

論文2003-40TC-2-1

# 광대역 다중경로 채널에서 스마트 안테나를 적용한 W-CDMA 시스템의 대역폭에 따른 성능분석

## (Analysis of W-CDMA System with Smart Antenna for Different Bandwidths in Wideband Multipath Channel)

全俊秀\*, 李柱錫\*\*, 金澈成\*\*\*

(Jun-Soo Jeon, Ju-Seog Lee and Cheol-Sung Kim)

## 요약

본 논문에서는 광대역 다중경로 채널에서 스마트 안테나를 적용한 W-CDMA 시스템의 성능을 서로 다른 대역폭(1.25MHz, 5MHz)과 서로 다른 환경(도심지역, 교외지역)에서 분석하였다. 스마트 안테나 시스템의 성능을 분석하기 위해서는 광대역 채널을 시·공간(Spatio-Temporal) 상관특성을 갖는 시변 선형 필터로 모델링하고, 공간 정보를 고려하기 위하여 배열 응답 벡터(array response vector)를 삽입하여 시간과 공간 정보를 갖는 벡터 채널 모델을 사용해야 한다. 이 때 공간적으로는 일정량의 각도 퍼짐을 갖는 부다중경로 성분으로 구성된 한 개의 반사파가 한 방향으로부터만 수신된다는 클러스터(cluster) 현상을 가정하였다. 광대역 CDMA의 경우에는 칩기간(chip duration)이 보다 짧기 때문에 다중 경로 현상이 협대역의 경우와는 다르다. 본 논문에서는 한 칩 내에 들어오는 다중경로 성분을 분리하여 가장 큰 신호 성분만을 찾아내어 원하는 사용자의 신호로 사용하는 방법으로 모의 실험을 실행하였다. 모의실험 결과, 협대역 CDMA를 사용하는 스마트 안테나 시스템보다 광대역 CDMA를 사용하는 스마트 안테나 시스템의 성능이 더 좋게 보임을 확인할 수 있었다. 또한 스마트 안테나는 2D-RAKE 수신기를 사용했을 때 도심지역에서 보다 더 효과적임을 확인할 수 있었다.

## Abstract

In this paper, the performance of DS-SS-CDMA system with smart antenna is analyzed for different bandwidths (1.25MHz, 5MHz) and different channel environments (rural, urban) in wideband multipath channel. For the analysis of smart antenna system, the vector channel having the spatio-temporal correlation is modeled as a time-variant linear filter in time, and each multipath is assumed as a reflective wave from only one direction (only one cluster) in space. Several multipaths within one chip are distinguished into each one and the strongest signal is selected. DS-SS-CDMA system with smart antenna using wider bandwidth present better performance than that using narrow bandwidth. It is shown that the smart antenna is more effective in urban area when using 2D-RAKE receiver.

**Keywords** : Smart Antenna, 2D-RAKE receiver, W-CDMA, Different Bandwidth, vector channel

\* 正會員, 全南大學校 컴퓨터工學科

(Dept. of Computer Engineering, Chonnam National University)

\*\* 正會員, 順天第一大學 電子情報通信學部

(Dept. of Information &amp; Communication, Suncheon First College)

\*\*\* 正會員, 全南大學校 電子컴퓨터情報通信工學部

(Dept. of Electronic &amp; Computer Engineering, Chonnam National University)

※ 본 연구는 한국과학재단 지정 전남대학교 고품질 전기전자부품 및 시스템 연구센터의 연구비 지원에 의해 연구되었습니다.

接受日字:2002年8月16日, 수정완료일:2003年1月27日

### I. 서론

최근 이동통신의 수요가 급증하고 다양한 형태의 서비스 제공이 요구됨에 따라 제한된 주파수 스펙트럼 내에서 양질의 통신 서비스와 많은 가입자의 수용에 대한 관심이 고조되어왔다. 따라서 한정된 주파수 스펙트럼의 이용효율을 높이는 것이 중요한 문제로 대두되었으며, 그 연구 결과 중 대표적인 것이 코드분할다중접속(CDMA: Code Division Multiple Access) 시스템이다. 그러나 현재와 미래의 폭발적인 이동통신 가입자 수의 증가는 이러한 기술로 제공되는 통신서비스와 수용 능력의 한계를 훨씬 앞지를 것으로 예상된다<sup>[1-2]</sup>. 따라서 고속의 데이터 전송시 요구되는 낮은 비트 에러율(bit error rate: BER)과 시스템의 용량증대를 위해서 스마트 안테나 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 스마트 안테나 시스템은 복수개의 배열 안테나 소자를 이용하여 각각의 안테나 소자에서 수신되는 신호들의 이득 및 위상을 조절하여, 기지국에서 원하는 사용자의 방향으로부터 전파되어 오는 신호만을 수신하고 그 이외의 방향에서 전파되어오는 다중 접속 간섭에 의한 잡음 신호레벨은 크게 감소시켜, 시스템의 성능을 향상시키고 기지국의 채널 용량을 증가시키는 시스템이다.

기 발표된 논문들의 경우는 대부분 스마트 안테나를 적용한 광대역 CDMA 시스템임에도 불구하고 해석방법은 기존의 협대역 CDMA와 동일한 방법을 택하고 있으므로 그 성능분석 결과가 전적으로 타당하다고 보기 어렵다. 본 논문에서는 서로 다른 확산 대역폭을 사용하는 시스템에 스마트 안테나를 적용하였을 때의 성능을 분석하고자 한다. 각 다중경로의 분해가능 시간(resolution time)은 100[nsec]이며, 그 크기는 레일리 분포를 따르고 평균신호전력은 지연 시간에 따라 지수적으로 감소한다고 가정하였다. 그리고 확산 대역폭이 다른 시스템을 사용하였을 때 한 칩 구간 내에 들어오는 다중 경로 성분을 채널에서 해상 할 수 있는 구간으로 분리하고 가장 큰 신호를 원하는 사용자의 신호로 처리하여 협대역 CDMA와 광대역 CDMA에 대한 성능을 도심지역채널 환경과 교외지역채널환경에서 분석하였다.

### II. 채널 모델화

본 논문에서는 광대역 채널 모델을 고려하였다. 기존

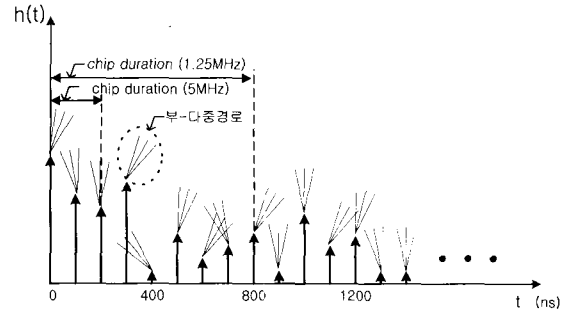


그림 1. 클러스터링 개념을 적용한 채널 임펄스 응답  
Fig. 1. Channel impulse response applying the concept of clustering.

의 협대역 해석방법에서는 시스템 대역폭에 관계없이 1chip 구간내에는 단 하나의 경로만 존재한다고 가정하여 해석하고 있다. 그러나 광대역 CDMA의 경우에는 칩구간(chip duration)이 협대역 CDMA 시스템보다 짧기 때문에 다중 경로 현상이 협대역의 경우와는 다르다. 본 논문에서는 <그림 1>과 같이 공간적으로는 일정량의 각도 퍼짐을 갖는 다수의 부-다중경로 성분으로 벡터합으로 구성된 한 개의 반사파가 한 방향으로부터만 수신된다는 클러스터링(clustering) 현상을 가정하였으며, 채널의 분해가능 시간이 100[nsec] (채널 대역폭: 10MHz)일 때, 시스템 대역폭에 따라 한 칩 구간내에 존재하는 다중경로의 수를 다르게 적용하였다.

스마트 안테나 시스템의 성능을 분석하기 위해서 채널을 시변 선형 필터로 모델링하고 공간 정보를 고려하기 위하여 배열 응답 벡터를 삽입함으로써 시간과 공간 정보를 갖는 벡터 채널 모델을 사용하였다<sup>[3]</sup>. 시공간 채널 모델에서 k번째 사용자 수신신호의 임펄스 응답은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_k(t) = \sum_{d=1}^D \sum_{l=1}^L \rho_{k,d,l} \delta(t - t_{k,d,l}) \exp(j\beta_{k,d,l}) \times a(\theta_{k,d,l}) \quad (1)$$

D는 클러스터(해상 가능한 경로)의 수이며 각 클러스터는 서로 다른 시간지연과 평균 DOA(Direction of Arrival)에서 Δ만큼의 AOS(Angle of Spread)를 갖는 L개의 부-다중경로 성분으로 구성되어 있고, 각 부-다중경로는 서로 다른 크기와 위상을 갖는다.

본 논문에서는 다중경로의 평균전력이 지수적으로 감소하는 채널모델을 가정하였다. 즉  $\rho_{k,d,l}$ 은  $Aa_{k,d,l}e^{-\alpha_{k,d,l}}$ 로 나타낼 수 있으며 A는  $\rho_{k,d,l}$ 의 평균값이고,  $a_{k,d,l}$ 은

동일한 분포를 가지는 정규화된 레일리 랜덤변수로 가정한다.  $\delta_{k,d,l}$ 은 다경로 신호의 크기가 도착시간에 따라 지수적으로 감쇠하는 기울기를 나타낸다.  $t_{k,d,l}$ 은 경로 지연 시간,  $\beta_{k,d,l}$ 은 채널에서 발생하는 랜덤 위상값으로 균일분포를 가정한다.  $\mathbf{a}(\theta_{k,d,l})$ 은  $k$ 번째 사용자의 신호가  $d$ 번째 클러스터 내의  $l$ 번째 산란체에 의해 수신되는 방향에 의한 배열 응답 벡터이고 이 값은 안테나 배열 구조에 따라 식 (2)와 같이 결정된다<sup>[4]</sup>.

$$\mathbf{a}(\theta_{k,d,l}) = [1 \ e^{-j\psi_{k,1}} \ \dots \ e^{-j\psi_{k,M}}]^T \quad (2)$$

식 (2)에서  $M$ 은 안테나 개수,  $\psi_{k,m}$ 은  $\frac{2\pi}{\lambda_k} d_{1,m} \sin(\theta_{k,d,l})$ 이며  $d_{1,m}$ 은 1번째 안테나 소자와  $m$ 번째 안테나 소자와의 간격이고,  $\theta_{k,d,l}$ 은 입력 신호방향과 안테나 배열의 수직 연장선과의 사이 각도이다.

### III. 2D-RAKE 수신기에서의 신호 해석

본 논문에서는 입력신호의 낮은 SNR을 개선하고자 상관기를 빔 형성기 전단에 두어서 신호의 SNR 값을 높인 후에 입력신호로 사용하였다. 본 논문에서 사용한 스마트 안테나 시스템용 2D-RAKE 수신기의 구조는 <그림 2>와 같다.

$k$ 번째 사용자의 전송신호는 식 (3)과 같다.

$$s_k(t) = m_k(t) c_k(t) \exp(j\omega_c t) \quad (3)$$

$m_k(t)$ 는  $k$ 번째 사용자의 이진 랜덤 데이터이고,  $c_k(t)$ 는  $k$ 번째 사용자의 확산코드이다. <그림 2>에서 각 디지털 빔 형성기 내부에서는  $M$ 개의 배열 안테나를 이용하여 공간적인 처리를 수행하고,  $N$ 개의 병렬로 연결된 디지털 빔 형성기는 시간적인 처리를 수행한다. 디

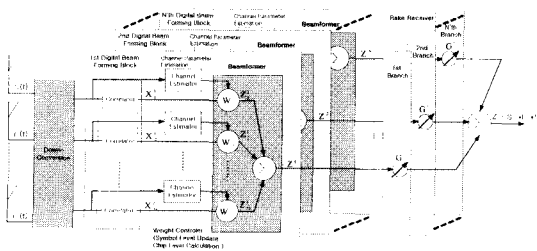


그림 2. 2D-RAKE 수신기의 구조  
Fig. 2. The 2D-RAKE receiver structure.

지털 빔 형성기의 개수인  $N$ 은 수신신호의 최대초과지연 시간(maximum excess delay :  $\tau_{max}$ )과 한 칩 구간( $T_c$ )에 따라 결정된다. ( $N$ 은  $T_c / \tau_{max}$ 를 초과하는 정수 중 가장 작은 수)

$M$ 개 각 안테나에 수신되는 신호를  $N$ 개 시간구간으로 구분하여 표시하면 다음과 같이 벡터로 나타낼 수 있다. 본 논문에서 변수 우측에 있는 윗첨자와 아래첨자는 각각 디지털 빔 형성기의 지수와 배열 안테나 지수를 나타내며, 안테나 지수 1의 안테나를 기준 안테나로 두었다.

$$\mathbf{x}(t) = [ \mathbf{r}^1(t) \ \mathbf{r}^2(t) \ \dots \ \mathbf{r}^N(t) ]$$

$$= \begin{bmatrix} r_1^1(t) & r_1^2(t) & \dots & r_1^N(t) \\ r_2^1(t) & r_2^2(t) & \dots & r_2^N(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_M^1(t) & r_M^2(t) & \dots & r_M^N(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

벡터  $\mathbf{r}^i(t)$ 는  $i$ 번째 디지털 빔 형성기의  $M$ 개 안테나 각각에 수신되는 신호열이고, 스칼라  $r_j^i(t)$ 는  $i$ 번째 디지털 빔 형성기 내의  $j$ 번째 안테나 소자의 입력신호를 나타낸다.

$n$ 번째 칩 구간 내에서 사용자지수인  $k$ 는 1을 원하는 사용자로, 가장 큰 신호를 갖는 경로( $d_{max}$ )를 원하는 사용자의 신호가 수신되는 클러스터로 가정하면,  $n$ 번째 시간구간에 도달하는 수신신호  $\mathbf{r}^n(t)$ 는 식 (5)와 같이 4개 부분으로 나누어 쓸 수 있다.

$$\mathbf{r}^n(t) = \sum_{l=1}^N \rho_{l,d_{max},t}^n m_l(t - \tau_{l,d_{max},t}^n) c_l(t - \tau_{l,d_{max},t}^n) \exp\{j(\omega_c t + \phi_{l,d_{max},t}^n)\} \mathbf{a}(\theta_{l,d_{max},t}^n) + \sum_{d=\text{remainder}} \sum_{l=1}^N \rho_{l,d,t}^n m_l(t - \tau_{l,d,t}^n) c_l(t - \tau_{l,d,t}^n) \exp\{j(\omega_c(t - \tau_{l,d,t}^n) + \beta_{k,d,t}^n)\} \mathbf{a}(\theta_{l,d,t}^n) + \sum_{k=2}^K \sum_{d=1}^D \rho_{k,d,t}^n m_k(t - \tau_{k,d,t}^n) c_k(t - \tau_{k,d,t}^n) \exp\{j(\omega_c(t - \tau_{k,d,t}^n) + \beta_{k,d,t}^n)\} \mathbf{a}(\theta_{k,d,t}^n) + \mathbf{N}^n(t)$$

$$= \mathbf{S}^n(t) + \mathbf{J}^n(t) + \mathbf{I}^n(t) + \mathbf{N}^n(t) \quad (5)$$

- ①  $\mathbf{S}^n(t)$  :  $n$ 번째 칩 구간에 도착한 원하는 사용자의 주경로 성분
- ②  $\mathbf{J}^n(t)$  :  $n$ 번째 칩 구간에 도착한 원하는 사용자의 다중경로 성분(간섭)
- ③  $\mathbf{I}^n(t)$  : 원하지 않는 사용자의 다중경로 성분(간섭)

④  $N^n(t)$ : 가산성 잡음

식 (5)는 광대역 다중경로 채널을 가정했을 때, 시스템 대역폭에 따라 칩 구간 ( $T_c$ )이 달라지면 상관관계가 존재하는 한 칩 구간 내에 수신되는 다중경로의 수가 달라지는 현상을 나타내고 있다. 즉 한 칩 구간 내에서 원하는 사용자의 다수의 다중경로 성분 중 가장 큰 성분을 주경로 성분, 나머지를 다중경로 성분으로 구분하였다.  $k$ 는 1을 원하는 사용자 지수라 하면,  $\sum_{d=\text{remainder}}$ 은 한 칩 구간 내에 존재하는 원하는 사용자의 신호 성분 중 가장 큰 신호( $d_{\max}$ )를 제외한 나머지 다중경로 성분과 관련된 항을 의미한다.

전체 시간구간으로 위의 4가지 성분을 확장한  $S(t)$ ,  $I(t)$ ,  $J(t)$ ,  $N(t)$  각각은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$S(t) = [S^1(t) \ S^2(t) \ \dots \ S^N(t)] = \begin{bmatrix} S_1^1(t) & S_1^2(t) & \dots & S_1^N(t) \\ S_2^1(t) & S_2^2(t) & \dots & S_2^N(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_M^1(t) & S_M^2(t) & \dots & S_M^N(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$I(t) = [I^1(t) \ I^2(t) \ \dots \ I^N(t)] = \begin{bmatrix} I_1^1(t) & I_1^2(t) & \dots & I_1^N(t) \\ I_2^1(t) & I_2^2(t) & \dots & I_2^N(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I_M^1(t) & I_M^2(t) & \dots & I_M^N(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$J(t) = [J^1(t) \ J^2(t) \ \dots \ J^N(t)] = \begin{bmatrix} J_1^1(t) & J_1^2(t) & \dots & J_1^N(t) \\ J_2^1(t) & J_2^2(t) & \dots & J_2^N(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ J_M^1(t) & J_M^2(t) & \dots & J_M^N(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$N(t) = [N^1(t) \ N^2(t) \ \dots \ N^N(t)] = \begin{bmatrix} N_1^1(t) & N_1^2(t) & \dots & N_1^N(t) \\ N_2^1(t) & N_2^2(t) & \dots & N_2^N(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ N_M^1(t) & N_M^2(t) & \dots & N_M^N(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

변조 방식은 BPSK로 가정하며, 상관기 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X = [X^1 \ X^2 \ \dots \ X^N] = \begin{bmatrix} X_1^1 & X_1^2 & \dots & X_1^N \\ X_2^1 & X_2^2 & \dots & X_2^N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_M^1 & X_M^2 & \dots & X_M^N \end{bmatrix} \quad (10)$$

n번째 빔 형성기 블록(Digital Beam Forming Block)의 상관기 출력인  $X^n$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} X^n &= \int_{(n-1)T}^{(n-1)T+T} 2 \mathbf{r}^n(t) c_1(t) \cos(\omega_c t + \beta_1) dt \\ &= \int_{(n-1)T}^{(n-1)T+T} 2 \{ S^n(t) + J^n(t) + I^n(t) \\ &\quad + N^n(t) \} c_1(t) \cos(\omega_c t + \beta_1) dt \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= S_{co}^n + J_{co}^n + I_{co}^n + N_{co}^n \\ &= S_{co}^n + I_{co}^n + N_{co}^n \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)에서  $S_{co}^n$ ,  $J_{co}^n$ ,  $I_{co}^n$ ,  $N_{co}^n$ 은 n번째 디지털 빔 형성기의 M개 입력신호가 각각의 상관기를 통과한 후의 각 성분들에 대한 벡터열을 의미하고,  $J_{co}^n$ 와  $I_{co}^n$ 은 결국 간섭성분으로 작용하므로 이들의 합을  $I_{co}^n$ 으로 표기하였다.

다음으로 RAKE 수신기 출력단의 SIR(Signal to Interference Ratio)을 구하기 위하여 먼저 n번째 빔 형성기 블록의 상관기 출력인  $X^n$ 의 각 성분,  $S_{co}^n$ ,  $I_{co}^n$ ,  $N_{co}^n$ 의 통계적 특성을 분석하였다.

$$\begin{aligned} S_{co}^n &= \text{Re} \left[ \sum_{l=1}^L \rho_{1,d_{\max},l}^n m_1(t - \tau_{1,d_{\max},l}^n) \right. \\ &\quad \left. \exp\{j(\phi_{1,d_{\max},l}^n - \beta_1)\} \times \int_{(n-1)T}^{(n-1)T+T} \right. \\ &\quad \left. c_1(t - \tau_{1,d_{\max},l}^n) c_1(t) dt \mathbf{a}(\theta_{1,d_{\max},l}^n) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

$\beta_1$ 은 수신기에서 발생한 반송파의 위상이며, 완전한 코드동기와 수신신호의 칩구간과 수신기에서 발생한 칩구간이 완벽하게 일치한다고 가정하였다. 또한 부-다중경로 간의 지연은 다중경로간의 지연시간에 비해 아주 작다고 가정하고,  $\int_{(n-1)T}^{(n-1)T+T} c_1(t - \tau_{1,d_{\max},l}^n) c_1(t) dt$ 을  $R_c(\tau_{1,d_{\max},l}^n)$ 로 바꿔 쓰면 식 (12)는 다음 식 (13)과 같이 정리 할 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{co}^n &= \text{Re} \left[ \sum_{l=1}^L \rho_{1,d_{\max},l}^n \exp(j\phi_{1,d_{\max},l}^n) \right. \\ &\quad \left. \exp(-j\beta_1) R_c(\tau_{1,d_{\max},l}^n) \mathbf{a}(\theta_{1,d_{\max},l}^n) \right] \\ &= \text{Re} \left[ \sum_{l=1}^L \rho_{1,d_{\max},l}^n \exp(j\phi_{1,d_{\max},l}^n) \right. \\ &\quad \left. R_c(\tau_{1,d_{\max},l}^n) \exp(-j\beta_1) \mathbf{a}(\theta_{1,d_{\max},l}^n) \right] \\ &= \text{Re} \left[ \{ |R^n| \exp(j\beta^n) \} \exp(-j\beta_1) \sum_{l=1}^L \mathbf{a}(\theta_{1,d_{\max},l}^n) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)식에서  $R^n$ 은  $\sum_{l=1}^L \rho_{1,d_{\max},l}^n \exp(j\phi_{1,d_{\max},l}^n) R_c(\tau_{1,d_{\max},l}^n)$ 이고,  $\phi_{1,d_{\max},l}^n$ 는  $-\omega_c \tau_{1,d_{\max},l}^n$ 과  $\beta_{1,d_{\max},l}^n$ 의 합이며,  $\beta^n$ 은  $R^n$ 의 위상이다. 완벽한 위상동기를 가정하면 수신기의 국부 발진기에서 발생된 신호의 위상  $\beta_1$ 이  $\beta^n$ 을 따르므로(phase locking), n번째 디지털 빔 형

성기의 1번째 상관기 출력 중 원하는 신호성분인  $S_{co}^n$  는  $|R^n|$ 이고, n번째 디지털 빔 형성기의 m번째 상관기 출력 중 원하는 신호성분인  $S_{co}^n$ 는 각각 다른 배열 응답이 곱해진  $Re[\cdot]$ 이다. 식 (13)에서 역 확산된 신호벡터에 위의 가정을 적용한, n번째 빔 형성기 블록인  $X^n$ 의 원소 중 m번째 안테나의 간섭신호성분을 고려한 m번째 안테나에 해당하는 상관기의 출력신호에 대한 결과는 다음 식 (14)와 같다.

$$X_m^n = \rho'_{1,d_{max}} R'_c(\tau_{1,d_{max}}) \exp(j\phi'_{1,d_{max}}) + I_{co}^n + N_{co}^n \quad (14)$$

여기에서  $\phi'_{1,d_{max}}$ 은  $\sum_{l=1}^L \{\beta - (m-1)\pi \sin(\theta_{1,d_{max}}^l)\}$ 이고,  $\beta$ 는  $\phi'_{1,d_{max},l}$ 과  $\beta_l$ 의 차이이다. 또한  $I_{co}^n, N_{co}^n$ 은 n번째 디지털 빔 형성기의 m번째 상관기 출력 중 간섭신호성분과 가산성 잡음성분을 각각 의미한다.

가중치 값은 채널추정에 의해 구해지며 <그림 2>에 나타나 있는 n번째 빔 형성기 블록의 안테나 소자들의 출력신호들을 더했을 때 가장 큰 SIR을 얻기 위한, 즉 신호의 전력을 가장 크게 할 수 있는 m번째 안테나의 가중치 값인  $w_m^n$ 은  $\hat{\rho}'_{1,d_{max}} \exp(j\hat{\phi}'_{1,d_{max}})$ 이다<sup>[5]</sup>. 여기에서  $\hat{\rho}'_{1,d_{max}}$ 은 채널추정에 의해 구해진 n번째 칩 구간에서의 1번째 사용자의 가장 큰 클러스터에 의한 여러개의 부-다중경로가 합쳐진 추정된 경로감쇠이고,  $\hat{\phi}'_{1,d_{max}}$ 은 추정된 위상이다.

식 (14)에 각 가중치를 곱한 결과는 다음 식 (15)와 같다.

$$Z_m^n = X_m^n \cdot W_m^n \quad (15)$$

그리고 안테나 개수만큼의 신호들이 더해져서 공간 필터링을 수행하며 1번째 사용자의 가장 큰 클러스터에 의한 n번째 빔 형성기 블록의 최종 판정신호는 다음 식 (16)과 같다.

$$\begin{aligned} Z^n &= \sum_{m=1}^M Z_m^n \\ &= \rho'_{1,d_{max}} \hat{\rho}'_{1,d_{max}} \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \exp[-j \times (m-1) \pi (\sin \theta_{1,d_{max},l}^n - \sin \hat{\theta}_{1,d_{max},l}^n)] \\ &\quad + \sum_{m=1}^M [I_{co}^n \cdot w_m^n + N_{co}^n \cdot w_m^n] \end{aligned}$$

(51)

$$= \widehat{S}_{co}^n + \widehat{I}_{co}^n + \widehat{N}_{co}^n \quad (16)$$

식 (16)에서  $\widehat{S}_{co}^n, \widehat{I}_{co}^n, \widehat{N}_{co}^n$ 은 n번째 디지털 빔 형성기의 각 상관기 출력의  $S_{co}^n, I_{co}^n, N_{co}^n$ 에 상응하는 가중치 값인  $w_{co}^n$ 을 곱하여 M개의 신호를 더한 결과이다. n번째 빔 형성기 블록의 SIR은 원하는 신호 전력과 총 간섭신호전력의 비이다. 원하는 신호 전력은 1번째 사용자의 가장 큰 클러스터에 의한 여러개의 부-다중경로가 합쳐진 수신전력인데 이는 다음  $P_S^n$ 과 같다.

$$\begin{aligned} P_S^n &= (\rho'_{1,d_{max}})^2 (\hat{\rho}'_{1,d_{max}})^2 \\ &\quad \left| \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \exp[-j(m-1) \pi (\sin \theta_{1,d_{max},l}^n - \sin \hat{\theta}_{1,d_{max},l}^n)] \right|^2 \end{aligned} \quad (17)$$

그리고 같은 주파수 대역을 사용하는 다른 사용자의 신호와 다중경로에 의한 자기 간섭 신호를 가우시안 랜덤변수로 근사화하여 식 (18)처럼 간섭신호의 전력을 구하였다. 따라서 총 간섭신호전력은  $P_I^n$ 와  $P_J^n$ 의 합이 된다<sup>[6]</sup>.

$$\begin{aligned} P_I^n &= \frac{(K-1)}{3} \sum_{k=1}^K \sum_{d=1}^D (\rho'_{k,d})^2 (\hat{\rho}'_{1,d_{max}})^2 \\ &\quad \times \left| \sum_{m=1}^M \exp[-j(m-1) \pi (\sin \theta_{k,d,l}^n - \sin \hat{\theta}_{1,d_{max},l}^n)] \right|^2 \\ P_J^n &= \frac{1}{3} \sum_{d=1}^D \sum_{r=1}^R (\rho'_{1,d,r})^2 (\hat{\rho}'_{1,d_{max}})^2 \\ &\quad \times \left| \sum_{m=1}^M \exp[-j(m-1) \pi (\sin \theta_{1,d,r,l}^n - \sin \hat{\theta}_{1,d_{max},l}^n)] \right|^2 \end{aligned} \quad (18)$$

성능개선 기법으로 사용되어지고 있는 스마트 안테나 용 RAKE 수신기의 가지 수는 시스템의 대역폭에 따라 달라질 것이다.

각각의 디지털 빔 형성기 출력들에 SIR을 최대로 하는 최대비 결합(MRC) 방식을 적용하면, 총 수신기 출력신호  $S_T$ , 총 간섭신호  $I_T$  및 총 잡음  $N_T$ 에 대한 통계적 특성은 다음과 같이 표현된다<sup>[6]</sup>. ( $E[\cdot]$ 는 기대치,  $Var[\cdot]$ 는 분산을 나타냄)

$$S_T = \sum_{n=1}^N G^n \widehat{S}_{co}^n \quad (19)$$

$$I_T = \sum_{n=1}^N G^n \widehat{I}_{co}^n \quad (20)$$

$$N_T = \sum_{n=1}^N G^n \widehat{N}_{co}^n \quad (21)$$

$$Var[I_T] = Var[I^n] \sum_{n=1}^N E[(G^n)^2] \quad (22)$$

$$Var[N_T] = Var[N^n] \sum_{n=1}^N E[(G^n)^2] \quad (23)$$

$$G^n = K \frac{S^n}{\sqrt{Var[I^n] + Var[N^n]}} \quad (24)$$

식 (19)-(24) 사이의  $G^n$ 은 MRC 방식 RAKE 수신기의 n번째 가지(branch)의 이득을 나타낸다.

<그림 2>에서 2D-RAKE 수신기의 총 출력신호인  $Z_T$ 는  $S_T$ (원하는 사용자의 신호),  $I_T$ (총 간섭신호)와  $N_T$ (총 잡음신호)의 합으로 구성된다.  $S_T$ 가 주어졌을 때,  $Z_T$ 의 통계적인 특성은 다음 식 (25)와 같다.

$$\begin{aligned} E[Z_T | S_T] &= E[S_T + I_T + N_T] = S_T + E[I_T] + E[N_T] = S_T \\ Var[Z_T | S_T] &= Var[I_T + N_T] = Var[I_T] + Var[N_T] \end{aligned} \quad (25)$$

또한  $S_T$ 가 주어졌을 때, 에러확률은 다음 식 (26)과 같이 쓸 수 있다<sup>[7]</sup>.

$$\begin{aligned} f(error | S_T) &= Q\left(\frac{E[Z_T | S_T]}{\sqrt{Var[Z_T | S_T]}}\right) \\ &= Q\left(\frac{S_T}{\sqrt{Var[I_T] + Var[N_T]}}\right) \end{aligned} \quad (26)$$

그리고, 평균에러확률  $P_e$ 는 다음 식 (27)과 같다.

$$P_e = \int_{S_T} f(error | S_T) f(S_T) dS_T \quad (27)$$

여기에서  $f(S_T)$ 는 원하는 사용자 신호의 확률밀도함수이다.

다음 장에서는 지금까지 해석한 이론을 바탕으로 컴퓨터 모의실험을 통하여  $S_T$ 를 발생시켜 스마트안테나를 적용한 CDMA 시스템의 주파수대역에 따른 성능을 분석하기로 한다.

#### IV. 모의 실험

모의 실험에 사용할 채널은 광대역 채널모델에서 널리 통용되는 10MHz의 대역폭을 가정하였고, 다중경로의 크기는 레일리 분포를 따르고, 평균신호전력은 시간에 따라 지수적으로 감쇠하는 감쇠지수  $\delta$ 가 "0.2"인 채

표 1. 모의실험 파라미터  
Table 1. The parameter used in the simulation.

칩속도(대역폭)	1.2288Mcps (1.25MHz)	4.096Mcps (5MHz)
반송파주파수	1.9GHz	1.9GHz
심볼 전송율	100Kbps	100Kbps
변조방식	BPSK	BPSK
RAKE의가지수(urban)	3개	12개
RAKE의가지수(rural)	1개	2개
안테나소자수	8개	8개
가중치알고리즘	채널추정	채널추정

널 모델을 가정하였다. 빔패턴 형성을 위해 완벽한 채널 추정을 가정하였으며, 모의실험 환경의 주요 파라미터는 <표 1>과 같다.

모든 데이터는 +1로 가정하고 완벽한 전력제어와 코드 동기를 가정하였으며 채널 코딩은 사용하지 않았다. 100번의 시행에 의해 채널추정에 의한 가중치와 평균 SIR을 구하였고, 평균에러확률을 구하기 위하여 100만 개의 데이터를 발생시켰다.

도시지역채널환경에서 40명(지수  $k$ )의 사용자를  $-90^\circ \sim 90^\circ$  사이의 각도에서 랜덤하게 발생시켰으며, 한 사용자당 최대지연시간(2.3 $\mu$ s)동안 10MHz 채널에 해당하는 24개(지수  $d$ )의 다중경로 성분을 발생시키고 각 다중경로에 해당하는 8개(지수  $l$ )의 부-다중경로를 발생시켰다. 그리고 한 칩 내에 들어오는 다중경로 성분 중 최대 전력을 갖는 성분을 원하는 사용자의 신호로 찾아내어 빔 패턴을 형성하는 방법으로 1.25MHz 시스템과 5MHz 시스템의 성능을 비교하였다.

반면 교외지역채널환경의 한 사용자당 최대지연시간은 0.3 $\mu$ s로 하였으며  $-90^\circ \sim 90^\circ$  사이의 각도와  $-30^\circ \sim 30^\circ$  사이의 각도에서 각각 사용자를 랜덤하게 발생시켜 같은 실험을 반복하였다.

<그림 3>은 총 사용자 수가 10일 때, 안테나 소자의 수에 따른 SIR의 분포를 나타낸다. y축의 값들은 x축의 유효한 값을 임의의 구간으로 나누고, 그 구간내의 값에 해당하는 개수를 총 발생 데이터 수로 나눈 후 그 값을 구간 값으로 나눈 값이며, 이러한 히스토그램을 정규화하여 PDF를 그렸다.(이때 각 PDF의 면적은 1이다.)

안테나 소자가 8개인 경우에는 SIR이 큰 값을 가지며, 반대로 안테나 소자가 1개이면 작은 값 주위에 분포된다. 따라서 W-CDMA 시스템의 성능은 많은 배열 안테나 소자를 사용함으로써 개선되어질 수 있음을 알 수

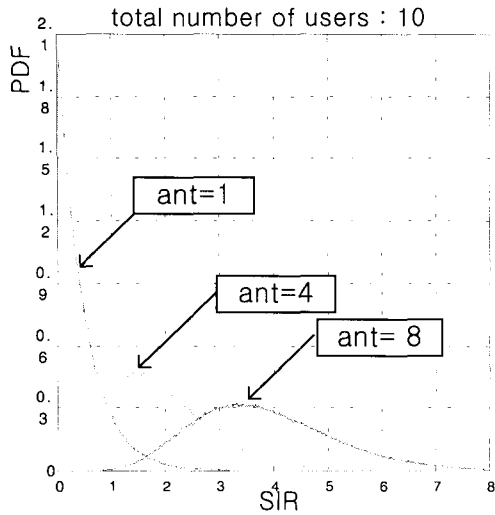


그림 3. 안테나소자 수에 따른 SIR의 pdf  
Fig. 3. The pdf of SIR according to the total number of antenna elements.

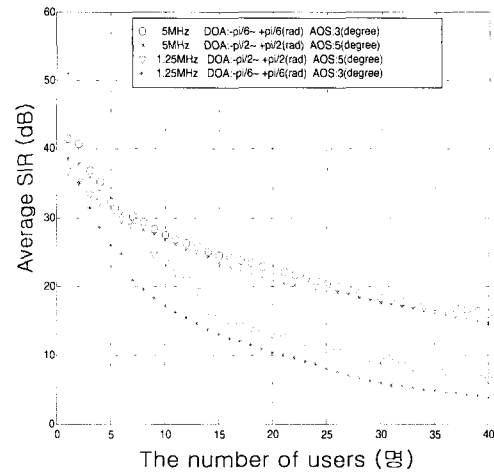


그림 5. 교외지역 채널모델에서의 1.25MHz, 5MHz의 SIR비교  
Fig. 5. The SIR comparison between 1.25MHz system and 5MHz system in rural area.

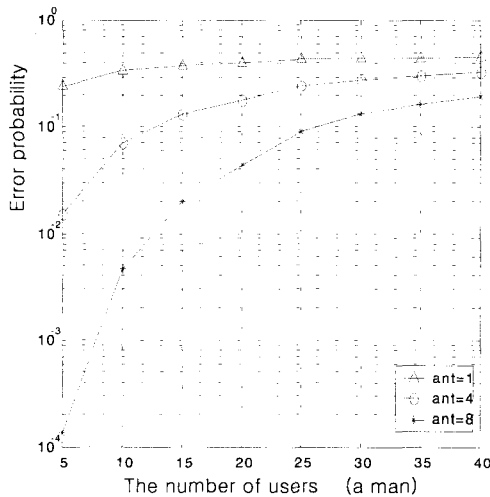


그림 4. 사용자 수에 따른 BER  
Fig. 4. BER according to the number of users.

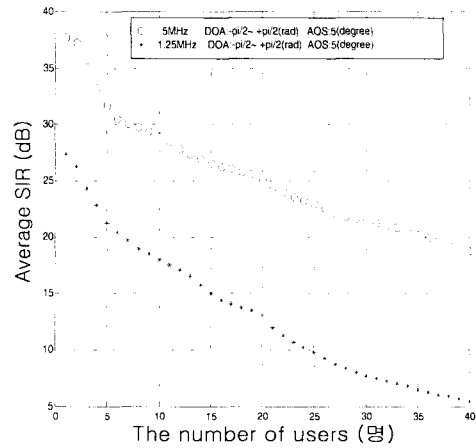


그림 6. 도심지역 채널모델에서의 1.25MHz, 5MHz의 SIR비교  
Fig. 6. The SIR comparison between 1.25MHz system and 5MHz system in urban area.

있다.

그리고 <그림 4>는 사용자 수에 따른 BER을 나타낸다. 사용자 수의 증가에 따라, BER이 증가함을 <그림 4>로부터 알 수 있다.

<그림 5>에 나타나 있는 모의실험 결과는 교외지역 채널환경에서 1.25MHz와 5MHz 시스템의 사용자수에 따른 SIR 비교와 각 시스템 대역폭에 대하여 DOA의 폭과 AOS의 퍼짐 정도에 따른 성능비교 결과이다. 안테나 소자는 8개를 적용하였고, RAKE 가지수는 1.25MHz 시스템에서는 1개, 5MHz 시스템에서는 2개를

사용하였다. 교외지역채널환경에서는 원하는 사용자의 다중경로 성분이 존재하는 최대지연시간이 작기는 하지만 5MHz 시스템이 더 나은 성능을 보임을 확인 할 수 있었고, DOA와 AOS의 비교에서는 5MHz 시스템 경우 작은 DOA와 AOS값에서 조금 더 나은 성능을 확인 할 수 있었으나 1.25MHz 시스템에서는 나쁜 성능을 나타냈다.

<그림 6>의 모의실험 결과는 도심지역채널모델에서 1.25MHz와 5MHz 시스템의 SIR을 구한 결과이다.

<그림 7>과 <그림 8>은 도심지역채널모델에서 시스

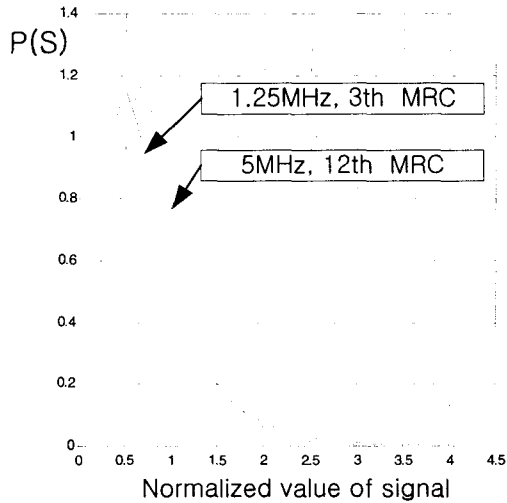


그림 7. 도심지역채널모델에서의 1.25MHz, 5MHz의 수신신호 PDF  
 Fig. 7. PDF of 1.25MHz system and 5MHz system in rural area.

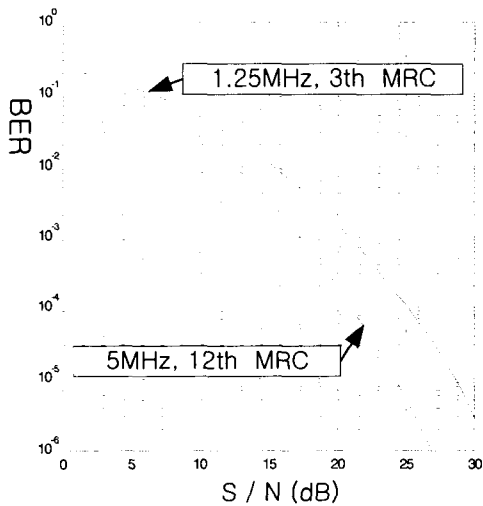


그림 8. 도심지역채널모델에서의 1.25MHz, 5MHz의 BER  
 Fig. 8. BER of 1.25MHz system and 5MHz system in rural area.

템 대역폭에 따른 수신신호의 PDF와, S/N에 따른 BER을 나타낸 결과이다. <그림 7>에서의 x축에 표기된 Normalized value of signal은 MRC 후단의 신호전력을 전체신호전력의 평균값으로 나누어 정규화함을 의미한다.

도심지역채널모델에서의 PDF 모의실험결과는 세 개의 RAKE 가지를 사용하고 MRC 기법을 사용한 1.25MHz 시스템보다 열두 개의 RAKE 가지를 사용하

고 MRC 기법을 사용한 5MHz 시스템이 더 나은 성능이 보일 것을 기대할 수 있다.

### V. 결 론

본 논문에서는 배열 안테나를 사용하여 한 칩 내에 들어오는 다중 경로 성분 중 최대 전력을 갖는 성분을 원하는 사용자의 신호로 찾아내어 빔 패턴을 형성하는 방법으로 대역폭이 다른 두 가지 시스템에서 성능을 비교하였다.

모의실험 결과 스마트 안테나를 사용한 5MHz의 시스템이 더 많은 수의 2D-RAKE수신기의 가지를 이용함으로써 1.25MHz의 시스템보다 더 나은 성능을 나타내었으며, 교외채널환경에서 보다는 도심지역채널환경에서 더 많은 성능개선이 이루어짐을 확인할 수 있었다. 그러므로 더 넓은 대역폭을 사용하는 시스템에서 스마트 안테나 기법을 사용한다면 보다 나은 서비스를 제공할 수 있을 것으로 기대되며, 이는 초기 단계로 2Mbps의 서비스를 목표로 하는 고속 대용량의 데이터를 전송해야 하는 IMT-2000 시스템에서 유효하게 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

### 참 고 문 헌

- [1] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr., and C. E. Wheatly, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol. 40, NO. 2, pp. 303-311, May 1991.
- [2] 정동규, "스마트 안테나에 의한 CDMA 셀룰라 시스템의 역방향 간섭 제거에 관한 연구", 한국통신학회논문지, vol 23, No 7, pp. 1678, 1998년 7월
- [3] Monica Dell' Anna and A. Hamid Aghvami, "Performance of Optimum and Suboptimum Combining at the Antenna Array of a W-CDMA System", IEEE J-SAC, vol 17, No 12, pp. 2124, Dec. 1999.
- [4] Joseph C. Liberti, Theodore S. Rappaport "Smart Antenna for Wireless Communications", Prentice-Hall, 1999.
- [5] Simon Haykin, "Adaptive Filter Theory", Prentice-Hall, 1996.



[6] C. S. Kim, Hoon. Jeong, and D.J. Oh,  
 "Comparison of W-CDMA and N-CDMA  
 systems over wideband Rayleigh channel", Proc.  
 of 10th PIMRC'99, pp. 1007-1011, Osaka, Japan,

Sep. 1999.

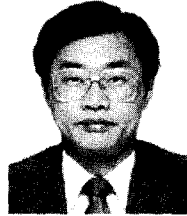
[7] Theodore S. Rappaport "Wireless communi-  
 cations" Prentice-Hall, 1996.

저 자 소 개



全 俊 秀(正會員)

1994년 2월 : 동신대학교 전기.전자  
 공학과 졸업. 1998년 8월 : 동신대학  
 교 전기전자공학과 석사. 2002년 2  
 월 : 전남대학교 컴퓨터공학과 박사  
 과정 수료. <주관심분야 : 이동통신  
 시스템, 대역확산통신>



金 澈 成(正會員)

1977년 2월 : 서울대학교 전자공학  
 과 졸업. 1979년 2월 : 서울대학교  
 전자공학과 석사. 1987년 12월 :  
 University of Arizona 박사. 1979  
 년 12월~1983년 3월 : 국방과학연  
 구소 1987년 11월~1989년 2월 : 한  
 국전자통신연구소 이동통신 연구실장. 1989년 3월~1995  
 년 3월 : 전남대학교 전자공학과 교수. 1995년 3월~2001  
 년 3월 : 전남대학교 컴퓨터공학과 교수. 1997년 2월~  
 1998년 2월 : UCSD, 방문교수. 현재 : 전남대학교 전자  
 컴퓨터정보통신공학부 교수. <주관심분야 : 이동통신시  
 스템, CDMA, 디지털 통신방식>



李 柱 錫(正會員)

1985년 2월 : 조선대학교 전자공학  
 과 졸업. 1991년 2월 : 조선대학교  
 전자공학과 석사. 2000년 2월 : 전남  
 대학교 전기공학과 박사. 1988년 :  
 대우전자. 1992년~현재 : 순천제일  
 대학 전자정보통신학부 교수. <주

관심분야 : 이동통신시스템, 신호처리, 부호화>