초상태 천이 행렬을 이용한 시공간 트렐리스 부호들의 비트오율의 상한을 얻기 위한 효율적인 알고리즘

Efficient Algorithm for Evaluating the BER Upper Bounds of Space-Time Trellis Codes by Using Super-state Transition Matrix

박효열 · 김광순 · 김종호 · 황금찬
Hyo Yol Park · Kwang Soon Kim · JongHo Kim · Keum Chan Whang

본 논문에서는 빠르게 변하는 페이딩 채널 환경에서 시공간 트렐리스 부호의 초상태 천이 행렬을 만들기 위한 효율적인 알고리즘을 제안한다. 시공간 트렐리스 부호가 많은 상태 수와 병렬 천이 수를 가지는 복잡한 경우에도 제안된 알고리즘을 이용하여 그것의 초상태 천이 행렬을 쉽게 얻을 수 있다. 시공간 트렐리스 부호가 기하학적으로 균일하지 않은 거리 분포를 가지지 않더라도 그것의 초상태 천이 행렬로부터 유도된 일반화된 전달 함수를 이용하여 비트오율의 상한을 얻을 수 있다.

주제어: 시공간 트렐리스 부호들, 상한, 초상태 천이 행렬, 빠른 페이딩 채널 환경

In this paper, we proposed an efficient algorithm for constructing super-state transition matrix (SSTM) of a space time trellis code (STTC) in fast fading channels. By using the proposed algorithm, we can easily obtain the SSTM of an STTC, even when the number of states is large and parallel transitions exist in the trellis of the STTC. Whether an STTC has a uniform distance spectrum or not, we can obtain the upper bound on the bit error rate (BER) of the STTC by constructing the generalized transfer function from the SSTM of the STTC using the proposed algorithm.

Keywords: Space-Time Trellis Codes, Upper Bound, Super-State Transition Matrix, Fast Fading Channel

I. 서 론

시공간 트렐리스 부호들(space-time trellis codes)은 다중 안테나 기술과 채널 부호화 기술이 결합되어 무선 채널환경에서 주파수 효율과 신뢰도의 개선을 얻을 수 있는 기술로서 전송 신호를 시간과 공간의 2차원 영역으로 확장하여 시공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. [1]에서는 쌍대 오류 확률(pairwise error probability)과 시공간 트렐리스 부호들에 대한 설계 기준들을 제시하였다. 비록 쌍대 오류 확률이 시공간 트렐리스 부호의 성능을 결정하는 중요한 요소이지만, 시공간 트렐리스 부호의 비트오율을 직접적으로 설명할 수 없다. 기존의 트렐리스 부호화 변조(trellis coded modulation) 기법에서 비트오율의 상한은 일반화된 전달함수를 사용함으로써 얻을 수 있다[2]. 그리고 그것은 [3]에서 제안된 알고리즘을 이용하여 보다 쉽게 계산될 수 있다. 일반화된 전달함수를 사용하는 방법의 장점은 상한을 얻고자하는 트렐리스 부호의 거리 분포가 기하학적으로 균일할 경우는 물론, 비균일할 경우에도 비트오율의 상한을 얻을 수 있다는 것이다. 시공간 트렐리스 부호화기법도 기존의 트렐리스 부호화 변조기법들 중 하나로 간주될 수 있기 때문에 그것의 비트오율

박효열, 김광순, 김종호, 황금찬: 연세대학교

의 상한은 시공간 트렐리스 부호의 거리 분포가 기하학적으로 균일하지 않더라도 일반화된 전달함수에 의해 유도될 수 있다. 시공간 트렐리스 부호들의 비트오율의 상한을 얻는 방법은 몇개의 논문들에서 발표되었지만 대부분이 거리 계산이 단순화 될 수 있는 기하학적으로 균일한 부호에만 적용될 수 있었다[4],[5]. 그러나 기하학적으로 균일한 트렐리스 부호보다 더 좋은 성능을 얻을 수 있고 흔히 사용되는 것이 기하학적으로 비균일한 트렐리스 부호이므로[6] 기하학적으로 비균일한 시공간 트렐리스 부호의 비트오율의 상한을 얻는 방법은 반드시 필요하다. [7]에서는 기하학적으로 비균일한 시공간 트렐리스 부호들의 거리 분포를 계산하기 위한 알고리즘이 한 프레임 내에서 채널이 변하지 않는 준 정적 페이딩 채널의 경우에서만 제안되었다. 매 심볼마다 채널이 변하는 빠른 페이딩 채널의 경우, [8]에서 시공간 트렐리스 부호의 실제 비트오율에 더 가까운 상한이 유도되었으나 상한을 얻는데 사용되는 일반화된 전달함수를 구하는 구체적인 알고리즘이 제시되지 않았다. 빠른 페이딩 채널에서 트렐리스 부호화 변조의 일반화된 전달함수를 얻기 위해서는 초상태 천이 행렬을 사용하는 것이 매우 효과적이다[2]. 그러나 많은 수의 상태수와 병렬 천이 그리고 송신 안테나를 이용하는 시공간 트렐리스 부호의 초상태 천이 행렬은 매우 복잡하게 된다. 본 논문에서는 다중 안테나를 고려함으로써 [3]의 알고리즘을 수정하여 시공간 트렐리스 부호의 초상태 천이 행렬을 생성하기 위한 복잡도 면에서 효율적인 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘을 사용함으로써 우리는 많은 수의 상태수와 병렬 천이 그리고 송신 안테나를 사용하는 시공간 트렐리스 부호의 경우에도 쉽게 초상태 천이 행렬을 계산할 수 있다. 계산된 초상태 천이 행렬을 사용함으로써 빠른 페이딩 채널 환경에서 모든 기하학적으로 불균일한 시공간 트렐리스 부호들의 일반화된 전달함수와 비트오율의 상한을 쉽게 얻을 수 있다.

Ⅱ. 오류 상한

본 논문에서는 n_T개의 송신 안테나들과 n_R개의 수신 안테나들을 사용하는 시공간 부호화 시스템을 고려한다. $x=(x_1, x_2, \cdots, x_l)$은 송신된 부호어를 의미한다. 여기서 $x_i=(x_i^1, x_i^2, \cdots, x_i^{n_T})$이고 x_i^k은 k번째 안테나로부터 i번째 송신된 심볼이다. 그리고 l은 부호어의 길이이다. 빠른 레일리 페이딩 채널에서 복호기가 오류 부호어 $e=(e_1, e_2, \cdots, e_l)$, $(e_i=(e_i^1, e_i^2, \cdots, e_i^{n_T}))$을 선택한 경우, [1]에서 주어진 쌍대 오류 확률은

$$P(x \to e) \le \prod_{i=1}^{l}\left(1+\frac{E_s}{4N_0}\,\| x_i - e_i \|^2\right)^{-n_R}$$

$$=\prod_{i=1}^{l}\left(1+\frac{E_s}{4N_0}\sum_{k=0}^{n_T-1}\delta_{i_k}^2\right)^{-n_R} \qquad (1)$$

으로 다시 쓰여질 수 있다. 여기서 E_s는 심볼 에너지이고 $N_0/2$는 수신 안테나 당 평균이 영 (0)인 복소 가우시안 잡음의 전력 스펙트럼 밀도이다. $\delta_{i_k}^2=\| x_i^k - e_i^k \|^2 = 4\sin^2((\phi(x_i^k)-\phi(e_i^k))/2)$은 M-ary 위상천이 변조를 위한 i번째 심볼 주기의 k번째 안테나에서 x_i^k와 e_i^k 사이의 유클리드 거리이다. 이때 $\phi(x)$는 심볼 x의 위상을 나타낸다. 일반화된 전달 함수 $T(D,I)$는 초상태 천이 행렬을 구성하는 4개의 부행렬들로부터 얻을 수 있다[2]. 마지막으로 비트오율의 상한은 입력 비트간 해밍 거리에 따라 구별되는 미정의 값인 I에 대한 $T(D,I)$의 도함수로부터 얻을 수 있다.

Ⅲ. 제안된 알고리즘

제안된 알고리즘은 트렐리스 구조의 다음 매개 변수들을 요구한다: 상태의 수 (s), M-ary 위상천이 변조 신호의 성상도 크기 (M), 입력 비트의 수 (b), 송신 안테나의 수 (n_T), 병렬 천이의 수 (n_p), 천이 당 변조 심볼의 수 (k^*), 그리고 세 개의 배열인 *intrellis*$[s][s][n_p][b]$, *outtrellis*$[s][s][n_p][k^*][n_T]$, *label*$[s^2][2]$, 이것들은 각각 입력 비트들, 출력 심볼들, 그리고 트렐리스 선도의 $s^2 \times s^2$ 천이 행렬의 레이블을 나타낸다. 만약 트렐리스 선도의 상태들 사이에 천이 가능성이 없다면, ‘X’를 배열 *intrellis*와 *outtrellis*의 해당하는 원소들에 할당한다. 첫 번째로 시공간 부호화된 심볼들의 모든 쌍에 대해 서로 다른 유클리드 거리들의 집합을 찾는다. 그리고 나서 배열 *distance*$[MaxED][n_T]$와 *table*$[t_0][t_1]\cdots[t_{n_T-1}]$을 계산한다. *distance*는 서로 다른 유클리드 거리들의 집합이고, $MaxED$은 $M/2+1$개의 원소들의 집합으로부터 n_T개의 원소들을 골라내는 중복 조합 $({}_{M/2+1}H_{n_T})$의 갯수와 같은, 부호화 심볼간 서로 다른 유클리드 거리들의 수이고, *table*은 n_T 차원의 부호화 심볼을 배열 *distance*에 할당하기 위한 표이며 이는 제안된 알고리즘에서 초상태 천이 행렬을 구하는 데 사용된다. 그리고 t_i는 $M/2+1$개의 유클리드 거리들의 인덱스를 나타낸다. 초상태 천이 행렬을 구하기 위해 제안된 알고리즘은 표 1에 요약되어있다. 배열 *distance*, *table* 그리고 *entries* 들의 차원은 n_T와 k^*에 의해 결정된다. 또한 *cnt*는 초상태 천이 행렬의 원소를 구별하기 위한 변수이고, *PES, PDS, NES,* 그리고 *NDS*는 각각 현재의 부호기 상태, 현재의 복호기 상태, 다음 부호기 상태, 그리고 다음 복호기 상태를 뜻한다. d_H는 선택된 한 쌍의 천이 가지의 입력 비트간 해밍 거리이며, *EB, DB, ES,* 그리고 *DS*는 각각 부호기 상태 천이에 따른 입력비트, 복호기 상태에 따른 입력비트, 부호기 상태 천이에 따른 각 안테나별

표 1. 제안된 알고리즘의 개요

step 1 행렬 *A(I)*를 구성하는 서로 다른 원소의 구별을 위해 *cnt*=0이라 놓는다.
row=0 ~ (*s*×*s* -1)와 *column*=0 ~ (*s*×*s* -1)에 대해
step 2부터 step 8까지 반복한다.

step 2 행렬 *A(I)*의 레이블로부터 한 쌍의 천이를 선택한다.
PES=*label*[*row*][0]; *PDS*=*label*[*row*][1];
NES=*label*[*column*][0]; *NDS*=*label*[*column*][1];
i_1=0 ~ (n_p-1), i_2=0 ~ (n_p-1)에 대해
step 3부터 step 5까지 반복한다.

step 3 step 2에서 선택된 한 쌍의 천이에 대해 입력 비트의 해밍 거리를 계산한다.
d_h=0; 이라 놓는다.
d=0 ~ (*b*-1)에 대하여
{ *EB*=intrellis[*PES*][*NES*][i_1][*d*]
DB=*intrellis*[*PDS*][*NDS*][i_2][*d*]
만일 EB 또는 DB가 문자 ‘ *X* ’와 같다면,
Index[row][column] =‘ X ’;
만일 EB 또는 DB가 문자 ‘ X ’와 같지 않다면, $d_h = d_h + 1$;
}

step 4 step 2에서 선택된 한 쌍의 천이에 대해 출력된 n_T 차원을 가지는 심볼간 유클리드 거리를 계산한다.
k=0 ~ (k^* - 1)에 대해
{*a*=0 to (n_T - 1)에 대해
{*ES*=*outtrellis*[*PES*][*NES*][i_1][*k*][*a*];
DS=*outtrellis*[*PDS*][*NDS*][i_2][*k*][*a*];
ED[*k*][*a*]=|*ES* - *DS*|;
만일 *ED*[*k*][*a*]>*M*/2보다 크다면,
ED[*k*][*a*]=*M* - *ED*[k][a]; }
EDNO[*k*]=*table*[*ED*[*k*][0]][*ED*[*k*][1]][*ED*[*k*][n_T - 1]]; }

step 5 만일 *index*[*row*][*column*]가 문자 ‘ *X* ’가 아니면,
entries[*cnt*][d_h][*EDNO*[0]][*EDNO*[1]]...[*EDNO*[k^* - 1]]값을 1만큼 증가시킨다.

step 6 만일 *index*[*row*][*column*]가 문자 ‘ *X* ’가 아니면
step 7부터 step 8까지 수행한다.

step 7 만일 *cnt*=0이면,
{ *index*[*row*][*column*]=*cnt*;
cnt=*cnt*+1; }
그렇지 않으면
step 8을 수행한다.

step 8 배열 entries에 같은 원소가 있는지 검색한다.
t_l=0, 1, ..., *MaxED* -1, *l*=0, 1, ..., k^* - 1 그리고
h=0, 1, ..., *b*에 대해
만일 *entries*[*scnt*][*h*][t_0][t_1]...[t_{k^*-1}]
=*entries*[*cnt*][*h*][t_0][t_1]...[t_{k^*-1}]이면
{ *index*[*row*][*column*]=*scnt*;
모든 *h*=0, 1, ..., *b*, t_l=0, 1, ..., *MaxED*-1, 그리고 *l*=0, 1, ..., k^* - 1에 대해
entries[*cnt*][*h*][t_0][t_1][...][t_{k^*-1}]=0 }
그렇지 않으면
index[*row*][*column*]=*cnt*; and *cnt*=*cnt*+1;

step 9 *row*=0 ~ (*s*×*s* -1) and *column*=0 ~ (*s*×*s* -1)에 대해
만일 *index*[*row*][*column*]이 문자 ‘ X ’와 같다면,
문자 ‘ 0 ’을 출력한다.
그렇지 않다면 문자 ‘ *index*[*row*][*column*]+97) ’을 출력한다.
모든 *h*=0, 1, ..., *b*, t_l=0, 1, ..., *MaxED*-1, 그리고 *l*=0, 1, ..., k^* - 1에 대해
{ *entries*[*m*][*h*][t_0][t_1][...][t_{k^*-1}]=0 이 아닌 경우에만
각각 문자 (*m*+97), *entries*[*m*][*h*][t_0][t_1][...][t_{k^*-1}]/2^b, h,
distance[t_0]..., *distance*[t_1]..., ..., *distance*[t_{k^*-1}]...를 출력한다. }

step 10 *distance* 배열을 이용하여 *A(I)*를 계산한다.

표 2. 상태수 2, 4-PSK smart greedy 부호에 대한 4×4 초상태 천이 행렬의 예(s = 2, M = 4, b = 3, n_p = 4, k^* = 3 and n_T = 2)

	00	11	01	10
00	a	a	b	b
11	a	a	b	b
01	c	c	d	d
10	c	c	d	d

$a = 0.5I^0 p(0,0)p(0,0)p(0,0) + 0.5I^1 p(0,1)p(1,1)p(0,1)$
$\quad + 0.5I^1 p(0,2)p(2,2)p(0,2) + 0.5I^2 p(0,1)p(1,1)p(0,1)$
$b = 0.5I^1 p(0,2)p(0,2)p(0,2) + 0.5I^2 p(1,2)p(1,1)p(1,2)$
$\quad + 0.5I^2 p(2,2)p(0,2)p(2,2) + 0.5I^3 p(1,2)p(1,1)p(1,2)$
$c = 0.5I^0 p(0,1)p(0,1)p(0,1) + 0.25I^1 p(1,1)p(0,1)p(1,1)$
$\quad + 0.25I^1 p(1,1)p(1,2)p(1,1) + 0.5I^1 p(1,2)p(1,2)p(1,2)$
$\quad + 0.25I^2 p(1,1)p(0,1)p(1,1) + 0.25I^2 p(1,1)p(1,2)p(1,1)$
$d = 0.5I^1 p(0,1)p(0,1)p(0,1) + 0.25I^2 p(1,1)p(0,1)p(1,1)$
$\quad + 0.25I^2 p(1,1)p(1,2)p(1,1) + 0.5I^2 p(1,2)p(1,2)p(1,2)$
$\quad + 0.25I^3 p(1,1)p(0,1)p(1,1) + 0.25I^3 p(1,1)p(1,2)p(1,1)$
where $p(i,j) = (1 + \frac{E_s}{4N_0}\ (4\sin^2(i\pi/4) + 4\sin^2(j\pi/4))^{-1}$

출력 심볼, 그리고 복호기 상태 천이에 따른 각 안테나별 출력 심볼이며, *ED*는 선택된 한 쌍의 천이 가지에 따른 출력 심볼간 유클리드 거리이다. 표 2는 [1]에서 제안된 2-state 4-PSK smart greedy 부호에 대해 제안된 알고리즘으로 계산된 초상태 천이 행렬의 결과를 보여준다. 표 2에서 우리는 초상태 천이 행렬 $A(I)$가

$$A(I) = \begin{bmatrix} A_{GG}(I) & A_{GB}(I) \\ A_{BG}(I) & A_{BB}(I) \end{bmatrix} \tag{2}$$

처럼 4개의 부행렬들로 나눠질 수 있다는 것을 알 수 있다. 마지막으로 비트 오류 확률의 상한은 다음과 같이 얻어질 수 있다[2].

$$\begin{aligned} p_b \le \frac{1}{b \cdot s} \{ & 1^T A'_{GG}(I)1 + 1^T A'_{GB}(I)[I - A_{BB}(I)]^{-1} A_{BG}(I)1 \\ & + 1^T A_{GB}(I)[I + A_{BB}(I)]^{-1} A'_{BG}(I)1 \\ & + 1^T A_{GB}(I)[I - A_{BB}(I)]^{-1} A'_{BB}(I) \\ & \times [I - A_{BB}(I)]^{-1} A'_{BG}(I)1 \} \end{aligned} \tag{3}$$

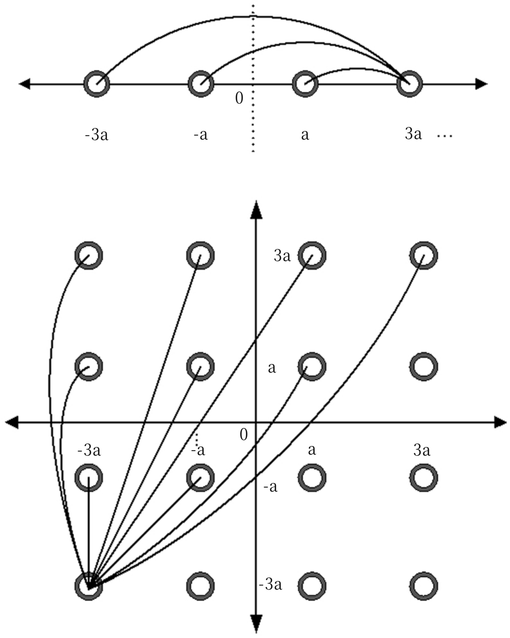
여기서 A'_{GG}, A'_{GB}, A'_{BG} 그리고 A'_{BB}는 각각 A_{GG}, A_{GB}, A_{BG}와 A_{BB}을 변수 I에 대해서 미분한 것이다. 또한 1은 원소가 모두 1인 열벡터를, I은 단위행렬을, 그리고

표 3. M-AM과 16-QAM의 성상도와 그에 따른 $\delta_{i_k}{}^2$

변조기법	$\delta_{i_k}{}^2$		
M-AM	$4i_k^2 a^2,\ i_k = 0,1,\ldots,M-1$		
16-QAM	$\delta_0^2 = 0$	$\delta_1^2 = 4a^2$	$\delta_2^2 = 8a^2$
	$\delta_3^2 = 16a^2$	$\delta_4^2 = 20a^2$	$\delta_5^2 = 32a^2$
	$\delta_6^2 = 36a^2$	$\delta_7^2 = 40a^2$	$\delta_8^2 = 52a^2$
	$\delta_9^2 = 72a^2$		

상첨자 ^{T}은 전치연산을 나타낸다.

[3]의 알고리즘은 M-ary 위상천이 변조와 n_p 병렬천이가 있는 트렐리스 부호화 변조에 대해서 하나의 초상태 천이를 나타내기 위해 요구되는 메모리의 양을 줄일 수 있다. 본 논문에서 제안된 알고리즘은 다중 안테나를 추가적으로 고려할 경우 더욱 효율적인 방법을 제시한 것이다. [3]의 알고리즘과 비교해서 *distance*와 *table*은 n_T개의 안테나에서 나오는 심볼들을 ${}_{M/2+1}H_{n_T}$ 개의 인덱스들 중에 하나로 대응시키는 데 사용된다. 결과적으로 다중 안테나를 고려했을 때 요구되는 메모리의 양을 $(M/2+1)^{n_T}$에서 ${}_{M/2+1}H_{n_T}$으로 줄일 수 있다. 최종적으로 [3]의 축소된 초상태 천이 행렬의 형태를 함께 사용하면 일반적으로 초상태 천이 행렬을 표현할 때보다 요구되는 메모리의 양을 $s^4 \times N_p^2 \times (M/2+1)^{n_T}$에서 $s^2 \times k \times {}_{(M/2+1)}H_{n_T}$으로 줄일 수 있다. 여기서 k는 거리곱이 같은 병렬천이의 총 가지수이며 시공간부호에 따라서 달라지지만 일반적으로 N_p^2 보다는 훨씬 작은 값을 가진다. 제안된 알고리즘이 초상태 천이 행렬의 표현 복잡도를 줄일 수 있다는 것을 증명하기 위한 예를 보인다. [1]에서 제안된 smart greedy 부호는 다수개의 심볼들이 할당된 많은 수의 병렬 천이들을 가지고 있다. 따라서 제안된 알고리즘에 따라 초상태 천이 행렬을 사용하여 그것들의 성능을 평가하는 것이 상당히 효율적이다. 표 2에서 보인 상태수 2, 4-PSK smart greedy 부호에서 하나의 초상태 천이에는 4개의 병렬 천이가 있다. 그러나 임의의 두 천이간 (총 16개의 가지 수) 유클리드 거리는 a, b, c, 그리고 d로 표현되는 4개의 값들 중 하나이다. 결과적으로 표 2에서 보인 것처럼, 초상태 천이 행렬의 요소들은 오직 4개의 인덱스들에 의해 나타낼 수 있다. 그러므로 표현상의 복잡도와 초상태 천이 행렬을 정의할 때 요구되는 메모리의 양을 $(2^4 \times 4^2 \times 3^2)/(4 \times 4 \times ({}_3H_2)) = 24$의 비율로 줄일 수 있다. 한편, 제안된 알고리즘은 M-ary 위상천이 변조를 이용한 시공간 트렐리스 부호에 대해서 설명되었지만 $\delta_{i_k}^2$을 알맞게 수정하여 M-ary 크기변조(Amplitude modulation)나 M-ary 직교크기변조(Quadrature amplitude modulation)와 같은 다른 변조 기법에도 쉽게 적용할 수 있다. 표 3에서 M-ary 크기변조 기법과 16-ary 직교크기변조에 대해 수정된 $\delta_{i_k}^2$을 제시하였다. 이와 같이 계산된 초상태 천이 행렬을 통해 지금까



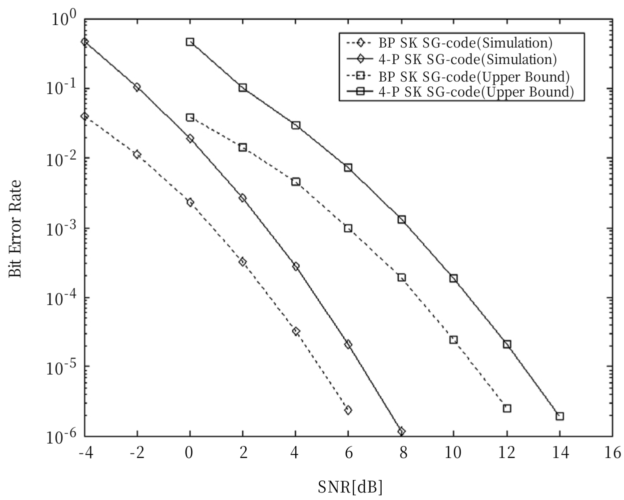


그림 1. 2개의 송신안테나와 2개의 수신안테나를 빠른 레일리 페이딩환경에서 smart-greedy 부호의 비트오율

지 비트오율의 상한을 얻을 수 없었던 기하학적인 비균일부호를 포함한 모든 시공간 트렐리스 부호의 비트오율상의 상한을 보다 쉽게 얻을 수 있다.

IV. 모의 실험 결과

초상태 천이 행렬로부터 얻은 비트오율의 상한을 Monte-Carlo 방식의 모의 실험으로부터 얻은 실제 비트오율과 비교하였다. 150개의 변조 심볼로 이루어진 10^6개의 프레임들을 매 심볼마다 채널이 독립적으로 변하는 빠른 레일리 페이딩 채널을 통해 전송하였고 완벽한 채널 상태 정보를 수신단에서 아는 것으로 가정하였다. 그림 1은 수신안테나 당 신호대 잡음비 $SNR = n_T E_s / N_0$에 대한 [1]의 smart-greedy 부호의 비트오율을 나타낸다. 제안된 기법으로 얻은 이론적인 상한은 매우 낮은 신호 대 잡음 일 경우를 제외하고 모의 실험 결과로부터 일정한 차이를 보여주며 이는 제안된 알고리즘이 잘 동작함을 입증한다. 식 (3)에 있는 상수항을 [8]의 상수항으로 바꾸어주면 실제 비트오율에 더 가까운 상한을 얻을 수도 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 고속 페이딩 채널 내에 시공간 트렐리스 부호의 초상태 천이 행렬을 구하기 위한 낮은 복잡도를 가진 효과적인 알고리즘을 제안했다. 제안된 알고리즘을 이용함으로써 빠르게 변하는 페이딩 채널에서 지금까지 비트오율의 상한을 얻을 수 없었던 기하학적인 비균일 부호를 포함한 모든 시공간 트렐리스 부호의 비트오율상의 상한을 보다 쉽게 얻을 수 있다. 그러므로 성능이 우수한 시공간 부호를 검출하고 검증하는데 제안된 알고리즘이 효과적으로 이용될 수 있다.

[참고문헌]

[1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication : Performance criteria and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 44, No. 2, Mar. 1998, pp. 744-765.

[2] E. Biglieri, D. Divsalar, P.J. Mclane, and M.K. Simon, Introduction to Trellis-Coded Modulation with Application, *NY:Macmillan Publishing Company*, 1991.

[3] I.S. Jin, K. Cho, and K.C. Whang, "Algorithm for super-state matrix from trellis diagram," *IEE Electron. Lett.*, Vol. 31, No. 17, Aug. 1995, pp. 1404-1406.

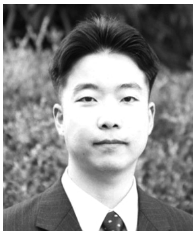
[4] G. Taricco and E. Biglieri, "Exact pairwise error probability of space-time codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 48, No. 2, Feb. 2002, pp. 510-513.

[5] G.D. Forney "Geometrically Uniform Codes" *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 37, No. 5, Sep. 1991, pp. 1241-1260.

[6] S. Lin and D.J. Costello, Error Control Coding - Second Edition, *NJ:Pearson Prentice Hall*, 2003.

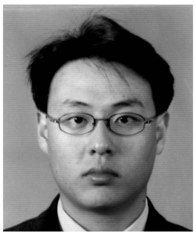
[7] H. Bouzekri and S.L. Miller, "Analytical tool for space-time codes over quasi-static fading channels," *Proc. of IEEE Inter. Confer. Commun. (ICC)*, Vol. 3, No. 28, New York, USA, May 2002, pp. 1377-1381.

[8] S.A. Zummo and S.A. Al-Semari, "A tight bound on the error probability of space-time codes for rapid fading channels," *Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference(WCNC) 2000*, Vol. 3, Chicago, USA, Sep. 2000, pp. 1086-1089.



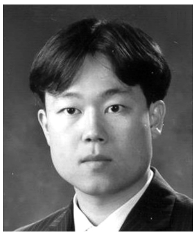
박 효 열
(Hyo Yol Park)

2000. 8: 연세대학교 기계전자공학부 전자공학 학사
2002. 8: 연세대학교 전기전자공학과 석사
2002. 9 ~ 현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
관심분야: Channel Coding / 4G 이동통신기술
Email: seahog@yonsei.ac.kr
Tel: +82-2-2123-8504
Fax: +82-2-363-8389



김 광 순
(Kwang Soon Kim)

1994. 2: 한국과학기술원 전기 및 전자공학 학사
1996. 2: 한국과학기술원 전기 및 전자공학 석사
1999. 2: 한국과학기술원 전기 및 전자공학 박사
1999. 3 ~ 2000. 3: Dept. ECE. UC San Diego Postdoc. Researcher
2000. 4 ~ 2004. 2: 한국전자통신연구원 선임연구원
2004. 3 ~ 현재: 연세대학교 공과대학 전기전자공학과 조교수
관심분야: 이동통신, 변복조방식, 다중안테나 시스템, 채널부호, 계층간 최적화
Email: ks.kim@yonsei.ac.kr
Tel: +82-2-2123-5861
Fax: +82-2-313-2879



김 종 호
(Jongho Kim)

2006. 2: 연세대학교 기계전자공학부 전기전자 학사
2006. 3 ~ 현재: 연세대학교 전기전자공학과 석사과정
관심분야: Cognitive Radio / MIMO
Email: kjhya99@yonsei.ac.kr
Tel: +82-2-2123-8504
Fax: +82-2-363-8389

황 금 찬
(Keum Chan Whang)

1967. 2: 연세대학교 전기공학과 학사
1975. 2: Polytechnic University 전자공학 석사
1979. 6: Polytechnic University 전자공학 박사
1980. 1 ~ 현재: 연세대학교 공과대학 전기전자공학과 교수
관심분야: 통신 시스템 (CDMA), 이동 및 위성 통신, 통신 이론
Email: kcwhang@yonsei.ac.kr
Tel: +82-2-2123-2769
Fax: +82-2-363-8389