

WCDMA 시스템에서 송신 다이버시티 기법의 성능 비교 분석

Comparative Performance Analysis of Transmit Diversity Technique for WCDMA Systems

이상호*, 김영선*, 박형래*

Sang-Ho Lee*, Young-Sun Kim*, and Hyung-Rae Park*

요 약

본 논문에서는 3세대 이동통신시스템의 요소 기술인 송신 다이버시티 기법에 대한 성능 분석을 수행한다. WCDMA 시스템의 규격으로 채택된 송신 다이버시티 기법은 귀환 데이터의 유무에 따라 개루프 송신 다이버시티와 폐루프 송신 다이버시티로 나뉘어지며 DPCH 신호의 시공간 부호화를 통해 다이버시티 이득을 얻는다. 이러한 송신 다이버시티 기법의 성능 분석을 위해 WCDMA format #13을 목표 시스템으로 하여 이동속도, 경로 수, 파워 컨트롤, 귀환 데이터의 지연에 대한 영향을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교 분석한다.

ABSTRACT

In this paper, we analyze the performance of transmit diversity techniques which are the key technologies of the third generation mobile communication systems. Transmit diversity techniques adopted on the specification of 3GPP are classified into open-loop and closed-loop methods depending on the existence of feedback data. In WCDMA systems, the DPCH signal is space-time coded to provide a mobile station with diversity. Computer simulations shall be performed to analyze and compare their performance considering the effect of mobile speed, number of path, power control, and delay of feedback with the WCDMA slot format #13 for application to WCDMA systems.

Key words : Transmit diversity, WCDMA

I. 서 론

WCDMA 시스템의 표준으로 채택된 송신 다이버시티 기법은 기지국에서 다중 안테나를 사용하여 각 안테나마다 독립적인 전파 경로를 형성하고 이를 통해 단말기에서 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 기법으로 귀환 데이터의 유무에 따라 개루프 송신 다이버시티(open-loop transmit diversity)와 폐루프 송

신 다이버시티(closed-loop transmit diversity)로 나뉘어진다[1][2][3]. WCDMA 시스템에서 송신 다이버시티 기법은 DPCH(Dedicated Physical Channel) 신호를 시공간 부호화하며 폐루프 송신 다이버시티의 경우 CPICH(Common Pilot Channel) 신호로부터 최적 가중치를 추정한다[4]. 이러한 송신 다이버시티 기법은 현재 연구가 활발히 진행되고 있지만 신호 복조와 최적 가중치를 구하는 과정에서 대부분

* 한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터 공학부

(School of Electronics, Telecommunications and Computer Engineering, Hankuk Aviation University)

· 논문번호 : 2003-2-12

· 접수일자 : 2003년 11월 24일

완벽한 채널 추정을 가정하였으며 WCDMA 시스템의 중요한 요소인 패스 다이버시티와 파워 컨트롤에 대한 고려가 부족하다[5][6]. 또한, 단말기의 이동속도에 따른 상대적인 성능 비교 내용이 거의 없어 이에 대한 연구가 필요하다. 따라서 본 논문에서는 WCDMA 시스템 규격 format #13을 목표 시스템으로 설정하여 채널 추정 과정과 함께 단말기의 이동, 패스 다이버시티, 귀환 데이터의 지연, 파워 컨트롤의 영향을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교 분석한다[1].

II. 송신 다이버시티 시스템

2-1 개루프 송신 다이버시티

개루프 송신 다이버시티에서 송신 신호는 표 1과 같이 시공간 부호화 된다[2][7].

표 1. 송신 신호의 시공간 부호화 방법
Table 1. Space-time coding of transmit signals

	Antenna A	Antenna B
Time t	s_1	s_2
Time t+T	$-s_2^*$	s_1^*

개루프 송신 다이버시티의 간단한 구조는 그림 1과 같다. 전송 시간 t 와 $t+T$ 에서 채널 특성이 변하지 않는다고 가정하면 수신 신호는 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} r_1 &= r(t) = h_A s_1 + h_B s_2 + n_1, \\ r_2 &= r(t+T) = -h_A s_2^* + h_B s_1^* + n_2. \end{aligned} \quad (1)$$

h_A 와 h_B 는 각각 안테나 A와 B로부터 수신단과의 채널을 의미한다. n_1 과 n_2 는 수신단에서의 복소 잡음을 의미하고 이때 복조된 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_A^* r_1 + h_B r_2^* = (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) s_1 + h_A^* n_1 + h_B n_2^*, \\ \tilde{s}_2 &= h_B^* r_1 - h_A r_2^* = (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) s_2 - h_A n_2^* + h_B^* n_1. \end{aligned} \quad (2)$$

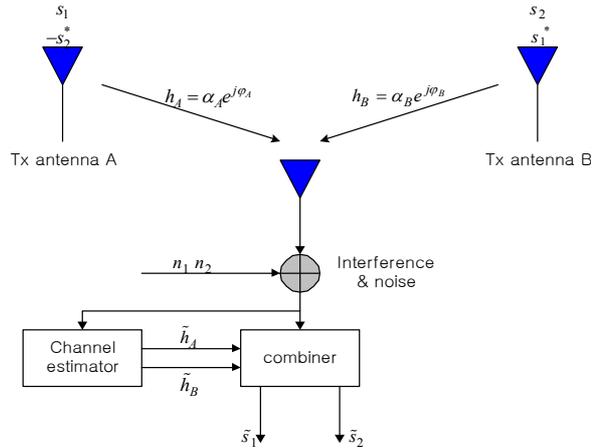


그림 1. 개루프 송신 다이버시티의 구조
Fig. 1. Basic concept of open loop transmit diversity

2-2 폐루프 송신 다이버시티

폐루프 송신 다이버시티 기법에서 단말기는 CPICH 신호를 이용하여 최적 가중치를 추정한다. 폐루프 송신 다이버시티의 간단한 구조는 그림 2와 같다.

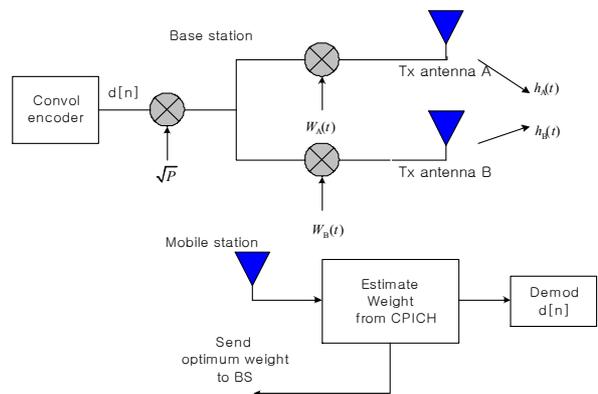


그림 2. 폐루프 송신 다이버시티의 구조
Fig. 2. Basic concept of closed loop transmit diversity

기지국에서의 송신 신호는 다음과 같은 벡터 형태로 나타낼 수 있다[8].

$$\begin{aligned} \mathbf{s} &= [s_1 \quad s_2]^T \\ &= \sqrt{P} d \mathbf{w}. \end{aligned} \quad (3)$$

윗 식에서 $\mathbf{w} = [w_A \ w_B]^T$ 는 전송 안테나의 가중치로서 $|w_A|^2 + |w_B|^2 = 1$ 로 설정하며 P 는 전체 전송 파워를 나타낸다. 각 안테나에 대해 L 개의 다중 경로가 존재한다고 가정하고 j 번째 송신 안테나에서 i 번째 경로 사이의 채널을 $h_{i,j}$ 라 하면 채널은 $L \times 2$ 행렬 $\mathbf{H} = [h_{i,j}]$ 로 나타낼 수 있다. 따라서 단말기에 수신된 신호는 식(4)와 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_L]^T \\ &= \mathbf{H}\mathbf{s} + n. \end{aligned} \quad (4)$$

윗 식에서 n 은 수신단의 복소잡음을 의미하며 $E[n^2] = \sigma_n^2$ 이다. 수신 신호의 복조과정은 다음과 같으며

$$\tilde{\mathbf{d}} = \mathbf{v}^T \mathbf{r} \quad (5)$$

최대비 합성 다이버시티의 결과를 얻기 위한 \mathbf{v}^T 는 아래와 같이 나타낼 수 있다[9].

$$\mathbf{v}^T = (\mathbf{H}\mathbf{w})^H = \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H. \quad (6)$$

식(4)와 (6)을 식(5)에 대입하면 수신 신호는 다음과 같이 주어지며

$$\tilde{\mathbf{d}} = \sqrt{P} \mathbf{d} \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H n \quad (7)$$

이때 신호대 잡음비는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\gamma = \frac{P}{\sigma_n^2} \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w} = \frac{P}{\sigma_n^2} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}. \quad (8)$$

윗 식에서 신호대 잡음비를 최대로 하는 최적 가중치는 \mathbf{R} 의 최대 고유치에 해당하는 고유벡터로 주어지며 단일 경로의 경우는 다음과 같이 나타낼 수 있다[10].

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_A^{(opt)} & w_B^{(opt)} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \frac{h_A^*}{\sqrt{h_A^2 + h_B^2}} & \frac{h_B^*}{\sqrt{h_A^2 + h_B^2}} \end{bmatrix}^T. \quad (9)$$

III. 신호 모델과 송신 다이버시티의 구현

WCDMA 순방향 링크에서 각 채널은 QPSK 변조와 복소 확산(complex spreading)의 변조 형태를 취하므로 페루프 송신 다이버시티를 적용한 송신 신호는 시간 T 와 $2T$ 에서 각각 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} s_{T,A}(t) &= \text{Re} \left[\sum_{j=1}^{N_u} \sqrt{\frac{E_{c,t}^{(j)}}{2}} (d_{I,1}^{(j)}(t) + jd_{Q,1}^{(j)}(t)) c^{(j)}(t) s(t) w_A(t) e^{jw_c t} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sqrt{E_{c,p}}}{2} (d_{P,I}^{(A)}(t) + jd_{P,Q}^{(A)}(t)) s(t) e^{jw_c t} \right], \\ s_{T,B}(t) &= \text{Re} \left[\sum_{j=1}^{N_u} \sqrt{\frac{E_{c,t}^{(j)}}{2}} (-d_{I,2}^{(j)}(t) + jd_{Q,2}^{(j)}(t)) c^{(j)}(t) s(t) w_B(t) e^{jw_c t} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sqrt{E_{c,p}}}{2} (d_{P,I}^{(B)}(t) + jd_{P,Q}^{(B)}(t)) s(t) e^{jw_c t} \right], \\ s_{2T,A}(t) &= \text{Re} \left[\sum_{j=1}^{N_u} \sqrt{\frac{E_{c,t}^{(j)}}{2}} (d_{I,2}^{(j)}(t) + jd_{Q,2}^{(j)}(t)) c^{(j)}(t) s(t) w_A(t) e^{jw_c t} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sqrt{E_{c,p}}}{2} (d_{P,I}^{(A)}(t) + jd_{P,Q}^{(A)}(t)) s(t) e^{jw_c t} \right], \\ s_{2T,B}(t) &= \text{Re} \left[\sum_{j=1}^{N_u} \sqrt{\frac{E_{c,t}^{(j)}}{2}} (d_{I,1}^{(j)}(t) - jd_{Q,1}^{(j)}(t)) c^{(j)}(t) s(t) w_B(t) e^{jw_c t} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sqrt{E_{c,p}}}{2} (d_{P,I}^{(B)}(t) + jd_{P,Q}^{(B)}(t)) s(t) e^{jw_c t} \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

식(10)에서 $E_{c,t}^{(j)}$ 와 $c^{(j)}(t)$ 는 각각 j 번째 가입자의 칩 당 에너지와 채널 코드이고 $s(t)$ 는 I/Q 채널 복소 스크램블링 코드이다. $d_{I,1}^{(j)}(t)$ 와 $d_{Q,1}^{(j)}(t)$ 는 s_1 신호의 I/Q 데이터이고 $d_{I,2}^{(j)}(t)$ 와 $d_{Q,2}^{(j)}(t)$ 는 s_2 신호의 I/Q 데이터이다. 또한, $E_{c,p}$ 는 파일럿 신호의 칩당 에너지이며, $d_{P,I}^{(A)}(t)$, $d_{P,Q}^{(A)}(t)$ 와 $d_{P,I}^{(B)}(t)$, $d_{P,Q}^{(B)}(t)$ 는 각각 안테나 A 와 B 에서 파일럿 신호의 I/Q 채널 심볼 패턴을 나타낸다. $w_A(t)$ 와 $w_B(t)$ 는 안테나 A 와 B 에서의 최적 가중치를 나타내며 페루프 송신 다이버시티에서는 다음과 같이 주어진다.

$$w_A(t) = w_B(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (11)$$

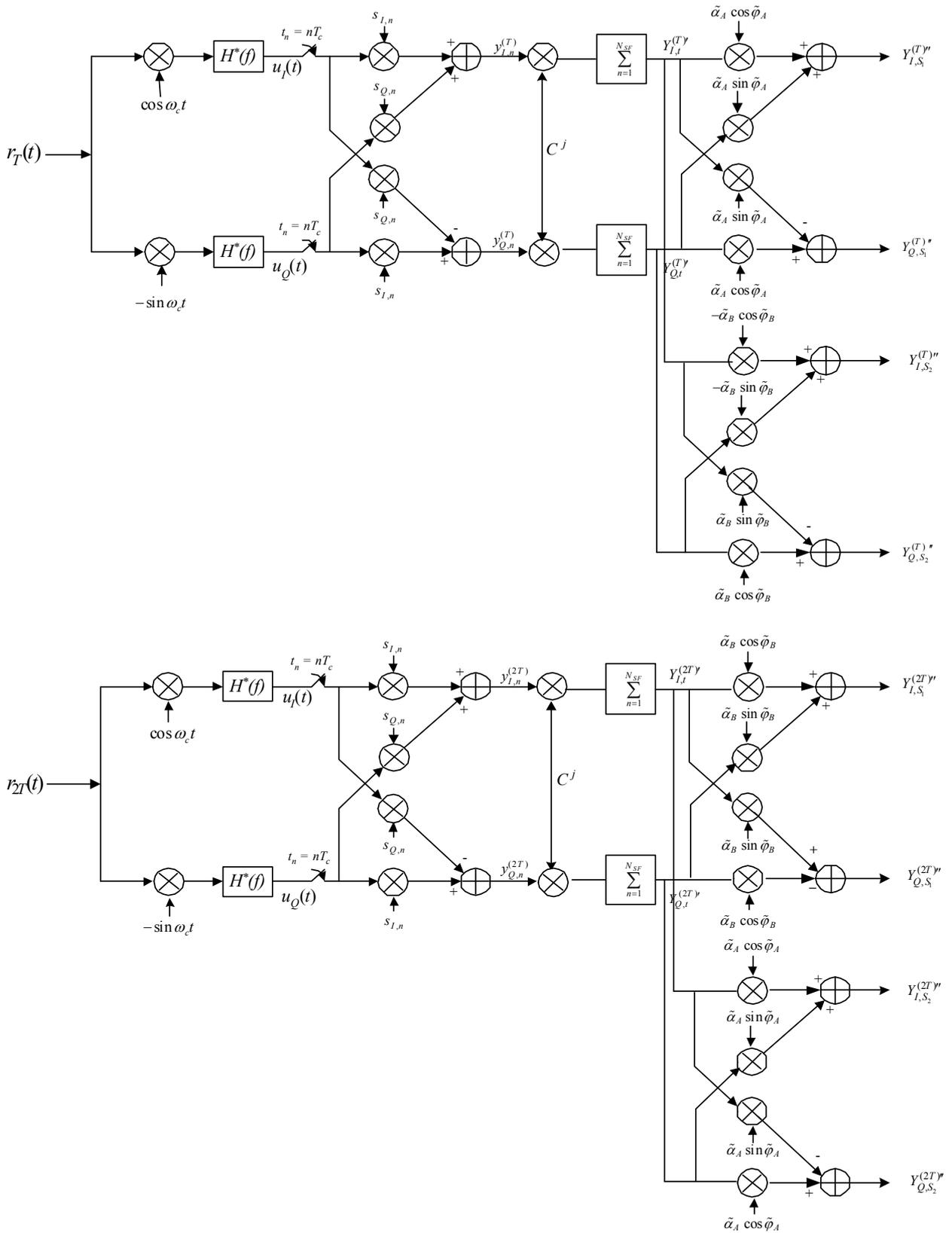


그림 3. 복조기 블록 다이어그램
 Fig. 3. Block diagram of demodulator

시간 T 와 $2T$ 에서의 수신 신호 $r_T(t)$ 와 $r_{2T}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_T(t) = \begin{bmatrix} \alpha_A \sum_{j=1}^{Nu} \sqrt{\frac{E_{c,t}^{(j)}}{2}} \left(d_{I,1}^{(j)}(t) + jd_{Q,1}^{(j)}(t) \right) \\ \times c^{(j)}(t) s(t) w_A(t) e^{j(w_c t + \varphi_A)} \\ + \alpha_A \frac{\sqrt{E_{c,p}}}{2} \left(d_{P,I}^{(A)} + jd_{P,Q}^{(A)} \right) s(t) e^{j(w_c t + \varphi_A)} \\ \alpha_B \sum_{j=1}^{Nu} \sqrt{\frac{E_{c,t}^{(j)}}{2}} \left(-d_{I,2}^{(j)}(t) + jd_{Q,2}^{(j)}(t) \right) \\ \times c^{(j)}(t) s(t) w_B(t) e^{j(w_c t + \varphi_B)} \\ + \alpha_B \frac{\sqrt{E_{c,p}}}{2} \left(d_{P,I}^{(B)} + jd_{P,Q}^{(B)} \right) s(t) e^{j(w_c t + \varphi_B)} \\ + n_I(t) \cos(w_c t) - n_Q(t) \sin(w_c t). \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$r_{2T}(t) = \begin{bmatrix} \alpha_A \sum_{j=1}^{Nu} \sqrt{\frac{E_{c,t}^{(j)}}{2}} \left(d_{I,2}^{(j)}(t) + jd_{Q,2}^{(j)}(t) \right) \\ \times c^{(j)}(t) s(t) w_A(t) e^{j(w_c t + \varphi_A)} \\ + \alpha_A \frac{\sqrt{E_{c,p}}}{2} \left(d_{P,I}^{(A)} + jd_{P,Q}^{(A)} \right) s(t) e^{j(w_c t + \varphi_A)} \\ \alpha_B \sum_{j=1}^{Nu} \sqrt{\frac{E_{c,t}^{(j)}}{2}} \left(d_{I,1}^{(j)}(t) - jd_{Q,1}^{(j)}(t) \right) \\ \times c^{(j)}(t) s(t) w_B(t) e^{j(w_c t + \varphi_B)} \\ + \alpha_B \frac{\sqrt{E_{c,p}}}{2} \left(d_{P,I}^{(B)} + jd_{P,Q}^{(B)} \right) s(t) e^{j(w_c t + \varphi_B)} \\ + n_I(t) \cos(w_c t) - n_Q(t) \sin(w_c t). \end{bmatrix} \quad (13)$$

윗 식에서 α_A, α_B 는 안테나 A 와 B 에서 전송된 신호의 페이딩 포락선을, φ_A 와 φ_B 는 위상을 의미한다. $n_I(t)$ 와 $n_Q(t)$ 는 I/Q 채널의 배경잡음이며 분산은 각각 N_0 로 주어진다. 그림 3은 송신 다이버시티의 적용시 신호 복조를 위한 블록 다이어그램이다. 수신 신호는 기저대역으로 주파수 하향 변환 (frequency down conversion)되며 신호대 잡음비를 최대로 해주기 위하여 정합필터를 통해 저역 필터링

된다. 필터링 후 샘플링된 신호는 스크램블링 코드와 채널 코드로 역확산되며 코히어런트 복조를 통해 원 신호로 복원된다. $\tilde{\alpha}_A \cos \tilde{\varphi}_A, \tilde{\alpha}_A \sin \tilde{\varphi}_A, \tilde{\alpha}_B \cos \tilde{\varphi}_B, \tilde{\alpha}_B \sin \tilde{\varphi}_B$ 는 안테나 A 와 B 로부터 수신단 사이의 채널 추정값이며 각 안테나에 정의된 DPCH 파일럿 신호로부터 추정한다. 송신신호 s_1 의 I-data 복조기 출력은 다음과 같으며

$$\begin{aligned} Y_{I,S_1} &= Y_{I,S_1}^{(T)n} + Y_{I,S_1}^{(2T)n} \\ &= \frac{\sqrt{E_{c,t}}}{2} N_{SF} d_I^{(1)}(nT_c) \\ &\quad \times \left\{ \alpha_A \tilde{\alpha}_A \cos(\varphi_A - \tilde{\varphi}_A) + \alpha_B \tilde{\alpha}_B \cos(\varphi_B - \tilde{\varphi}_B) \right\} \\ &\quad - \frac{\sqrt{E_{c,t}}}{2} N_{SF} d_Q^{(1)}(nT_c) \\ &\quad \times \left\{ \alpha_A \tilde{\alpha}_A \sin(\varphi_A - \tilde{\varphi}_A) - \alpha_B \tilde{\alpha}_B \sin(\varphi_B - \tilde{\varphi}_B) \right\} \\ &\quad - \frac{\sqrt{E_{c,t}}}{2} N_{SF} d_I^{(2)}(nT_c) \\ &\quad \times \left\{ \alpha_B \tilde{\alpha}_A \cos(\varphi_B - \tilde{\varphi}_A) - \alpha_A \tilde{\alpha}_B \cos(\varphi_A - \tilde{\varphi}_B) \right\} \\ &\quad - \frac{\sqrt{E_{c,t}}}{2} N_{SF} d_Q^{(2)}(nT_c) \\ &\quad \times \left\{ \alpha_B \tilde{\alpha}_A \sin(\varphi_B - \tilde{\varphi}_A) + \alpha_A \tilde{\alpha}_B \sin(\varphi_A - \tilde{\varphi}_B) \right\} \\ &\quad + n_{I,S_1}, \end{aligned} \quad (14)$$

채널 추정이 완벽하다고 가정하면 송신 신호 s_1 과 s_2 에 대한 I/Q 복조기 출력은 아래와 같이 모델링 된다.

식(15), (16)에서 N_{SF} 는 DPCH 신호의 확산 계수이고 $n_{I,S_1}, n_{Q,S_1}, n_{I,S_2}, n_{Q,S_2}$ 는 복조기 출력의 배경잡음, 자기 셀 간섭, 인접 셀 간섭으로서 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} Y_{I,S_1} &= Y_{I,S_1}^{(T)n} + Y_{I,S_1}^{(2T)n} \\ &= \frac{\sqrt{E_{c,t}}}{2} N_{SF} (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) d_I^{(1)}(nT_c) + n_{I,S_1}, \\ Y_{Q,S_1} &= Y_{Q,S_1}^{(T)n} + Y_{Q,S_1}^{(2T)n} \\ &= \frac{\sqrt{E_{c,t}}}{2} N_{SF} (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) d_Q^{(1)}(nT_c) + n_{Q,S_1}. \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned}
 Y_{I,S_2} &= Y_{I,S_2}^{(T)''} + Y_{I,S_2}^{(2T)''} \\
 &= \frac{\sqrt{E_{c,t}}}{2} N_{SF} (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) d_I^{(2)}(nT_c) + n_{I,S_2}, \\
 Y_{Q,S_2} &= Y_{Q,S_2}^{(T)''} + Y_{Q,S_2}^{(2T)''} \\
 &= \frac{\sqrt{E_{c,t}}}{2} N_{SF} (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) d_Q^{(2)}(nT_c) + n_{Q,S_2}. \quad (16)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E[n_{I,S_1}^2] &= E[n_{Q,S_1}^2] = E[n_{I,S_2}^2] = E[n_{Q,S_2}^2] \\
 &= (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) N_{SF} I_0.
 \end{aligned}$$

(17)

IV. 컴퓨터 시뮬레이션 및 성능 해석

레일리 채널 환경에서 개루프 송신 다이버시티와 폐루프 송신 다이버시티의 성능을 단말기의 속도, 경로 수, 귀환 데이터의 지연, 파워 컨트롤의 영향에 대하여 비교 분석한다. 특별한 언급이 없는 한 폐루프 송신 다이버시티의 loop-delay는 한 슬롯으로 가정하며 파워 컨트롤의 step size는 1dB이다. 코히어런트 복조를 위한 채널 추정값은 DPCH 파일럿 신호를 두 슬롯동안 moving average하여 구하며 최적가중치는 CPICH 신호를 한 슬롯동안 누적하여 구한다. 그림 4는 수신단의 이동속도에 따른 폐루프 송신 다이버시티의 성능 변화를 나타낸다. $E_s I_0$ 는 채널 코딩과 rate matching 이후의 신호대 간섭비이고 심볼 에러율은 에리 정정 이전의 비트 오류율을 나타낸다. 폐루프 송신 다이버시티는 수신단의 속도가 20km/h 이하인 경우 개루프 송신 다이버시티보다 약 1dB 가량 우수한 성능을 나타내지만 속도가 증가하여 80km/h 이상에서는 단일 안테나보다 성능이 저하됨을 알 수 있다. 이러한 성능 저하는 단말기의 이동속도가 증가할수록 빠른 채널 변화로 인해 최적가중치에 의한 채널 보상이 어렵기 때문이다. 그림 5에서는 속도에 따른 폐루프 송신 다이버시티의 성능 변화를 채널 추정이 이상적인 경우와 함께 나타내었으며 채널 추정 에러에 의하여 약 1dB의 성능 저하가 발생하는 것을 확인하였다.



그림 4. 속도에 따른 성능 변화

Fig. 4. Performance variation according to speeds



그림 5. 속도에 따른 폐루프 송신 다이버시티의 성능 변화

Fig. 5. Performance variation of closed loop transmit diversity according to speeds

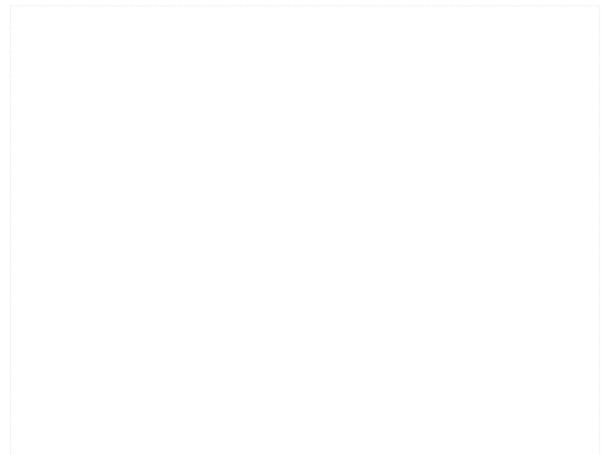


그림 6. 경로 수에 따른 성능 변화

Fig. 6. Performance variation according to the number of paths

그림 6은 경로 수에 따른 개루프 송신 다이버시티와 폐루프 송신 다이버시티의 성능 변화를 나타내며 경로 수가 증가하면 각 송신 다이버시티 기법간의 성능 차가 감소하는 것을 확인할 수 있다. 이러한 결과는 패스 다이버시티에 의해 상대적으로 폐루프 송신 다이버시티의 성능 이득이 적어지기 때문이다.

그림 7은 귀환 데이터의 지연에 의한 폐루프 송신 다이버시티의 성능 변화를 나타낸다. 최적 가중치는 매 슬롯에서 한번씩 업데이트 되므로 지연 시간은 슬롯 시간의 배수이다. 이동속도 5km/h에서는 지연에 의한 성능 저하가 거의 없으며 20km/h로 증가할 경우 성능 저하가 발생하였다. 속도가 증가할수록 채널 변화가 빨라져 귀환 데이터의 지연에 의한 성능 저하가 점점 커지게 된다.

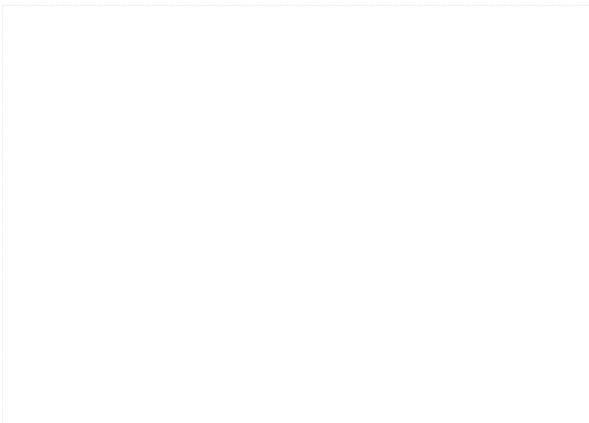


그림 7. loop-delay에 따른 폐루프 송신 다이버시티의 성능 변화
Fig. 7. Performance variation of closed loop transmit diversity according to loop-delay

그림 8은 파워 컨트롤에 의한 송신 다이버시티 기법의 성능 변화를 나타낸다. 파워 컨트롤을 수행한 경우 개루프 송신 다이버시티와 폐루프 송신 다이버시티의 평균 송신 파워를 단일 안테나와 비교하면 5km/h에서는 4dB와 5dB 작아지며 30km/h에서는 2.1dB와 2.8dB 작아졌다. 파워 컨트롤에 의해 송신 파워는 계속해서 변하므로 위의 결과를 그림 8에 적용하여 성능을 해석한다. 5km/h에서는 폐루프 송신 다이버시티에서 개루프 송신 다이버시티에 비해 대략 1dB, 단일 안테나에 비해 4dB 가량의 성능 이득이 발생하였으며 30km/h에서는 개루프 송신 다이버

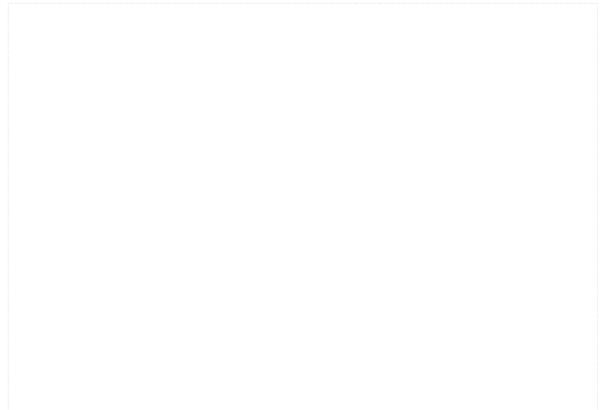


그림 8. 파워컨트롤 적용시 속도에 따른 성능 변화
Fig. 8. Performance variation according to speeds when power control is applied

시티의 성능이 가장 우수하여 폐루프 송신 다이버시티에 비해 약 2~3dB의 성능 이득이 발생하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 WCDMA DPCH 신호를 이용하여 송신 다이버시티 기법의 신호 모델을 정의하고 복조기 구조를 설계하였으며 DPCH 프레임 포맷 #13을 목표 시스템으로 선정하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 폐루프 송신 다이버시티는 20km/h 이하에서 개루프 송신 다이버시티보다 1dB 가량 우수한 성능을 나타내지만 속도가 증가할수록 성능 이득이 감소하여 80km/h 이상에서는 단일 안테나보다 성능이 저하되었다. 또한, 경로 수가 증가할수록 폐루프 송신 다이버시티의 패스 다이버시티에 대한 상대적인 성능 이득이 감소해 각 송신 다이버시티 기법간의 성능차가 작아지는 것을 확인하였다. 귀환 데이터의 지연에 의한 성능 분석은 이동속도 5km/h와 20km/h에서 수행하였으며 속도 증가에 의한 빠른 채널 변화로 인해 성능 저하가 커지는 것을 확인하였다. 마지막으로, 파워 컨트롤의 영향에 대한 성능 분석을 수행하였다. 이동속도 5km/h에서는 폐루프 송신 다이버시티에서 개루프 송신 다이버시티와 단일 안테나에 비해 1dB와 4dB 가량의 성능 이득이 발생하였으며 30km/h에서는 개루프 송신 다이버시티의 성능이 가장 우수하여 폐루프 송신 다이버시티에 비해 2~3dB 가량의 성능 이득이 발생하였다.

참 고 문 헌

- [1] 3GPP TS 25.211 V5.1.0, *Physical channel and mapping of transport channels onto physical channels (Release 5)*, June 2002.
- [2] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communication," *IEEE journal on Select Areas in Communication*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, October 1998.
- [3] R. T. Derryberry, S. D. Gray, D. Mihailonescu, G. Mandyam, and B. Raghothaman, "Transmit Diversity in 3G CDMA Systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, pp. 68-75, April 2002.
- [4] 3GPP TS 25.214 V5.1.0, *Physical layer procedures (Release 5)*, June 2002.
- [5] B. Raghothaman, R. T. Derryberry, and G. Mandyam, "Transmit Adaptive Array with -out User-Specific Pilot for 3G CDMA," *Proc. ICASSP 2000*, vol. 5, pp. 3009-3012, June 2000.
- [6] E. N. Onggosanusi, A. Gatherer, A. G. Dabak, and S. Hosur, "Performance Analysis of Closed-Loop Transmit Diversity in the Presence of Feedback Delay," *IEEE Transaction on Communication*, vol. 49, no. 9, pp. 1618-1630, September 2001.
- [7] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank, "Space Time Block Codes from Orthogonal Designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [8] Keun Chul Hwang and Kwang Bok Lee, "Efficient Weight Vector Representation for Closed-loop Transmit Diversity," *Proc. IEEE International Conference on Communications, ICC 2002*, vol. 2, pp. 732-736, 2002.
- [9] J. G. Proakis, *Digital Communication*. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [10] L. L. Scharf, *Statistical Signal Processing: Detection, Estimation, and Time Series Analysis*, Massachusetts: Addison-Wesley, 1991.

이 상 호(李商胡)



2002년 : 한국항공대학교 항공통신 정보공학과(공학사)
 2002~현재 : 한국항공대학교 정보통신공학과(석사과정)
 관심분야: Transmit diversity, CDMA, OFDM등

김 영 선(金映善)



2003년 : 한국항공대학교 항공통신 정보공학과(공학사)
 2003~현재 : 한국항공대학교 정보통신공학과(석사과정)
 관심분야: CDMA 동기, OFDM등

박 형 래(朴亨來)



1982년 : 한국항공대학교 전자공학과(공학사)
 1985년 : 연세대학교 전자공학과(공학석사)
 1993년 : 미국 Syracuse University, 전기공학과(공학박사)
 1985~1998년 : 한국전자통신연구원 책임연구원(신호기술연구실장)

1999~2000년 : (주)씨엔에스테크놀로지 전무이사
 2001~현재 : 한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부 조교수
 관심분야: 신호처리, CDMA 모델설계, 스마트 안테나, 레이다 신호처리 등

- [6] E. N. Onggosanusi, A. Gatherer, A. G.