

# 적응 채널 프리코딩을 이용한 시공간 블록 부호전송 다이버시티

정희원 양하영\*, 강범주\*\*, 강창언\*, 홍대식\*

## Space-Time Block Coding Based Transmit Diversity (STTD) Using Adaptive Channel Precoding For WCDMA Systems

Ha-young Yang\*, Bub-joo Kang\*\*, Chang-eon Kang\*, Dae-sik Hong\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 간단히 한국통신학회의 논문작성법에 대하여 설명하고자 합니다. 향후 서비스 될 유럽/일본 방식 IMT-2000 시스템인 WCDMA TDD 방식에서는 고속 데이터 전송시 다중 경로로 인한 심볼간 간섭이 발생하여 시스템 성능을 저하시킨다<sup>[1]</sup>. 또한 IMT-2000 시스템에서 채택된 기존의 IS-95 시리즈와 다른 가장 우수한 기법의 하나로 시공간 부호 (Space-Time Codes) 를 이용한 전송 다이버시티를 들 수 있다<sup>[2]</sup>. 따라서 본 논문에서는 WCDMA TDD 광대역 페이딩 채널에서의 성능 개선을 위한 하나의 방안으로 적응 채널 프리코딩 (Adaptive Channel Precoding) 을 이용한 시공간 블록 부호 전송 다이버시티 (STTD) 구조를 제안한다. 제안한 시스템은 외부 부호기인 컨볼루션 부호와 채널 프리코더와 결합한 시공간 블록 부호로 된 내부 부호기를 연결하여, 부호 이득 및 다중 채널 보상을 통한 프리코딩 이득을 동시에 얻을 수 있으며 다이버시티 이득도 얻을 수 있다는 장점을 가진다. 또한 기지국 송신기에서 이러한 모든 과정을 수행하므로 단말기 수신단에서는 Rake 수신기나 등화기와 같은 결합기를 줄일 수 있다. 본 논문의 결과로부터 제안된 시스템이 기존의 Rake 수신 다이버시티 결합기에 비해 고려되는 BER 성능에서 1~2.5 dB 정도의 성능 감소만 보이며 채널 보상을 수행할 수 있음을 알 수 있다.

### ABSTRACT

Intersymbol interference due to the multi-path components at high speed data transmission in future Europe/Japan WCDMA TDD systems makes the system performance degrade<sup>[1]</sup>. The transmit diversity using space-time codes is the one of the most effective techniques selected from the several new techniques in IMT-2000 systems<sup>[2]</sup>. Therefore, in this paper, diversity gain of transmit diversity scheme using space-time block code, which is adopted in IMT-2000, is investigated in the fading environment and a new adaptive channel precoding transmit diversity structure is proposed for performance improvement. Both coding gain and channel precoding gain through the channel compensation can be attained by combining the outer convolutional encoder and the inner space-time block code with a channel precoder. In addition, we can obtain the diversity gain using this scheme. Also, since all of these processes are done in a base station transmitter, the complexity of a mobile station decreases. From the results, we can see that the system proposed in this paper takes lower performance of about 1.0~2.5 dB at the interested BER interval over the conventional rake receiver.

\* 연세대학교 전기전자공학과 (hayoung@catseye.yonsei.ac.kr),

\*\* 동국대학교 정보통신공학과 (bjkang@mail.dongguk.ac.kr)

논문번호 : 00416-1024, 접수일자 : 2000년 10월 24일

※ 본 연구는 2000년도 두뇌한국21사업 핵심분야 지원에 의하여 수행되었습니다

## I. 서론

최근 시공간 부호가 무선 통신 환경에서 페이딩을 극복하기 위한 효과적인 전송 다이버시티 기술로써 각광을 받기 시작했다. 시공간 트렐리스 부호가 최대 다이버시티 이득을 얻기 위해 Tarokh에 의해 처음으로 제안되었으나 고정된 전송 안테나 수에 대해 복호의 복잡도가 전송률에 따라 지수적으로 증가하는 단점을 가지고 있다<sup>[3]</sup>. 따라서 복호의 복잡도를 줄이기 위해 2개의 전송 안테나에 대한 시공간 블록부호가 [4]에 의해 처음으로 유도되었고, 이후에 임의의 전송 안테나 수에 대해 일반화되었다<sup>[5]</sup>. 시공간 블록 부호는 단 하나의 선형 과정을 통해 최대 근사화 복호 (Maximum Likelihood Decoding)가 이루어질 수 있다는 장점을 가진다. 복소 성상도에 대해 2개의 안테나를 가지는 시공간 부호는 전송률의 손실 없이 완벽한 다이버시티를 얻을 수 있는 일종의 블록 부호이다. 이러한 시공간 부호는 차세대 이동 통신 환경에서 수신단의 복잡도를 줄이면서 다이버시티 이득을 얻기 위해 현재 많이 고려되고 있는 기법이다.

차세대 무선 통신 채널은 다중 경로 전파에 의해 진폭 페이딩과 반송파 위상 왜곡, 그리고 전송 지연 확산 등의 특징을 보인다. 더군다나 3GPP WCDMA TDD (Time Division Duplex) 시스템은 3GPP WCDMA FDD 시스템과 달리 작은 확산 인자를 사용하기 때문에, 이러한 채널 환경에서 고속 비트율 전송시 채널 지연 확산에 의해 발생하는 심볼간 간섭 (ISI: Intersymbol Interference) 과 다중 사용자 간섭 (MUI; Multi-user Interference) 이 전송 비트 오류율 (BER) 을 급격히 증가시킬 수 있다. 이러한 ISI를 줄이기 위해 이전의 연구들에서는 단일 경로 채널에 있어서의 시공간 전송 다이버시티 시스템에 대한 간섭 제거 기법에 관한 연구 [6]와 이와 유사한 시공간 부호에 대한 등화기 연구 [7,8], 그리고 시공간 트렐리스 부호에 대한 언급이 주로 이루어져 왔다. 시공간 부호의 채널 등화에 관한 연구도 이동국에서의 복잡도를 고려하지 않은 채 단지 성능 향상만을 얻기 위한 방안으로 검토되어 왔는데, 이러한 접근 방식은 단말기의 비용과 크기, 전원소비 등을 고려할 때 바람직하지 않은 특성을 나타내게 된다. 여기서 고려할 수 있는 한 가지 해결책은 단말기 수신단의 채널 보상 기능을 기지국의 전송단으로 옮겨 수행하게 하는 것이다. 이는

다중 수신 안테나로부터의 최대비 결합을 통해 수신 다이버시티 이득을 얻는 대신 단말기의 복잡도를 줄이면서 동일한 다이버시티 이득을 얻게 하는 전송 다이버시티 개념과 같은 맥락이라고 할 수 있다.

따라서 본 논문에서는 차세대 이동 통신 시스템인 WCDMA TDD 방식에서 위상 변조 (PSK)에 대한 적응 채널 프리코딩 기법을 페이딩에 효과적인 시공간 블록 부호 전송 다이버시티에 적용하여 수신단의 복잡도를 증가시키지 않으면서 채널의 왜곡을 보상하도록 한다. 다시 말해 반송파 위상과 전송 신호의 크기를 미리 왜곡시켜 수신단에서의 신호에 ISI가 생기지 않게 하며 [9,10], 이로부터 다중 경로를 통한 다이버시티 이득 및 채널 보상을 통한 프리코딩 이득을 동시에 얻을 수 있다. 또한 기지국 송신단에서 이러한 모든 과정을 수행하므로 단말기 수신단에서는 복잡도 감소를 얻을 수 있다는 장점도 갖는다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2 장에서는 3GPP WCDMA TDD 시스템에서의 시공간 블록 부호 전송 다이버시티 구조를 모델링하며, 제 3 장에서는 페이딩 채널을 보상하는 적응 채널 프리코딩 기법을 기술하고, 전송 다이버시티 기법과의 결합을 유도한다. 제 4 장에서는 제안된 시공간 블록 부호 전송 다이버시티 시스템을 IMT-2000 채널 환경 하에서 실험하여 그 성능을 비교한다. 끝으로 제 5 장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. 시·공간 블록 부호 전송 다이버시티

본 논문에서 고려되는 시공간 블록 부호의 기본 동작을 간략히 살펴보고, 3GPP WCDMA에서 채택된 시공간 블록 부호 전송다이버시티 구조 및 수신 신호를 모델링한다.

### 1. 시공간 블록 부호

그림 1은 전송단에서 두 개의 안테나를 사용하는 시공간 블록 코드에 대한 기본 구조를 보여준다<sup>[6]</sup>. 시공간 블록 부호화기의 입력 심볼들은 각각 두 개의 심볼 그룹으로 나누어진다. 주어진 심볼 기간에 각각의 그룹  $(c_1, c_2)$ 의 두 심볼들은 첫번째 심볼 구간에 안테나 1을 통해  $c_1$ , 안테나 2를 통해  $c_2$ 가 전송되며, 다음 심볼 기간에 신호  $-c_2^*$ 은 안테나 1을 통해 전송되고 신호  $c_1^*$ 은 안테나 2를 통해 전송된다.

두 개의 전송 안테나부터 수신 안테나까지의 채널을  $h_1$ 과  $h_2$ 라 하자. 단일 안테나 수신기를 가정하고, 연속된 두 심볼 기간동안 수신된 신호를  $r_1$ 과  $r_2$ 라고 하면,  $r_1$ 과  $r_2$ 는 다음 식과 같이 나타난다.

$$r_1 = h_1c_1 + h_2c_2 + \eta_1 \quad (1)$$

$$r_2 = -h_1c_2^* + h_2c_1^* + \eta_2 \quad (2)$$

여기서  $\eta_1$ 과  $\eta_2$ 는 AWGN으로 평균이 0이고 전력 스펙트럼 밀도가 차원 당  $N_0/2$  를 가지는 동일한 복소수 가우시안 랜덤 변수이다. 여기서 각 신호 성분을 벡터형태로 표현하고, 채널 행렬  $H$ 를 다음과 같이 정의하면, 식 (1)과 (2)는 행렬 형태로 다음과 같이 다시 표현된다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{c} + \boldsymbol{\eta}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

$\mathbf{c}$ 를 모든 가능한 심볼 쌍  $\mathbf{c} = \{c_1, c_2\}$ 의 집합으로 정의하자. 모든 심볼 쌍은 동일한 확률을 가지고 있다고 가정하면, 최적 최대 근사화 복호기는 다음 식과 같은 간단한 형태로 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbf{c}} = \underset{\mathbf{c}}{\operatorname{arg\,min}} \|\mathbf{r} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{c}\|^2 \quad (4)$$

행렬  $\mathbf{H}$ 은  $\mathbf{H}^* \mathbf{H} = \rho \mathbf{I}$ (단,  $\rho = |h_1|^2 + |h_2|^2$ ) 과 같이 직교하므로, 이러한 특성을 이용하여 식 (4)를 더욱 간단하게 할 수 있다. 수정된 신호 벡터  $\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{r} = \rho \cdot \mathbf{c} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}$  으로 정의하면 (단, 여기서  $\tilde{\boldsymbol{\eta}} = \mathbf{H}^* \cdot \boldsymbol{\eta}$ ), 이 경우에 복호 알고리즘은

$$\hat{\mathbf{c}} = \underset{\mathbf{c}}{\operatorname{arg\,min}} \|\tilde{\mathbf{r}} - \rho \cdot \mathbf{c}\|^2 \quad (5)$$

가 된다.  $\mathbf{H}$ 가 직교하므로, 잡음 벡터  $\tilde{\boldsymbol{\eta}}$ 이 평균이 0 이고 공분산이  $\rho N_0 \mathbf{I}$ 인 독립적이고 동일한 분포 임을 쉽게 증명할 수 있다. 결과적으로 간단한 선형 결합을 사용함으로써 복호기의 성능에는 영향을 미치지 않고 식 (5)에서처럼 복호 알고리즘이 매우 간단해진다. 시공간 블록 코드가 컨벌루션 코드와 같이 기존의 외부 채널 코드와 같이 연쇄되어 있을 때, 이 연관성 값은 더 좋은 성능을 얻기 위해 외부

코드의 복호기와 연결될 수 있다.

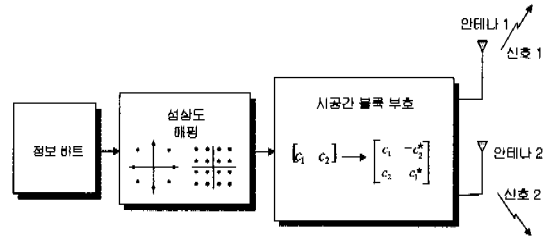


그림 1. 시공간 블록 부호를 이용한 전송 다이버시티 시스템

### 2. 3GPP WCDMA 시스템에서의 STTD

IMT-2000 표준안들에서는 최근 가장 중요한 기법으로 전송 다이버시티에 관한 기술들이 계속하여 제안되고 있다. 유럽과 일본 방식인 WCDMA 시스템에서는 TI (Texas Instruments) 에서 제안한 시공간 블록 부호 전송 다이버시티 방식이 개방 루프 전송 다이버시티 기법으로 제시되어 있다.

앞 절에서 언급한 2개의 안테나를 사용하는 시공간 블록 부호 전송 다이버시티 시스템을 사용한 경우,  $T$ 를 심볼 간격이라고 하고 칩 간격을  $T_c = T/M$ 이라고 하면 ( $M$ 은 확산 이득을 나타낸다), 정합 필터와 A/D 표본화를 거친 후에  $[0, T]$  시간 동안 전송된  $i$ 번째 칩의  $j$ 번째 경로 수신 신호는 다음 식과 같다.

$$r_j(i + \tau_j) = (h_j^1 c_1 - h_j^2 c_2^*) C_m(i + \tau_j) L_c(i + \tau_j) + \eta_j(i) \quad (6)$$

이 때,  $r_j$ 는  $j$ 번째 경로의 전송 지연을,  $h_j^i$ 은 1 번째 안테나로부터  $j$ 번째 경로를 거치는 경우의 채널 계수를,  $C_m$ 과  $L_c$ 는 각각 직교화 코드와 긴 스크램블 코드를 나타내며,  $\eta_j$ 는 AWGN을 나타낸다. 유사하게 다음 심볼 시간에 수신된 신호는 식 (7)와 같다.

$$r_j(i + \tau_j) = (h_j^2 c_1^* - h_j^1 c_2) C_m(i + \tau_j) L_c(i + \tau_j) + \eta_j(i) \quad (7)$$

두 안테나로부터 단말기까지의 전파 지연이 같다고 가정한다. 이는 Motorola에서 Ray-Tracing에 의해 제시한 분석결과를 인용하면 두 안테나로부터 단말기까지의 전파 지연 시간이  $T_c/8$ 보다 작을 확률이 99%임을 통해 충분히 가정할 수 있다. 수신기는 역확산기로 구성되어 있으며, 역확산기를 거쳐 다음과 같은 두 개의 출력이 발생된다.

$$R_j^1 = \sum_{i=0}^{M-1} r_j(i+\tau_j)L_c C_m(i+\tau_j) = h_j^1 c_1 - h_j^2 c_2^* + N_j^1 \quad (8)$$

$$R_j^2 = \sum_{i=M}^{2M-1} r_j(i+\tau_j)L_c C_m(i+\tau_j) = h_j^2 c_2 - h_j^1 c_1^* + N_j^2$$

단말기는 선형적 처리 과정을 수행하여  $j$ 번째 다중 경로를 위한 심벌  $c_1, c_2$ 에 대해 다음과 같이 각각 연판정 출력 값을 생성한다.

$$R_j^1 h_j^1 + R_j^2 h_j^2 = \left( |h_j^1|^2 + |h_j^2|^2 \right) c_1 + N_j^1 h_j^1 + N_j^2 h_j^2 \quad (9)$$

$$-R_j^1 h_j^2 + R_j^2 h_j^1 = \left( |h_j^1|^2 + |h_j^2|^2 \right) c_2 - N_j^1 h_j^2 + N_j^2 h_j^1$$

RAKE 합성기를 사용하여 심벌  $c_1, c_2$ 의 모든 다중 경로로부터 얻어진 연판정 출력 값을 결합할 수 있고, 이러한 과정을 거친 결과적인 최종 연판정 출력 값은 다음과 같이 된다.

$$\text{soft output}(c_1) = \sum_{j=1}^L (R_j^1 h_j^1 + R_j^2 h_j^2) \quad (10)$$

$$\text{soft output}(c_2) = \sum_{j=1}^L (-R_j^1 h_j^2 + R_j^2 h_j^1)$$

결과적으로 심벌  $c_1, c_2$ 에 대한 전체 경로 다이버시티는 안테나 당  $L$ 로  $2L$ 이 되며, 여기에 요구되는 송신 대역폭 및 전력은 증가하지 않는다. 또한 두 개의 안테나에 소요되는 전력은 평형을 유지하게 된다.

### III. 적응 채널 프리코딩을 적용한 STTD

#### 1. 전송 시스템 모델

그림 2는 시스템 모델의 간략화된 블록도를 보여준다. 시스템은 시분할 다중화 (TDD) 방식이다. 즉 내 무선 환경에서 페이딩 채널은 다음과 같은 기저 대역 복소 임펄스 응답으로 나타낼 수 있다.

$$h(t) = \sum_{i=1}^L \alpha_i(t) \cdot e^{j\psi_i(t)} \cdot \delta(t - \tau_i) \quad (11)$$

여기서  $L$ 은 전파 경로의 전체 수를 나타내고,  $\alpha_i(t)$ 는  $i$ 번째 경로에 대한 레일리 분포 크기 페이딩,  $\psi_i(t)$ 는 균일 분포 반송파 위상 왜곡, 그리고 도착 시간  $\tau_i$  ( $i=1, 2, \dots, L$ )은 Poisson 과정을

형성한다. 역방향 링크에서 채널 추정기는 TDL 구조의 탭 계수에 기초하여 채널 임펄스 응답을 추정한다. 이 채널 정보는 기저국 전송기의 프리코딩에서 순방향 링크 전송 신호를 미리 왜곡시키기 위해 사용된다. 이상적인 경우에 단말기 수신단에서 수신된 신호는 ISI가 없는 신호가 된다. 이러한 프리코딩 기법은 채널이 느리게 변하여 페이딩 특성함수의 변화가 한 프레임의 데이터 구간에 대해 거의 무시할 수 있다는 가정 하에 사용할 수 있다. 이상적으로 프리코딩은 채널 전이 함수의 역수가 되는 필터 특성을 갖는다.

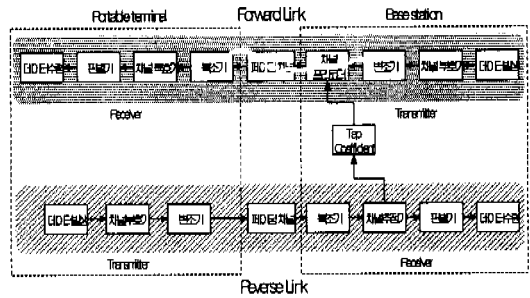


그림 2. 채널 프리코더를 적용한 시스템 모델의 기능 블록도

#### 2. 적응 채널 프리코딩 기법

그림 3은 적응 채널 프리코더의 구조를 나타낸다. 이는 크게 두 부분으로 이루어져 있는데, 스위치 지연 장치 (SDD ; Switchable delay device) 와 선형 프리코딩 필터 (PF) 이다. 프리코딩 필터는 피드포워드 (FF) 전이 필터와 피드백 (FB) 전이 필터로 구성된다. 프리코더의 동작원리는 [11]을 참조하여 살펴보도록 한다.

시각  $t$ 에서 페이딩 채널의 전이함수를 다음과 같이 두 개의 지연성분을 가지는 경우를 고려하자.

$$H(z) = k + \alpha z^{-1} + \beta z^{-2} \quad (12)$$

$$= k(1 + p z^{-1})(1 + q z^{-1})$$

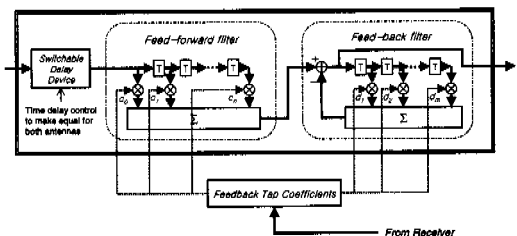


그림 3. 채널 프리코더의 구조

$H(z)$ 의 영점들은  $z_1 = -p$ 와  $z_2 = -q$ 이고,  $z$ 평면에서 그 크기에 따라 단위원 내부나 외부에 위치하게 된다.  $p$ 와  $q$ 의 값이 단위원 내부에 존재할 때와 외부에 존재할 때에 따라 채널 전이 함수를 다음과 같이 두 가지 경우로 나누어 분석할 수 있다.

1) Stable 한 경우

$p$ 와  $q$ 의 값이 모두 단위원 내에 속해있는 경우를 고려하자. 따라서 채널 전이 함수의 역은 단위원 안에 위치하는 두 개의 상응하는 극점들을 가진다. 즉, 전이 함수의 역은 안정한 (Stable) 상태라 할 수 있다. 이때 채널은 최소-위상 (Minimum-phase) 조건을 만족한다. 따라서 선형 프리코더의 전이함수  $F_1(z)$ 는 채널 전이 함수의 역수를 취해 간단히 얻을 수 있다.

$$F_1(z) = \frac{1}{H_1(z)} = \frac{1}{k} \left( \frac{1}{1+(p+q)z^{-1}+pqz^{-2}} \right) \quad (13)$$

여기서, FF 필터에 대한 탭 계수 배열은  $\overline{c}_1 = \{\frac{1}{k}, 0, 0, \dots, 0\}$ 이 되고 FB 필터에 대한 탭 계수 배열은  $\overline{d}_1 = \{p+q, pq, 0, \dots, 0\}$ 이 된다. 이와 같이 FB 필터는 다중 경로로 인한 모든 간섭 성분을 제거하게 되고 따라서 단지 첫 번째 경로 신호 성분만 수신기에 도달하게끔 된다. 또한 식 (12)가 영점을 갖지 않는 경우는 당연히 안정한 상태가 된다.

2) Stable 하지 않은 경우

이제  $p$ 와  $q$ 의 값 중 하나라도 단위원 내에 속하지 않는 경우를 고려한다. 여러 가지 경우의 수 중  $p$ 가 단위원 내에 속하고,  $q$ 는 단위원 밖에 존재하는 일반적인 상황에 대해 살펴보자. 한 예로  $q=2$ 라 할 때 식 (12)에 대입하여 나타내면 다음과 같다.

$$H_2(z) = k(1+pz^{-1})(1+2.0z^{-1}) \quad (14)$$

여기서  $H_2(z)$ 의 영점은  $z_{21} = -p$  ( $|p| < 1$ )와  $z_{22} = -2$ 이다. 채널 전이 함수의 역은 단위원 밖에 놓이는 극점을 갖게 되고, 따라서 역 전이 함수는 불안정한 상태가 된다. 이때 페이딩 채널은 비 최소-위상 (Non minimum-phase) 전이 함수를 갖게 된다. 이러한 경우, 프리코더는 두 단계를 거쳐 설계된다. 우선, 첫 번째 단계로 채널 전이 함수의 최소-위상 성분인  $H_{21}(z) = 1+pz^{-1}$ 을 등화시키기 위

해 FB 필터  $F_{21}(z)$ 을 사용한다.

$$F_{21}(z) = \frac{1}{1+pz^{-1}} \quad (15)$$

따라서, FB 필터의 탭 계수 배열은  $\overline{d}_2 = \{p, 0, \dots, 0\}$ 이 된다. 두 번째 단계로 비 최소-위상 성분을 등화시키기 위해 전이 함수  $F_{22}(z)$ 를 갖는 FF 필터를 이용한다. FF 필터의 전이함수 전개는 다음과 같이 이루어진다<sup>[12]</sup>. 계수의 순서를 바꿔  $H_{22}(z) = 2.0+z^{-1}$ 로부터 얻어진  $z$  변환은 다음 식과 같다.

$$M(z) = 2+z^{-1} \quad (16)$$

여기서  $M(z)$ 의 영점은  $z$ 평면에서 단위 원 안에 놓여있다. 이와 같이  $M(z)$ 에 대한 선형 등화의  $z$  변환은 1을  $M(z)$ 로 나누어 전개시킴으로써 다음과 같이 얻어진다.

$$M^{-1}(z) = \frac{1}{2} - \frac{1}{4}z^{-1} + \frac{1}{8}z^{-2} - \frac{1}{16}z^{-3} + \dots \quad (17)$$

만일 4-탭을 갖는 FF 필터를 가정한다면 앞에서부터 4개항만 취하는 근사식으로 표현되고, 다시 계수들의 순서를 바꿔  $M^{-1}(z)$ 로부터 얻어진  $z$  변환은

$$C(z) = -\frac{1}{16} + \frac{1}{8}z^{-1} - \frac{1}{4}z^{-2} + \frac{1}{2}z^{-3} \quad (18)$$

이 된다. 이것이  $H_{22}(z)$ 의 선형 등화기의 전이 함수가 된다. 이로부터

$$H_{22}(z)C(z) = z^{-4} + \epsilon \approx z^{-4} \quad (19)$$

이며, 여기서  $\epsilon = -1/16 = -0.0625$  이다. 일반적으로  $\epsilon$ 은 FF 필터의 탭 수가 증가함에 따라 감소하게 된다. 다시 말해 탭 수가 증가할수록 등화는 더 정확하게 행해진다는 것을 의미한다. 식 (18)로부터 FF 필터의 탭 계수 배열은

$\overline{c}_2 = \{-1/(16 \times k), 1/(8 \times k), -1/(4 \times k), 1/(2 \times k)\}$  이 된다.

이상의 결과로부터 선형 프리코더의 전이 함수는 다음과 같다.

$$F_2(z) = \frac{\frac{1}{k}(-\frac{1}{16} + \frac{1}{8}z^{-1} - \frac{1}{4}z^{-2} + \frac{1}{2}z^{-3})}{1+pz^{-1}} \quad (20)$$

그리고 전이 함수  $F_2(z)$ 는 수신신호에 대해 4T 만큼의 시간 지연을 갖게 됨을 알 수 있다.

두 가지 경우에 대해 관찰한 전이 함수  $F(z)$ 로부터, 페이딩 채널의 전이 함수가 위의 예와 같이 변하는 경우 이를 보상하기 위한 기법에 대해 알아 보자. 프리코딩에 의해 발생된 시간 지연을 채널에 관계없이 일정하게 유지하기 위해 우선,  $F_1(z)$ 와  $F_2(z)$ 의 FF 필터 탭 계수 배열을 이동시켜 가장 적은 지연 차이를 가지도록 한다. 그다음 SDD를 이용하여 나머지 지연 차이를 각 채널 전이 함수에 맞춰 설정하여 없애도록 한다. 즉, 만일  $F_1(z)$ 의 FF 필터 탭 개수가 4개라면 4T만큼의 시간 지연을 가지는  $F_2(z)$ 에 맞추기 위해 계수 배열 이동을 통해 3T만큼 지연을 줄일 수 있고, SDD로부터 채널 전이 함수  $H_1(z)$ 에 대해 지연 T,  $H_2(z)$ 에 대해 0의 지연을 설정함으로써 나머지 T만큼의 지연을 줄일 수 있다.

3. 적용 채널 프리코딩을 적용한 STTD

2장에서 언급한 시공간 블록 부호 전송 다이버시티에 이상의 채널 프리코딩을 결합시켜 외부 부호기 형태로 구성하고, 여기에 진블루션 내부 부호기 및 인터리버, 확산, QPSK 복소 변조, 스크램블링 등을 연결하여 전체 WCDMA TDD 시스템을 모델링하면 그림 4와 같이 설계할 수 있다. 역방향 링크의 DPCCH (Dedicated Physical Control Channel)라 불리는, 이전 데이터 프레임 (시간  $t-1$ ) 으로부터의 파일롯 심볼을 이용한 (Pilot Symbol Assisted) 채널 임펄스 응답 추정을 바탕으로, 적용 알고리즘을 통해 순방향 링크 DPDCH (Dedicated Physical Data Channel)의 현재 데이터 프레임 (시간  $t$ )에 대한 FF와 FB 필터의 복소 탭 계수를 얻는다. 이러한 과정은 채널 임펄스 응답이 연속적인 두 프레임에 대해 거의 일정한 페이딩 채널 환경에서 적용되며, TDD 시스템에서 역방향과 순방향 무선 채널이 상호성 (Reciprocal)을 가지는 경우라 할 수 있다. 그림을 보면, 적용 채널 프리코딩 기법을 사용할 경우, 단지 필터 탭 갱신 작업만이 기지국의 전송기와 수신기 사이에 더해지게 된다. 단말기 수신단에서는 이상의 적용 채널 프리코딩을 이용한 시공간 블록 부호 전송 다이버시티를 사용할 경우, 2.2절에서 전개한 식 (10)의 다중 경로 수신 과정을 제외할 수 있다.

이상과 같이 모든 프리코딩 과정이 기지국 전송

단에서 이루어지게 되므로, STTD 수신을 위한 결합기 외에 등화를 위해 단말기 수신단에서 수행되는 부가적인 작업은 필요하지 않음을 알 수 있다.

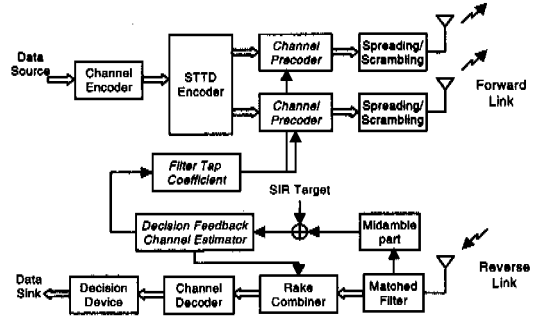


그림 4. 적용 채널 프리코딩을 적용한 시공간 블록 부호 전송 다이버시티 구조

IV. 실험 및 결과 분석

1. 실험 환경

적용 채널 프리코딩을 적용한 STTD의 성능 이득을 보이기 위해 본 실험에서는 Monte-Carlo 시뮬레이션 방법을 통해 WCDMA IMT-2000 순방향 링크에서 링크 레벨 시뮬레이션을 수행하였다. 전력제어는 완벽하다고 가정하였으며, 채널 코드는 구속장 9의 1/3 Rate Convolution 코드를 적용하였으며 Viterbi 복호기를 이용하여 복호하였다. 데이터율은 시스템 부하의 관점에서 전송 안테나 다이버시티가 중요시되는 고속의 데이터를 주관점으로 보고 120 kbps에 대해 결과를 도출하였다. 그리고 두 개의 전송 안테나에 대한 경로는 독립적인 페이딩을 겪는다고 가정하였다. 다음 표 1에 그 외의 링크 레벨 실험환경에 대한 파라미터들을 정리하였다.

IMT-2000용 ITU-R 채널 모델은 권고안 M.1225에 있는 채널 임펄스 응답을 이용하여 구현하였다. 본 실험에서는 Vehicular와 Outdoor- to-Indoor & Pedestrian 채널 B에 대해 실험하였다. 표 2에 TDL 채널 가중치 인자들이 정리되어있다. 본 실험에서는 적용 채널 프리코더의 구현을 용이하게 하기 위해 지연 성분을 3가중치 인자만 고려하여 즉, 3개의 경로에 대해 프리코더를 적용하였다. 따라서 실제 채널은 6개의 가중치 인자를 가진 다중 경로로 구현되었으나, 복잡도면에서 프리코더 필터는 3개의 경로까지만 고려하여 채널 왜곡을 보상하도록 하였으므로 근사적인 등화만을 수행하게 된다. 경로 수 6의 다중 경로 채널에 대해 그대로 적용시킨다면

모든 경로에 대한 채널 보상 효과를 통해 좀더 나은 결과를 얻을 수 있을 것이다. 그러나 Vehicular B 채널 모델의 경우, 3개의 경로만 고려하여도 긴 지연시간으로 말미암아 필터 탭 개수가 30이 필요하다. 따라서 실제 이동 통신 채널 환경에서는 제한된 필터 탭을 가지는 적응 채널 프리코딩 기법을 적용하여야 하므로, 결국 근사적인 채널 등화판이 가능하게 된다. 그러나 한편 표 2에서 보듯이 네 가지 중치 인자 이상의 경우, 다중 경로 성분의 크기가 약 -8 dB (0.16배) 이하가 되므로 이로 인한 시스템 성능 저하는 그리 크지 않게 된다. 표 2로부터 채널 모델에 대한 프리코더 필터 계수를 구해보면, Vehicular B 모델의 경우 영점이  $z_1 = -1.785$  와  $z_2 = -0.9267$  가 되어 3.2절에서 언급한 안정 상태에 있지 않은 경우가 되며, Outdoor-to-Indoor &

Pedestrian B 모델은 영점을 갖지 않아 안정 상태의 경우에 해당함을 알 수 있다.

2. 적응 채널 프리코드 STTD의 성능

그림 5, 6은 Vehicular와 Outdoor-to-Indoor & Pedestrian B 채널 환경의 WCDMA TDD 시스템에서의 적응 채널 프리코드된 STTD의 순방향 링크 성능을 보여주고 있다. 각 그림에서 이동체의 속도는 Vehicular 환경에서 120 km/h, Outdoor-to-Indoor and Pedestrian 환경에서 6 km/h이며 사용자 수 1명에 대해 실험하였다. 프리코딩의 이득을 알아보기 위해 채널 코드는 제외하고 시스템을 구성하였다. 2개의 전송 안테나에 기존의 Rake 결합기를 이용한 STTD 기법을 사용한 경우 (STTD-Rake, 2 Ant.) 와 적응 채널 프리코딩을 적용한 STTD의 경우 (ACP-STTD, 2 Ant.), 그리고 전송 다이버시티 기법을 사용하지 않은 경우 (No Tx. Diversity) 에 대해서 비교하였다.

실험 결과를 보면 우선, STTD-Rake 기법을 사용한 경우에 전송 다이버시티 기법을 쓰지 않은 시스템에 비해서 성능의 향상을 얻을 수 있음을 알 수 있다. Vehicular 환경에서  $10^{-2}$ 의 BER을 기준으로 볼 때 약 2.5 dB,  $10^{-3}$ 을 기준으로 볼 때 약 3.7 dB의 성능 이득을 얻을 수 있었다. 그리고 제한된 적응 채널 프리코딩 기법을 적용한 경우의 성능은 STTD-Rake 기법을 사용한 경우에 비해,  $10^{-3}$ 의 BER을 기준으로 볼 때 약 1.3 dB,  $10^{-4}$ 을 기준으로 볼 때 약 2.5 dB의 성능 차이를 보인다. 채널 상태를 알고 검파하는 Rake 수신기에 비해 근사한 채널 보상을 하는 ACP-STTD가 다소 성능 저하를 보이지만 상당히 근접한 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 높은 SNR에서 성능의 차이를 보이는 것은 채널 전이함수가 비 최소-위상 특성을 보이므로 채널 보상 효과가 적어지기 때문이다. 또한, Outdoor-to-Indoor & Pedestrian 환경에서도 전체적으로 비슷한 현상을 보임을 알 수 있다. 단, ACP-STTD와 STTD-Rake간의 성능 차이가 Vehicular의 경우보단 줄어든 것을 볼 수 있는데, 이는 적응 채널 프리코딩으로 인한 순방향 링크 채널 보상이 채널이 서서히 변하는 느린 페이딩에서 더 정확하기 때문이다. 참고로 전체적으로 Vehicular 환경에서 좀더 좋은 성능을 보이는 건, 수신시 Resolution의 차이라 할 수 있다. Outdoor-to-Indoor & Pedestrian 의 경우는 채널 특성상 여러 경로 성분들이 한 칩에 섞여 들어오므로 이를

표 1. 제안된 전송 다이버시티 시스템의 성능 비교를 위한 시뮬레이션 파라미터

파라미터	값
다중 접속 방식	WCDMA TDD 순방향 링크
반송파 주파수대역	2 GHz
채널 환경	ITU-R Vehicular/ Outdoor&Ped. B채널
변조 방식	QPSK
이동 속도	6, 10, 30, 60, 120 km/h
칩 율	3.84 Mchips/sec
확산 인자	32
사용자 수	1, 10, 30 명
Rake 핑거 수	6: Vehicular / 2: Outdoor&Ped.
채널 탭 계수 추정	Perfect for Rake Receiver
채널 코딩	1/3 rate Convolutional Code
확산 및 스크램블	OVSF / Gold Sequence

표 2. Vehicular 와 Outdoor-to-Indoor & Pedestrian 채널 B에 대한 ITU-R 탭 가중치

Tap	Vehicular B		Outdoor-to-Indoor & Pedestrian B	
	Rel. delay (ns)	Avg. power (dB)	Rel. delay (ns)	Avg. power (dB)
1	0	-2.5	0	0
2	300	0	200	-0.9
3	8900	-12.8	800	-4.9
4	12900	-10.0	1200	-8.0
5	17100	-25.2	2300	-7.8
6	20000	-16.0	3700	-23.9

각기 분리할 수 없어 2개의 경로만 이용할 수 있는 반면, Vehicular 환경은 각 경로 성분을 모두 뽑아 낼 수 있으므로 그만큼 경로 다이버시티 이득을 얻을 수 있기 때문이다.

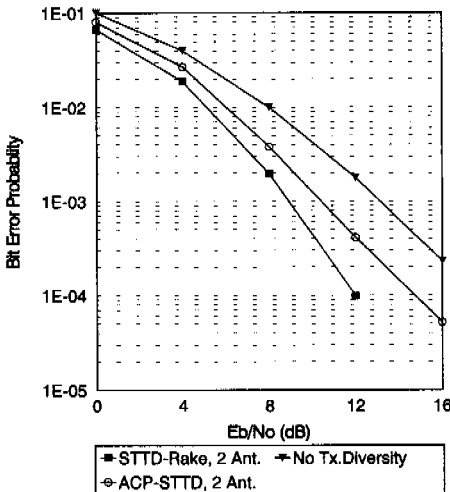


그림 5. Vehicular B 환경에서의 SNR에 따른 ACP-STTD 시스템의 BER 성능  
이동 속도: 120km/h, 사용자: 1명

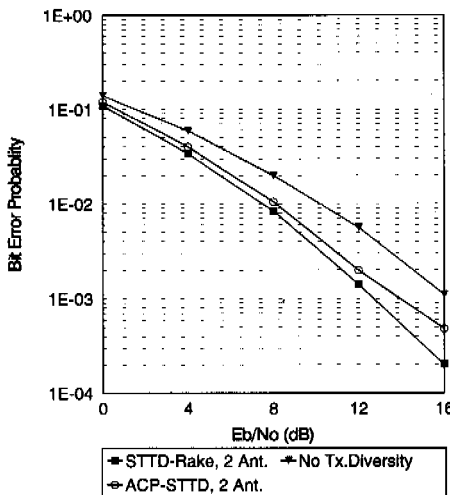


그림 6. Outdoor & Ped.B 환경에서의 SNR에 따른 ACP-STTD 시스템의 BER 성능  
이동 속도: 6km/h, 사용자: 1명

### 3. DS-CDMA 시스템의 성능

그림 7, 8은 채널 코드를 고려하여 적응 채널 프리코딩을 적용한 경우의 STTD 시스템 성능을 보여 주고 있다. 각 그림에서 이동체의 속도는 앞 절과

마찬가지로 Vehicular 환경에서 120 km/h, Outdoor-to-Indoor & Pedestrian 환경에서 6 km/h로 하였으며, 사용자 수는 1명, 10명, 30명에 대해 실험하였다.

그림 7의 실험 결과에서 보면 사용자 수가 증가함에 따라 성능 저하가 발생함을 알 수 있다. 이는 다중 사용자간의 간섭이 전체 시스템 성능에 큰 영향을 미침을 의미하며, 확산 인자에 임박한 30명의 경우를 보면 1명에 비해 많은 성능 차이를 보임을 알 수 있다. ACP-STTD의 경우도 다중 사용자에 의한 MUI의 제거에는 별 효과가 없기 때문에 마찬가지로의 성능 저하를 보이게 된다. 사용자 1명의 경우 ACP-STTD는 STTD-Rake에 비해  $10^{-3}$ 의 BER에서 2.5dB 정도의 성능 저하를 보였고, 사용자 30명의 경우에는  $10^{-3}$ 의 BER에서 4dB 이상의 성능 차이를 보임을 알 수 있다.

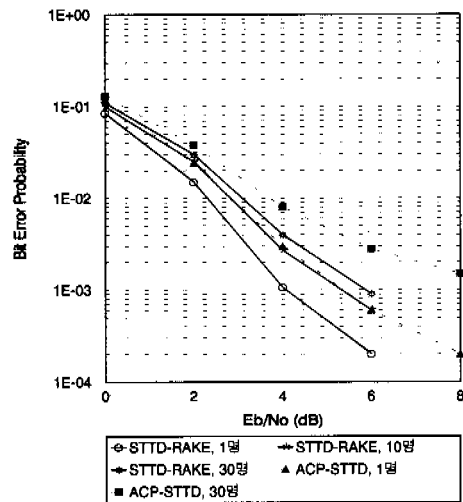


그림 7. 채널 코드를 사용한 Vehicular B 환경에서 ACP-STTD의 BER 성능  
120km/h, 사용자수 1,10,30, 1/3 컨볼루션 코드

그림 8도 유사한 결과를 보여준다. Vehicular 환경에 비해선 1명의 경우에 ACP-STTD의 성능이 STTD-Rake에 대해 별로 뒤지지 않음을 볼 수 있고, 사용자 수가 많은 경우에는 MUI의 증가로 전체 시스템 성능의 저하를 받게 됨을 알 수 있다.

채널 코드를 사용한 경우, 채널 코드를 사용하지 않을 때보다 Vehicular 환경에서의 시스템 성능 개선이 훨씬 좋은 것을 볼 수 있는데, 이는 빠른 채널 변화로 말미암아 연접 오류의 발생이 적어져 채널 코딩에 의한 성능 향상 효과가 커지기 때문이다.



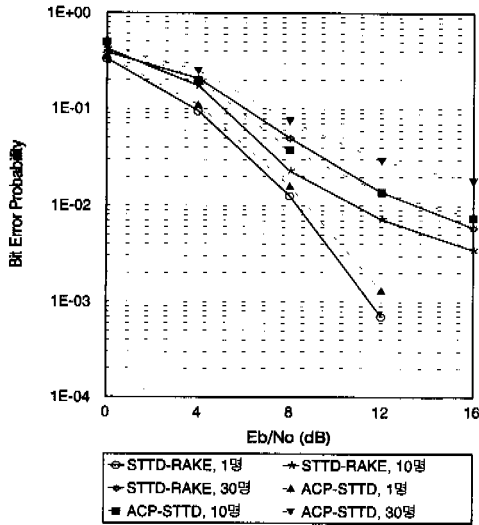


그림 8. 채널 코드를 사용한 Outdoor & Ped.B 환경에서 ACP-STTD의 BER 성능  
6km/h, 사용자수 1,10,30, 1/3 컨볼루션 코드

### V. 결론

본 논문에서는 차세대 WCDMA TDD 시스템에서의 순방향 링크 전송 다이버시티 성능을 향상시키기 위해 채널 보상 기법을 제안하였다. IMT-2000 용 ITU-R 채널 환경하에서 적응 채널 프리코딩 기법을 시공간 블록 부호 전송 다이버시티와 결합하여 고속의 데이터 전송시 발생하는 심볼간 간섭을 제거시킴으로써, 단말기 수신단의 복잡도 감소를 얻으면서 채널의 왜곡을 보상하도록 하였다. 다시 말해 반송파 위상과 전송 신호의 크기를 미리 왜곡시켜 수신단에서의 신호에 심볼간 간섭이 생기지 않게 함으로써 전송 다이버시티 시스템의 성능 향상을 얻을 수 있었다.

시뮬레이션 결과에서 적응 채널 프리코드 STTD와 이를 DS-CDMA에 적용했을 때의 성능을 나타내었으며, 제안된 시스템이 기존의 Rake 수신기를 이용한 다중 경로 수신기에 대해 근접한 성능을 보임을 알 수 있었다. 하지만 사용자 수가 많은 경우 심볼간 간섭 외에 다중 사용자로 인한 간섭 영향이 있어 오류 플로어 현상이 발생함을 알 수 있다. 따라서 향후 연구에서는 다중 사용자 간섭 제거를 단말기 수신단의 복잡도를 증가시키지 않으면서 수행할 수 있는 새로운 기법의 개발이 필요하다 하겠다. 동일한 형식으로 결론을 작성한다.

### 참고 문헌

- [1] Miya, K., et al., "CDMA/TDD cellular systems for the 3rd generation mobile communication," in Proc. of VTC '97, vol. 2, pp. 820-824, 1997
- [2] 3GPP (Third generation project proposal) ; Technical Specification Group Radio Access Network
- [3] V. Tarokh, et al., "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction," IEEE Trans. Info. Theory, Vol. 44, No.2, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [4] S. Alamouti, "Space block coding: A simple transmitter diversity technique for wireless communications," IEEE J. Select. Areas. Comm., vol. 16, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [5] A. F. Naguib, et al., "Applications of space-time block codes and interference suppression for high capacity and high data rate wireless systems," Conf. of the 32nd Asilomar Conf. Vol 2, pp.1803-1810, 1998.
- [6] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and R. A. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," IEEE Trans. Inform. Theory, vol.45, pp.1456-1467, July 1999.
- [7] A. G. Dabak, T. Schmidl and C. Sengupta, "Equalization and multi-user detection for space time block coding based transmit diversity (STTD) in frequency selective channels," in Proc. of VTC2000, Sep. 2000.
- [8] G. Bauch and A. F. Naguib, "MAP equalization of space-time coded signals over frequency selective channels," in Proc. of IEEE WCNC'99, pp. 261-265, 1999.
- [9] M. V. Eyuboglu and G. D. Forney, Jr., "Trellis precoding: Combined coding, precoding and shaping for intersymbol interference channels," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 38, pp. 301-314, Mar. 1992.
- [10] Y. Chan and W. Zhuang, "Channel precoding for indoor radio communications using dimension partitioning," IEEE Trans. Veh. Tech., vol. 48, pp. 98-113, Jan. 1999.

