한국ITS학회논문지
제3권, 제1호 (2004. 3 · 6)
pp.117~125

다중 심벌 디코딩을 이용한 차동 시공간 부호화된 OFDM

Differential space-time coded OFDM using multiple symbol decoding

유 항 열* (Hang-Youal, Yoo)　김 성 열** (Seung-Youal, Kim)　김 종 일*** (Chong-Il, Kim)

요 약

본 논문에서는 다중경로 페이딩 채널에서 고속의 데이터를 전송하고자 할 경우에 적합한 트렐리스 부호화된(Trellis-Coded, TC) 차동 시공간 변조(Differential Space Time Modulation, DSTM)를 사용한 OFDM 시스템을 제안한다. 최근에 시공간 부호화(Space-Time Code, STC)는 이동 통신 채널의 신뢰성 있는 통신을 위해 각광받고 있다. 차동 부호화된 STC 방식은 동기 방식처럼 채널 상태 정보(channel state information)가 필요하지 않기 때문에 동기 방식보다 하드웨어 구조가 간단하여진다. 그러나 이러한 차동 시공간 부호화된 OFDM방식의 커더란 문제점은 동기방식에 비해 성능이 저하된다는 것이다. 따라서 본 논문에서는 차동 시공간 부호화된 OFDM의 성능을 향상시키기 위해 DUSTM(differential unitary space-time modulation)을 이용하여 송신기를 설계하고 수신단에서 다중 심벌 디코딩을 수행하는 수신기와 디코딩 알고리듬을 개발하며, 이를 위한 새로운 branch metric을 유도하고자 한다.

Abstract

Space-time coding and modulation exploit the presence of multiple transmit antennas to improve performance on multipath Rayleigh fading channels. In this paper, we propose the Trellis-Coded Differential Space Time Modulation-OFDM system with multiple symbol detection. The Trellis-code perform the set partition with unitary group codes. The Viterbi decoder containing new branch metrics is introduced in order to improve the bit error rate (BER) in the differential detection of the Unitary differential space time modulation. Also, we describe the Viterbi algorithm in order to use this branch metrics. Our study shows that such a Viterbi decoder improves BER performance without sacrificing bandwidth and power efficiency.

Key Words : 시공간 부호(space-time code), OFDM, TCM, 비터비 디코더, 다중심벌검파

Ⅰ. 서　론

제 2세대 셀룰러 시스템까지는 주로 음성 서비스 측면에서 시스템 용량을 증가시키는 일이 가장 큰 관심사였지만 이제는 음성만을 지원하는 단순한 시스템으로는 더 이상 사용자들의 요구를 만족시킬 수 없게 되었다. 멀티미디어 통신은 보다 높은 대역폭 효율성과 전송율을 요구한다. OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing)이라 불리는 다중 반송파 통신은 이러한 통신 요구를 만족시키는 고속의 통신 방식 중 하나이다. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 무선채널에서 고속으로 데이터 전송을 하고자 할 경우 다중경로에 의해 발생하는 심각한 주파수 선

* 회원 : 관동대학교 전자공학과 석사과정
** 회원 : 관동대학교 전자공학과 박사과정
*** 회원 : 관동대학교 전자공학과 교수
† 논문접수일 : 2004년 4월 26일

택적 페이딩 채널에 쉽게 대처할 수 있는 장점이 있어 다양한 고속 무선 통신시스템의 전송방식으로 채택되었다[1].

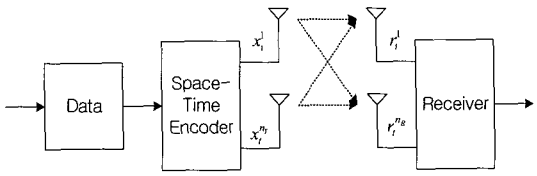
OFDM은 실제 무선 채널에서 다중 경로에 의한 왜곡과 심벌간 간섭(Intersymbol interference, ISI)을 줄이기 위해 보호구간(guard interval)을 삽입한다. 또한 보호 구간과 차동검파를 사용함으로써 등화기와 위상 동기의 필요성이 없게되어 수신기의 구조가 간단하게 된다. 하지만 주파수 선택적 페이딩 채널하에서 부반송파의 심한 감쇄 현상을 야기시켜 신뢰할 만한 고속의 데이터 전송을 할 수 없다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 보통 채널 코딩을 쓰게 되며 고속의 데이터 전송을 위해 효율적인 채널 코딩을 써야만 한다.

또한 고속 데이터 전송시 송·수신단에 다중 안테나를 사용함으로써 독립적인 페이딩 채널을 다수개 형성하여 다이버시티 이득과 코딩 이득을 동시에 얻는 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 방식에 대한 연구가 활발히 연구되고 있다[2]-[5].

따라서 본 논문에서는 채널 코딩으로 트렐리스 부호(Trellis Code, TC)를 사용하며, 이를 이용하여 차동 시공간 변조(Differential Space Time Modulation, DSTM)를 사용한 OFDM시스템을 제안하고 BER 특성을 향상시키기 위해 1차 위상차 배열뿐만아니라 다중 위상차 배열을 가지 메트릭으로 하는 비터비 디코더와 수신기를 제안한다. 트렐리스 부호화된 차동시공간 변조 방식은 전력과 대역폭이 제한된 채널에서 아주 유용한 방식중에 하나이며 특히 다중 위상차 배열을 메트릭으로 사용하는 비터비 디코더는 BER 성능을 향상시킬 수 있다는 것을 보여준다.

Ⅱ. OFDM과 Unitary 시공간 부호화 변조(USTM)

시공간 부호(STC)의 시스템 모델은 그림 1처럼 표현 할 수 있다. 송신단과 수신단은 각각 n_T, n_R개의 안테나로 구성되며, 시간 t마다 신호 $c_t^i (i=1, \cdots, n_T)$가 각각의 안테나 i에서 동시에 전송된다. 채널은 slow fading channel로 가정하며, 송신 안테나 i에서 수신 안테나 j로의 경로 이득은 $h_{i,j}$로 정의된다.



〈그림 1〉 STC 시스템 모델

경로 이득은 실 차원(real dimension)당 분산이 0.5인 독립적 복소 가우시안 랜덤 변수로 모델링 된다. 그러므로 시간 t에서 j번째 안테나의 수신 신호 r_t^j는 다음과 같은 등식으로 표현된다.

$$r_t^j = \sum_{i=0}^{n_T} h_{i,j} x_t^i + n_t^j \tag{1}$$

여기서, j번째 수신 안테나의 잡음 랜덤 변수 n_t^j는 복소 차원(complex dimension)당 $\eta/(2 \cdot SNR)$의 분산을 갖으며 평균이 0인 복소 가우시안 랜덤 변수의 독립적인 표본들이다. 각 안테나로부터 전송되는 심볼들의 평균 에너지는 1로 정규화된다. 그러므로 각각의 수신안테나에 수신된 신호의 평균 전력은 n_T이다.

MIMO 시스템의 송수신단에서 채널 상태 정보(Channel state information, CSI)가 없을 때의 Unitary Space-time modulation(USTM)이 논문 [7]에서 소개 되었다. n_T개의 송신 안테나를 갖고 대역폭 효율이 η bits/s/Hz인 USTM은 M개의 $n_T \times n_T$ Unitary 신호 행렬 집합으로 표현할 수 있다.

$$G_0, G_1, \cdots, G_{M-1} \tag{2}$$

여기서 $G_i \cdot G_i^H = G_i^H \cdot G_i = I_{n_T}$이며 $M = 2^{\eta n_T}$이다.

Unitary 신호 행렬은 직교 성질을 만족하기 때문에 모든 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 여기서

각 행렬의 i번째 행은 n_T 심벌 주기의 i번째 송신 안테나를 통해 전송된다.

또한 STC-OFDM 전송 시스템에서 k번째 부 반송파에서의 전송 신호는

$$u^n{}_k = \frac{1}{\sqrt{MC}} \sum_{l=0}^{MC-1} U^i{}_k e^{j2\pi nl/MC} \quad (3)$$

로 표현될 수 있으며 여기서 U^l_k는 l번째 부반송파의 k번째 심벌에서의 TC MDPSK 심벌이고 MC는 부반송파의 갯수이다. U^l_k는 다음과 같이 복소 형태로 표시할 수있다

$$U^l_k = \exp(j\theta^l_k) \quad (4)$$

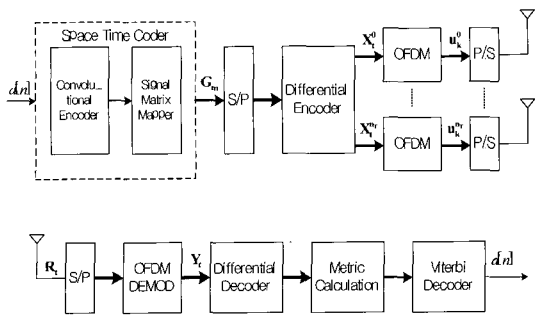
여기서 θ^l_k는 전송된 신호의 위상을 표시하고 집합 $\{2\pi m/M, m=0,1,\cdots,M-1\}$의 M개의 값들 중 하나이다.

Ⅲ. 다중 심벌 디코딩을 이용한 트렐리스 부호화된 차동 시공간 OFDM

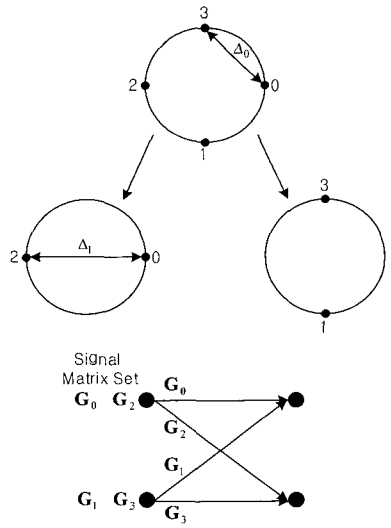
1. 시스템모델링

본 장에서는 차동 시공간 부호화된 OFDM에 대한 다중 심벌 검파기를 설계한다. 본 논문에서 설계하고자 하는 시스템 모델이 그림 2에 나와 있다. 정보데이터는 트렐리스 부호화 시키기 위해 콘볼류션 인코더와 신호 집합 행렬 사상기를 거치게 된다. 여기서 트렐리스 부호화는 Ungerboeck가 제안한 TCM의 신호 집합 분할을 하게 되고 신호사상기는 앞 장에서 설명한 unitary group 코드들 중에 하나를 사상하게 된다. MDPSK를 TCM에 적용하기 위해서는 세단계를 거치게된다. 첫째, 코드율(code rate) $R=n/(n+1)$의 콘볼루션 부호화기를 사용하였을 때 채널 신호 집합의 크기를 2^n에서 2^{n+1}로 채널 신호 집합을 확장하는 것이다. DPSK 에서는 신호당 정보비트가 1비트씩 전송되는 $M=2^1$인 신호화이다. 따라서 $M=2^2=4$로 확장시키기 위해 코드율이 1/2인 콘볼루션 부호화기가 사용 되어진다.

신호 집합은 DPSK의 2개의 신호점으로 부터 4개로 확장된다. 둘째, 확장된 채널 신호 집합에서 유클리드 거리가 점차적으로 최대가 되도록 신호 집합 분할을 한다. TCM을 설계하기 위한 마지막 단계로, 이러한 집합 분할이 이루어 지도록 콘볼루션 부호화기를 설계한다. 따라서 시간 t에서 콘볼류션 인코더의 출력 비트열 z_t ($z_t \in \{0,1,2,\cdots, M-1\}$)에 의해 신호 행렬 집합 $G_0, G_1, \cdots, G_{M-1}$(단 여기서 $M=4$)중 하나를 선택하게 된다. 이러한 DQPSK에 대한 신호 집합 분할과 신호 집합 행렬 사상기가 그림 3에 나와 있다.



〈그림 2〉 트렐리스 부호화된 차동 시공간 OFDM 시스템 모델



〈그림 3〉 신호 집합 분할과 트렐리스 다이어그램

그러나 일반적으로 TCM은 한정된 산발 에러를 수정하는데 사용되어진다. 만일 채널 출력단에서 연집(burst) 에러가 발생하였다고 하면 TCM 디코더는 올바르게 디코딩 할 수 없다. 그러므로 OFDM에서 이러한 연집 에러를 산발 에러로 만들기 위해 심벌 인터리빙 방식이 뒷단에 도입된다. 사상된 신호 집합 행렬 G_{z_t}는 차동 USTM (differential unitary space-time modulation, DUSTM)을 하기 위해 차동 인코더에 입력되며 다음 표처럼 표현 될 수 있다.

정보 :	c_1	c_2	c_3
사상된 신호 집합 행렬	G_{z_1}	G_{z_2}	G_{z_3}
차동 변조된 신호 행렬 $X_0 = I_{n_T}$	$X_1 = G_{z_1}$	$X_2 = G_{z_1} G_{z_2}$	$X_3 = G_{z_1} G_{z_2} G_{z_3}$

즉 t번째 전송 블록에서 정보 비트열 c_t는 변조 신호 z_t와 시공간 변조행렬 G_{z_t}를 선택하게 된다.

초기에 차동 인코더는 $X_0 = I_{n_T}$를 전송하게 되며 그 후에는 다음과 같이 차동 방식으로 전송하게 된다. 즉

$$X_t = X_{t-1} \cdot G_{z_t} \tag{5}$$

가 된다. 여기서 $X_t = [X_t^0, X_t^1, \cdots, X_t^{n_T}]^T$가 되며 T는 행렬의 transpose이며 X_t^i는 i번째 안테나를 통해서 전송되는 신호 행렬열이다. 신호 집합 X_t^i의 각 원소는 앞에서 설명한 인터리버와 OFDM, 그리고 보호구간이 삽입된 후 각 안테나를 통해서 전송되어진다.

만일 두 개의 전송 심벌 구간동안 flat fading channel 이라하고 n_R개의 수신안테나를 통해 수신된 신호 R_t는 OFDM 복조를 거쳐 $n_R \times n_T$행렬인 Y_t로 다음과 같이 된다.

$$Y_t = HX_t + N_t \tag{6}$$

여기서 H는 $n_R \times n_T$인 채널 행렬, N_t는 평균이 0이고 편차가 σ^2인 독립 복소 가우시안 잡음 행렬이다.

식 (1)과 (2)에서 Y_t는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} Y_t &= HX_t + N_t \\ &= HX_{t-1}G_{z_t} + N_t \\ &= Y_{t-1}G_{Z_t} + N_t' \end{aligned} \tag{7}$$

윗식에서 채널 행렬 H는 나타나지 않기 때문에 채널 상태 정보없이 현재 신호와 전 신호와의 행렬로부터 정보를 추출할 수 있게 된다. 따라서 ML(maximum-likelihood)방식의 복조는 다음과 같은 메트릭을 이용하여 정보를 추출하게 된다.[6]

$$\begin{aligned} \hat{z}_t &= \arg\max_{m \in Z} p(Y_t \mid G_m) \\ &= \arg\max_{m \in Z} Tr(Y_t G_m^H G_m Y_t^H) \end{aligned} \tag{8}$$

여기서 $(\cdot)^H$는 Hermitian 행렬을 뜻하고 $Z = \{0, 1, 2, \cdots, M-1\}$이다.

따라서 DUSTM의 수신기는 다음과 같은 연속된 두 수신 신호 행렬을 사용하여 G_m을 결정해야만 한다.

$$\overline{Y_t} \triangleq [Y_{t-1} : Y_t] \tag{9}$$

여기서 $\overline{Y_t}$에 대한 코드 행렬은

$$\overline{C_G} \triangleq [X_{t-1} : X_{t-1}G_m] \tag{10}$$

이 된다.

만일 X_{t-1}이 수신단에서 알려졌다고 하면 식

(8)의 ML 디코더에서

$$\overline{C_G^H C_G} = \begin{bmatrix} n_T I & n_T G_m \\ n_T G_m^H & n_T I \end{bmatrix} \tag{11}$$

이 되며 따라서 ML 디코더의 메트릭은

$$\begin{aligned} \hat{z}_t &= \arg \max_{m \in Z} Tr\left(\overline{Y_t C_G^H C_G Y_t^H} \right) \\ &= \arg \max_{m \in Z} Tr\left\{ [Y_{t-1} : Y_t] \begin{bmatrix} n_T I & n_T G_m \\ n_T G_m^H & n_T I \end{bmatrix} [Y_{t-1} : Y_t]^H \right\} \\ &= \arg \max_{m \in Z} ReTr\left(Y_{t-1} G_m Y_t^H \right) \\ &= \arg \max_{m \in Z} ReTr\left(G_m Y_t^H Y_{t-1} \right) \end{aligned} \tag{12}$$

여기서 "ReTr"은 trace의 실수부분이다. 그러나 DUSTM에서 정보는 차동부호화되기 때문에 다음과 같은 식이 성립한다.

$$Y_t = Y_{t-1} G_{z_t} \tag{13}$$

$$Y_{t-1} = Y_{t-2} G_{z_{t-1}} \tag{14}$$

$$Y_{t-L} = Y_{t-L-1} G_{z_{t-L}} \tag{15}$$

이다. 따라서

$$Y_t = Y_{t-L-1} G_{z_{t-L}} G_{z_{t-L+1}} \cdots G_{z_t} \tag{16}$$

따라서 만일 수신단에서 일차 위상차 행렬뿐만 아니라 L차 위상차 행렬을 추출할 수 있다고 하면 ML 디코더를 위한 메트릭은

$$\hat{z}_t = \arg \max_{G \in Z} \begin{Bmatrix} ReTr\left(G_{z_t} Y_t^H Y_{t-1} \right) \\ + Re\,Tr\left(G_{z_{t-L+1}} G_{z_{t-L+2}} \cdots G_{z_t} Y_t^H Y_{t-L} \right) \end{Bmatrix} \tag{17}$$

이 된다. 따라서 비터비 디코더의 가지 메트릭은

$$\begin{matrix} ReTr\left(G_{z_t} Y_t^H Y_{t-1} \right) \\ + Re\,Tr\left(G_{z_{t-L+1}} G_{z_{t-L+2}} \cdots G_{z_t} Y_t^H Y_{t-L} \right) \end{matrix} \tag{18}$$

이 된다.

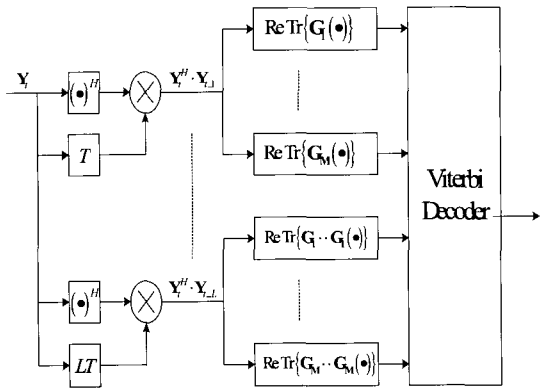
만일 $L=2$라고 하면

$$\hat{z}_t = \arg \max_{G \in Z} \begin{Bmatrix} Re\,Tr\left(G_{z_t} Y_t^H Y_{t-1} \right) \\ + Re\,Tr\left(G_{z_{t-1}} G_{z_t} Y_t^H Y_{t-2} \right) \end{Bmatrix} \tag{19}$$

가 되며 가지메트릭은

$$\begin{matrix} ReTr\left(G_{z_t} Y_t^H Y_{t-1} \right) \\ + Re\,Tr\left(G_{z_{t-1}} G_{z_t} Y_t^H Y_{t-2} \right) \end{matrix} \tag{20}$$

이다. 이를 수행하기 위한 수신단의 복조 블록도는 그림 4와 같다.



〈그림 4〉 다중 심벌 검파 수신기와 비터비 디코더

2. 다중 심벌 검파를 위한 비터비 디코더 알고리듬

본 장에서는 위의 메트릭을 비터비 디코더에 적용하기 위한 알고리듬을 설계한다. 이 경우에 수신단에서의 성능은 현재 신호 행렬 위상차의 메트릭뿐만 아니라 과거 L차 신호 행렬 위상차의 메트릭에 의존한다. 따라서 비터비 디코더의 가지 메트릭은 식 (18)의 첫 번째 항과 두번째 항과의 합으로 표시된다. 첫 번째 항은 전통적인 TC-DUSTM 메트릭이며 두번째 항을 계산하기 위해 다음과 같은 단계를 거치게 된다.

- 단계 1 : 시간 t에서 모든 상태에 대한 후보신호 G_{z_t}와 신호행렬 위상차를 이용하여 가지 메트릭 $ReTr\left(G_{z_t}Y_t^H Y_{t-1}\right)$를 계산한다.
- 단계 2 : 후방(backward) 탐색을 이용하여 시간 $t-j\cdot MC$에서의 상태 m과 시간 $t-j\cdot MC+1$에서의 상태 n사이의 후보 신호 $G_{z_{t-j\cdot MC}}$를 찾는다.(단 여기서 MC는 OFDM의 부반송파 수이며, $j=L-1, L-2, \cdots 1$이다.)
- 단계 3 : 식 (18)에서의 두 번째 항을 계산하기 위해 비터비 디코더의 입력신호 $Y_t^H Y_{t-L}$와 단계 2에서 찾은 $G_{z_{t-L+1}}G_{z_{t-L+2}}\cdots G_{z_t}$를 이용하여 두 번째 가지 메트릭을 계산한다.
- 단계 4 : 식 (18)를 사용하여 가지 메트릭을 계산한다.
- 단계 5 : 각 상태의 가지 수 만큼 단계 4를 반복한다.
- 단계 6 : 모든 상태에 대해서 단계 1, 2, 3, 4를 반복한다.
- 단계 7 : 시간 $t+1$에서 경로 메트릭을 비교하여 생존 경로를 찾는다.
- 단계 8 : 정보 데이터를 디코딩한다.

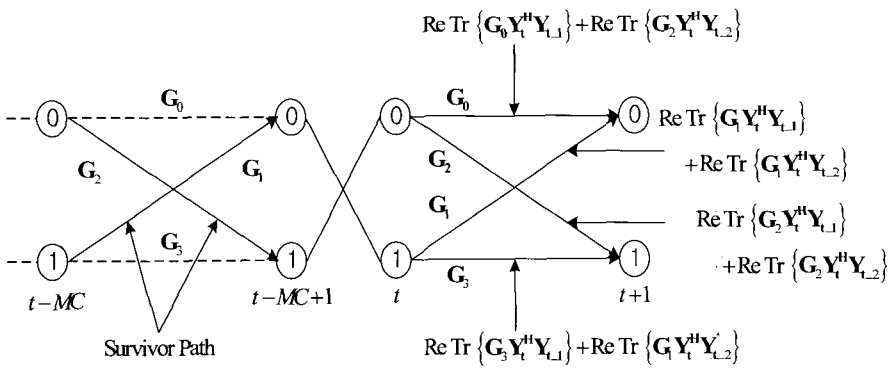
단, 여기서 L은 비터비 디코더의 디코딩 지연보다 작아야 한다.

이것에 대한 비터비 디코더 알고리듬 예제가 그림 5에 나와 있다.

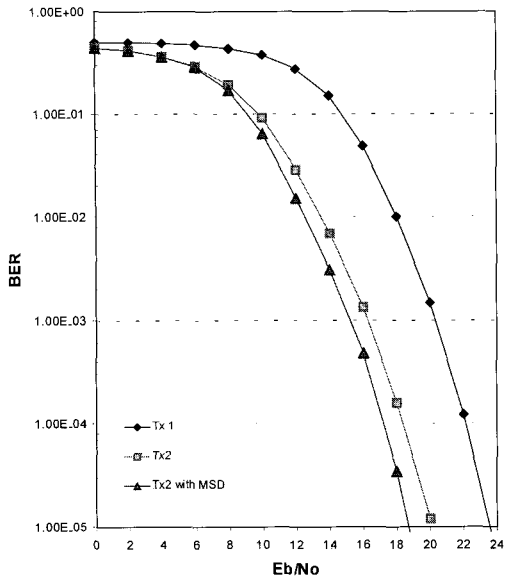
Ⅳ. 시뮬레이션 결과

본 장에서는 트렐리스 부호화된(Trellis-Coded, TC) 차동 시공간 변조(Differential Space Time Modulation, DSTM)를 사용한 OFDM에서 트렐리스 부호화의 상태수와 OFDM의 부반송파수에 따른 성능을 Monte Carlo 방법을 통한 시뮬레이션을 통해 알아본다. 트렐리스 부호화의 상태수는 4상태와 8상태에 대하여 수행하며 부반송파 수는 64과 256개로 하며 각각 인터리빙은 8×8와 16×16를 가진 블록 인터리빙을 사용한다. IFFT 출력열에 주기적으로 반송파 수의 1/4만큼 보호 구간이 삽입된다. 전송된 신호는 레일레이 채널을 통과한다. 시뮬레이션에서 채널은 [12]에서와 같이 주파수 선택적 채널을 통과 하지만 시변은 아니라고 가정한다. 수신단에서 디코딩은 1차 위상차만을 사용한 비터비 디코더와 앞장에서 구현한 다중 심벌 검파를 수행하는 비터비 디코더를 사용하여 상호 비교하게 된다. 이러한 결과가 그림 6~9에 나와 있다.

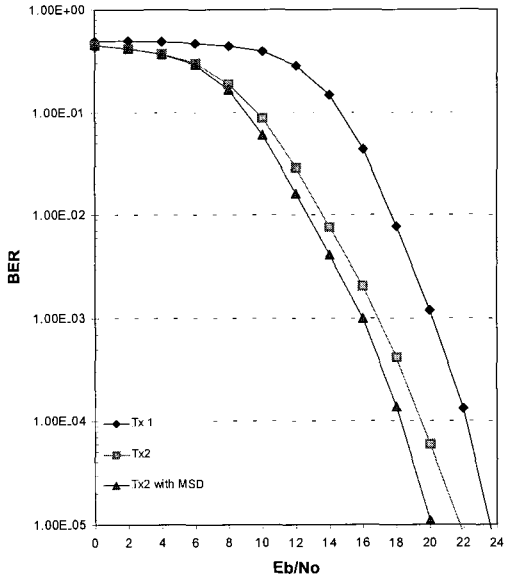
레일레이 채널에서 송신안테나가 1개일때와 2개이면서 부반송파가 64일때 전통적인 디코더 방식과 다중 심벌 검파를 수행한 디코더의 상태수에 따른 결과가 그림 6, 7에 나와 있으며 부반송파가 256일때의 결과가 그림 8, 9에 나와 있다. 결과에서 알 수 있듯이 다중 심벌 검파를 수행하면 상태수에 따라 2-4dB 정도 성능이 향상됨을 알 수 있다.



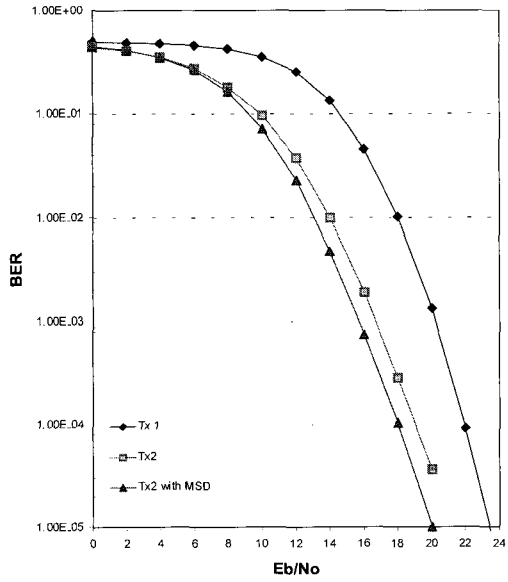
〈그림 5〉 다중 심벌 검파를 위한 비터비 디코더 알고리듬 예제($L=2$)



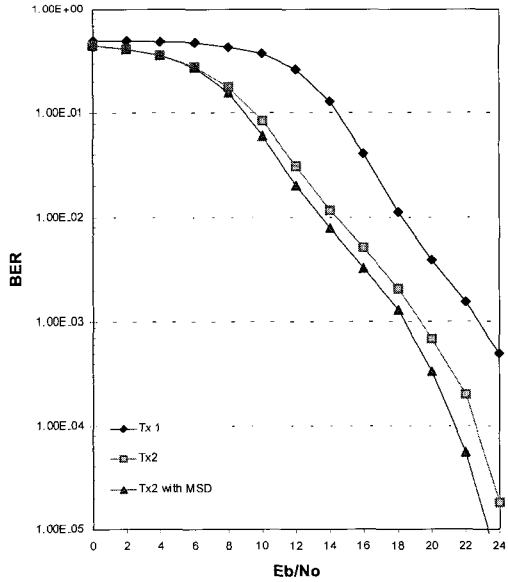
〈그림 6〉 트렐리스 부호화된 차동 시공간 OFDM의 성능(부반송파 수 : 64, 상태수 : 4)



〈그림 7〉 트렐리스 부호화된 차동 시공간 OFDM의 성능(부반송파 수 : 256, 상태수 : 4)



〈그림 8〉 트렐리스 부호화된 차동 시공간 OFDM의 성능(부반송파 수 : 64, 상태수 : 8)



〈그림 9〉 트렐리스 부호화된 차동 시공간 OFDM의 성능(부반송파 수 : 256, 상태수 : 8)

V. 결 론

본 논문에서는 연속적인 위상차를 이용한 트렐리스 부호화된(Trellis-Coded, TC) 차동 시공간 변조(Differential Space Time Modulation, DSTM)시스템을 제안했고 차동 시공간 변조는 DUSTM(differential unitary space-time modulation)을 이용하여 송신기를 설계했다. 또한 성능 향상을 위하여 다중 심

벌 디코딩을 수행하는 수신기와 디코딩 알고리듬을 개발하며, 이를 위한 새로운 branch metric을 유도했다. 시뮬레이션을 통해 이러한 시스템은 2-4dB의 성능이 향상됨을 알 수 있다. 이러한 시스템은 채널 상태 정보가 불필요한 비동기 시스템으로 하드웨어 구조가 동기 방식보다 간단하게 되고 차세대 고속 이동 통신 시스템에 적절한 통신 방식이 될 수 있다.

본 논문은 정보통신부 정보통신연구진흥원에서 지원하고 있는 정보통신기초기술연구지원사업의 연구결과입니다.

Reference

[1] S. Hara and R. Prasad, Overview of multicarrier CDMA, IEEE Commun. Mag., no. 9, pp. 126-133, Dec. 1997.

[2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, pp.1451-1458, Nov. 1998.

[3] 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, pp.744-764, Mar. 1998.

[4] R. S. Blum, Y. G. Li, J. H. Winters and Q. Yan, "Improved Space-Time Coding for MIMO-OFDM Wireless Communications," IEEE Tran. on Communications, Vol. 49, pp. 1873-1878, Nov. 2001.

[5] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 45, pp. 1456-1467, July 1999.

[6] B. L. Hughes, "Differential space-time modulation," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 46, pp. 2567-2578, Nov. 2000.

[7] Bertrand M. Hochwald and Wim Sweldens, "Differential Unitary Space-Time Modulation," IEEE Trans. ON COMMUNICATIONS, VOL. 48, NO. 12, pp. 2041-2052, DECEMBER 2000

[8] S. N. Diggavi, N. Al-Dhahir, A. Stamoulis, and A. R. Calderbank, "Differential space-time transmission for frequency-selective channels," presented at the 36th Annu. Conf. of Information Sciences and Systems,Princeton, NJ, Mar. 2002.

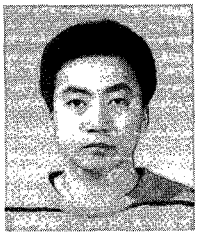
[9] H. Jafarkhani and V. Tarokh, "Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 47, pp. 2626-2631, Sept. 2001.

[10] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "A differential detection scheme for transmit diversity," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 18, pp. 1169-1174, July 2000.

[11] Z. Liu, Y. Xin and G. Giannakis, "Space-time frequency coded OFDM over frequency selective fading channels", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 50, no. 10, pp. 2465-2476, Oct. 2002.

[12] Digital broadcasting systems for television, sound and data service., European Telecommunications Standard, prETS 300 744 (Draft, version 0.0.3), Apr. 1996.

〈저자소개〉



유 항 열(Hang-youal, Yoo)
2003년 : 관동대학교 전자공학과 공학사
2004년 3월~현재 : 관동대학교 전자공학과 석사과정 재학 중

김 성 열(Seung-youal, Kim)
2001년 : 관동대학교 전자공학과 공학사
2003년 : 관동대학교 전자공학과 졸업(공학석사)
2004년 3월~현재 : 관동대학교 전자공학과 박사과정 재학 중

김 종 일(Chong-Il, Kim)
1987년 : 서강대학교 전자공학과 공학사
1989년 : 연세대학교 전자공학과 공학석사
1993년 : 연세대학교 전자공학과 공학박사
1993년~현재 : 관동대학교 정보기술공학부 교수
<관심분야> 이동통신, STC, TCM, OFDM 등