

# 고속 데이터 전송을 위한 트렐리스 부호 차동 유일 시공간 변조 기법에 관한 연구

정희원 김태영\*, 강창언\*, 홍대식\*

## Trellis-Coded Differential Unitary Space-Time Modulation with High Spectral Efficiency

Taeyoung Kim\*, Changeon Kang\*, Daesik Hong\* *Regular Members*

### 요약

본 논문에서는 고속의 데이터 전송을 위해 APSK (Amplitude/Phase Shift Keying) 신호 기반 DUSTM (Differential Unitary Space-Time Modulation) 기법과 트렐리스 코드를 결합하여 새로운 TC-DUSTM (Trellis Coded DUSTM) 기법을 제안한다. 특히, APSK 신호 기반 TC-DUSTM (trellis coded DUSTM) 기법에 적합한 트렐리스 코드 설계 방법을 제안한다. 모의실험을 통해 제안된 TC-DUSTM 기법은 높은 전송률에서 기존의 PSK 신호 기반 TC-DUSTM 기법에 비하여 비트 오류 확률 성능이 향상됨을 알 수 있다. 또한, 제안된 기법이 빠른 페이딩 채널 환경에서 발생하는 차동 기법의 irreducible error를 효율적으로 줄일 수 있음을 모의실험을 통하여 확인할 수 있다.

Key Words : DUSTM, APSK, trellis code, diversity product, spectral efficiency

### ABSTRACT

In this paper, a new trellis-coded differential unitary space-time modulation (TC-DUSTM) scheme based on amplitude/phase-shift-keying (APSK) signals is proposed. In particular, the design criterion of the trellis coding is proposed to combine the trellis coding and DUSTM scheme based on APSK constellation. From the computer simulations, we verify the superiority of the proposed TC-DUSTM based on APSK signals at the higher transmission rate. In addition, the proposed scheme can suppress the irreducible error of the differential scheme.

### I. 서론

차세대 이동 통신 시스템은 멀티미디어 정보를 제공하기 위하여 고속의 데이터 전송을 요구한다. 이러한 요구를 만족시키기 위해 다중 안테나와 관련된 연구가 활발하게 진행되었으며 많은 전송 기법들이 제안되었다[1][2]. 대부분의 다중 안테나 전송 기법들은 수신단에서 채널에 대한 정보를 알고 있다고 가정하며, 이러한 가정은 파일럿 신호를 이용하여 채널 정보를 얻을 수 있을 만큼 충분히 채널이 느릴 경우에만 가능하다. 그러나 빠르게 변하는 채널 환경에서는

채널 정보를 정확하게 얻어낼 수 없기 때문에 기존의 다중 안테나 전송 기법들을 통한 성능 향상은 보장할 수 없다. 이에 빠르게 변하는 채널 환경일 때 채널 정보 없이 전송된 신호를 검출할 수 있는 다중 안테나 기법인 DUSTM (Differential Unitary Space-Time Modulation)이 제안되었다[3][4]. 그러나 데이터 전송률이 증가함에 따라서 기존 DUSTM의 성능이 급격하게 나빠진다. 이것은 기존 DUSTM 기법이 PSK 기반으로 데이터를 전송하기 때문이다. 이런 문제점을 해결하기 위해서 위상과 진폭을 이용하는 APSK 신호 기반 차동 기법들이 제안되었다[5][6][7].

\* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신연구실(tykim@itl.yonsei.ac.kr)  
 논문번호 : KICS2004-12-345, 접수일자 : 2004년 12월 31일

한편, 추가적인 주파수 대역 및 전력 없이 채널 용량을 증가시키기 위해 DUSTM 기법에 트렐리스 코드가 결합된 TC-DUSTM (Trellis Coded DUSTM)이 제안되었다[8]. 그러나 이것 역시 데이터 전송률이 증가함에 따라서 급격한 성능 저하가 발생하므로 PSK 신호 기반의 기존 TC-DUSTM 기법은 고속의 데이터 전송에 부적절하다. 현재 고속 데이터 전송에 적합한 APSK 신호 기반의 차동 기법과 트렐리스 코드가 적용된 경우는 아직 연구가 진행되지 않았다.

본 논문에서는 고속의 데이터 전송에 적합한 APSK 신호 기반의 TC-DUSTM 기법을 제안한다. 특히, APSK 신호에 적합한 트렐리스 코드 설계 방법을 제안한다. 제안된 방법으로 설계된 TC-DUSTM 기법은 PSK 신호 기반의 TC-DUSTM 기법에 비해 고속의 데이터 전송시 BER (Bit Error Rate) 성능이 향상됨을 모의실험으로부터 확인한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 APSK 신호 기반의 DUSTM 기법에 대한 시스템 모델에 대해서 설명한다. 3장에서는 제안된 TC-DUSTM 기법과 트렐리스 코드 설계 방법에 대해서 설명한다. 4장에서는 제안된 TC-DUSTM 기법의 성능을 모의실험을 통해 확인하며 5장에서는 결론을 맺는다.

## II. APSK 신호 기반의 DUSTM 기법

송수신 안테나가 각각  $N_T$ ,  $N_R$ 인 다중 안테나 시스템과  $N$ 개의 부반송파를 사용하는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송 기법을 고려한다.  $L$ 개의 다중 경로를 갖는 주파수 선택적 및 시변 페이딩 채널을 가정한다.  $k$ 번째 OFDM 심볼 블록,  $n$ 번째 부반송파 그룹의  $N_R \times N_T$  수신 신호 행렬  $Y(k, n)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$Y(k, n) = \widetilde{H}(n)X(k, n) + W(k, n), \quad (1)$$

$$0 \leq n \leq N_p - 1,$$

여기서,  $N_p$ 는  $N_T$ 개의 부반송파들로 구성된 부반송파 그룹의 개수이며  $N = N_T N_p$ 이다.  $W(k, n)$ 는  $N_R \times N_T$  잡음 행렬로서 각 행렬 원소들은 평균 0과 분산  $\sigma^2$ 을 갖는 복소 가우시안 랜덤 변수이다.  $N_R \times N_T$  채널 행렬  $\widetilde{H}(n)$ 과  $N_T \times N_T$  송신 신호 행렬  $X(k, n)$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$\widetilde{H}(n) \in \mathbb{H}(N_T n + 1, \dots, N_T n + N_T),$$

$$X(k, n) = \text{diag} \{ [x(k; N_T n + 1), \dots, x(k; N_T n + N_T)] \}, \quad (2)$$

$H(n)$ 는  $n$ 번째 부반송파에 해당하는  $N_R \times N_T$  주파수 영역 채널 행렬을 나타내며,  $x(k, n)$ 은  $k$ 번째 OFDM 심볼 블록,  $n$ 번째 부반송파의  $N_T \times 1$  전송 벡터이다.  $\text{diag} \{ [x_1, \dots, x_k] \}$ 는 대각 원소들이  $x_1, \dots, x_k$ 인 대각 행렬을 나타낸다. 이와 같은 전송 구조는 차동 기법에서 시간 자원 대신 주파수 자원을 이용하는 방법이며, 빠른 페이딩 채널에 강한 특성을 갖는다[9].

2AMPSK 신호는 전체  $\log_2 M + 1$  비트 정보를 전송하며, 그 중에서  $\log_2 M$  비트는  $M$ -ary PSK 심볼로 전송되며 나머지 한 비트는 2ASK (Amplitude Shift Keying) 심볼인  $\{a_L, a_H\}$ 의 형태로 전송된다. 이 때  $0.5(a_L^2 + a_H^2) = 1$ ,  $\gamma = a_H/a_L$ 이다[5][6]. 2AMPSK 신호 기반 DUSTM 기법에서 식 (2)의 송신 신호 행렬  $X(k, n)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$X(k, n) = S(k, n) \Lambda(k, n), \quad (3)$$

여기서  $S(k, n)$ 와  $\Lambda(k, n)$ 는 각각 차동적으로 인코딩된 위상과 진폭 정보에 관련된 행렬을 나타내며,  $\Lambda(k, n) = \text{diag} \{ [\lambda_{n,1}(k), \dots, \lambda_{n,N_T}(k)] \}$ 로 정의된다. 진폭 행렬의 각 원소들은 각 부반송파의 진폭 크기를 결정한다. 위상, 진폭 행렬은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$S(k, n) = S(k-1; n) V(k, n), \quad (4)$$

$$\Lambda(k, n) = \Lambda(k-1; n) \Omega(k, n).$$

이 때,  $V(k, n)$ 는  $\log_2 M$ 개 비트들에 의해 만들어진  $N_T \times N_T$  정보 행렬이며,  $M$ 개의 유일 시공간으로 변조된 대각 행렬 집합 중에서 선택된다[3][4].  $\Omega(k, n)$ 은 나머지 한 비트,  $b_n(k)$ 에 따라 결정된다.  $\Omega(k, n) = \text{diag} \{ [\beta_{n,1}(k), \dots, \beta_{n,N_T}(k)] \}$ 이며  $\beta_{n,i}(k)$ 는 다음과 같은 법칙에 따라서 차동적으로 인코딩된다.

$$\beta_{n,i}(k) = \begin{cases} 1, & b_n(k) = 0 \\ \gamma, & b_n(k) = 1, \lambda_{n,i}(k-1) = a_L \\ 1/\gamma, & b_n(k) = 1, \lambda_{n,i}(k-1) = a_H \end{cases} \quad (5)$$

초기화 과정으로,

$$S(0;n) = \text{diag} \{ [ e_1, \dots, e_{N_r} ] \}$$

$A(0;n) = \text{diag} \{ [ a_H, a_L, \dots, a_H, a_L ] \}$ 로 정의한다 [9]. 여기서,  $e_i$ 는  $i$ 번째 행만이 0이 아닌 값, 1을 갖는 벡터이다. 이와 같이 초기 진폭 크기를 정해줌으로써 같은 진폭 크기를 갖는 경우에 비해서 큰 diversity product를 얻을 수 있으며, 이로 인해 보다 낮은 BER 성능을 갖게 된다[3][4].

식(3), (4)를 식 (1)에 대입하면 수신 신호 행렬  $Y(k,n)$ 는 다음과 같이 전개될 수 있다.

$$Y(k,n) = Y(k-1;n) \Omega(k,n) V_i(k,n) + W'(k,n) \quad (6)$$

여기서,  $V_i(k,n)$ 은 유일 대각 행렬이고  $\Omega(k,n)$  대각 행렬이기 때문에 이와 같이 전개될 수 있다.

$W'(k,n) = W(k,n) - W(k-1;n) \Omega(k,n) V_i(k,n)$ 이며 통계적 확률 분포는 평균이 0이고 공분산 행렬이  $\Gamma \otimes I_{N_r}$ 인 복소 가우시안 분포이다. 이 때,

$\Gamma = \sigma^2 ( I_{N_r} + \Omega^2(k,n) )$ ,  $\otimes$ 는 Kronecker product를 의미한다. 여기서,  $A^2 = A^H A$ 이다. 수신단에서는 식 (6)의 조건부 확률을 이용하여 위상과 진폭에 실린 정보를 검파할 수 있다. 수신 신호 행렬  $Y(k,n)$ 의 조건부 log-likelihood 함수를 이용하여 진폭, 위상의 결정 변수  $D(Y(k,n), M(k,n))$ 를 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$D(Y(k,n), M(k,n)) = \log p(Y(k,n) | M(k,n)) \approx N_r \log \det(\Gamma) + \text{tr} \{ \Gamma^{-1} (Y(k,n) - M(k,n))^2 \} \quad (7)$$

이때  $M(k,n) = Y(k-1;n) \Omega V_i$   
 $p(Y(k,n) | M(k,n))$ 은 평균  $M(k,n)$ 이며 공분산 행렬  $\Gamma \otimes I_{N_r}$ 인 복소 가우시안 분포를 갖는 조건부 확률 밀도 함수이다[10]. 식 (7)의 두 번째 전개 과정은 위상, 진폭의 정보와 관계없는 항들을 무시하고 전개한 것이다. 이렇게 얻은 결정 변수를 이용하여 검출된 진폭, 위상 정보는 다음과 같은 과정을 검출된다.

$$\{ \hat{V}(k,n), \hat{\Omega}(k,n) \} = \arg \max_{v, \Omega} D(Y(k,n), M(k,n)). \quad (8)$$

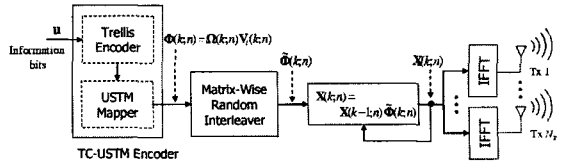


그림 1. OFDM 시스템 기반의 TC-DUSTM의 전송단 구조

### III. 제한한 APSK 신호 기반의 Trellis-Coded DUSTM

#### 1. TC-DUSTM 송수신단 구조

그림 1은 OFDM 시스템 기반에서의 TC-DUSTM 송수신단 구조를 보여주고 있다. 그림 1에서의 TC-USTM (Trellis Coded Unitary Space-Time Modulation)은 두 부분으로 나누어서 생각할 수 있다. 트렐리스 인코더(Trellis Encoder)는 입력된 비트열을 코딩된 비트로 변환시켜 주며, 트렐리스 인코더의 비율은  $m/n$ 이다. 여기서,  $m, n$ 은 각각 트렐리스 인코더의 입·출력 비트 수이다. USTM mapper는 코딩된 비트들을 2AMPSK 심볼들로 구성된 행렬  $\Phi(k,n)$ 로 연결시켜 준다.  $\Phi(k,n)$ 는  $M=2^{n-1}$ 개의 유일 시공간으로 변조된 대각 행렬 중에서 선택된  $V_i(k,n)$ 과 진폭 크기  $\{a_L, a_H\}$ 로 구성된 진폭 행렬  $\Omega(k,n)$ 의 곱으로 표현된다. 즉,  $\Phi(k,n) = V_i(k,n) \Omega(k,n)$ . 코딩된 비트들을 행렬  $\Phi(k,n)$ 에 연결하는 것은 집합 분할(set partition)로 얻은 행렬 집합을 이용한다. 이렇게 코딩된 행렬 집합  $\{ \Phi(k,n) \}$ 은 행렬 단위의 랜덤 인터리버를 통과하여 새로운 행렬 집합  $\{ \tilde{\Phi}(k,n) \}$ 이 된다. 인터리버를 통과한 행렬 집합의 인접 행렬들은 통계적으로 서로 독립적이다. 이렇게 재 정렬된 행렬 집합  $\{ \tilde{\Phi}(k,n) \}$ 은 차동적으로 인코딩하는 과정과 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)를 통과한 후, 여러 개의 안테나와 부반송파를 이용하여 전송한다.

수신단에서는 수신된 신호 행렬 나열들 중에서 연속된 두 개의 수신 신호 행렬인  $Y(k-1;n)$ 과  $Y(k,n)$ 을 이용하여 가지 메트릭(branch metric),  $\tilde{D}(Y(k,n), M(k,n))$ 을 계산한다. 즉, 식 (7)이 각 트렐리스 단에서의 가지 메트릭이 된다. 디인터리버를 통과한 가지 메트릭들은  $D(Y(k,n), M(k,n))$ 로 표시된다. 랜덤 인터리버 크기가 매우 크다고 가정할 때, 인접된 수신 신호 행렬들은 통계적으로 서로 독립적이므로 전체 결정 변수는 다음과 같이 각 트렐리스

스 단에서의 가지 메트릭들의 합으로 근사화할 수 있다[8].

$$\sum_k \sum_n D(Y(k, n), M(k, n)) \quad (9)$$

따라서  $D(Y(k, n), M(k, n))$ 을 이용하여 연판정 비터비 (Viterbi) 알고리즘을 적용한다면, ML (Maximum Likelihood) 검출기를 효율적으로 구현할 수 있다. ML 검출기를 통해 위상, 진폭 정보들을 검출할 수 있다. 성능에 영향을 주는 요인으로서 트렐리스 인코더에 의해 만들어지는 코드 생성 방법을 지목할 수 있다. 코드 생성 방법에 의해 다이버시티 이득 및 코딩 이득이 결정되므로 APSK 신호에 맞는 새로운 트렐리스 인코딩 방법을 다음 절에서 제안한다.

### 2. 제안된 코드 생성 방법

높은 전송률과 낮은 시스템 복잡도를 만족시키기 위해, 각 트렐리스 단 사이에 병렬 천이(parallel transition)가 존재할 경우 TC-DUSTM 시스템을 효율적으로 구현할 수 있다. 병렬 천이가 존재하는 트렐리스 코드는 해밍 거리(hamming distance)가 1이므로 최소의 다이버시티 이득을 얻게 된다. 그러므로 APSK 신호 기반의 TC-DUSTM 시스템에서 코딩 이득을 향상시키도록 코드를 생성하여야 한다. TC-DUSTM 시스템의 코딩 이득은 DUSTM 기법의 diversity product에 비례한다[8]. diversity product  $\zeta$ 는 다음과 같이 정의된다[3].

$$\begin{aligned} \zeta &= \min \frac{1}{2} |\det\{Z_r(k, n) - Z_r(k, n)\}|^{1/N_r} \\ &= \min \zeta_d \end{aligned} \quad (10)$$

여기서  $Z_r(k, n) = A(k, n) V_r(k, n)$ 로 정의되며,  $\zeta_d$ 은 dissimilarity를 의미하며  $\Delta = |1 - r|$ 값에 의해 결정된다. diversity product의 증가는 비트 오류 확률의 감소를 의미하며[3], TC-DUSTM에서는 코딩 이득의 증가를 의미한다[8]. 따라서 diversity product와 관련된 dissimilarity값을 이용하여 DUSTM에 맞는 트렐리스 코드를 생성한다.

고려하는 코드는 Ungerboeck-type의 비율  $m/(m+1)$  트렐리스 코드이다[11]. 트렐리스 인코더  $m+1$  개의 출력 비트들 중에서  $m$  비트들은 크기  $M=2^m$ 인 유일 시공간 변조 심볼들로 구성된 위상 행렬  $V_r(k, n)$ 을, 나머지 한 비트는 ASK 변조 심

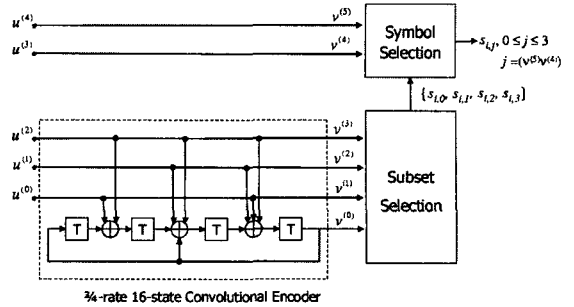


그림 2. 5/6 비율, 16 state TC-USTM의 인코더 구조

볼들로 구성된 진폭 행렬  $\Omega(k, n)$ 을 결정한다. USTM mapper의 설계 방법은 식 (10)의 diversity product에 영향을 주며 결국 성능에 영향을 미치게 된다. 따라서 2AMPSK 신호 기반 DUSTM에 적합한 코드 설계를 위해 식 (10)내의  $\zeta_d$ 를 이용하여 트렐리스 코드를 설계한다.

2AMPSK 신호 기반 DUSTM 기법의 비율  $m/(m+1)$ 인 트렐리스 코드 설계 방법은 몇 단계로 나누어서 생각할 수 있다. 2AMPSK 신호 기반 DUSTM의 dissimilarity값들의 추이는 그림 4에서 보여주듯이 MPSK 신호 기반 DUSTM의 dissimilarity값들의 추이가 반복된 형태를 갖는다. 따라서 첫 번째 단계로 MPSK 신호 기반 DUSTM의 dissimilarity값들을 이용하여 집합 분할을 수행한다[8]. 집합 분할을 통해 인접 심볼들사이 dissimilarity값을 최대로 만들 수 있으며, 트렐리스 코드의 코딩 이득을 최대화할 수 있다. 지금까지는 트렐리스 인코더  $m+1$  개의 출력 비트들 중  $m$  비트들만 고려하여 집합 분할을 수행하였다. 다음 단계는 나머지 한 비트의 진폭 신호 정보를 고려하여 앞에서 집합 분할된 부집합(subset)을 확장하는 것이다. 확장하는 방법의 전제는 집합 분할의 최종 단계 부집합 내 심볼간 dissimilarity값을 최대로 되도록 설계하는 것이다. 만약 첫 번째 설계 단계의 집합 분할로 얻어진 부집합을  $\{C_i\}$ 로 가정할 때, 제안하는 부집합 확장 방법은  $\{C_i \oplus C_j \oplus \xi\}$ 이다. 여기서  $\oplus$ 는 비트 단위의 exclusive-OR을 의미하며  $\xi = 2^m + \delta$ 로 정의된다.  $\delta$ 값은 확장된 부집합 내 심볼들 사이의 dissimilarity값들을 결정한다. PSK 신호 기반 DUSTM의 집합 분할 과정을 살펴보면, 단계가 증가함에 따라서 인접 심볼간 dissimilarity값이 증가하게 된다. 그러므로 최종 단계 바로 이전 단계의 dissimilarity값은 집합 분할된 부집합들 중에서 두 번째 제일 큰 값이다. 이 때의

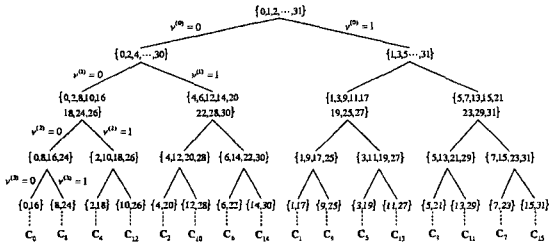


그림 3. 32PSK 신호 기반 DUSTM의 집합 분할.

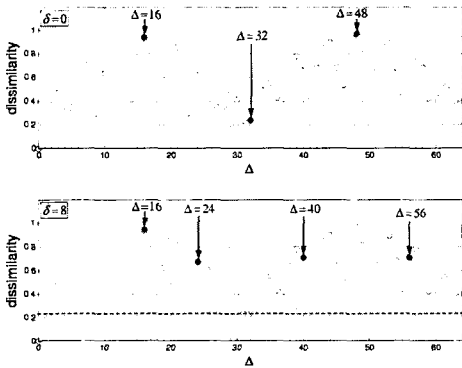
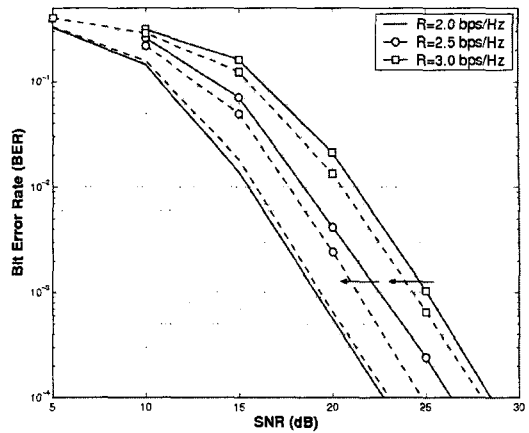


그림 4. 2A32PSK 신호 기반 DUSTM 기법의 dissimilarity값 분포와 부집합 내 dissimilarity값 비교 ( $\delta=0, 8$ ).

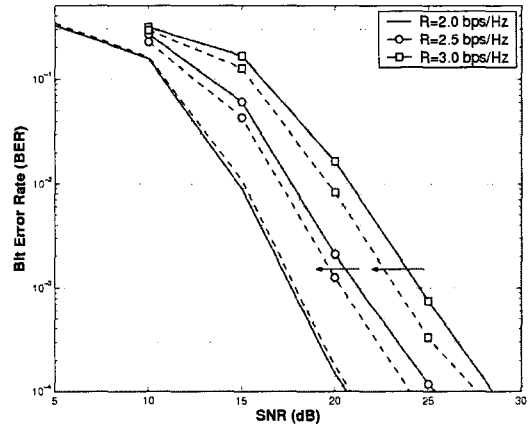
$\Delta$ 값이 확장된 부집합 내의  $\delta$ 값이 된다. 이렇게 함으로써 확장된 부집합 내 dissimilarity값을 최대화할 수 있고 결국 최대 코딩 이득을 얻을 수 있다. 마지막 단계로, 선택된 부집합 내에서 나머지 정보 비트들을 이용하여 하나의 심볼을 선택한다. 이렇게 선택된 심볼은 2AMPSK 신호 기반 DUSTM으로 변조되어 전송된다.

예를 들어 2A32PSK 신호 기반 TC-DUSTM 기법을 고려한다. 이 때 5/6 비율의 트렐리스 코드가 사용된다. 그림 2는 TC-USTM 기법의 인코더 구조이다. 3/4 비율, 16 state의 convolutional 인코더를 사용하여 집합 분할된 부집합을 선택한다. 2A32PSK 신호 기반 TC-DUSTM 기법에서 집합 분할된 부집합은  $\{C_i, C_i \oplus \xi\}$ 이며  $\xi=2^5 + \delta$ 로 정의된다. 여기서

$C_i$ 는 그림 3에서 보여준 것처럼 32PSK 신호 기반 DUSTM 기법에서의 집합 분할된 부집합이다[8]. 본 논문에서 제안한 트렐리스 코드 설계 방법을 사용할 경우 그림 3에서 보듯이  $\delta=8$ 이다. 그림 4는  $\delta=0, 8$ 일 때 부집합 내 심볼간 dissimilarity값들을 비교한 것이다. 그림 4에서 나타내듯이  $\delta=8$ 일 때의



(a)  $f_d T_s = 10^{-6}$



(b)  $f_d T_s = 10^{-4}$

그림 5. 느린 페이딩 채널 환경에서 전송률 R의 변화에 따른 TC-DUSTM 기법의 BER 성능 비교 (실선: 기존 TC-DUSTM[8], 점선: 제안된 TC-DUSTM).

최소 dissimilarity값이  $\delta=0$ 인 경우에 비해 큰 값을 갖는다. 그러므로 제안된 트렐리스 코드 설계 방법을 사용할 경우 APSK 신호 기반 DUSTM 기법에서 큰 코딩 이득을 얻을 수 있음을 간접적으로 확인할 수 있다. 마지막으로 나머지 2개의 비트들을 이용하여 선택된 부집합 내에서 하나의 심볼을 선택한다.

#### IV. 모의 실험

본 장에서는 제안된 2AMPSK 신호 기반 TC-DUSTM 기법의 성능을 모의실험을 통하여 살펴볼려고 한다. 제안된 2AMPSK 신호 기반 TC-DUSTM 기법은 그림 2와 같이 3/4 비율, 16 state convolutional 인코더로 구성된다[11]. 본 논문에서는

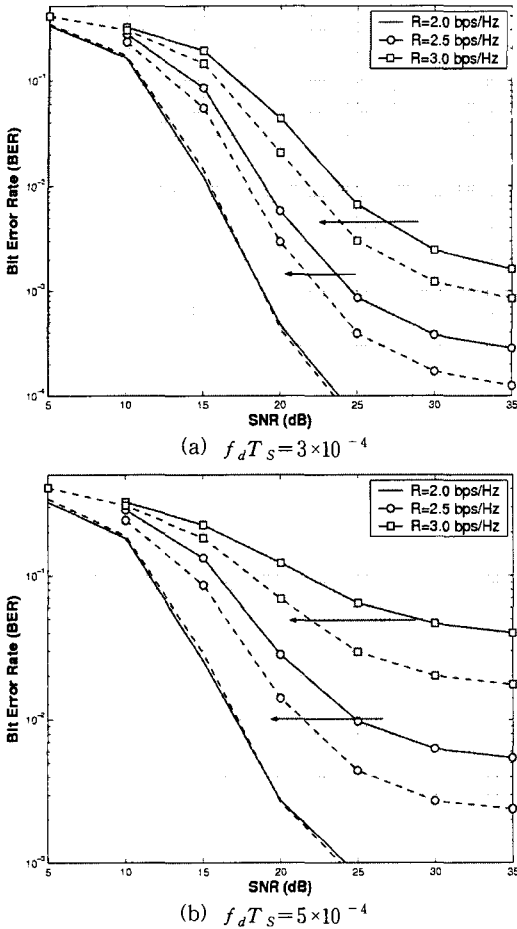


그림 6. 빠른 페이딩 채널 환경에서 전송률 R의 변화에 따른 TC-DUSTM 기법의 BER 성능 비교 (실선: 기존 TC-DUSTM[8], 점선: 제안된 TC-DUSTM).

다중 경로 레일리 페이딩 채널을 고려하며 다중 안테나 간 상관관계가 없다고 가정한다. 하지만, Jake's 모델  $J_0(2\pi f_d T_s)$ 에 기반된 시변 채널을 고려한다[12]. 여기서  $J_0()$ 는 최대 도플러 주파수를 나타내며는 샘플 단위 시간을 의미한다. 또한는 zero-order bessel 함수이다. 다중 경로는 4개로 고정하여 모의 실험을 수행한다. 모의실험에서  $m/(m+1)$  비율 TC-DUSTM 기법의 전송률 R은  $m/N_T$ 로 정의된다.

그림 5와 그림 6은 본 논문에서 제안한 APSK 신호 기반 TC-DUSTM 기법과 기존 PSK 신호 기반 TC-DUSTM 기법의 BER 성능을 전송률 R(bps/Hz)에 따라서 비교한 실험 결과들이다. 송수신 안테나 수는 각각 2개, 1개이며 64개의 부반송파로 구성된 OFDM 시스템을 고려한다. 그림 5는 느린 페이딩 채널 환경을, 그림 6은 빠른 페이딩 채널 환경을 가정

한 것이다. 모든 환경에서의 실험 결과로부터 제안된 TC-DUSTM 기법은 전송률 R이 커짐에 따라 기존 PSK 기반 TC-DUSTM 기법에 비해 성능이 향상됨을 확인할 수 있다. 이 때, 제안된 TC-DUSTM 기법의 경우, R이 2.0, 2.5, 3.0일 때 APSK 신호에서 사용되는  $\gamma$ 값은 2.12, 1.52, 1.485로 결정된다[9]. 이 같은 성능 향상의 요인은 APSK 신호 기반 TC-DUSTM 기법을 사용으로 인한 diversity product 혹은 최소 dissimilarity값 증가로 인한 코딩 이득이다. 그러므로 제안된 트렐리스 코딩 설계 방법은 APSK 신호 기반 TC-DUSTM 기법에 적합함을 실험을 통해 확인할 수 있다. 특히, 그림 6과 같이 빠른 페이딩 채널 환경에서의 차동 기법은 irreducible error가 존재한다[13]. 이러한 irreducible error는 그림 6의 결과들로부터 확인할 수 있으며, 전송률이 증가할수록 급격하게 증가함을 알 수 있다. 하지만, 제안된 TC-DUSTM 기법을 사용할 경우 이 같은 irreducible error를 효율적으로 감소시킨다. 그러므로 제안된 APSK 신호 기반 TC-DUSTM 기법은 빠른 페이딩 채널 환경에서도 높은 전송률을 지원할 수 있는 기법임을 모의실험 결과들을 통해 확인할 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 APSK 신호 기반의 DUSTM 기법에 트렐리스 코드가 결합된 TC-DUSTM 기법을 제안하였다. 특히, APSK 신호 기반의 DUSTM 기법에 적합한 트렐리스 코드 설계 방법을 제안하여 코딩 이득을 얻을 수 있었다. 제안된 APSK 신호 기반 TC-DUSTM 기법은 기존의 TC-DUSTM 기법에 비하여 높은 전송률을 제공할 수 있으며 빠른 페이딩 채널일 때 차동 기법에 존재하는 irreducible error를 효율적으로 제거할 수 있음을 모의실험을 통해 확인하였다.

## 참고 문헌

- [1] G. J. Foschin, M. J. Gans, "On the limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, no. 6, pp. 315-335, 1998.
- [2] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless

