Performance Analysis of Angle Time Transmit Diversity in Urban Area

박 병 훈[†]
(Byeong-Hoon Park)

Abstract - In multipath fading channel, diversity is essential to mitigate the impairments. In this paper, we have proposed the angle diversity scheme called ATTD(Angle Time Transmit Diversity) instead of Alamouti's STTD(Space Time Transmit Diversity) and have analyzed the performance of the proposed scheme when signal powers caused by the transmission to different angles are different.

Based on it, we have measured the wireless vector-channel in the urban area, which has lots of high-story buildings, using the data collected from the 8 by 4 smart array antenna system that we made. According to the measured data, the received signals from different angles have different signal powers. Our performance analysis results show that the proposed scheme has better performance than the space diversity scheme when the received path signal power is at least -7dB compare to the strongest path signal power.

Key Words : Angle Diversity, Transmit Diversity, Angle Time Transmit Diversity, Space Time Transmit Diversity

1. 서 론

현재 상용중인 CDMA 방식의 이동 무선통신 채널환경에서 전송된 신호는 서로 다른 진폭과 위상을 갖는 다중경로 신호들의 합으로 수신되며 이러한 다중경로 페이딩에 의해서 수신되는 신호품질은 크게 저하된다. 또한 스마트폰의 사용자 증가로 인해서 비트오율(BER)이 낮은 고속데이터 서비스가 요구되는 현 이동통신 환경에서 통신품질 향상을 위해서는 역방향 링크의 용량뿐만 아니라 순방향 링크의 용량 및 성능이 증가하여야 한다. 따라서 현재 이러한 성능향상을 위한 방안으로 공간 필터링과 송신 다이버시티 기술[1-3]에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔고, 특히 Alamouti의 송신 다이버시티(STTD:Space Time Transmit Diversity)[3]에 관한 연구결과 및 그 이후의 관련연구를 통해 WCDMA 방식에서 표준으로 채택되었다[4]. 이 송신 다이버시티 방식은 데이터 심볼을 시간과 공간에 대해 부호화하여 두 개의 안테나를 사용하여 신호를 전송하고, 수신 단에서는 수신된 신호 중에서 페이딩이 적은 신호를 선택하거나, 페이딩 되어 수신된 신호를 모두 합한 후에 복조를 수행함으로써 무선 채널 페이딩에 의한 영향을 최소화 시켜 시스템의 성능을 향상 시킨다. 이 때 다이버시티 이득은 전송된 신호들이 얼마나 독립적인 페이딩 후 수신 단에 수신되게 하느냐에 의해 결정된다. 따라서 현재 공간다이버시티 방식의 송신 다이버시티에서는 독립적인 채널특성을 보장하기 위해서는 반드시 송신 안테나 간격을 충분히 이격(일반적으로 10λ 이상)시켜야 하므로 안테나 설치공간이 넓어야 하므로 설치구

들의 하중이 높다.

각도 다이버시티(Angle Diversity) 방식[5]은 공간 다이버시티에 비해서 안테나 간격이 매우 작은(본 논문에서는 0.5λ)인 안테나 배열을 사용하는 다중 빔 형성기술을 적용하여 다른 각도로 송신함으로써 수신된 각각의 신호는 채널특성이 독립적이며 다른 사용자 신호에 대한 전파간 간섭 잡음이 적다는 장점이 있다. 기존 연구결과[5]에 의하면 LOS가 있는 전원 환경에서는 공간 다이버시티의 이득이 상대적으로 높지만 레일리 페이딩 채널인 도심 환경에서는 각도 다이버시티의 이득이 공간 다이버시티에 비해 0.5dB정도 우수하다.

따라서 본 논문은 이러한 각도 다이버시티의 장점을 Alamouti 송신 다이버시티방식에서 데이터 심볼을 시간-공간 부호화를 결합한 각도-시간 송신 다이버시티(ATTD:Angle Time Transmit Diversity)방식을 제안하고 그 성능을 분석한다. 먼저 BPSK신호에 대한 레이크 수신기의 평균 신호대 잡음비의 특성함수를 이용하여 pdf 와 비트오율 식을 유도하여 ATTD방식과 기존의 송신 다이버시티 방식의 성능을 비교하였다. 특히 공간 다이버시티에서 각각 수신된 신호의 평균전력은 거의 같지만 각도 다이버시티에서는 송신 다이버시티 빔들과 수신기의 공간적인 위치에 따라 빔 이득에 따른 수신전력의 크기가 다르고 이런 현상은 각도 다이버시티 성능이 영향을 준다. 따라서 각 빔으로부터 수신된 전력 비율에 따른 성능변화를 분석하였다.

2. 공간-시간 송신 다이버시티

공간-시간 송신 다이버시티(STTD) 방식은 Alamouti[5]가 처음 제안하여 3GPP의 WCDMA 방식에서 표준으로 채택된 송신 다이버시티 방식으로서 전송 신호간 간섭을 최소

[†] 교신저자, 정회원 : 인덕대학교 컴퓨터전자과 부교수·공박
E-mail : bhpark@induk.ac.kr

접수일자 : 2011년 8월 1일

최종완료 : 2011년 9월 6일

화하기 위해 송신 데이터 심볼 s_0 와 s_1 을 그림 1에서와 같이 시간과 공간에 대한 부호화 과정을 거쳐 전송한다.

그림 1 STTD의 부호화 및 송신 배열

Fig. 1 Encoding and transmission sequence for STTD

그림 2 수신기 블록도

Fig. 2 Receiver block diagram

그림 1과 같이 부호화 후 전송된 신호가 두 개의 공간 다이버시티 안테나로 전송되어 각각 채널 h_0 와 h_1 을 통과한 후 그림 2와 같은 구조의 수신기로 수신되면 이 수신신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 r_0 와 r_1 는 각각 시간 t 와 $t+T$ 에서 수신된 신호이며 n_0 와 n_1 는 각 신호에 부가된 백색 가우시안 잡음이다. 채널 파라미터가 정확하게 추정된다면 수신기에서 복원한 신호는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{S}_0 &= r_0 h_0^* + r_1^* h_1 = (|h_0|^2 + |h_1|^2) s_0 + n_0 h_0^* + n_1^* h_1 \\ \hat{S}_1 &= r_0 h_1^* - r_1^* h_0 = (|h_0|^2 + |h_1|^2) s_1 + n_0 h_1^* - n_1^* h_0 \end{aligned} \quad (2)$$

이런 방식으로 수신기에서 복원된 신호의 BER성능은 다음과 같다. 수신된 신호의 SNR을 γ 라고 하고, 다이버시티 차수가 2인 공간 다이버시티 채널로 수신된 신호의 평균

SNR($\bar{\gamma}$)은 같다고 가정하면 레이크 수신신호의 평균 SNR은

$$\bar{\gamma}_{11} = \bar{\gamma}_{12} = \frac{1}{2} \bar{\gamma}_1, \bar{\gamma}_{21} = \bar{\gamma}_{22} = \frac{1}{2} \bar{\gamma}_2, \dots; \bar{\gamma}_{L1} = \bar{\gamma}_{L2} = \frac{1}{2} \bar{\gamma}_L \quad (3)$$

이다. 그리고 다이버시티를 사용하지 않은 경우와 총 송신 전력은 같다고 가정하면 각 다이버시티 채널의 신호 전력은 다이버시티를 사용하지 않은 경우에 비해 3dB 낮으므로 레이크 수신기의 SNR은 다음 식과 같다.

$$\gamma = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^L [\gamma_{1,k} + \gamma_{2,k}] \quad (4)$$

만약 각각의 다이버시티 채널로 수신된 각 경로의 신호가 독립적인 페이딩으로 수신된다면, 식 (5)의 γ 에 대한 특성함수는 다음 식과 같다.

$$\psi_\gamma(jv) = \prod_{k=1}^L \left(\frac{1}{1 - jv \frac{\gamma_k}{2}} \right)^2 = \sum_{k=1}^L \left[\frac{B_{k,1}}{1 - jv \frac{\gamma_k}{2}} + \frac{B_{k,2}}{\left(1 - jv \frac{\gamma_k}{2}\right)^2} \right] \quad (5)$$

여기서 $B_{k,1}$ 과 $B_{k,2}$ 는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} B_{k,1} &= 2A_k^2 \sum_{\ell=1, \ell \neq k}^L \frac{\bar{\gamma}_\ell}{\gamma_\ell - \gamma_k} \\ B_{k,2} &= A_k^2 \end{aligned} \quad (6)$$

그리고 식(5)를 이용하여 구한 γ 에 대한 pdf는 다음 식과 같다.

$$p_\gamma(\gamma) = \sum_{k=1}^L \left[\frac{2B_{k,1}}{\gamma_k} e^{-2\gamma/\gamma_{k,1}} + \frac{4B_{k,2}}{\gamma_k^2} \gamma e^{-2\gamma/\gamma_k} \right], \gamma \geq 0 \quad (7)$$

따라서 식(7)을 이용하여 공간 다이버시티로 송신한 신호의 레이크 수신기 출력의 비트 오류율은 다음과 같다.

$$P_b = \sum_{k=1}^L \left(\frac{B_{k,1}}{2} (1 - \mu) + \frac{B_{k,2}}{4} (2 - 3\mu + \mu^3) \right) \quad (8)$$

이 식에서 μ 는

$$\mu = \sqrt{\frac{\gamma_k}{\gamma_k + 2}} \quad (9)$$

이다.

3. 각도-시간 송신다이버시티

본 논문에서 제안하는 각도-시간 송신다이버시티 방식은 그림 3에 나타난 바와 같이 전송할 데이터 심볼은 그림1의 STTD에서와 동일한 방식으로 부호화되지만 다중 빔 성형기에 의해 만들어진 안테나 빔들 중에서 단말기로부터 수신

된 신호강도가 큰 것으로 추정된 두 개의 빔을 선택하여 전송한다. 다중 빔 성형은 배열 안테나와 버틀러 매트릭스(Butler Matrix)[6], 블라스 매트릭스(Bloss Matrix)[7] 또는 울른웨버 배열(Wullenweber Array)[8] 등의 빔 성형기술로 만들어지는데 이 중에서 버틀러 매트릭스는 빔 폭이나 빔 형성 각이 주파수에 따라 변하고 차수가 높은 매트릭스를 구현할 때는 구성 요소 간 상호 결합이 매우 복잡하지만 다른 기술에 비해서 구현이 비교적 용이하고 필요한 요소들이 적다는 유리한 점이 있다. 다중 빔의 폭은 작을수록 각도 분해 능력이 커져서 간섭신호가 감소되고 빔 이득이 커지는 장점이 있으나 배열안테나를 구성하는 안테나의 수 및 빔 성형기의 차수 커지므로 빔 폭 즉, 빔 이득과 안테나 및 빔 성형기의 복잡도는 트레이드오프 관계가 있으므로 환경에 따라 조절할 수 있다.

그림 3 각도-시간 다이버시티
Fig. 3 Angle-time transmit diversity

그림 3에서 선택된 두 개의 빔으로 전송된 신호는 그림 2와 같은 구조의 안테나가 하나인 수신기로 수신한 신호는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = H_0 s_0 + H_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t+T) = -H_0 s_0^* + H_1 s_1^* + n_1 \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 H_0, H_1 은 두 신호의 전송채널에 대한 파라미터를 각각 h_0, h_1 , 각도 다이버시티 안테나의 빔 이득을 M , 그리고 수신된 두 신호 크기의 상대적 가중치를 m_0, m_1 이라고 할 때 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} H_0 &= h_0 m_0 M \\ H_1 &= h_1 m_1 M \end{aligned} \quad (11)$$

ρ_0, ρ_1 를 고려하여야 하는 이유는 공간 다이버시티의 경우, 수신된 두 신호의 평균크기는 거의 동일하지만 각도 다이버시티인 경우에는 공간 다이버시티와 달리 폭이 좁은 안테나 빔을 이용하므로 수신단말기의 위치에 따라 두 다이버시티 채널의 빔 커버리지가 다르다. 따라서 수신된 두 신호의 평균크기가 다르고 이 차이가 각도 다이버시티의 성능에 영향을 미치기 때문이다[5].

만약 기지국의 각 안테나에서 송신되어 단말기에서 수신된 채널 파라미터가 h_0 와 h_1 이 정확하게 추정되었다면 수신기에서 복원된 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{s}_0 &= r_0 H_0^* + r_1^* H_1 = (|H_0|^2 + |H_1|^2) s_0 + n_0 H_0^* + n_1^* H_1 \\ &= (|\rho_0|^2 |M|^2 |h_0|^2 + |\rho_1|^2 |M|^2 |h_1|^2) s_0 + n_0 H_0^* + n_1^* H_1 \\ \hat{s}_1 &= r_0 H_1^* + r_1^* H_0 = (|H_0|^2 + |H_1|^2) s_1 + n_0 H_1^* - n_1^* H_0 \\ &= (|\rho_0|^2 |M|^2 |h_0|^2 + |\rho_1|^2 |M|^2 |h_1|^2) s_1 + n_0 H_1^* - n_1^* H_0 \end{aligned} \quad (12)$$

공간 다이버시티의 경우와 같이 다이버시티 차수는 2로 하므로 다이버시티 신호전력은 송신 다이버시티를 하지 않은 경우에 비해 3 dB 낮다고 가정한다. 그리고 두 빔의 형상과 수신기의 위치에 따라 수신 신호전력은 줄어 들 수 있다고 가정한다. 따라서 k 번째 경로로 수신된 다이버시티 신호의 평균 SNR은 $\bar{\gamma}_{1,k} \neq \bar{\gamma}_{2,k}$ 이며 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{1,k} &= \frac{1}{2} M m_1 \bar{\gamma}_k, \\ \bar{\gamma}_{2,k} &= \frac{1}{2} M m_2 \bar{\gamma}_k \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 M 은 빔 이득이고 m_1, m_2 는 빔의 형상에 대한 수신기의 위치에 따른 신호감소가 되는 비율을 의미한다. 따라서 레이크수신기 출력의 SNR은 다음과 같다.

$$\gamma = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^L [\gamma_{1,k} + \gamma_{2,k}] \quad (14)$$

각 빔 방향으로 전송된 신호가 서로 독립적인 레일리 페이딩으로 수신된다고 가정하면 식(14)의 SNR에 대한 γ 의 특성 함수는 다음 식과 같다.

$$\psi_\gamma(jv) = \prod_{k=1}^L \left(\frac{1}{1 - jv\bar{\gamma}_{k,1}} \times \frac{1}{1 - jv\bar{\gamma}_{k,2}} \right) \quad (15)$$

이 식에서 다중 경로의 수 $L=2$ 라고 하면 특성함수는 다음 식과 같다.

$$\psi_\gamma(jv) = \frac{\beta_{1,1}}{1 - jv\bar{\gamma}_{1,1}} + \frac{\beta_{1,2}}{1 - jv\bar{\gamma}_{1,2}} + \frac{\beta_{2,1}}{1 - jv\bar{\gamma}_{2,1}} + \frac{\beta_{2,2}}{1 - jv\bar{\gamma}_{2,2}} \quad (16)$$

이 식에서

$$\begin{aligned} \beta_{1,1} &= \frac{\bar{\gamma}_{1,1}}{\gamma_{1,1} - \gamma_{1,2}} \alpha_{1,1} \alpha_{1,2} + \frac{\bar{\gamma}_{1,1}}{\gamma_{1,1} - \gamma_{2,2}} \alpha_{1,1} \alpha_{2,2} \\ \beta_{1,2} &= \frac{\bar{\gamma}_{1,2}}{\gamma_{1,2} - \gamma_{1,1}} \alpha_{1,1} \alpha_{1,2} + \frac{\bar{\gamma}_{1,2}}{\gamma_{1,2} - \gamma_{2,1}} \alpha_{2,1} \alpha_{1,2} \\ \beta_{2,1} &= \frac{\bar{\gamma}_{2,1}}{\gamma_{2,1} - \gamma_{1,2}} \alpha_{2,1} \alpha_{1,2} + \frac{\bar{\gamma}_{2,1}}{\gamma_{2,1} - \gamma_{2,2}} \alpha_{2,1} \alpha_{2,2} \\ \beta_{2,2} &= \frac{\bar{\gamma}_{2,2}}{\gamma_{2,2} - \gamma_{1,1}} \alpha_{1,1} \alpha_{2,2} + \frac{\bar{\gamma}_{2,2}}{\gamma_{2,2} - \gamma_{2,1}} \alpha_{2,1} \alpha_{2,2} \end{aligned} \quad (17)$$

이고, 여기서

$$\begin{aligned}\alpha_{1,1} &= \frac{\bar{\gamma}_{1,1}}{\bar{\gamma}_{1,1} - \bar{\gamma}_{2,1}} \\ \alpha_{1,2} &= \frac{\bar{\gamma}_{1,2}}{\bar{\gamma}_{1,2} - \bar{\gamma}_{2,2}} \\ \alpha_{2,1} &= \frac{\bar{\gamma}_{2,1}}{\bar{\gamma}_{2,1} - \bar{\gamma}_{1,1}} \\ \alpha_{2,2} &= \frac{\bar{\gamma}_{2,2}}{\bar{\gamma}_{2,2} - \bar{\gamma}_{1,2}}\end{aligned}\quad (18)$$

이다. 식(16)을 이용하여 γ 의 pdf와 비트 오류율은 각각 식(19), 식(20)과 같다.

$$p_T(\gamma) = \frac{\beta_{1,1}}{\bar{\gamma}_{1,1}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}_{1,1}} + \frac{\beta_{1,2}}{\bar{\gamma}_{1,2}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}_{1,2}} + \frac{\beta_{2,1}}{\bar{\gamma}_{2,1}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}_{2,1}} + \frac{\beta_{2,2}}{\bar{\gamma}_{2,2}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}_{2,2}}, \quad \gamma \geq 0 \quad (19)$$

$$P_b = \frac{\beta_{1,1}}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{1,1}}{\bar{\gamma}_{1,1} + 1}} \right) + \frac{\beta_{1,2}}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{1,2}}{\bar{\gamma}_{1,2} + 1}} \right) + \frac{\beta_{2,1}}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{2,1}}{\bar{\gamma}_{2,1} + 1}} \right) + \frac{\beta_{2,2}}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{2,2}}{\bar{\gamma}_{2,2} + 1}} \right) \quad (20)$$

4. 각도-시간 송신다이버시티

성능분석은 두 개의 다이버시티 채널로 전송된 신호들은 서로 다른 독립적인 페이딩 채널로 동일한 시간 지연 성분들로 수신되며 레이크 수신기의 경로 수 $L=2$ 로 가정하였다. 실제 환경에서는 두 각도 다이버시티 채널로 수신된 신호의 시간 지연은 다를 수 있는데 이런 경우에는 보조 파일롯 신호를 포함하여 각각의 빔으로 신호를 전송하면 수신기에서는 이 보조 파일롯을 이용하여 시간지연을 보상해 줄 수 있다. 그리고 앞에서 설명한 바와 같이 공간 다이버시티를 적용한 Alamouti의 STTD 방식의 경우에는 전방향 안테나를 사용하며 두 다이버시티 채널은 서로 독립적인 특성을 갖지만 경로 손실은 같아서 두 경로로 수신되는 신호세기는 같다고 가정하였으며 본 논문이 제안한 ATTD방식의 경우에는 두 채널의 경로 손실은 같다고 가정하지만 배열 안테나에 의해 생성된 빔 패턴들과 수신기의 공간적 위치에 따라 두 채널로 수신되는 신호전력이 다를 수 있으므로 식(12)의 다이버시티 채널의 수신 강도에 대한 가중치 m_0 와 m_1 을 고려하여 분석하였다. 즉, 가장 크게 수신되는 각도 다이버시티 채널의 수신 전력의 가중치를 1로 하고($m_0=1$) 다른 채널로 수신되는 전력의 가중치는 그 값보다 작은 $m_1 \leq 1$ 일 때의 성능을 분석하였다. $m_0=1$ 은 빔 패턴에서 빔 이득이 최대인 방향으로 전송된 신호를 수신할 때이며 $m_1 < 1$ 은 빔 패턴의 피크를 벗어난 방향으로 전송된 신호를 수신할 때 전력의 감쇄정도를 의미한다.

그림4는 빔 이득이 없을 때($M=0dB$) 비트오류에 대한 pdf이다. 본 논문에서 제안한 ATTD의 경우가 두 다이버시티

그림 4 두 빔 방향으로 동일한 신호전력으로 수신될 때 pdf 비교

Fig. 4 Comparison of pdf in the case of equal power from two beam directions

채널로 수신된 신호의 세기가 동일한 경우($m_0=m_1=1$)일 때 STTD의 경우에 비해서 pdf가 오른쪽에 있고 다른 한 채널의 신호세기가 다른 채널의 신호세기에 비해 20% ($m_1=0.2$)일 때 두 방식의 pdf가 비슷한 분포임을 알 수 있다. pdf가 오른쪽에 있다는 것은 동일한 E_b/N_0 에 대해 비트 오류율이 더 작다는 것을 의미한다.

다음은 비트오류 성능을 분석하였다. 먼저 그림 5(a)는 안테나 빔 성형에 의한 이득이 없을 때 ATTD와 STTD의 비트오류 성능의 비교 결과이다. 이 결과에 의하면 ATTD 방식의 성능은 어느 한 빔 방향의 평균 수신 전력이 다른 빔 방향에서 수신되는 신호의 평균 수신 전력과 차이가 생기면 저하된다. 하지만 평균 신호 전력이 작게 수신되는 방향의 평균 전력이 크게 수신되는 방향의 전력에 비해 최소 0.2배 만 되어도 STTD방식의 성능과 유사하다.

따라서 각도 다이버시티를 적용한 ATTD방식에서 두 다이버시티 채널로부터 수신되는 평균 신호전력의 차이가 클수록 다이버시티 이득은 감소하지만 공간 다이버시티를 적용한 STTD방식에 비해 성능이 우수하며 송신단의 형성된

(a) 빔이득 $M = 0dB$ 일 때

(b) 빔 이득 $M = 3\text{dB}$ 일 때

그림 5 비트오율 특성 비교

Fig. 5 Comparison of Bit Error Rate

다수의 빔 중에서 수신기에 가장 큰 전력을 송신할 수 있는 빔 선택이 적절하면 큰 다이버시티 이득을 얻을 수 있을 것이다.

그림 5(b)는 ATTD의 빔 성형 이득이 3dB 일 때 비트오율 특성이다. 이 결과에 의하면 ATTD의 빔 이득을 고려하면 어느 한 빔 방향으로 수신되는 신호 전력이 다른 빔 방향에 비해 10%만 되더라도 빔 이득에 의해 STTD방식보다 나은 성능을 갖는다. 더욱이 본 논문에서는 고려하지 않은 빔 성형에 따른 페이딩 감소(fading reduction)효과를 고려한다면 ATTD의 성능은 더욱 우수하게 나타날 것이다.

5. 도심 환경에서 각도 다이버시티 신호측정 결과

4장의 성능분석 결과에 의하면 배열 안테나에 의한 빔 성형 이득이 없다고 가정할 때, 각도 다이버시티를 적용하는 ATTD의 다중 빔 중에서 수신기에 가장 큰 전력으로 전송되는 두 개의 빔으로부터 전송된 신호가 단일 수신기에 수신된 신호전력의 비율이 0.2 이상 즉 7dB 이내면 본 논문이

표 1 측정 장치의 사양

Table 1 Specification of measuring system

Antenna	Base Station	10.5 dBi Strip Dipole 84 Array Antenna HPBW (Horizontal : $91^{\circ}\sim 103^{\circ}$ Vertical : $15^{\circ}\sim 16^{\circ}$)		
	Mobile	0 dBi Omni Antenna		
Transmitter	Frequency	1.95GHz	Output Level	25 dBm
	Modulation	QPSK	Chip Rate	3.84 Mcps
	Filter	Square cosine Filter	Roll-off Factor	0.35
Receiver	Frequency	70MHz	Sampling Rate	19.2 Ms/sec

제안한 ATTD방식이 STTD방식보다 우수한 성능을 보였다. 이와 같은 수신신호전력의 비율이 실제 도심 환경에서 어느 정도인가 확인하기 위해 실제의 도심 환경에서 각 빔 방향에 대한 수신 전력의 크기를 측정하였다. 측정방법은 도시의 각 지점에서 전방향 안테나를 사용하여 신호를 전송하고 8×4 평면 배열 안테나를 이용한 적용 섹터 셀 시스템을 적용한 기지국에서 신호전력을 측정하였다. 이 때 측정된 데이터는 배열 안테나의 빔 성형 이득을 전방향 안테나의 빔 이득으로 표준화하여 빔 이득을 제거하였다. 표 1은 측정에 사용한 송수신시스템의 사양을 보여주고 있다.

데이터 측정 지역과 측정위치는 그림 6에 나타나 있다. 기지국은 16번 지점에 있으며 각 번호로 표시된 다른 모든 지점들은 신호를 측정한 20군데의 위치를 나타낸다. 은 기지국에서 ATTD방식과 STTD방식으로 전송한 신호를 그림 6에 나타난 위치에서 이렇게 측정된 각각 수신한 신호전력의 차에 대한 결과는 그림 7과 같다.

그림 6 신호측정 지역 및 위치 지도

Fig. 6 A Map showing signal measuring position

그림 7 도심 채널 환경에서 신호전력 측정결과

Fig. 7 Measuring results in urban area

이 측정결과에서 볼 수 있듯이 STTD방식에 비해 ATTD 방식의 경우에 두 수신 신호전력의 차가 더 크다. 그리고 STTD의 경우를 보면 두 수신신호의 전력의 차가 9dB인 18번 위치를 제외한 나머지 지역에서는 7dB이내인 것을 알 수 있다. 18번과 같이 신호전력의 차가 7dB보다 커서 거의 한 방향으로만 수신되는 경우에도 ATTD방식은 각도 다이버시티를 이용하므로 그림 5(b)의 결과에서와 같이 빔 성형에 의한 빔 이득을 고려하고 또한 신호가 전 방향으로 전송되지 않고 제한된 빔 방향으로만 수신되는 특성에 의한 페이딩 감소 효과를 고려하면 성능이 우수할 것이다.

6. 결 론

본 논문에서는 공간 필터링 효과를 갖는 각도 다이버시티 기반의 ATTD방식을 제안하고 기존의 공간 다이버시티를 적용한 STTD방식과 성능을 비교하였다. 선택된 두 빔으로 신호를 전송하는 ATTD방식은 수신기에 수신된 두 빔으로부터의 신호전력의 차이가 약 7dB보다 작으면 STTD에 비해서 비트 오류특성이 좋았다. 그리고 ATTD의 배열 안테나 이득을 고려하면 두 신호 전력의 차이가 커서 한 빔으로부터의 신호전력을 거의 수신하지 못하는 경우에도 빔 이득이 있어서 STTD의 성능에 비해서 나쁘지 않았다.

그리고 실제 도심환경에서 STTD방식으로 신호를 전송했을 때 각 빔으로부터 수신되는 전력의 차이를 알아보기 위해 건물이 밀집된 임의의 도심환경에서 각도 다이버시티에 의한 신호 전력을 측정하였다. 그 결과 대부분의 위치에서 두 신호전력의 차이는 7dB 이내였고 최악의 경우 9dB정도였다. 이런 측정결과에 분석결과를 적용하면 모든 위치에서 ATTD의 성능이 우수할 것으로 나타났다.

따라서 제안한 다이버시티 방식은 공간 다이버시티를 적용한 방식에 비교해서 기지국 안테나 소자간의 간격을 줄이면서도 대부분의 도심채널 환경에서 우수한 성능을 얻을 수 있을 것이다. 다만 이 방식은 단말기에서 가장 큰 전력을 수신할 수 있는 두 개의 빔을 선택하여 신호를 전송할 수 있도록 기지국에서 DOA(Direction of Arrival)정보를 얻을 수 있는 장치가 필요하다 점을 단점으로 생각할 수 있다.

감사의 글

본 연구는 2009년도 인덕대학교 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사드립니다.

참 고 문 헌

- [1] S. Parkvall, M.Karlsson, and M.Samuelsson, "Transmit Diversity in WCDMA: Link and System Level Results," Proc. of VTC2000, pp.864-868, 2000.
- [2] R. Wichman and A. Hottinen, "IMT-2000 Transmit Diversity Concepts," In Proc. of PIMRC '99, pp.238-241, 1999.
- [3] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," IEEE Journal on Select Area in Communications. Vol. 16, No.8, pp.1451-1458,

Oct. 1998.

- [4] 3rd Generation Partnership Project, "Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)," 3GPP Technical Specification, TS25.211, V6.5.0, Jun. 2005.
- [5] Patrick L. Perini, and Christopher L. Holloway, "Angle and Space Diversity Comparisons in Different Mobile Radio Environments," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 46, No. 6, pp.764-775, Jun. 1998.
- [6] J. Butler and R. Lowe, "Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas," Electronic Design, pp.170-173, April 12, 1961.
- [7] J. Blass, "Multidirectional Antenna: A New Approach to Stacked Beams," IRE International Conference Record, Vol. 8, Part 1, 1960.
- [8] A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Olver and P. Knight, The Handbook of Antenna Design, Vol. 2, Peter Peregrinus, London pp.323-328, 1983.

저 자 소 개

박 병 훈(朴 炳 勳)

1986년 연세대학교 전기공학과 졸업. 동 대학원 석사(1986). 동 대학원 컴퓨터전자과 박사(1999). 1986 - 1992 삼성종합기술원 선임연구원. 2000-현재 인덕대학교 컴퓨터전자과 부교수

Tel: 02-950-7407

Fax: 02-950-7419

E-mail: bhpark@induk.ac.kr