

논문 2008-45TC-12-4

Kappa-factor 채널모델에 기반을 둔 최적의 코드북 기반 Opportunistic Beamformer 파라미터 디자인

(Parameter Design for COBF Based on Kappa-factor Channel Model)

강 지원*, 권 동 승***, 이 충 용**, 황 영 수****

(Jiwon Kang, Dong Seung Kwon, Chungyong Lee, and Young Soo Hwang)

요 약

Codebook-based opportunistic beamforming (COBF) 기법은 파일럿을 적게 사용하면서 기존의 opportunistic beamforming 기법에 빔 선택 다이버시티를 추가한다. 본 논문에서는 채널의 상관도를 고려한 kappa-factor 채널 모델에 기반을 두어 COBF 기법에서 사용되는 랜덤 행렬과 코드북을 디자인 한다. 디자인한 COBF를 적용하면 최적의 빔과 유사한 빔을 생성할 수 있고, 이에 따라 채널의 상관도가 높거나 낮음에 상관없이 항상 최적의 시스템 용량을 보인다.

Abstract

Codebook-based opportunistic beamforming (COBF) technique provides a beam selection diversity to the conventional opportunistic beamforming. In this paper, we design the random matrix and codebook for the COBF technique based on a kappa-factor channel model. Applying the proposed design to the COBF, nearly optimal beams are generated. Therefore, the COBF shows an outstanding performance without regard to the channel correlation related to the kappa-factor.

Keywords: COBF, random beamforming, system throughput, kappa-factor

I. 서 론

근래의 통신시스템에서는 한정된 주파수 대역을 효율적으로 사용하기 위한 여러 노력을 행하고 있다. 특히, 주파수 효율을 최대화하기 위해 다중안테나를 사용하는 시스템이 주목받고 있다^[1]. 다중안테나 시스템은 송수신단에 다중안테나를 장치하여 데이터 전송량을 증가 시키고, 이러한 capacity의 증가는 일대일 통신뿐만 아니라 일대다 혹은 다대일 통신환경, 즉 다중사용자 환경에서도 크게 나타난다^[2]. 본 논문에서는 높은 데이터용량이 요구되는 일대다 통신환경, 즉 downlink 환경

을 다룬다.

사용자수가 동시에 전송가능한 사용자수보다 많은 일반적인 downlink 통신 환경에서는 어떤 사용자 혹은 사용자들의 데이터 요청을 먼저 혹은 나중에 수용할 것인지 정하는 과정인 스케줄링이 필요하다. 이 때, 각 사용자의 채널상황을 순시적으로 feedback받아, 가장 좋은 상황에 있는 사용자를 우선적으로 할당하는 스케줄링기법을 적용하면 시스템 용량을 최대화 할 수 있다^[3]. 이렇게 feedback 정보를 이용하여 많은 사용자 중에 상대적으로 상태가 좋은 사용자를 골라 우선적으로 할당함으로써 다이버시티를 얻는 것을 다중사용자 다이버시티라고 한다.

일반적인 시스템에서는 다중사용자 다이버시티뿐만 아니라, 사용자간에 평균적인 데이터 전송량 혹은 할당되는 빈도를 일정한 수준으로 맞춰주어야 한다. 즉, fairness를 고려해야 한다. Fairness criterion를 만족시키면서 다중사용자 다이버시티를 얻는 기법들은 다양하

* 학생회원, ** 평생회원, 연세대학교 전기전자공학부 (Yonsei University)

*** 정회원, 한국전자통신연구원 (ETRI)

**** 정회원, 관동대학교 전자정보통신공학부 (Kwan Dong University)

접수일자: 2008년10월30일, 수정완료일: 2008년11월18일

게 제안이 되었다^[4~5]. 본 논문에서는 그 중에서 가장 널리 사용되는 proportional fair (PF) 스케줄링 기법을 스케줄링 알고리즘으로서 적용하였다^[4].

다중사용자 다이버시티는 채널의 변화가 작고 느린 환경에서는 그 이득이 줄어든다^[4]. 이러한 단점을 극복하기 위해 P. Viswanath 외 2명은 opportunistic beamforming (OBF) 기법을 제안하였다^[4]. OBF는 변화가 작은 채널에 랜덤한 beamforming 계수를 곱해서 전송함으로써 등가채널이득을 더 빠르고 넓게 변화시키는 기법이다. OBF를 적용함으로써 고정된 beamforming 계수를 적용한 경우보다 우수한 시스템 용량을 갖게 되고, 그 이득은 채널의 변화가 느릴수록 더 크다^[4].

그러나 OBF 기법은 사용자 수가 많지 않을 경우, 다중사용자 다이버시티 이득이 적을 수밖에 없다는 한계를 지니고 있다. 이 한계를 극복하기 위해 랜덤 파일럿을 여러 개 보낸 뒤 그 중에서 가장 좋은 파일럿을 선택하게 하는 multiple pilot based opportunistic beamforming (MOBF) 기법이 제안되었다^[6]. MOBF 기법은 다중사용자 다이버시티 이외에 빔선택 다이버시티를 얻게 되어 더 뛰어난 성능을 보인다. 그러나 빔선택 다이버시티를 늘림에 따라 파일럿의 수가 늘어나므로 시스템 성능의 저하를 가져올 수 있고, 그에 따라 선택적 다이버시티 효과가 제한된다.

최근, 사용자 수가 충분하지 않은 경우 다중사용자 다이버시티에 빔선택 다이버시티를 추가하는 방법으로 송수신단이 약속된 코드북과 시간적으로 변하는 정방행렬을 이용하여 랜덤 빔을 생성하는 codebook-based opportunistic beamforming (COBF) 기법이 제안되었다^[7,8]. 이 기법은 빔선택 다이버시티를 늘리기 위해 코드북의 크기만 늘리면 되므로 파일럿 부담이 훨씬 적은 장점이 있다^[7]. 따라서, COBF 기법은 파일럿 수와 상관없이 빔선택 다이버시티를 충분히 늘릴 수 있고, 이에 따라 MOBF나 OBF 기법보다 성능이 우수하다^[7].

COBF 기법은 빔이 행렬과 코드북의 곱으로 이루어지므로 그 빔의 디자인이 비교적 어렵다. 본 논문에서는 kappa-factor 채널모델에 기반을 두어 최적의 빔 디자인을 생각하고, 그에 따라 최적의 COBF의 파라미터 디자인을 제안한다.

본 논문의 II장에서는 COBF 기법에 대해 설명을 하고, III장에서 kappa-factor 채널모델에 따른 디자인을 제안한다. IV장에서는 실험결과를 보이고, V장에서는 결론을 제시한다.

II. COBF 기법

기지국에서 M_t 개의 송신 안테나를 갖고 있고, 한 개의 수신안테나를 갖고 있는 총 K 명의 사용자가 있는 시스템을 생각하자. 주파수 축으로 flat fading을 가정하면, t 번째 타임슬롯에서 기지국과 사용자 k 의 채널은 $M_t \times 1$ 채널 벡터 $h_k(t)$ 로 나타낼 수 있다.

그림 1은 COBF 기법의 구조를 보인다^[7]. COBF 기법은 수신단에서 채널을 추정할 수 있도록 고정된 파일럿을 전송한다. 이 파일럿을 이용하여 각 사용자들은 각자의 채널 벡터를 추정한다. 또한, 약속된 패턴으로 변하는 $M_t \times M_t$ 행렬 $U(t)$ 과 Q 개의 코드워드 벡터로 이루어진 코드북 $\{c_1, c_2, \dots, c_Q\}$ 을 이용하여 각 수신단에서 최적의 코드워드를 찾는다. 여기서, 약속된 패턴의 행렬은 10개정도랜덤하게 발생하여 계속 번갈아가면서 써도 충분히 효과를 거둘 수 있다^[7]. 각 사용자는 최적의 코드워드 인덱스와 거기에 해당하는 채널이득을 송신단에 피드백 한다.

송신단에서는 각 사용자로부터 받은 채널이득을 이용하여 PF 스케줄링을 통해 각 타임슬롯에 한명씩의 사용자를 선택한다. 최종적으로 타임슬롯 t 에 할당된 사용자 $k^*(t)$ 에게 전송할 데이터 $d_{k^*}(t)$ 을 그 타임슬롯에 해당하는 랜덤행렬 $U(t)$ 와 그 사용자에게 최적인 코드워드 $c_{q_{k^*}(t)}$ 을 곱하여 전송하게 된다.

COBF 기법에서 최종적인 빔은 $U(t)c_{q_{k^*}(t)}$ 이므로, 최적의 성능을 위해 랜덤행렬 $U(t)$ 와 Q 개의 코드워드 $c_q, q = 1, \dots, Q$, 를 디자인해야 한다.

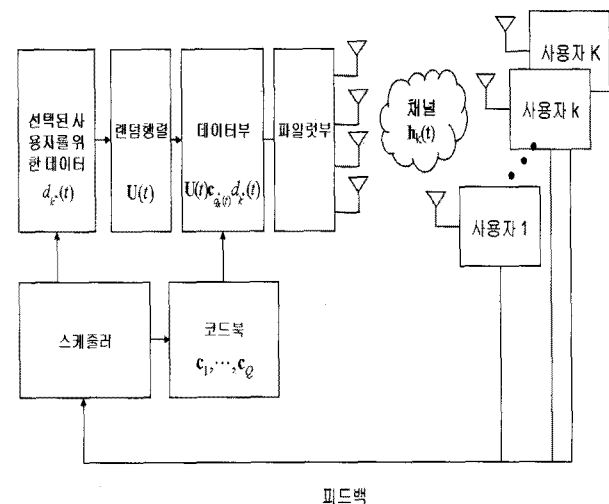


그림 1. COBF 기법 구조도
Fig. 1. System structure of COBF.

III. 파라미터 디자인

1. 채널모델

본 논문에서는 채널의 상관도를 고려하기 위해 다중 안테나 환경에서 널리 쓰이는 채널모델 중 하나인 kappa-factor 채널모델을 사용한다. 임의의 $M_t \times 1$ 채널 벡터 $\mathbf{h}(t) = [h_1(t) \cdots h_{M_t}(t)]^T$ 을 고려하자. 편의상 각 계수의 평균 에너지는 1로 가정한다. 즉, $E\{\|\mathbf{h}_m(t)\|^2\} = 1, m = 1, \dots, M_t$. 만일, 채널이 최대의 공간적 상관도를 갖고, 선형 안테나를 가정한 경우 채널은 (1)과 같이 모델링 된다.

$$h_m^{cor}(t) = \exp\left(j(m-1)\frac{2\pi d}{\lambda}\cos\phi(t)\right), \quad (1)$$

여기서 d 는 안테나간의 간격, λ 는 파장, $\phi(t)$ 는 angle of departure(AoD)를 뜻한다. 위 모델은 line of sight (LOS)만 있을 경우의 채널이므로 LOS 모델이라고도 불린다.

반대로, 채널의 공간적 상관도가 없는 경우, 채널은 무수히 많은 scatterer들에 의해 i.i.d. 특성을 갖게 되고, 일반적으로 i.i.d. complex Gaussian 분포를 갖는다고 알려져 있다. 따라서 이 경우의 채널을 (2)와 같이 모델링 할 수 있다.

$$h_m^{unc}(t) \sim CM(0, 1^2). \quad (2)$$

이 모델은 non-LOS모델이다.

(1)과 (2)로 부터, 일반적인 correlation을 갖는 채널을 (3)과 같이 모델링 할 수 있다.

$$\mathbf{h}_m(t) = \sqrt{\frac{1}{K+1}}\mathbf{h}_m^{unc}(t) + \sqrt{\frac{K}{K+1}}h_m^{cor}(t) \quad (3)$$

여기서 K 는 Kappa-factor로 0에 가까울수록 (2)의 scattered 채널로 수렴하고, 커질수록 (1)의 correlated 채널로 수렴한다.

(3)에서 $h_m^{unc}(t)$ 의 magnitude를 ν , 위상을 μ 라고 하면, 채널의 크기 $\|\mathbf{h}_m(t)\|$ 의 probability density function (pdf)는 (4)로 주어지고, 채널의 위상은 (5)와 같다.

$$f(z) = 2z(K+1)e^{-(K+1)\left(z^2 + \frac{K}{1+K}\right)} I_0\left(2z\sqrt{\frac{K}{1+K}}\right) \quad (4)$$

$$\angle h_m(t) = (m-1)\frac{2\pi d}{\lambda}\cos\phi(t) + \tan^{-1}\left(\frac{\nu\sin\mu}{\sqrt{K} + \nu\cos\mu}\right) \quad (5)$$

2. 파라미터 디자인

OBF의 목적은 채널이 beamforming 벡터와 우연히 matched 되기 위함이다^[4]. 즉, beamforming 벡터가 $\mathbf{h}^*(t)/M_t$ 형태가 되어야 한다. 셀 내의 모든 사용자의 kappa-factor가 동일하다는 가정 하에서 최적의 빔은 (6)와 같은 형태로 디자인 된다. (6)에서 $w_{m,q}(t)$ 는 q 번째 빔벡터 $\mathbf{w}_q(t)$ 의 m 번째 원소를 의미한다.

$$w_{m,q}(t) = \sqrt{\frac{1}{K+1}}w_{m,q}^{unc}(t) + \sqrt{\frac{K}{K+1}}w_{m,q}^{cor}(t) \quad (6)$$

여기서 $w_{m,q}^{unc}(t)$ 는 $CN(0, 1/M_t)$ 분포를 가지며 m 과 q 에 대해 독립적으로 발생된다. 또한,

$$w_{m,q}^{cor}(t) = \frac{1}{\sqrt{M_t}}\exp\left(j(m-1)\frac{2\pi d}{\lambda}\cos\phi_q(t)\right) \quad (7)$$

이다. (7)에서 $\phi_q(t)$ 는 AoD의 분포에 따라 달라진다. 만일 AoD가 균일하게 분포한다면, $\phi_q(t)$ 도 균일하게 발생하면 된다. (6)와 (7)에서 송신 beamforming vector의 평균 전력은 1로 유지된다.

위 디자인은 채널과 빔을 동일한 분포를 갖도록 하므로 최적의 디자인이고, 이 빔 디자인은 OBF, MOBF에서 랜덤 빔을 형성하는 데 바로 사용할 수 있다. 그러나 COBF의 빔을 위와 같이 발생하기 위해서는 행렬 $\mathbf{U}(t)$ 와 코드북 $\{c_1, c_2, \dots, c_Q\}$ 을 개별적으로 디자인해야 한다.

우선 우리는 q 번째 코드워드의 m 번째 원소를 (8)과 같이 설정한다.

$$c_{m,q} = \frac{1}{\sqrt{M_t}}\exp(j(m-1)\beta_q) \quad (8)$$

여기서 $\beta_q, q = 1, \dots, Q$, 는 $[0, 2\pi)$ 에서 균일분포를 갖는 Q 개의 랜덤변수이다. 또한, $\mathbf{U}(t)$ 를 대각행렬로 디자인하고, 그 (m, m) 번째 원소를 (9)과 같이 디자인한다.

$$U_m(t) = \sqrt{\frac{1}{K+1}}z_m(t) + \sqrt{\frac{K}{K+1}}e^{j(m-1)\theta(t)} \quad (9)$$

여기서 $\theta(t)$ 는 균일분포를 갖는 위상값이고, $z_m(t)$ 는 m 에 대하여 독립적이고 $CN(0, 1)$ 의 분포를 갖는 복소수 가우시안 랜덤변수이다.

(8)과 (9)로 부터 COBF의 q 번째 빔 $\mathbf{U}(t)c_q$ 의 m 번째 원소는 (10)과 같음을 알 수 있다.

$$\sqrt{\frac{1}{K+1}} z_m(t) c_{m,q} + \sqrt{\frac{K}{M_t(K+1)}} e^{j(m-1)(\beta_q + \theta(t))} \quad (10)$$

(10)의 첫 번째 부분에서 $z_m(t)$ 의 위상분포가 균일하므로 $z_m(t)c_{m,q}$ 의 분포는 $CN(0, 1/M_t)$ 임을 알 수 있다. 따라서 최적의 $w_{m,q}^{unc}(t)$ 의 분포와 동일하게 발생됨을 알 수 있다. 두 번째 부분의 크기는 항상 일정하므로, 최종적인 빔의 크기의 pdf는 (4)와 동일하다. 또한, (10)의 위상분포를 살펴보면 (5)와 비교했을 때, 두 번째 부분은 동일하나 첫 번째 부분이 다르다. 즉, (10)에서 $\beta_q + \theta(t)$ 은 $[0, 2\pi)$ 에서 균일 분포를 갖지만, (5)에서는 $2\pi d \cos \phi(t)/\lambda$ 의 분포를 갖는다. $2\pi d \cos \phi(t)/\lambda$ 의 분포는 DoA와 안테나 간의 거리, 파장에 따라 달라지고, 두 개의 랜덤 변수를 합쳐서 이와 똑같이 만드는 것은 어렵다. 다만, 이 분포는 그림 2와 같이 d/λ 가 커질수록 균일분포에 가까워짐을 알 수 있다. 그러므로 우리는 코드북을 (8), 랜덤행렬을 (9)와 같이 디자인함으로써 최적의 성능과 유사한 성능을 가질 수 있다.

주목할 것은 기존 COBF에서의 $U(t)$ 은 unitary 행렬이었던데 반해^[7], 제안한 $U(t)$ 은 non-unitary 행렬이다. 일반적으로 $U(t)$ 를 unitary 행렬로 놓는 이유는 송신전력을 유지시키기 위해서이다. 그러나 위 디자인에서는 non-unitary 행렬을 이용하지만, 제안한 코드워드 디자인과 맞물려서 평균적으로는 송신전력을 증가시키지 않는다. 또 한 가지 특징은 제안한 $U(t)$ 는 대각 행렬이기 때문에, 저장해야 하는 파라미터의 개수가 적다. 예를 들어, 랜덤한 $U(t)$ 를 위해 N 개의 랜덤행렬을 발생시켜 반복사용할 경우, 일반적으로는 송수신단에서 코드

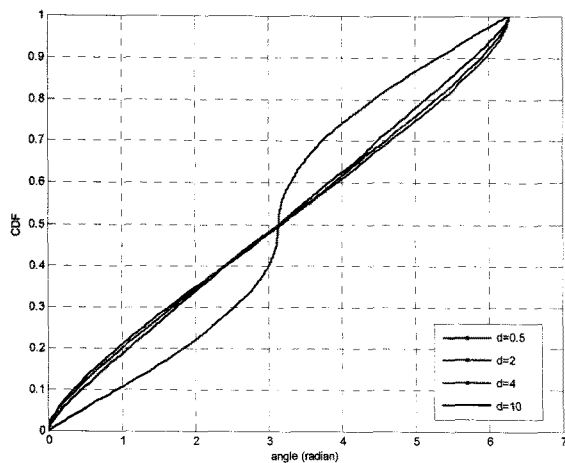


그림 2. $2\pi d \cos \phi(t)/\lambda$ 의 위상분포 ($d/\lambda = 0.5, 2, 4, 10$)
 Fig. 2. Distribution of $2\pi d \cos \phi(t)/\lambda$ ($d/\lambda = 0.5, 2, 4, 10$).

북과 합쳐서 총 $(NM_t + Q)M_t$ 개의 복소수를 저장하여야하나, 위 디자인을 이용할 경우 COBF는 총 $(N + Q)M_t$ 개의 복소수만 저장하면 된다.

IV. 실험 결과

본 장에서는 제안한 디자인의 성능을 모의실험을 통해 분석하도록 한다. 실험은 송신안테나 수 4개, 수신안테나 수 1개, 사용자수 10명인 경우에 수행하였고, 3 bit 코드북($Q=8$)을 사용하였다. 단말기의 속도는 1km/h를 가정하였다. 그림 3에서는 제안된 파라미터 디자인의 적합성을 평가하기 위해, throughput 계산 시에 파일럿의 수에 따른 throughput 감소분을 포함시키지 않았다. 이 경우 최적화된 디자인의 MOBF 만큼의 성능이 나오는지 테스트 한 것이다. 파일럿 수에 따른 실제 throughput은 그림 4에 나타내었다.

그림에서, Quantized codebook이라고 표시된 선은 고안한 디자인을 적용한 빔에 의한 코드북을 한 번 만든 후 시간에 따라 바꾸지 않고 사용한 시스템을 의미한다. 점선과 쇄선으로 표시된 성능은 i.i.d. Gaussian 형태로 빔을 디자인 한 경우, 즉 $K=0$ 인 경우와 반대로 coherent beam 형태로 빔을 디자인한 경우, 즉 $K \rightarrow \infty$ 인 경우의 MOBF 시스템의 성능이다. MOBF에서 (6)에서 제안한 최적의 디자인, i.i.d. complex Gaussian 디자인, 그리고 coherent beam 형태의 디자인을 적용한 경우의 성능을 비교해보면, 항상 (6)의 디자인을 적용한 경우가 우수함을 알 수 있다. 이는 제안한 디자인이 공간적 상관도에 상관없이 항상 최적의 성능을 보여준다

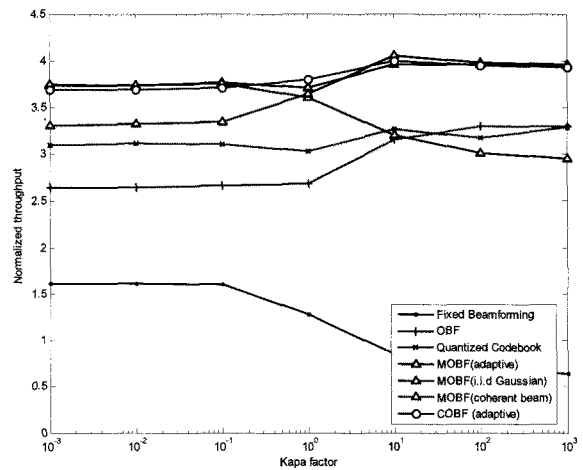


그림 3. 고안한 디자인을 적용한 경우 kappa-factor에 따른 시스템 용량 (파일럿 손실을 고려안함)
 Fig. 3. System throughput according to kappa-factor (Not considering pilot overhead in throughput).

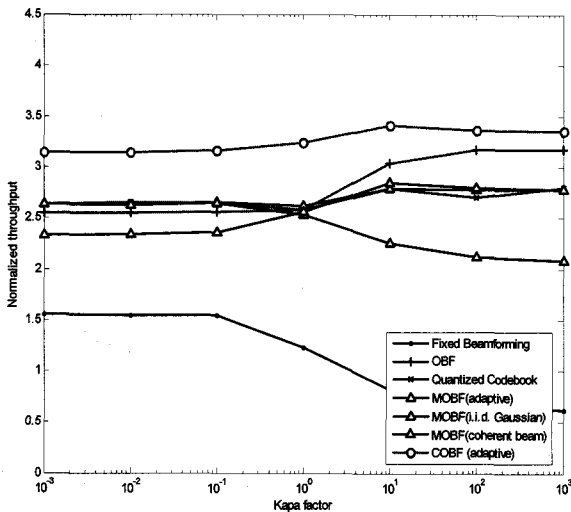


그림 4. 고안한 디자인을 적용한 경우 kappa-factor에 따른 시스템 용량 (파일럿 손실을 고려함)

Fig. 4. System throughput according to kappa-factor.

는 것을 의미한다. 참고로 공간적 상관도가 매우 약한 경우에 제안한 빔의 디자인은 i.i.d. Gaussian 형태를 갖고, 공간적 상관도가 매우 높은 경우에는 제안한 빔의 디자인은 coherent beam 형태를 가지므로 양쪽에서는 각각의 성능과 접하는 특징을 보여준다. 또한 (8)과 (9)에서 제안한 COBF 디자인을 적용한 경우, COBF 기법의 성능은 최적의 MOBf 성능과 유사하다. 이것은 제안한 COBF 디자인이 최적의 성능과 가까운 성능을 보여준다는 것을 의미한다.

그림 4에서는 그림 3과 동일한 실험을 수행한 후 실제로 파일럿에 의한 throughput 감소분까지 포함한 throughput을 나타낸 것이다. 이 실험에서 하나의 타임슬롯에서 하나의 파일럿이 차지하는 비율을 3.7%로 가정하였다. 실험 결과, COBF는 타임슬롯 당 4개의 파일럿을 사용하는데 반해, MOBf는 타임슬롯 당 8개의 파일럿을 사용하므로, COBF의 성능이 MOBf의 성능보다 우수해진다. 고정된 코드북을 사용한 시스템과 COBF 기법과의 성능차는 랜덤 beamforming의 효과이고, OBF 기법과의 성능차는 다중 빔의 선택적 다이버시티를 추가함으로써 얻어지는 이득이다. OBF는 파일럿을 타임슬롯 당 하나만 사용하지만 빔 선택 다이버시티의 효과가 그것을 상쇄하고도 남음을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 COBF의 성능향상을 위해, 채널의 상관도가 있는 채널에 대한 COBF 파라미터 디자인을 고안하였다. 고안한 디자인을 적용한 경우 최적의 성능과

유사한 성능을 보이고, 그에 따라 시스템 용량을 최대화 할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas", *Bell Labs Technical Journal*, pp. 41-59, Oct. 1996.
- [2] S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith, "Duality, Achievable Rates, and Sum-rate Capacity of MIMO Broadcast Channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2658-2668, Oct. 2003.
- [3] R. W. Heath Jr., M. Airy, and A. J. Paulraj, "Multiuser Diversity for MIMO Wireless Systems with Linear Receivers," *Proc. of Signals, Systems and Computers 2001*, vol. 2, pp. 1194-1199, Nov. 2001.
- [4] P. Viswanath, D. N. C. Tse, and R. Laroia, "Opportunistic Beamforming Using Dumb Antennas," *IEEE Trans. Information Theory*, pp. 1277-1294, June 2002.
- [5] J. Kang, H. Lee, C. Lee, and Y. Y. Kim, "A Scheduling Scheme under a Ratio Constraint for the Multiuser MIMO Systems," *IEEE Veh Technol. Conf. 2006 spring*, pp. 2449-2453, May 2006.
- [6] I. M. Kim, S. C. Hong, S. S. Ghassemzadeh, and V. Tarokh, "Opportunistic Beamforming Based on Multiple Weighting Vectors," *IEEE Trans. Wireless Comm.*, vol. 6, no. 6, pp. 2683-2687, Nov. 2005.
- [7] J. Kang, I. C. Choi, D. S. Kwon, and C. Lee, "An Opportunistic Beamforming Technique Using a Quantized Codebook," *IEEE Veh Technol. Conf. 2007 spring*, pp. 1647-1651, Apr. 2007.
- [8] J. Kang, D. S. Kwon, and C. Lee, "Codebook-based Opportunistic Beamforming," *Submitted to IEEE Trans. on Wireless Comm.*

저 자 소 개



강 지 원(학생회원)
 2003년 연세대학교 전기전자공학
 학사 졸업.
 2005년 연세대학교 전기전자공학
 석사 졸업.
 2005년~현재 연세대학교 전기전
 자공학부 박사과정 재학

<주관심분야 : 통신신호처리>



권 동 승(정회원)
 1985년 연세대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1987년 연세대학교 전자공학과
 석사 졸업.
 2004년 연세대학교 전자공학과
 박사 졸업.

1988년~현재 한국전자통신연구원 이동통신본부
 무선시스템부 무선전송연구팀장
 <주관심분야 : 이동통신시스템>



이 충 몽(정회원)
 1987년 연세대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1989년 연세대학교 전자공학과
 석사 졸업.
 1995년 Georgia Tech. 전자공학과
 박사 졸업.

1996년~1997년 삼성전자 선임연구원
 1997년~현재 연세대학교 전기전자공학부 교수
 <주관심분야 : 통신신호처리>



황 영 수(정회원)
 1982년 연세대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1984년 연세대학교 전자공학과
 석사 졸업.
 1990년 연세대학교 전자공학과
 박사 졸업.

1989년~현재 관동대학교 전자정보통신공학부
 교수
 <주관심분야 : 통계신호처리>