

시-공간 광대역 벡터 채널에서 스마트 안테나를 적용한 W-CDMA 시스템의 각도퍼짐의 효과

권순호, 전준수, 나상중, *김철성

전남대학교 컴퓨터정보통신공학과, *전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학부, RRC

Tel : 062-530-0796 / Fax : 062-530-1809

Effects of W-CDMA System with Smart Antenna for Angular Spread in Spatio-temporal Wideband Vector Channel

Soon-Ho Kwon, Jun-Soo Jeon, Sang-Jung Na, *Cheol-Sung Kim

Dept. of Computer Engineering, *Dept. of Electronics Computer & Information Engineering, RRC,

Chonnam National University

kwonsho@empal.com

Abstract

In this paper, the performance of W-CDMA system with smart antenna is analyzed for angular spread in spatio-temporal wideband vector channel. We consider correlation between any two elements of antenna array, the angle spread of multipath, and structure of antenna array in this channel model. And each multipath is assumed as a reflective wave from only one direction. Several multipaths within one chip are distinguished into each one and the strongest signal is selected. As a result, the performance of the W-CDMA system with smart antenna in spatio-temporal wideband vector channel has been considerably improved in proportion to the increase of angular spread.

I. 서론

최근 몇 년 동안 3세대 셀룰러 이동통신 시스템에 대한 연구와 개발의 노력이 상당히 진행되어 왔다. 2세대 시스템에서 채택하고 있는 1.25MHz(칩율:1.2288Mcps) 시스템 대역폭으로 가능한 데이터 전송 속도는 이론적으로 64Kbps이지만 3세대의 W-CDMA 시스템에서는 보다 넓은 5MHz(칩율:3.84Mcps)의 대역폭을 채택하여 최대 2Mbps의 고속으로 고품질의 음성, 데이터, 그리고 멀티미디어 정보의 전송이 가변적으로 가능하다^[1]. 그러나 데이터 전송 속도가 증가하면 그에 비례한 시스템의 성능 저하도 발생하게 된다. 따라서 고속 데이터 전송 시 요구되는 낮은 비트 에러율과 시스템의 용량 증대를 위해서 광대역 CDMA 시스템에 스마트 안테나를 적용하려는 연구가 진행되고 있다.

스마트 안테나와 같이 공간적인 처리를 요구하는 시스템의 성능 분석을 위해서는 각 배열 안테나 사이에 수신되는 신호의 상관값이 고려되어야 하고 이 값은 채널에서 발생하는 클러스터의 각도퍼짐에 의해서 결정된다. 본 논문에서는 광대역 실측 스칼라 채널 모델인 JTC 채널을 공간적인 벡터 채널로 확장하고 여기에 채널에서 발생하는 클러스터의 각도퍼짐을 고려한 채널 모델을 제안 하였으며 이러한 채널 모델에서 스마트 안테나를 적용한 광대역 CDMA 시스템의 성능을 수신

신호의 각도퍼짐에 따라 분석하였다.

II. 채널 모델화

스마트 안테나에 대한 기존 연구에서 사용한 채널 모델들은 한 칩 구간 내에 하나의 경로가 공간적으로 한 방향으로부터 작은 각도퍼짐을 가지고 수신된다고 가정하여왔다.

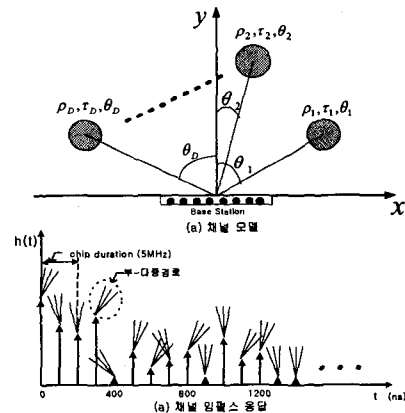


그림 1. 시-공간 광대역 벡터 채널 모델

그러나 본 논문에서는 그림 1과 같이 한 칩 구간 내에는 채널의 해상 시간의 정수배 되는 시간에 존재하는 하나 이상의 다중경로들이 공간적으로 서로 다른 도래각(Angle Of Arrival : AOA)에서 수신되어지며 각각의 다중경로들은 일정한 각도퍼짐(Angle Of Spread : AOS)을 갖는 다수의 부-다중경로 성분으로 구성된다고 가정하였다. 이때 채널의 분해가능시간은 100[nsec]이며, 부-다중경로들의 AOA는 AOS 이내에 균일 분포를 갖는다고 가정한다^[2].

JTC 채널 모델에서 k번째 사용자의 채널 임펄스 응답에 클러스터링 현상을 가정하고 클러스터의 각도퍼짐이 고려된 배열응답벡터인 $\mathbf{a}(\cdot)$ 을 적용한 최종 결과식은 다음과 같다.

$$h_k(t) = \sum_{d=1}^D \sum_{l=1}^L \rho_{k,d,l} \delta(t - \tau_{k,d}) e^{j\theta_{k,d,l}} \times a(\theta_{k,d} + s_{k,d,l} \Delta_{k,d}) \quad (1)$$

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

$$\phi_{k,m} = \sum_{\lambda=1}^M \frac{2\pi}{\lambda} d_{1,m} \sin(\theta_{k,d} + s_{k,d,l} \Delta_{k,d}) \quad (3)$$

식 (1)에서 k, d, l 은 각각 사용자, 다중경로, 부-다중경로를 구분하는 지수이다. 각 다중경로는 서로 다른 시간지연, $\tau_{k,d}$ 를 갖고, AOA인 $\theta_{k,d}$ 에서 $s_{k,d,l} \Delta_{k,d}$ 만큼의 AOS를 갖는 L개의 부-다중경로 성분의 합으로 구성되어있고, 각 부-다중경로는 서로 다른 크기와 위상을 갖는다. $a(\cdot)$ 는 방향벡터이고, 이 값은 안테나 배열 구조에 따라 식 (2)와 식(3)과 같이 결정 된다^[3]. 식 (2)와 식 (3)에서 $d_{1,m}$ 은 첫 번째 안테나 소자와 m번째 안테나 소자와의 거리이고, λ 는 반송파의 파장이며 M은 안테나의 개수이며 각 안테나는 등 간격으로 선형적으로 배열하였다. 식 (1)에서 $\sum_{k=1}^K \rho_{k,d,l} \cdot e^{j\theta_{k,d,l}} \cdot a(\cdot)$ 을 크기 성분이 포함된 채널 벡터, $\rho_{k,d}$ 로 두면 사용자 k 에 대한 채널응답벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_k(t) = \sum_{d=1}^D \rho_{k,d} \delta(t - \tau_{k,d}) \quad (4)$$

$$\rho_{k,d} = \sum_{l=1}^L \rho_{k,d,l} \cdot e^{j\theta_{k,d,l}} a(\theta_{k,d} + s_{k,d,l} \Delta_{k,d}) = [\rho_{k,d} \langle 1 \rangle \ \rho_{k,d} \langle 2 \rangle \ \dots \ \rho_{k,d} \langle M \rangle]^T \quad (5)$$

III. 2D-RAKE 수신기에서 수신 신호 해석

그림 2는 본 논문에서 사용한 스마트 안테나 시스템용 2D-RAKE 수신기의 구조로 입력신호의 낮은 SINR을 개선하고자 상관기를 빔 형성기 전단에 두어서 신호의 SINR 값을 높인 후에 입력신호로 사용하였다.

본 논문에서 변수 우측에 표기된 <윗첨자>와 <아래첨자>는 각각 디지털 빔 형성 블록의 지수와 배열 안테나 지수를 나타내며, 안테나 지수 1의 안테나를 기준 안테나로 두었다.

M개의 배열 안테나에 수신되는 총신호 중 <n>번째 빔 형성 블록에서 처리될 다중경로 신호들은 다음과 같다^[4].

$$r^{(n)}(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{d=1}^D \sqrt{2P_b} m_k(t - \tau_{k,d}^{(n)}) c_k(t - \tau_{k,d}^{(n)}) \times \cos(\omega_c t + \phi_{k,d}^{(n)}) \rho_{k,d}^{(n)} + N^{(n)}(t) \quad (6)$$

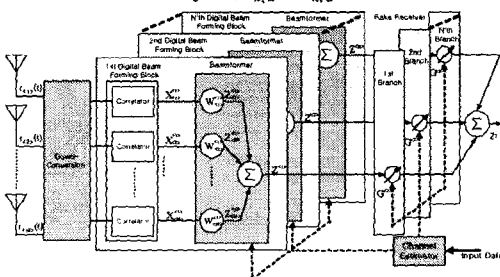


그림 2. 2D-RAKE 수신기의 구조

식 (6)에서 P_b 는 비트전력이고, $\tau_{k,d}^{(n)}, \rho_{k,d}^{(n)}, N^{(n)}(t)$ 은 각각 <n>번째 빔 형성 블록에서 처리될 k 번째 사용자의 d 번째 다중경로의 시간지연, 방향벡터, 가산성 잡음 벡터를 의미하며, $\phi_{k,d}^{(n)}$ 은 $-\omega_c \tau_{k,d}^{(n)}$ 이다.

<n>번째 빔 형성 블록에서 처리될 다중경로 신호들 중 첫 번째 사용자 ($k=1$)의 가장 큰 신호를 갖는 경로 ($d = d_{max}$)를 원하는 사용자의 신호가 수신되는 경로로 가정하고, BPSK 변조방식과 완벽한 코드동기, 캐리어 동기를 가정하면, <n>번째 빔 형성 블록에서 복조와 역확산을 취한 후, 시간 t 에서 심플당 샘플링을 취한 후의 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다^[4].

$$X^{(n)}(t) = \sqrt{\frac{P_b}{2}} d_1(t) \rho_{1,d_{max}}^{(n)}(t) + J_{\infty}^{(n)}(t) + I_{\infty}^{(n)}(t) + N_{\infty}^{(n)}(t) = \sqrt{\frac{P_b}{2}} d_1(t) \rho_{1,d_{max}}^{(n)}(t) + N_T^{(n)}(t) \quad (7)$$

식 (7)에서 $\rho_{1,d_{max}}^{(n)}$ 는 <n>번째 빔 형성 블록의 첫 번째 사용자의 다중경로 중 가장 큰 신호를 갖는 경로의 방향벡터이고, $J_{\infty}^{(n)}(t), I_{\infty}^{(n)}(t), N_{\infty}^{(n)}(t)$ 는 각각 <n>번째 빔 형성 블록의 상관기의 출력에서 “원하는 사용자의 다중경로 성분 중 가장 큰 신호를 갖는 경로를 제외한 나머지 성분(자기간섭)”, “원하지 않는 사용자의 다중경로 성분(다중접속간섭)”, “가산성 잡음 성분”을 의미한다. 그리고 <n>번째 빔 형성 블록의 상관기 출력 중 총 간섭잡음 성분 $N_T^{(n)}(t) = J_{\infty}^{(n)}(t) + I_{\infty}^{(n)}(t) + N_{\infty}^{(n)}(t)$ 이다^[4].

간섭잡음 각각의 통계적 특성은 화이트(white)하다^[5].

식 (7)에서 행렬 $X^{(n)}(t)$ 의 <m>번째 안테나에 해당하는 신호 중 자기간섭의 분산과 다중접속간섭의 분산을 통계적으로 구해보면 식 (8)과 식(9)로 쓸 수 있다^[2].

$$\sigma_{J_{\infty}}^2 \langle m \rangle = \sum_{d=1, d \neq d_{max}}^D \frac{P_b}{2} |\rho_{1,d} \langle m \rangle|^2 \frac{PG}{2} T_c \quad (8)$$

$$\sigma_{I_{\infty}}^2 \langle m \rangle = \sum_{k=2}^K \sum_{d=1}^D \frac{P_b}{2} |\rho_{k,d} \langle m \rangle|^2 \frac{2}{3} \cdot PG \cdot T_c \quad (9)$$

여기에서 T, T_c, PG 는 각각 심볼 구간, 칩 구간, 처리 이득을 의미한다.

IV. 2D-RAKE 수신기의 성능 분석

채널 추정기에 의해 얻어지는 <n>번째 빔 형성기의 가중치 벡터는 식 (10)과 같다.

$$W_{1,d_{max}}^{(n)} = \beta^{(n)} \cdot \rho_{1,d_{max}}^{(n)}(t)^H \quad (10)$$

여기에서 $\beta^{(n)}$ 은 $1/\sqrt{\rho_{1,d_{max}}^{(n)}(t)^H \cdot \rho_{1,d_{max}}^{(n)}(t)}$ 로, <n>번째 MRC 가지의 가중치 값인 $G^{(n)}$ 은 $|\rho_{1,d_{max}}^{(n)}(t)|$ 로 설정하면, 2D-RAKE 수신기의 최종 출력 신호는 식(12)와 같고, 총 간섭 신호의 분산은 식 (13)과 같다^[2].

$$|\rho_{1,d_{max}}^{(n)}(t)| = \frac{\rho_{1,d_{max}}^{(n)}(t)^H \cdot \rho_{1,d_{max}}^{(n)}(t)}{\sqrt{\rho_{1,d_{max}}^{(n)}(t)^H \cdot \rho_{1,d_{max}}^{(n)}(t)}} = \sqrt{\sum_{m=1}^M |\rho_{1,d_{max}} \langle m \rangle|^2} \quad (11)$$

$$Z_T = \sqrt{\frac{P_b}{2}} \sum_{k=1}^K \sum_{d=1}^D d_1(k) |\rho_{1,d_{max}}^{(n)}(t)|^2 + N_T^{(n)}(t) \quad (12)$$

$$\sigma_T^2 = \sigma^2 \sum_{i=1}^N |\rho_{1,d_{mm}}^{(n)}(i)|^2 \quad (13)$$

식 (12)에서 총잡음(자기간섭+다중접속간섭+가산성잡음)을 가우시안 분포로 근사화 시키면, 조건부 에러확률 $P_e(r_b)$ 는 SINR(γ_b)이 주어질 때 가산성 잡음 환경에서의 조건부 에러확률을 구하는 방법과 동일하게 된다. 즉 $P_e(r_b) = Q(\sqrt{2r_b})$ 이다. 이 때 변조방식은 BPSK로 가정하였으며, SINR(γ_b)는 식 (12)와 식 (13)에 의해서 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$r_b = \frac{E_b}{N_0} \frac{\left(\sum_{i=1}^N |\rho_{1,d_{mm}}^{(n)}(i)|^2 \right)^2}{\sum_{i=1}^N |\rho_{1,d_{mm}}^{(n)}(i)|^2} \quad (14)$$

$$= \frac{E_b}{N_0} \sum_{i=1}^N |\rho_{1,d_{mm}}^{(n)}(i)|^2$$

여기에서 $E_b = P_b \cdot T$ 이고, $N_0 = \sigma^2 \cdot 4T$ 이다.

다음으로 평균 에러확률 P_e 는 다음과 같다.

$$P_e = \int f_{r_b}(r_b) P_e(r_b) dr_b \quad (15)$$

각 안테나 소자 사이의 원하는 경로에 대한 상관관을 고려하면 식 (14)은 다음과 같이 식 (16)로 쓸 수 있다 [5].

$$r_b = \frac{E_b}{N_0} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \gamma_{1,d_{mm}}^{(n)} |u_{d_{mm}}^{(n)}|^2 \quad (16)$$

여기에서 $\gamma_{1,d_{mm}}^{(n)}$ 은 $\rho_{1,d_{mm}}^{(n)}(i)$ 의 상관행렬의 고유치(eigenvalue) 중 $\langle m \rangle$ 번째 값이고, $u_{d_{mm}}^{(n)}$ 은 i.i.d(independent, identically, distributed)이고 평균이 0인 복소 가우시안 랜덤 변수이다.

V. 모의 실험

모의 실험에 사용할 채널은 광대역 채널모델에서 널리 통용되는 JTC 채널모델을 가정하였고, JTC 전력지연 프로파일로는 표 1에서와 같은 실외 도심 고층 보행자 환경의 전력 파라미터 중 채널A 파라미터를 사용하였다.

표 1. JTC 채널모델의 실외 도심 고층 건물지역의 보행자 환경에서 탭 지연 선로 파라미터

Tap	Channel A		Channel B	
	Relative Delay(nsec)	Average Power(dB)	Relative Delay(nsec)	Average Power(dB)
1	0	-2.4	0	-3.8
2	100	-6.0	200	-4.8
3	200	-9.6	800	-8.9
4	300	-13.2	1200	-12.2
5	500	-20.4	2300	-11.6
6	700	-27.6	3700	-28

표 1에서 상대지연은 첫 번째 다중경로 성분과의 시간 차이를 의미하고, 평균 전력은 전체 송신 전력으로 정규화한 값이다. 경로의 빔 패턴 형성을 위해 완벽한 채널추정을 가정하였으며, 5MHz의 시스템 대역폭, 3.84Mcps의 칩률, 4개의 RAKE 가지, 그리고 10Kbps의 심볼 전송률을 사용하였다.

모든 데이터는 +1로 가정하고 완벽한 전력제어와 코드 동기를 가정하였으며 채널 코딩은 사용하지 않았다. 100번의 시행에 의해 평균 SIR을 구하였고, 평균에러확률을 구하기 위하여 100만개의 데이터를 발생시켰다. 간섭신호는 시간적, 공간적으로 화이트하다고 가정하였다.

총 사용자 수(K) 100명에 해당하는 다중경로들의 입사각($\theta_{k,d}$)을 $-90^\circ \sim 90^\circ$ 사이의 각도에서 랜덤하게 발생시켰으며, 한 사용자당 사용한 JTC 전력지연 프로파일에 해당하는 6개(D)의 다중경로 성분을 발생시키고 각 다중경로에 해당하는 8개(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 광대역 CDMA 시스템의 성능을 각도퍼짐에 따라 분석하였다.

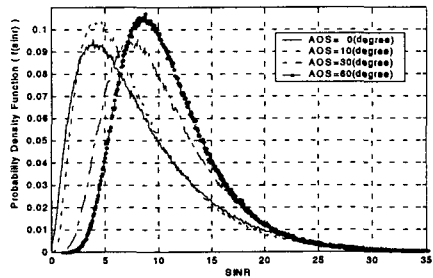


그림 3. SINR에 따른 확률 밀도 함수

그림 3은 사용자수는 20명, 배열 안테나 소자수는 8개인 경우의 각도퍼짐에 따른 SINR의 확률 밀도 함수를 보여준다. 위 그림으로부터 각도퍼짐이 커질수록 SINR이 더 큰 값 주위에 분포하게 된다. 따라서 각도퍼짐이 커질수록 성능이 좋아짐을 알 수 있다. 그 이유는 원하는 경로 신호의 각도퍼짐이 발생하면 배열 안테나 각각 수신되는 신호는 각각 다른 페이딩을 겪게 되고 상관관계가 낮은 신호들을 안테나 수만큼 결합함으로써 다이버시티 이득이 발생하게 되기 때문이다. 이 확률 밀도 함수는 2D-RAKE 수신기에서 수신된 신호의 각도퍼짐의 증가에 따라 자유도가 2인 32개(안테나 소자수(M) × 빔 형성 블록수(N))의 chi-square(χ^2) 분포의 함이다.

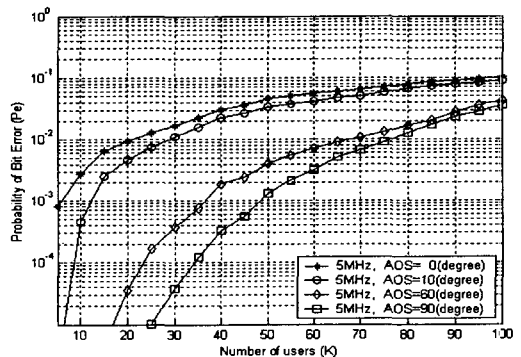


그림 4. 사용자수에 따른 평균 에러 확률

그림 4는 사용자 수에 따른 BER을 AOS에 따라서 분석한 결과이다. AOS가 0°의 경우에는 각 배열 안테나 소자 사이에 수신되는 신호의 상관관계가 매우 크기 때문에 빔 형성에 의한 이득은 발생하지만 다이버시티 이득은 발생하지 않게 된다. 그러나 AOS가 커지게 되면 각 안테나에 수신되는 신호들의 상관관계가 작아지며 이로부터 별도의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 따라서 AOS에 비례한 성능을 얻을 수 있다.

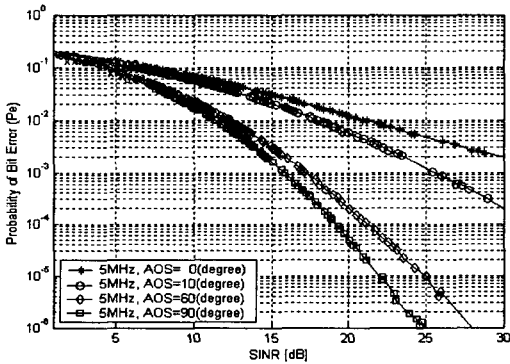


그림 5. SINR에 따른 평균 에러 확률

그림 5는 SINR에 대한 BER을 각도퍼짐에 따라 분석한 결과이다. BER을 고정하였을 때 각도퍼짐이 클수록 더 적은 값의 SINR이 요구된다. 문헌에 따르면 평균 AOS는 반경이 10[Km]인 Macro-cell에서 보다 반경이 1[Km]인 도심지역 Micro-cell의 경우가 매우 큼을 알 수 있다^[3]. 이 결과를 통하여 2D-RAKE 수신기를 적용한 광대역 CDMA 시스템의 성능은 셀 반경이 큰 교외 지역보다 셀 반경이 작은 도심지역에서 더 좋음을 예측할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 JTC 채널 모델을 벡터 채널로 확장하고 각도퍼짐을 고려한 채널 환경에서 2D-RAKE 수신기에 대한 성능을 분석하였다. 그 결과, 한 칩 구간 내에 다수개의 다중경로를 분리함에 의해서 채널의 현상을 좀 더 실제적으로 분석할 수 있었으며 또한 채널에서 발생하는 클러스터의 각도퍼짐에 비례한 성능이 얻어짐을 알 수 있었다. 이는 각도퍼짐이 큰 도심지역 채널 환경에서 광대역 CDMA 시스템에 2D-RAKE 수신기를 적용한 스마트 안테나 기법을 사용한다면 보다 나은 서비스를 제공할 수 있을 것으로 기대되며, 이는 고속 대용량의 데이터를 전송해야 하는 차세대 이동통신 시스템에서 유효하게 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

참고문헌

[1] R. L. Choi, K. B. Letaief, and R. D. Murch, "MISO CDMA transmission with simplified receiver for wireless communication handsets," IEEE Trans. Communications, Vol. COM-49, pp. 888 - 898, May., 2001.
 [2] 전준수, 김철성, "광대역 다중경로 실측 채널 모델

에서 스마트 안테나를 적용한 광대역 CDMA 시스템의 각도퍼짐에 따른 성능분석", 한국전자과학기술논문지, vol. 14, no. 5, pp. 558-567, 2003. 5.
 [3] Joseph C. Liberti, Theodore S. Rappaport "Smart Antenna for Wireless Communications", Prentice-Hall, 1999.
 [4] Jun-Soo Jeon, Jeong-Won Lee, and Cheol-Sung Kim, "Performance of DS-SS-CDMA system with smart antenna for different bandwidth in the wideband multipath channel," IEEE 57th Vehicular Technology Conference, pp. S02E03, Jeju, Korea, April 2003.
 [5] Monica Dell'Anna and A. Hamid Aghvami, "Performance of optimum and sub-optimum combining at the antenna array of a W-CDMA system", IEEE, 1999.

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