

# 시공간 블록 부호 송신 다이버시티를 적용한 WCDMA 하향 링크에서 채널 추정기의 성능 평가

준회원 강 형 욱\*, 정회원 이 영 용\*\*, 김 용 석\*\*, 최 형 진\*

## Performance Evaluation of Channel Estimation for WCDMA Forward Link with Space-Time Block Coding Transmit Diversity

Hyung-Wook Kang\* Associate Member, Young-Yong Lee\*\* Regular Member  
Yong-Serk Kim\*\* Regular Member, Hyung-Jin Choi\* Regular Member

요 약

본 논문에서는 시공간 블록 부호 송신 다이버시티 기법(STBC-TD)이 적용된 WCDMA 하향 링크에서 이동 평균(Moving Average) 필터 구조의 채널 추정기에 대해 성능 평가를 하였다. 또한 FIR(Finite Impulse Response) 필터 구조의 채널 추정기에서 발생하는 메모리 요구 문제와 채널 추정 지연 시간 문제를 해결하기 위해 IIR(Infinite Impulse Response) 필터 구조를 제시하고 이에 대한 성능 평가 및 비교를 하였다. 컴퓨터 모의 실험 결과 일반적으로 STBC-TD 기법이 적용된 경우 두 구조 모두 이동국의 속도가 저속일 때 상당한 성능 개선이 발생하였다. 이동 평균 필터 구조의 채널 추정기는 STBC-TD 기법을 적용함으로써 성능 개선과 함께 필터의 최적 탭 수가 감소되고 이로 인해 채널 추정 지연 시간과 수신단의 복잡도를 줄일 수 있었다. 또한 IIR 필터 구조의 채널 추정기는 이동 평균 필터 구조에 비해 메모리 요구 문제와 추정 지연 시간 문제가 작은 장점을 가지지만 IIR 필터 내부의 계수는 이동국의 속도 변화에 매우 민감하며 따라서 최적의 IIR 필터 계수 설정이 중요한 고려 사항이다.

Key Words : 시공간 블록 부호, 채널 추정기, WCDMA 하향 링크

ABSTRACT

In this paper, we evaluate the performance of a moving average (MA) channel estimation filter when space-time block coding transmit diversity (STBC-TD) is applied to the wideband direct sequence code division multiple access (WCDMA) forward link. And we present the infinite impulse response (IIR) filter scheme that can reduce the required memory buffer and the channel estimation delay time. This paper also compares the performance between MA filter scheme and IIR filter scheme in various Rayleigh fading channel environments through the bit error rate (BER) and the frame error rate (FER). Extensive computer simulation results show that transmission with STBC-TD provides a significant gain in performance over no transmit diversity technique, particularly at pedestrian speeds. If STBC-TD technique is employed in the channel estimator based on MA filter, it provides considerable performance gains against Rayleigh fading and reduces the optimum filter tap number. Consequently, the channel estimation delay time and the complexity of the receiver are reduced.

In addition, the channel estimator based on IIR filter has the advantages such as little memory requirement and no delay time compared to the MA scheme. However, IIR filter coefficients is very sensitive to the mobile speed change and it exerts a serious influence upon the performance. For that reason, it is important to set up the optimum IIR filter coefficients.

\*성균관대학교 정보통신공학부 통신시스템연구실(tiburona@ece.skku.ac.kr, hjchoi@ece.skku.ac.kr)

\*\* (주)삼성전자 TN총괄 통신연구소(SEC Telecommunication R&D Center)

논문번호:020463-1018, 접수일자:2002년 10월 18일

※본 논문은 (주)삼성전자의 "Reconfigurability 기술을 적용한 WCDMA 및 cdma2000 방식 이중모드 모델의 통합 설계에 관한 연구"의 수행 일부로서 얻어진 결과임을 밝히고 지원에 감사드립니다.

## I. 서론

무선 이동 채널 환경에서 전송된 신호는 송신단과 수신단 사이에 있는 많은 물체들에 의해 반사되며 이것은 다중 경로 채널을 형성한다. 그 결과 다른 전파 지연 시간을 갖는 다중 경로 신호들 사이의 간섭 영향으로 인해 수신 신호는 주파수 선택성 페이딩을 겪게 되므로 전체 시스템의 성능 열화가 발생한다[1]. 일반적으로, 이러한 다중 경로에 의한 성능 열화를 개선하기 위한 방법으로 수신 다이버시티 기법이 사용된다. 하지만, 이동국에서 수신 다이버시티 기법을 사용하면 이동국의 RF 수신 구조의 복잡성과 신호 처리량이 증가되어 이동국의 크기가 증가되고 전력 소비량도 증가된다[2]. 따라서, 기지국에서 다수의 송신 안테나를 사용하는 송신 다이버시티 기법이 하향 링크의 전송 성능을 개선하기 위한 유용한 방법으로 제안되었다[3][4]. 3세대 이동 통신 시스템의 표준인 3GPP의 WCDMA 규격에 포함되어 있는 송신 다이버시티 기법은 귀환 데이터의 유, 무에 따라 개루프 송신 다이버시티 기법과 폐루프 송신 다이버시티 기법으로 구분할 수 있다[5]. 본 논문에서는 WCDMA에서 사용되는 개루프 송신 다이버시티 기법을 다루며 그 기법으로는 시간 축 상에서 주로 적용되었던 채널 부호화 기법을 공간상으로 확장시킨 시공간 블록 부호(STBC, Space-Time Block Coding)를 통해 다이버시티 효과를 얻는 시공간 블록 부호 송신 다이버시티 기법(STBC-TD)이다.

WCDMA 하향 링크에서는 동기 검파를 위해 부호 분할되어 전송되는 공통 파일럿 채널(CPICH)을 사용하며 채널 추정기는 공통 파일럿 채널을 통해 채널 상태에 대한 정보를 얻는다. 파일럿 채널을 이용한 가장 기본적인 채널 추정기 구조는 파일럿 채널의 여러 슬롯에 있는 심볼 신호를 누적한 후 평균을 함으로써 채널을 추정하는 방식이다. 이러한 구조는 이동 평균 필터를 사용하며 따라서 채널 보상 시 채널 추정에서 사용된 관찰 구간의 절반에 해당되는 시간 지연이 발생하며 보상될 정보 신호를 저장해야 하는 부담 요소를 가진다. 이러한 메모리 요구 문제는 확산 인자가 작을수록 심각해지며 이것은 단말인 경우 더욱 중요한 고려 사항이다. 그리고 이동 평균 필터 구조는 시간 지연으로 인해 수신된 전력 제어 비트를 한 슬롯 구간 내에서 역방향 송신단에 적용하지 못하는 문제점도 가지고 있다.

본 논문에서는 시공간 블록 부호 송신 다이버시티 기법(STBC-TD)이 적용된 WCDMA 하향 링크에서 이동 평균 필터 구조의 채널 추정기에 대해 성능 평가를 하였다. 또한 FIR(Finite Impulse Response) 필터 구조의 채널 추정기에서 발생하는 메모리 요구 문제와 추정 지연 시간 문제를 해결하기 위해 IIR(Infinite Impulse Response) 필터 구조를 제시하고 이에 대한 성능 평가 및 비교를 하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 STBC-TD를 적용한 송수신 모델을 설명하였고 3장에서는 채널 추정기에 사용된 이동 평균 필터와 IIR 필터의 통계적 특성을 제시하였다. 4장에서는 컴퓨터 모의 실험 결과를 바탕으로 한 성능 결과를 분석하였으며 마지막으로 5장에서 결론을 맺었다.

## II. STBC-TD 기법을 적용한 송수신 모델

그림 1은 STBC-TD 기법이 적용된 송수신단 구조를 나타낸다. 기지국 송신단은 공통 파일럿 채널(CPICH)과 지정 데이터 채널(DPCH)을 각각 한 개씩 전송하는 것으로 가정하며 두 개의 송신 안테나는 충분한 간격을 가지며 따라서 각 안테나에 의해 전송되는 신호는 독립적으로 채널의 영향을 받는다고 가정한다. 그림 1.(a) 기지국 송신단 구조에서의 채널 부호화와 인터리빙은 비다이버시티 상태에서 이루어지며 STBC-TD 부호화 된 심볼은 동일한 채널화 코드와 스크램블링 코드를 사용하여 확산된다. 또한 각각의 송신 안테나는 두 심볼 주기 내에서 서로 직교하는 다른 CPICH를 사용한다. 그림 1.(b) 이동국 수신단 구조에서는 수신된 확산 신호를 디스크램블링하고 다시 CPICH와 DPCH의 채널화 코드를 이용해 역확산한다. 역확산된 CPICH 파일럿 심볼을 이용하여 각 경로의 채널 이득을 추정하고 그 값을 DPCH 데이터 심볼에 보상한다. 보상된 DPCH 신호는 RAKE 결합기에 의해 결합되며 이 신호는 STBC-TD 복호화기에 입력된다.

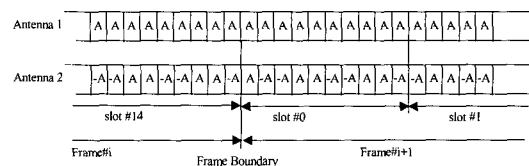


그림 2. 송신 다이버시티 환경에서의 CPICH 변조 패턴

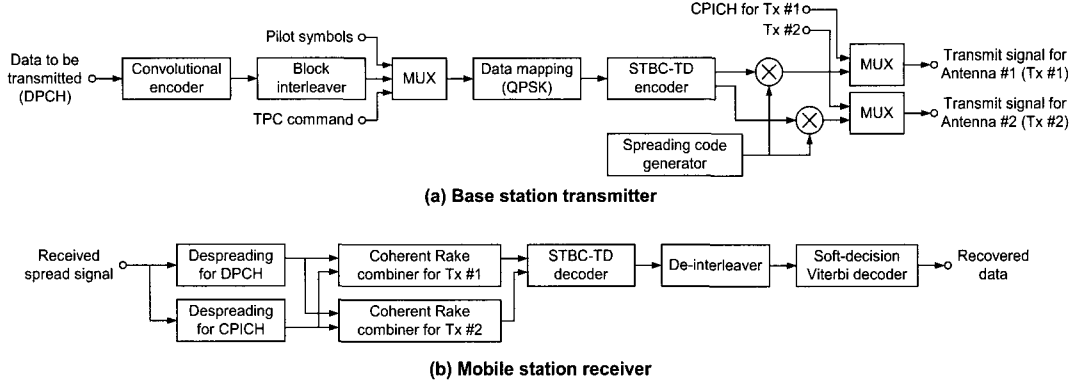


그림 1. STBC-TD 기법이 적용된 송수신단 구조

그림 2는 두 안테나 사이의 직교성을 유지하기 위한 송신 다이버시티 환경에서의 CPICH 변조 패턴이며 각각의 셀은 1개의 Primary CPICH와 0개, 1개, 혹은 그 이상의 Secondary CPICH를 사용할 수 있다.

### 1. STBC-TD의 부호화

그림 3은 STBC-TD 부호화기(  $T$ : 심볼 주기를 나타낸 것)이며 두 개의 연속적인 심볼 열을 생성하는 방법은 다음과 같이 표현할 수 있으며 DPCH의 QPSK 변조된 심볼  $d_m = e^{j\phi_m}$ , ( $\phi_m \in \{h\pi/2 + \pi/4; h=0, \dots, 3\}$ ,  $m$ : 심볼 인덱스)이라고 가정한다.

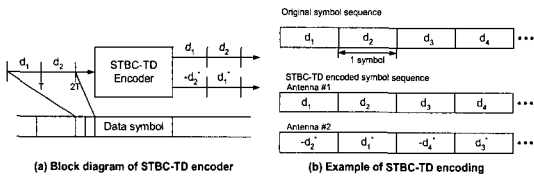


그림 3. STBC-TD 부호화기

그림 3.(b)와 같이  $m$ 이 홀수일 때 두 개의 연속된 심볼  $d_m$ 과  $d_{m+1}$ 은 하나의 쌍을 이루게 되며 STBC-TD 부호화기는 이러한 두 개의 연속된 심볼을 이용하여  $i$ 번째 송신 안테나로 전송될 심볼 열  $\{S_{m,i}, S_{m+1,i}\}$  ( $i=1, 2$ )을 생성한다. 식 (1)은 두 개의 송신 안테나에 대한 STBC-TD 부호화기에서 생성된 심볼을 나타낸다[4].

$$\begin{bmatrix} S_{m,1} & S_{m+1,1} \\ S_{m,2} & S_{m+1,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_m & d_{m+1} \\ -d_{m+1}^* & d_m^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기에서  $*$ 는 공액 복소수를 나타내며 두 심볼 주기에 대해 STBC-TD 부호화된 두 개의 심볼 열  $\{S_{m,1}, S_{m+1,1}\}$ 과  $\{S_{m,2}, S_{m+1,2}\}$ 사이의 상호 상관관계는 데이터 심볼  $d_m$ 과  $d_{m+1}$ 에 관계없이 영(zero)이 된다. 따라서 동일한 채널화 코드 및 복소스크램블링 코드가 STBC-TD 부호화기 이후 두 심볼 열에 대해 사용이 가능하다.

### 2. 송신단 및 채널 모델

STBC-TD 부호화된 후 송신 안테나 1과 2에 대해 각각 DPCH 심볼을  $d_{m,i}$  ( $\triangleq d_{m,i}^I + jd_{m,i}^Q$ ,  $i=1, 2$ ), CPICH 심볼을

$p_{m,i}$  ( $\triangleq p_{m,i}^I + jp_{m,i}^Q$ ,  $i=1, 2$ )이라고 하면 각 송신 안테나에 대한 확산된 기저 대역 송신 신호  $s_i$  ( $i=1, 2$ )는 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} s_1 &\triangleq s_1^I + js_1^Q \quad (\text{Ant 1}) \\ &= \sqrt{\frac{E_c}{2}} [(d_{m,1}^I + jd_{m,1}^Q)c_d + \sqrt{G_p}(p_{m,1}^I + jp_{m,1}^Q)c_c](c_s^I + jc_s^Q) \\ s_2 &\triangleq s_2^I + js_2^Q \quad (\text{Ant 2}) \\ &= \sqrt{\frac{E_c}{2}} [(d_{m,2}^I + jd_{m,2}^Q)c_d + \sqrt{G_p}(p_{m,2}^I + jp_{m,2}^Q)c_c](c_s^I + jc_s^Q) \end{aligned} \quad (2)$$

여기에서  $E_c$ 는 칩 에너지,  $c_c$ 와  $c_d$ 는 CPICH와 DPCH의 채널화 코드이며  $c_s$  ( $\triangleq c_s^I + jc_s^Q$ )는 복소 스크램블링 코드를 의미한다. 또한  $G_p$ 는

CPICH와 DPCH의 전력 비를 나타낸다.

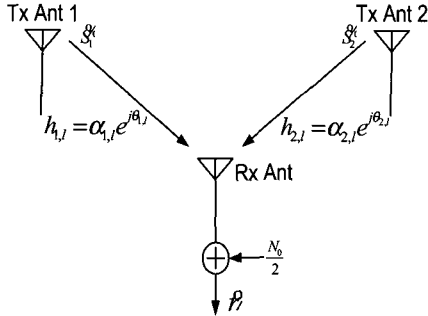


그림 4. 적용된 경우의 채널 모델 (2 Tx, 1 Rx)

그림 4는 송신 안테나가 2개이고 수신 안테나가 1개인 경우의 STBC-TD가 적용된 시스템에 대한 채널 모델이다.  $s_i (i=1,2)$ 는 통과 대역 송신 신호를 의미하며  $h_{i,l} (i=0,1 l=1,2, \dots, L)$ 는  $i$ 번째 송신 안테나로부터의  $l$ 번째 경로의 채널 이득으로 진폭은 레일레이 분포이며 위상은 균등 분포를 가진다. 또한 두 심볼 내에서는 채널 이득이 일정한 준 정적(Quasi-static) 상태로 가정하며 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.  $N_o/2$ 는 복소 가우시안 랜덤 변수의 양측 최대 전력 밀도를 나타내며  $\tilde{r}(t)$ 는 통과 대역 수신 신호를 의미한다.

$$h_{i,l}(t) = h_{i,l}(t+T) = h_{i,l} \quad (3)$$

### 3. 수신단 및 STBC-TD 복호화

송신된 신호는 주파수 선택성 페이딩 채널을 통해 수신단에 전달되기 때문에 다중 경로 신호로부터 신호 에너지를 분리할 수 있는 RAKE 수신기 구조가 요구된다. 기저 대역 수신 신호  $r(t)$ 를 나타내면 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{i=1}^2 \sum_{l=1}^L h_{i,l}(t) s_i(t - \tau_{i,l}) + n(t) \\ &= \sum_{i=1}^2 \sqrt{\frac{E_c}{4}} \sum_{l=1}^L h_{i,l}(t) \cdot [d_i(t - \tau_{i,l}) c_d(t - \tau_{i,l}) \\ &\quad + \sqrt{G_p} b_i(t - \tau_{i,l}) c_p(t - \tau_{i,l})] c_s(t - \tau_{i,l}) + n(t) \end{aligned} \quad (4)$$

여기에서  $\tau_{i,l}$ 는  $i$ 번째 송신 안테나의  $l$ 번째 경로 ( $1 \leq l \leq L$ )의 전파 지연 시간을 나타낸다.  $n(t)$ 는 평균이 영이며 양측 최대 전력 밀도가  $N_o/2$ 인 AWGN을 의미한다. 두 개의 송신 안테나로부터 전송된 두 신호의 수신 경로 시간은 일치하고 칩 동기가 완벽하다고 가정할 때 디스크램블

링 된 수신 신호  $r_{des}(t, l)$ 는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다. 표기의 편의상 식 (5)부터는 잡음 성분을 제외한다.

$$\begin{aligned} r_{des}(t, l) &\triangleq r(t) \cdot c_s^*(t - \tilde{\tau}_l) \\ &= \left\{ \sum_{i=1}^2 \sqrt{\frac{E_c}{4}} \sum_{l=1}^L h_{i,l}(t) \cdot [d_i(t - \tau_{i,l}) c_d(t - \tau_{i,l}) \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{G_p} b_i(t - \tau_{i,l}) c_p(t - \tau_{i,l})] c_s^*(t - \tilde{\tau}_l) \right\} c_s^*(t - \tilde{\tau}_l) \quad (5) \\ &= \sum_{i=1}^2 \sqrt{\frac{E_c}{2}} \sum_{l=1}^L h_{i,l}(t) \cdot [d_i(t - \tau_{i,l}) c_d(t - \tau_{i,l}) \\ &\quad + \sqrt{G_p} b_i(t - \tau_{i,l}) c_p(t - \tau_{i,l})] \end{aligned}$$

여기에서  $\tilde{\tau}_l$ 는 각 수신 경로에 대한 추정된 지연 시간을 의미한다. 식 (5)로부터 두 개의 송신 안테나에 대한 데이터 심볼 열을 분리할 수 없다. 하지만 두 개의 송신 안테나에 대한 CPICH의 파일럿 심볼 패턴은 연속되는 두 심볼에 대해 서로 직교하기 때문에 비록 두 안테나에 대해 동일한 확산 코드를 사용하였다라도 각 안테나에 대한 채널 이득 값을 독립적으로 추정할 수 있다. 따라서, 채널화 코드에 의해  $l$ 번째 경로의 역확산된 CPICH 심볼  $r_p(m, l)$ 과 DPCH 심볼  $r_d(m, l)$ 은 간단히 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{CPICH: } r_p(m, l) \triangleq \frac{1}{T_p} \sum_{i=mT_p+\tilde{\tau}_l}^{i=(m+1)T_p+\tilde{\tau}_l} r_{des}(t, l) \cdot c_p(t - \tilde{\tau}_l) \quad (6)$$

$$\text{DPCH: } r_d(m, l) \triangleq \frac{1}{T_d} \sum_{i=mT_d+\tilde{\tau}_l}^{i=(m+1)T_d+\tilde{\tau}_l} r_{des}(t, l) \cdot c_d(t - \tilde{\tau}_l)$$

$T_p$ 와  $T_d$ 는 각각 CPICH와 DPCH의 심볼 주기이며, 식 (6)에서 구한 CPICH 심볼  $r_p(m, l)$ 을 이용해 채널 이득 값을 추정한다. 칩 에너지  $E_c$ 를 1로 정규화하고  $i$ 번째 송신 안테나로부터의  $l$ 번째 경로의 채널 추정 값을  $\hat{h}_{i,l}(m)$ 이라고 가정하면 추정된 채널 값의 공액 복소수를 역확산된 DPCH 데이터 심볼에 곱하고 각 경로들을 결합함으로써 STBC-TD 부호화기 이후의 전송된 DPCH 심볼에 대한 추정값을 식 (7)과 같이 얻을 수 있다.

$$\hat{u}_{m,i} = \sum_{l=1}^L r_d(m, l) \cdot \hat{h}_{i,l}^* \quad , \quad (i=1,2) \quad (7)$$

STBC-TD 복호화기에서 각 안테나에 대한 RAKE 결합기 이후의 연속적인 두 심볼은 STBC-TD 부호화기에서와 유사하게 다루어진다. 따라서  $m$ 이 홀수일 때 원래의 연속적인 DPCH

데이터 심볼  $d_m$ 과  $d_{m+1}$ 은 식 (8)와 같이 복원할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{d}_m &= \hat{d}_{m,1} + \hat{d}_{m+1,2}^* \\ \hat{d}_{m+1} &= \hat{d}_{m+1,1} - \hat{d}_{m,2}^* \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)에 의한 STBC-TD 복호화기 이후의 심볼 신호는 디인터리빙된 후 연관정 비터비 복호화기로 입력된다.

### III. 채널 추정을 위한 필터의 통계적 특성

채널 추정기의 통계적 특성을 파악하기 위해서는 Z-변환을 이용해 필터의 전달 함수를 구한 후 응답 특성을 살펴보는 것이 중요하다.

#### 1. 이동 평균(Moving Average) 필터 구조

CPICH의 파일럿 심볼은 무변조 신호이므로 채널 이득값이 근사적으로 선형성을 가지면 채널 값을 추정하기 위해 CPICH 심볼 누적 구간을 확장할 수 있다[7]. CPICH 파일럿 심볼의 누적 개수를  $M$ 이라고 하면 이동 평균 필터의 전달 함수  $H(z)$ 는 식 (9)와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{1}{M} \cdot [1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-(M-1)}] \\ &= \frac{1}{M} \cdot \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \end{aligned} \quad (9)$$

또한, 주파수 응답  $H(f)$ 는 식 (9)에  $z = e^{j\omega T}$ 를 대입함으로써 식 (10)과 같이 구할 수 있다.  $T$ 는 샘플링 주기이며 여기서는 심볼 주기를 의미한다.

$$H(f) = \frac{1}{M} \cdot \left[ \frac{\sin(M\pi f T)}{\sin(\pi f T)} \right] e^{-j(M-1)\pi f T} \quad (10)$$

그림 5는 누적 개수  $M$ 에 따른 이동 평균 필터의 주파수 응답으로 진폭 응답과 위상 응답을 나타낸 것이다.

한편, 잡음 감소율(NRR, Noise Reduction Ratio)은 입력 신호의 잡음에 대한 출력 신호의 잡음 감소량을 의미하며 식 (10)을 이용하여 이동 평균 필터의 잡음 감소율을 구하면 식 (11)과 같다.

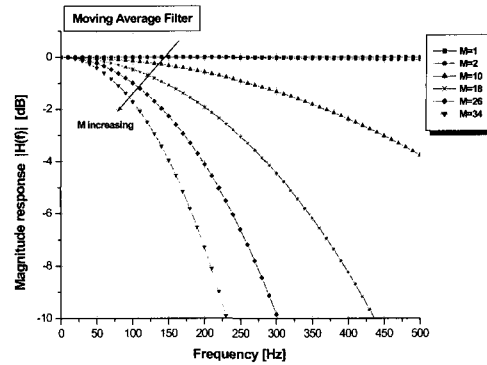


그림 5. (a) 누적 개수  $M$ 에 따른 이동 평균 필터의 진폭 응답

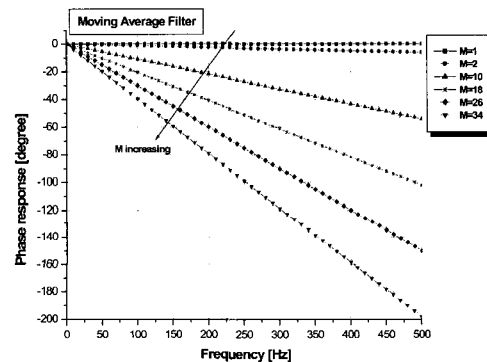


그림 5. (b) 누적 개수  $M$ 에 따른 이동 평균 필터의 위상 응답

$$\begin{aligned} NRR_{MA} &\triangleq \frac{\sigma_{out}^2}{\sigma_{in}^2} = \int_{-1/2}^{1/2} |H(f)|^2 df \\ &= \int_{-1/2}^{1/2} \frac{1}{M^2} \cdot \left[ \frac{\sin(M\pi f T)}{\sin(\pi f T)} \right]^2 df \quad (11) \\ &= \frac{1}{M} \end{aligned}$$

#### 2. IIR(Infinite Impulse Response) 필터 구조

앞에서 설명하였듯이 이동 평균 필터 구조는 메모리 요구 문제와 추정 지연 시간 문제를 가지고 있으며 이를 해결하기 위한 방법으로 IIR 필터 구조를 제시한다. 그림 6은 채널 추정기에 사용된 IIR 필터 구조이며 CPICH 심볼 신호의 실수 부분과 허수 부분에 대해 독립적으로 동작한다. 그림 6의 IIR 필터 구조는 입력 값인 순간적인 채널 값과 필터를 통과한 출력 값인 채널 추정 값 사이의 차이를 feedback방식을 통해 계속적으로 감소시키는 변형된 형태의 PLL구조이다.

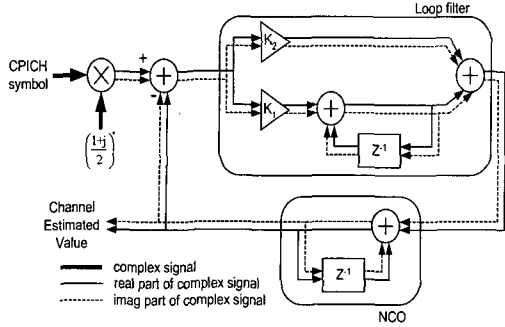


그림 6. 채널 추정기에 사용된 IIR 필터 구조

IIR 필터 형태의 채널 추정기는 크게 루프 필터 부분과 NCO 부분으로 나눌 수 있다. 여기서 루프 필터는 1차 IIR 필터 형태의 비례적분기이며 비례기를 통해 채널 이득 값의 크기를 조절하고 적분기를 통해 그 채널 이득 값을 추적하는 역할을 한다. 즉, 두 개의 이득 값에 따라 루프 필터는 다른 응답 특성을 나타내며 이 값을 시스템과 채널 상황에 맞게 최적화하는 것이 채널 추정기의 성능을 결정하는 중요한 요소이다. 하지만, 계수 최적화는 2차 IIR 필터의 비선형성으로 인해 수식적인 분석이 매우 어려우며 따라서, IV.2절에서 컴퓨터 모의 실험을 통해 그림 12와 13과 같이 계수 값에 따른 채널 추정 값의 MSE(Mean Square Error)값을 제시하고 그것을 통해 필터 계수 값을 설정하였다. 한편, 이 구조는 전체적으로 2차 IIR 필터 형태이며 일반적으로 1차 IIR 필터보다 더욱 안정적으로 동작한다[8]. IIR 필터의 구성 요소는 실수 부분과 허수 부분을 합쳐서 곱셈기 8개(이득 곱셈 4개 포함), 지연 소자 6개, 그리고 덧셈기 8개이다. 식 (12)는 IIR 필터의 전달 함수를 나타낸 것이다.

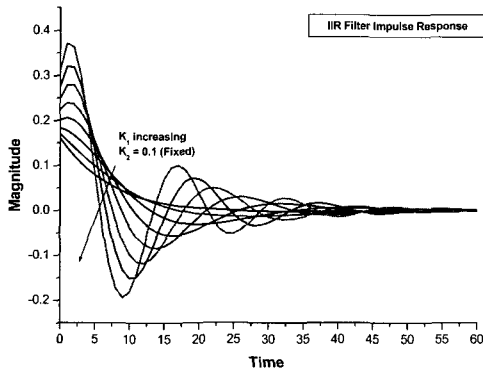


그림 7. IIR 필터의 임펄스 응답

$$H(z) = \frac{(K_1 + K_2)z^{-1} - K_2z^{-2}}{1 + (K_1 + K_2 - 2)z^{-1} + (1 - K_2)z^{-2}} \quad (12)$$

그림 7은 필터 계수  $K_2$ 가 0.1로 고정된 상태에서 필터 계수  $K_1$ 의 값에 따른 IIR 필터의 임펄스 응답을 나타낸 것이다.

#### IV. 모의 실험 결과

컴퓨터 모의 실험은 반송파 주파수가 2GHz이고 이동국의 속도가 3~200km/h인 범위의 단일 사용자를 고려하였다. 모의 실험에서는 송신 안테나의 개수에 상관없이 원하는 사용자의 데이터 채널인 DPCH에 대한 전체 전력은 항상  $E_b/N_o$  기준에서 고정되며 표 1은 컴퓨터 모의 실험에 적용된 파라미터를 나타낸다.

표 1. 성능 평가에 적용된 파라미터

Description		Parameters
Chip rate		3.84 Mcps
Slot format number		11
Spreading factor	CPICH	256
	DPCH	128
Modulation	Data	QPSK
	Spreading	QPSK
Channel coding		Convolutional encoding (R=1/3, K=9) & 3-bits soft-decision Viterbi decoding
Interleaving		Block interleaving (10 msec)
Antenna	Tx	2 antennas
	Rx	1 antenna
Power control		Off

##### 1. 이동 평균(Moving Average) 필터 성능

그림 8은 STBC-TD 기법의 적용 유무 상태에서 CPICH 파일럿 심볼 누적 수에 따른 이동 평균 필터 구조의 채널 추정 성능을 평가하기 위해 수행된 모의 실험 결과로써 이동 평균 필터의 탭 수에 따른 BER(Bit Error Rate)성능이다. 전체 전송  $E_b/N_o$ 가 4dB이고 STBC-TD 기법이 적용된 경우 이동국의 속도가 저속일 때 이동 평균 필터 탭 수에 따른 BER 성능은 거의 변화가 없지만 이동국의 속도가 빨라질수록 긴 구간에 대한 채널 추정은 오히려 심각한 성능 열화를 가져온다. 이것은 STBC-TD 부호화와 복호화 과정에서 두 개의 연속적인 CPICH 심볼 주기의 관찰 구간동안은 준정

적 상태라고 가정하기 때문이다.

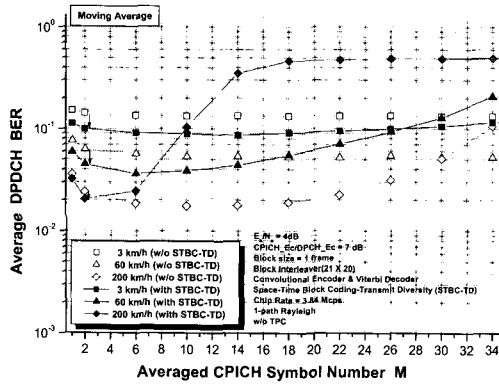


그림 8. 이동 평균 필터 구조에서 필터의 탭 수에 따른 BER

표 2는 STBC-TD 기법의 적용 유무에 따른 최적의 파일럿 심볼 누적 개수 즉, 이동 평균 필터의 최적 탭 수와 그에 따른 DPCH 메모리 크기, 시간 지연 그리고 BER 및 FER(Frame Error Rate) 성능을 나타낸 것이다. 표 2는 이동국의 속도가 3km/h이고  $E_b/N_o$ 가 4dB인 경우이며 STBC-TD 기법을 적용함으로써 이동 평균 필터의 최적 탭 수가 감소하는 것을 보여준다. 또한 데이터 채널인 DPCH에 대해 요구되는 메모리 크기와 지연 시간도 감소하면서 성능도 개선됨을 알 수 있다.

표 2. STBC-TD 적용 유무에 따른 이동 평균 필터의 최적 탭 수 및 그에 따른 성능 비교

	w/o STBC-TD	with STBC-TD
이동 평균 필터의 최적 탭 수	10	2
DPCH에 대한 요구되는 메모리	10 심볼 버퍼링	4 심볼 버퍼링
시간 지연	$10 \times T_d$	$4 \times T_d$
BER	1.33E-1	9.91E-2
FER	3.54E-1	3.18E-1

\*단, 3km/h,  $E_b/N_o=4dB$ ,  $T_d$ :심볼 주기

그림 9는 STBC-TD 기법의 적용 유무에 따른 이동 평균 필터의 최적 탭 수를 설정한 후 이동국의 속도가 3~200km/h일 때  $E_b/N_o$ 에 따른 FER 성능이다. 다양한 이동국의 속도에 대해 STBC-TD 기법을 적용한 경우 상당한 개선이 이루어지며 특히 이동국의 속도가 저속일 때 개선 폭은 더욱 크다.

그림 10은 최대 도플러 주파수에 대해 평균 BER이  $10^{-3}$ , 평균 FER이  $10^{-2}$ 의 성능을 얻기 위해 요구되는  $E_b/N_o$  값을 나타낸 것이다. 그림 10에서 알 수 있듯이 도플러 주파수가 낮은 경우 STBC-TD 기법을 적용함으로써 약 10dB정도의 이득이 발생하며 도플러 주파수가 증가할수록 STBC-TD 기법에 의한 이득은 점차 감소함을 알 수 있다.

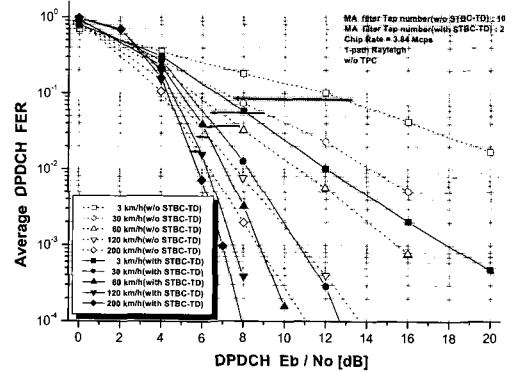


그림 9. 이동 평균 필터 구조에서 이동국의 속도와  $E_b/N_o$ 에 따른 FER

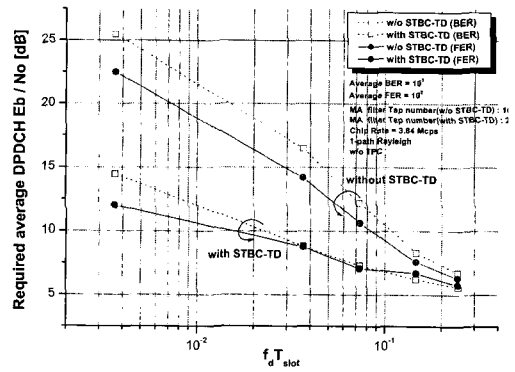


그림 10. 이동 평균 필터 구조에서 최대 도플러 주파수에 대해 평균 BER  $10^{-3}$ , 평균 FER  $10^{-2}$ 을 얻기 위해 요구되는  $E_b/N_o$

## 2. IIR(Infinite Impulse Response) 필터 성능

그림 11(a)와 (b)는 이동국의 속도가 3km/h(저속)와 200km/h(고속)인 경우에 대해 필터 계수  $K1$ 와  $K2$ 의 값에 따른 채널 추정 값의 MSE(Mean Square Error)를 나타낸 것이다. 이것은 임펄스 응답과 마찬가지로 계수 값에 따른 필터의 특성 변화를 나타낸다. 이와 같은 이동국의 속도 변화에 대한 IIR 필터의 민감성을 해결하고 성

능 향상을 위해서는 이동국 속도로 인한 IIR 필터의 발산 문제를 방지해야한다. 따라서 이동국의 속도를 추정해서 그 속도에 대한 최적의 필터 계수를 적응적으로 동작하게 할 수 있다[10][11][12]. 하지만 단말의 경우 속도 추정기로 인한 부가적인 메모리 요구 사항이나 전력 소비가 중요한 문제가 된다. 그러므로 본 논문에서는 적응적인 필터 계수를 사용하지 않고 실험에 의해 설정한 고정 필터 계수를 사용하여 성능 평가를 수행하였다. 그 결과 실제적인 상황에서는 이동국의 속도가 고속보다는 저속인 경우가 더 많으므로 저속인 경우에서  $K1$ 의 값이 변함에 따라 MSE 값의 변화가 적은 임의의  $K2$  값을 컴퓨터 모의 실험을 통한 최적의 계수 값으로 간주하였으며 본 논문에서는  $K2$ 의 값을 0.1로 설정하였다.

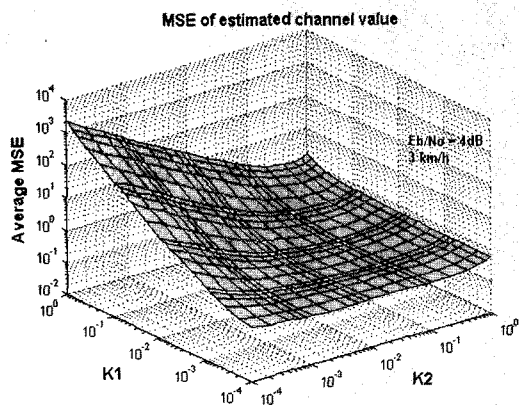


그림 11 (a). IIR 필터 계수  $K1$ 과  $K2$ 에 따른 채널 추정 값의 MSE ( $E_b/N_0=4dB$ ,  $3km/h$ )

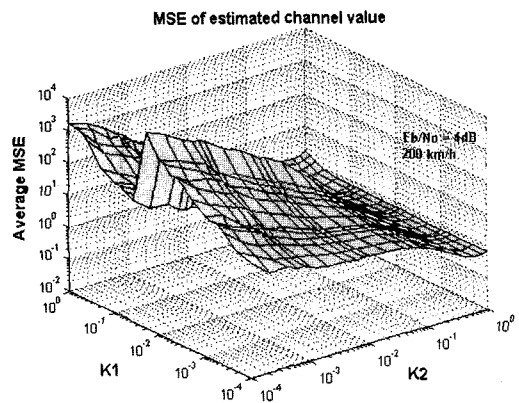
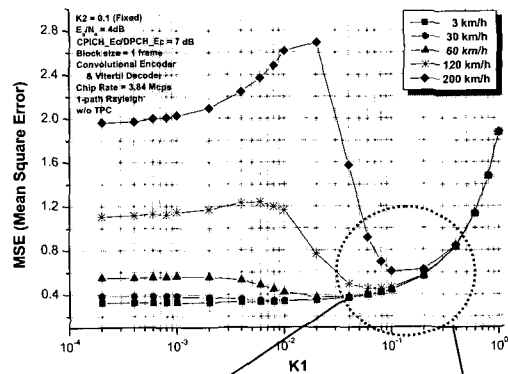
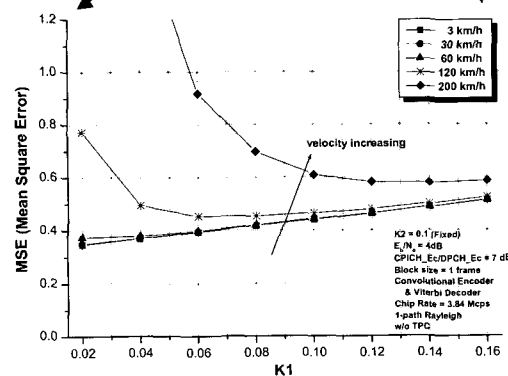


그림 11 (b). IIR 필터 계수  $K1$ 과  $K2$ 에 따른 채널 추정 값의 MSE ( $E_b/N_0=4dB$ ,  $200km/h$ )

그림 12는 IIR 필터 구조의 채널 추정기에서 필터 계수  $K2$ 가 0.1로 고정된 상태에서 필터 계수  $K1$ 의 값에 따른 MSE 값을 나타낸 것이다. (a)는 필터 계수  $K1$ 의 값이 0.0001에서 1까지의 넓은 범위에 대해서 관찰한 것이며 (b)는  $K1$ 의 값이 0.02에서 0.16으로 좁은 범위에 대해서 관찰한 것이다. 이동국의 속도가 증가할수록 필터 계수  $K1$ 의 값에 따라 MSE 값의 변화가 더욱 커지며 이동국의 속도에 따라 MSE 값이 가장 작은 최적의 필터 계수 값이 다르다. 따라서 그림 12의 MSE 값을 고려하여 필터 계수  $K1$ 을 0.12로 설정하였다.



(a) 필터 계수  $K1$ 의 값이 넓은 범위일 때



(b) 필터 계수  $K1$ 의 값이 좁은 범위일 때

그림 12. IIR 필터 계수  $K1$ 의 값에 따른 MSE

그림 13은 IIR 필터의 계수를  $K1=0.12$ ,  $K2=0.1$ 이라고 설정한 이후 STBC-TD 기법을 적용한 경우 이동체의 속도가 저속에서는 상당한 성능 개선이 이루어졌지만 이동체의 속도가  $200km/h$ 인 경우



는 120km/h인 경우에 비해 오히려 성능 열화가 발생함을 알 수 있다. 이것은 이동국의 속도가 빨라질수록 채널 추정기의 필터 계수에 대해 민감하기 때문이다.

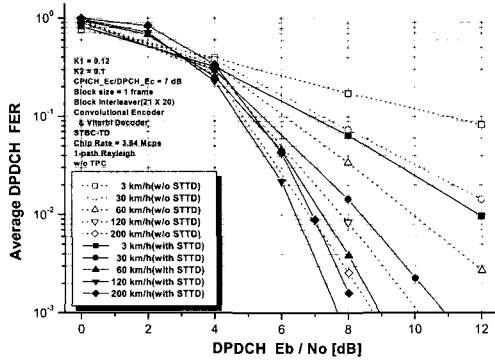


그림 13. IIR 필터 구조에서 이동국의 속도와  $E_b/N_0$ 에 따른 FER

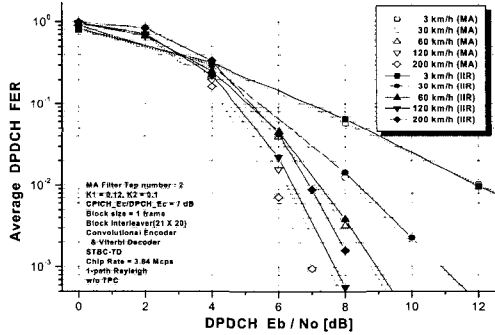


그림 14. 이동국의 속도와  $E_b/N_0$ 에 따른 이동 평균 필터 구조와 IIR 필터 구조의 FER 성능 비교

표 3. DPCH의 메모리 요구 및 추정 지연 시간

	이동평균필터 구조 (with STBC-TD)	IIR필터 구조 (with STBC-TD)
DPCH에 대한 요구되는 메모리	4 심볼 버퍼링	2 심볼 버퍼링
시간 지연	$4 \times T_d$	$2 \times T_d$

\*단, 이동 평균 필터의 탭 수는 2이며  $T_d$ 는 DPCH 심볼 주기를 의미

그림 14는 STBC-TD 기법을 적용한 경우 이동 평균 필터 구조와 IIR 필터 구조의 FER 성능 비교이며 이동 평균 필터의 탭 수는 2이고 IIR 필터 계수  $K_1$ 는 0.12,  $K_2$ 는 0.1으로 설정한 후 수행되었다. 그 결과, IIR 필터 구조는 이동 평균 필터 구조에 비해 STBC-TD 기법을 적용함으로써 이동국의

속도가 빨라질수록 더 많은 성능 열화가 발생하지만 표 3과 같이 부가적인 메모리 요구 사항이나 추정 지연 시간 문제가 작은 장점이 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 시공간 블록 부호 송신 다이버시티 기법(STBC-TD)이 적용된 WCDMA 하향 링크에서 이동 평균 필터 구조의 채널 추정기에 대해 성능 평가를 수행하였으며 FIR 필터 구조의 채널 추정기에서 발생하는 메모리 요구 문제와 채널 추정 지연 시간 문제를 해결하기 위해 IIR 필터 구조를 제시하였다. 결과적으로 이동국의 속도가 저속(3km/h)일 때 STBC-TD 기법을 적용한 구조는 STBC-TD 기법을 적용하지 않은 구조에 비해 평균 BER이  $10^{-3}$ , 평균 FER이  $10^{-2}$  기준에서 약 10dB 정도의 성능 개선을 제공하였다. 이동 평균 필터 구조의 채널 추정기는 STBC-TD 기법을 적용함으로써 성능 개선과 함께 필터의 최적 탭 수를 감소시키고 이로 인해 채널 추정 지연 시간과 요구되는 메모리 크기를 줄일 수 있다. 또한 IIR 필터 구조의 채널 추정기는 이동국의 속도가 빨라질수록 필터 계수에 대해 매우 민감하므로 이동국의 속도가 고속인 경우 이동 평균 필터 구조에 비해 STBC-TD 기법을 적용함으로써 성능 열화가 발생하지만 부가적인 메모리 요구 사항이나 추정 지연 시간 문제가 작은 장점이 있다.

## 참고 문헌

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communication*, Prentice Hall, 1996.
- [2] S. Fukumoto, K. Higuchi, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Experiments on Space Time Block Coding Transmit Diversity(STTD) in W-CDMA Forward Link," *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol. E84-A, No.12 Dec. 2001.
- [3] S. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE Trans. JSAC*, Vol.16, No.8, Oct. 1998.
- [4] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-Time Block Coding for Wireless Communications : Performance Results," *IEEE Trans. JSAC*, Vol.17, No.3, March 1999.
- [5] 3GPP Technical Specification Group Radio Access Network TS 25-Series, Physical Layer Procedures, Release 1999.

