출된 가중치를 가지고 3개와 5개의 입사 신호가 안테나로 수신될 때 식(13)의 빔성형 패턴에 적용한 안테나의 빔패턴을 나타낸 그림이다. 즉, 입사신호의 각이 30°, 90°, 130° 와 30°, 60°, 90°, 110°, 130° 일 때, [표 1]에서 도출된 가중치를 이용하여 적응 빔성형 패턴을 나타낸 것이다. 우선, 입사각에 따른 DOA를 정확히 추정하여 가중치를 산출한 후, 결정된 방향으로 적응빔을 성형하게 된다. 빔이 성형되는 각은 0°에서 180°까지 도시하였으며 신호의 입사각과 동일한 방향으로 형성된다.

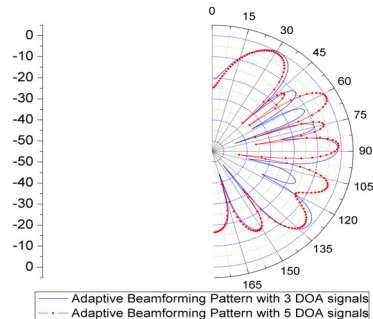


그림 5. 3개와 5개의 DOA 신호를 갖는 적응 빔성형 패턴

IV. 결론

본 논문에서는 스마트 안테나 시스템에서 원하는 신호의 방향으로 빔을 성형하기 위해 신호의 DOA를 추정하는 방법인 매개변수추정 알고리즘과 비매개변수추정 알고리즘에 대하여 연구하였다. 매개변수추정 알고

리즘인 MUSIC 알고리즘에서는 등 간격으로 배열된 안테나 소자에 입사되는 신호의 상관 행렬로부터 고유치를 계산하였고, 고유치에 관계된 고유벡터를 이용하여 전력 스펙트럼을 얻을 수 있었다. 또한 확인된 DOA를 선형 배열 안테나에 적용시켜 가중치를 계산하였고, 가중치에 따른 배열 안테나의 빔 성형 패턴을 고찰하였다. 그리고 비매개변수추정 알고리즘인 놈결정 알고리즘에서는 놈인자를 결정하는 p 와 α 를 최적화시킴으로써 다중신호의 방향성 추정과 분해능을 더욱 향상시킬 수 있었으며, 원하는 방향으로 빔성형을 더욱더 적응적으로 형성할 수 있었다.

본 논문에서 개선한 DOA 방향성 추정과 적응 빔성형 알고리즘은 제한된 주파수 환경하에서 통신용량을 증가시키고 통화품질을 향상시킬 수 있는 MIMO 시스템과 스마트 안테나 기술에 활용될 수 있을 것으로 사료된다.

참고 문헌

- [1] 심동희, 서동연, 오민석, 최진성, 연철음, "3GPP 다중 안테나 기술 동향 Part I: 송신 다이버시티 및 빔 형성을 중심으로", SK Telecommunications Review 제12권, 제2호, pp.139-140, 2002.
- [2] 김성진, 이용석, 김호진, 이현우, "3GPP 다중 안테나 기술 동향 Part II: MIMO를 중심으로", SK Telecommunications Review 제12권, 제2호, pp.152-167, 2002.
- [3] Minseok Kim, "A Study of Implementation of Digital Signal Processing for Adaptive Array Antenna", Thesis, Division of Electrical And Computer Engineering Yokohama National University Japan, pp.45-49, 2002.
- [4] J. H. Winters, "Smart Antennas for Wireless Systems", IEEE Personal Communications, Vol.5, No.1, pp.23-27, 1998.
- [5] R. O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.34, No.3, pp.276-278, 1986.
- [6] B. D. Rao, "Effect of Spatial Smoothing on the Performance of MUSIC and the Minimum-norm Method", IEEE Proceedings, Vol.137, No.6, pp.449-450, 1990.
- [7] R. M. Shubair, M. A. Al-Qutayri, and J. M. Samhan, "A Setup for the Evaluation of MUSIC and LMS Algorithms for a Smart Antenna System", Journal of Communications, Vol.2, No.4, pp.71-77, 2007.
- [8] S. I. Moon, K. S. Lee, and D. Y. Yang, "A Study on Adaptive Beamforming based on MUSIC Algorithm", RIAT, CNU, Vol.14, No.1, pp.48-53, 2003.
- [9] Donald Geman, "Constrained Restoration and the Recovery of Discontinuities", IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol.14, No.3, 1992.
- [10] A. H. Delaney, "Globally Convergent Edge-preserving Regularized Reconstruction: an Application to Limited-angle Tomography", IEEE Trans. Image Processing, Vol.7, No.2, pp.204-221, 1998.
- [11] D. M. Malioutov and A. S. Willsky, "A Variational Technique for Source Localization based on a Sparse Signal Reconstruction Perspective", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol.3, pp.2965-2968, 2002.
- [12] C. Y. Chen and P. P. Vaidyanathan, "Quadratically Constrained Beamforming Robust Against Direction-of-Arrival Mismatch", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.55, No8, pp.4139-4150, 2007.
- [13] D. Y. Yang and S. I. Moon, "DOA Estimation of DS-CDMA Signals for Mobile Communication Environment", RIAT, CNU, Vol.14, No.2, pp.159-164, 2003.

- [14] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications, Prentice Hall PTR, 1999.
- [15] 홍영진, “다중경로페이딩이 DDLMS 기반 스마트 안테나의 성능에 미치는 영향”, 한국통신학회 논문지, 제34권, 제9호, pp.871-879, 2009.
- [16] K. M. Jeyanthi and A. P. Kabilan, “A Simple Adaptive Beamforming Algorithm with Interference Suppression”, International Journal of Engineering and Technology, Vol.1, No.1, pp.67-70, 2009.

저 자 소 개

양 두 영(Doo-Yeong Yang)

정회원



- 1984년 2월 : 제주대학교 통신공학과(공학사)
- 1989년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학석사)
- 1992년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학박사)
- 1992년 3월 ~ 현재 : 제주대학교 통신컴퓨터공학부 통신공학전공 교수
- 2001년 1월 ~ 2002년 8월 : 유타주립대학교 연구교수 <관심분야> : RF회로 및 MMIC, 무선통신시스템

이 민 수(Min-Soo Lee)

정회원



- 1984년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학사)
- 1986년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학석사)
- 1995년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학박사)
- 1995년 3월 ~ 현재 : 대진대학교 통신공학과 교수 <관심분야> : RF 회로 및 무선통신시스템, 안테나 및 전자파 전파