

전송률 할당 및 전력 제어를 갖는 시공간 블록 부호화한 공간 다중화 시스템의 성능 분석

준회원 나 승 건*, 정회원 황 현 철**, 김 석 호***,
 준회원 최 선 호****, 정회원 곽 경 섭*****

Performance Analysis of Space-Time Coded Spatial Multiplexing Systems with Rate Allocation and Power Control

Seung Gun Na* Associate Member,
 Hyeon Chyeol Hwang**, Seok Ho Kim**** Regular Members,
 Sun Ho Choi***** Associate Member, Kyung Sup Kwak***** Regular Member

요 약

본 논문에서는 시공간 블록 부호화한 공간 다중화 시스템에서 수신안테나의 수를 송신 안테나 수의 반을 사용했을 경우, 감소하는 비트 오류 성능을 개선하기 위해, 채널 상태와 관련한 귀환 정보를 이용하여 각 송신 안테나마다 적응적으로 전송률을 할당하고 전력을 제어하는 시스템을 제안하고, 그 성능을 분석한다. 성능 분석 결과, 8개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용한 경우, 안테나 쌍마다 전송률과 전력을 할당하는 간단한 알고리즘을 이용하면, 동일한 전송률과 전력을 사용한 개루프 방식에 비하여, BER이 10^{-3} 인 구간에서 약 4.5dB의 성능이 향상하는 것을 알 수 있다.

Key Words : MIMO, Multiple Antenna, Adaptive Modulation, Power Control, STBC-SM

ABSTRACT

In this paper, we propose the transmission scheme for the space-time block coded spatial multiplexing systems that have adaptive rate and power allocation per each transmit antenna through the use of feedback information related to channel state. Simulation results show that the adaptive power and rate transmission scheme gain more than 4.5 dB over conventional equal-power and rate transmission scheme.

I. 서 론

다중 안테나(multiple antenna) 무선 통신은, 공간 차원의 확장으로 형성된 다중 경로(multipath) 채널을 통해서, 높은 주파수 효율을 얻을 수 있는 유용

한 기술이다^{[1],[3]}. 이러한 다중 안테나 기술에는, 다양한 채널 경로를 통과한 심볼들을 이용하여 전송 신뢰도를 높이는 공간 다이버시티(spatial diversity) 방식^{[4],[5]}과 다수의 송신 안테나를 이용하여 다수의 데이터 심볼을 동시에 송신함으로써 전송률을 향상

* 인하대학교 정보통신대학원 통신공학연구소 (iamnasg@hotmail.com), ** 인하대학교 전자공학과 (solbaram@paran.com),
 *** 인하대학교 정보통신대학원 (sylvstar@youngil.net), **** 인하대학교 정보통신대학원 (sunrf@daum.net),
 ***** 인하대학교 정보통신대학원 (kskwak@inha.ac.kr).

논문번호 : KICS2004-11-279, 접수일자 : 2004년 11월 15일

※ 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R01-2003-000-10685-0(2004))와 대학IT연구센터 과제(INHA UWB-ITRC)지원으로 수행되었음.

시키는 공간 다중화 (spatial multiplexing) 방식이 있다^{[6],[8]}. 또한 두 방식을 결합하여 각각의 장점을 적절히 얻고자 하는 방식도 최근 다양하게 연구되고 있다^{[9],[10]}.

공간 다중화를 이용한 다중 안테나 방식 중 V-BLAST(Vertical-Bell Labs layered Space-Time architecture) 시스템은 부가적인 전력이나 대역폭의 소비 없이 높은 데이터 전송률을 얻을 수 있는 유용한 시스템이다. 이 시스템은 각 안테나마다 독립적인 데이터를 전송하며, 단순한 인코딩과 디코딩을 사용하면서도 비교적 높은 전송률을 제공한다는 장점이 있다. 하지만 초기의 V-BLAST 시스템은 어느 특정 안테나에서 전송된 신호에만 나타나는 심각한 페이딩 채널에 대처할 수 있는 시·공간 차원의 코딩을 갖고 있지 않기 때문에, 채널 환경에 따라 비트 오류 성능이 급격히 저하될 수 있다. 뿐만 아니라, 수신 안테나의 수가 송신 안테나의 수와 같거나 그보다 많은 시스템에서만 동작 가능하기 때문에, 단말기의 크기가 중요시 되는 무선 통신 시스템에서는 커다란 취약점을 가질 수 밖에 없다. 이러한 V-BLAST 시스템의 단점을 극복하기 위해, V-BLAST 시스템과 선형 시공간 블록 코드의 결합 형태인 시공간 블록 부호화한 공간 다중화 (STBC-SM: Space Time Block Coded-Spatial Multiplexing) 방식이 연구되었다^[10]. 초기의 V-BLAST 시스템과 비교해 볼 때, STBC-SM 시스템은 안테나 쌍마다 시공간 블록 코드를 사용하여 높은 다이버시티 이득을 얻을 수 있고, 송신 안테나보다 더 적은 수신 안테나를 사용할 수 있기 때문에, 무선 단말기에 유용하게 적용할 수 있다. 하지만 수신 안테나를 송신 안테나의 절반으로 사용하는 경우, 부족한 채널 정보의 사용으로 인하여, 동일한 수의 송·수신 안테나를 사용한 경우보다 낮은 비트 오류 성능을 나타내게 된다.

한편, 최근 들어 높은 주파수 효율과 좋은 전송 품질을 얻기 위해, 변조율(modulation rate), 부호화율(coding rate), 전력 할당(power allocation)과 같은 전송 파라미터를 채널 상태에 따라 직접적으로 적응시키는 링크 적응 기술(link adaptation technique)들이 MIMO 시스템에 다양하게 적용되고 있다^[11]. 적응적인 전송률로 도달할 수 있는 전송 용량에 대한 연구가 진행되었고^[12], 안테나마다 전송률과 전력을 적응시키는 확장형 V-BLAST 시스템도 제안되었다^{[13],[14]}. 이 확장형 V-BLAST 시스템은, 채널 상태에 따라 안테나마다 전송률과 전송 전력을

동시에 제어함으로써 개루프(open loop) 시스템 보다 많은 전송 용량을 얻을 수 있다는 것을 보여 준다.

본 논문에서는 수신단에서 얻은 채널 상태를 이용하여 제어 정보를 만들고, 이를 송신단으로 귀환하여 각각의 송신 안테나마다 적응적으로 전송률을 할당하고 전력을 제어하는 간단한 알고리즘^[15]을 적용한 STBC-SM 시스템을 제안하고 그 성능을 분석한다. 시스템을 위하여, 우선 초기 V-BLAST 시스템과 STBC-SM 시스템의 성능을 비교 분석하고, 고정된 정보 전송률과 전력을 갖는 STBC-SM 시스템에 대해, 수신 안테나 수의 변화에 따른 성능을 분석한 후, 간단한 제어 알고리즘을 적용, 각각의 안테나마다 전송률과 전력을 달리함으로써 비트 오류 성능을 향상시키는 적응형 STBC-SM 시스템의 성능을 분석할 것이다. 앞서 언급한 바와 같이 제안한 시스템에서의 전체 송신 전력과 전체 정보 전송률은 고정시킨다. 고정된 정보 전송률은 실시간 전송을 요구하는 다양한 응용 시스템에 유용할 뿐만 아니라, 시스템의 실제적인 설계를 간단히 할 수 있는 장점이 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 STBC-SM 시스템 모델을 제안하고, III장에서는 전송률을 할당하고 전력을 제어하는 기법에 대하여 논의할 것이다. 그리고 IV장에서는 모의실험 결과 및 성능 평가를 한 후, 마지막으로 V장에서 결론을 내릴 것이다.

II. 시스템 모델

시공간 블록 부호화된 공간 다중화(STBC-SM) 시스템은 수신단에서 다이버시티 이득과 멀티플렉싱 이득을 동시에 얻기 위해서 다수의 송신 안테나를 두 개씩 그룹으로 묶은 뒤, 각 그룹은 송신 다이버시티를 사용하여 마치 하나의 부채널처럼 보내고 이러한 여러 개의 그룹들은 각각의 부채널을 이용하여 보냄으로써 멀티플렉싱 이득을 얻을 수 있는 방식이다. 그림 1은 n_T 개의 송신 안테나 (단, n_T 는 짝수)와 n_R 개의 수신 안테나를 갖는 STBC-SM 시스템을 나타낸 블록 다이어그램이다.

송신단으로 입력된 데이터 열은 직·병렬 변환기에 의해 $n_T/2$ 개의 독립된 부채널들로 나뉜다. 각각의 부채널의 데이터들은 M -ary 심볼 변조 후, 두 개의 심볼로 이루어진 그룹으로 나뉘어지며, 주어진 심볼 주기에서 각 그룹의 두 개의 심볼 $\{x_{2i-1}, \{$

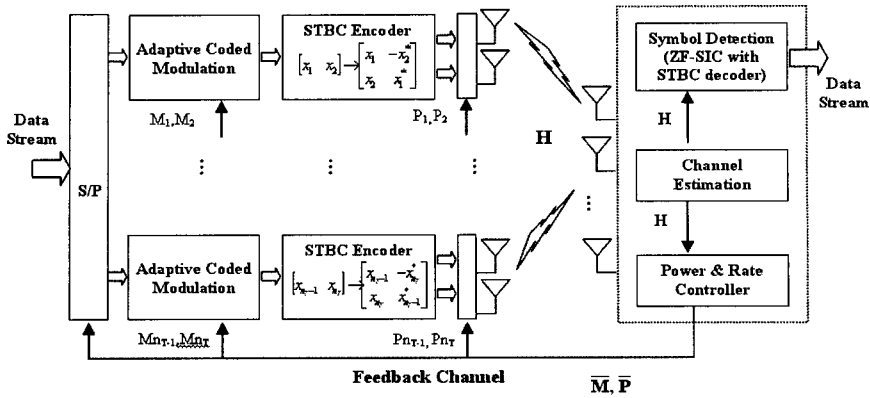


그림 1. STBC-SM 시스템의 블록 다이어그램

는 동시에 두 개의 안테나로부터 전송된다. 이 때 i 는 각각의 부채널을 표시한다. $2i - 1$ 번째 안테나로부터 전송된 신호는 x_{2i-1} 이고 $2i$ 번째 안테나로부터 전송된 신호는 x_{2i} 이다. 다음 심볼 주기에서, $2i - 1$ 번째 안테나는 $-x_{2i}^*$ 신호를 전송하고 $2i$ 번째 안테나는 x_{2i}^* 신호를 전송한다. 이 때, 수신단으로부터 얻은 귀환 정보에 기초하여 각각의 부채널에 비트 전송률을 할당하고 안테나 쌍마다 평균 전송전력을 제어한다. M_i 는 i 번째 안테나의 전송 모드이고, 대응하는 전송률을 $R(M_i)$ 이라 한다. $\bar{M} = [M_1, M_2, \dots, M_{n_r}]$ 를 각각의 송신 안테나에 대응하는 모드 벡터라 하면, 요구되는 전체 전송률은

$$R_t = \sum_{i=1}^{n_r} R(M_i)$$

가 된다. 이와 유사하게 전송 안테나마다 방사된 평균 전력 할당 벡터를 $\bar{P} = [P_1, P_2, \dots, P_{n_r}]$ 와 같이 표시하면 전체 전력은

$$P_t = \sum_{i=1}^{n_r} P_i$$

와 같다. 이 때, 시스템의 복잡성을 고려하여, 각각의 안테나 쌍은 같은 모드와 전력을 할당하도록 한다. 즉, $M_{2i-1} = M_{2i}$, $P_{2i-1} = P_{2i}$ ($i = 1, 2, \dots, n_r/2$)이며, 이는 수신단에서 제어 정보의 결정을 빠르게 할 수 있게 하고, 귀환 정보의 양을 줄이는 효과가 있다. 이와 같은 제어를 위한 모드 벡터 및 전력 할당 벡터의 결정은 III장에서 제안한 기법을

따르며, 귀환 채널에서의 어떤 지연이나 오류도 없다고 가정한다.

m 번째 수신 안테나에서 수신된 두 번의 연속적인 심볼 주기에 대한 수신 신호를 $r_{m,1}$ 과 $r_{m,2}$ 로 나타내면 각각은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r_{m,1} = h_{m1}x_1 + h_{m2}x_2 + \dots + h_{mn_r}x_{n_r} + n_{m,1}, \quad (1)$$

$$r_{m,2} = -h_{m1}x_2^* + h_{m2}x_1^* + \dots - h_{m(n_r-1)}x_{n_r}^* + h_{m(n_r)}x_{n_r-1}^* + n_{m,2} \quad (2)$$

여기서, $h_{i,j}$ 는 i 번째 전송 안테나와 j 번째 송신 안테나사이의 채널계수이며 $m = 1, 2, \dots, n_r$ 이다. $n_{m,1}$ 과 $n_{m,2}$ 는 m 번째 수신 안테나에서의 연속된 두 심볼 주기에 대응하는 부가적인 백색 가우시안 잡음을 나타내며 평균값이 영인 독립이고 동일한 분포를 갖는 복소 가우시안 랜덤 변수들이다.

연속된 두 주기에 걸쳐 수신된 신호 벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$y = [r_1 \ r_2^*]^T$$

여기서, $r_1 = [r_{1,1} \ r_{2,1} \ \dots \ r_{n_r,1}]$ 와 $r_2 = [r_{1,2} \ r_{2,2} \ \dots \ r_{n_r,2}]$ 이고, 전송 심볼 벡터는 $x = [x_1 \ \dots \ x_{n_r}]^T$ 이며, 잡음 벡터는 $n = [n_1 \ n_2]^T$ 이다. 잡음벡터는 $n_1 = [n_{1,1} \ n_{2,1} \ \dots \ n_{n_r,1}]$ 과 $n_2 = [n_{1,2}^* \ n_{2,2}^* \ \dots \ n_{n_r,2}^*]$ 으로 주어진다.

또한, $P = \text{diag}[\sqrt{P_1}, \sqrt{P_2}, \dots, \sqrt{P_{n_r-1}}, \sqrt{P_{n_r}}]$ 로 안테나마다의 전송 전력을 나타내면, 식 (1)와 (2)은 다음과 같은 이산 시간의 등가 모델이 성립한다.

$$Y = HPx + n. \quad (3)$$

여기서, 채널 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1(n_T-1)} & h_{1n_T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{n_R 1} & h_{n_R 2} & \cdots & h_{n_R(n_T-1)} & h_{n_R n_T} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* & \cdots & h_{1n_T}^* & -h_{1(n_T-1)}^* \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{n_R 2}^* & -h_{n_R 1}^* & \cdots & h_{n_R n_T}^* & -h_{n_R(n_T-1)}^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

채널은 주파수 평탄 페이딩(flat fading)이고 준정적 상태이며, 수신된 채널은 완벽하게 추정되었다고 가정한다. 즉, 평균값이 0인 채널 이득은 한 프레임 내에서는 일정하게 유지되지만 다음 프레임에서는 값이 임의적으로 변하게 된다고 가정하고, 그 값은 통계적으로 가우시안 분포를 따른다고 한다. 산란이 매우 심한 이상적인 공간 다중 경로 채널 환경에서는 H 의 각 성분이 서로 상관되어 있지 않다고 가정하지만, 실제적인 경우에 있어서는 송·수신 안테나 간의 거리 및 심볼 간의 상관 등 다양한 상관 관계가 존재할 것이다. 하지만 본 논문에서는 이러한 채널간 상관 관계는 고려하지 않는 이상적인 채널 환경이라고 가정한다.

수신단에서 신호 검출은 ZF-OSIC (Zero Forcing Ordered Successive Interference Cancellation) 알고리즘을 사용한다^[16]. 이 알고리즘은 수신된 신호로부터 n_T 개의 전송 심볼들을 검출하기 위해 선형 nulling과 SIC 과정을 반복한다. 기본적인 ZF-OSIC 알고리즘은 다음과 같다. 우선 가장 높은 SNR을 갖는 심볼을 ZF의 선형 nulling 과정을 통하여 검출한다. 검출된 심볼은 대응하는 채널 성분과 재결합 후 수신 신호벡터로부터 제거된다. 이 제거 과정은 수정된 수신 신호벡터 안에 더 적은 간섭 성분을 남기는 효과를 갖는다. 이 과정은 n_T 개의 전송 심볼이 모두 검출될 때까지 반복하며, 이 때 각 단계마다 가장 높은 SNR을 갖는 심볼을 우선 순으로 검출하도록 한다. 표 1은 STBC-SM 시스템을 위한 ZF-OSIC 신호 검출 알고리즘을 나타낸다. 알고리즘에서 사용한 파라미터 y , H , P 는 앞서 정의한 값들이다. 여기서 $(\cdot)^{\dagger}$ 는 Moore-Penrose pseudo-inverse, $\|\cdot\|$ 는 벡터의 norm을 나타내고, $\langle \cdot \rangle_j$ 는 행렬의 j 번째 행, $[\cdot]_j$ 는 행렬의 j 번째 열을 나타낸다. (5d)와 (5j)에서 공간 블록 부호로

표 1. STBC-SM시스템을 위한 ZF-OSIC 신호 검출 알고리즘

초기화	$i \leftarrow -1$	(5a)
	$Y_1 = Y$	(5b)
	$G_1 = H^{\dagger}$	(5c)
	$k_1 = \arg \min_{j \in \{1,3,\dots,n_T-1\}} \ \langle H^{\dagger} \rangle_j\ ^2$ $v_i = [k_i, k_i + 1]$	(5d)
반복루프	$w_{v_i} = \langle G_i \rangle_{v_i}$	(5e)
	$z_{v_i} = w_{v_i} y_i$	(5f)
	$\hat{x}_{v_i} = Q(z_{v_i})$	(5g)
	$y_{i+1} = y_i - \hat{x}_{v_i} [HP]_{v_i}$ $= y_i - \sqrt{P_{k_i}} \hat{x}_{v_i} [H]_{v_i}$	(5h)
	$G_{i+1} = ([H]_{v_i})^{\dagger}$	(5i)
	$k_{i+1} = \arg \min_{\substack{j \in \{1,3,\dots,n_T-1\} \\ \& \neq \{k_i, \dots, k_i\}}} \ \langle H^{\dagger} \rangle_j\ ^2$	(5j)
	$i \leftarrow i + 1$	(5k)

류인 채널의 $\|\langle H^{\dagger} \rangle_j\|^2$ 은 동일한 값을 가지므로, 순서 결정을 위한 계산을 줄이기 위하여, $j \in 1, 3, \dots, n_T - 1$ 의 홀수 행의 값만을 비교하여 k_i 를 결정한다. 이렇게 결정한 k_i 와 그 결합 안테나 쌍을 벡터 $v = [k_i, k_i + 1]$ 로 나타내며, $[\cdot]_{v_i}$ 는 v_i , 즉 $k_i, k_i + 1$ 번째 열을 영으로 만드는 행렬식이라고 정의한다. $Q(\cdot)$ 는 변조 방식과 관련한 slicing 연산자, \hat{x}_{v_i} 는 두 개의 심볼 x_{k_i} 와 x_{k_i+1} 의 추정치를 나타내는 벡터이다. k_i 는 i 번째 단계에서 검출한 심볼의 인덱스를 나타내므로 순열 $[v_1, v_2, \dots, v_{n_T/2}]$ 는 $n_T/2$ 개의 전송 심볼 쌍의 검출 순서가 된다. 이 검출 순서는 $P = I_{n_T}$ 을 갖는 전송 심볼의 SNR에 기초하여 결정되기 때문에 (5d)와 (5j)에서 HP 가 아닌 H 를 사용한다. 이는 $P = I_{n_T}$ 일 때의 검출 순서에 따라 전송 전력을 할당한다는 가정 하에 결정된다. ZF nulling에 따라, i 번째 검출 단계에서의 k_i 번째 전송 심볼과 관련한 nulling 벡터 w_{k_i} 는 다음을 만족한다.

$$w_{k_i} [H]_{k_i} = \begin{cases} 0, & j > i \\ 1, & j = i \end{cases} \quad (6)$$

(4)에 이를 적용하면, (6f)에서 k_i 번째 전송 심볼과 관련된 x_{k_i} 에 대한 결정 변수(decision variance) z_{k_i} 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_{k_i} = w_{k_i} y_i = \sqrt{P_{k_i}} x_{k_i} + w_{k_i} n \quad (7)$$

여기서 nulling 연산의 결과 값인 검출 통계 Z_{k_i} 의 SNR로서 수신단 검출 SNR을 고려하고 이것이 그 단계의 성능을 결정한다. 심볼 x_{k_i} 는 단위 평균 전력을 갖는다고 가정하기 때문에 k_i 번째 수신단 검출 SNR인 ρ_{k_i} 는 다음과 같다.

$$\rho_{k_i} = \frac{P_{k_i}}{\sigma_n^2 \|w_{k_i}\|^2} \quad (8)$$

ρ_{k_i} 는 랜덤변수이고, k_i 번째 심볼을 위한 nulling 벡터 w_{k_i} 와 전송 전력 P_{k_i} 와 관련된다. 그리고 i 번째 검출 단계의 평균 성능은 이러한 ρ_{k_i} 의 확률 분포로부터 결정된다^[15].

III. 전송률 할당 및 전송 전력 제어 방법

i 번째 송신 안테나에서 전송된 신호의 BER을 BER_i 라 할 때 다음을 정의한다.

$$BER_{\max} = \max \{BER_i | i = 1, \dots, n_T\}$$

일반적으로 다중 안테나 시스템에서의 전체 BER 성능은 주로 가장 나쁜 상태의 채널에 의해 결정되기 때문에, 제안된 시스템은 전체 전송률 R_i 와 전체 전송 전력 P_i 를 일정한 값으로 고정시킨 상태에서 안테나마다 전송률 할당과 전력 제어를 통해 BER_{\max} 를 최소로 하는 것을 목적으로 한다. 우선 ZF-SIC 검출을 수행하기 위해서 nulling 벡터가 구해져야 한다. 앞 절에서 알아본 바와 같이 i 번째 송신 안테나에서 전송된 심볼의 검출을 위한 nulling 벡터를 w_i 라 하면 i 번째의 수신단 검출 SNR은 다음과 같다.

$$\rho_i = \frac{P_i}{\sigma_n^2 \|w_i\|^2} \quad (9)$$

그러면 전체 전송 전력을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_i = \sigma_n^2 \sum (\gamma(M_i, BER_i) \|w_i\|^2 R(M_i)) \geq \sigma_n^2 \sum (\gamma(M_i, BER_{\max}) \|w_i\|^2 R(M_i)) \quad (10)$$

$\gamma(M, BER)$ 는 부가성 백색 가우시안 잡음 상에서 모드 M 일 때, 목표로 하는 BER에 관한 E_b/N_o 의 함수이다. $\gamma(M, BER)$ 은 사용한 코딩 및 변조 등과 관련된 복잡한 표현이기 때문에, (10)에서 직접적으로 BER_{\max} 에 관한 식으로 나타내기는 어렵다. 따라서 어떠한 근사화가 필요하다. 보통의 경우, $\gamma(M, BER)$ 는 BER이 증가함에 따라 단조롭게 감소하고, 각기 다른 모드들은 동일한 BER수준에서 일정한 차이를 갖는 E_b/N_o 을 요구한다. 이러한 차이를 모드의 향으로 표현된 계수로 나타낼 수 있다. 관심 있는 BER의 범위에서 $\gamma(M, BER)$ 를 모드 M 에 따라 변화하는 계수와 BER에 따라 변화하는 함수로 구분하면, $\gamma(M, BER)$ 은 두 항의 곱으로 근사화하여 나타낼 수 있다.

$$\gamma(M, BER) \approx K(M) \cdot F(BER) \quad (11)$$

$K(M)$ 은 모드에 따라 변화하는 계수이고, $F(BER)$ 은 BER에 관한 단조 감소 함수이다. 경우에 따라, $K(M)$ 과 $F(BER)$ 를 분석적으로 얻을 수 있다. 예를 들어, AWGN채널에서 M-ary QAM을 사용하여 이상적인 동기 위상 검출과 최대 우도(ML : Maximum Likelihood)로 복호했을 경우, 넓은 범위의 BER에 대하여, 다음과 같은 근사화된 함수를 얻는다^[17].

$$BER \approx C \exp\left(\frac{-1.5\gamma R(M) G_c}{2^{R(M)} - 1}\right) \quad (12)$$

이 때, G_c 는 부호 이득이고 C 는 상수이다. 따라서 (11)에서 정의한 두 개의 항을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$K(M) = \frac{2^{R(M)+1} - 2}{3R(M)} \quad (13)$$

$$F(BER) = \frac{(\ln C - \ln BER)}{G_c} \quad (14)$$

(12)와 같이 BER에 관한 근사 함수가 항상 존재하는 것은 아니다. 이러한 경우 $K(M)$ 과 $F(BER)$ 은 일반적으로 수치해석적인 방법을 통해 얻을 수 있다^[17]. 또한 (12)는 높은 SNR에 대한 BER의 범위에

대해서는 비교적 정확하게 근사가 된 반면 낮은 SNR에 대해서는 더 큰 오차를 갖고 있다. 한편, (10)에 (11)을 대입하면, 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$F(BER_{max}) \leq \frac{P_t}{\sigma_n^2 \sum_i (\|w_i\|^2 K(M_i) R(M_i))} \quad (15)$$

이 식은 $BER_1 = BER_2 = \dots = BER_{n_r} = BER_{max}$ 인 경우, 즉 모든 송신 안테나에 BER_{max} 을 적용했을 경우에만 성립하며, 이 때 $F(BER_{max})$ 는 BER_{max} 값에 따른 단조 감소 함수가 된다. 앞서 설명했던 것과 같이 시스템의 목적은 BER_{max} 를 최소로 하는 것이므로, 다음과 같은 결론을 도출하여 최적의 모드 벡터를 얻어낼 수 있다.

$$\bar{M} = \arg \min_{\hat{M}} \sum_i (\|w_i\|^2 K(M_i) R(M_i)) \quad (16)$$

여기서 \hat{M} 는

$$R_i = \sum_{i=1}^{n_r} R(M_i)$$

를 만족하는 모든 비교 가능한 모드 벡터들이다. 그리고 다음을 만족하도록 전력 할당 벡터 $\bar{P} = [P_1, P_2, \dots, P_{n_r}]$ 를 구한다.

$$P_i = P_t \frac{\|w_i\|^2 K(M_i) R(M_i)}{\sum_k \|w_k\|^2 K(M_k) R(M_k)} \quad (17)$$

이는 각각의 송신 안테나의 BER이 동일하게 될 때가 가장 최적이라는 사실로부터 직접적으로 얻을 수 있다. 이 때, 시공간 블록 코드로 묶인 두 전송 심볼에 대한 $\|w_i\|^2$ 는 동일하므로, 안테나 쌍마다 동일한 모드를 적용할 수 있다. 이 경우, 전체 전송률이 고정된 시스템에 대하여, $n_r/2$ 개의 송신 안테나를 알고리즘에 적용하는 것과 동일한 경우가 되므로, 빠른 제어 정보의 결정이 가능하고, 귀환 정보도 감소시킬 수 있다.

IV. 모의 실험 결과 및 성능 평가

모든 모의실험에 대하여, 부호화하지 않은 M-ary

QAM과 ZF-SIC 신호 검출 알고리즘을 사용한다. 채널은 주파수 평탄 페이딩 (flat fading)이고 평균 값이 0인 채널 이득은 한 프레임 내에서는 일정하게 유지되지만, 다음 프레임에서는 값이 임의적으로 변화하도록 하였으며, 그 값은 통계적으로 가우시안 분포를 따른다. 프레임의 길이는 전송안테나마다 120 비트로 하였다. 우선 본 논문에서 사용한 송신 안테나 쌍마다의 심볼 검출을 적용한 STBC-SM 시스템의 성능을 알아보기 위하여, 안테나마다 신호를 검출한 경우와 안테나 쌍마다 신호를 검출한 STBC-SM 시스템의 성능을 비교한다. 더불어 순서화에 따른 심볼 검출에 대한 성능 분석을 위해, 순서를 갖는 ZF-OSIC 신호 검출 알고리즘과 순서를 갖지 않는 ZF-SIC 신호 검출 알고리즘을 같은 시스템에 대하여 적용한다. 모든 시스템에 대하여 전송효율은 16 bit/s/Hz이다.

그림 2를 통해, 송신 안테나마다 심볼을 검출하는 경우와 안테나 쌍마다 심볼을 검출하는 경우를 비교해 보면, 8개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용했을 때에는, $BER=10^{-3}$ 에서 약 0.2dB의 성능 차이를 보이고, 8개의 동일한 송·수신 안테나를 사용한 경우는 거의 동일한 성능을 나타내는 것을 볼 수 있다. 이는 시공간 블록 코드로 묶인 송신 안테나 쌍마다 전송된 신호를 동시에 검출하여도 성능에는 큰 영향을 미치지 않는다는 것을 나타내며, 이러한 송신 안테나 쌍마다의 검출 방법은 ZF-SIC의 순서화를 위한 계산의 양을 줄일 수 있는 장점이 있다. 순서화에 따른 성능의 차이는, 순서화를 적용한 시스템이, 동일한 수의 송·수신 안테나를 사용한 경우는 $BER=10^{-3}$ 에서 약 0.7dB, 수신안테나를 반으로 줄인 경우는 약 2dB정도 높은 성능 이득을 나타내는 것을 볼 수 있다. 순서를 갖지 않은 ZF-SIC 신호 검출 알고리즘의 경우, QR 분석 알고리즘을 이용하면, 동일한 성능으로 훨씬 더 적은 양의 계산을 가지고도 신호 검출이 가능하다¹⁸⁾. 따라서 성능 이득과 시스템의 복잡성간의 적절한 절충 관계가 성립될 수 있다.

다음은 V-BLAST와 STBC-SM 시스템의 성능을 비교하기 위해, 각각 8, 16 bit/s/Hz의 전송률을 갖는 두 시스템을 고려한다. 그림 3에서 송·수신 안테나의 수가 동일하고 같은 비트 전송률을 갖는 경우, STBC-SM 시스템이 STBC 코드를 이용한 공간 다이버시티 이득으로 인하여, V-BLAST 시스템보다 좋은 성능을 나타내는 것을 알 수 있다. 또한 두 시스템 모두 4개의 수신안테나를 사용할 경우, V-

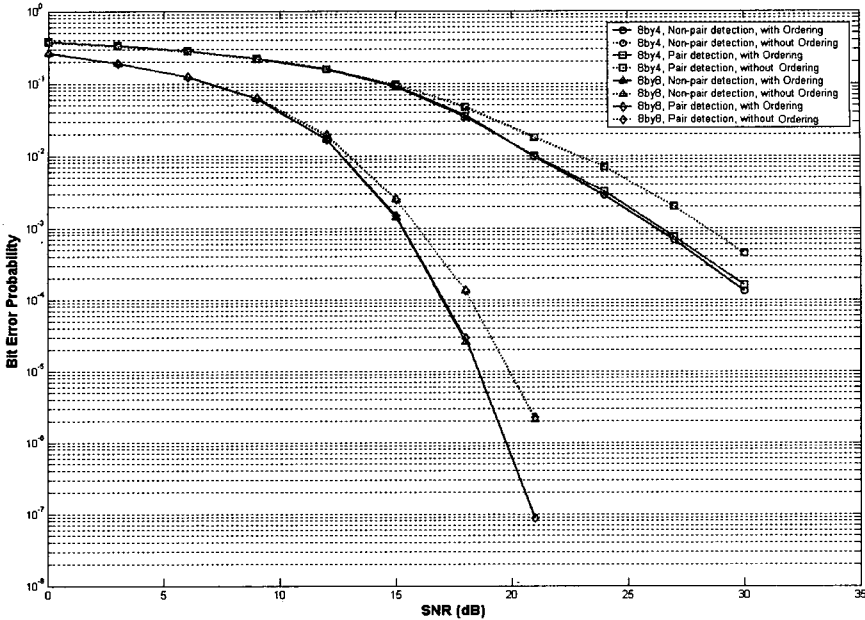


그림 2. 안테나 쌍마다의 검출 및 검출 순서화에 따른 STBC-SM 시스템의 성능

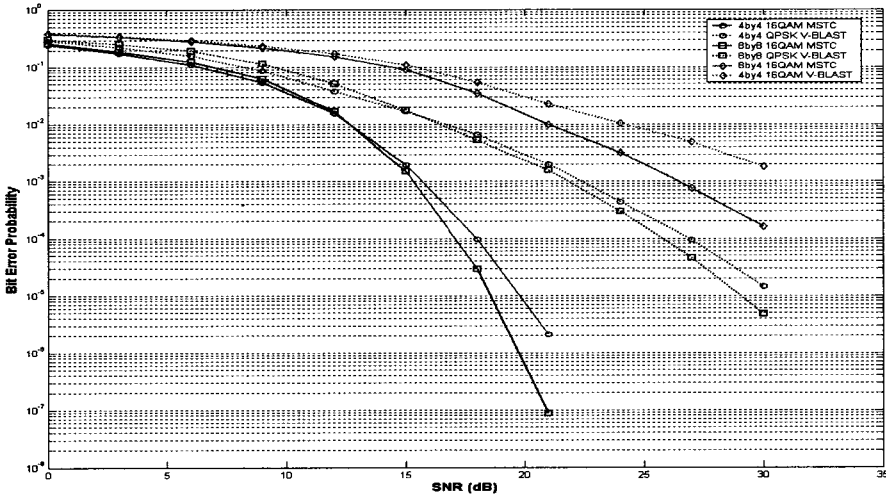


그림 3. 동일한 전송률을 갖는 V-BLAST와 STBC-SM 시스템의 성능

BLAST 시스템의 경우는 4개 이상의 송신 안테나를 사용할 수 없으므로, 같은 전송률을 갖는 STBC-SM 시스템이 보다 더 좋은 성능을 나타내는 것을 볼 수 있다.

그림 4는 송수신 안테나의 수를 동일하게 사용한 경우와 수신 안테나 수를 송신 안테나 수의 절반으로 줄인 경우의 STBC-SM 시스템 성능을 비교한 그래프이다. 모든 경우에 대하여, ZF-OSIC 알고리즘을 적용하였다. 8개, 6개, 4개의 송신 안테나 수에 대하여, 송신 안테나의 절반으로 줄인 경우,

BER=10⁻³에서 9dB 이상의 큰 성능 감소가 나타난다. 이처럼 안테나 수의 감소는 무선 단말기의 크기에 있어서 큰 장점이 될 수 있지만, 너무 낮은 성능 이득을 나타내게 된다. 따라서 이를 개선하기 위해, 전력을 제어하고 전송률을 할당하는 시스템을 고려하여 모의 실험한다.

그림 5는 송신안테나의 절반의 수신안테나를 사용한 STBC-SM 시스템 상에서, 귀환 정보를 이용, 안테나 쌍마다 전력과 전송률을 제어한 시스템의 성능을 나타낸다. 앞서 살펴보았듯이, 시공간 블록

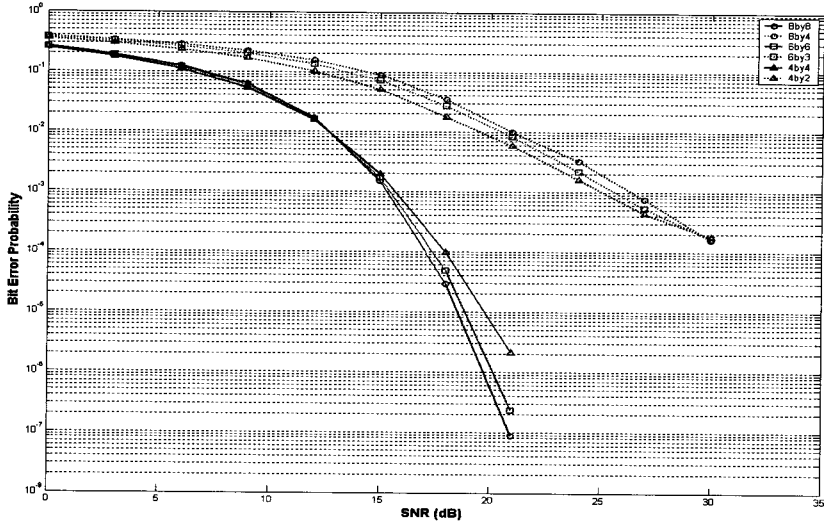


그림 4. 수신 안테나 수의 감소에 따른 STBC-SM 시스템의 성능

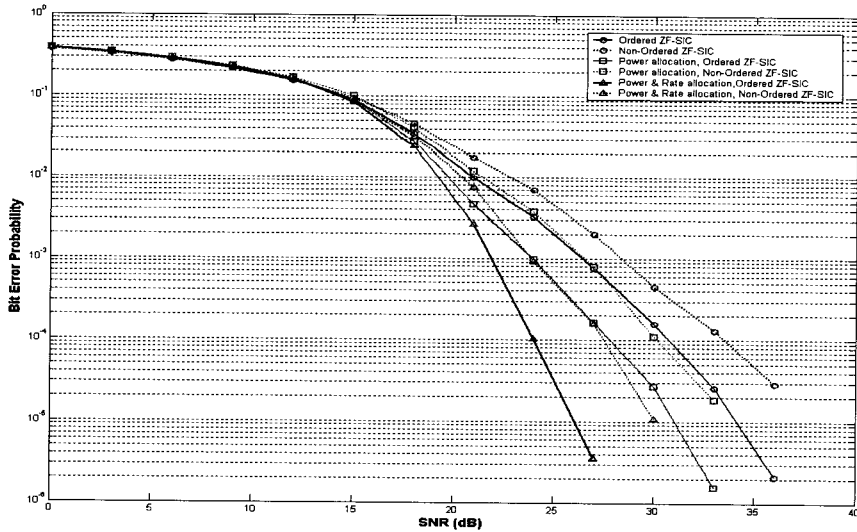


그림 5. 전송률 할당과 전력 제어를 갖는 STBC-SM 시스템의 성능

코드로 묶인 송신 안테나 쌍마다 전송된 신호를 동시에 검출하여도 성능에는 큰 영향을 미치지 않으며, 이러한 안테나 쌍마다의 검출 방법은 ZF-SIC의 순서화를 위한 계산의 양을 줄일 수 있고, 전송률 할당 및 전력 제어 벡터 결정에 대하여 안테나 쌍간에 동일한 모드와 전력을 제공함으로써, 결국 귀환 정보양도 줄일 수 있는 효과가 있다. 성능 분석을 위해, 8개의 송신안테나와 4개의 수신안테나를 사용하며, 각 전송 안테나에 대해서 세 가지의 모드 $m_1 = \{\text{uncoded QPSK}\}$, $m_2 = \{\text{uncoded 16QAM}\}$, $m_3 = \{\text{uncoded 64QAM}\}$ 를 적용하기로 한다. 이 때 $R(m_1) = 2$, $R(m_2) = 4$, $R(m_3) = 6$ 이며 각각에

대하여 $K(m_1) = 1$, $K(m_2) = 2.5$, $K(m_3) = 7$ 이다. 전체 전송률 (R_t)은 16bit/s/Hz로 고정하고, 송신 안테나 쌍끼리는 동일한 모드를 적용한다고 할 때, 비교 가능한 모드 벡터의 경우의 수는 총 19가지가 된다.

그림 5에서 보듯이, 안테나 쌍마다 전력만을 제어하여 할당한 경우에는, $\text{BER} = 10^{-3}$ 에서 약 2.5 dB의 성능 향상을 나타내고 전송률과 전력을 모두 할당하는 알고리즘을 적용할 경우는 약 4.5 dB의 성능 향상을 나타내는 것을 알 수 있다. 또한 전송률과 전력을 할당하면서 순서화를 적용하지 않은 시스템에 대해서도, 순서화를 적용하여 동일한 전송량

과 전력을 할당한 시스템보다 약 2.5 dB 정도 우수한 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는, STBC-SM 시스템의 수신 안테나의 수를 송신 안테나의 절반으로 줄였을 경우, 전송률 할당과 전송 전력 제어 정보를 송신단으로 귀환 시킴으로써, BER 성능을 개선하여 전송 품질을 향상시키고자 하였다. 모의실험 결과, 최대 BER을 줄이기 위한 간단한 알고리즘을 사용하여 큰 성능 향상을 시킬 수 있었다. 또한 귀환 정보의 빠른 결정과 그 양을 줄이고자, 안테나 쌍마다 동시에 심볼 검출을 하였고 전력 제어와 전송률 할당을 동일하게 하였다. 채널은 어떠한 상관 관계도 존재하지 않는 이상적인 준 안정적 상태이고 주파수 평탄 페이딩을 이라고 가정하였지만, 채널간 상관이 존재할 시의 성능도 고려해야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Kluwer : Wireless Pers. Commun.*, vol.6, no.3, pp.311~335, 1998.
- [2] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *AT&T Bell Labs Internal Tech. Memo.*, BL011217-950615-07TM, June 1995.
- [3] G. J. Foschini, "Layered space Time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. J.*, vol.1, no.2, pp.41~49, Aug. 1996.
- [4] T. K. Y. Lo, "Maximum ratio transmission," *IEEE Trans. Commun.*, vol.47, pp.1458-1461, Oct. 1999.
- [5] J. K. Cavers, "Single-user and multiuser adaptive maximal ratio transmission for Rayleigh channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.49, pp.2043-2050, Nov. 2000.
- [6] J. Salz, "Digital Transmission over cross-coupled linear channels," *AT&T Tech. J.*, vol.64, no.6, pp.1147-1159, Jul.-Aug. 1985.
- [7] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Labs Tech. J.*, vol.1, pp.41-59, Autumn 1996.
- [8] P. W. Wolniansky, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST : An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *Proc. USRI Int. Symp. Signals, Systems, and Electronics*, Pisa, Italy, pp.295~300, Sept.-Oct. 1998.
- [9] E. N. Onggosanusi, A. G. Dabak, and T. A. Schmidl, "High rate space-time block coded scheme : Performance and improvement in correlated fading channels," in *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol.1, pp.194-199, Mar. 2002.
- [10] Texas Instruments, "Double-STTD scheme for HSDPA systems with four transmit antennas : Link Level Simulation Results," *TSG-R WG1 document, TSGR1#20(01)0458*, Busan, Korea, 21-24, May 2001.
- [11] S. Catreux, D. Gesbert, and R. W. Heath, "Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol.40, pp.108-115, June 2002.
- [12] S. Catreux, P. F. Driessen, and L. J. Greenstein, "Data Throughputs using multiple-input multiple-output (MIMO) techniques in a noise-limited cellular environment," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.1, pp. 226-235, Apr. 2002.
- [13] S. Chung, H. C. Howard, and A. Lozano, "Approaching eigenmode BLAST channel capacity using V-BALST channel capacity using V-BLAST with rate and power feedback," *Proc. IEEE Vehicular Tech. Conf. (VTC2001 fall)*, vol.2, pp.915-919, Atlantic City, NJ, Oct. 2001.
- [14] S. Chung, H. C. Howard, and A. Lozano, "Low complexity algorithm for rate quantization in extended V-BLAST," *Proc. IEEE*

Vehicular Technology Conf. (VTC2001 Fall), vol.2, pp.910-914, Atlantic City, NJ, Oct. 2001.

- [15] Hairuo Zhuang, Lin Dai, Shidong Zhou, Yan Yao, "Low complexity per-antenna rate and power control approach for closed-loop V-BLAST", *IEEE Transactions on Commun.*, vol. 51, pp. 1783-1787, Nov. 2003
- [16] W. J. Choi, R. Negi, and J.M. Cioffi, "Combined ML and DFE decoding for the V-BLAST system," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, New Orleans, LA, USA, pp. 1243-1248, June 2000.
- [17] A. Goldsmith, *EE359 Wireless communications*, Stanford, CA: Stanford Univ. Press, 2002.
- [18] Wubben, D., Bohnke, R.; Kuhn, V.; Kammeyer, K.-D., "Reduced Complexity MMSE Detection for BLAST Architectures," *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC 2003 Fall)*, vol.1, pp.508-512, Oct. 2003.

나 승 건 (Seung Gun Na) 준회원



2003년 2월 인하대학교 전자공학과(학사)
 2005년 2월 인하대학교 정보통신공학(석사)
 2005년 2월~현재 (주) 하나로텔레콤
 <관심분야> 초광대역 무선통신,

다중안테나, 무선랜

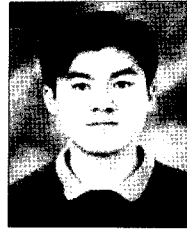
황 현 철 (Hyeon Chyeol Hwang) 정회원



1997년 2월 인하대학교 전자공학과(학사)
 1999년 2월 인하대학교 전자공학과(석사)
 1999년 3월~현재 인하대학교 전자공학과 박사 과정
 <관심분야> MIMO-OFDM, 무

선랜, UWB

김 석 호 (Seok Ho Kim) 정회원



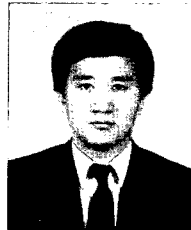
1998년 2월 인하대학교 전자공학과(학사)
 2001년 2월 인하대학교 전자공학과(석사)
 2001년 2월~현재 인하대학교 정보통신대학원 박사과정
 <관심분야> UWB, Ad-hoc Network, WLAN

최 선 호 (Sun Ho Choi) 준회원



2001년 2월 초당대학교 정보통신공학(학사)
 2005년 2월~현재 인하대학교 정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> 다중안테나, 초광대역무선통신, MIMO

곽 경 섭 (Kyung Sup Kwak) 정회원



1977년 2월 인하대학교 전기공학과(학사)
 1979년 2월 인하대학교 전기공학과(석사)
 1981년 12월 미국 USC 전자공학과(석사)
 1988년 2월 미국 UCSD 통신이론 및 시스템 박사

1988년 2월~1989년 2월 미국 Hughes Network Systems 연구원

1989년 2월~1990년 3월 미국 IBM Network Analysis Center 연구원

1995년 1월~1999년 12월 IEEE Seoul Section 총무이사

2000년 3월~2002년 2월 인하대학교 정보통신전문대학원 원장

2002년 1월~현재 한국통신학회 부회장

2003년 8월~현재 인하대학교 초광대역 무선통신 연구센터 센터장

<관심분야> 위성 통신, 멀티미디어 통신, UWB, 이동통신