

# 시변 페이딩 채널에서 검파방식에 따른 차분 공간-시간 블록 부호의 성능 비교

## Comparative Performance of Differential Space-Time Block Codes Over Time-Selective Fading Channels

강 성 호\*, 김 영 주\*, 이 인 성\*\*  
(Sung-Ho KANG\*, Young-Ju KIM\*, In-Sung LEE\*\*)

\*충북대학교 정보통신공학과, \*\*충북대학교 전자공학과  
(접수일자: 2006년 10월 26일 채택일자: 2006년 11월 22일)

동기식 검파방식의 공간-시간 블록부호의 완벽한 채널추정은 비용이나 과부하적인 측면에서 비효율적인 문제점을 안고 있다. 차분 공간-시간 부호는 수신 단에서 채널추정이 필요 없는 비동기식 검파 방식이다. 그러나 동기식 검파 방식에 비해 상대적인 성능이 약 3dB 저하된다. 이 상대적인 성능 저하 문제를 해결하기 위해 다중 블록 차분 검파(MD-STC)는 일반적인 2 블록 차분 검파(D-STC)에 비해 성능이 약 1.5dB정도 우수하다. 지금까지 언급한 부호들의 채널 환경은 준정적 플랫 페이딩 채널에서 연구가 진행되었다. 본 논문에서는 802.16e 시스템에서 실제 무선 채널 환경과 비슷한 도플러 주파수( $f_d$ )를 고려한 시변 페이딩 채널의 영향을 받는 두 차분검파의 성능을 비교하고, 여러 차분 공간-시간 블록 부호를 수식 및 블록도로 고찰하고 성능을 분석한다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과로 전송률이 144 kbps 일 때 이동체의 속도가 200km/hr를 초과하면 다중 블록 차분 검파의 성능이 2블록 차분 검파에 비해 성능이 저하됨을 보인다. 이는 특정 시스템 어플리케이션에서 이동체의 특정 속도를 유추해 봄으로써, 특정 시스템 어플리케이션에서의 이동체 속도의 제한에 따른 알맞은 차분 검파 구조를 선택할 수 있게 된다.

핵심용어: 다중 심볼 차분 검출, 시변 레일레이 페이딩, 시공간블록부호, 전송다이버시티

투고분야: 음향 통신기술 분야 (6.3)

We present the performance of differential space-time block decoders, which does not require the channel state information. We suggest the structure of the multiple blocks differential space time decoders, which does not require the channel state information, and analyze the performances. In quasi-static flat fading channels, the performance of multiple blocks differential detection (MD-STC) outperforms that of 2 blocks (D-STC) by 1.5dB. But in the time-selective fading channels due to Doppler frequency ( $f_d$ ), the performance of MD-STC degrades as the vehicular speed is greater than 200km/hr in 802.16e systems, where the data transmission rate is 144 kbps.

Key words: MSDD, Time selective rayleigh fading, STBC, Differential detection, Transmit diversity

ASK subject classification: Acoustic communication (6.3)

### I. 서론

차세대 이동 및 무선 통신 시스템은 현재보다 큰 고속 데이터 전송과 시스템 용량을 요구하고 있다. 이러한 요구를 충족시키기 위해 복수개의 안테나를 사용하여 송신

과 수신을 하는 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 기술이 활발히 연구 되고 있다. 다수의 송수신 안테나를 사용한 공간 다이버시티 기법은 송신 다이버시티와 수신 다이버시티로 구분할 수 있으며, 송신 다이버시티 기법에서는 공간-시간 부호의 일종인 공간-시간 블록 부호 (space-time block codes)가 대표적이다. Alamouti는 최초로 2×2 복소 직교 설계 (complex orthogonal design)를 이용한 송신 다이버시티 구조를

책임저자: 강 성 호(runits@gmail.com)  
361-736 충북 청주시 흥덕구 개신동 산 48번지 충북대학교  
정보통신공학과  
(전화: 043-261-3375; 팩스: 043-271-4647)

소개 하였다 [1]. Alamouti가 제안한 공간-시간 블록 코드는 채널 추정이 완벽하다는 가정이 필요한 동기 검파 방식이다. 그러나 완벽한 채널 추정을 하기에는 비용 면이나 여러 면에서 비효율적인 문제점을 지니고 있다. 이 문제를 해결하기 위해, Tarokh와 Jafarkhani는 채널 추정 (channel estimation)이 필요하지 않는 차분 공간-시간 블록 부호 (differential space-time block codes)를 제안하였다 [2]. 차분 공간-시간 블록 부호는 비동기 검파를 하기 때문에 채널 추정이 필요하지 않다. 이때 차분 공간-시간 블록 부호의 검파는 2개의 블록을 이용한다. 그러나 동기 검파 방식에 비해 성능이 상대적으로 3dB 나빠진다. 동기 검파와 비교하여 비동기 검파로 인한 상대적인 성능 저하를 감소시키기 위해서, Divsalar와 Simon은 단일 송수신 안테나에서 다중 심볼 차분 검파 (multiple-symbol differential detection, MSDD)를 AWGN에서 제안하였다 [3]. 이는 전통적인 차분 검파인 심볼과 심볼 사이의 검파를 두개이상의 심볼들을 이용하여 검파하는 방법이다. 이 기법을 이용하여 차분 공간-시간 블록 부호에 3개의 블록들을 BPSK를 이용하여 성능을 0.5dB향상시킨 다중 블록 차분 검파를 제안되었다 [4][5].

지금까지의 연구들은 채널환경이 일정 심볼 구간 동안 채널 상태가 변하지 않는 준정적 플랫 페이딩 채널 (quasi-static flat fading channels)을 가정하였다. 그러나 실제 무선 통신 환경에서는 논문에서는 무선 환경과 비슷한 도플러 주파수 ( $f_d$ )를 고려한 시변 페이딩 채널 (time-selective fading channels)에서 2개 블록 차분 검파 (D-STC)와 다중 블록 차분 검파 (MD-STC)의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 비교한다. 이때 다중 블록 차분 검파에서 필요한 블록의 수는 3개를 사용하였다. 시변 페이딩 채널에서 채널의 환경 상태를 정량적으로 나타내기 위해  $f_d T_s$ 를 사용하였으며, 이때  $f_d T_s$ 는 도플러 주파수  $f_d$ 와 심볼 주기  $T_s$ 의 곱으로 나타낸다. 참고로, 보통 상용 무선 시스템들이 겪는  $f_d T_s$ 는 대체적으로  $f_d T_s < 0.004$  이다 [6].  $f_d T_s > 0.003$ 일 때 MD-성능이 D-STC보다 나빠짐을 보인다.  $f_d T_s = 0.003$ 일 때

차세대 무선 통신 시스템 어플리케이션의 속도를 살펴본다. 그리고 2개 블록 차분 검파와 3개 블록 차분 검파에서 복호기의 좀 더 명확한 구조를 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2장에서는 시스템 모델을 설명한다. 제 3장에서는 차분 복호 방식에 대해 기술하고 보다 명확한 구조를 제시한다.

## II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 두 개의 송신 안테나와 한 개의 수신 안테나의 시스템을 고려한다. 정보비트는 순차적으로 차등 공간-시간 부호화기로 입력된다. 부호화된 신호  $c_i^j$ 가 각각의  $i$ 번째 안테나로 전송된다. 부호화된 신호는 페이딩 채널을 통과한 후 한 개의 수신안테나로 수신된다. 송수신 안테나 사이의 채널은 시변 페이딩 채널을 가정한다. 시간  $t$ 에서 수신된 신호  $r_t$ 는 (1)과 같다.

$$r_t = \sum_{i=1}^2 h_{i,t} c_i^i + n_t \quad (1)$$

여기서 시간 슬롯  $t$ 에서  $c_i^i$ 는 두개의 송신안테나로부터 전송되는 신호이며, 이때  $c_i^i$ 는 Tarokh가 제안한 차분 공간-시간 블록 부호화 심볼이다 [2]. 잡음  $n_t$ 는 평균이 0이고, 차원 (dimension)당 공분산이  $\sigma_n^2/2$ 인 복소 가우시안 (complex Gaussian) 확률 변수이다. 우리는 데이터, 채널과 잡음은 확률적으로 독립적이라고 가정한다. 여러 채널 모델 중 1차 가우스 마르코프 프로세스 (first-order Gauss-Markov process)는 시변 페이딩 채널을 정확하게 보여준다 [6]. 우리는 이 프로세스를 적용하여 채널을 모델링 하였다.  $h_{i,t}$ 는  $i$ 번째 송신 안테나에서 한 개의 수신안테나로 매 시간  $t$ 에 전달되는 채널 계수 (channel coefficient)이다. 이처럼 동적인 채널 상태  $h_{i,t}$ 는 다음과 표현한다.

$$h_{i,t} = \alpha h_{i,t-1} + w_{i,t} \quad (2)$$

여기서  $w_{i,t}$ 는 평균이 0이고, 차원당 공분산이  $\sigma_w^2/2$ 인 복소 가우시안 확률 변수이고, 확률적으로  $h_{i,t-1}$ 와 독립적이다. 파라미터  $\alpha$ 는 시간 변동의 정도에 따라 결정되는 페이딩 상관도 계수이다. 무선 통신에서 채널의 시변

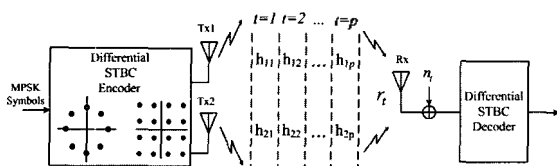


그림 1. 시스템 모델  
Fig 1. System model.

현상은 주로 전송기와 수신기 사이의 상대적인 움직임으로 발생하는 도플러 천이 (Doppler shift)와 전송기와 수신기 사이의 오실레이터의 불일치로 인한 캐리어 주파수 오프셋 때문에 일어난다. 캐리어 주파수 오프셋을  $f_0$ , 심볼 주기를  $T_s$ 로 하면  $h_{i,t}$ 는 다음과 같다.

$$h_{i,t} = \bar{h}_{i,t} e^{j2\pi f_0 T_s t} \quad (3)$$

여기서  $\bar{h}_{i,t}$ 와  $e^{j2\pi f_0 T_s t}$ 는 각각 도플러 천이와 캐리어 주파수 오프셋을 나타내고 있다. 본 논문에서는 전송기와 수신기사이의 오실레이터는 일치하다고 가정한다.  $h_{i,t}$ 가 ZMCSOG (zero-mean circularly symmetric complex gaussian)이고 단위 분산 (unit variance)이라고 가정한다면, 다음을 알 수 있다.

$$\sigma_w^2 = 1 - |\alpha|^2, \quad \alpha = E[h_{i,t} h_{i,t-k}^*] \quad (4)$$

Jakes' 모델 [6]에서 시변 채널  $\bar{h}_{i,t}$ 는 평균이 0인 복소 가우시안 프로세스이고, 도플러율 (Doppler rate)  $f_d T_s$ 에 의해 결정되는 시간-자기 상관 (time-autocorrelation) 함수  $\phi[k]$ 를 가진다 [11].

$$\phi[k] = E[\bar{h}_{i,t} \bar{h}_{i,t-k}^*] = J_0(2\pi f_d k T_s) \quad (5)$$

여기서  $J_0(\cdot)$ 는 첫 번째 종류의 0차 Bessel함수이고,  $f_d$ 는 최대 도플러 주파수 천이 (the maximum Doppler frequency shift)이며,  $T_s$ 는 심볼 주기 (symbol duration)를 나타낸다. 식 (4)를 통해서,  $\alpha$ 는 다음과 같이  $f_d$ ,  $T_s$ 와 관련된 식으로 나타낼 수 있다.

$$\alpha = J_0(2\pi f_d T_s) e^{j2\pi f_0 T_s} \quad (6)$$

본 논문에서 실제적인 채널을 적용하기 위해서 모든  $pT_s$ 에 동일한 채널 계수를 적용하지 않고, 각각의 시간  $t$ 에 적용되는 채널 계수를 사용하였다. 여기서  $p$ 는 블록의 길이이다. 본 시스템에서 각각의 정보비트들이 차분 공간-시간 블록 부호화기에서 부호화가 된 후, 각각의 안테나로 전송된다. 각각의 전송된 부호들은 각 시간  $t$ 에 각각의 채널 계수의 영향을 받은 뒤, 한 개의 수신안테나로 수신 후 2개 블록 차분 검파나 3개 블록 차분 검파를 각각 수행한다.

### III. 차분 검파 구조 (Differential detection schemes)

본 장에서는 2개 블록 차분 검파 (D-STC)와 3개 블록 차분 검파 (MD-STC)의 복호 수식 및 복호 블록도를 고찰한다. 본 논문에서 사용된 차분 공간-시간 부호화는 Tarokh과 Jafarkhani가 제안한 차분 공간-시간 블록 부호화 방법과 동일하다. D-STC를 복호에서 필요한 블록의 수는 2개 이고, MD-STC에서 필요한 블록의 수는 3개이다. 따라서 수신되는 신호는 각각 D-STC는 4개의 수신신호들을 이용하고, MD-STC는 6개의 수신신호들이 이용된다. 수식의 중복 표기를 피하기 위하여 MD-STC기준에서 수식들을 전개한다. 즉, 수신되는 신호  $r$ 은 시간  $t$ 에 대해서 각각  $r_{2t-1}$ ,  $r_{2t}$ ,  $r_{2t+1}$ ,  $r_{2t+2}$ ,  $r_{2t+3}$  그리고  $r_{2t+4}$ 으로 표기한다. 식 (1)에서, 수신된 신호를 다시 표현하면 다음과 같다.

$$(r_{2t-1} \ r_{2t}) = (s_{2t-1} \ s_{2t}) \begin{pmatrix} h_{1,2t-1} & h_{2,2t}^* \\ h_{2,2t-1} & -h_{1,2t} \end{pmatrix} + (n_{2t-1} \ n_{2t}) \quad (7)$$

여기에서  $s_{2t-1}$ 과  $s_{2t}$ 는 입력되는 정보비트에 따라서 차등적으로 정해지는 시간  $2t-1$ 과  $2t$ 에 결정되는 심볼

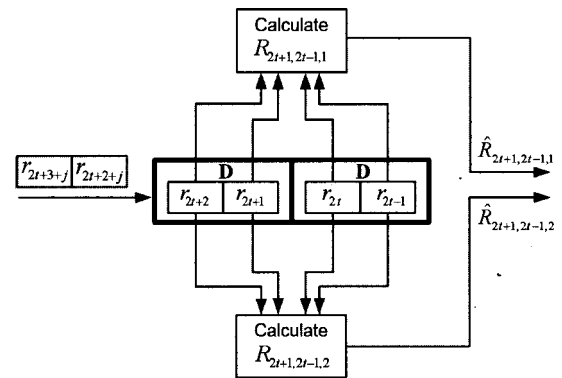


그림 2. D-STC (2개 블록 차분 검파)  
Fig 2. D-STC (2 block differential detection).

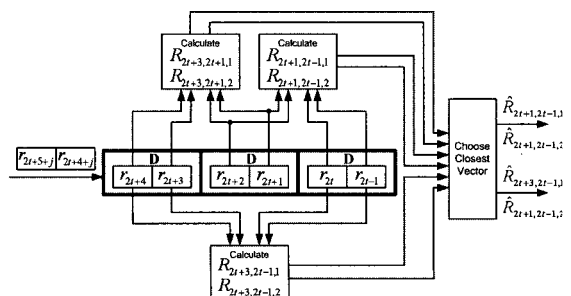


그림 3. MD-STC (3개 블록 차분 검파)  
Fig 3. MD-STC (3 block differential detection).

들이다. 계속 해서 수신되는 신호들을 표현하면 다음과 같다.

$$(r_{2t+1} r_{2t+2}) = (s_{2t+1} s_{2t+2}) \begin{pmatrix} h_{1,2t+1} & h_{2,2t+2}^* \\ h_{2,2t+1} & -h_{1,2t+2}^* \end{pmatrix} + (n_{2t+1} n_{2t+2}) \quad (8)$$

$$(r_{2t+3} r_{2t+4}) = (s_{2t+3} s_{2t+4}) \begin{pmatrix} h_{1,2t+3} & h_{2,2t+4}^* \\ h_{2,2t+3} & -h_{1,2t+4}^* \end{pmatrix} + (n_{2t+3} n_{2t+4}) \quad (9)$$

수신기에서는 D-STC와 MD-STC에서 복호에 필요한 계수벡터 (coefficient factor)  $R$ 을 식 (7)~(10) 들의 내적 (inner product)을 취함으로써 다음과 같이 구할 수 있다.

$$R_{2t+1,2t-1,1} = r_{2t+1} r_{2t-1}^* + r_{2t+2} r_{2t}^* \quad (10)$$

$$R_{2t+1,2t-1,2} = r_{2t+1} r_{2t}^* - r_{2t+2} r_{2t-1}^* \quad (11)$$

$$R_{2t+3,2t+1,1} = r_{2t+3} r_{2t+1}^* + r_{2t+4} r_{2t+2}^* \quad (12)$$

$$R_{2t+3,2t+1,2} = r_{2t+3} r_{2t+2}^* - r_{2t+4} r_{2t+1}^* \quad (13)$$

$$R_{2t+3,2t-1,1} = r_{2t+3} r_{2t-1}^* + r_{2t+4} r_{2t}^* \quad (14)$$

$$R_{2t+3,2t-1,2} = r_{2t+3} r_{2t}^* - r_{2t+4} r_{2t-1}^* \quad (15)$$

채널 페이딩 계수들이 식 (16)과 같이 자기상관 함수를 가진다고 가정하고, 직교 공간-시간 부호의 복호식을 유도하면, 동기 복호에서와 같은 심볼 단위 복호식을 얻을 수 있다. 식 (16)에서  $M$ 은 송신 안테나의 개수이다.

$$\bar{\phi}[k] = \phi \left[ M \cdot \left\lfloor \frac{k}{M} \right\rfloor \right] \quad (16)$$

식 (16)과 같은 가정은 같은 블록 내에서 채널이 변하지 않고, 서로 다른 블록 사이에서는  $k$ 블록 차이에 대해  $\phi[kM]$ 의 상관을 가지고 채널 계수가 변한다는 것을 의미한다.

### 1. 2개 블록 차분 검파 (D-STC)

그림 2는 D-STC의 구조를 나타낸다. 각 천이 레지스터(shift register)에는 수신 신호  $r$ 들이 순차적으로 두 심벌씩 저장되며, 동시에 두 심벌씩 천이된다. 처음 수신되는 신호  $r_{2t-1}$ ,  $r_{2t}$ ,  $r_{2t+1}$  그리고  $r_{2t+2}$ 을 이용하여 식 (10), (11)과 같은 계수 벡터  $R$ 을 이용하여 인버스 맵핑 (inverse mapping)을 통해서 전송된 신호를 복원한다. 그 다음 시간에는 2개로 이루어진 쉬프트 레지스터는 천이를 하고, 다음 수신 신호  $r_{2t+3+j}$ 와  $r_{2t+2+j}$ 는 순

차적으로 천이 레지스터로 입력되어서 다음 계수 벡터  $R$ 을 계산한다. 이때  $j$ 는 부호화에서 고려되는 기준 심벌들을 포함하여  $j=1,3,5,\dots,p+2$ 가 된다.

### 2. 3개 블록 차분 검파 (MD-STC)

그림 3은 MD-STC의 구조를 나타낸다. D-STC에서 3개의 블록들을 이용하여 차분 검파하므로, 천이 레지스터가 하나 더 추가되어 3개의 쉬프트 레지스터로 구성된다. 최초 수신 신호  $r_{2t-1}$ ,  $r_{2t}$ ,  $r_{2t+1}$ ,  $r_{2t+2}$ ,  $r_{2t+3}$  그리고  $r_{2t+4}$ 을 이용하여 식 (10)~(15)과 같은 계수 벡터를 이용하여 다음 식 (17), (18)과 같은 부호화 절차에서 알 수 있는 상관성을 이용하여 가장 근접한 계수 벡터  $\hat{R}$ 들을 찾아서 인버스 맵핑 (inverse mapping)을 통해 복호를 할 수 있다.

$$S_{2t+3,2t-1,1} = A_{2t+1} A_{2t-1} - B_{2t+1} B_{2t-1}^* \quad (17)$$

$$S_{2t+3,2t-1,2} = A_{2t+1} B_{2t-1} + B_{2t+1} A_{2t-1}^* \quad (18)$$

여기서  $A_{2t-1} = S_{2t+1,2t-1,1}$ ,  $B_{2t-1} = S_{2t+1,2t-1,2}$ ,  $A_{2t+1} = S_{2t+3,2t+1,1}$ ,  $B_{2t+1} = S_{2t+3,2t+1,2}$ 이다. 다음 신호 검출은 수신 신호  $r_{2t+5+j}$ 와  $r_{2t+4+j}$ 가 차례로 천이 레지스터로 입력되어서 순차적으로 정보비트들을 복원한다.

## IV. 시뮬레이션 결과

우리는 시변 페이딩 채널에서 2개의 송신안테나와 1개의 수신안테나에서 D-STC와 MD-STC의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 비교 분석하였다. 모든 시뮬레이션에서는 변조 방식은 시뮬레이션 구현을 간단하게 하기 위해 BPSK를 사용하였다. 시뮬레이션 파라미터는 EDGE [7]에서 정의된 반송파 주파수 (carrier frequency) 1.9GHz와 전송률 (transmission rate) 144kbps를 이용하였으며,  $f_d$ 와  $T_s$ 를 jakes 모델에 따라서  $h_{i,t}$ 를 발생시켰다.  $f_d T_s$ 가 각각 0.004, 0.02일 때, D-STC와 MD-STC의 성능을 그림 4에서 보여준다. 낮은 SNR에서 시변 페이딩 채널에서도 준정적 플랫폼 페이딩 채널에서와 같이 MD-STC가 D-STC보다 더 좋은 성능을 보인다. 그러나 높은 SNR에서는 MD-STC의 성능이 D-STC보다 성능이 저하되는 것을 알 수 있다.  $f_d T_s$ 가 0.004일 때 SNR이

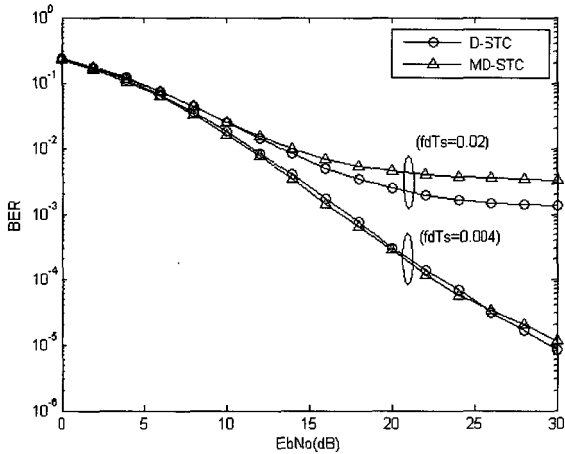


그림 4.  $f_d T_s$ 가 0.02와 0.004일때 D-STC와 MD-STC의 성능 비교  
Fig 4. Performances of D-STC and MD-STC when  $f_d T_s$  is 0.02 and 0.004.

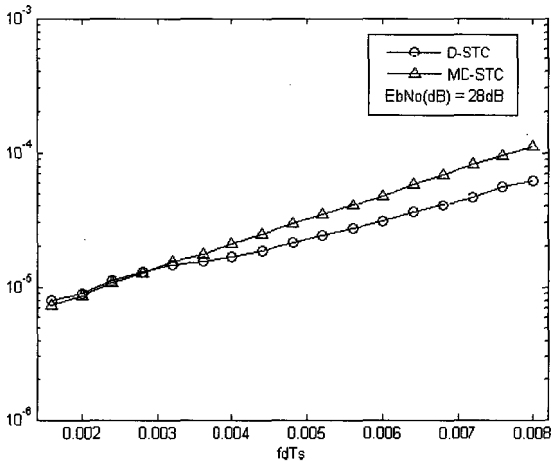


그림 5.  $E_b N_0$ 가 28dB일 때  $f_d T_s$ 에 따른 성능 비교  
Fig 5. Bit error rate probabilities of D-STC and MD-STC versus  $f_d T_s$  when  $E_b N_0$  is 28dB.

25dB에서 D-STC가 MD-STC보다 더 좋은 성능을 보이 나,  $f_d T_s$ 가 0.02일 때는 SNR이 12dB에서는 D-STC가 MD-STC보다 더 좋은 성능을 보인다. 시뮬레이션 결과 MD-STC가 D-STC보다 나쁜 성능을 보이는 특정 SNR 은  $f_d T_s$ 에 의존적인 것을 알 수 있다. 이는 식 (16)의 가정때문으로, MD-STC의 검파에 필요한 블록의 수는 세 개다. D-STC의 검파 필요 블록 수 두 개 보다 많으므로 각 블록간의 상관도가 높아지므로 성능 열화가 나타난다.

표 1.  $f_d T_s = 0.003$ 일때 시스템 어플리케이션의 이동체 속도  
Table 1. Vehicular speed of each system application, when  $f_d T_s = 0.003$ .

System application	Carrier frequency	Transmission rate	Velocity
EDGE (8)	1.9GHz	144kbps	250km/hr
WCDMA (9)	2.1GHz	144kbps	220km/hr
802.16e [10]	2.3GHz	144kbps	200km/hr

그림 5는 SNR이 28dB일 때  $f_d T_s$ 가 0.0018부터 0.008 인 BER성능을 나타내었다.  $f_d T_s$ 가 0.003보다 높아지면 D-STC가 MD-STC보다 좋은 BER성능을 나타낸다. 표 1에서는  $f_d T_s$ 가 0.003일 때 우리가 잘 알고 있는 시스템 어플리케이션들의 각각의 이동체 속도를 나타내고 있다. 여기서 우리는 모든 시스템 어플리케이션들의  $1/T_s = 144kbps$ 로 가정하였다. 예를 들어 EDGE에서는 이동체의 속도가 250km/hr를 초과하면 D-STC가 MD-STC보다 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

### V. 결론

우리는 D-STC와 MD-STC의 성능을 시변 페이딩 채널에서 각각 비교하였다. 3블록 차분 검파의 자세한 구조와 디코딩 절차를 제안하였다. 우리는 시뮬레이션 결과에서 MD-STC가 시변 페이딩 채널에서도 준정적 플랫폼 페이딩 채널과 같이 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있었다. 그러나 시변 페이딩 채널에서는  $f_d T_s$ 가 0.003보다 높아지면 MD-STC의 성능이 D-STC보다 나빠지는 것을 알 수 있었다. 그리고 현재 무선 통신에서 연구가 활발히 진행되고 있는 특정 시스템 어플리케이션에서  $f_d T_s$ 가 0.003일때 이동체의 속도를 유추해 봄으로써, 특정 시스템 어플리케이션에서의 이동체 속도의 제한에 따른 알맞은 차분 검파 구조를 선택하는데 도움이 된다.

### 감사의 글

본 논문은 이 논문은 2006년도 교육인적자원부 지방 연구중심대학 육성사업의 지원에 의하여 연구되었음.

### 참고 문헌

1. S. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communication," IEEE Journal SAC, 16 1451-1458, Oct. 1998.
2. V. Tarokh, H. Jafarkhani, "A Differential Detection Scheme for Transmit Diversity," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 18 1169-1174, Jul. 2000.
3. D. Divsalar and M. Simon, "Multiple-symbol differential detection of MPSK," IEEE Transactions on Communications,

Mar. 1990.

4. P. Fan, "Multiple-symbol Detection for Transmit Diversity with Differential Encoding Scheme," IEEE Transaction on Consumer Electronics, 47 96-100, Feb. 2001.
5. J.H. Kim, P.K.M. Ho and M.L.B. Riediger, "Suboptimal multiple-symbol differential detection of MPSK with diversity reception", IEEE Proc-Commun., 152(4) Aug. 2005
6. H. Wang and P. Chang, "On the verifying the first-order Markovian assumption for a Rayleigh fading channel model," IEEE Trans. Veh. Technol., 45 353-537, May 1996.
7. W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications* (New York, NY: Wiley, 1974)
8. Digital Cellular Telecommunications System: Enhanced Data Rates for GSM Evolution(EDGE): Project Scheduling and Open Issues. Tech. Rep., European Telecommunications Standard Institute.(Online). Available: <http://www.etsi.org>
9. 3GPP, Technical Specification Group(TSG) RAN, Working Group 2(WG2), UE Radio Access Capabilities, 3G TS 25.306 version 3.0.0, 2000.
10. IEEE LAN/MAN Standards Committee, "Draft IEEE standard for local and metropolitan networks," IEEE P802.16e/D6, Feb. 2005.
11. C. Ling, K. H. Li, and A. C. Kot, "Noncoherent sequence detection of differential space-time modulation," IEEE Trans. on Inform. Theory, 49(10) 2727-2734, Oct. 2003.

1995년~현재 : 충북대학교 전기전자공학부 교수  
 \* 주관심분야 : 음성/영상신호압축, 이동통신, 적응필터

**저자 약력**

• 강 성 호 (Sung-Ho KANG)



2005.2 : 충북대학교 정보통신공학과 졸업(공학사)  
 2005.2~현재 : 충북대학교 정보통신공학과 (공학석사)  
 \* 주관심분야 : 이동통신 시스템, 공간-시간부호, MIMO

• 김 영 주 (Young-Ju KIM)



1988.2 : 고려대학교 전자통신공학과 졸업 (공학사)  
 1996.2 : 한국과학기술원 정보통신공학과 졸업 (공학석사)  
 2001.2 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업 (공학박사)  
 1987.11~1993.12 : (주)금성사 평택연구소  
 1996.2~1997.2 : 동경공업대학교 연구원  
 2000.4~2000.12 : ETRI 위촉연구원  
 2001.1~2003.8 : (주)엘지전자 UMTS 시스템 연구소

2003.9~현재 : 충북대학교 정보통신공학과 교수  
 \* 관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO, 유비쿼터스 네트워크

• 이 인 성 (In-Sung LEE)



1983년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학사)  
 1985년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학석사)  
 1992년12월 : Texas A&M University 전기공학과 (공학박사)  
 1986년 5월~1987년 7월 : 한국통신 연구개발단, 전임연구원  
 1993년 2월~1995년 9월 : 한국전자통신연구원 이동통신기술연구단 선임연구원