

적응형 송신 빔 성형 시스템에 안테나 선택 방식을 결합한 CDMA 시스템의 순방향 링크 성능

정회원 안철용*, 한진규*, 김동구*

Downlink Performance of Transmit Adaptive Array with Antenna Selection Diversity

Cheol Yong Ahn*, Jin Kyu Han*, Dong Ku Kim* *Regular Members*

요약

적응형 송신 빔 성형 시스템에서 순방향 채널 정보의 전달은 시스템 성능을 결정하는 중요한 요소이다. 순방향 채널의 정보는 일반적으로 귀환 채널을 통해 전달되며 송신 안테나 수에 비례하여 증가하게 된다. 귀환 채널 정보량의 증가는 역방향 링크의 용량을 제한하는 요소가 되므로 효율적인 전송 방식이 요구된다. 이 논문에서는 요구되는 귀환 채널 정보를 줄이기 위해 적응형 송신 빔 성형 방식과 안테나 선택 다이버시티 방식을 결합한 시스템을 제안하고 모의 실험을 통해 성능을 연구한다. 여러 개의 송신 안테나를 갖는 적응형 송신 빔 성형 시스템에서 안테나 선택 방식에 따른 시스템의 성능을 시간 및 공간 상관 특성을 고려한 주파수 비선택적 페이딩 채널에서 정량화하며, 이때 요구되는 귀환 채널 정보량을 비교한다. 모의실험 결과는 안테나간 채널의 공간 상관 특성이 서로 독립적이고 이동국의 속도가 빠른 경우에 적응형 송신 빔 성형 시스템과 안테나 선택 방식이 결합된 시스템의 성능은 거의 동일하며 33%~42% 정도의 귀환채널 정보를 줄일 수 있음을 보여준다.

ABSTRACT

The transmit adaptive array requires the forward link channel information for evaluating the optimum transmit weight vector in which a feedback channel provides transmitter with the forward link channel information. The feedback channel information is linearly increased as the number of transmit antennas increases, so that the reverse link channel conveying feedback information has a very limited capacity. In this paper, we propose the transmit adaptive array with antenna selection diversity, which can considerably reduce the number of feedback bits while achieving the almost same performance as that of the conventional transmit adaptive array system. Both system performances and the required feedback bits for channel information are also investigated for the different number of transmit antennas and different antenna selection diversity schemes on a temporally and spatially correlated fading channel through link level simulation. The results show that the proposed system can save the feedback bits by 33%~42% as well as can obtain the almost same performance as that of the conventional transmit adaptive array system when the fading channels associated with the multiple transmit antennas are not spatially correlated.

1. 서론

기지국에서 여러개의 안테나를 이용한 적응형 빔 성형 방식은 주로 역방향 링크의 간섭신호를 제거

하기 위하여 많이 연구되어져 왔다^{[1],[2]}. 최근 순방향 링크의 요구 전송 정보량의 증가로 기지국의 적응형 배열 안테나는 역방향 링크를 위한 수신 빔 성형 뿐 아니라 순방향 링크를 위한 송신 빔 성형

* 연세대학교 전기전자공학과 (iron@yonsei.ac.kr)

논문번호 : 010377-1205, 접수일자 : 2001년 12월 5일

에 사용하기 위한 연구가 많이 이루어지고 있다^{[3],[6]}. 송신 빔 성형 기술은 각 안테나의 송신 신호에 서로 다른 가중치를 주어 원하는 사용자 방향으로 방향성 있는 빔을 형성함으로써 원하는 방향으로의 빔 성형 이득을 얻을 뿐 아니라 간섭신호의 크기를 최소화시켜 순방향 링크에서의 동일 채널 간섭을 제거하고 CDMA 시스템의 용량을 증가시킨다^{[4],[5]}. 각 이동국을 위한 전력 할당량과 가중치를 복합적으로 결정해 줌으로써 시스템의 총 송신 전력을 줄여 시스템 용량을 증가시킬 수 있는 송신 빔 성형 알고리즘도 활발히 연구되고 있다^{[7],[8]}. 송신 빔 성형에 있어서 가장 중요한 것은 각 안테나로부터의 신호들이 겪게 되는 순방향 링크의 채널 특성을 기지국에서 정확히 추정하여 가중치를 적용하는 것이다. 순방향 채널의 정보는 일반적으로 귀환 채널을 통해 전달되며 송신 안테나 수에 비례하여 증가하게 된다. 귀환 채널 정보량의 증가는 역방향 링크의 용량을 제한하는 요소가 되므로 보다 효율적인 전송 방식이 요구된다. 이 논문에서는 순방향 CDMA 시스템에 적응형 송신 빔 성형 방식을 적용하고 안테나 선택 다이버시티 방식을 결합하여 성능의 저하를 최소화하면서 요구되는 귀환 채널 정보를 줄이는 방식을 제안한다. 선택 다이버시티 방식은 채널의 경로 수 및 채널간의 공간 상관 특성에 따라 성능이 다르게 나타난다. 따라서 여러 개의 송신 안테나를 갖는 적응형 송신 빔 성형 시스템에서 안테나 선택 방식에 따른 시스템의 성능을 시간 및 공간 상관 특성을 고려한 페이딩 채널에서의 모의 실험을 통해 정량화하며, 이때 요구되는 귀환 채널 정보량을 비교한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 안테나 선택 다이버시티 방식을 적용한 송신 빔 성형 시스템의 송수신단을 구성하고 적응형 송신 빔 성형 알고리즘을 적용한 가중치 결정 과정 및 안테나 선택 방식을 소개한다. 3장과 4장에서는 모의 실험에 사용된 채널 및 시스템 모델을 언급하고 5장에서 모의 실험을 통해 얻은 결과에 대해 분석한다.

II. 안테나 선택 다이버시티 방식을 적용한 송신 빔 성형 CDMA 시스템

1. 시스템 구성

i 번째 기지국으로부터 서비스 받는 사용자 수를 K_i 라고 할 때 기지국의 송신 신호 $S_i(t)$ 는 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$S_i(t) = \sum_{j=1}^{K_i} a_{i,j} \sqrt{P_T} b_{i,j}(t) c_{i,j}(t) \quad (1)$$

식 (1)에서 P_T 는 전력제어를 고려하지 않은 송신전력이며 $a_{i,j}$ 는 전력제어에 따른 송신신호 크기의 변화를 나타내는 계수이다. $b_{i,j}(t)$ 와 $c_{i,j}(t)$ 는 각각 i 번째 기지국의 j 번째 사용자 신호를 위한 심벌 신호와 확산 시퀀스를 나타낸다. 송신 빔 성형 시스템은 각 안테나에 동일한 신호가 서로 다른 가중치를 갖고 전송되므로 N 개의 기지국 송신 안테나 중에 수신 SINR이 가장 큰 M 개의 송신 안테나가 선택된 경우 i 번째 기지국의 송신 신호는 식 (2)와 같이 표현된다.

$$x_i(t) = \sum_{j=1}^{K_i} \sum_{m=1}^M w_{i,j,m}^* a_{i,j} \sqrt{P_T} b_{i,j}(t) c_{i,j}(t) \quad (2)$$

여기에서 $w_{i,j,m}$ 는 i 번째 기지국에서 j 번째 사용자의 m 번째 안테나 신호를 위한 가중치를 나타낸다.

수신단은 한 개의 수신 안테나와 L 개의 갈퀴 수신기로 구성되어 있으며 수신신호는 여러 기지국으로부터 송신된 신호들과 L 개의 다중경로에 의해 지연된 송신 신호들의 합으로 나타낼 수 있다. 총 N_c 개의 기지국 중에서 q 번째 기지국의 k 번째 사용자가 수신하는 신호를 $r_{q,k}$ 라 할 때 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$r_{q,k}(t) = \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{l=1}^L \mathbf{x}_i(t - \tau_{i,k}^{(l)}) \mathbf{h}_{i,k}^{(l)} + n_{q,k}(t) \quad (3)$$

여기에서 $\tau_{i,k}^{(l)}$ 은 i 번째 기지국으로부터 q 번째 기지국의 사용자 k 로의 다중경로 중 l 번째 경로의 시간 지연을 의미하며 $n_{q,k}(t)$ 는 q 번째 기지국의 k 번째 사용자의 AWGN 성분을 나타낸다. 채널벡터 $\mathbf{h}_{i,k}^{(n)}$ 는 식 (4)와 같이 정의된다.

$$\mathbf{h}_{i,k}^{(n)} = [h_{i,k,1}^{(n)}, \dots, h_{i,k,M}^{(n)}]^T \quad (4)$$

식 (4)에서 $h_{i,k,m}^{(n)}$ 은 기지국 i 에서 기지국 q 의 이동국 k 로의 신호 중 m 번째 안테나 신호가 겪는 n 번째 경로의 페이딩 이득을 의미한다.

수신된 신호는 L 개의 rake 수신기에 의해 역 확산 과정을 거쳐 최대비 결합된다. rake 수신기에 의해 복원된 m 번째 심볼은 식 (5)와 같이 표현될 수 있다.

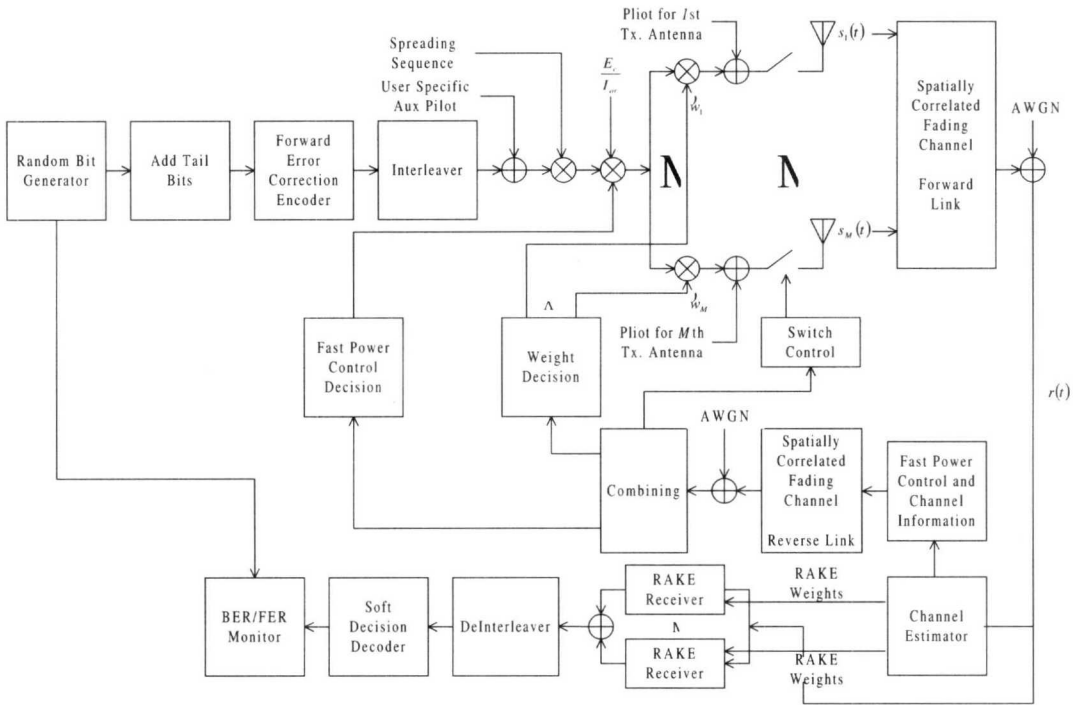


그림 1. 송수신단 블록도

$$\begin{aligned}
 z_{q,k}(m) &= G a_{q,k} b_{q,k}(m) \sqrt{P_T} \mathbf{w}_{q,k}^H \mathbf{H}_{q,k} \mathbf{v}_{q,k} \\
 &+ \sum_{i=1, i \neq q}^N \sum_{j=1}^K \sqrt{P_T} a_{i,j} b_{i,j}(m) \mathbf{w}_{i,j}^H \hat{\mathbf{H}}_{i,k} \mathbf{v}_{q,k} \\
 &+ \sum_{j=1}^K \sqrt{P_T} a_{q,j} b_{q,j}(m) \mathbf{w}_{q,j}^H \hat{\mathbf{H}}_{q,k} \mathbf{v}_{q,k} \\
 &+ \mathbf{n}_{q,k}(m) \mathbf{v}_{q,k}
 \end{aligned} \quad (5)$$

위 식에서 G 는 확산 이득을 나타내며 $n_{q,k}(m)$ 는 잡음 성분을 나타낸다. 식 (5)의 두 번째와 세 번째 표현식은 각각 q 번째 기지국의 다른 사용자들을 위한 신호의 다중경로로 인한 간섭신호와 인접하는 다른 기지국으로부터의 간섭신호를 나타낸다.

q 번째 기지국의 사용자 k 의 채널 행렬 $\mathbf{H}_{q,k}$ 와 i 번째 기지국으로부터 k 번째 사용자로의 채널 벡터와 시간 지연이 다른 두 확산 시퀀스의 부분 상관도의 곱들로 구성된 채널 행렬 $\hat{\mathbf{H}}_{i,k}$ 는 각각 식 (6)과 식 (7)로 정의된다.

$$\mathbf{H}_{q,k} = [\mathbf{h}_{q,k}^{(1)} \dots \mathbf{h}_{q,k}^{(L)}] \quad (6)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{i,k} = [\hat{\mathbf{h}}_{i,k}^{(1)} \dots \hat{\mathbf{h}}_{i,k}^{(L)}] \quad (7)$$

수신 신호 전력을 최대화는 결합 벡터는 식 (8)과 같이 정의된다. 식 (5)에서 간섭과 잡음 성분을 제외한 수신 신호 전력을 최대화는 결합 벡터 $\mathbf{v}_{q,k}$ 는 schwarz 부등식에 의해 식 (8)로 결정되어진다.

$$\mathbf{v}_{q,k} = \mathbf{H}_{q,k}^H \mathbf{w}_{q,k} / \| \mathbf{H}_{q,k}^H \mathbf{w}_{q,k} \| \quad (8)$$

2. 송신 안테나 선택 방법

q 번째 기지국의 사용자 k 의 안테나 파일럿 신호들로부터 채널에 의한 각 안테나 신호의 수신 전력을 식 (9)와 같이 알 수 있다.

$$\mathbf{P}_{\mathbf{H}_{q,k}} = P_{q,k}^{(p)} \text{diag}(\mathbf{H}_{q,k} \mathbf{H}_{q,k}^H) \quad (9)$$

위 식에서 $P_{q,k}^{(p)}$ 는 사용자 k 의 각 안테나 파일럿 신호 전력이다. 이동국에서는 벡터 $\mathbf{P}_{\mathbf{H}_{q,k}}$ 를 구성하는 N 개의 값들 중에서 가장 큰 값을 갖는 M 개의 송신 안테나를 선택하여 기지국으로 알려준다. 따라서 안테나 선택을 위해 요구되는 비트 수(ζ_s)는 식 (10)과 같이 결정된다^[13].

$$\zeta_s = \left\lceil \log_2 \left(\frac{N}{M} \right) \right\rceil \quad (10)$$

여기서 $[x]$ 는 x 값보다 큰 최소 정수를 의미한다.

3. 가중치 벡터 결정

적응형 송신 빔 성형을 위한 가중치를 결정하기 위해 이 논문에서는 이동국 수신 신호의 SINR를 최대화하는 가중치 벡터 결정 알고리즘을 사용하였다^{[7],[14]}. 식 (5)에서 기지국간 사용자들의 가중치 값의 통계적 특성이 서로 독립적이고 전방향성을 갖는다고 가정하면 다른 기지국들로부터의 간섭신호는 가우시안 랜덤프로세스로 근사화할 수 있다. 또한 확산 이득이 매우 커서 다중 경로에 의한 간섭신호가 무시할 정도로 작다고 가정할 경우 최대비 결합된 신호의 SINR를 최대화하는 것은 신호성분의 전력을 최대화하는 가중치 벡터와 일치하게 된다. 따라서 가중치 벡터 $\mathbf{w}_{q,k}$ 는 식 (11)과 같이 정의되며 채널의 공분산행렬 $\mathbf{R}_{q,k}$ 의 고유벡터 중 가장 큰 고유치를 갖는 고유벡터로 결정된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{q,k} &= \arg \max_{\mathbf{w}} \{ \mathbf{w}_{q,k}^H \mathbf{H}_{q,k} \mathbf{H}_{q,k}^H \mathbf{w}_{q,k} \} \\ &= \arg \max_{\mathbf{w}} \{ \mathbf{w}_{q,k}^H \mathbf{R}_{q,k} \mathbf{w}_{q,k} \} \end{aligned} \quad (11)$$

4. 귀환 채널 모델

이 논문에서는 순방향 링크의 채널 정보를 전송하기 위해 3GPP2에서 제안된 TXAA 시스템의 귀환 채널 모델을 적용하였다. 식 (11)에 의해 이동국에서 계산된 각 안테나의 가중치 정보는 기준 안테나의 가중치의 크기 정보와 위상 정보에 대한 비로 전송된다. 크기 정보와 위상 정보는 기준 안테나를 제외한 안테나마다 각각 1 비트와 3비트가 할당된다^[10].

기준 안테나의 가중치의 크기와 위상이 각각 α_1 , θ_1 이고 두 번째 안테나를 위한 가중치의 크기와 위상이 α_2 , θ_2 일 때 비는 식 (12)와 같이 표현된다.

$$g \exp\left\{ \frac{j\pi}{180} \phi \right\} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \exp\left\{ \frac{j\pi}{180} (\theta_2 - \theta_1) \right\} \quad (12)$$

여기서 g 는 크기비를 나타내고 Ψ 는 두 안테나간의 위상차를 나타낸다. 크기비 g 는 1 비트로 양자화되고 위상차 Ψ 는 3비트로 균일 양자화된다. 표 1은 귀환 채널 정보 전송을 위해 요구되는 정보 비트수를 송신 안테나 수와 선택다이버시티 방식에 따라 비교하였다.

표 1은 안테나 선택 방식에 따라 요구되는 전송 비트 수를 안테나 선택 시 필요한 비트수와 선택된

안테나의 채널 정보를 위한 비트수로 구분하여 보여주고 있다. 이득은 송신 안테나를 모두 사용하는 경우에 대해 선택 다이버시티 방식을 적용한 경우의 요구 전송 비트의 감소율을 %로 나타내고 있다. 8개의 송신 안테나에서 4개를 선택하여 송신할 때 8개의 송신 안테나를 모두 사용하는 경우에 비해 33% 정도의 전송 비트를 줄일 수 있음을 보여준다.

표 1. 송신 안테나 선택 방식에 따른 전송 비트 수

송신 안테나 수 (N)	선택 안테나 수 (M)	전송 비트 수			
		안테나 선택	안테나 가중치	합계 (bits)	이득 (%)
2	2	0 bit	4 bits	4 bits	0
4	2	3 bits	4 bits	7 bits	42
	3	2 bits	8 bits	10 bits	17
	4	0 bit	12 bits	12 bits	0
8	4	7 bits	12 bits	19 bits	33
	6	5 bit	20 bits	25 bits	11
	8	0 bit	28 bits	28 bits	0

III. 채널 모델링

모의실험을 위하여 시공간적으로 상관성을 갖는 레일레이 페이딩 벡터채널모델을 사용하였다^{[11],[12]}. k 번째 사용자 신호가 겪는 벡터 채널의 충격파 응답특성은 식 (13)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{h}_k(t, \lambda) = \sum_{l=1}^L \mathbf{a}(\theta_{k,l}, \lambda) \alpha_{k,l}(\lambda) \delta(t - \tau_{k,l}(\lambda)) e^{j\gamma_{k,l}(\lambda)} \quad (13)$$

여기에서 $\tau_{k,l}$ 와 $\alpha_{k,l}$ 은 각각 k 번째 사용자 신호의 l 번째 경로 지연과 페이딩 진폭을 나타낸다. $\gamma_{k,l}$ 은 k 번째 사용자 신호의 l 번째 경로의 도플러 확산에 의한 위상편이를 나타낸다. $\mathbf{a}(\theta_{k,l}, \lambda)$ 는 배열 응답 벡터(array response vector)로 정의되며 $\theta_{k,l}$ 은 k 번째 사용자 신호의 l 번째 경로의 기지국으로의 입사 각으로 식 (14)와 같이 $\theta_{k,l}^0$ 를 중심으로 $\pm \Delta_{k,l}$ 사이에 균일하게 분포한다고 가정하였다. 이때 $\theta_{k,l}^0$ 는 DOA (Direction of Arrival)로 $\Delta_{k,l}$ 는 AOS (Angle Of Spread)로 정의된다.

$$f_{\theta_{k,l}}(\theta_{k,l}) = \begin{cases} 1/2\Delta_{k,l}, & \theta_{k,l} \in (\theta_{k,l}^0 - \Delta_{k,l}, \theta_{k,l}^0 + \Delta_{k,l}) \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (14)$$

위 식에서 $-\pi \leq \theta_{k,l} < \pi$ 로 정의된다.

이 벡터채널에서 시간 상관성은 최대 도플러 주파수에 의해 결정되며 공간 상관성은 안테나간의 거리, DOA와 AOS에 의해 결정된다^[12]. 이 논문에서는 안테나간의 거리를 반 파장으로, 또 DOA를 0°로 가정하였으므로 공간상관 특성은 AOS에 의해 결정된다.

IV. 시스템 구성

이 논문에서 구성한 시스템 변수는 표 4-1과 같다. 직교 부호로 길이 32인 왈쉬 부호열을 사용했으며, 전송 속도는 76.8Kbps로 두었다. 칩율은 3.6864Mcps이며 확산 이득은 32로 유지되었다. 채널 부호로 1/3 길쌈 부호가 사용되었으며 빠른 전력 제어 방식이 적용되었다. 전력 제어 간격은 $\pm 0.5\text{dB}$ 로 두었으며 전력 제어 및 빔 성형을 위한 가중치 갱신 속도는 800Hz로 두었다. 귀환 채널에 의한 가중치 갱신 지연은 1 슬롯으로 두었으며 송신전력 갱신 지연은 가중치 갱신 지연과 동일하게 두었다. 수신단에서의 동기 오류는 없으며, 채널은 시간에 따라 통계적 특성이 변하지 않는다고 가정하였다.

그림 1은 모의실험을 위해 구성된 모델의 송신단 및 수신단 블록도이다. 채널 인코딩된 신호는 인터리빙 과정을 거쳐 확산열에 의해 확산된 후 트래픽 채널의 복조를 위한 사용자 구분 파일럿과 더해져 각 안테나에 동일하게 입력된다. 이동국으로부터 선택된 각 안테나로 입력된 신호에는 안테나마다 다른 가중치가 곱해진다. 각 안테나 신호들이 겪는 채널을 구분하여 추정하기 위해 안테나 구분 파일럿

표 4-1. 모의실험 변수

변조 방식	QPSK
정보 전송 속도	76.8 Kbps
칩률	3.6864 Mcps
프레임 길이	20 ms
채널 부호화	1/3 길쌈 부호
인터리버	블럭 인터리버
Walsh 코드 길이	32
반송 주파수	2 GHz
전력제어 및 가중치 갱신 속도	800 Hz
전력 제어 간격	± 0.5 dB
가중치 갱신 지연	1 슬롯 (1.25 ms)
사용자당 보조 파일럿 전력	트래픽 대비 -10 dB

은 모든 송신 안테나에서 각각 전송된다. 각 안테나를 위한 가중치는 식 (9)를 이용해 이동국에서 계산된 후 양자화되어 기지국으로 전송된다. 수신단에서는 먼저 파일럿 신호들을 이용하여 각 송신 안테나와 수신 안테나간의 채널을 추정하고 수신된 신호는 최대비 결합된 후 디인터리빙과 디코딩 과정을 거쳐 원래 신호로 복원된다. 이 논문에서는 채널 추정으로 인한 오류 및 귀환 정보의 전송 오류는 없다고 가정하였다.

V. 결과 및 분석

그림 2에서 그림 4는 적응형 송신 빔 성형 방식과 안테나 선택 다이버시티 방식을 결합한 시스템의 순방향 링크의 성능을 보여준다. 송신 안테나 수(N)와 선택 안테나 수(M)에 따른 시스템 성능을 각 안테나간 채널의 시간 및 공간 상관도에 따라 모의 실험을 통해 비교하였다. 시간 및 안테나간 채널의 공간 상관도를 갖는 주파수 비선택적 페이딩 환경을 고려하였으며 수신단에서의 동기 에러 및 채널 추정 에러, 귀환 정보의 전송 에러는 없다고 가정하였다. 빠른 전력제어 방식을 적용하였으며 전력 제어 간격은 $\pm 0.5\text{dB}$ 로 두었다. 전력 제어를 위한 송신 전력 갱신 지연과 가중치 갱신 지연은 1슬롯(1.25ms)으로 동일하게 두었다.

그림 2는 안테나간 채널의 공간 상관 특성이 서로 독립적이고 최대 도플러 주파수가 90Hz인 주파수 비선택적 페이딩 채널에서 송신 안테나 수와 선택 안테나 수 (N, M)에 따른 시스템의 BER 성능을 보여준다. (N, M) = (4, 2)인 경우는 송신 안테나 4개를 모두 사용하는 경우에 비해 BER 10^{-4} 에서 약 0.8dB 정도의 성능 저하를 보이고 있다. 이 경우 송신 빔 성형을 위한 귀환 정보는 2개의 안테나를 선택해서 사용할 때 42%(12bits \rightarrow 7bits) 정도의 전송량을 줄일 수 있다. (N, M) = (4, 3)인 경우는 BER 10^{-4} 에서 약 0.2dB 정도의 성능 저하를 보이고 있으며 이 경우 17%(12bits \rightarrow 10bits) 정도의 귀환 정보 전송량을 줄일 수 있다. 송신 안테나가 8개인 경우 요구되는 귀환 정보는 28bits이다. 이 때 4개의 송신 안테나를 선택하여 송신 빔 성형 방식을 적용하면 요구되는 귀환 정보는 안테나 선택을 위한 7bits와 가중치 전송을 위한 12bits가 요구되며 총 33%(28bits \rightarrow 19bits) 정도의 전송량을 줄일 수 있게 된다. 안테나 8개중에서 4개를 선택하여 사용하는 경우 BER 10^{-4} 에서 약 0.6dB

정도의 성능 저하를 보이고 있다.

그림 3은 안테나간 채널의 공간 상관 특성이 서로 독립적이고 최대 도플러 주파수가 90Hz인 다중경로 페이딩 채널에서 송신 안테나 수와 안테나 선택 방식에 따른 시스템의 BER 성능을 보여준다. 그림 2에서는 (4, 3)과 (4, 4) 및 (8, 6)과 (8, 8)의 경우 성능차이가 거의 없었으나, 다중 경로 페이딩 채널에서는 약 0.2 dB 정도의 성능 차이를 보이고 있다. 이는 다중 경로로 인한 다이버시티 이득에 의해 안테나 선택으로 인한 다이버시티 이득이 줄어든 것으로 판단된다. 특히 안테나 수가 4이하의 경우에 대해서는 다중 경로 페이딩 환경에서 시스템 성능이 주파수 비선택적 페이딩 채널에서의 성능보다 열화한 것으로 나타났다. 이는 주파수 비선택적 페이딩 환경에서의 빔 성형 이득이 다중 경로 페이딩 환경에서 보다 빔 성형 이득이 더 크다는 것을 보여준다.

그림 4는 안테나간 채널의 공간 상관도가 약 0.85(AOS 10°)이고 최대 도플러 주파수가 90Hz인 주파수 비선택적 페이딩 채널에서 송신 안테나 수와 안테나 선택 방식에 따른 시스템의 BER 성능을 보여준다. 안테나간 채널의 공간 상관도가 높은 환경에서는 채널의 다이버시티 이득이 적어서 안테나 수가 많을수록 안테나 이득에 의한 성능 향상이 두드러지게 된다. 송신 안테나가 4개이고 2개의 안테나를 선택하는 경우의 시스템 성능은 E_b/N_0 4.23dB 정도에서 BER 10^{-4} 의 성능을 얻을 수 있으며 4개 모두를 사용하는 경우와 비교해 볼 때 약 BER 10^{-4} 에서 약 1.3dB 정도의 성능 저하를 보이고 있다. 송신 안테나가 8개이고 4개의 안테나를 선택하는 경우는 E_b/N_0 -0.2dB 정도에서 BER 10^{-4} 의 성능을 얻을 수 있으며 8개 모두를 사용하는 경우에 비해 약 1dB 정도의 성능 저하를 보이고 있다. 안테나간 공간 상관 특성이 서로 독립적인 경우(그림 2)와 비교해 볼 때 안테나를 8개 모두 사용한 경우는 BER 10^{-4} 에서 약 2dB 정도의 성능차이를 보이며 안테나 8개중 4개만을 선택하는 경우는 약 1dB 정도의 성능 차이를 보인다.

그림 5는 안테나간 채널의 공간 상관도가 약 0.85(AOS 10°)이고 최대 도플러 주파수가 90Hz인 다중경로 페이딩 채널에서 송신 안테나 수와 안테나 선택 방식에 따른 시스템의 BER 성능을 보여준다. (N, M) = (4, 3)인 경우는 (4, 4)인 경우에 비해 약 0.7dB 정도의 성능 저하를 보이며, (8, 6)의 경우는 (8, 8)에 비해 약 0.4dB 정도의 성능 열화를 보이고 있다. 이는 송신 안테나의 공간 상관도가 높은 경우는 안테나 선택으로 인한 다이버시티 이득

이 줄어 들게 되며, 다중 경로로 인한 다이버시티 이득이 상대적으로 커지게 됨을 보여준다.

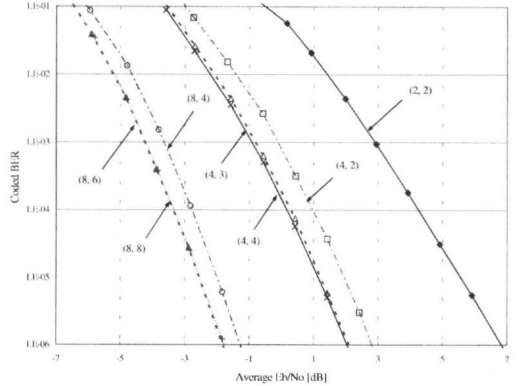


그림 2. 최대 도플러 주파수가 90Hz인 주파수 비선택적 페이딩 채널 환경에서 송신 안테나 선택 방식에 따른 BER 성능 (안테나간 채널의 공간상관특성은 서로 독립적)

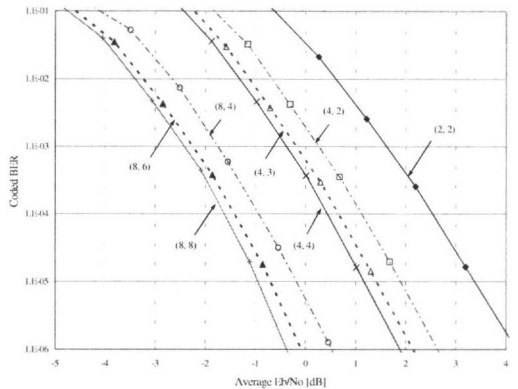


그림 3. 최대 도플러 주파수가 90Hz인 다중경로 페이딩 채널 환경에서 송신 안테나 선택 방식에 따른 BER 성능 (안테나간 채널의 공간상관특성은 서로 독립적)

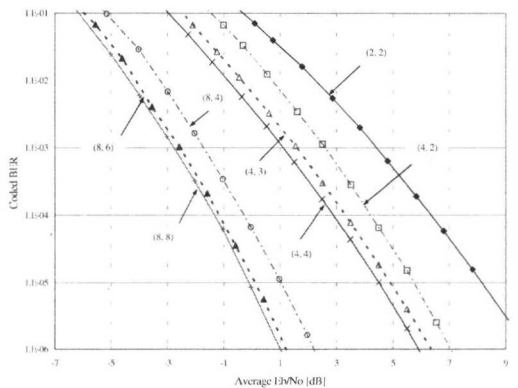


그림 4. 최대 도플러 주파수가 90Hz인 주파수 비선택적 페이딩 채널 환경에서 송신 안테나 선택 방식에 따른 BER 성능 (AOS 10°: 안테나간 채널의 공간상관도 약 0.85)

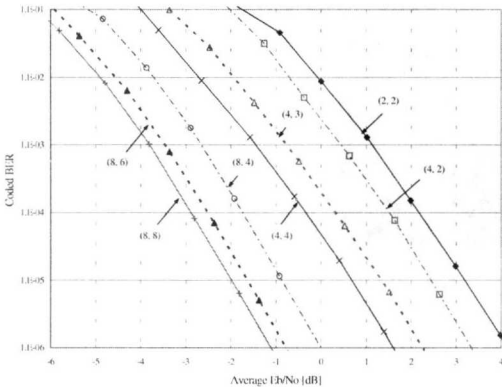


그림 5. 최대 도플러 주파수가 90Hz인 다중경로 페이딩 채널 환경에서 송신 안테나 선택 방식에 따른 BER 성능 (AOS 10°: 안테나간 채널의 공간상관도 약 0.85)

VI. 결론

이 논문에서는 적응형 송신 빔 성형 방식과 안테나 선택 다이버시티 방식을 결합한 순방향 링크 CDMA 시스템을 제안하고 성능을 연구하였다. 시간 상관 및 공간 상관 특성을 갖는 주파수 비선택적 페이딩 채널 과 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 송신 안테나 수와 안테나 선택 방식에 따른 시스템 성능을 모의 실험을 통해 정량화 했으며 이 때 요구되는 귀환 정보 전송량을 비교하였다.

모의실험 결과는 안테나간 채널의 공간 상관 특성이 서로 독립적이고 $M/N=0.75$ 일 때, 적응형 송신 빔 성형 시스템과 안테나 선택 방식이 결합된 시스템의 성능 차이가 약 0.2dB 이하임을 보여주고 있으며 이때 약 11%~17% 정도의 귀환채널 정보를 줄일 수 있음을 보여주었다. 안테나간 채널의 공간 상관도가 높은 경우는 서로 독립적인 경우에 비해 성능 저하가 커지는 것으로 나타났다. 비선택적 페이딩 채널인 경우 $M/N=0.75$ 인 경우는 $M/N=1.0$ 인 경우에 비해 약 0.2~0.3dB 정도의 성능 열화를 보이고 있으며, 다중 경로 페이딩 채널에서는 약 0.4~0.7dB 정도의 성능 열화를 보이고 있다.

송신 안테나의 공간 상관도가 높은 경우는 안테나 선택으로 인한 다이버시티 이득이 줄어들게 되며, 따라서 다중 경로로 인한 다이버시티 이득이 상대적으로 커지게 됨을 보여준다. 각 송신 안테나간 채널이 서로 독립적인 경우 안테나 선택으로 인한 다이버시티 이득은 $M/N=0.75$ 이상일 때 $M/N=1.0$ 인 시스템과 거의 동일한 성능을 얻을 수 있었다.

참고 문헌

- [1] Forsythe K.W., Bliss D.W., Keller C.M., "Multichannel adaptive beamforming and interference mitigation in multiuser CDMA systems," *The Thirty-Third Asilomar Conference*, vol.1, pp.506 -510, 1999.
- [2] Mohamed N.A., Dunham J.G., "A simple combined conjugate gradient beamforming and interference cancellation scheme for DS-SS-CDMA in a multipath fading channel," *Wireless Communications and Networking Conference*, vol.2, pp.859 -863, 1999.
- [3] Luo T., Sousa E.S., Pasupathy S., "Transmit beamforming and power control in downlink channels of a multi-rate CDMA communication system," *IEEE. ICC 2000.*, vol. 2 , pp.1004 -1008, 2000.
- [4] D. Gerlach, A. Paulraj, "Adaptive transmitting antenna array with feedback," *IEEE Signal Processing Letter*, vol. 1, no. 10, Oct. 1994.
- [5] Arrays Visotsky E., Madhow U., "Optimum Beamforming Using Transmit Antenna Arrays," *Proc. IEEE Veh Technol. Conf.*, vol. 1, pp.851-856, 1999.
- [6] Hottinen A., Wichman, "Transmit diversity using filtered Feedback weight in the FDD/WCDMA system," *R. Broadband Communications, Proceedings.International Zurich Seminar on*, pp. 15-21, 2000.
- [7] Farrokh Rashid-Farrokhi, K. J. Ray Liu, Leandros Tassilullas, "Transmit Beamforming and Power Control for Cellular Wireless Systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1437-1449, Oct. 1998.
- [8] Farrokh Rashid-Farrokhi, Leandros Tassiulas, "Power Control And Space-Time Diversity For CDMA Systems," *GLOBECOM 1998. The Bridge to Global Integration. IEEE.*, vol. 4, pp. 2134-2140, 1998.
- [9] G.G. Raleigh, S. D. Diggavi, V.K. Jones, A. Paulraj, "A blind adaptive transmit antenna algorithm for wireless communications," *Proc.*

IEEE ICC'95, vol. 3, pp. 1949-1995, 1995.

- [10] TR45, TIA/EIA/ISSS-2001.2.
- [11] J. Saltz, J. H. Winter, "Effect of Fading Correlation on Adaptive arrays in Digital Wireless Communications," *Proc. IEEE ICC '93*, pp.1768-1774, 1993.
- [12] S. T. Kim, J. H. Yoo, H.K. Park, "A Spatially and Temporally Correlated Fading Model for Array Antenna Applications," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. 48, no. 6, pp. 1899-1905, Nov.1999.
- [13] Marcos Katz, Esa Tiirola, and Juha Ylitalo, "Combining Space-Time Block Coding with Diversity Antenna Selection for Improved Downlink Performance", *Proc. VTC '01.*, pp. 178-182, fall 2001.
- [14] J.H Winters, "Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochannel Interference," *IEEE J. Select. Areas Common.*, vol.SAC-2, no. 4, pp. 528-539,1984.
- [15] Jin Kyu Han, Ji Yung Oh, Cheol Yong Ahn, and Dong Ku Kim, "Effects of Feedback Channel Delay on Transmit Adaptive Arrays," *Proc. MDMC'01*, pp.219-226, Pori, 2001.

김 동 구(Kim, Dong Ku)

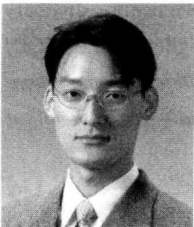


1983년 2월 : 한국항공대학교
통신공학과(공학사)
1985년 : U.S.C. Dept. of
Electrical Engineering
(공학석사)
1992년 : U.S.C. Dept. of
Electrical Engineering
(공학박사)

1999년~현재: 연세대학교 공과대학 기계전자공학부 부교수

<주관심 분야> CDMA 이동통신시스템, 3G/4G 시스템, 오류정정부호

안 철 용(Ahn, Cheol Yong)



1996년 2월 : 경북대학교
전자공학과(공학사)
1998년 8월 : 연세대학교
전파공학과(공학석사)
1998년 9월~현재 : 연세대학교
전기전자공학과
박사과정

<주관심 분야> 3G/4G 이동시스템, 스마트 안테나

한 진 규(Jin Kyu Han)



1996년 2월: 연세대학교
전파공학과 학사졸업
1998년 2월: 연세대학교
전파공학과 석사졸업
1998년 3월~현재: 연세대학교
전기전자공학과
박사과정

<주관심 분야> 4G 시스템, MIMO 시스템 용량 분석, 스마트 안테나