

논문 2009-1-2

W-CDMA에서 3차원 적응 배열 안테나를 이용한 방해 신호의 도래각 추정 성능에 관한 연구

A study on the DoA Estimation Performance of Interference Signal in W-CDMA using 3D Adaptive Array Antenna

임승각*, 강대수**

Lim Seung Gag, Kang Dae Soo

요 약 본 논문은 W-CDMA 신호를 대상으로 3차원 적응 배열 안테나를 이용한 도래각 추정의 성능에 관한 것이다. 이를 위하여 5 가지의 3 차원 배열 안테나를 제시한 후 이들 안테나에 도래각 추정을 위한 알고리즘으로는 MUSIC을 공통으로 적용하였고, 이의 추정 성능을 위해서는 도래각 추정 오차를 이용하였다. 이동 통신과 무선 측위 서비스에서는 배열 안테나를 사용하여 방해 신호의 도래각을 추정한 후 공간 필터링하므로서 원하지 않는 방향으로 부터의 방해 신호를 최소화 또는 널링시키고, 원하는 방향으로의 빔을 형성하므로서 수신 신호의 품질을 개선할 수 있다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 안테나별 도래각 추정 결과와 신호대 잡음비와 방해 신호의 수와 전력에 따른 도래각 추정 오차를 계산하였다. 시뮬레이션 결과 도래각 추정의 경우 Stack 3D 형을 제외한 나머지 3D 안테나가, 도래각 추정 오차의 경우 방해 신호의 수와 전력이 증가할때 Curved-B 형 안테나가 가장 우수함을 알 수 있었다.

Abstract This paper deals with the estimation performance DoA (Direction of Arrival) using the 3D adaptive array antenna in W-CDMA signal. For this, we proposed the 5 types of 3D array antenna, and applied for the MUSIC in order to the estimation of DoA algorithm for that antenna, commonly, then the DoA estimation error was used for the estimation performance. In the mobile communication and radio positioning service, performing the spatial filtering after the DoA estimation in array antenna, the quality of receiving signal can improve by the nulling or minimization of interfering signal which is from the undesired direction and the forming of beam which is from the desired direction. The result of DoA estimation and the DoA estimation error by varying the signal to noise ration and the number of interfering signal and power of each type antenna was calculated by computer simulation. As a result of simulation, the other propose antenna has good performance excluding the stack 3D antenna in DoA estimation and the Curved-B type antenna has more superior performance when increasing the number of interfering signal and power in the DoA estimation error.

Key Words : DoA, MUSIC, MIMO

I. 서 론

최근 이동 통신을 이용하여 음성뿐만 아니라 문자, 동영상과 같은 비음성 통신 서비스등 광대역 종합 통신 서

비스의 수요가 증가되면서 통신과 방송의 융합 시대에 접어들었으며, 또한 사용자의 위치 정보를 이용한 위치 기반 서비스 (LBS : Location Based Service) 가 확산되고있는 실정이다. 이와같은 이동 통신을 이용한 광대역 서비스 기술과 위치 기반 서비스 기술의 공통적인 특징으로는 W-CDMA 기반이라는 점이다^[1]. W-CDMA

*정회원, 공주대학교 정보통신공학부

**정회원, 공주대학교 정보통신공학부(교신저자)

접수일자 2008.1.19, 수정완료 2008.2.8.

방식에서는 기지국에 속한 다른 사용자의 신호는 방해 신호 (interference signal) 또는 재밍 신호 (jamming signal) 로 처리되어, 동일 주파수를 사용하는 가입자의 수가 증가되므로 수신되는 신호의 품질 열화를 초래케 되어 기지국 시스템의 성능을 저하시키거나 비트 오류를 저하시키는 원인이 될 수 있다. 따라서 다른 사용자의 수를 제한하거나 이로인한 다중 간섭 잡음 (MAI : Multiple Access Interference) 을 줄일 수 있는 새로운 수신 기법이 필요케되어 3.5G, 4G 와같은 차세대 이동 통신에서 각광받고 있는 것이 간섭 신호 제거용 스마트 안테나 (Smart Antenna) 이다^{[1][2]}. 이외에도 열악한 전파 환경에서도 다양한 서비스를 제공하기위한 시스템의 용량 개선과 주파수 사용 효율을 개선시키기위한 기술 발전은 지속적으로 이루어지면서 고효율 변복조 방식, MIMO (Multi Input Multi Output) 와 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송 기술과 다이버시티 기술 및 간섭 제거 중계기 기술등이 등장하여 현재 적용되고 있다^[3]. 그중에서 스마트 안테나에서는 복수개의 소자를 사용하여 수신된 신호에서 주파수, 시간 및 공간 개념을 적용하여 신호의 도래 방향인 Azimuth 와 Elevation Angle 을 먼저 추정한 후 이 방향으로만 신호가 수신될 수 있도록 안테나 소자의 이득과 위상을 조절하게하므로써 다른 방향으로부터 재밍 신호도 제거시킬 수 있다^{[4][5]}. 이를 위해서는 선형, 평면형 또는 원형의 2D 와 3D 형태로 배열된 안테나 소자로부터 수신된 신호를 결합하여 도래 방향을 추정하기위한 알고리즘과 추정된 결과를 이용하여 소자의 이득과 위상을 조절하는 빔 형성 (Beam Forming) 의 2 가지 과정이 필요하게된다. 특히 기저 대역 신호 처리 (Baseband Signal Processing) 방식을 채용한 적응 배열 안테나의 경우 디지털 신호 처리 (DSP) 알고리즘을 직접 적용할 수 있으며 각 사용자 신호별로 독립적인 도래각 추정과 빔 형성이 가능하여 보다 높은 효율을 얻을 수 있는 장점이 있다^{[1][4]}.

본 논문에서는 3D 스마트 안테나의 도래각 추정 성능을 제시하기위하여 먼저 5 가지의 배열 형태 안테나를 제안한 후 이들 안테나별로 신호대 잡음비와 방해 신호 전력을 변화시키면서 도래각 추정 오차를 계산하였다. 이를 위하여 도래각 추정 알고리즘으로는 널리 사용되는 MUSIC (MUltiple Signal Classification) 을 적용하였다. 2 장에서는 일반적인 선형 배열 안테나 모델과

W-CDMA 에서의 응용 모델 및 제안된 5 가지 3D 스마트 안테나 및 도래각 추정 알고리즘에대하여 설명한 후 3 장에서는 컴퓨터 시뮬레이션의 결과를 다루고 마지막으로 4 장에서는 결론을 내리겠다.

II. 본 론

1. 배열 안테나와 W-CDMA 구조

저이득 안테나 소자들을 배열 형태로 결합한 배열 안테나는 그림 1 과 같으며 여기서 ϕ 는 방위각 (Azimuth angle) 이고 θ 는 배열에 입사되는 평면파의 양각 (Elevation angle) 을 나타낸 것이다.

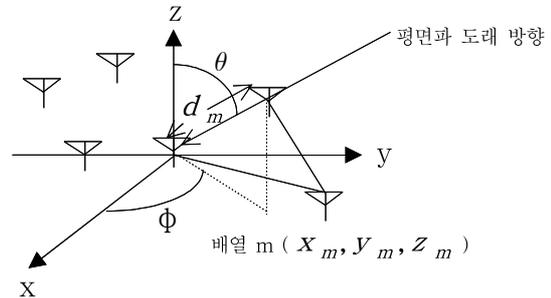


그림 1 평면파의 도래 방향
Fig 1. Direction-of-Arrival of Plane wave

배열 안테나 해석의 간편성을 위하여 다음과같이 가정한다.

- 배열 소자간의 간격이 작아서 각 소자에 수신되는 신호는 동일
- 소자간에는 상호 결합이 없음
- 모든 입사파는 여러개의 평면파로 분해할 수 있어서 모든 입사파는 유한개의 신호로 구성
- 배열에 입사되는 신호의 대역폭은 반송파 주파수에 비해 작음

(θ, ϕ) 의 방향으로 배열 안테나에 입사된 평면파는 원점에 있는 소자와 m 번째 소자에 입사되는 신호간의 위상차는

$$\Delta\psi_m = \beta \Delta d_m = \beta (x_m \cos\phi \sin\theta + y_m \sin\phi \sin\theta + z_m \cos\theta) \tag{1}$$

가 된다. 여기서 $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ 는 위상 정수이다. 일반적으로 배열은 임의의 원하는 패턴을 얻기위해 여러개의 안

테나 소자로 구성하며 선형 등간격 (LES : Linear Equally Spaced), 원형 등간격 또는 같은 방향으로 놓인 동일하면서 편파가 같고 저이득 안테나들의 등간격 평면형 배열로 구현한다. m 번째 위치에 소자가 수신하는 신호는

$$u_m(t) = A_s(t) e^{-j\beta m \Delta d} = A_s(t) e^{-j\beta m \Delta x \cos \phi \sin \theta} \quad (2)$$

가 될 것이며 어레이 출력 신호는 이득에 적절한 가중치를 곱한 합이 될 것이므로

$$z(t) = \sum_{m=0}^{N-1} w_m u_m(t) = A_s(t) \sum_{m=0}^{N-1} w_m e^{-j\beta m \Delta x \cos \phi \sin \theta} = A_s(t) f(\theta, \phi) \quad (3)$$

가 된다. 여기서 $f(\theta, \phi)$ 는 어레이 계수로서 기준 안테나 소자에서 측정된 신호 $A_s(t)$ 에 대한 어레이 출력 신호 $z(t)$ 의 비를 DoA 또는 (θ, ϕ) 의 함수로 나타낸 것으로서 가중치 집합 $\{w_m\}$ 을 조정하면 희망하는 방향으로 어레이 계수의 메인 빔의 최대치 방향으로 조절할 수 있게된다^[8]. 그림 2 는 어레이로 들어오는 신호가 $\theta_0 \approx \frac{\pi}{2}$ 로 가정하고 $\phi_0 = 45^\circ, 80^\circ$ 일때의 어레이 계수를 나타낸 것이다.

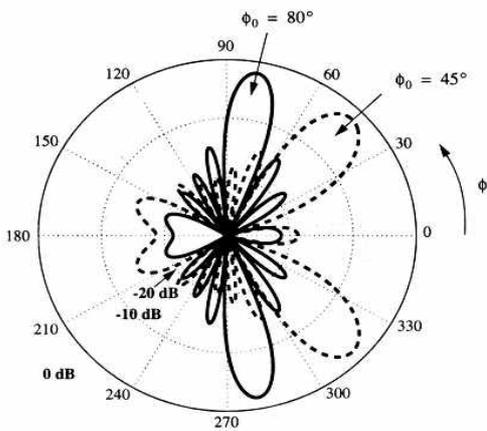


그림 2 어레이 계수를 이용한 메인 빔 패턴
Fig 2. Main Beampattern using array coefficient
어레이 안테나를 설명할때 벡터를 사용하면 편리하므로 가중치 벡터를

$$w = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{N-1}]^H \quad (4)$$

로 정의하자. H 는 Hermitian Transpose 이며 각 안테나 소자로부터 신호는 데이터 벡터

$$u = [u_0(t) \ u_1(t) \ \dots \ u_{N-1}(t)] \quad (5)$$

를 형성하면 식 (2-3) 으로부터 어레이 출력은 다음과 같이 된다.

$$z(t) = w^H u(t) \quad (6)$$

또한 신호의 방향 (θ, ϕ) 에대한 어레이 계수는

$$f(\theta, \phi) = w^H a(\theta, \phi) \quad (7)$$

로 쓸 수 있게되며, 여기서 벡터 $a(\theta, \phi)$ 는 (θ, ϕ) 방향의 스티어링 벡터 (Steering Vector) 를 나타낸다.

그림 3 은 W-CDMA 시스템에서 3D 스마트 안테나를 이용한 수신 시스템의 구조를 나타낸 것이다. 복수개의 배열 안테나를 통해 모든 방향에서 오는 신호를 수신한 후 도래각 추정 알고리즘을 수행하여 특정 방향의 안테나 Weight를 조절함으로써 방해 신호의 방향을 최소화할 수 있도록 동작하게된다.

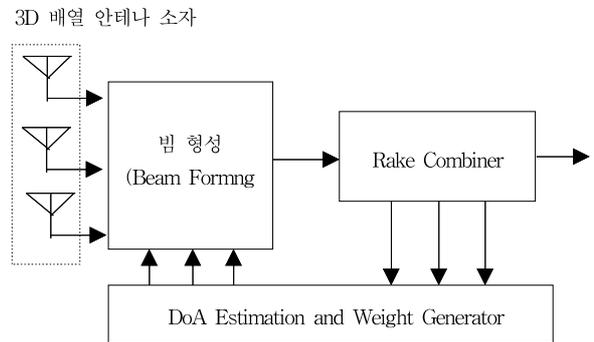


그림 3 W-CDMA에서 배열 안테나의 수신기 구조
Fig 3. Receiver structure of array antenna in W-CDMA

2. 제안 배열 안테나의 형태

논문에서는 3D 형태로 배치된 5 가지의 배열 안테나를 대상으로 동일한 도래각 추정 알고리즘을 적용할 때의 성능을 제시한다. 5 가지의 배열 안테나로는

- Flat 7 Element 3D 안테나
- Curved 7 Element 3D 안테나
- Curved-B 7 Element 3D 안테나
- Cross 7 Element 3D 안테나
- Stack 7 Element 3D 안테나

의 5 가지가 있으며 이들의 실제 형상도와 matlab 으로 구현한 형상도를 그림 4에 나타내었다.

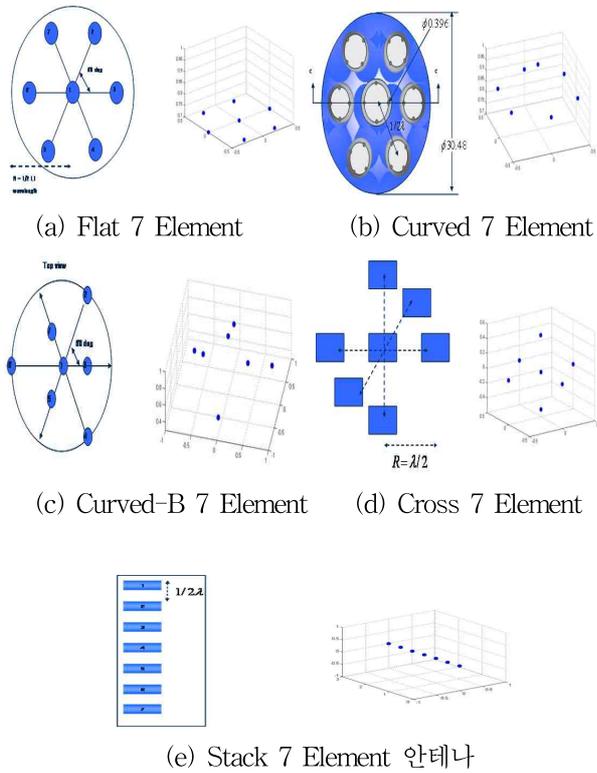


그림 4. 제안 3D 안테나의 소자 배치도
Fig 4. Element layout figure of proposed 3D antenna

Flat 7 Element 안테나는 배열 안테나가 2D 평면상에 있는 구조이며, Curved 7 Element 안테나는 Flat 7 Element 배열 안테나의 구조에서 중앙에 위치한 안테나 소자를 중심으로 각 소자가 z 축의 아래쪽으로 배열된 3차원구조이다. Curved-B 7 Element 안테나는 위의 Curved 7 Element 안테나의 구조에서 중앙에 위치한 안테나 소자를 중심으로 3 개의 소자 간격을 더 띠어서 배열한 구조이며, Cross 3D Element 안테나의 Flat 7 Element 배열 안테나를 세워서 중앙에 위치한 안테나 소자를 중심으로 2개의 소자를 x, y, z 축으로 반파장 간격을 띠어서 배열한 3차원 구조이다. 마지막으로 Stack 7 Element 안테나는 7 Element 배열 안테나를 x 또는 y 또는 z 축으로 반파장 간격을 띠어서 배열한 선형 구조를 갖도록 배치한 형태이다.

3. MUSIC 알고리즘

MUSIC 알고리즘은 신호의 파라미터 추정을 기하학적으로 고찰하여 만약 D 개의 신호 배열이 있다면 M 개의 배열 안테나에 수신된 입력 벡터는 D 개의 신호 파형

들과 잡음의 합으로 표현된다.

$$u(t) = \sum_{j=0}^{D-1} a(\phi_j) s_j(t) + n(t) \quad (8)$$

$$u(t) = [a(\phi_0) a(\phi_1) \dots a(\phi_{D-1})] [s_0(t) s_1(t) \dots s_{D-1}(t)]^T + n(t) = A s(t) + n(t)$$

여기서 $a(\phi_j)$ 는 j 번째 신호의 DoA 에 대응하는 Array steering vector 이므로, 이를 이용하여 다음의 공분산 행렬을 구한다.

$$R_{uu} = E[uu^H] = A E[ss^H] A^H + E[nn^H] = A R_{ss} A^H + \sigma_n^2 I \quad (9)$$

여기서 $E[\]$ 는 기대치를 나타내며 H 는 Hermitian 을 나타낸다. 식 (2-8) 에서 수신된 벡터 $u(t)$ 는 조합의 계수인 $s(t)$ 성분과 steering vector 의 1 차 조합임을 알 수 있다. 공분산 행렬의 고유치는 $\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}$ 이므로 다음과 같은 식을 풀면 얻을 수 있다.

$$|R_{uu} - \lambda_i I| = 0 \quad (10)$$

식 (2-10) 을 식 (2-9) 에 대입하면

$$|A R_{ss} A^H + \sigma_n^2 I - \lambda_i I| = |A R_{ss} A^H - (\lambda_i - \sigma_n^2) I| = 0 \quad (11)$$

가 되며, $A R_{ss} A^H$ 의 고유값 v_i 는 다음과 같다.

$$v_i = \lambda_i - \sigma_n^2 \quad (12)$$

A 는 선형적으로 독립된 steering vector 로 구성되어 있으며 신호 상관 행렬 R_{ss} 는 서로 독립인 신호로 구성된 공분산 행렬이다. 여기서 Full rank column rank A 와 Nonsingular R_{ss} 는 신호 수 (D) 가 배열 소자 M 의 수보다 적을때 보장된다. 따라서 M by M 행렬인 $A R_{ss} A^H$ 는 D 열을 가진 positive semidefinite 이다. 그러나 자동 상관 행렬 R_{uu} 가 한정된 데이터로부터 계산되므로 모든 잡음 전력에 해당되는 고유값은 동일하지 않을 수 있다. 가장 적은 고유값 K 가 결정되면 이에 따라 D 에 대한 추정치 \mathcal{D} 는 $M=D+K$ 의 관계로부터 구할 수 있게되므로 예상되는 신호의 수는

$$\mathcal{D} = M - K \quad (13)$$

가 될것이다. 식 (2-9) 를 eigen decomposition 하면

$$R_{uu} V_s = V_s \Lambda \quad (14)$$

$\Lambda = \text{diag}[\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}]$, $\lambda_0 \geq \lambda_1 \geq \dots \lambda_{M-1}$ 은 고유치이며 $V_s = [q_0, q_1, \dots, q_{M-1}]$ 은 R_{uu} 의

해당 고유 벡터이다. 가장 작은 고유치 λ_{\min} 의 다수 K로부터 신호의 수는 식 (2-13) 을 적용한다. 이를 이용하여 다음의 MUSIC Spectrum 을 구한다.

$$P_{MUSIC\ SPECTRUM}(\phi) = \frac{a^H(\phi)a(\phi)}{a^H(\phi)V_n V_n^H a(\phi)} \quad (15)$$

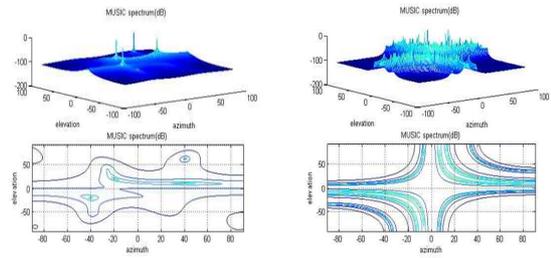
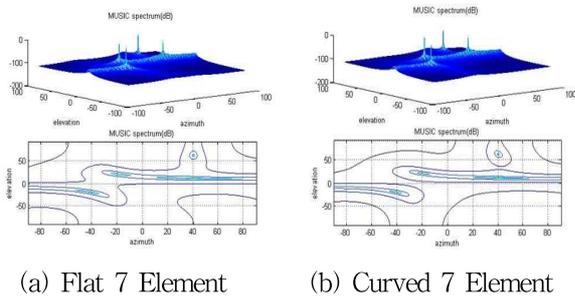
여기서 $V_n = [q_D, q_{D+1}, \dots, q_{M-1}]$ 의 관계가 있으며 $P_{MUSIC\ SPECTRUM}(\phi)$ 의 가장 큰 최고치 D 개를 찾아서 DoA 를 추정하게된다.

III. 컴퓨터 시뮬레이션

배열 안테나를 이용하여 도래각을 추정하는 경우 추정된 결과는 양각과 방위각의 형태로 표시되며 이를 위하여 GPS를 기준 신호로 이용하거나 기준 신호없이 각 안테나의 방향을 기준으로 추정하게된다. 먼저 도래각 추정 알고리즘의 추정 결과를 확인하기위하여 5 가지 제안된 3D 안테나를 대상으로 다음과같은 채널 파라미터를 적용하였다.

- 안테나 : 5 가지 제안된 7 Element 3D 안테나
- 신호대 잡음비 : 0dB
- GPS 신호 각도 및 세기 : (0, 0), 0dB
- 방해 신호 각도 : (40, 10), (-40, -20), (40, 60), (-20, 20)
- 방해 신호 세기 : 30dB, 30dB, 30dB, 30dB

그림 5 는 5 가지 3D 배열 안테나를 대상으로 4 개의 방해 신호를 각도와 세기로 수신한 후 도래각 추정한 시뮬레이션의 결과를 나타낸 것이다.



(c) Cross 7 Element (d) Stack 7 Element

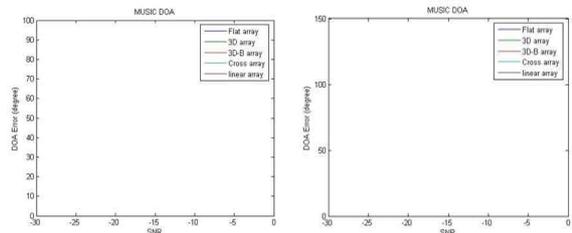
그림 5. 3D 배열 안테나의 도래각 추정 결과
Fig 5. DoA estimation result of 3D array antenna

도래각 추정 결과 Flat 7 Element, Curved 7 Element 와 Cross 7 Element 안테나를 사용하는 경우 도래각의 추정 결과가 양호하며 각각의 그림에서 피크점이 명확하게 4 개를 볼 수 있으며 방위각과 양각의 표현에서도 이 점이 명확하게 볼 수 있다. 특히 Curved 7 Element 와 Curved-B 7 Element 의 경우 서로 유사한 도래각 추정 결과를 보이므로 그림에서는 Curved-B 안테나의 결과는 생략하였다. 그러나 x, y, z 축중에서 어느 한축 방향으로 배열되는 Stack 7 Element 안테나의 경우 도래각 추정에서는 매우 불명확하여 그림에서 보듯이 무수한 피크점들이 존재하며 양각과 방위각으로 표현하는 경우 특정 피크점을 볼 수 없음을 알 수 있다.

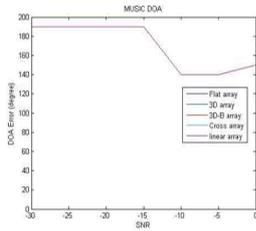
다음은 GPS 신호 및 방해 신호가 1, 2, 3 개인 경우 신호대 잡음비에따른 도래각 추정 오차를 나타낸 것이다. 이를 위하여 사용된 채널 파라미터의 값은 다음과 같다.

- GPS 신호 각도 및 세기 : (5, 5), 0dB
- 방해 신호 각도 : (40,10), (-40,-20), (40,60)
- 방해 신호 세기 : 30, 30, 30dB

도래각 추정 오차의 경우 방해 신호의 수가 1, 2, 3 인 경우 Flat 형, Curved 형과 Curved-(B) 형, Cross 형등의 Stack 형을 제외한 모든 3D 안테나의 경우 신호대 잡음비와는 무관하게 오차 없이 정확하게 추정함을 알 수 있었다. 그림에서 Linear Array 형은 그림 4 의 Stack 형 3D 안테나를 의미한다.



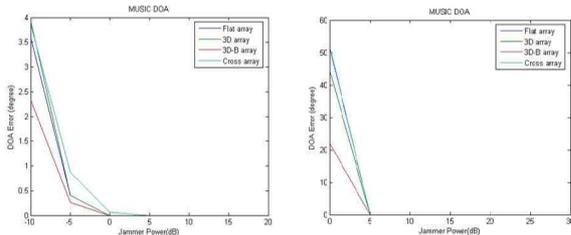
(a) 방해 신호수 : 1 (b) 방해 신호수 : 2



(c) 방해 신호수 : 3

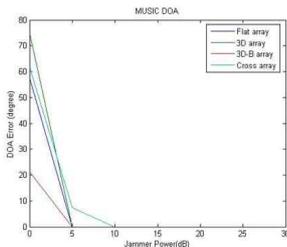
그림 6. 신호대 잡음비에따른 도래각 추정 오차
Fig 6. DoA estimation error by changing SNR

다음의 그림 7 은 방해 신호의 전력 변화에따른 5 가지 3D 안테나의 도래각 추정 오차를 나타낸 것이다. 여기서 방해 신호의 세기는 30dB 이며 이의 개수를 1, 2 로 변화시킨 결과이다. 방해 신호의 수가 증가할 수록 추정 오차가 증가해짐을 알 수 있으며 방해 신호수가 3 인 경우 Flat 형과 Curved 형이 거의 동일한 성능을 보이며 Curved-(B) 형이 가장 적은 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다.



(a) 방해 신호수 : 1

(b) 방해 신호수 : 2



(c) 방해 신호수 : 3

그림 7. 방해 신호 전력에따른 도래각 추정 오차
Fig 7. DoA estimation error by changing the interfering signal power

V. 결론

논문에서는 5 가지의 3D 배열 안테나를 대상으로 도래각 추정 성능을 검증하였다. 이를 위하여 먼저 5 가지

의 3D 배열 안테나 형상도를 제시한 후 방해 신호의 도래각을 추정하기위해 MUSIC 알고리즘을 적용하였으며, 이의 성능을 보이기위하여 방해 신호의 수를 1, 2, 3 으로 변화시킬때 신호대 잡음비와 방해 신호의 전력에따른 도래각 추정 오차를 이용하였다. 시뮬레이션 결과 신호대 잡음비에따른 추정 오차의 경우 Stack 형 안테나를 제외한 나머지 안테나에서는 매우 양호한 결과를 얻을 수 있었으므로 신호대 잡음비와는 무관함을 확인하였으며, 방해 신호의 전력에따른 도래각 추정 오차의 경우 방해 신호수가 늘면 Flat 형과 Curved 형이 거의 유사한 성능을 보였지만 특히 Curved-(B) 형이 가장 우수한 결과를 얻었다. 이는 동일한 Element 수로 배치하는 경우 적은 수의 Element를 x, y, z 축으로 배열하면서 상대적인 구경 (Aperture) 가 감소하여 도래각 추정의 분해능이 떨어짐에 따른 것으로 신호 처리 알고리즘뿐만 아니라 3 차원으로 어떻게 배치하느냐에따라 상이한 성능을 얻을 수 있으므로 동일한 안테나 소자를 사용하더라도 최적의 성능을 얻기위한 배치 방법에대한 지속적인 연구가 필요할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] 고희림, 김주완, "파일럿 신호를 이용한 CDMA 통신방식용 스마트 안테나 시스템 설계", Telecom-munication Review, 제9권, 2호, pp.133~144, 1999
- [2] 경문건의 5인, "CDMA 스마트 안테나 시스템의 설계 및 구현", Telecommunication Review, 제9권, 2호, pp.145~185, 1999
- [3] K.J.Lee, B.Y.Ahn et al, "Performance analysis of beamforming algorithms for CDMA smart antenna system", Proc. of CIC, Seoul, Korea, pp.283~287, Oct., 1997
- [4] Seungwon Choi, "Design of an adaptive antenna array for tracking the source of Maximum power and Its application to CDMA mobile communication", IEEE Trans. Ant. and Prop., Vol.45, No.9, Sep. 1997
- [5] 임승각, 강대수, "원형 배열 안테나의 DoA 추정 알고리즘 성능 분석", 한국산학기술학회, Vol.9, No.2,

pp.395~400, 2008

- [6] S.G.Glisic, Advanced Wireless Communication, John Wiley & Sons Pres., 2004
- [7] S.Haykin, Adaptive Filter Theory, 2nd Edition, Prentice Hall Pres., 1991
- [8] 이문수역, 스마트안테나, 두양사, 2002
- [9] Kaveh, M., A.J.Barabell, "The statistical performance of the MUSIC and the minimum-norm algorithms in resolving plane waves in noise", IEEE Trrans. Acoust. Speech Signal Process., Vol.ASSP-34, pp.331~341, 1986
- [10] Kezys, V., S. Haykin, "Multi-frequency angle-of-arrival estimator : an experimental evaluation", Proc. SPIE, Sandiego, Calif., 1988

※ 본 연구는 2009년 지식경제부 정보통신 연구진흥원 통방융합 전공과정 지원사업에 의해 수행된 결과임

저자 소개

임 승 각(정회원)



- 1983년 숭실대학교 전자공학과 학사 졸업.
- 1985년 경희대학교 전자공학과 석사 졸업.
- 1997년 경희대학교 전자공학과 박사 학위
- 2003년~현재 공주대학교 정보통신공학부 교수.

<주관심분야 : 통신/방송시스템, 이동통신>

강 대 수(정회원)



- 1983년 경희대학교 전자공학과 학사 졸업.
- 1985년 경희대학교 전자공학과 석사 졸업.
- 1992년 경희대학교 전자공학과 박사학위
- 2003년~현재 공주대학교 정보통신공학부 교수.

<주관심분야 : 디지털통신, 신호처리, 이동통신>