

Space-time Trellis Coding을 이용한 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템에 대한 효율적인 채널 추정 기법

정회원 이상문*, 최형진**

An Efficient Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity using Space-time Trellis Coding

Sang Mun Lee*, Hyung Jin Choi** *Regular Members*

요 약

송신 다이버시티는 무선통신 시스템의 성능을 개선하기 위해 효과적인 다이버시티 기법이다. 이러한 송신 다이버시티를 위해 설계된 부호화 방식이 space-time coding이다. 본 논문에서는 space-time trellis coding을 이용한 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템에서 효율적인 채널 추정 기법을 제안하였다. 기존의 방식은 채널의 지연 확산에 따라 계산 량이 매우 증가하는 데 비해 본 논문에서 제안된 채널 추정 기법은 채널을 추정하는데 필요한 계산 량이 채널의 지연 확산에 무관하다. 또한 Multi-Level 신호에 대해서도 계산 량의 증가를 일으키지 않고 효과적으로 이용될 수 있다. 채널 추정 기법의 성능은 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 BER을 통해 분석하였다.

ABSTRACT

Transmitter diversity is an efficient diversity technique to improve performance of wireless communication. Coding scheme designed for transmitter diversity is called space-time coding. In this paper, we propose an efficient channel estimation scheme for OFDM systems with transmitter diversity using space-time trellis coding. While the conventional channel estimation scheme has a high computational complexity according to channel delay profile, the computational complexity of the proposed scheme is independent of channel delay profile. Also the proposed scheme can be used for OFDM using Multi-level signals. The performance of the proposed scheme is investigated by computer simulation in 2-ray rayleigh fading environment.

I. 서론

최근에 멀티미디어 무선 서비스가 이동 무선 채널에 대해 데이터의 고속 전송을 요구함에 따라 무선통신 시스템의 신호 품질과 스펙트럼 효율을 개선하기 위한 효율적인 부호화기법과 변조방식 및 신호처리 기술의 개발이 활발하다^[1-2].

다중 경로 페이딩 환경에서 심볼간 간섭(ISI :

Inter-symbol Interference)를 줄이기 위해서는 심볼 주기가 채널의 지연 확산보다 더 커야 한다. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에서 전체 채널은 많은 협대역의 병렬 부 채널들로 나누어지게 된다. 따라서 심볼 주기는 증가하게 되고 다중경로에 의한 심볼간 간섭은 줄어들게 된다. 그러므로 OFDM은 이동 무선 채널에서 다중 경로 페이딩을 극복하고, 고속전송을 위한 효과적인 방식으로

* 문경대학 정보통신계열

** 상관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부

논문번호: 010074-0421, 접수일자: 2001년 4월 27일

※ 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(과제번호: 2000-2-30300-004-3)지원으로 수행되었습니다.

여러 분야에 응용되고 있는 실정이다^{13,41}.

한편 무선채널의 경우에 주파수 선택적 페이딩을 가지게 되는데, 이것은 큰 페이딩을 겪는 부 채널의 경우 높은 오류율을 가진다. 따라서 오류 정정 부호나 다이버시티와 같은 기법들이 주파수 선택성을 보상하기 위하여 사용되어야만 한다. 본 논문에서는 OFDM 시스템에 대한 space-time coding을 이용하는 송신 다이버시티(transmitter diversity)에 대해 연구하고자 한다. 송신 다이버시티는 이동 무선 통신에서의 페이딩을 극복하기 위한 기법으로, 특히 수신 다이버시티가 고비용이거나 비 실제적인 경우에 대해 효율적이다. 무선 통신 시스템에 대한 송신 다이버시티의 연구가 많은 문헌에서 연구되어 왔다¹⁵⁻⁷¹.

최근에 space-time coding은 무선 통신 시스템에서 고속데이터 전송을 목적으로 개발되었는데, 이것은 다중 송신 안테나를 이용하여 다이버시티 효과를 얻을 수 있으며, 높은 부호 효율과 고성능을 유지한다. 따라서 space-time coding은 OFDM 시스템의 효율성과 성능을 개선하기 위한 기법이라고 할 수 있다. 문헌[8]에서 space-time trellis coding을 이용한 OFDM 방식에 대해 연구되었다. 그러나 space-time trellis code의 디코딩(decoding)은 채널 상태 정보를 요구한다. 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 space-time trellis coding을 이용하는 송신 다이버시티에 대한 채널 파라미터의 추정 기법에 그 초점을 두고자 한다.

일반적으로 space-time coding을 이용하는 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템에서 두 개 이상의 다른 신호들은 동시에 다른 안테나를 통해 전송된다. 수신된 신호는 같은 송신전력을 가지고 전송되어진 신호들의 중첩이 된다. 만일 각 송수신 안테나 쌍에 대응하는 채널 파라미터가 적절히 구해지지 않으면 성능 열화를 면치 못하게 된다. 이전의 문헌들에서 다이버시티를 갖지 않은 OFDM 시스템의 채널 특성을 추정하기 위한 많은 기법들이 제안되었다^{4,9-111}. 또한 수신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템에 대해 견고한 채널 추정 기법이 제안되었다¹²¹. 그러나 이들 기법들은 송신다이버시티를 가진 OFDM 시스템의 채널 추정에는 부적절하다. 왜냐하면 수신 안테나에서 수신되는 신호는 여러 송신 안테나로부터 송신되는 신호들의 중첩이기 때문에 다른 안테나로부터의 신호는 간섭으로 작용하기 때문이다. 이러한 개념 하에 space-time trellis coding을 이용하는 OFDM 시스템에서 요구되는 각 송수

신 안테나 쌍에 대응하는 채널 파라미터를 추정하기 위한 새로운 기법이 제시되었다¹³¹. 이 채널 추정 기법은 채널의 지연 프로파일에 대한 정보를 이용하여 복잡도를 줄이면서 좋은 성능을 가진다. 또한 혼련 열 구간에 대한 채널 추정은 사전에 알려진 혼련 열 데이터를 이용하여 일부 파라미터를 미리 계산함으로써 전체 채널추정 계산량을 줄일 수 있으나, 랜덤한 데이터 구간에 대해서는 계산량을 줄일 수 없게 된다. 그러므로 여전히 높은 계산의 복잡도를 가지게 되며, 특히 큰 지연 확산을 가진 채널의 경우는 복잡도가 더욱 증가하게 된다.

문헌[14]에서는 데이터 구간에 대한 채널 추정의 복잡도를 줄이기 위하여 constant modulus modulation인 경우에 대하여 거의 비슷한 성능을 유지하면서 복잡도를 간단화 하였다. 그러나 이 기법은 constant modulation 기법이 아닌 multi-level 신호인 경우 즉, QAM과 같은 경우에는 쉽게 간소화되지 않는다. 문헌[15]에서는 계산의 복잡도를 줄이는 방법을 제안하였으나 도플러 주파수가 높은 경우에는 성능이 열화 된다.

따라서 본 논문에서는 Multi-level 신호에도 쉽게 적용되며, 채널 추정 기법의 복잡도가 지연 확산에 무관한 채널 추정 기법을 제안하고자 한다. 제안된 채널 추정 기법은 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 BER 성능을 통해 분석된다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2절에서는 space-time code를 이용하는 OFDM 시스템의 구조를 기술하였고, 3절에서는 초기 채널 추정을 위한 혼련열과 채널 추정 기법에 대해 제안하였으며, 또한 데이터 구간에 대한 채널 추정 기법을 제시하였다. 4절에서는 제안된 채널 추정 기법의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 성능을 분석하였고, 마지막으로 5절에서 결론을 맺었다.

II. Space-time code를 이용하는 OFDM 시스템

Space-time coding을 이용하는 OFDM 시스템의 구성도를 그림 1에 나타내었다. 여기서 송수신 안테나의 수는 모두 2로 가정하였다. 먼저 입력되는 이진 데이터 블록은 space-time 인코더에 의해 두 개의 다른 신호로 부호화되고, 이들 신호들은 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)에 의해 각각의 OFDM 블록들을 형성한다.

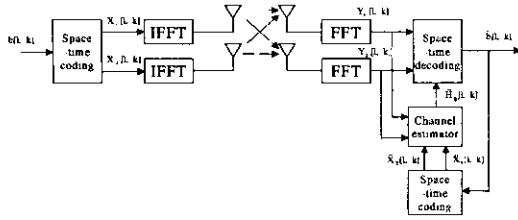


그림 1. Space-time coding을 이용하는 OFDM 시스템의 구성도

이들 OFDM 신호들은 2개의 송신 안테나를 통해 각각 전송된다. l 번째 심볼 주기동안에서 i 번째 안테나로부터 전송되는 OFDM 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x_i[l, n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{i,l,k} W_N^{-nk}, \quad i=1,2 \quad (1)$$

여기서 N 은 부 채널의 수를 의미한다. 그리고 $X_{i,l,k}$ 와 $x_{i,l,n}$ 은 각각 k 번째 부 채널에서 부호화된 심볼과 n 번째 순간에서 시간 영역의 샘플 값을 의미한다. 그리고 $W_N = \exp(-j(2\pi/N))$ 이다. cycle prefix의 삽입과 제거 과정은 그림 1에서는 생략되었다. j 번째 수신 안테나에서 수신되는 신호는 두 개의 송신 안테나로부터 전송되어진 신호들의 중첩으로서 AD 변환기에 의해 이산 신호로 변환된다. 다중 경로 채널의 가장 큰 지연 확산보다 더 긴 cycle prefix를 가진다고 가정하면, FFT 출력은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$Y_j[l, k] = \sum_{i=1}^2 H_{ij}[l, k] X_{i,l,k} + \Omega_j[l, k], \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2)$$

여기서 $H_{ij}[l, k]$ 은 l 번째 심볼 구간에서 k 번째 부 채널에 대한 i 번째 송신 안테나와 j 번째 수신 안테나 사이의 다중 경로 채널의 채널 주파수 응답을 나타낸다. 또한 $\Omega_j[l, k]$ 은 평균이 0이고 분산이 σ_{Ω}^2 인 AWGN의 FFT출력을 의미한다.

복조된 신호의 복호과정은 space-time 디코더에 의해 복호되는데, 보통 식(3)과 같은 metric을 이용한 비터비(Viterbi) 알고리즘에 의해 구현된다^[13].

$$\| Y[l, k] - \hat{H}[l, k] \hat{X}[l, k] \|^2 \quad (3)$$

여기서 $\|*\|$ 은 유클리드 놈(euclidean norm)을 의미하고, $Y[l, k]$ 은 수신신호 벡터를 나타내며, $\hat{H}[l, k]$ 은 추정된 채널 값들은 의미한다. 또한

$\hat{X}[l, k]$ 은 추정된 신호 벡터를 의미한다.

$Y[l, k]$ 와 $\hat{H}[l, k]$ 및 $\hat{X}[l, k]$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$Y[l, k] \triangleq \begin{pmatrix} Y_1[l, k] \\ Y_2[l, k] \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$\hat{H}[l, k] \triangleq \begin{pmatrix} \hat{H}_{11}[l, k] & \hat{H}_{21}[l, k] \\ \hat{H}_{12}[l, k] & \hat{H}_{22}[l, k] \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\hat{X}[l, k] \triangleq \begin{pmatrix} \hat{X}_1[l, k] \\ \hat{X}_2[l, k] \end{pmatrix} \quad (6)$$

식(3)으로 부터 space-time code의 디코딩은 채널 주파수 응답, $\hat{H}[l, k]$ 의 추정이 필수적임을 알 수 있다.

III. 채널 추정 기법

본 절에서는 space-time coding을 이용하는 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템에서 채널 추정 기법에 대해 살펴보기로 한다. 일반적으로 무선통신 시스템에서 패킷 데이터 전송의 경우에 한 패킷의 첫 번째 OFDM 블록은 초기의 채널 파라미터의 추정과 주파수 동기 등을 위해 사용된다. 따라서 본 논문에서는 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템에서 채널 추정에 적합한 훈련 열의 설계 및 채널 추정 방법을 제시하고, 이를 데이터 블록 구간에 대해서도 확대 적용하고자 한다.

3.1 훈련 열에 대한 채널 추정

일반적으로 L 개의 송신 안테나를 가지고 있는 경우 L 개의 다른 훈련 열 S_1, \dots, S_L 을 가질 수 있다. 수신안테나에서 수신되는 신호들은 모든 송신 안테나로부터 신호들의 선형 중첩이 된다. 따라서 이들 중첩된 신호로부터 각 송신 안테나로부터 전송된 신호를 구분하기 위해서는 훈련 열들을 잘 설계하여야 한다. space-time code에 대한 훈련 열의 예는 문헌[6]에서 TDMA에 대해 언급된 바 있으며, 여기서 훈련 열들은 서로 직교 관계를 가지고 있다. 본 논문에서는 이 관계를 참고로 하여 space-time code를 이용하는 OFDM 시스템에서 초기의 채널 추정을 하기 위한 훈련 열에 대한 구조를 제안하고 채널 추정 방법을 제안하고자 한다.

먼저 l 번째 수신 신호에 대한 주파수 영역에서의 채널 특성은 인접한 2개의 부 채널간에는 채널

특성이 동일하다고 가정하고, 전체 OFDM 심볼의 부 채널들을 2개씩 그룹을 형성한다.

안테나 1로부터 전송되는 혼련 열의 구조에서 홀수 번째 심볼을 S_{o1} , 짝수 번째 심볼을 S_{e1} 이라고 하면, S_{o1} 과 S_{e1} 의 관계는 $S_{o1} = S_{e1}^*$ 이다. 안테나 2로부터 전송되는 혼련 열의 구조에서 홀수 번째 심볼을 S_{o2} , 짝수 번째 심볼을 S_{e2} 이라고 하면, S_{o2} 과 S_{e2} 의 관계는 $S_{o2} = S_{e2}^*$ 이다. 또한 안테나 1과 안테나 2로부터의 심볼간의 관계는 서로 복소 공액 값을 가진다. 그림 2는 이러한 혼련 열의 블록에 대한 구조를 보인 것이다.

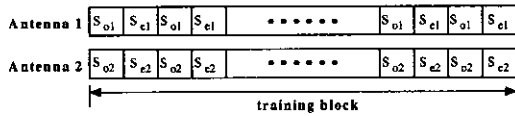


그림 2. 혼련 열의 블록에 대한 구조

따라서 혼련 열에 대한 채널 추정 값을 얻기 위한 과정을 설명하기 위하여 식(2)로부터 수신안테나의 FFT 출력중 첫 번째와 두 번째의 수신 신호에 대해서만 고려하기로 한다. 따라서 첫 번째와 두 번째의 신호에 대한 관계를 나타내면 각각 다음과 같이 표현된다.

$$Y[l, 1] = X_1[l, 1]H_1[l, 1] + X_2[l, 1]H_2[l, 1] + \mathcal{Q}[l, 1] \quad (7)$$

$$Y[l, 2] = X_1[l, 2]H_1[l, 2] + X_2[l, 2]H_2[l, 2] + \mathcal{Q}[l, 2] \quad (8)$$

여기서 $H_1[l, 1]$ ($H_2[l, 1]$)과 $H_1[l, 2]$ ($H_2[l, 2]$)는 같다고 위에서 가정하였으므로, 편의상 H_1 (H_2)으로 표현하기로 한다.

채널 추정을 설명하기 위하여 식(7)과 식(8)로부터 잡음 항을 고려하지 않고 직접적인 혼련 열의 심볼을 고려하면 다음과 같이 표현된다.

$$Y[l, 1] = H_1 S_{o1} + H_2 S_{e1} \quad (9)$$

$$Y[l, 2] = H_1 S_{e1} + H_2 S_{o1} \quad (10)$$

채널 파라미터를 추정한다는 것은 식(9)와 식(10)으로부터 H_1 과 H_2 값을 구하는 것이다.

먼저 H_1 을 구하기 위해서는 식(9)에 S_{o1} 의 복소 공액인 S_{o1}^* 를 곱하고, 식(10)에 S_{e1} 의 복소 공액인

S_{e1}^* 을 곱하게 되면 다음과 같이 된다.

$$Y[l, 1]S_{o1}^* = H_1 S_{o1} S_{o1}^* + H_2 S_{e1} S_{o1}^* \quad (11)$$

$$Y[l, 2]S_{e1}^* = H_1 S_{e1} S_{e1}^* + H_2 S_{o1} S_{e1}^* \quad (12)$$

이들 관계식으로부터 H_1 의 추정 값 \hat{H}_1 은 다음과 같이 표현됨을 알 수 있다.

$$\hat{H}_1 = \frac{Y[l, 1]S_{o1}^* + Y[l, 2]S_{e1}^*}{S_{o1} S_{o1}^* + S_{e1} S_{e1}^*} = \frac{S_{e1} S_{o1}^* + S_{o1} S_{e1}^*}{S_{o1} S_{o1}^* + S_{e1} S_{e1}^*} H_2 \quad (13)$$

이 식의 두 번째 항에서 S_{o1} 과 S_{e1} 이 constant modulus modulation이라면 $S_{e1} S_{o1}^* + S_{o1} S_{e1}^*$ 은 0가 된다. 따라서 최종적인 \hat{H}_1 은 다음과 같이 된다.

$$\hat{H}_1 = \frac{Y[l, 1]S_{o1}^* + Y[l, 2]S_{e1}^*}{S_{o1} S_{o1}^* + S_{e1} S_{e1}^*} \quad (14)$$

\hat{H}_1 을 구한 것과 같은 방법으로 \hat{H}_2 를 구하게 되면 다음과 같다.

$$\hat{H}_2 = \frac{Y[l, 1]S_{e1}^* + Y[l, 2]S_{o1}^*}{S_{o1} S_{o1}^* + S_{e1} S_{e1}^*} \quad (15)$$

따라서 이들 \hat{H}_1 , \hat{H}_2 관계식을 모든 부 채널 쌍에 대해 적용하면 전체 주파수 응답을 얻게 된다. 그러나 실제로 부 채널간의 주파수 응답은 다르게 된다. 따라서 위에서 언급한 가정과 잡음의 효과를 줄이기 위하여 IFFT를 이용하여 채널의 임펄스 응답을 구하고 난 후 채널의 지연 확산을 고려한 임펄스 응답만을 고려하고 나머지 모두 0으로 처리한다. 즉 지연 확산과 관련된 임펄스 응답들 중 고려되는 범위를 $K_o(\ll N)$ 라고 하면

$$\hat{H}_i[l, k] = \sum_{n=0}^{K_o-1} \hat{h}_i[l, n] W_N^{nk} \quad (16)$$

여기서 $\hat{h}_i[l, n]$ 은 $\hat{H}_i[l, k]$ 의 IFFT로서 다음과 같다.

$$\hat{h}_i[l, n] = \sum_{k=0}^{K_o-1} \hat{H}_i[l, k] W_N^{-nk}$$

또한 문헌[13]에서는 채널 추정을 위한 계산량을 줄이기 위하여 몇 개의 중요한 임펄스 응답의 탭을 고려하였다. 즉, $n=0, 1, \dots, K_o-1$ 에 대한

$\hat{h}_i[l, n]$ 들 중 $\sum_{n=1}^M |\hat{h}_i[l, n]|^2$ 의 값이 가장 큰 순서대로 M_0 개의 n 을 선택한다면 식 (16)은 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{H}_i[l, k] = \sum_{n=1}^{M_0} \hat{h}_i[l, n_m] W_N^{nk} \quad (17)$$

여기서 $m=1, 2, \dots, M_0 (0 \leq n_1 < n_2 < \dots < n_m \leq K_0 - 1)$ 이다.

그림 3은 혼련 열 구간에 대한 채널 추정의 한 예를 보인 것으로 SNR=16dB, 지연확산이 1.25 μ sec, $K_0=3$, $M_0=3$ 인 경우이다.

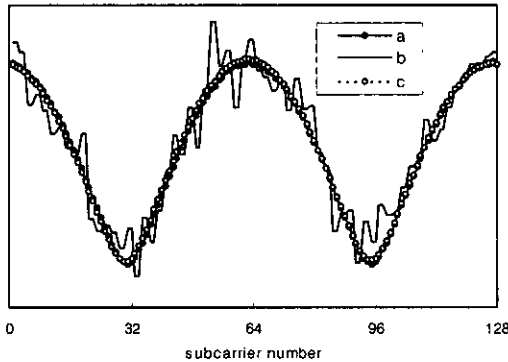


그림 3. 혼련 열 구간에 대한 채널 추정의 한 예
(a: 실제 채널, b: 식(14)에 의한 추정
c: 식(16)에 의한 추정)

3.2 데이터 구간에 대한 채널 추정

데이터 구간에 대한 채널 추정은 혼련 열의 블록으로부터 구해진 채널 추정 값을 이용하여 디코드된 데이터를 이용하여 채널 추정을 하게 된다. 따라서 혼련 열의 블록으로부터 구해진 주파수 응답을 $\hat{H}[l-1, k]$ 이라고 할 때, 이 채널 응답을 이용하여 비터비 알고리즘에 의해 디코드된 데이터는 다시 space-time 인코더에 의해 부호화된 값을 이용하여 현재의 데이터 블록에 대한 채널 파라미터를 구한다. 즉,

$$\hat{H}_1[l, k] = \frac{Y[l, k] - \hat{H}_2[l-1, k] \hat{X}_2[l, k]}{\hat{X}_1[l, k]} \quad (18)$$

$$\hat{H}_2[l, k] = \frac{Y[l, k] - \hat{H}_1[l-1, k] \hat{X}_1[l, k]}{\hat{X}_2[l, k]} \quad (19)$$

이들 주파수 응답으로부터 IFFT를 이용하여 임펄스 응답을 구하게 되면 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{h}_i[l, n] = \sum_{k=0}^{K_0-1} \hat{H}_i[l, k] W_N^{-nk} \quad (20)$$

혼련 열의 구간에 대한 채널 추정의 경우와 마찬가지로 지연 프로파일의 범위 K_0 를 고려하게 되면

$$\hat{H}_i[l, k] = \sum_{n=0}^{K_0-1} \hat{h}_i[l, n] W_N^{nk} \quad (21)$$

이고, 이전 절과 마찬가지로 M_0 개의 중요한 탭을 이용할 경우에는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{H}_i[l, k] = \sum_{n=1}^{M_0} \hat{h}_i[l, n_m] W_N^{nk} \quad (22)$$

한편 채널 추정을 보다 개선하기 위해서는 $\hat{h}_i[l, n]$ 의 시평균 값을 이용할 수도 있다. 따라서 $\hat{h}_i[l, n]$ 의 시평균 값을 $\bar{h}_i[l, n]$ 라고 하면 채널 주파수 응답은 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{H}_i[l, k] = \sum_{n=0}^{M_0} \bar{h}_i[l, n] W_N^{nk} \quad (23)$$

그러나 본 논문에서의 결과는 시평균의 결과는 이용하지 않기로 한다.

IV. 모의 실험 및 결과

제한된 채널 추정 기법의 성능을 이동 무선 채널에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 평가하였다. 시뮬레이션에서 평균 전력이 같고 독립적인 2 경로 레일리 페이딩 채널을 사용하였다. 성능 평가를 위해 사용된 도플러 주파수는 40Hz와 200Hz이고, rms 지연 확산은 1.25 μ sec와 5 μ sec를 고려하였다. rms 지연 확산은 $\tau_d = (\tau_1 - \tau_0)/2$ 로서 정의되고, τ_0 와 τ_1 은 첫 번째 경로와 두 번째 경로에 대한 지연 시간을 각각 의미한다.

space-time code를 이용하는 OFDM 시스템에서 시뮬레이션을 위한 파라미터는 다음과 같다. 전체 대역폭은 800KHz이고, 이것은 128개의 부 채널로 나누어진다. 그리고, 스펙트럼의 양끝의 4개는 보호 채널로 이용된다. 따라서 나머지 120개의 부 채널이 데이터 전송을 위해 사용된다. OFDM 심볼 주기는 160 μ sec 이고, 부가적인 40 μ sec의 보호구간이 다중 경로 채널의 지연 확산에 의한 심볼간 간섭을 제거하기 위해 이용된다. 따라서 총 OFDM 심볼 블록 길이는 200 μ sec 이고, 부 채널의 심볼율은

5Kb/s 이다. QPSK 변조 방식을 가진 16 상태의 space-time code가 사용되었다. 하나의 OFDM 심볼은 236 비트를 전송한다. 따라서 총 비트율은 800 KHz의 대역폭에 대해 1.18Mbps의 전송율을 가지며, 전송 효율은 1.475 bits/s/Hz가 된다. 또한 훈련열의 비율은 10%로 설정하였다. 160 μ sec 심볼 주기와 128개의 부 채널을 가진 시스템에서 채널의 최대 지연이 20 μ sec 이면 $K_o=17$ 이다^[13]. 따라서 본 논문에서의 모든 결과는 $K_o=17$ 을 고려하였으며, 이것은 TU(typical urban) 채널과 HT(hilly terrain) 채널의 지연 프로파일에 모두 적용될 수 있는 값이다.

그림 4는 rms 지연 확산이 1.25 μ sec 이고 도플러 주파수가 40Hz인 경우에 대한 BER 성능을 나타낸 것이다. 이 그림에서 완벽한 채널 추정인 경우 이전의 OFDM 블록에 대한 완벽한 채널 추정 값이 현재의 OFDM 블록의 복호에 이용되었을 경우에 대한 결과를 나타낸다. BER=1%를 만족하는 데 필요한 SNR은 6dB임을 알 수 있고, $K_o=17, M_o=17$ 인 경우는 완벽한 채널 추정의 경우보다 약 2dB 정도 열화됨을 알 수 있다. 그리고 $K_o=3, M_o=3$ 인 경우는 2 경로 지연 프로파일을 정확하게 추정했다고 가정된 경우로서 완벽한 채널 추정에 가장 가까운 BER을 가짐을 알 수 있다. $K_o=17, M_o=5, 7, 9$ 인 경우는 M_o 가 적을수록 BER 성능이 개선됨을 알 수 있다. 이러한 현상은 경로 수가 2인 경우에 성립하지만 만일 TU채널이나 HT채널의 경우에는 성립하지 않는다^[13]. 따라서 TU나 HT채널에서의 성능 개선을 위해서는 주어진 K_o 에 대해 M_o 값을 증가시켜야 되는데, 이렇게 할 경우 문헌[13]의 계산량은 증가하게 된다.

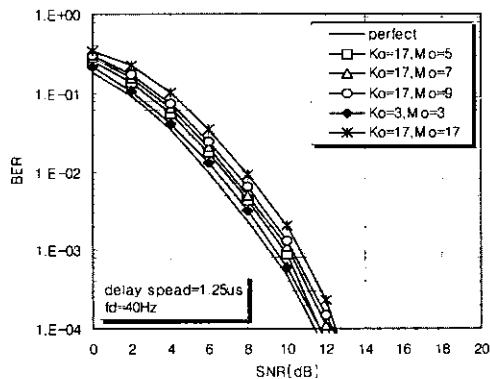


그림 4. BER 성능(rms delay spread=1.25us, fd=40Hz)

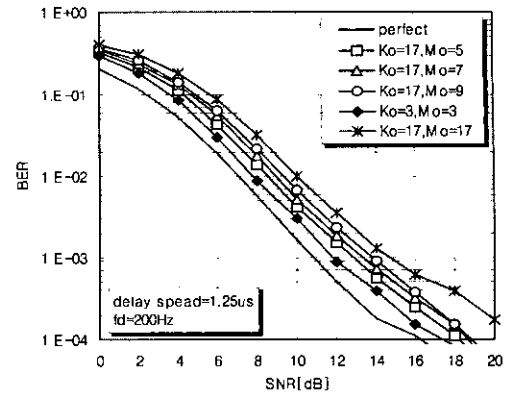


그림 5. BER 성능(rms delay spread=1.25us, fd=200Hz)

그림 5는 그림 4와 같은 rms 지연 확산을 가지며, 도플러 주파수가 200Hz인 경우에 대한 BER 성능을 나타낸 것이다. 완벽한 채널 추정의 경우 BER=1%를 만족하는 데 필요한 SNR은 7dB임을 알 수 있고, $K_o=17, M_o=17$ 인 경우는 완벽한 채널 추정의 경우보다 약 3dB 정도 열화됨을 알 수 있다. 그 밖의 BER 성능은 그림 4와 거의 동일한 양상을 가짐을 알 수 있다.

그림 6은 rms 지연 확산이 5.0 μ sec 이고 도플러 주파수가 40Hz인 경우에 대한 BER 성능을 나타낸 것이다. 완벽한 채널 추정의 경우 BER=1%를 만족하는 데 필요한 SNR은 5dB이며, $K_o=17, M_o=17$ 인 경우는 완벽한 채널 추정의 경우보다 약 2dB 정도 열화됨을 알 수 있다. 그리고 $K_o=9, M_o=9$ 인 경우는 2 경로 지연 프로파일을 정확하게 추정했다고 가정된 경우로서 $K_o=17, M_o=5$ 와 비슷한 BER 성능을 가짐을 알 수 있다. 그러나 그림 4와는 다르게 $K_o=17, M_o=5, 7, 9$ 인 경우에 성능 차이가 미미함을 알 수 있다.

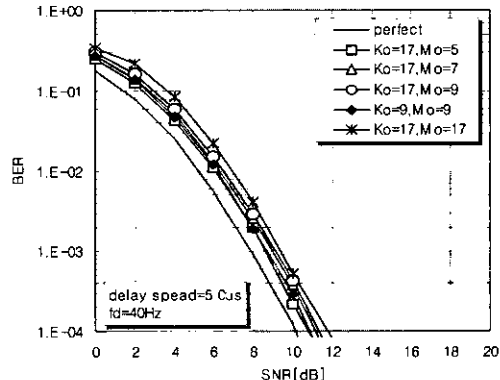


그림 6. BER 성능(rms delay spread=5us, fd=40Hz)

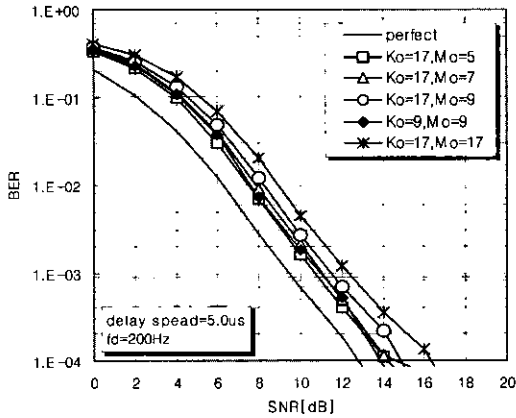


그림 7. BER 성능(rms delay spread=5us, fd=200Hz)

그림 7은 그림 6과 같은 rms 지연 확산을 가지며, 도플러 주파수가 200Hz인 경우에 대한 BER 성능을 나타낸 것이다. 완벽한 채널 추정의 경우 BER=1%를 만족하는 데 필요한 SNR은 6.2임을 알 수 있고, $K_o=17, M_o=17$ 인 경우는 완벽한 채널 추정의 경우보다 약 2.8dB 정도 열화 됨을 알 수 있다. 그 밖의 BER 성능은 그림 6와 거의 동일한 양상을 가짐을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 space-time trellis coding을 이용한 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템에서 효율적인 채널 추정 기법을 제안하였다. 채널 추정 기법은 혼련구간과 데이터 구간을 구분하여 제시되었다. 기존의 방식은 채널의 지연 확산에 따라 계산 량이 매우 증가하는 데 비해 본 논문에서 제안된 채널 추정 기법은 채널을 추정하는데 필요한 계산 량이 채널의 지연 확산에 무관하다. 또한 Multi-Level 신호에 대해서도 계산 량의 증가를 일으키지 않는다. 채널 추정 기법의 성능은 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 BER을 통해 분석하였다. 시뮬레이션 결과로부터 도플러 주파수가 40Hz 와 200Hz인 경우에 대해 최대 채널 지연 확산이 20 μ sec 에 대응되는 $K_o=17$ 을 이용하였을 때의 BER 성능은 완벽한 채널 추정에 대해 3dB이내에서 유지됨을 알 수 있었다. 또한 주어진 K_o 에 대해 적절한 M_o 를 선택하게 되면 성능이 향상됨을 확인하였다.

따라서 본 논문에서 제안된 채널 추정 기법은 space-time coding을 이용하는 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템에 대해 효과적으로 사용될 수

있을 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] L. J. Cimini, Jr., J. C.-I. Chuang, and N. R. Sollenberger, "Advanced cellular internet service(ACIS)," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 10, pp. 150-159, Oct. 1998.
- [2] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channels," *IEEE Signal Processing Mag.* vol.17, issue.3, pp. 76-92, May 2000.
- [3] L. J. Cimini, Jr., B. Daneshrad, and N. R. Sollenberger, "Clustered OFDM with transmitter diversity and coding," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, pp.703-707, 1996.
- [4] V. Mignone and A. Morello, "CD3-OFDM: a novel demodulation scheme for fixed and mobile receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp.1144-1151, Sep. 1996.
- [5] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp.744-765, Mar. 1998.
- [6] A. F. Naguib, V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "A space-time coding modem for high-data-rate wireless communications," *IEEE J. Select Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp.1459-1478, Oct. 1998.
- [7] Ye Li, J. C. Chuang, N. R. Sollenberger, "Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 7, pp.1233-1243, July 1999.
- [8] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wide-band channels," in *proc. IEEE VTC*, pp.2232-2236, 1998.
- [9] O. Edfors, M. Sandell, J.J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Börjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 7, pp. 931-939, July 1998.

