

논문 2004-41TC-11-9

FDD/CDMA 시스템에서 공통채널과 통화채널의 위상정합을 고려한 순방향 빔 합성 기법

(A downlink beam synthesized method considering phase matching between common overhead channel and traffic channel in FDD/CDMA systems)

이 준 성*, 이 충 용*

(Joonsung Lee and Chungyong Lee)

요 약

본 논문에서는 cdma2000-1x FDD 시스템의 순방향 링크 송신 성능 향상을 위해 공통빔(파일럿, 페이징, 싱크 채널)과 개별통화 채널에 대한 진폭과 위상을 정합 시키는 빔 형성 기법을 제안한다. 기존의 기법에서는 상이한 두 채널간의 위상이 정확히 일치함을 가정하여 시스템의 성능이 평가 되었다. 그러나 실제 CDMA 시스템 환경에서는 두 채널간의 위상이 상이할 경우 비트 오류율이 심각히 열화 되므로 현실적으로 기존의 제안된 방법은 사용할 수 없다. 따라서 기존의 순방향 빔 형성 기법과 달리 제안된 순방향 빔 형성기법, 즉 공통채널과 통화채널의 크기와 위상을 맞추기 위한 빔합성 기법을 적용하여 기존 방법대비 낮은 비트오율로 양질의 통신이 가능함을 확인하였다.

Abstract

In this paper, we propose a downlink beamforming method which is considered common pilot channel for coherent detection and dedicated traffic channel for desired user in FDD/CDMA systems. The existing downlink beamforming system produces phase mismatch between traffic and pilot signals at desired mobile as well as interference to other mobiles. A new downlink beamforming method can solve above problem based on least squares method between reference function and beamforming function. A numerical analysis shows that the proposed downlink beamforming method matches well and gives low BER performance.

Keywords : Downlink beamforming, common pilot beam, coherent detection, FDD/CDMA

I. 서 론

최근 이동통신 수요의 급격한 증가에 대처하여 가입자용량을 증대시킬 목적으로 스마트안테나^[1] 기술이 활발히 연구되고 상용화 노력도 진행되고 있는 실정이다. 기존에는 기지국에 섹터당 하나 또는 두개의 안테나를 써서 섹터내의 단말기의 위치에 상관없이 동일 섹터빔을 통해 송수신을 수행했다. 반면, 스마트안테나를 적용

할 경우, 기지국에 다수의 안테나를 사용하여 가입자의 위치 및 채널의 특성에 따라 개별적인 송수신빔을 형성 송수신을 할 수 있으므로, 불필요한 송수신 전력 및 간섭 전력을 억제함으로써 가입자 용량을 크게 올릴 수 있다.

스마트안테나는 이론상 여러가지 원리 및 형태로 구현될 수 있으나, 본 논문에서는 CDMA2000 규격을 따르는 스마트안테나를 고려한다. 수신빔 형성의 경우, 수신 신호에만 의존하여 수신 채널에 적합한 최적의 빔형성을 해줄 수 있다. 그러나 송신빔 형성의 경우, 최적의 송신빔 형성을 위해 송신 채널(즉, 순방향채널)의 특성을 기지국이 알아야 하는데 이는 기지국이 수신신호만

* 정회원, 연세대학교 전기전자 공학과
(Dept. of Electrical and Electronic Engineering,
Yonsei University, Seoul, Korea)
접수일자: 2004년6월21일, 수정완료일: 2004년10월15일

으로는 알 수 없고 단말기가 순방향채널의 특성을 추정하여 기지국으로 피드백해주는 것을 기대할 수 밖에 없다 [2]. 그러나 현행 CDMA2000 규격상 단말기로부터 하향채널 특성 피드백이 허용되지 않으므로 기지국은 최적 송신빔을 형성해 줄 수 없다. 따라서, 수신신호 및 단말기로부터의 허용된 부가정보에 의존하여 송신빔 형성을 해줄 수 밖에 없는데 이런 개념에서 다음과 같은 방법을 고려해 볼 수 있다. 우선, 단말기로부터 오는 수신신호로부터 빔방향(DOA: Direction Of Arrival)을 추정하는데 일반적으로 공간적 분해능이 가장 우수하다고 알려진 MUSIC 알고리즘을 이용한 방법이 널리 쓰이고 있다. 그리고 단말기로부터 오는 순방향 FER Message와 기지국 모델로부터의 TX Power 정보 등으로부터 송신빔의 빔폭(BW: BeamWidth)을 결정하는데, 순방향 프레임 에러율이 커지거나 송신 파워가 커지면 순방향 채널 특성이 나빠졌다고 판단하고 송신빔 대역폭을 증가시키고, 그 반대의 경우는 송신빔 대역폭을 감소시키는 방법을 쓴다. 본 논문에서는 상기 빔폭은 ULA(Uniform linear array) 사용을 가정으로 최대 빔폭이 30도정도 임을 가정하고 빔방향은 MUSIC 알고리즘을 이용하여 추정하였다고 가정하여, 상기 빔폭과 빔방향 특성을 갖는 송신빔을 합성하는 문제를 놓고 그 해결책을 모색해 본다. 기본적으로, 본 논문이 제시하는 해결책은 상기 문제를 최소자승법(Least Squares Method)^[3]라고 하는 수학적 문제로 설정하고 이를 수치 해석적으로 풀어어나가는 방안을 제시한다.

II. 본 론

1. 시스템 모델

Open loop 순방향 빔 형성 기법은 기지국의 역방향 수신 신호의 채널 정보로부터 송신 순방향 빔 형성을 위한 채널 정보를 얻어내는 기법이다. 비록 FDD/CDMA 환경에서 순시적인 순방향 페이딩 채널과 역방향 페이딩 채널의 상관도는 작지만 순방향과 역방향 페이딩 채널의 2차 통계적 특성은 큰 상관도를 갖는다. 또한 기지국 송수신 배열 안테나가 동일하거나 서로 가까이 위치해 있고 근접한 반사체에 의한 영향이 없는 충분히 높은 위치에 있을 때 양방향 신호에 대하여 DOA와 평균신호의 세기(ASS: Average Signal Strength)가 동일하다고 가정할 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안된 순방향 빔 형성 기법은 DOA와 ASS를 포함하고 있는 역방향 신호의 부공간을 이용하여 사용자의

DOA를 추정한다^[4].

순방향과 역방향의 다중경로 신호 중 주요한 신호 하나가 통과하는 무선 페이딩 채널은 다음과 같이 모델링 할 수 있다.

$$\alpha_T(t) = \frac{K_T}{d^{\frac{\eta}{2}}} \beta_T(t) \sqrt{\Gamma(t)} \quad (1)$$

$$\alpha_R(t) = \frac{K_R}{d^{\frac{\eta}{2}}} \beta_R(t) \sqrt{\Gamma(t)} \quad (2)$$

여기서 $\alpha_T(t)$ 는 순방향의 무선 페이딩 채널이고 $\alpha_R(t)$ 는 역방향의 무선 페이딩 채널이다. 일반적으로 무선 페이딩 채널은 속도에 따라 느린 페이딩과 빠른 페이딩으로 나뉜다. K_T 과 K_R 은 순방향과 역방향의 전달상수이고 d 는 기지국과 단말기간의 거리이고 η 는 전달손실에 비례하는 비례상수이다. 그리고 $\Gamma(t)$ 는 느린 페이딩으로 빠른 페이딩인 $\beta(t)$ 비하여 매우 느리게 변하는 랜덤 프로세스이므로, 거의 시간에 관계없이 변하지 않는 채널 Γ 로 모델링 할 수 있다. Γ 는 무선 채널의 큰 반사체에 의존하기 때문에 주파수의 변화에 큰 영향을 받지 않는다^[4]. 따라서 각 채널의 2차 통계 특성은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$E[|\alpha_T(t)|^2] = \frac{K_T}{d^{\frac{\eta}{2}}} \Gamma E[|\beta_T(t)|^2] \quad (3)$$

$$E[|\alpha_R(t)|^2] = \frac{K_R}{d^{\frac{\eta}{2}}} \Gamma E[|\beta_R(t)|^2] \quad (4)$$

빠른 페이딩 채널의 평균 세기는 주파수의 차이에 관계없이 무선 채널 모델에 따라 레일리나 라이시안과 같은 확률 분포를 따르기 때문에 충분한 구간에 대한 2차 통계 특성은 동일하게 가정할 수 있다^[4]. 따라서 $K_T = K_R$ 을 가정할 경우 2차 통계 특성은 식(5)로 표현된다.

$$E[|\alpha_T|^2] = E[|\alpha_R|^2] = E[|\alpha|^2] \quad (5)$$

양방향의 벡터 채널은 페이딩 채널 성분 뿐만 아니라 배열 안테나의 지향 벡터성분으로 구성된다. 지향 벡터는 역방향과 순방향에 대하여 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{a}_T(\theta) = [e^{-j0} e^{-j\Delta} \dots e^{-j(M-1)\Delta}],$$

$$\Delta_T = 2\pi \frac{d}{\lambda_T} \sin(\theta) \tag{6}$$

$$\mathbf{a}_R(\theta) = [e^{-j0} e^{-j\Delta} \dots e^{-j(M-1)\Delta}],$$

$$\Delta_R = 2\pi \frac{d}{\lambda_R} \sin(\theta) \tag{7}$$

λ_T 는 기지국의 송신 신호의 파장으로 c/f_T 이고 λ_R 는 수신 신호의 파장으로 c/f_R 로 나타난다. d 는 배열 안테나의 안테나간의 간격을 의미하며, 공간 에일리어징을 방지하기 위해서는 $d \leq \lambda/2$ 을 만족하여야 한다. 안테나 지향벡터도 주파수에 관한 함수로 표현되기 때문에 양방향에 대하여 다르게 나타난다. 역방향과 순방향에 동일 안테나를 이용하여 송수신을 하는 기법으로 duplex array 접근기법이 있다[4]. 이 기법은 송신 신호의 지향 벡터 성분을 수신 신호의 지향 벡터로 변환시켜주는 행렬을 사용하는 기법으로 다음의 식 (8)과 같이 나타난다.

$$\mathbf{a}_T(\theta) = [e^{-j0} e^{-j\Delta} \dots e^{-j(M-1)\Delta}]$$

$$= \Phi \mathbf{a}_R(\theta) \tag{8}$$

$$\Phi = \text{diag}(1, e^{\phi_2}, \dots, e^{\phi_M})$$

$$\phi_i = \left(\frac{1}{\lambda_T} - \frac{1}{\lambda_R}\right) \Delta_R$$

역방향과 순방향의 벡터 채널 성분은 위에서 살펴본 바와 같이 2차 평균과정과 지향 벡터의 변환과정을 통하여 동일하게 나타난다.

$$\mathbf{R}_T = \mathbf{R}_R$$

$$\mathbf{R}_R = E[|\alpha_R|^2 \Phi \mathbf{a}_R(\theta) \mathbf{a}_R^H(\theta) \Phi^H] \tag{9}$$

$$\mathbf{R}_T = E[|\alpha_T|^2 \mathbf{a}_T(\theta) \mathbf{a}_T^H(\theta)]$$

식 (2-9)과 같이 역방향 공분산 행렬로부터 얻어낸 \mathbf{R}_T 로부터 잡음 공분산 행렬 \mathbf{R}_I 와 신호 공분산 행렬 \mathbf{R}_s 로 분리하여 MUSIC 알고리즘^[1]을 사용하여 사용자의 DOA를 추정한다. (11)

2. 제안된 순방향 형성 기법

그림 1에 기지국의 송신빔 형성 장치 블록도가 나타나 있다. 송신코자 하는 신호는 크게 공통채널신호와

통화채널 신호로 나뉘는데, 공통채널 신호(Pilot, Synchronizing, Paging Channel)에 대해서는 공통적인 섹터빔을 형성해 줘야 하고 통화채널 신호(Traffic Channel)에 대해서는 서비스해줄 단말기로 향하는 각각의 좁은 빔을 형성해 줘야한다. 일단, 각 송신빔의 MUSIC 알고리즘에 의한 빔방향(DOA)과 ULA 안테나를 채용한 최소 빔폭(BW)이 결정되면 그 다음 단계는 상기 사양을 만족시키는 송신 가중치벡터를 계산하는 것이다. 가중치벡터를 계산하는 데는 여러 방법이 있을 수 있으나, 본 논문에서는 Least Squares 방법을 고려한다. 우선 설계사양을 반영하는 레퍼런스 함수 $b(\theta)$ 를 생각하고 송신 안테나 어레이에 가중치벡터 \mathbf{w} 를 적용했을 때 기지국의 기준방향으로부터 θ 각도에 있는 단말기가 받게 될 신호파워 $|\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta)|^2$ 이 상기 레퍼런스 함수에 가

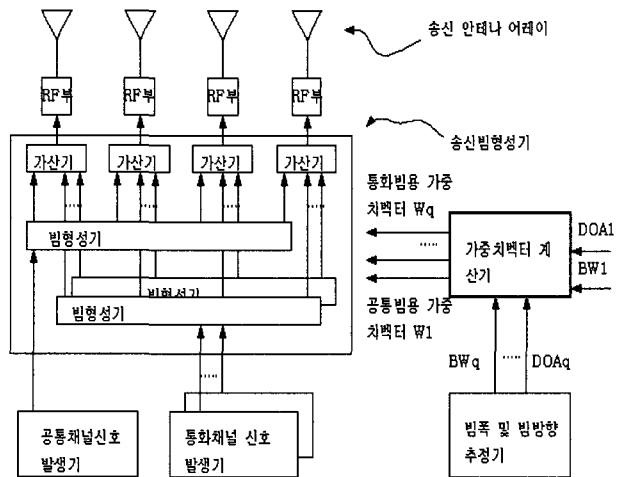


그림 1. 제안된 순방향 빔형성을 위한 시스템 블록 다이어그램

Fig. 1. Proposed system block diagram for downlink beamforming.

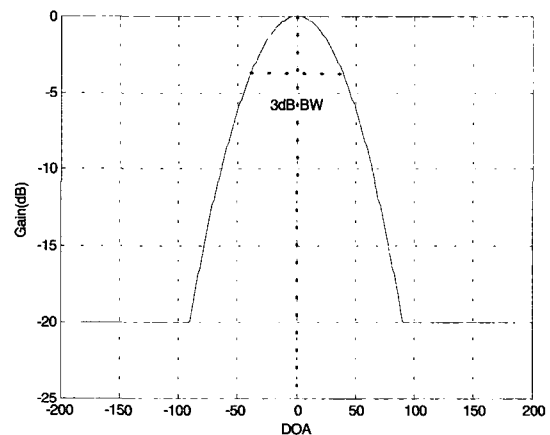


그림 2. 제안된 레퍼런스 함수 그래프

Fig. 2. Proposed reference function graph.

장 잘 정합이 되도록 하는 가중치벡터를 찾기 위한 방안을 제시한다. 여기서 $\underline{a}(\theta)$ 은 사용하는 ULA 안테나 어레이의 형상에 따른 Array Response Vector이다. 레퍼런스 함수는 여러 가지를 생각해 볼 수 있으나 편이상 가장 간단한 형태를 생각한다.(그림 2 참조)

$$\text{즉, } |\underline{w}^H \underline{a}(\theta)|^2 = b(\theta), \quad (-180^\circ < \theta < 180^\circ)$$

를 만족하는 \underline{W} 를 찾기를 원한다. 실제로는 $-180^\circ < \theta < 180^\circ$ 사이에 균등 분포된 일정수(N)의 θ 샘플들 $\{\theta_i = 360^\circ / N * i, i = 1, \Lambda, N\}$ 에 대해 $|\underline{w}^H \underline{a}(\theta_i)|^2 = b(\theta_i)$ 가 되는 \underline{W} 를 찾는다. 그러나 이 식은 \underline{W} 의 요소 수 (즉, 안테나 수 A)에 비해 θ 샘플 수 N 이 많아 질 경우, \underline{W} 에 대한 Over-determined Problem이 되어 상기 식을 만족하는 \underline{W} 는 존재하지 않고 대신 $|\underline{w}^H \underline{a}(\theta_i)|^2 \stackrel{LS}{=} b(\theta_i), i = 1, \Lambda, N$ 을 만족하는 Least Squares Solution을 구해야 한다. 여기서 $\stackrel{LS}{=}$ 은 양변이 Least Squares 적으로 같다는 뜻이다. 이를 좀 더 자세히 기술하자면, 우선,

$$\underline{G}(\underline{w}) = \begin{bmatrix} g(\underline{w}, \theta_1) \\ \vdots \\ M \\ \vdots \\ g(\underline{w}, \theta_N) \end{bmatrix} \quad \text{where}$$

$$g(\underline{w}, \theta_i) = \underline{w}^H \underline{a}(\theta_i) \underline{a}(\theta_i)^H \underline{w} - b(\theta_i), \quad (i = 1, \Lambda, N) \quad (10)$$

을 정의하고,

$$\underset{\underline{w}}{\text{Min}} \|\underline{G}(\underline{w})\|^2 \quad (11)$$

을 만족하는 \underline{W} 을 구한다.

(식 3-2)를 보면 원하는 레퍼런스 함수 $b(\theta)$ 와 실제 구현 응답 함수 $\underline{w}^H \underline{a}(\theta) \underline{a}(\theta)^H \underline{w}$ 사이의 오차의 제곱의 합을 변수 \underline{W} 에 대해 최소화하고자 하므로 이 방법을 최소자승법(Least Squares Method)라고 부른다. 여기서 $g(\underline{w}, \theta_i)$ 가 \underline{W} 에 대한 Quadratic function이 아니므로 (식 3-2)를 만족하는 \underline{W} 을 한 번에 구하기 어렵고, 대신 다음과 같은 Gauss-Newton Method에 의해 다음과 같이 재귀적으로 \underline{W} 을 구할 수 있다.

$$\underline{w}_{k+1} = \underline{w}_k - \{\nabla \underline{G}(\underline{w}_k) \nabla \underline{G}(\underline{w}_k)^H\}^{-1} \{\nabla \underline{G}(\underline{w}_k) \underline{G}(\underline{w}_k)\} \quad \text{where}$$

$$\underline{G}(\underline{w}_k) = \begin{bmatrix} g(\underline{w}_k, \theta_1) \\ \vdots \\ M \\ \vdots \\ g(\underline{w}_k, \theta_N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{w}_k^H \underline{a}(\theta_1) \underline{a}(\theta_1)^H \underline{w}_k - b(\theta_1) \\ \vdots \\ M \\ \vdots \\ \underline{w}_k^H \underline{a}(\theta_N) \underline{a}(\theta_N)^H \underline{w}_k - b(\theta_N) \end{bmatrix}$$

$$\nabla \underline{G}(\underline{w}_k) = \begin{bmatrix} \nabla g(\underline{w}_k, \theta_1)^H \\ \vdots \\ M \\ \vdots \\ \nabla g(\underline{w}_k, \theta_N)^H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \underline{w}_k^H \underline{a}(\theta_1) \underline{a}(\theta_1)^H \\ \vdots \\ M \\ \vdots \\ 2 \underline{w}_k^H \underline{a}(\theta_N) \underline{a}(\theta_N)^H \end{bmatrix}$$

(12)

이제까지의 Least Squares 방법에 의한 기본적인 송신 가중치벡터 계산 방법을 응용하여 공통채널신호 전송을 위한 공통빔(또는 섹터빔)과 각 통화채널신호 전송을 위한 통화빔(또는 좁은빔)을 계산 하도록 한다.

이동통신 시스템의 변조방식이 M-ary PSK (CDMA 2000의 경우, BPSK 또는 QPSK)인 경우, 상기 공통빔을 통해 단말기에 수신된 공통채널신호와 통화빔을 통해 단말기에 수신된 통화채널 신호간의 위상차가 성능에 큰 영향을 준다. 즉, 상기 위상차가 최소가 되어야 비트 오류(BER)이 최소가 되어 원하는 통화 품질을 얻을 수 있다.

III. 실험

cdma2000-1x시스템을 구성하여 모의실험을 수행하였다. 제안한 순방향 빔형성 기법의 성능 분석 및 비교를 위하여 ULA(Uniform Linear Array) 안테나를 사용하였다. 가정된 환경에서 순방향 공통빔과 통화빔의 위상 및 진폭의 정합도 및 기존방식과의 BER(bit error rate)을 비교 분석하여 제안된 시스템의 성능을 평가하였다. 실험에 사용된 상세 파라미터는 표 1과 같다. 실험의 간략화를 위해 본 실험에서는 CDMA 시스템의 특징을 이용하여 역방향의 다중경로에 대하여 Gaussian approximation을 하였고, 순방향에 대해서는 다중경로 신호를 직접 고려하여 간섭성분을 줄여주는 빔형성 기법의 성능을 보고자하였다. 실험에 사용된 채널 환경은 이동 통신 환경으로 적합한 Macro cell을 가정하였다. Macro cell의 경우 기지국이 단말기로부터 충분히 높은 위치에 존재하는 것으로 가정할 수 있기 때문에 FDD 환경에서 양방향의 DOA를 동일하게 모델링하였다. 또한 1 frame동안은 동일한 가중치 벡터를 갖는 것으로 가정하였다.

표 1. 모의 실험의 파라미터

Table 1. Simulation parameters.

신호 모델	cdma2000-1x	
송수신 기법	FDD	
채널 코딩	Convolutional coding (1/3)	
역방향	데이터 전송률	76.8ksps
	walsh코드 확산률	16
	데이터 전력/파일럿 전력	4
순방향	데이터 전송률	38.4ksps
	walsh코드 확산률	32
E_c/N_o	7dB	
사용자 수	single user	
안테나	ULA 8 Element/ 1sector	
다중경로수	3개/사용자 수	
rake수신기	사용 함	

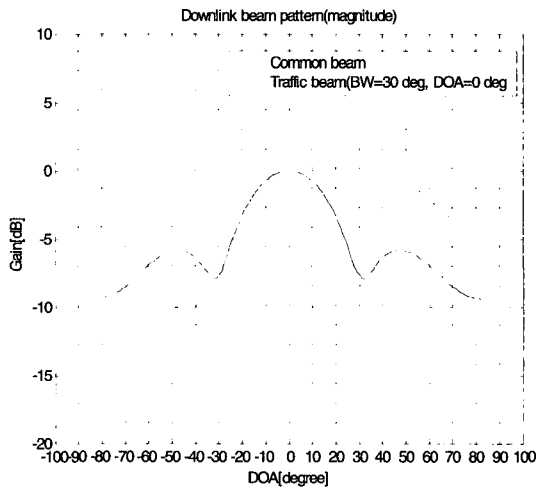


그림 4. 공통채널과 통화채널의 진폭 특성 실험 결과
Fig. 4. Beampattern of the common pilot channel and traffic channel.

제안된 최소자승법에 의해 공통 빔(빔폭 120 도, 빔 방향 0 도)과 통화 빔(빔폭 30 도 빔방향 0 도)의 가중치벡터를 계산하고, 그림4, 5인 경우 공통 빔 패턴과 통화의 위상 및 진폭의 특성을 나타내었다. 실험 결과, 공통 빔의 경우 섹터 범위내 에서 일정한 패턴을 보여주고 있으며, 통화빔의 경우도 대체적으로 원하는 사양을 보여줄 수 있다. 통화빔의 경우, 빔방향(DOA)이 섹터 가장자리로 갈수록 Sidelobe가 커지나 통과 대역에서는 위상이 대체적으로 공통 빔의 위상과 일치함을 알 수 있다.

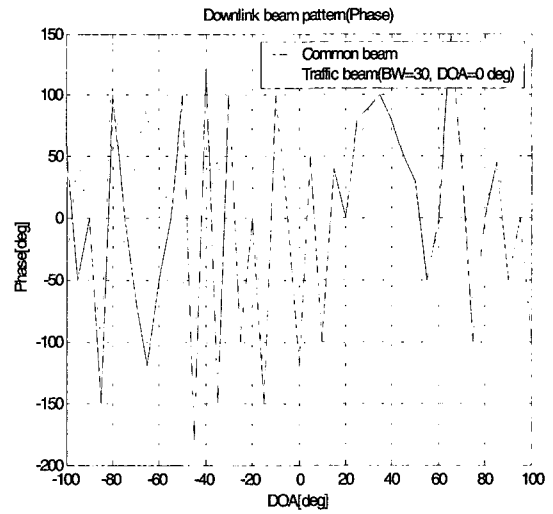


그림 5. 공통빔과 통화빔의 위상 특성 실험 결과
Fig. 5. Phase mismatch between pilot beam and traffic beam.

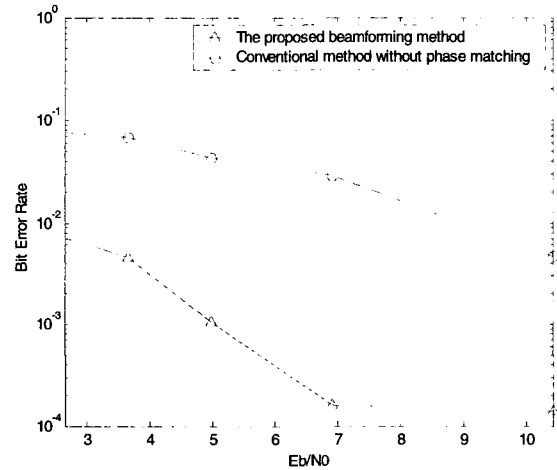


그림 6. 제안된 알고리즘의 비트오율 성능 실험결과
Fig. 6. BER performance of the proposed method.

IV. 결 론

본 논문에서는 cdma2000-1x의 순방향 링크 성능 개선을 위한 공통빔과 통화빔의 위상과 진폭의 크기를 맞추기 위한 최소자승법에 근거한 송신빔 형성 방법을 제안하였다. 제안된 순방향 빔 형성 기법은 진폭특성 뿐만 아니라 CDMA 환경에서 성능에 심각한 영향을 주는 위상특성도 정합이 잘 됨을 확인할 수 있었다. 또한 위상 및 진폭특성에 따른 비트오율을 비교함으로써 실제 통신 환경에서의 상기 두 채널간의 위상 및 진폭 특성에 대한 성능을 비교 관찰하였다.

참 고 문 헌

- [1] Joseph C. Liberti and Theodore S. Rappaport, Smart Antennas for Wireless Communications. Prentice Hall, 1999.
- [2] D. Gerlach and A. Paulraj, "Base-station transmitter antenna arrays with mobile to base feedback", Conference on Signals, Systems and Computers, vol.2, pp.1432-1436, 1993.
- [3] Simon Hakin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall, 1996.
- [4] Seungchul Yang, Dae-Hee Youn and Chungyong Lee "LMS based forward-link beamforming using reverse-link channel estimator in FDD /CDMA system" VTC2001 fall

저 자 소 개



이 준 성(정회원)
 2004년 현재 연세대학교
 전자공학과 박사과정.
 1995년~현재 삼성전자 IT Center
 Wireless개발팀 근무 중.
 <주관심분야: 통신신호처리, 어레
 이 신호처리, MIMO 시스템>



이 충 용(정회원)
 1995년 Georgia Institute of
 Technology 박사 졸업.
 1996년~1997년 7월 삼성전자
 1997년 9월~ 현재 연세대학교
 전자공학과 부교수
 <주관심분야: 통신신호처리, 어레
 이 신호처리, MIMO 시스템>