

# 폐쇄 루프 송신 빔 성형을 적용한 CDMA 시스템의 귀환 채널 구조에 따른 순방향 링크 성능 연구

정희원 오지영\*, 안철용\*, 한진규\*, 김동구\*

## The Performance Evaluation of Forward Link of CDMA System Adopting Closed-loop Transmit Beamforming with Feedback Channel Structure

Ji-yung Oh\*, Cheol Yong Ahn\*, Jin Kyu Han\*, Dong Ku Kim\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 이동국 수신 신호의 SINR을 최대화하는 빔 성형 알고리즘을 이용하여, 폐쇄 루프 송신 빔 성형 기술을 적용한 순방향 링크 CDMA 시스템에서의 안테나 수, 귀환 채널의 구조, 귀환 지연 등과 시스템 성능과의 상관관계를 연구하였다. 폐쇄 루프 전송 빔 성형에서는 이동국이 각 안테나가 겪는 채널을 추정하여 수신 SINR을 최대화시키는 가중치 벡터를 계산하고, 귀환채널을 통해 가중치 벡터의 양자화 된 진폭과 위상정보를 전송한다. 컴퓨터 모의 실험 결과는 송신 안테나가 2개, 3개, 4개로 늘어남에 따라 빔 성형 이득은 단일 송신 안테나와 비교해  $10^{-5}$  BER 근방에서 4.2dB, 5.8dB, 7dB로 증가하지만 양자화 오류에 의한 성능 저하 또한 0.1dB, 0.6dB, 1.3dB로 커지는 것을 보여준다. 또한 순방향 채널의 최대 도플러 주파수가 100Hz일 때에는 귀환 채널을 통한 송신 가중치 벡터를 보다 빠르게 갱신하는 것이 가중치 벡터의 양자화 레벨의 수를 늘여주는 것보다  $10^{-5}$  BER 근방에서 0.6dB 더 좋은 성능을 보이며, 최대 도플러 주파수가 10Hz일 때에는 가중치 벡터의 갱신 속도를 늘이기 보다 양자화 레벨의 수를 늘여주어 정확한 가중치 벡터를 전송하는 편이 0.9dB의 성능 향상을 보인다. 두 전력제어 그룹 길이의 귀환지연으로 인한 성능저하는 채널의 최대 도플러 주파수가 50Hz인 경우가 채널의 최대 도플러 주파수가 100Hz인 경우보다  $10^{-5}$  BER 근방에서 0.3dB 정도 더 작다. 또한 AOS가 3°인 경우가 AOS가 10°인 경우보다  $10^{-5}$  BER 근방에서 1.9dB 정도, 주파수 선택적 페이딩 채널이 주파수 비선택적 페이딩 채널보다  $10^{-5}$  BER 근방에서 1dB 정도 귀환 지연으로 인한 성능의 저하가 작다.

### ABSTRACT

In this paper, the relations between down link performances of CDMA system adopting closed-loop transmit beamforming scheme and parameters, such as the number of antennas, feedback channel structure and feedback delay, are investigated using the algorithm that determines beamforming weight vector maximizing received SINR of the mobile station. In closed-loop transmit beamforming, mobiles estimate forward link channels experienced by each antenna signal. Using these estimated channels, the weight vector is decided and then quantized values of amplitudes and phases of this weight vector are transmitted back to the base station. Results show that as the number of transmit antennas increases by 2, 3 and 4, performance degradation due to quantization error increases by 0.1dB, 0.6dB and 1.3dB though beamforming gain increases by 4dB, 5.8dB and 7dB as well. When the maximum Doppler frequency of forward link channel gain is 100Hz, the feedback method with more frequent

\* 연세대학교 전기전자공학과(ohjiyung@hanmail.net)

논문번호: 00492-1229, 접수일자: 2000년 12월 29일

※ 이 연구는 퀄컴(Qualcomm) 지원으로 수행되었습니다.

update rate of feedback weight vector achieves 0.6dB at  $10^{-5}$  BER compared to the feedback method with higher quantization levels of feedback informations. However when the maximum Doppler frequency of forward link channel gain is 10Hz, the latter feedback method operates superior by 0.9dB at  $10^{-5}$  BER to the former. Comparing two values of maximum Doppler frequency, 50Hz and 100Hz, performance degradation due to feedback delay of 2 power control groups is less by 0.3dB at 50Hz maximum Doppler frequency. When AOS is  $3^\circ$ , performance degradation due to feedback delay of 2 power control groups is less by 1.9dB around  $10^{-5}$  BER than when AOS is  $10^\circ$ , and frequency selective channel is less sensitive by 1dB at  $10^{-5}$  BER than frequency non-selective channel.

### I. 서론

지금까지 기지국의 적응형 배열 안테나는 역방향 링크의 간섭신호를 제거하기 위하여 많이 연구되어져 왔다<sup>[1],[2]</sup>. 최근에는 기지국의 적응형 배열 안테나를 역방향 링크를 위한 수신 빔 성형 뿐 아니라 순방향 링크를 위한 송신 빔 성형에 사용하기 위한 연구가 많이 이루어지고 있다<sup>[3],[6]</sup>. 송신 빔 성형에서는 각 안테나의 송신 신호에 가중치를 주어 원하는 사용자 방향으로 방향성 있는 빔을 형성함으로써 원하는 방향으로의 빔 성형 이득을 얻을 뿐 아니라 간섭신호의 크기를 최소화 시켜 순방향 링크에서의 동일 채널 간섭을 제거하고 CDMA 시스템의 용량을 증가시킨다<sup>[4],[5]</sup>. 각 이동국을 위한 전력 할당량과 가중치를 복합적으로 결정해 줌으로써 시스템의 총 송신 전력을 줄여 시스템 용량을 증가시킬 수 있는 송신 빔 성형 알고리즘도 연구되고 있다<sup>[7],[8]</sup>.

송신 빔 성형에 있어서 가장 중요한 것은 각 안테나로부터의 신호들이 겪게 되는 순방향 링크의 채널 특성을 기지국에서 정확히 추정하여 가중치를 적용하는 것이다. 시분할 듀플렉스(TDD) 모드에는 역 방향 링크의 채널과 순방향 링크의 채널이 서로 가역성을 갖기 때문에 기지국에서 추정된 역 방향 링크의 채널특성을 송신 빔 성형 결정에 사용할 수 있는 반면, 주파수 분할 듀플렉스(FDD) 모드에서는 두 링크의 채널 특성이 독립적이기 때문에 이동국이 순방향 링크의 채널 정보를 추정하여 귀환 채널을 통해 기지국으로 전송해 주어야 한다<sup>[9]</sup>. 그러므로 FDD 모드에서 송신 빔 성형 이득을 얻기 위해서는 순방향 채널 정보를 보다 정확하게 그리고 효율적으로 전달할 수 있도록 귀환 채널이 설계되어야 한다.

본 논문에서는 수신신호의 신호 대 간섭과 잡음비(SINR)를 최대화하는 빔 성형 가중치 결정 알고

리즘을 알아보고, CDMA 시스템에 폐쇄 루프 송신 빔 성형 방식을 적용하여 성능을 살펴본다. 귀환 채널의 구조에 따른 송신 빔 성형 시스템의 성능변화를 컴퓨터 모의 실험으로 알아보며 귀환 지연에 따른 성능 저하를 순방향 링크의 채널 특성, 즉 시간 상관도, 공간 상관도, 다중 경로의 수에 따라 살펴본다.

### II. 송신 빔 성형

#### 1. 송수신 신호 모델

이 절에서는 기지국에서 M개의 적응형 배열 안테나를 사용하는 CDMA 시스템에 송신 빔 성형 기술을 적용하여 순방향 링크의 송수신 신호를 모델링한다.

기지대역 등가 모델 표현을 이용하면 i번째 기지국의 송신 안테나로의 입력 신호는 기지국 i가 서비스하는 K명의 사용자 신호들의 합으로 식(1)과 같이 표현된다.

$$S_i(t) = \sum_{j=1}^{K_i} s_{i,j}(t) \quad (1)$$

M개의 송신 안테나에는 식(1)의 신호가 동일하게 입력되며 각 송신 안테나로의 입력 신호들은 서로 다른 가중치가 곱해져 이동국으로 전송되게 된다. 그러므로 i번째 기지국의 총 송신 신호는 식(2)와 같이 표현된다.

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

여기에서  $w_{i,j,m}$ 는 i번째 기지국의 j번째 사용자의 m번째 안테나 신호를 위한 가중치를 나타내며 부가적으로 송신 전력이 인가되는 것을 막기 위해

가중치  $w_{i,j,m}$ 은 식(3)와 같이 정규화 되어야 한다.

$$\sum_{m=1}^M |w_{i,j,m}|^2 = 1 \quad (3)$$

식(2)에서  $P_T$ 는 전력제어를 고려하지 않은 송신전력이며  $a_{i,j}$ 는 전력제어에 따른 송신신호 크기의 변화를 나타내는 계수이다.  $b_{i,j}(t)$ 와  $q_{i,j}(t)$ 는 각각  $i$ 번째 기지국의  $j$ 번째 사용자 신호를 위한 심볼 신호와 확산 시퀀스를 나타낸다.

수신단은 1개의 수신안테나와  $L$ 개의 RAKE branch로 구성되어 있으며 수신신호는 여러 기지국으로부터 송신된 신호들과  $L$ 개의 다중경로에 의해 지연된 이들 송신 신호들의 합으로 나타낼 수 있다. 그러므로  $q$ 번째 기지국의 사용자  $k$ 가 수신하는 신호는 가중치 벡터와 채널벡터를 이용하여 수식 (4) 과 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$r_{q,k}(t) = \sum_{i=1}^{N_C} \sum_{n=1}^L \sqrt{PL_{i,k}} h_{i,k}^{(n)} x_i(t - \tau_{i,k}^{(n)}) + n_{q,k}(t) \\ = \sum_{i=1}^{N_C} \sum_{j=1}^{K_i} \sum_{n=1}^L \sqrt{PL_{i,k}} w_{i,j}^H h_{i,k}^{(n)} s_{i,j}(t - \tau_{i,k}^{(n)}) + n_{q,k}(t) \quad (4)$$

여기에서  $PL_{i,k}$ 는 기지국  $i$ 로부터 기지국  $q$ 의 사용자  $k$ 로의 경로 손실을 나타내며  $\tau_{i,k}^{(n)}$ 와  $n_{q,k}(t)$ 는 기지국  $i$ 로부터 기지국  $q$ 의 사용자  $k$ 로의 다중 경로 중  $n$ 번째 경로의 시간 지연과 기지국  $q$ 의 사용자  $k$ 에서의 부가적 백색 가우시안 잡음(AWGN) 성분을 각각 나타낸다. 이때 가중치 벡터와 채널 벡터는 수식 (5)와 같이 정의된다.

$$\mathbf{w}_{i,j} = [w_{i,j,1}, \dots, w_{i,j,M}]^T \\ \mathbf{h}_{i,k}^{(n)} = [h_{i,k,1}^{(n)}, \dots, h_{i,k,M}^{(n)}]^T \quad (5)$$

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

$$z_{q,k}^{(l)}(m) = \sum_{n=1}^{(m)T + \tau_{i,k}^{(l)}} r_{q,k}(t) q_{i,k}^*(t - \tau_{i,k}^{(l)}) dt \\ = \sum_{n=1}^{(m)T + \tau_{i,k}^{(l)}} \left[ \sum_{i=1}^{N_C} \sum_{j=1}^{K_i} \sum_{n=1}^L \sqrt{PL_{i,k}} w_{i,j}^H h_{i,k}^{(n)} s_{i,j}(t - \tau_{i,k}^{(n)}) + n_{q,k}(t) \right] q_{i,k}^*(t - \tau_{i,k}^{(l)}) dt \\ = G_{q,k} b_{q,k}^{(m)} \sqrt{PL_{q,k} P_T} w_{q,k}^H \mathbf{h}_{q,k}^{(l)} \\ + \sum_{i=1}^{N_C} \sum_{j=1}^{K_i} \sqrt{PL_{i,k} P_T} a_{i,j} b_{i,j} \sum_{n=1}^L w_{i,j}^H h_{i,k}^{(n)} \int_{\tau_{i,k}^{(n)}}^{(m)T + \tau_{i,k}^{(l)}} b_{i,j}(t - \tau_{i,k}^{(n)}) q_{i,k}^*(t - \tau_{i,k}^{(l)}) dt \\ + \sum_{i \neq q} \sum_{j=1}^{K_i} \sqrt{PL_{i,k} P_T} a_{i,j} \sum_{n=1}^L w_{i,j}^H h_{i,k}^{(n)} \int_{\tau_{i,k}^{(n)}}^{(m)T + \tau_{i,k}^{(l)}} b_{i,j}(t - \tau_{i,k}^{(n)}) q_{i,k}^*(t - \tau_{i,k}^{(l)}) dt \quad (6)$$

$$+ \sum_{i=1}^{N_C} \sum_{j=1}^{K_i} \sqrt{PL_{i,k} P_T} a_{i,j} b_{i,j} \sum_{n=1}^L w_{i,j}^H h_{i,k}^{(n)} \int_{\tau_{i,k}^{(n)}}^{(m)T + \tau_{i,k}^{(l)}} b_{i,j}(t - \tau_{i,k}^{(n)}) q_{i,k}^*(t - \tau_{i,k}^{(l)}) dt \quad (6)$$

역 확산 과정을 거치면  $l$ 번째 RAKE branch에서  $l$ 번째 경로로 수신된 신호를 추출하며,  $l$ 번째 경로의  $m$ 번째 심볼의 RAKE 수신기 출력은 식(6) 같이 표현될 수 있다.

수식 (6)은 사용자  $k$ 를 위한 신호 성분뿐 아니라 다른 기지국 신호에 의한 간섭성분, 같은 기지국 내의 다른 사용자들을 위한 신호에 의한 간섭성분 그리고 잡음 성분으로 구성된다.

$L$ 개의 RAKE branch의 출력벡터  $z_{q,k}(m) = [z_{q,k}^{(1)}(m), \dots, z_{q,k}^{(L)}(m)]^T$ 는 결합(combining) 벡터  $\mathbf{v}_{q,k} = [v_{q,k}^{(1)}, \dots, v_{q,k}^{(L)}]^T$ 와 내적 되므로 RAKE 수신기를 통해 결합된 출력 신호는 수식 (7) 과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_{q,k}(m) = \sum_{l=1}^L z_{q,k}^{(l)}(m) \mathbf{v}_{q,k} = \mathbf{z}_{q,k}^T(m) \mathbf{v}_{q,k} \\ = G_{q,k} b_{q,k}^{(m)} \sqrt{PL_{q,k} P_T} w_{q,k}^H \mathbf{h}_{q,k} \mathbf{v}_{q,k} \\ + \sum_{i=1}^{N_C} \sum_{j=1}^{K_i} \sqrt{PL_{i,k} P_T} a_{i,j} b_{i,j} \sum_{n=1}^L w_{i,j}^H \tilde{\mathbf{h}}_{i,k} \mathbf{v}_{q,k} \\ + \sum_{i \neq q} \sum_{j=1}^{K_i} \sqrt{PL_{i,k} P_T} a_{i,j} b_{i,j} \sum_{n=1}^L w_{i,j}^H \tilde{\mathbf{h}}_{i,k} \mathbf{v}_{q,k} \\ + n_{q,k}(m) \mathbf{v}_{q,k} \quad (7)$$

여기에서 행렬  $\mathbf{H}_{i,j}$ 는 식(5)의 채널 벡터들로 이루어진 채널 행렬이며  $\tilde{\mathbf{H}}_{i,j}$ 은 채널벡터와 시간 지연이 다른 두 확산 시퀀스의 부분 상관도의 곱들로 구성되는 새로운 채널 행렬로 식(8)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{H}_{i,j} = [ \mathbf{h}_{i,j}^{(1)} \quad \dots \quad \mathbf{h}_{i,j}^{(L)} ] \quad (8)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}_{i,j} = [ \mathbf{h}_{i,j}^{(1)} \int_{\tau_{i,k}^{(1)}}^{(m)T + \tau_{i,k}^{(l)}} q_{i,j}(t - \tau_{i,k}^{(1)}) q_{i,j}^*(t - \tau_{i,k}^{(l)}) dt, \dots, \\ \mathbf{h}_{i,j}^{(L)} \int_{\tau_{i,k}^{(L)}}^{(m)T + \tau_{i,k}^{(l)}} q_{i,j}(t - \tau_{i,k}^{(L)}) q_{i,j}^*(t - \tau_{i,k}^{(l)}) dt ]$$

## 2. 채널 모델링

시뮬레이션을 위하여 시공간적으로 상관성을 갖는 레일리 페이딩 무선 벡터 채널을 사용하였다 [11],[12].  $k$ 번째 사용자 신호가 겪는 벡터 채널의 충격과 응답은 식 (9)와 같이 표현된다.

$$\mathbf{h}_k(t, \lambda) = \sum_{i=1}^L a(\theta_{k,i}, \lambda) a_{k,i}(\lambda) \delta(t - \tau_{k,i}(\lambda)) e^{j\pi k(\lambda)} \quad (9)$$

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 위상편이이다.  $\mathbf{a}(\theta_{k,l}, \lambda)$ 는 배열 응답 벡터(array response vector)로 정의되며  $\theta_{k,l}$ 은  $k$ 번째 사용자 신호의  $l$ 번째 경로의 기지국으로의 입사각으로 식(10)과 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.

$$f_{\theta_{k,l}}(\theta_{k,l}) = \begin{cases} 1/2\Delta_{k,l} & \theta_{k,l} \in (\theta_{k,l}^0 - \Delta_{k,l}, \theta_{k,l}^0 + \Delta_{k,l}) \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}, \text{ for } -\pi \leq \theta_{k,l} < \pi \quad (10)$$

이 벡터채널에서 시간 상관성은 최대 도플러 주파수에 의해 결정되며 공간 상관성은 안테나간의 거리, DOA(Direction of Arrival)와 AOS (Angle Of Spread)에 의해 결정된다<sup>[12]</sup>. 본 논문에서는 안테나간의 거리를 반 파장으로, 또 DOA를 0°로 가정하였으므로 공간 상관성은 AOS에 의해 좌우된다. 그림 1은 벡터 채널 모델을 그림으로 나타낸 것이다.

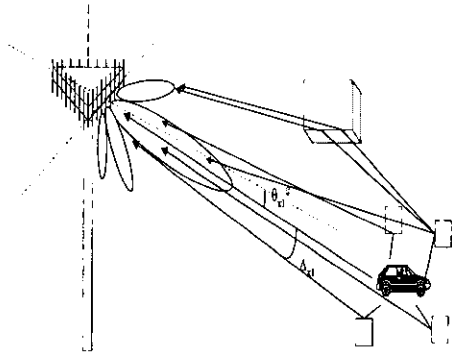


그림 1. 벡터 채널 모델

표 1. 차량전파환경에서의 tapped delay 파라미터

Tap	Channel A		Channel B		Doppler Spectrum
	Relative delay (ns)	Average power (dB)	Relative delay (ns)	Average power (dB)	
1	0	0	0	-2.5	CLASSIC
2	310	-1.0	300	0	CLASSIC
3	710	-9.0	8900	-12.8	CLASSIC
4	1090	-10.0	12900	-10.0	CLASSIC
5	1730	-15.0	17100	-25.2	CLASSIC
6	2510	-20.0	20000	-16.0	CLASSIC

주파수 선택적 페이딩 채널 모델은 ITU-R M.1225에서 권고한 IMT-2000 채널 임펄스 모델을 사용하였으며 중간 정도의 지연확산을 갖는 표 1의 차량 전파환경 채널 B에 대하여 고려하였다. 표1에는 각 채널 환경에서 첫 번째 탭 신호에 대한 상대적인 지연시간과 가장 큰 평균전력을 갖는 탭 신호에 대한 상대적인 평균전력, 각 탭 신호에 대한 도플러 스펙트럼 종류를 나타내었다. 수신단에서는 이들 6개의 다중경로 신호 중에서 평균전력이 가장 큰 3개의 경로 신호만을 가지고 복조를 한다.

### 3. 가중치 벡터의 결정

본 논문에서는 이동국 수신신호의 SINR를 최대화하는 가중치 벡터 결정 알고리즘을 사용한다<sup>[7],[14]</sup>. 식(7)에서 간섭과 잡음 성분을 제외한 수신 신호 전력을 최대화하는 결합 벡터  $\mathbf{v}_{q,k}$ 는 schwarz 부등식에 의해 식 (11)로 결정되어진다.

$$\mathbf{v}_{q,k} = \max \{ G_{a,q,k} b_{q,k}(m) \sqrt{PL_{a,k} P_T} \mathbf{w}_{q,k}^H \mathbf{H}_{a,k} \mathbf{v}_{q,k} \} = \mathbf{H}_{a,k}^H \mathbf{w}_{q,k} / \|\mathbf{H}_{a,k}^H \mathbf{w}_{q,k}\| \quad (11)$$

이 합성 벡터를 수식 (7)에 대입하여 RAKE 결합 출력에서의 SINR을 구해보면 식(12)과 같다.

$$\gamma_{q,k}(m) = \frac{(G_{a,q,k})^2 PL_{q,k} P_T \mathbf{w}_{q,k}^H \mathbf{H}_{q,k} \mathbf{H}_{q,k}^H \mathbf{w}_{q,k}}{\sum_{i=1}^{N_C} \sum_{j=1}^{K_i} PL_{i,k} P_T (a_{i,j})^2 \mathbf{w}_{i,j}^H \tilde{\mathbf{H}}_{i,k} \tilde{\mathbf{H}}_{i,k}^H \mathbf{w}_{i,j} + \sum_{j=1}^{K_i} PL_{q,k} P_T (a_{q,j})^2 \mathbf{w}_{q,j}^H \tilde{\mathbf{H}}_{q,k} \tilde{\mathbf{H}}_{q,k}^H \mathbf{w}_{q,j} + n_{q,k}(m) n_{q,k}(m)^H} \quad (12)$$

여기에서 서비스 기지국 이외의 다른 기지국들로부터 송신되는 신호들에 의한 간섭은 무시할 만큼 작다고 가정하고 기지국  $q$ 의 다른 이동국들은 그 수가 충분히 많으면서 기지국 내에 균등하게 분포한다고 가정하면 식(12)의 분모 성분은 백색잡음으로 볼 수 있게 되므로<sup>[16]</sup> 수신 SINR를 최대화하는 가중치 벡터는 수신 신호의 전력, 즉 식(12)에서 분자를 최대화하는 가중치 벡터와 일치하게 된다. 그러므로 위 가정들에 의해 우리가 구하고자 하는 가중치 벡터  $\mathbf{w}_{q,k}$ 는 식(13)으로 정의되며 채널의 공분산행렬  $\mathbf{R}_{a,k} = \mathbf{H}_{a,k} \mathbf{H}_{a,k}^H$ 의 고유벡터 중 가장 큰 고유치를 갖는 고유벡터로 결정된다.

$$\mathbf{w}_{q,k} = \max \{ (G_{a,q,k} b_{q,k})^2 PL_{q,k} P_T \mathbf{w}_{q,k}^H \mathbf{H}_{q,k} \mathbf{H}_{q,k}^H \mathbf{w}_{q,k} \}$$

$$= \max \{ \mathbf{w}_{q,k}^H \mathbf{R}_{q,k} \mathbf{w}_{q,k} \} \quad (13)$$

### III. 시뮬레이션과 결과

이 장에서는 식(13)의 가중치 결정 알고리즘을 사용한 순방향 송신 빔 성형 기술의 링크레벨 성능을 CDMA 시스템 환경에서 살펴보았다.

기지국 신호의 전력 밀도는  $I_{\alpha}$  로 정의하였으며 기지국 전력밀도에 대한 원하는 사용자를 위한 칩 에너지의 비를  $E_c/I_{\alpha}$  로 나타내었다. 원하는 사용자의 송신 전력을 제외한 나머지 전력은 동일 기지국 내의 다른 사용자에게 할당되며 동일 기지국 간섭 신호로 작용하게 된다. 다른 기지국으로부터의 간섭신호는 평균이 0이고 분산이  $I_{oc}$  인 AWGN으로 모델링 하였다.

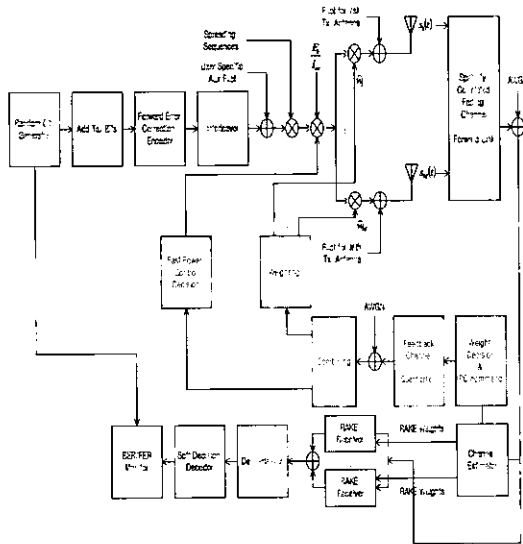


그림 2. 전송빔성형을 적용한 cdma2000 시스템의 송수신 블록도

그림 2는 순방향 송신 빔 성형 시뮬레이터의 송수신 블록도이다. 시뮬레이션에는 여러 개의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나가 사용되었다. 송신단에서는 부호화 되고 인터리빙 된 비트들이 확산코드로 확산된 다음, 트래픽 채널의 복조를 위한 사용자 구분 파일럿과 더해져 각 안테나에 동일하게 입력된다. 각 안테나로 입력된 신호에는 안테나마다 다른 가중치가 곱해지고 각 안테나 신호들이 겪는 채널을 구분하여 추정하기 위해 안테나 구분 파일럿이 더해져서 채널로 전송된다. 수신단에서는 먼저

파일럿 신호들을 이용하여 각 송신 안테나와 수신 안테나간의 채널을 추정하고 식(13)을 사용하여 수신단으로 귀환할 가중치 벡터를 계산한다. 이렇게 계산된 가중치벡터는 귀환채널을 통하여 송신단으로 전송된다.

주요 시뮬레이션파라미터들을 표2에 나타내었다. 모든 시뮬레이션에는 Inner-loop 전력제어가 동작한다. Inner-loop 전력 제어를 위해 수신단에서는  $E_b/N_t$ 를 추정하여 목표치와 비교한 다음 up/down 명령을 결정하여 송신단으로 전송해 준다. 전력제어에 의한 트래픽  $E_c/I_{\alpha}$ 의 상/하한선은 -12/-32dB이다. 공용 파일럿의 전력은  $I_{\alpha}$  대비 -7dB이며 사용자당 보조 파일럿의 전력은 트래픽 채널 전력 대비 -10dB이다. 전력 제어 비트와 양자화된 귀환채널 비트의 비트 오류율은 5%이다.

표 2. 시뮬레이션 파라미터

비트률	9.6 Kbps
칩률	3.6864Mcps
프레임 길이	20 ms
컨볼루션 코딩 코드	(3,1,9)
인터리버	블록 인터리버
Walsh 코드 길이	356
반송 주파수	2 GHz
공용 파일럿 전력	-7dB
최대/최소트래픽 $E_c/I_{\alpha}$	-12/-32dB
전력제어오류	5%
전력 제어 간격	$\pm 0.5$ dB
사용자당 보조 파일럿 전력	트래픽 대비 -10dB

#### 1. 안테나 수와 양자화 오류에 따른 성능

그림 3는 주파수 비선형적 레일레이 페이딩 채널에서 송신 안테나 수에 따른 송신 빔 성형 시스템의 비트 오류률(BER) 성능을 나타낸 그래프이다. 이때  $I_{\alpha}/I_{oc}$ 는 8dB, 수신 안테나 개수는 1로 두었으며 각 송신 안테나와 수신 안테나 간의 채널은 공간 상관도가 없다고 가정하였다. 각 안테나 신호들이 겪는 채널은 이동국에서 오류 없이 추정되어 식(13)의 가중치 결정 알고리즘에 의해 가중치 벡터가 결정되어진다. 송신빔의 모양은 가중치 값 자체가 아니라 가중치들의 비에 의해 결정되므로 식(13)에서 결정된 가중치는 기준 안테나 가중치에 대한 각 안테나 가중치의 비로 다시 계산되어 기준 안테나의 가중치, 1을 제외한 나머지 안테나들의 가중치

들이 귀환 채널을 통하여 가중치 복소값 그대로, 또는 양자화 되어 기지국으로 전송된다. 가중치의 양자화는 여러 가지 방식으로 이루어 질 수 있는데<sup>[15]</sup>, Lloyd-Max 양자화기와 균일 양자화기를 비교해 본 결과 공간 상관도가 0.5 이하인 경우 균일 양자화기가 더 좋은 성능을 보이므로 본 논문에서는 가중치의 양자화에 균일 양자화기를 사용하였다<sup>[15]</sup>. 이때 가중치의 진폭은 1비트, 위상은 3비트로 양자화 된다. 그림 3에서 점선과 실선 그래프는 각각 가중치 벡터가 양자화 되어 송신단으로 귀환될 때와 가중치 벡터가 복소값 그대로 귀환 될 때의 성능 그래프이다. 귀환 지연은 하나의 전력제어그룹 길이와 동일하여  $j$ 번째 전력제어그룹에서 결정된 가중치는 송신단으로 귀환되어  $j+1$ 번째 전력제어그룹에 적용된다.

그림 3에서, 송신 안테나의 수가 2개 3개, 4개로 늘어남에 따라  $10^{-5}$  BER 근방에서 송신 안테나가 하나인 경우에 비해 4.2dB, 5.8dB, 7dB의 디버시티와 빔성형 이득을 얻을 수 있다. 또한 귀환 가중치가 양자화 되었을 경우와 그렇지 않은 경우를 비교해 보면 안테나 수가 늘어남에 따라 양자화 오류에 의한 성능저하가 0.1dB, 0.6dB, 1.3dB로 점점 더 커지는 것을 볼 수 있다. 이것은 송신 안테나의 수가 늘어날수록 빔의 폭이 좁아지기 때문에 빔의 방향이 가중치 오류에 의해 더 많이 틀어지게 되기 때문이다. 그러므로 안테나의 수가 늘어날수록 보다 정확한 귀환 채널의 설계가 요구된다.

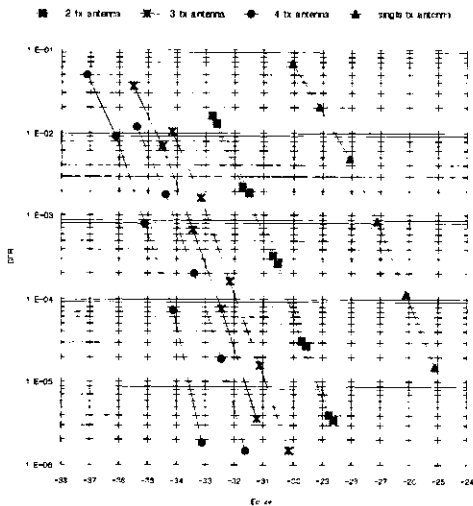


그림 3. 전송 빔 성형 시스템의 안테나수에 따른 BER 성능 (점선: 가중치를 양자화했을 경우, 귀환지연: 1 전력제어그룹)

## 2. 귀환 방식에 따른 성능

그림 4와 그림 5는 각각 채널의 최대 도플러 주파수 10Hz와 100Hz에 대하여 송신 안테나의 수가 세 개일 때 귀환 방법에 따른 송신 빔 성형의 BER 성능을 나타낸 그래프이다. 시뮬레이션 조건들은 그림 3에서와 동일하다.

그림 4와 그림 5에서, 귀환 비트를 3,200 bps에서 1,600 bps로 줄이는 두 가지 방법을 비교하였다. 원으로 표시된 그래프가 나타내는 첫 번째 방법은 양자화 비트 수는 진폭 한 비트, 위상 세 비트로 유지하면서 가중치의 갱신 비율을 400Hz로 줄여 귀환 비트율 1,600bps를 맞춰 주는 것이다. 삼각형으로 표시된 그래프가 나타내는 두 번째 방법은 진폭은 무시하고 위상 양자화에만 두 비트를 할당하여 가중치 갱신비율은 800Hz로 유지하면서 양자화 비트 수를 네 비트에서 두 비트로 줄여줌으로써 귀환 비트율 1,600bps를 맞춰 주는 것이다. 채널의 최대 도플러 100Hz일 때, 즉 채널이 빠르게 변할 때에는 가중치의 갱신 속도를 줄이는 대신 가중치 벡터의 양자화 레벨을 줄여 신속하게 가중치 정보를 귀환하는 것이  $10^{-5}$  BER 근방에서 0.6dB 정도 더 좋은 성능을 보이는 반면, 채널의 최대 도플러 주파수가 10Hz일 때에는 가중치의 갱신 속도를 낮추고 양자화 레벨 수를 유지해 보다 정확한 가중치 값을 귀환하는 것이 양자화 레벨 수를 줄여 가중치 갱신 속도를 높이는 것보다  $10^{-5}$  BER 근방에서 0.9dB 정도 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다. 그러

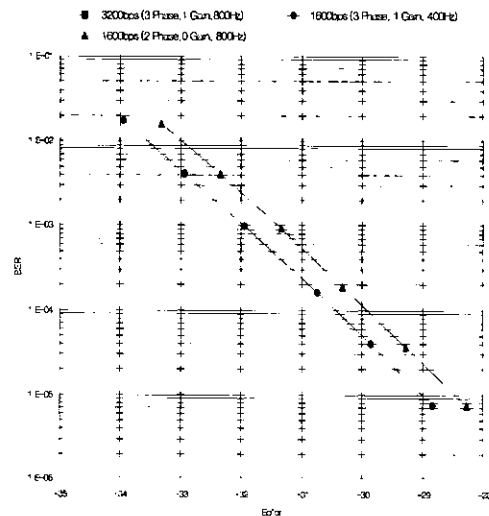


그림 4. 최대 도플러 주파수 10Hz에서의 귀환 방법에 따른 BER 성능 (송신안테나수:3, 채널환경:주파수비 선택적 채널, 귀환지연:1 전력제어 그룹)

므로 주어진 귀환 채널 용량에서 더 큰 빔 성형 이득을 얻기 위해 귀환채널은 순방향 채널의 특성을 고려하여 보다 효율적으로 설계되어야 한다.

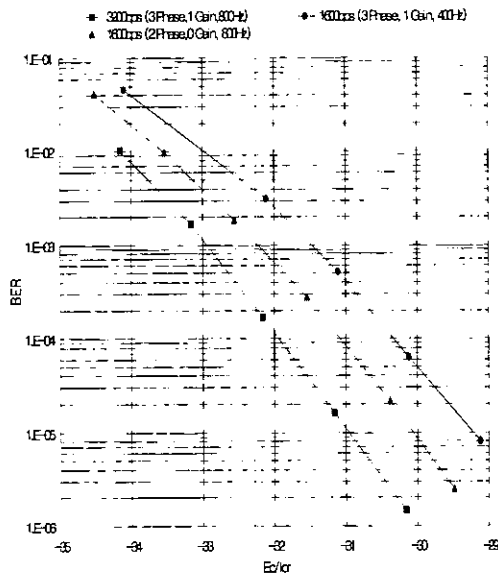


그림 5. 최대 도플러 주파수 100Hz에서의 귀환 방법에 따른 BER 성능(송신 안테나 수:3, 채널환경: 주파수 비선택적 채널, 귀환지연 : 1 전력제어그룹)

### 3. 귀환 지연에 의한 성능저하

그림 6, 그림 7과 그림 8은 귀환 지연에 따른 송신 빔 성형 시스템의 성능저하를 채널의 시간상관도(최대 도플러 주파수), 공간상관도(AOS) 그리고 다중경로의 수에 따라 살펴본 그래프들이다. 시뮬레이션에 사용된 송신 안테나 수는 2이며  $I_{or}/I_{oc}$ 은 6dB이다. 이동국은 각 안테나 신호들이 겪는 채널을 오류 없이 추정하여 가중치를 결정한다. 이때 귀환 지연 이외의 귀환오류의 발생을 배제하기 위해 가중치는 그림 3, 그림 4와 달리 양자화 하지 않고 그대로 송신단으로 귀환시킨다. 그림 6에서 채널의 최대 도플러 주파수가 100Hz인 경우, 채널의 최대 도플러 주파수가 50Hz인 경우에 비해  $10^{-5}$  BER 근방에서 귀환 지연에 의한 성능 저하가 약 0.3dB 정도 더 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. 이는 채널의 변동 속도가 빠를수록 일정한 귀환 지연에 의해 발생하는 가중치 오류가 더 크기 때문이다.

그림 7에서는 AOS가  $10^\circ$  인 경우(공간 상관계수 = 0.89, 기지국과 이동국간의 거리  $\approx 234.32m$ )가 AOS가  $3^\circ$  인 경우(공간 상관 계수 = 0.98, 기지국과 이동국간의거리  $\approx 777.48m$ )에 비해 귀환 지연에 의

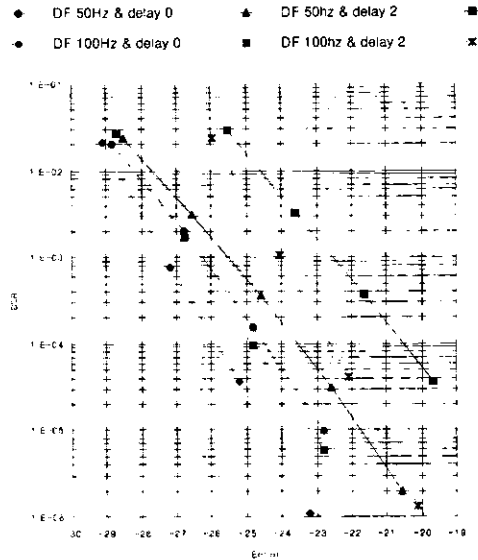


그림 6. 최대 도플러 주파수와 귀환 지연에 따른 BER 성능(채널환경: 주파수 비 선택적 채널, AOS:  $3^\circ$ )

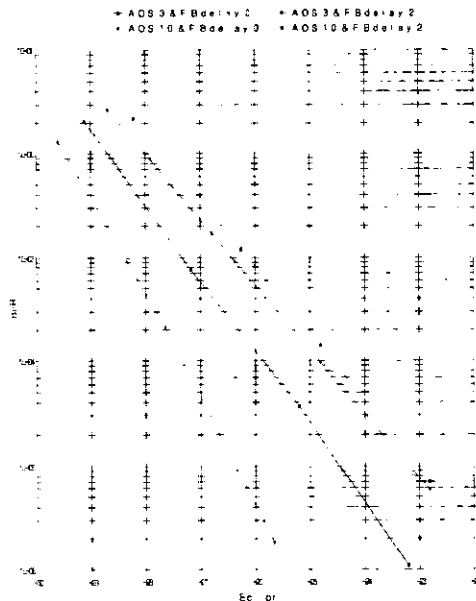


그림 7. AOS와 귀환 지연에 따른 BER성능 (채널환경: 주파수 비선택적 채널, 최대 도플러 주파수: 100Hz)

한 성능 저하가  $10^{-5}$  BER 근방에서 약 2dB 정도 더 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. 이것은 AOS가 큰 채널일수록 같은 귀환 지연에 대하여 발생할 수 있는 가중치 오류의 범위가 커지기 때문이다.

그림 8로부터 주파수 선택적 페넨의 성능저하를

채널의 시간상관 변동이 줄어든 것처럼 나타나므로 귀환 지연으로 인한 성능의 저하가 작게 나타나는 것이다.

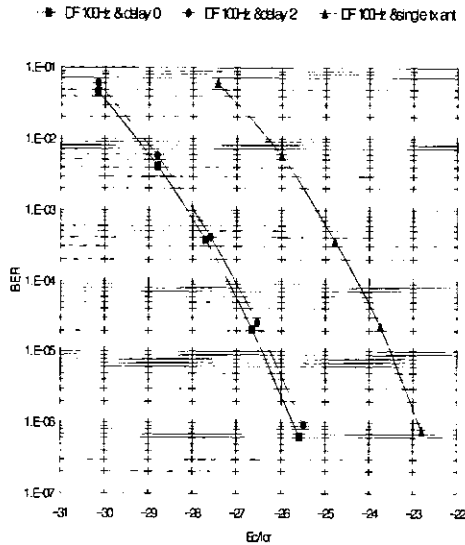


그림 8. 다중 경로를 갖는 채널에서의 귀환 지연에 따른 BER 성능 (경로수:3, 최대 도플러 주파수:100Hz, AOS: 3°)

#### IV. 결론

본 논문에서는 폐쇄 루프 송신 빔 성형 방식을 적용한 CDMA 시스템에 대하여 송신 안테나의 개수, 귀환채널 구조와 귀환 지연에 따른 성능을 살펴 보았다.

가중치를 귀환하여 송신 빔 성형을 구현할 경우, 송신 빔 성형 시스템의 성능은 귀환 채널의 구조와 귀환방법에 의해 좌우된다. 송신 안테나의 수가 2개, 3개, 4개로 늘어날 수록 송신 빔 성형 이득 또한  $10^{-5}$  BER 근방에서 4.2dB, 5.8dB, 7dB 늘어나지만 양자화 오류에 따른 성능 저하도 0.1dB, 0.6dB, 1.3dB로 커지기 때문에 송신 안테나의 수가 늘어날수록 보다 정확한 가중치 벡터의 귀환이 요구되어진다. 송신안테나의 수가 늘어남에 따라 귀환해야 할 정보의 양도 많아지게 되는데, 이때 순방향 링크의 채널특성을 고려하여 채널의 최대 도플러 주파수가 클 경우에는 가중치 갱신 속도를 높이고, 그렇지 않을 경우에는 귀환 정보의 양자화 레벨 수에 늘어 주어 귀환채널을 설계하면, 주어진 귀환채널 비트율에서 0.6dB~0.9dB 정도의 빔 성형 이득

을 더 얻을 수 있다. 순방향 채널이 시공간적으로 상관도가 낮을 경우에는 채널의 시공간적 변동이 크기 때문에 그렇지 않은 경우에 비하여 귀환 지연에 따른 송신 빔 성형 시스템의 성능 저하가 더 크게 나타났다. 귀환 지연에 의한 성능저하는 채널의 최대 도플러 주파수가 100Hz인 경우가 채널의 최대 도플러 주파수가 50Hz인 경우에 비해  $10^{-5}$  BER 근방에서 0.3dB로 더 크게 나타났으며, AOS가  $10^\circ$  인 경우가 AOS가  $3^\circ$  인 경우에 비해  $10^{-5}$  BER 근방에서 2dB정도 더 크게 나타났다. 또한 주파수 선택적 페이딩 채널에서는 경로 결합으로 채널의 변동이 줄어든 것처럼 보이게 되므로 주파수 비선택적 페이딩 채널에 비해 귀환 지연에 의한 성능저하가  $10^{-5}$  BER 근방에서 1dB 정도 작게 나타났다.

본 논문에서는 단순화된 가중치 결정 알고리즘들을 사용하여 귀환채널을 갖는 송신 빔 성형 시스템의 성능을 비교 분석해 보았다. 최적의 가중치결정 알고리즘은 모든 이동국의 수신 SINR을 최대화하도록 각 이동국의 가중치를 복합적으로 결정하는 것이나 식(12)에서와 같이 모든 이동국의 수신 SINR을 최대화하는 가중치를 구하기 위해서는 비 선형 문제를 풀어야 하기 때문에 본 논문에서는 몇 가지 가정으로 이 문제를 선형화 시켰다. 시스템의 최대 빔 성형 이득을 얻기 위해서는 비 선형 가중치 결정 알고리즘 문제를 풀어 모든 사용자 신호에 최적의 가중치를 적용해야 할 것이다. 본 논문에서 살펴본 송신 빔 성형 시스템의 성능들은 간단한 귀환 채널 구조와 몇 가지 대표적인 채널특성들에 대한 결과들이므로 보다 다양하고 실제적인 채널 환경에서의 성능 분석과 효과적인 귀환채널의 설계가 뒤따라야 할 것이다. 또한 송신 안테나의 수가 많아지게 되면 DOA가 클 경우 각 안테나 신호간의 경로 차이도 무시할 수 없을 정도로 커지게 되므로 Walsh 코드로 각 안테나 신호들이 겪는 채널을 정확히 추정하기가 어려워 질 수 있다. 그러므로 송신 안테나의 수가 늘어날 경우 선형 배열 안테나 대신 원형 배열 안테나를 사용하는 방법도 고려될 수 있을 것이다.

#### 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-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-2000.2*.
- [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] K. Rohani, M.Harrison, K. Kuchi,"A Comparison of Base Station Transmit Diversity Methods for Third Generation Cellular Standards," *Proc. IEEE Veh. Tech.* , pp. 351-355, May 1999.
- [14] J.H Winters, "Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochanel Interference," *IEEE J. Select. Areas Common.*, vol.SAC-2, no. 4, pp. 528-539,1984.
- [15] 오지영, "폐쇄루프 전송 빔성형을 적용한 CDMA 시스템의 귀환채널에 따른 성능연구", 연세대학교 석사학위 논문, 2000년 12월.
- [16] 한진규, "광대역 CDMA용 스마트 안테나의 특성에 관한 연구", 연세대학교 석사학위 논문, 1997년 12월

오 지 영(Ji-young Oh)



1999년 2월: 연세대학교  
전파공학과 졸업  
2001년 2월: 연세대학교  
전기전자공학과 졸업  
(석사)  
2001년 3월~현재: 삼성전지근무

안 철 응(Cheol yong Ahn)



1996년 2월: 경북대학교  
전자공학과 학사 졸업  
1998년 8월: 연세대학교  
전파공학과 석사 졸업  
1998년 9월~현재: 연세대학교  
전기전자공학과 박사과정

한 진 규(Jin Kyu Han)



1996년 2월: 연세대학교  
전파공학과 학사 졸업  
1998년 2월: 연세대학교  
전파공학과 석사 졸업  
1998년 3월~현재: 연세대학교  
전기전자공학과 박사과정

김 동 구(Dong Ku Kim)



1983년: 한국항공대학교  
통신공학과 학사 졸업  
1985년: U.S.C. Dept. of  
Electrical Engineering  
(M.S.)

1992년: U.S.C. Dept. of Electrical Engineering  
(Ph.D.)

1992년~1994년: Cellular Infrastructure group.  
Motorola, Fort Worth, Tx

1994년~1999년: 연세대학교 공과대학 기계전자공학  
부 조교수

1999년~현재: 연세대학교 공과대학 기계전자공학부  
부교수