논문 2008-45IE-3-7

다중 모드 지원이 가능한 스마트 안테나 시스템의 빔형성 알고리즘

(Beamforming Algorithm for Smart Antenna System in Multi-mode Environment)

안 성 수*, 김 민 수**

(Sungsoo Ahn and Minsoo Kim)

요 약

본 논문은 CDMA2000, W-CDMA, W-LAN 채널의 다중경로 방식을 사용하는 스마트 안테나 시스템에서 빔포밍 이득과 다이버시티 이득을 신호 환경에 따라 선택하는 새로운 빔형성 알고리즘을 제안하였다. 본 논문에서는 정량화된 실험치를 근거로 하여 어느 시점에서 다이버시티 이득을 얻을 것인지에 대한 판단 기준을 제시하였다. 제안된 방법은 퍼짐각이 존재할때 두 개의 고유벡터를 이용하는 기존의 방법보다 더 좋은 성능을 제시함을 알 수 있었다. 다양한 실험을 통해 성능분석 결과 제안 방법이 기존의 알고리즘보다 3~4배 정도 성능이 우수함을 확인할 수 있었다.

Abstract

This paper proposes a new beamforming algorithm to select beamforming gain or/and diversity gain in CDMA2000, W-CDMA, W-LAN channel according to signal environment on the multipath. In this paper, we present the criteria to obtain diversity gain at any point that based on quantized experimental value. Proposed method proposes represents a performance better than conventional algorithm adopting the largest two eigenvector when angle spread is exit. From the result of performance analysis through various simulation, it is confirmed that proposed method is far superior about 3~4 times compare to conventional method in signal environment.

Keywords: Smart Antenna, Space-Time Signal Processing, Eigen-space, Angle Spread, 1-Basis, 2-Basis

I. 서 론

기존의 제 2 세대 이동통신 서비스는 음성 및 저속 데이터가 제공되는 디지털 셀룰러, PCS등이었으나, 제 3 세대 이동통신 방식인 CDMA2000, W-CDMA 등은 음성·고속데이터·동영상이 지원되며, W-LAN을 통한 무선 인터넷 서비스도 제공되고 있다. 다양한 이동통신 서비스가 창출되면서 사용자들은 다양한 서비스를 하나의 단말기를 통해 지원받기를 원하고 있어, 향후 2010년부터는 이동통신 서비스 뿐 만 아니라 인터넷, 컴퓨터를 총 융합하는 컨버전스(convergence) 기지국이 개발될 것이다. 이러한 이동통신 기술은 현재보다 훨씬 넓은 밴드를 차지할 것이므로 현재의 한정된 주파수 범위에서는 서비스 지원에 한계가 있어 통신 품질 및 용량에 커다란 문제점이 발생할 수 있다. 이 문제점을 해결하기 위한 방법으로 스마트 안테나 시스템이 대두되었다. 본 논문에서 적용한 스마트 안테나 시스템은 배열 안테나를 사용하여 신호를 공간 상에서 선택적으로 수신 가능하도록 하는 시공간 신호 처리(Space-Time Signal Processing) 기술이다[1]. 특히, 신

* 학생회원, ** 정회원, 중앙대학교 전자전기공학부
(School of Electrical and Electronics Engineering, Chung-Ang University)

※ 본 논문은 정보통신부 정보통신연구진흥원 지원의 HNRC(HomeNetwork Research Center)-ITRC 사업의 지원으로 수행되었음.

접수일자: 2008년2월12일, 수정완료일: 2008년8월18일

호를 공간 상에서 처리하는 기술은 간섭 신호를 효율적으로 제거하여 무선 통신 시스템의 성능을 증가시킬 수 있는 획기적인 방법이다[4].

스마트 안테나가 적용된 실제의 무선통신환경에서는 각 안테나에서 수신되는 신호가 여러 신호들의 합이 중심각도 θ에 대해 각도 퍼짐(angle spread)만큼 분산되어 도착하기 때문에 각도 퍼짐은 공간 상관도를 결정하는 중요한 요소가 된다. 특히, 안테나 간 이격 거리가 반파장($\lambda/2$)이 되는 스마트 안테나 시스템인 경우, 각도 퍼짐은 빔포밍 이득을 결정하는 매우 중요한 요소로 작용하게 된다. 즉, 각도 퍼짐이 커질수록 빔포밍 이득은 감소하게 되고 이와 반대로 다이버시티 이득은 증가하게 된다. 따라서, 본 논문에서는 실시간으로 수신되는 신호의 각도 퍼짐에 따라 빔포밍 이득을 고려할 것인지 다이버시티 이득까지 고려할 것인지를 예측하는 혼합형(hybrid) 적응 빔형성 알고리즘을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 각도 퍼짐 추정 방법은 고유치 분해법(eigen decomposition method)[5]에 근거를 둔다. 즉, 확산 이득(processing gain)을 얻은 다수의 수신 신호에 대한 자기상관함수(auto-correlation function)의 정규화된 고유치 문제(ordinary eigen problem)[6]으로 해결한다.

각도 퍼짐이 커질수록 다수의 수신 신호에 대한 자기상관함수는 Full-Rank Matrix가 된다. 즉, non-zero인 고유치 λ는 안테나 소자 수 N과 같고, 그에 일치하는 N개의 고유 벡터 $\underline{e}$가 생성된다. 따라서, 원하는 신호 성분은 넓은 각도퍼짐(wide angle spread) 신호 환경에서, N개의 고유치 λ의 파워로, N개의 고유벡터 $\underline{e}$의 방향으로 산란되어 수신된다. 따라서 최대 고유치 $\lambda_{\max}$에 일치하는 고유 벡터 $\underline{e_1}$를 웨이트 벡터로 사용하는 기존의 적응형 빔-형성 알고리즘은 넓은 각도퍼짐(wide angle spread) 신호 환경에서 수신 성능이 저하된다. 이러한 넓은 퍼짐각 신호 환경에서 저하된 빔포밍 이득을 다이버시티 이득을 이용하여 수신 성능을 향상시키는 방법인 고유공간 방법(eigen space method)[7]도 있다. 고유공간 방법은 수신 신호 벡터의 자기상관행렬의 최대 고유치에 대응하는 고유벡터를 이용하되, 상대적으로 큰 고유치에 대응하는 고유벡터부터 순차적으로 적어도 2개 이상을 이용하여 수신신호를 처리하면 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 것이다.

그러나 실제 신호 환경에서 각도 퍼짐은 스캐터(scatter)들의 분포 및 이동도, 단말기의 이동도 등 다양한 요소들이 실시간 변하기 때문에 기존 방법은 정확도가 떨어진다. 본 논문에서 제안한 각도 퍼짐에 따른 이득 조정 기술을 이용해 각도 퍼짐이 작은 상황에서는 빔포밍 이득만 얻고, 각도 퍼짐이 큰 경우에서는 빔포밍 이득과 다이버시티 이득을 동시에 얻을수 있게 된다. 이는 시스템 용량(system capacity) 관점에서 스마트 안테나 시스템의 throughput을 증가시킬 수 있는 획기적인 방법이 되고, CDMA2000, W-CDMA, W-LAN을 사용하는 다중 방식에서도 어느 방식을 사용하든 지 간에 최적의 성능을 제시해 준다.

따라서 본 논문에서는 실시간으로 변하는 각도 퍼짐의 산란된 신호 성분을 분석하여, 빔포밍 이득과 다이버시티 이득을 동시에 얻기 위한 기준점을 실험적으로 규명하고, 이 실험치를 근거로 하여 스마트 안테나 시스템이 채널의 각도 퍼짐 현상에 강해지도록 하는 최적의 웨이트 벡터를 구하는 방법을 제시하였다. 또한 다양한 이종 표준 지원이 가능한 스마트 안테나 시스템의 빔형성 알고리즘을 개발하여 지원 서비스 방식이 상황에 따라 변경되더라도 최적의 수신 성능을 제공하는 빔형성 알고리즘을 제시하였다. 본 논문에서의 성능 분석은 시간적으로 변하는 다중 경로 환경에서 수행하였으며, 한 개의 고유벡터와 두개의 고유벡터를 채널환경에 따라 적용하여 uncoded BER을 측정함으로써 성능을 확인하였다.

Ⅱ. 각도 퍼짐 추정 방법

스마트 안테나 시스템에서의 각도 퍼짐은 수신기에서 다중 경로 성분의 도달각(AoA : Angle of Arrival)의 확산 정도를 의미한다. 그림 1은 시공간 벡터 채널(space time vector channel)을 나타내고 있으며, 각도 퍼짐을 도식적으로 나타내고 있다.

여기서, θ_p는 p번째 다중 경로 성분의 도달각(AoA)을, Δ는 각도 퍼짐을, N은 안테나 소자 수를, d_{Rx}는 안테나 소자 간 이격 거리를 나타낸다.

그림 1에서 보는 바와 같이, p번째 다중 경로 성분의 입사각 θ는 각도 퍼짐 Δ에 의해서 $[\theta_p-\Delta, \theta_p+\Delta]$ 내에서 확률 밀도 함수 $\Psi_{AS}(\theta)$를 갖는 랜덤 변수로 표현할 수 있다는 것을 알 수 있다. $\Psi_{AS}(\theta)$는 수신 신호의 파워 분포를 입사각 θ의 함수로 나타낸 각도 스펙트럼(angle spectrum)이 된다. 따

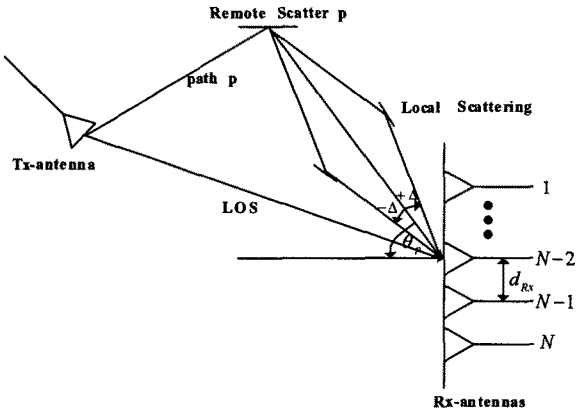

그림 1. 시공간 벡터 채널
Fig. 1. Time-space vector channel.

라서, $\Psi_{AS}(\theta)$는 수신 신호의 평균 파워를 나타내는 척도가 된다. 입사각 θ가 각도 스펙트럼 $\Psi_{AS}(\theta)$를 갖는 랜덤 변수라는 사실을 이용하여 RMS(Root Mean Square) 각도 스펙트럼 θ_{RMS}를 정의할 수 있다. 즉, 식 (1)과 같이 RMS 각도 스펙트럼 θ_{RMS}를 표현 할 수 있다[1].

$$\theta_S = E\left[(\theta-\theta_{AVR})^2\right] = \sqrt{\frac{\int_{-\pi}^{\pi}(\theta-\theta_{AVR})^2\psi_{AS}(\theta)D\theta}{\int_{-\pi}^{\pi}\psi_{AS}(\theta)d\theta}} \quad (1)$$

여기서, θ_{ARV}는 평균 도달각(AoA)를 의미하며, 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta_{ARV} = E[\theta] = \frac{\int_{-\pi}^{\pi}\theta\psi_{AS}(\theta)d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi}\psi_{AS}(\theta)d\theta} \quad (2)$$

결국, 각도 퍼짐은 다중 안테나 시스템에서 채널의 '공간 선택도(space selectivity)'를 나타내는 척도가 된다. 이는 다중 안테나 시스템에서 수신 신호의 크기 및 위상은 안테나의 공간적 위치에 의존한다는 것을 의미한다. 또한, 안테나 소자 간 페이딩 채널의 공간 상관도(spatial correlation)는 페이딩 채널의 '공간 선택도'에 영향을 받는다는 것과 같은 의미이며, 곧 공간 상관도는 각도 퍼짐의 함수로 나타낼 수 있다. 안테나의 기하학적인 구조와 페이딩 채널의 '공간 선택도'의 영향을 고려하여, 공간 상관도를 수식으로 나타내면, 식 (3)과 같다.

$$C_p(n,k) = \frac{1}{2\Delta}\int_{\theta_p-\Delta}^{\theta_p+\Delta} e^{-j\frac{2\pi d_{Rx}(n-k)\sin(\theta)}{\lambda}}d\theta \quad (3)$$

여기서, $C_p(n,k)$는 n번째 안테나 소자와 k번째 안테나 소자에서 p번째 다중 경로 성분의 공간 상관도, d_{Rx}는 안테나 소자 간의 이격 거리, θ는 다중 경로 성분의 입사각을 의미한다. 식 (3)에서 보는 바와 같이, 공간 상관도는 d_{Rx}와 θ의 함수임을 알 수 있다. 스마트 안테나 시스템에서와 같이, d_{Rx}가 반파장($\lambda/2$)으로 정해져 있는 경우, 공간 상관도는 입사각 θ의 함수가 되며, 따라서, 공간 상관도는 '공간 선택도'의 영향 즉, 각도 퍼짐의 영향을 받는다.

위와 같은 각도 퍼짐의 영향을 수식적으로 나타내기 위해서, '공간 선택도'를 나타내는 척도 D_c를 정의한다. D_c는 상관거리(coherence distance)라고 명명하며, 공간 상관도가 0.7 이하로 되는 순간의 이웃한 안테나 소자 사이의 거리라고 정의한다. 따라서, 상관 거리 D_c는 RMS 각도 확산 θ_{RMS}의 역수와 관련이 있다. 즉, 각도 퍼짐이 커질수록, 상관 거리 D_c는 작아지게 된다.

$$D_c \propto \frac{1}{\theta_{RMS}} \quad (4)$$

그림 2는 각도 퍼짐에 따라서 수신 신호의 상관도를 나타낸 것이다. 그림 2에서 보는 바와 같이 각도 퍼짐 값 Δ가 커질수록 채널의 공간 특성이 심하게 변하는 것을 알 수 있다. 이는 각도 퍼짐이 증가할수록 각각의 안테나 소자에 수신되는 신호가 서로 상관되지 않은 (un-correlated) 것을 의미한다.

이러한 각도 퍼짐에 따라 신호의 상관도가 달라지는 것처럼, 2개의 가장큰 고유치에 따른 빔포밍 이득차에

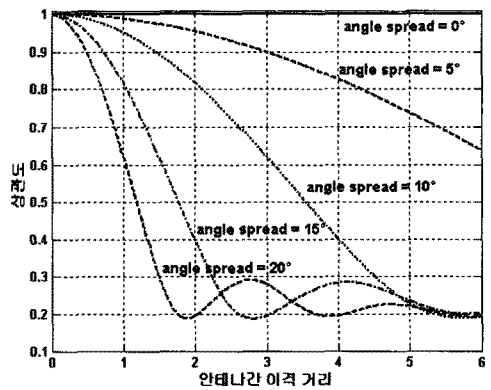

그림 2. 각도 퍼짐에 따른 안테나간 수신 신호의 상관도
Fig. 2. Correlation level of received signal of each antenna by angle spread.

따라 퍼짐각 정도를 파악할 수 있다는 것을 알게되었다. 본 논문에서 제안하는 각도 퍼짐 추정 방법은 각 안테나로 입사되는 수신신호의 자기상관 함수에서 가장 큰 2개의 고유치를 구한 다음 그에 따른 고유벡터의 차를 이용하는 것이다. 즉, 원하는 신호 성분의 첫 번째 강하게 수신되는 신호 경로의 빔포밍 이득과 두 번째 강하게 수신되는 신호 경로의 빔포밍 이득의 차를 계산함으로써 각도 퍼짐을 추정하였다. 식 (5)는 각도 퍼짐 추정식을 나타낸 것이다.

$$\Delta_{EST} = (\underline{e_1} - \underline{e_2})^H a(\theta_{ARV}) = \alpha \underline{e_1}^H a(\theta_{ARV}) - \beta \underline{e_2}^H a(\theta_{ARV}) \quad (5)$$

여기서, θ_{ARV}는 식(2)에서와 같이 원하는 신호 성분의 평균 도달각(AoA)를, $a(\theta_{ARV})$는 평균 도달각 방향으로의 방향 벡터(steering vector)를, $\underline{e_1}$과 $\underline{e_2}$는 다수의 수신 신호에 대한 자기상관함수의 최대 고유치 λ_1과 λ_2에 해당하는 고유 벡터를, H는 허미션(Hermition) 연산자를 의미한다. 또한, α와 β는 각각 $\underline{e_1}$과 $\underline{e_2}$ 벡터의 크기를 나타낸다.

넓은 각도 퍼짐 신호 환경에서 다이버시티 이득을 이용하는 시점을 결정하기 위해 본 논문에서는 다양한 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 컴퓨터 시뮬레이션을 위해 안테나 8개, SNR 10dB, 스냅샷(snapshot) 수 1,000번으로 하였다. 그림 3~5 각도 퍼짐에 따른 가장 큰 1개의 고유치 값을 사용하는 단일 주-빔(single main-beam)과 2개의 가장 큰 고유치 값을 사용하는 멀티 주-빔(multi main-beam)사용의 성능 값을 보여주고 있다. 그림에서 단말기 사용자(User)를 변경시키면서 BER(Bit Error Rate)를 비교하였다.

그림 3, 4, 5에서 보는 바와 같이 각도 퍼짐에 따라서 두 시스템 성능의 교차점이 대략 10도~15도 사이에서 생기는 것을 알 수 있다. 이 범위 내에서 역확산 후 수신 신호의 자기 상관 행렬의 고유치를 분석하여, 첫 번째 큰 고유치에 대응하는 고유 벡터와 두 번째 큰 고유치에 대응하는 고유 벡터들을 비교함으로써 두 시스템 간의 성능의 교차점에서 다이버시티 이득을 얻을 시점을 실험을 통하여 규명할 수 있다. 표 1은 첫번째와 두번째로 큰 고유치 값에 대한 측정된 비율을 보여주고 있다. 표 1에서 보는 바와 같이 각도 퍼짐이 커질수록 첫 번째 큰 고유치와 두 번째 큰 고유치의 상대 비율이 감소하게 된다. 이는 각도 퍼짐이 증가할수록 준 최적의 웨이트 벡터를 첫 번째 고유

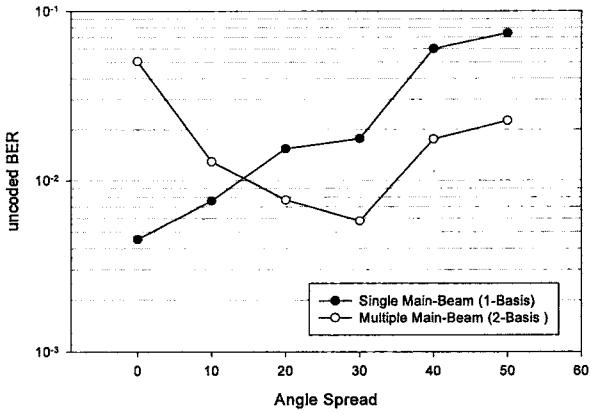

그림 3. User = 5, SNR = 25
Fig. 3. User = 5, SNR = 25.

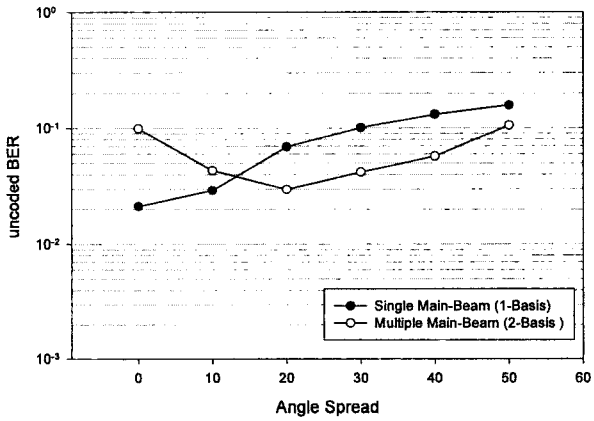

그림 4. User =15, SNR = 25
Fig. 4. User =15, SNR = 25.

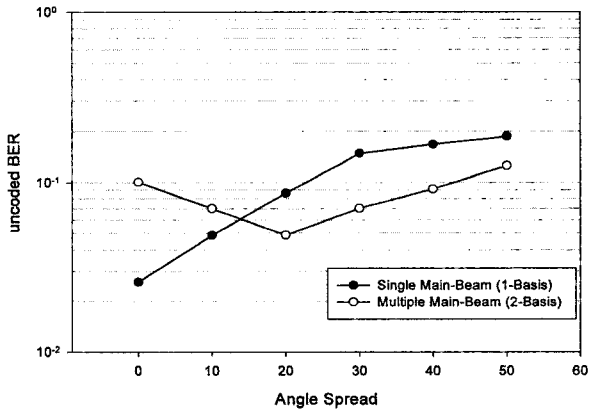

그림 5. User = 25, SNR = 25
Fig. 5. User = 25, SNR = 25.

벡터와 두 번째 고유 벡터의 선형 결합으로 형성해야 함을 의미하며, 산란된 신호 성분의 크기가 커지는 것을 나타낸다.

표 1에서 각도 퍼짐이 10도~15도 내의 첫 번째 큰

표 1. First Primary 고유치와Second Primary 고유치와의 상대 비율
Table 1. Relative ratio first primary and second primary eigen value.

	10도	11도	12도	13도	14도	15도
1st.	6.1727	5.5979	5.2523	5.1126	5.3667	5.0772
2nd	1.05656	1.7349	1.9141	1.7555	2.0002	1.7051
Ratio	5.842262	3.22664	2.74400	2.91233	2.68308	2.97765

고유치와 두 번째 큰 고유치의 상대 비율을 이용하여 산란된 신호 성분에 대한 신뢰성을 판단 할 수 있는 기준값 β_T을 설정하면 식 (6)과 같다.

$$\beta_T = 5.842262\times\frac{5.842262}{20.38598}+3.226641\times\frac{3.226641}{20.38598}+ 2.744005\times\frac{2.744005}{20.39598}+2.912333\times\frac{2.912333}{20.38598}+ 2.683082\times\frac{2.683082}{20.38598}+2.977655\times\frac{2.977655}{20.38598}=3.758458 \quad (6)$$

위의 기준값 β_T를 중심으로 매 스냅샷 마다 첫 번째 큰 고유치와 두 번째 큰 고유치의 상대 비율을 계산(여기서 분모값 20.38598은 Ratio 값의 총합임)하여 준 최적의 웨이트 벡터가 단일 주-빔(single main-beam)과 다중 주-빔(multiple main-beam)을 선택적으로(selectively) 형성되도록 하였다. 이는 이 기준값을 근거로 하여 스마트 안테나 시스템에서 다이버시티 이득을 얻기 위한 시발점을 결정할 수 있다는 것을 의미한다.

본 논문에서는 각도퍼짐 추정식 Δ_{EST}, 기준값 β_T을 이용하여 실시간으로 수신되는 신호의 각도 퍼짐에 따라 빔포밍 이득을 고려할 것인지 다이버시티 이득까지 고려할 것인지를 예측하는 혼합형(hybrid) 적응 알고리즘 방법을 제안하였다. 식 (7),(8)은 Δ_{EST}값에 따른 적용방법을 보여주고 있다.

$C(\Delta_{EST} > \beta_T)$
⇒Narrow Angle Spread used for Only Beamformin g Gain (7)

$C(\Delta_{EST} < \beta_T)$
⇒Wide Angle Spread used for Beamformin g Gain + Diversity Gain (8)

식 (7), (8)에서 보는 바와 같이 Δ_{EST}이 β_T보다 큰 경우는 단순 빔포밍 이득만 사용하고, 반대인 경우는 빔포밍 이득과 다이버시티 이득을 동시에 이용하도록 한다. 실제 각도 퍼짐이 없는 경우에도 식 (7)과 (8)이 모두 발생할 수 있다. 그러나 기존 논문에서는 각도 퍼짐이 없는 경우는 빔포밍 이득만 사용하기 때문에 본 제안 방법보다 성능이 저하되게 된다. 각도 퍼짐에 따른 Δ_{EST}값의 변화를 알아보기로 하자.

그림 6, 7은 각 스냅샷에 따라 발생되는 Δ_{EST}값을

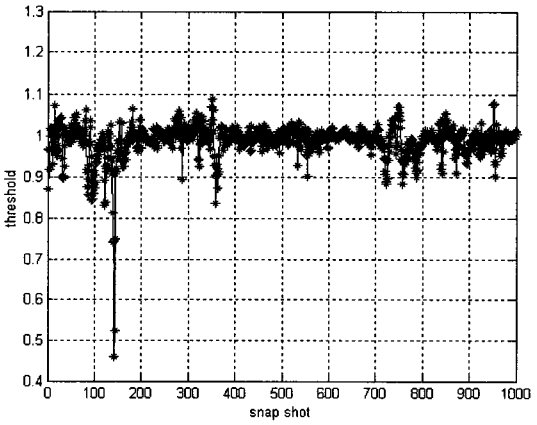

그림 6. 각도 퍼짐 $\Delta = 0°$
Fig. 6. Angle spread $\Delta = 0°$.

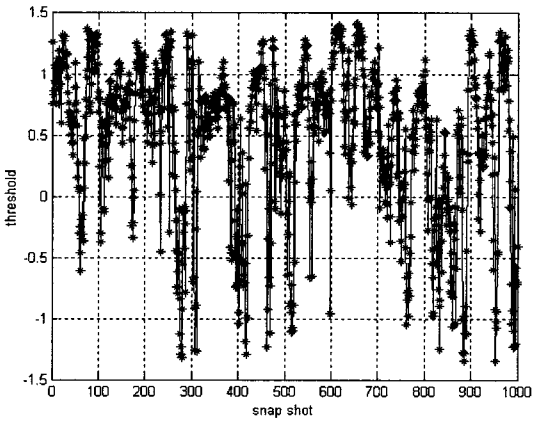

그림 7. 각도 퍼짐 $\Delta = 20°$
Fig. 7. Angle spread $\Delta = 20°$.

보여주고 있다. 그림 6, 7에서 보는 바와 같이, 추정된 Δ_{EST}값은 각도 퍼짐이 커질수록, 분산이 커지는 것을 알 수 있다. 결국, 위 그림 6, 7은 채널의 '채널 선택도'를 나타낸 그림들이라고도 볼 수 있다. 그림 6과 같이 좁은 각도 퍼짐(narrow angle spread) 신호 환경 일 경우, 대부분의 Δ_{EST}값이 최적 기준값(optimal threshold) β_T(시뮬레이션을 위해 β_T=0.5로 정규화 함)보다 큰 값을 갖는다. 그러나 좁은 각도 퍼짐 신호 환경에서도 Δ_{EST}값이 최적 기준값 β_T보다 작은 경우가 발생하기도 한다. 만약, 이런 경우에 기존의 1-Basis(가장 큰 고유치 1개 사용) 빔형성 알고리즘을 사용하게 되면, poor BER이 발생하게 되어, 전체 시스템 용량이 줄어드는 경우가 발생한다. 따라서 이런 경우에는 다이버시티 이득을 사용하는 기존의 2-Basis (가장 큰 2개의 고유치 사용) 빔형성 알고리즘을 사용하여 전체 시스템 용량을 최적화시켜야 한다. 그림 7과 같이, 각도 퍼짐이 커질수록 이와 같은 현상이 더욱 빈번하게 발생하게 되어 각도 퍼짐을 예측(estimation)해야 할 필요성이 더욱 커지게 된다.

Ⅲ. 제안 알고리즘

본 절에서는 앞 절에서 설명한 채널의 각도 퍼짐 추정 방법을 이용하여 단일 주-빔 시스템과 멀티 주-빔 시스템의 장점만을 갖는 빔 형성 알고리즘을 제안한다. 우선, 각도 퍼짐이 작은 신호 환경(각도 퍼짐이 10°이하인 신호 환경)에서는 1개의 가장 큰 고유치에 해당되는 고유벡터를 이용해 웨이트 벡터를 구하면 되므로 다음과 같은 식을 적용한다.

$$\underline{w}_{suboptimal} = \alpha \underline{e_1} \tag{9}$$

식 (9)의 웨이트 벡터를 구해보자. 원하는 신호원의 성분이 간섭 신호원보다 월등히 큰 경우, 배열 안테나의 출력을 최대화하는 웨이트 벡터는 식 (10)와 같다.

$$\max. E\left[\left|\underline{w}^H \underline{y}\right|^2\right] = E\left[\underline{w}^H \underline{y}\underline{y}^H \underline{w}\right] = E\left[\underline{w}^H \underline{\underline{R}}_{yy} \underline{w}\right] \tag{10}$$

여기서, $\underline{\underline{R}}_{yy}$는 역확산 후의 수신 신호의 자기 상관 행렬이다. 식 (10)을 만족하는 최대값을 $\lambda_{\max}$라 한다면, 식 (11)과 같이 쓸 수 있다[7].

$$\lambda_{\max} = \underline{w}^H \underline{\underline{R}}_{yy} \underline{w} \tag{11}$$

제약 조건 $\underline{w}^H \underline{w} = 1$에서 식 (11)은 식 (12)와 같은 정규화된 고유치 문제로 귀결된다.

$$\underline{\underline{R}}_{yy} \underline{w} = \lambda_{\max} \underline{w} \tag{12}$$

CDMA 시스템에서 확산 이득 (Processing Gain)이 매우 클 경우, 배열 안테나의 출력 SNR를 최대화하는 웨이트 벡터는 식 (6)을 만족하는 최대 고유치에 대응하는 고유 벡터로부터 얻어 질 수 있다[6]. 고유벡터를 구하는 방법은 기존에 제시된 빔형성 알고리즘[8]을 이용한다.

또한, 각도 퍼짐이 큰 신호 환경(각도 퍼짐이 10°이상인 신호 환경)에서는 $\underline{e_2}^H \underline{a}(\theta) \neq 0$이기 때문에 준최적의 웨이트 벡터는 식 (13)과 같이 형성한다. 각도 퍼짐이 큰 상황에서는 2개의 고유값이 웨이트 벡터 구하는데 가장 큰 영향을 미치므로 이와 같은 두 개의 고유 벡터 합을 통해 웨이트 벡터를 구하게 된다.

$$\underline{w}_{suboptimal} = \alpha \underline{e}_1 + \beta \underline{e}_2 \tag{13}$$

여기서, $\underline{e_1}$과 $\underline{e_2}$는 각각 수신 신호의 자기 상관 행렬의 두 개의 큰 고유치에 대응하는 고유 벡터 성분이고, α와 β는 각각 $\underline{e_1}$과 $\underline{e_2}$ 방향으로 수신된 원하는 신호원의 신호 성분의 파워를 나타내는 가중치이다.

이 두개의 고유벡터는 기존의 고유 공간법[7]을 이용하여 구한다. 즉, 스마트 안테나로 수신된 신호의 자기 상관 행렬로부터 가장 큰 고유값에 해당하는 고유벡터를 1차적으로 얻고, 다시 수축법(deflation method)[3]를 통해 2번째 고유벡터를 구하기 위한 자기상관 행렬을 구한 후 빔형성 알고리즘을 반복 적용하여 2번째 고유벡터를 얻는 새로운 적응 알고리즘을 제시하였다.

Ⅳ. 모의실험 및 분석

본 장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 CDMA2000, W-CDMA, W-LAN 환경에서 본 논문에서 제안한 빔형성 알고리즘의 성능을 단일 안테나 및 기존의 빔 형성 알고리즘 (Single/Multiple Main-Beam System) 과의 BER 성능을 비교하였다. 그림 8~그림 11은 채널의 각도 퍼짐에 따라서 본 논문에서 고려한 빔 형성 알고리즘들의 성능을 나타내고 있다. 그림 8~그림 11에서 알 수 있듯이 본 논문에서 제안한 빔 형성 알고리즘은 각도 퍼짐이 작은 신호 환경 (각도 퍼

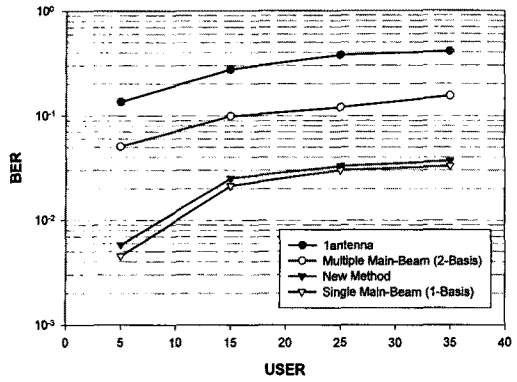

그림 8. Angular Spread = 0°
Fig. 8. Angular Spread = 0°.

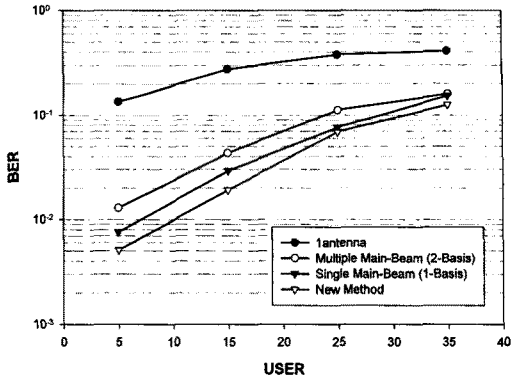

그림 9. Angular Spread = 10°
Fig. 9. Angular Spread = 10°.

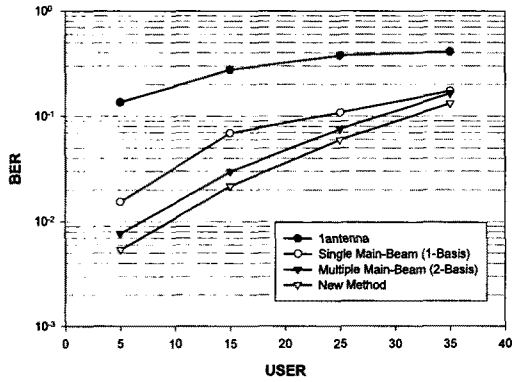

그림 10. Angular Spread = 20°
Fig. 10. Angular Spread = 20°.

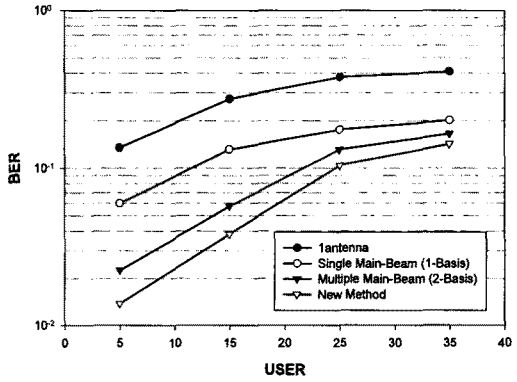

그림 11. Angular Spread = 40°
Fig. 11. Angular Spread = 40°.

짐이 10°이하인 신호 환경)에서는 1-Basis의 단일 주-빔 시스템의 성능을 따라가고, 각도 퍼짐이 큰 신호 환경 (각도 퍼짐이 10° 이상인 신호 환경)에서는 2-Basis의 멀티 주-빔 시스템의 성능보다 우수하다는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 각도 퍼짐이 존재하는 스마트 안테나 시스템에서 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 알고리즘을 제안하였다. 제안 방법은 채널의 각도 퍼짐 정도에 따라서 가장 지배적인 두 개의 신호 성분에 대한 상대 비율을 실험적으로 구해서 정량화하고, 정량화된 실험치를 근거로 하여 빔포밍 이득과 다이버시티 이득을 동시에 얻을 수 있는 시점을 규명하였고, 환경에 따라 다이버시티 이득을 얻음으로 인해 성능을 향상시켰다. 본 제안 방법을 통해 각도 퍼짐이 작은 신호 환경에서는 빔포밍 이득을 극대화하여 간섭량을 제거해서 무선 구간의 채널 용량을 증대시키고, 각도 퍼짐이 큰 신호 환경에서는 빔포밍 이득과 함께 다이버시티 이득을 동시에 얻어 신호의 품질을 유지시킬 수 있다. 채널을 추정하는 이러한 제안 방식은 산란된 신호 성분에 신뢰성을 부여 할 수 있는 방법이 될 수 있어 CDMA2000, W-CDMA, W-LAN의 다중 모드를 운영하는 방식에서도 우수한 성능을 나타낼 수 있다.

참 고 문 헌

[1] A. F. Naguib. "Adaptive Antennas for CDMA wireless Networks." Ph.D. Dissertation Department of Electrical Enginnering, Stanford University, August, 1996.
[2] S. Sampei, Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications, Prentice Hall PTR, 1997.
[3] Howard Anton, Elementary Linear Algebra, John Wiley & Sons, 1982.
[4] G.Xu and H.Liu.:'An effective transmission

beamforming scheme for frequency division duplex digital wireless communication systems', *ICASSP-95*, pp.1729-1732 April 1995.
[5] J. Choi and S. Choi, "Diversity gain in antenna arrays and its use in CDMA systems equipped with antenna arrays", *IEEE trans on Vehicular Tech.*, Vol. 52, May 2003.
[6] J. H. Winters, "Smart antennas for wireless systems", *IEEE Person. Commun. Mag.*, pp.23-27, February 1998.
[7] W-C.Lee, S.Choi, et al.:'An adaptive beamforming technique for smart antennas in WCDMA system', *IEICE Trans. Commun.*, pp.2838-2843, September 2003.
[8] S. Choi and D. Shim, "A novel adaptive beamforming algorithm for a smart antenna system in a CDMA mobile communication environment", *IEEE trans on Vehicular Tech.* , pp1793~1806, September 2000.

저 자 소 개

안 성 수(정회원)
1987년 한양대학교 전자공학과 학사 졸업.
1990년 한양대학교 전자공학과 석사 졸업.
2001년 한양대학교 전자공학과 박사 졸업.
1990년~1997년 국방과학연구소 연구원
2002년~현재 명지전문대학 정보통신과 부교수
<주관심분야 : 스마트 안테나, DSP 신호처리, 이동통신>

김 민 수(정회원)
1987년 한양대학교 전자공학과 학사 졸업.
1990년 한양대학교 전자공학과 석사 졸업.
2002년 한양대학교 전자통신과 박사 졸업.
2001년~2006년 한중대학교 정보통신과 조교수
2006년~현재 국방과학연구소 항공전자체계부 선임연구원
<주관심분야 : 스마트 안테나, 의용공학 신호처리, MIMO, OFDM>