

고유공간 스마트 안테나 시스템의 적응 빔형성 기술

Adaptive Beamforming Technique of Eigen-space Smart Antenna System

김민수 · 이원철* · 최승원**

Min-Soo Kim · Weon-Cheol Lee* · Seung-Won Choi**

요약

본 논문은 수신신호의 자기상관행렬로부터 얻어진 2개의 고유벡터를 이용하여 웨이트 벡터를 구함으로써 각 도퍼짐이 존재하는 환경에서도 스마트 안테나의 성능을 향상시키는 새로운 방법을 제시하였다. 기존의 고유치에 의거한 빔형성 기술은 가장 큰 고유치의 상응 고유벡터만을 사용하는 것에 비해 본 논문에서 제시하는 방법은 두개의 고유벡터를 효율적으로 적용함으로써 각퍼짐이 많은 신호환경에서 특히 강인한 성능을 보인다. 본 논문에서 사용하는 고유벡터는 첫번째와 두번째로 가장 큰 고유값에 대응되는 벡터이며, 현재 상용화되고 있는 DSP로 구현 가능한 계산량($3.5N^2 + 12M$)을 통해 정확하게 구해진다. 본 제안방법을 WCDMA 환경에서 모의 실험한 결과 넓은 각도퍼짐에도 성능이 우수하였으며, 고유함수 계산을 위한 상용 툴인 MATLABM 프로그램의 고유함수를 이용하여 얻은 이론적인 성능값과도 큰 차이가 없음을 확인하였다.

Abstract

This paper presents a new technique that enhances the performance of the smart antenna system especially in signal environments of wide angular spread by adopting a weight vector obtained from two eigenvectors of the autocovariance matrix of the received data. While the conventional beamforming technique employs only one eigenvector corresponding to the largest eigenvalue, the proposed algorithm uses two eigenvectors corresponding to the largest and second largest eigenvalue in such a way that it can be robust enough to the signal environments of wide angular spread. An efficient adaptive procedure is shown to verify that the optimal weight vector consisting of the two eigenvectors is obtained with a reasonable complexity ($3.5N^2 + 12M$) and accuracy. It is also shown in this paper that the numerical results obtained from the proposed adaptive procedure well agree with those obtained from a commercial tool computing the eigen-function of MATLABM.

Key words : CDMA, Smart Antenna, Eigenvecyor, Eigenvalue

I. 서론

스마트 안테나 시스템은 신호를 공간에서 선택적으로 수신할 수 있도록 하기 때문에 간섭신호의 효

율적인 제거 혹은 감소를 통해 무선통신 시스템의 용량과 품질을 향상시킬 수 있다^[1]. 이러한 스마트 안테나는 안테나 소자들간의 간격이 가까워서 각 안테나 수신신호의 전송경로가 같다고 가정하였을

동해대학교 정보통신공학과(Dept. of Information and Communications, Donghae University)
 *용인송담대학 정보통신과(Dept. of Information and Communications, Yong-in Songdam College)
 **한양대학교 전기전자컴퓨터공학부(School of Electrical and Computer Engineering, Hanyang University)
 · 논문번호: 20020705-077
 · 수정완료일자: 2002년 10월 7일

때 빔형성(beamforming)을 통해 수신신호를 공간상에서 선택적으로 수신할 수 있게 한다. 만약 각 안테나의 채널계수가 서로 완전 상관관계를 이룬다면 단지 경로 다이버시티(path diversity)만 얻을 수 있다. 그런데 실제의 환경에서는 각 안테나에서 수신되는 신호가 여러 신호들의 합이 중심각도 θ 에 대해 각도퍼짐(angular spread) 만큼 분산되어 도착하기 때문에 각 안테나의 채널계수의 상관관계는 각도퍼짐이 증가함에 따라 감소하게 된다.

신호대 잡음비(SNR) 최대화를 위한 최대 고유벡터 값을 찾는 기존 알고리즘의 경우 각도퍼짐이 고려되지 않는 상황에서 향상된 성능을 가질 수 있으나 각도퍼짐이 증가할수록 성능이 현저히 떨어지게 된다^{[2],[3]}. 그러나 실제 신호 환경에서는 각도퍼짐의 영향을 고려하지 않을 수 없다. 특히 전송 주파수가 높아질 때 증가되는 경로손실을 줄이기 위하여 셀 반경을 줄이는 경우에는 더욱 증가되는 각도퍼짐의 영향을 고려하여야 한다.

따라서 본 논문에서는 각도퍼짐이 존재하는 환경에서도 스마트 안테나의 성능이 우수하게 되는 새로운 적응 알고리즘을 제시하였다. 즉, 스마트 안테나로 수신된 신호의 자기상관 행렬로부터 역승법을 이용하여 가장 큰 고유값에 해당하는 고유벡터를 얻고, 다시 수축법을 통해 두번째 고유벡터를 구하기 위한 자기상관 행렬을 구한 후 역승법을 반복 적용하여 두번째 고유벡터를 얻는 새로운 적응 알고리즘을 제시하였다. 따라서 본 논문은 수신신호의 자기상관행렬의 고유치 문제를 구하는 방법에 근간을 두고 있으며, 이러한 고유치 문제의 해를 구하는 기존의 계산량은 $O(N^3)$ 에 해당되나 본 논문에서는 역승법을 이용하여 계산량을 2차($O(3.5N^2 + 12M)$)로 줄였다. 이러한 새로운 절차를 통해 얻어진 2개의 고유벡터를 이용하여 최적의 웨이트 벡터를 구해 스마트 안테나 시스템의 빔형성 웨이트로 사용함으로써 WCDMA 시스템의 각도퍼짐이 넓게 존재하는 신호 환경 하에서도 본 제안된 방법의 성능이 우수하다는 것을 확인하였다.

본 논문에서 II절은 각도퍼짐이 존재하는 환경하에서 수신신호의 수학적 모델링을 소개하고 있으며, III절은 역승법과 수축법을 이용한 제안 알고리즘을 제시하였고, IV절에서는 WCDMA 환경에서 컴퓨터

시뮬레이션을 수행한 결과를 보여주고 있으며, 마지막 V절에서는 본 논문의 최종 결론을 제시하였다.

II. 시스템 모델

일반적으로 스마트 안테나 시스템에서의 빔형성은 각 수신 안테나에 채널벡터에 해당하는 적절한 가중치를 곱하고 이들의 합을 출력신호로 하여 후단의 신호검파기에 인가한다. 곱해지는 가중치 벡터는 신호대 잡음비가 최대가 되도록 구한다. m 번째 안테나의 기저대역 변환된 신호는 다음과 같이 표현된다^[4].

$$x_m(t) = \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^K \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{q=1}^Q a_{j,k,q}(t) v_m(t - \tau_{j,k,q}) e^{-j2\pi f_c (t - \tau_{j,k,q}) \sin \theta_{j,k,q}} + n_m(t) \quad (1)$$

여기서 J, K, Q 는 각각 가입자 수, 각 가입자의 다중경로, 각 경로에서의 산란되는 성분의 수를 나타낸다. 또한 $a_{j,k,q}(t)$ 는 페이딩 인자(fading factor), $\theta_{j,k,q}$ 는 산란되는 신호의 입사각, $\tau_{j,k,q}$ 는 전파 지연, $n_m(t)$ 는 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 나타낸다. 식 (1)에서 모든 가입자에 대한 각 주어진 경로에서의 전파지연을 동일한 것으로 가정할 수 있으므로 $\tau_{j,k,q} \cong \tau_{j,k}$ 로 할 수 있다. 이때 페이딩 인자 $a_{j,k,q}(t)$ 는 다음과 같이 정의된다^[5].

$$a_{j,k,q}(t) = \rho_{j,k,q} e^{j2\pi(\cos \phi_{j,k,q} t - f_d \tau_{j,k,q})} \quad (2)$$

여기서 $\rho_{j,k,q}$ 는 산란되는 신호의 감쇄값, f_d 는 최대 도플러 주파수, f_c 는 캐리어 주파수, $\phi_{j,k,q}$ 는 q 번째 산란되는 성분의 방향을 나타낸다.

역확산(dispersing) 동안에 모든 동기가 완벽하게 일치한다고 가정하면 역확산된 신호 벡터 $\underline{y}[n]$ 는 식 (3)과 같이 표현된다.

$$\underline{y}[n] = \underline{h}[n]s[n] + \underline{u}[n] \quad (3)$$

여기서 $\underline{y}[n]$ 은 각 안테나에서의 기저대역 수신 신호이며, n 은 n 번째 샘플링한 신호를 의미한다. $\underline{h}[n]$ 은 채널벡터로 n 번째 신호 $s[n]$ 전송시에 수신 안테나의 전체 채널이득, $\underline{u}[n]$ 은 간섭신호를 포함하는 배경잡음을 나타낸다.

일반적으로 안테나 어레이 시스템의 각 안테나 간격을 반파장으로 하고, 각 안테나에 수신된 신호는 동일 전송경로를 통해 도착되며 단지 안테나 배열에 따른 도착 시간지연이 서로 다르다고 가정할 때, 채널벡터는 다음 식 (4)와 같이 쓸 수 있다⁶⁾⁷⁾.

$$\underline{h}[n] = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{q=1}^Q \alpha_q[n] \underline{a}(\theta) \quad (4)$$

여기서 θ 는 신호의 도착각도(AOA: Angle of Arrival)이고, $\underline{a}(\theta)$ 는 안테나 배열의 특성벡터인 배열응답벡터(Array Response Vector)이며, $\alpha_q[n]$ 은 전송경로의 페이딩인자를 나타낸다. 신호의 도착각도 θ 는 시간에 따라 변할 수 있기 때문에, 이 경우 $\underline{a}(\theta)$ 는 시변벡터(time-varying vector)가 된다. 그러나 θ 의 변화는 $\alpha_q[n]$ 의 변화보다 항상 느리기 때문에 $\underline{a}(\theta)$ 는 신호의 심볼구간에 대해 시불변 벡터(time-invariant vector)로, 페이딩 인자 $\alpha_q[n]$ 은 시변 스칼라(time-varying scalar)로 심볼마다 변한다고 가정할 수 있다⁸⁾⁹⁾.

종래의 방법에서는 이를 바탕으로 먼저 $\underline{a}(\theta)$ 에 대한 시불변 벡터를 얻고, 파일럿(pilot) 심볼 등을 통해 감쇄치인 $\alpha_q[n]$ 를 얻었다. 또한 각 안테나에 수신된 신호가 단일경로를 통해 도착된 것으로 보아 완전 상관관계를 이룬다는 가정을 기본으로 하고 있다. 그러나 실제 환경에서는 각 안테나에서 수신되는 신호는 중심 도착각도 θ 에 대해 θ_q 만큼 분산되어 도착하기 때문에 실제환경에서의 채널벡터는 다음 식 (5)와 같이 된다.

$$\underline{h}[n] = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{q=1}^Q \alpha_q[n] \underline{a}(\theta + \theta_q) \quad (5)$$

일반적으로 θ_q 는 작은 값을 갖기 때문에 종래의 방법에서는 이를 0이라 가정하고 채널벡터를 추정하였다. 그런데 θ_q 가 0이 아니고 무시하지 못할 정도로 크다는 점을 감안한다면, 수신 벡터신호의 자기상관행렬의 최대 고유치에 대응하는 고유벡터를 이용하는 기존의 신호처리 방법으로는 θ_q 가 크더라도 다이버시티 이득을 얻을 수 없게 된다. 따라서 수신 신호벡터의 자기상관행렬의 최대 고유치에 대응하는 고유벡터를 이용하되, 상대적으로 큰 고유치에 대응하는 고유벡터부터 순차적으로 적어도 2개

이상을 이용하여 수신신호를 처리하면 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 것이다.

빔형성기의 수신 신호에 대한 웨이트 벡터를 \underline{w} 라 하면 빔형성기의 출력 결정변수 z 는 다음 식 (6)과 같이 표현된다.

$$z = \underline{w}^H \underline{y} \quad (6)$$

여기서 H 는 공액전치(conjugate transpose)를 나타낸다.

III. 고유벡터 계산

일반적으로 빔형성기의 웨이트 벡터 \underline{w} 는 식 (7)에 근거하여 구할 수 있다⁴⁾.

$$R_y \underline{w} = \lambda \underline{w} \quad (7)$$

여기서 R_y 는 기지국 수신신호가 역확산된 신호 \underline{y} 의 자기상관행렬을 나타낸다. 즉 빔형성을 위한 웨이트 벡터를 식 (7)의 최대 고유치에 해당하는 고유벡터로 하면 원하는 신호의 방향으로 빔을 형성하게 되고 간섭신호 및 잡음신호를 제외한 원하는 신호만을 선택적으로 수신하게 된다. 즉, 처리이득의 영향으로 원하는 신호가 간섭신호와 잡음신호보다 월등한 전력을 갖는 CDMA 이동통신 환경에서는 배열 안테나에서 수신한 신호로 구성된 자기상관행렬로 구한 최대 고유치에 해당하는 고유벡터를 빔형성을 위한 웨이트 벡터로 사용하게 되며, 이렇게 적용한 웨이트 벡터는 원하는 신호의 방향으로만 빔형성을 하게 된다. 식 (7)의 정규 고유치 문제를 풀기위한 방법의 하나로 본 논문에서는 멱승법에 기초를 둔 알고리즘을 이용한다.

고유벡터 계산을 위한 임시 벡터를 ν_m 으로 정의할 때, 멱승법의 전개식은 다음과 같다.

$$\nu_m = R^m \nu_0 \quad (8)$$

여기서 ν_m 은 최대 고유값의 고유벡터를 위한 임시 벡터를 의미하며 ν_0 는 임시 벡터 ν_m 의 초기치이며 윗첨자 m 은 승수를 나타낸다. 위의 식 (8)에서 초기 벡터 ν_0 에서 시작하여 승수 m 을 반복하면 임시 벡터 ν_m 에서 승수에 해당하는 m 이 증가할수록 대각행렬을 이루는 고유값($\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$)들 중에

서 큰 값을 갖는 고유값과 작은 값을 갖는 고유값들의 비는 점점 커지게 된다. 따라서 승수 m 을 무한대로 할 때의 행렬간의 곱에서 최대 고유값을 제외한 다른 모든 고유값들은 임시 벡터의 값에 전혀 영향을 미치지 못하고 오직 가장 큰 고유값만이 임시 벡터의 값에 영향을 미치게 된다. 즉, 임시 벡터는 최대 고유값에 해당하는 고유벡터로 수렴한다.

원하는 신호가 다른 간섭신호보다 훨씬 큰 CDMA 이동통신 환경에서는 m 값이 늘어남에 따라 고유값간의 비율의 차이가 확연하게 커지므로 유한한 승수 m 에 대해서도 쉽게 임시 벡터 v_m 은 최대 고유값에 해당하는 고유 벡터에 수렴한다. 초기 벡터 v_0 는 임의의 벡터로 정의해도 좋지만 최초의 수신 벡터로 설정하는 경우에 더욱 빠른 수렴 속도를 얻을 수 있다. 결국 복잡한 계산량을 갖는 고유분해법(eigen decomposition)을 사용하지 않고 멱승법에 의해 신호 공간에서의 최대 고유값 문제를 해결 할 수 있다. 식 (8)의 좀더 간략화된 형태는 다음 식과 같이 표현된다.

$$v_m = v_{m-1}R \tag{9}$$

행렬 R 에 대한 멱승법은 첨자 m 에 대한 반복적인 계산 절차이며 웨이트 벡터를 계산에 사용된다.

CDMA 이동통신 환경에서의 수신 신호는 이동도에 따라 조금씩 변화하게 된다. 따라서 자기상관 행렬 R 에 대한 변화 요인을 고려하지 않을 수 없다. 이러한 문제점은 이전의 상태를 얼마 정도의 비율로 보존하는지를 나타내는 망각인자(forgetting factor)의 개념을 도입하여 해결한다. 망각인자(0~1사이의 값)를 매 스냅샷(snapshot)마다 수신되는 신호들에 적용하면 자기상관 행렬 R 는 다음과 같이 정의된다.

$$R_m = fR_{m-1} + \underline{y} \underline{y}^H \tag{10}$$

식 (10)과 같이 갱신한 자기상관 행렬 R 을 이용하여 구한 임시 벡터 v_m 을 정규화하면 최대 고유벡터가 되고 이를 빔형성에 필요한 웨이트 벡터로 하여 그 값을 배열 안테나의 수신 신호벡터와 결합하여 원하는 신호를 구한다. 이때 최대 고유값은 다음 식에 의해 구해진다^[10].

$$\lambda_1 = \frac{\underline{a}}{\nu_{m-1} \nu_{m-1}} \tag{11}$$

그림 1은 위의 단계를 표시한 블록도로 그림과 같이 매 스냅샷마다 쉽게 근사적인 고유벡터를 계산할 수 있다. 식 (11)에서 각도퍼짐이 0° 와 $\pm 20^\circ$ 인 경우 안테나 소자가 6개인 안테나 어레이의 고유값 크기를 구하여 보면 그림 2와 같이 나타난다.

그림 2에서 알 수 있듯이 각도퍼짐이 없는 경우는 우세한(dominant) 고유값이 다른 값들에 비해 월등한 차이를 가짐을 알 수 있으나 각도퍼짐이 $\pm 20^\circ$ 로 신호간의 상관도가 떨어지는 경우에는 최대 고유값과 그 다음 고유값의 차이가 절대적으로 크지 않으므로 최대 고유값에 해당하는 고유벡터 하나로만 웨이트 값을 나타내는데 어려움이 있다. 이러한 이유로 웨이트 벡터 w 는 큰 고유값을 가지는 고유벡터의 합으로 표현된다. 몇 개의 고유벡터의 합으로 웨이트 벡터 w 를 나타내는 지의 문제에 있어서는 많은 시뮬레이션 결과 2개 이상의 큰 고유값에 해당하는 고유벡터의 합으로 웨이트벡터를 구하면 된다. 따라서 성능증가와 계산량을 고려할 때 2개의 고유벡터의 합이면 충분하다. 이러한 이유로 웨이트 벡터 w 의 각 원소(element)는 가장 큰 값을 가지는

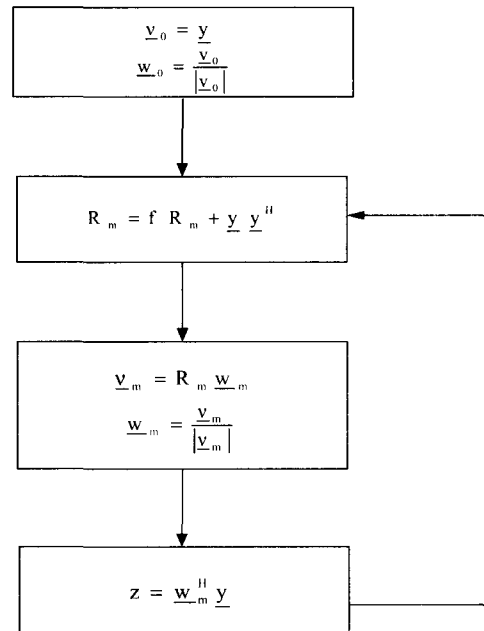


그림 1. 멱승법에 근거한 알고리즘 블록도
Fig. 1. Flow chart of algorithm based on power method.

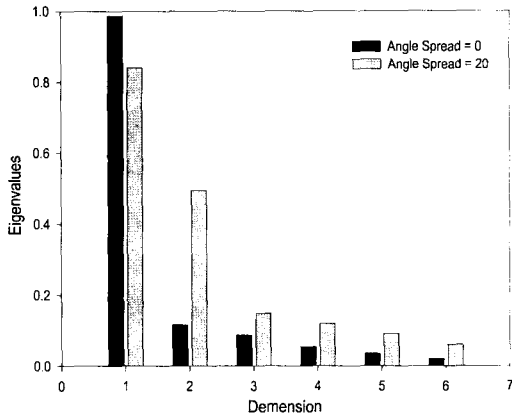


그림 2. 각도퍼짐에 따른 고유치
Fig. 2. Eigenvalue distribution.

두 개의 고유값 각각에 해당하는 고유벡터의 합으로 표현되며 다음 식 (12)와 같이 나타난다[부록 참조].

$$w = \alpha e_1 + \beta e_2 \quad (12)$$

여기서 e_1, e_2 는 수신 신호의 자기상관행렬로부터 구한 큰 고유값에 해당하는 고유벡터이며, α, β 는 채널 계수로서 고유벡터와 수신 벡터신호의 내적으로 다음 식 (13)으로부터 구할 수 있다.

$$\alpha = e_1^H \cdot y, \beta = e_2^H \cdot y \quad (13)$$

고유벡터 e_2 를 구하기 위하여 수축법^[10]에 의한 방법으로 식 (14)에 표현된 것과 같이 R_{yy} 를 구하고 앞의 식 (8), (9)에 근거하여 e_2 를 구한다.

$$R_{yy} = R_y - \lambda_1 \nu_m \nu_m^H \quad (14)$$

여기서 R_y 는 기지국 수신신호가 역확산된 신호 y 의 자기상관행렬이고, λ_1, ν_m 은 식 (9), (11)로부터 얻은 R_y 의 가장 큰 고유치와 이에 해당하는 정규화된 고유 벡터이다. 위의 식 (14)로부터 식 (8), (9)를 다시 이용하면 2번째로 큰 고유값에 해당하는 고유벡터를 구할 수 있다. 그림 3은 지금까지 설명한 알고리즘의 순서도를 나타내고 있다. 그림 3의 순서도에 나타냈듯이 웨이트를 계산하기 위한 제안 알고리즘의 계산량은 $O(3.5N^2 + 12M)$ 이 되며 이 계산량은 실시간 계산을 위한 DSP의 구현도 가능하다.

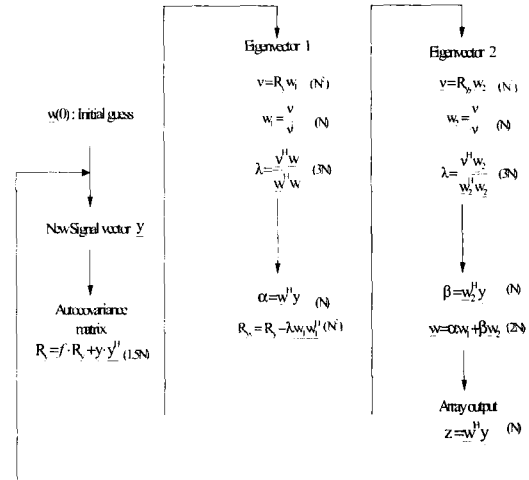


그림 3. 제안 알고리즘의 블록도
Fig. 3. Flow chart of proposed algorithm.

IV. 모의실험 결과

본 절에서는 WCDMA 역방향 신호환경에서 제안한 알고리즘의 성능을 다양한 측면에서 비교해 본다. 성능분석을 위한 모의실험에서는 WCDMA에서 사용하는 채널인 제어채널(Dedicated Physical Control Channel:DPCCH)과 데이터 채널(Dedicated Physical Data Channel:DPDCH)을 사용하였으며, 파일럿채널로 DPCCH를 사용하였다. DPCCH과 DPDCH의 진폭 비율은 0.5333, DPDCH의 데이터 심볼당 chip 수는 64로 가정하였다. 수신된 신호들은 도플러 주파수가 80 Hz인 레일레이(Rayleigh) 페이딩, 잡음은 AWGN으로 가정하였다. 웨이트 벡터 계산은 DPCCH의 역확산 후의 신호를 이용하여 매 스냅샷마다 웨이트를 갱신한 후 이를 DPDCH에 적용하는 방식을 사용하였다.

성능분석은 사용자 수와 각도퍼짐의 변화에 따라서 성능의 차이를 비교하였다. 그림 4, 5는 사용자 수가 10명, PG가 256인 경우 단일 경로와 2개의 경로를 고려하여 각도퍼짐에 따른 BER 곡선을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 가장 큰 고유값 하나에 대한 고유벡터 값에 근접하는 웨이트 값을 구한 경우보다 본 논문에서 제안하는 2개의 최대 고유벡터의 합으로 표현되는 웨이트 값을 구하는 알고리즘이 각도퍼짐이 커지는 환경에서 더욱 향상된

mobile speed=3km/h, number of users=10, SNR=20dB, 1 path

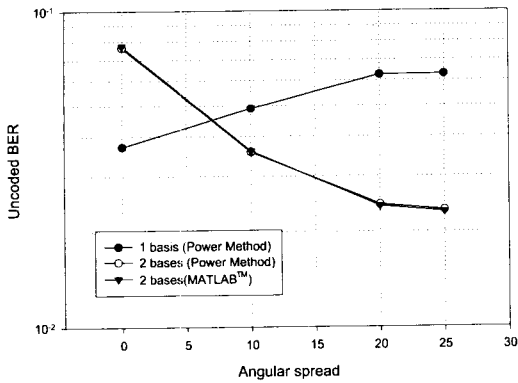


그림 4. 각도퍼짐에 따른 성능 곡선
Fig. 4. BER performance as a function of angular spread.

mobile speed=3km/h, number of users=10, SNR=20dB, 2 paths

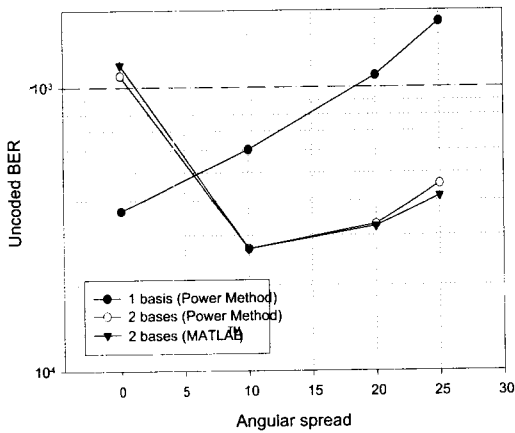


그림 5. 각도퍼짐에 따른 성능 곡선
Fig. 5. BER performance as a function of angular spread.

성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

이는 각도퍼짐이 커짐으로 인해서 각 안테나간에 생기는 공간 다이버시티(spatial diversity) 효과를 동시에 얻을 수 있기 때문이다. 각도퍼짐이 0일 경우에는 θ_a 가 0이 되므로 채널벡터는 식 (4)와 같고 이는 식 (A3)의 급수전개가 1차항만 존재하기 때문에 이 경우는 오히려 채널벡터의 예측 오류(estimation error)를 증가시키게 되어 성능 열화가 발생한다. 그러나 실제 전파 환경에서는 전파의 산란으로 인하여 각도퍼짐이 0인 경우는 거의 드문 경우이므로 심

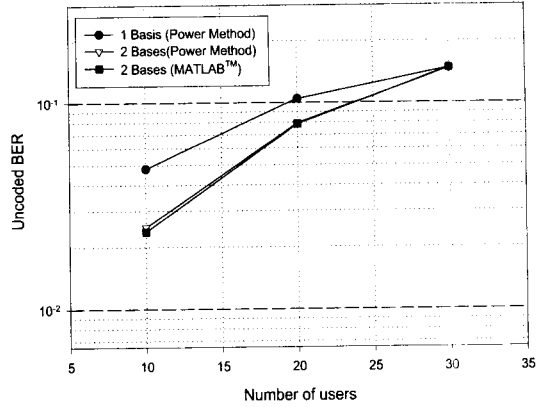


그림 6. 사용자수에 따른 성능 곡선(Angular spread = $\pm 10^\circ$)
Fig. 6. BER performance as a function of the number of users(Angular spread = $\pm 10^\circ$).

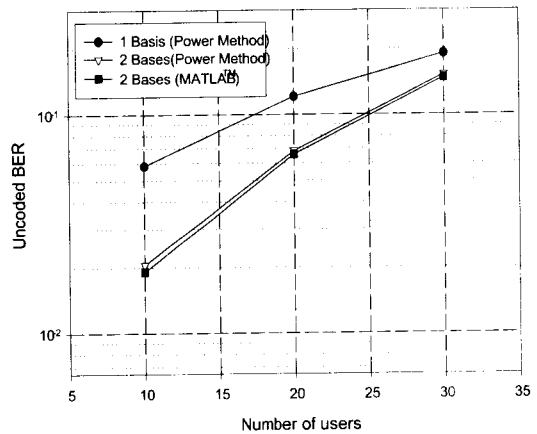


그림 7. 사용자수에 따른 성능 곡선(Angular spread = $\pm 20^\circ$)
Fig. 7. BER performance as a function of the number of users(Angular spread = $\pm 20^\circ$).

각한 문제가 되지 않는다.

그림 6, 7은 각도퍼짐이 $\pm 10^\circ$ 와 $\pm 20^\circ$ 인 경우에 사용자수에 따른 BER 곡선이며, 그림 6, 7에서 보는 바와 같이 사용자수가 증가하여도 기존의 방법에 비해 성능이 향상되며 동일 사용자의 경우에도 각도퍼짐이 $\pm 10^\circ$ 보다 $\pm 20^\circ$ 로 더 큰 경우에 성능 차이가 증가함을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문은 먹승법을 근간으로 하는 적응 빔형성 기술을 제시하였으며, 최적의 빔형성 웨이트 벡터를 만들기 위해 먹승법과 수축법을 이용하여 2개의 고유벡터를 구하는 새로운 방법을 제시하였다. 본 제안 방법은 하나의 고유벡터를 이용한 먹승법방법보다 각도퍼짐이 커지는 환경에서 상대적으로 성능이 우수하다는 것이 판명되었다. 또한 먹승법을 이용하여 웨이트 벡터를 구하는 본 제안 방법은 기존의 방법보다 계산량이 줄어들어 고속의 DSP를 이용한 실시간 처리가 가능하게 되었으며 정확도면에서도 그 우수성을 확인할 수 있었다

부 록

식 (12), (13)의 증명

각도퍼짐이 존재하지 않을 경우의 채널벡터는 다음 식 (A1)과 같이 쓸 수 있다.

$$\underline{h}[n] = \frac{1}{\sqrt{Q}} \alpha_q[n] \underline{a}(\theta) \tag{A1}$$

여기서 θ 는 신호의 중심 도착각도를 나타낸다. 배열응답벡터 $\underline{a}(\theta)$ 는 페이딩 인자 $\alpha_q[n]$ 의 변화보다 항상 느리기 때문에 $\underline{a}(\theta)$ 는 심볼구간에 대해 시불변 벡터로, 페이딩 인자는 시변 스칼라로 가정할 수 있다. 위의 식 (A1)에서 각도퍼짐이 존재하게 되면 이는 다음 식과 같다.

$$\underline{h}[n] = \frac{1}{\sqrt{Q}} \alpha_q[n] \underline{a}(\theta + \theta_q) \tag{A2}$$

여기서 θ_q 는 신호가 중심 도착각도 θ 를 중심으로 퍼지는 정도를 나타내는 각도퍼짐을 의미한다. 식 (A2)를 이제 Taylor 급수의 2차항까지 전개하면 ($\theta_q[\text{radian}] \ll 1$ 이므로 2차항으로 충분함) 이는 다음과 같다.

$$\underline{h}[n] = \frac{1}{\sqrt{Q}} \alpha_q[n] [\underline{a}(\theta) + \theta_q \underline{d}(\theta)] \tag{A3}$$

여기서 $\underline{d}(\theta) = \frac{d}{d\theta} \underline{a}(\theta)$ 을 나타낸다. 위의 식 (A3)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\underline{h}[n] \cong \bar{\alpha} \underline{a}(\theta) + \bar{\beta} \underline{d}(\theta) \tag{A4}$$

여기서 $\bar{\alpha}$ 와 $\bar{\beta}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{q=1}^Q \alpha_q[n]$$

$$\bar{\beta} = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{q=1}^Q \alpha_q[n] \theta_q$$

식 (A4)에서 $\underline{a}(\theta)$ 는 배열응답벡터(array response vector)로

$$\underline{a}(\theta) = \exp(-j(m - m_0)\pi \sin(\theta)), \tag{A5}$$

$$m = 1, 2, \dots, N$$

로 정의되며 m_0 는 기준안테나 위치를 나타낸다.

$\underline{a}(\theta)$ 와 $\underline{d}(\theta)$ 의 미분치인 $\underline{d}(\theta)$ 는 서로 직교(orthogonal)하며 또한 심볼구간에 대해 시불변 벡터이고 $\bar{\alpha}$, $\bar{\beta}$ 는 시변 스칼라이므로 결국 채널벡터 $\underline{h}[n]$ 은 2개의 시불변 벡터와 시변 스칼라를 예측함으로써 얻어지게 된다.

식 (A4)로부터 채널벡터의 자기상관행렬은 다음과 같다.

$$E[\underline{h}[n] \underline{h}^H[n]] \cong E[\bar{\alpha}^2] \underline{a}(\theta) \underline{a}^H(\theta) + E[\bar{\beta}^2] \underline{d}(\theta) \underline{d}^H(\theta) \tag{A6}$$

위의 식 (A6)에서 알 수 있듯이 채널벡터의 자기상관행렬은 rank 2의 행렬로 근사화가 된다. 또한 역확산된 신호 $\underline{y}[n]$ 은 다음 식과 같다.

$$\underline{y}[n] = \underline{h}[n]s[n] + \underline{u}[n] \tag{A7}$$

식 (A7)의 자기상관행렬은 식 (A8)과 같이 표현된다.

$$R_y = E[\underline{y}[n] \underline{y}^H[n]] = E[\underline{h}[n] \underline{h}^H[n]] E\{|s[n]|^2\} + \sigma_u^2 I \tag{A8}$$

따라서 수신된 신호 $\underline{y}[n]$ 의 자기상관행렬의 가장 큰 2개의 고유값에 해당하는 고유벡터를 각각 $\underline{e}_1, \underline{e}_2$ 로 표기하면 식 (A6)로부터 채널벡터 $\underline{h}[n]$ 은 $\underline{e}_1, \underline{e}_2$ 의 sub-space span에 존재하게 된다. 그러므로 채널벡터는 다시 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$\underline{h}[n] \cong \alpha \underline{e}_1 + \beta \underline{e}_2 \tag{A9}$$

여기서 α, β 는 채널계수 $\bar{\alpha}, \bar{\beta}$ 에 관계되는 상수이며 α, β 의 예측값(estimated value)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{\alpha} = \hat{e}_1^H \cdot \underline{y}, \hat{\beta} = \hat{e}_2^H \cdot \underline{y} \quad (A10)$$

채널벡터의 예측된 값은

$$\hat{h}[n] = \hat{\alpha} \hat{e}_1 + \hat{\beta} \hat{e}_2 \quad (A11)$$

로 표기가 가능하며 단말기의 송신신호 $s[n]$ 이 파악될 때 같이 미리 알고 있는 신호로 가정($s[n]=1$)하면 식 (A7)과 (A9)로부터 $\hat{\alpha}, \hat{\beta}$ 은

$$\hat{\alpha} \cong \alpha + \hat{e}_1^H \cdot \underline{u}, \hat{\beta} \cong \beta + \hat{e}_2^H \cdot \underline{u} \quad (A12)$$

와 같이 된다. 여기서 $\hat{e}_1 = \underline{e}_1, \hat{e}_2 = \underline{e}_2$ 로 가정하면 α, β 의 예측값은 식 (A1)과 같다.

결론적으로 채널벡터는 수신된 신호 $\underline{y}[n]$ 의 자기상관행렬의 가장 큰 2개의 고유값에 해당하는 고유벡터 $\underline{e}_1, \underline{e}_2$ 와 식 (A10)로 표현되는 계수 α, β 의 선형조합(linear combination)으로 구해짐을 알 수 있다

참 고 문 헌

- [1] J. H. Winters, "Smart antennas for wireless systems", *IEEE Person. Commun. Mag.*, pp. 23-27, February 1998.
- [2] S. Choi, D. Shim, "A Novel Adaptation Beamforming Algorithm for a Smart Antenna System in a CDMA Mobile Communication Environment", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 49, no. 5, pp. 1795-1799, Sep. 2000.
- [3] T. Shan, T. Kailath, "Adaptive beamforming for coherent signals and interference", *IEEE Trans. Acoust. Speech and Signal Proc.*, vol. ASSP-33, no. 3, June 1985.
- [4] S. Choi, T. K. Sarkar and J. Choi, "Adaptive antenna array for direction of arrival estimation utilizing the conjugate gradient method", *Signal Processing*, vol. 45, Issue 3, pp. 313-327, 1995.
- [5] J. G. Proakis, J. H. Miller, "An adaptive receiver for digital signaling through channels with intersymbol interference", *IEEE Trans. Information Theory*, vol. IT-15, July 1969.
- [6] A. F. Naguib, *Adaptive Antennas for CDMA Wireless Networks*, Ph. D. Dissertation, Stanford Univ., 1996.
- [7] H. Im, W. Hwang, S. Choi and H. Kim, "Performance analysis of a smart antenna system utilizing a test-bed implemented on a DSP board", *APMC2000*, Australia, 2000.
- [8] A. J. Paulraj, C. B. Papadias, "Space-Time Processing for Wireless Communications", *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 14, no. 6, pp. 49-83, Nov. 1997.
- [9] S. Kwon, I. Oh, S. Choi, K. Lee and K. Lee, "A smart antenna system based on the extreme eigen-solution for a wideband CDMA channel", *10th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 12-15, Sept. 1999.
- [10] Howard Anton, *Elementary Linear Algebra*, John Wiley & Sons, 1982.

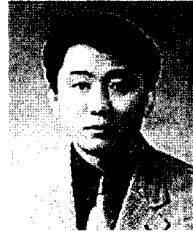
김 민 수



1987년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
1990년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학석사)
1990년 1월~2000년 2월: 국방과 학연 구소 선임연구원
1997년 3월~현재: 한양대학교 전

자통신공학과 박사과정
2000년 3월~현재: 동해대학교 정보통신공학과 교수
[주 관심분야] 디지털통신 시스템, 스마트안테나 기술

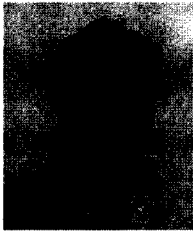
최 승 원



1980년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
1982년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
1985년 12월 : Syracuse Univ. 전산 (공학석사)
1988년 12월 : Syracuse Univ. 전기

및 전산과 (공학박사)
1992년 8월~현재: 한양대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수
[주 관심분야] 스마트안테나 시스템, 디지털통신, DSP 응용

이 원 철



1992년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학사)
1994년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학석사)
1994년 1월~2001년 1월: LG전자 연구원
2001년 3월~현재 : 용인송담대학

정보통신과 교수
2001년 8월~현재: 한양대학교 전자통신전파공학과 박사과정
[주 관심분야] 통신신호처리, 스마트 안테나 시스템