

# 시·공간 부호화된 OFDM 시스템의 효율적인 채널추정기법

정희원 전원기\*, 백경현\*, 조용수\*

## An Efficient Channel Estimation Technique for Space-Time Coded OFDM Systems

Won Gi Jeon\*, Kyung Hyun Paik\*, Yong Soo Cho\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 송·수신 다이버시티를 갖는 시·공간 부호화된 OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 시스템의 효율적인 채널추정기법을 제안한다. 제안된 기법은 "comb" 형태의 훈련심볼을 사용하여 시·공간 부호화된 OFDM 시스템의 복호기에서 필요한 채널의 주파수 응답을 구한다. 제안된 기법은 수신단의 주파수 영역에서 처리되므로 기존의 최소평균제곱오차(Minimum Mean-Squared Error: MMSE) 기법에 비해 계산량을 크게 감소시킬 수 있다. 또한 제안된 기법의 성능을 향상시키기 위해 랜덤 잡음의 영향을 감소시키고 채널의 변화를 추적할 수 있는 기법도 함께 제안한다. 제안된 기법의 성능을 무선, 이동 채널에서의 모의실험을 통해 확인한다.

### ABSTRACT

In this paper, we propose an efficient channel estimation technique for space-time coded orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) systems with transmitter and receiver diversity. The proposed technique estimates uniquely all channel frequency responses needed in a decoder of space-time coded OFDM systems using "comb-type" training symbols. The computational complexity of the proposed technique is reduced dramatically, compared with the previous minimum mean-squared error (MMSE) technique, due to the processing is made all in the frequency-domain. Also, several other techniques for mitigating random noise effect and tracking channel variation are discussed to further improve the performance of the proposed approach. The performances of the proposed approach are demonstrated by computer simulation for mobile wireless channels.

### 1. 서론

멀티미디어 시대를 맞이하여 대용량의 데이터를 고속으로 전송해야 하는 필요성이 증대되고 있다. 특히 이동, 무선 채널을 통한 인터넷 서비스를 지원하기 위해 고속 데이터 전송 시스템이 전세계적으로 활발히 연구되고 있으며 최근 활발히 이루어지고 있는 IMT-2000 시스템의 개발, 기존의 셀룰러

(cellular) 통신 시스템의 성공적인 적용, 급증하고 있는 인터넷 사용자의 수요, 점차 보편화 되고 있는 소형 휴대용 컴퓨터 등이 이를 더욱 가속화 시키고 있다. 이와 같은 고속 전송 시스템을 무선 환경에 효과적으로 적용하기 위해서는 무선 채널의 다중경로 간섭에 의해 발생하는 주파수 선택적 페이딩(frequency-selective fading)을 극복해야 한다.

OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 전송방식은 전체 전송대역을 다수의 협대

\* 중앙대학교 전자전기공학부  
논문번호 : 00176-0517, 접수일자 : 2000년 5월 17일

역 직교 부채널(subchannel)로 분할하여 각 부채널로 데이터를 동시에 전송하는 방식으로 변조와 복조를 각각 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)와 FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있으며, cyclic prefix를 연속된 두 OFDM 심볼 사이에 보호구간으로 삽입하여 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference: ISI) 및 채널간 간섭(Inter-Channel Interference: ICI)을 제거할 수 있기 때문에 등화기의 구조가 매우 간단해 지는 장점이 있다<sup>[11][13]</sup>. 따라서 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting: DAB), 디지털 비디오 방송(Digital Video Broadcasting), 무선 LAN/ATM(Wireless Local Area Network /Asynchronous Transfer Mode), ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line) 등의 다양한 고속 데이터 전송 시스템의 표준 전송방식으로 채택되었다.

또한 고속 전송 시스템을 매크로 셀(macro cell) 단위의 광범위 지역에서 효율적으로 사용하기 위해서는 경로손실(path loss)을 극복해야 한다. 일반적으로 경로손실은 전파 거리에 따라 송신신호의 전력이 감소하는 것으로 원거리에서 고속의 데이터 전송을 하고자 할 때 가장 큰 장애요소로 알려져 있다. 따라서 매크로 셀 단위에서 단말기의 효율적인 전력사용을 위해서는 낮은 신호대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio: SNR) 환경에 강건한 전송 방식이 필요하며 이를 위해 안테나 다이버시티(antenna diversity)가 효과적인 것으로 알려져 있다. 이와 같은 추세속에 최근에는 안테나 다이버시티와 OFDM 전송방식에 기반을 둔 ACIS(Advanced Cellular Internet Service)가 제안되었는데 ACIS는 매크로 셀 내에서 무선, 이동 셀룰러 가입자에게 높은 주파수 효율로 약 2 Mbps~8 Mbps의 고속 데이터 전송을 제공하는 것을 목표로 하고 있다<sup>[4]</sup>. 안테나 다이버시티와 OFDM 전송방식은 그 구조에 따라 클러스터 OFDM, 지연된 OFDM, 변이된 OFDM(permutated OFDM), 시·공간 부호화된 OFDM으로 구분할 수 있는데<sup>[5][7]</sup>, 이 중에서 시·공간 부호화된 OFDM의 성능이 가장 우수한 것으로 알려져 있으므로 본 논문에서는 시·공간 부호화된 OFDM에 관한 내용을 다룬다.

그런데 시·공간 부호화된 OFDM 시스템의 복호기에서는 복호를 위해 채널의 특성을 필요로 하기 때문에 정확한 채널의 추정이 필요하다<sup>[6]</sup>. 일반적인 OFDM 방식에서의 채널추정에 관해서는 이미 많은 연구결과가 발표되었다<sup>[8][12]</sup>. OFDM 방식에서의 채널추정은 사용하는 기준에 따라 최소제곱오차

(Minimum Mean-Square Error: MMSE) 방식과 최소제곱(Least Square: LS) 방식으로 구분할 수 있으며, 훈련심볼이나 파일럿 톤 또는 결정된 수신심볼을 이용하여 구현되고 있다. 또한 수신 다이버시티 구조의 OFDM에서 채널의 변화에 강건한 채널추정 기법이 제안되었다<sup>[13]</sup>. 그러나 이러한 기법들을 전송 다이버시티 구조를 갖는 시·공간 부호화된 OFDM에 적용할 수 없는데 그 이유는 다른 안테나에서 전송된 신호가 서로 간섭신호로 작용하기 때문이다. 시·공간 부호화된 OFDM에서의 채널추정을 위해 최근에 MMSE 기준에 의한 채널 추정기법이 제안되었다<sup>[14]</sup>. 이 기법에서는 채널추정을 위해 주파수영역-시간영역-주파수영역의 변환이 필요하며 이 과정에서 이상적으로는 FFT 크기에 해당하는 역행렬 연산을 수행해야 하는데 역행렬의 크기를 감소시키기 위해 채널의 시간영역 임펄스 응답의 전력 분포를 고려하여 역행렬의 크기를 줄이는 방법을 사용하였다. 그러나 역행렬의 크기는 채널의 지연확산에 비례하여 증가하므로 고속의 무선채널에서는 여전히 큰 크기의 역행렬 연산을 수행해야 하며 추가의 FFT와 IFFT이 필요하다는 단점이 있다.

본 논문에서는 주파수영역-시간영역-주파수영역의 변환을 사용하지 않고 직접 수신단의 주파수 영역에서 채널을 추정하는 효율적인 LS 기법을 제안하고 이 때 추정성능을 향상시키기 위한 간단한 주파수 영역 평균화 기법을 함께 적용한다. 또한 도플러 주파수에 의한 시변 특성을 추적하기 위해 단일 안테나를 사용하는 OFDM 방식에서 제안된 결정지향 채널추정기법을 시·공간 부호화된 OFDM에 적합하게 수정하여 적용한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II절에서는 시·공간 부호화된 OFDM 시스템의 구조를 간단히 설명한다. III절에서는 훈련심볼을 사용하는 LS 추정기법을 제안하고, 시간에 따라 변하는 주파수 선택적 페이딩을 추정하기 위한 채널 추적기법을 제안한다. IV절에서 모의실험을 통해 제안된 기법의 성능을 평가하고, V절에서 결론을 내린다.

## II. 시·공간 부호화된 OFDM 시스템

시·공간 부호화된 OFDM 시스템의 단순화된 송수신단의 블록도를 그림 1에 나타내었다. 본 논문에서는 제안된 기법의 이해를 돕기 위해 각각 2개의 송·수신 안테나를 사용하는 경우에 대하여 설명하는데, 제안된 기법은 2개 이상의 안테나를 갖는 경

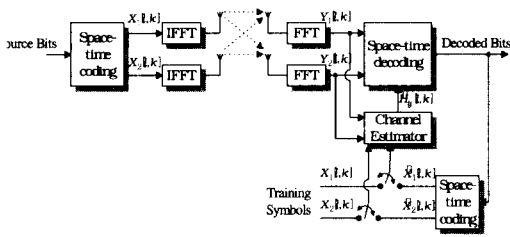


그림 1. 시·공간 부호화된 OFDM 시스템의 블록도

우에도 쉽게 확장시킬 수 있다. 먼저 입력되는 소스 비트열은 시·공간 부호기에 의해 부호화 되어 각 안테나를 통해 전송될 두 데이터 심볼열  $X_i[l, k]$ ,  $i=1, 2$ ,  $-\infty < l < \infty$ ,  $0 \leq k \leq N-1$ 이 생성된다. 여기서  $i$ 는 송신 안테나의 인덱스를 나타내며,  $l$ 과  $k$ 는 각각 OFDM 심볼 주기와 부채널 인덱스를 나타낸다.  $i$ 번째 송신 안테나를 통해 전송될 데이터 심볼은 IFFT에 의해 변조되어  $l$ 번째 OFDM 심볼 주기에 다음과 같은 이산시간 신호가 된다.

$$x_i[l, n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[l, k] e^{j2\pi kn/N}, \quad i=1, 2 \quad (1)$$

변조된 신호  $x_i[l, n]$ 은 cyclic extension이 추가되어 D/A 변환기(Digital-to-Analog Converter)와 아날로그 필터를 거쳐 안테나를 통해 무선, 이동 채널로 전송된다. 채널을 통과해  $j(=1, 2)$ 번째 수신 안테나를 통해 수신된 신호는 아날로그 필터와 A/D 변환기(Analog-to-Digital Converter)를 통과한 후 cyclic extension이 제거되어 다음과 같은 형태가 된다.

$$y_j[l, n] = r_{1j}[l, n] + r_{2j}[l, n] + w_j[l, n], \quad j=1, 2 \quad (2)$$

여기서  $w_j[l, n]$ 은 가산성 백색 가우스 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN)으로 평균이 0이고  $\sigma_w^2$ 의 분산을 갖는다. 보호구간의 길이가 다중경로 채널의 최대지연확산(maximum delay spread)과 같거나 보다 긴 경우에  $r_{ij}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r_{ij}[l, n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} (X_i[l, k] H_{ij}[l, k]) e^{j2\pi kn/N}, \quad i, j=1, 2 \quad (3)$$

여기서  $H_{ij}[l, k]$ 는  $i$ 번째 송신 안테나와  $j$ 번째 수신 안테나 사이에 존재하는 무선 채널의 주파수 응답을 나타낸다. 식 (2)의  $y_j[l, n]$ 는 수신단의 FFT를

통해 복조되어 다음의 형태가 된다.

$$Y_j[l, m] = \sum_{i=1}^2 X_i[l, m] H_{ij}[l, m] + W_j[l, m], \quad m=0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

복조된 신호는 시·공간 복호기에 입력되어 복호되는데 이 때 비터비 알고리즘이 사용된다. 비터비 알고리즘은 식 (4)의 복조된 신호와 추정된 복조 신호 사이의 거리를 최소화 시키는 데이터 심볼  $X_i[l, m]$ 를 선택한다. 복조 신호를 추정하기 위해서는 채널의 주파수 응답  $H_{ij}[l, m]$ 이 필요하며 비터비 알고리즘에 관련된 파라미터(메모리)가 결정된 상태에서 채널의 주파수 응답  $H_{ij}[l, m]$ 의 추정 성능이 복호 성능을 좌우하므로 정확한 채널추정기법이 사용되어야 한다. 또한 채널추정기법의 사용에 따른 수신단의 복잡도 증가를 최소화 하기 위해서는 적은 계산량을 갖는 효율적인 추정기가 필요하다. 본 논문에서는 채널의 추정 성능과 추정기의 복잡도를 고려한 효율적인 추정기법을 제안한다.

시·공간 부호화된 OFDM 시스템에서는 송신단과 수신단에서 사용하는 안테나의 조합에 해당하는 채널이 존재한다. 따라서 송신단의 안테나 수를  $N_t$ 라고 하고 수신단의 안테나 수를  $N_r$ 이라고 하면  $N_t N_r$ 개의 채널이 존재하며 이들 채널은 안테나의 간격을 적절히 설정해 주면 서로 독립적인 특성을 갖게 된다. 비터비 알고리즘에서는 모든 채널을 사용하기 때문에 수신단에서도 이들을 모두 추정해야 한다. 각 수신 안테나에서 사용하는 채널 추정기는 동일한 구조를 갖기 때문에 모든 수신 안테나에 대해 설명할 필요 없이 하나의 수신 안테나에 대해서만 설명하며 나머지 안테나에 대해서는 동일한 방법을 사용하면 된다. 따라서 앞으로는 수신 안테나를 표시하는 인덱스  $j$ 는 생략하기로 하고 식 (4)를 다음과 같은 행렬 형태로 표시한다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}_1 \mathbf{H}_1 + \mathbf{X}_2 \mathbf{H}_2 + \mathbf{W} = \sum_{i=1}^2 \mathbf{X}_i \mathbf{H}_i + \mathbf{W} \quad (5)$$

여기서  $\mathbf{Y}$ ,  $\mathbf{X}_i$ ,  $\mathbf{H}_i$ ,  $\mathbf{W}$ 는 각각 다음과 같다.

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y[l, 0] \\ Y[l, 1] \\ \vdots \\ Y[l, N-1] \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_i = \begin{bmatrix} X_i[l, 0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_i[l, 1] & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X_i[l, N-1] \end{bmatrix}$$

$$W = \begin{bmatrix} W[l, 0] \\ W[l, 1] \\ \vdots \\ W[l, N-1] \end{bmatrix} \quad H_l = \begin{bmatrix} H_l[l, 0] \\ H_l[l, 1] \\ \vdots \\ H_l[l, N-1] \end{bmatrix}$$

### III. 시·공간 부호화된 OFDM 시스템의 채널추정기법

본 논문에서 제안하는 채널추정기법은 훈련심볼을 사용한 초기 추정단계와 데이터 심볼 주기에 사용되는 추적단계로 이루어져 있는데 이와 같은 구조는 패킷 단위의 데이터 전송 시스템에 적합한 구조이다. 본 절에서는 먼저 훈련심볼을 사용하는 기본적인 LS 기법을 설명하고 이 때 추정성능을 향상시키기 위한 평균화된 채널추정기법을 설명하며 시변 채널의 추적을 위한 결정지향 채널추정기법을 설명한다.

#### 1. LS 추정기법

$H_1$ 과  $H_2$ 를 추정하기 위해 식 (5)에 LS 기준을 적용한다. 먼저  $Y$ 와  $\hat{Y}$ 의 추정값  $\hat{Y}$ 사이의 오차를  $\epsilon$ 이라고 하면 비용함수를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$S = \epsilon^H \epsilon = (Y - \hat{Y})^H (Y - \hat{Y}) \quad (6)$$

여기서  $\hat{Y}$ 는  $X_1 H_1 + X_2 H_2$ 이고  $\hat{H}_1$ 과  $\hat{H}_2$ 는 각각  $H_1$ 과  $H_2$ 의 추정값을 나타낸다. 또한  $(\cdot)^H$ 는 Hermitian transpose를 나타내며,  $X_1$ 과  $X_2$ 는 송수신 단에서 미리 알고 있는 훈련심볼이다. LS 기준에 의한 추정기는 식 (6)의 비용함수를 최소로 하는  $H_1$ 과  $H_2$ 를 추정하므로  $\hat{H}_1$ 과  $\hat{H}_2$ 에 대한 기울기를 구하여 다음과 같은 두 개의 방정식을 얻을 수 있다.

$$\nabla_{\hat{H}_1} S = -X_1^H Y + X_1^H X_1 \hat{H}_1 + X_1^H X_2 \hat{H}_2 = 0 \quad (7)$$

$$\nabla_{\hat{H}_2} S = -X_2^H Y + X_1^H X_1 \hat{H}_1 + X_2^H X_2 \hat{H}_2 = 0 \quad (8)$$

여기서  $\nabla$ 는 기울기(gradient)를 나타낸다. 식 (7)과 (8)로부터 다음의 선형 방정식을 구할 수 있다.

$$XH = P \quad (9)$$

여기서  $X, H, P$ 는 각각 다음과 같다.

$$x = \begin{bmatrix} X_1^H X_1 & X_1^H X_2 \\ X_2^H X_1 & X_2^H X_2 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} \hat{H}_1 \\ \hat{H}_2 \end{bmatrix}, \quad p = \begin{bmatrix} X_1^H Y \\ X_2^H Y \end{bmatrix}$$

그런데 식 (7)과 (8)은 서로 선형 의존적(linearly dependent)이므로 식 (9)의  $X$ 는 singular하게 되어 역행렬이 존재하지 않는다. 따라서 식 (9)에서  $H$ 를 추정할 수 없다. 이것은 하나의 수신 안테나에 입력되는 신호는 두 송신 안테나에서 전송된 신호의 선형 결합이며, 각 안테나의 조합에 따른 채널의 특성은 안테나의 간격을 적절히 설정해 주면 서로 독립적인 특성을 갖기 때문에 발생하는 현상이다. 즉 하나의 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널을 추정하는 과정에서 다른 송신 안테나에서 전송된 신호가 간섭으로 작용함을 의미한다. 따라서 LS 기준을 사용하여 채널을 추정하기 위해서는 다른 안테나에서 전송된 신호에 의해 발생하는 간섭을 제거해야 한다. 식 (7)로부터  $H_1$ 을 추정하기 위해서  $X_1$ 과  $X_2$ 는  $X_1^H X_2 = 0$ 과  $X_1 \neq 0$ 의 조건을 만족시켜야 하며 식 (8)로부터  $H_2$ 를 추정하기 위해서  $X_2^H X_1 = 0$ ,  $X_2 \neq 0$ 의 조건을 만족시켜야 한다. 따라서  $X_1$ 과  $X_2$ 를 적절히 설계하여 위의 조건을 만족시키도록 해야 하는데  $X_1$ 과  $X_2$ 는 훈련심볼이므로 이와 같은 조건을 만족시키도록 설계할 수 있으며 이를 전송하여 수신 단에서 채널추정을 이룰 수 있다. 그런데 훈련심볼을 사용하면 유효 데이터의 전송 손실이 발생하므로 가능하면 최소의 훈련심볼을 사용하여 채널을 추정하는 것이 바람직하다. 따라서 본 논문에서는 한 개 또는 두 개의 훈련심볼을 사용하는 경우만을 고려하며 먼저 하나의 훈련심볼을 사용하는 경우를 설명하는데 하나의 훈련심볼을 사용할 경우에는 위에서 언급한  $X_1$ 과  $X_2$ 에 관한 조건을 만족시킬 수 없으므로 특수한 형태의 훈련심볼을 구성해야 한다.

LS 추정기법을 적용하기 위해 먼저 하나의 훈련심볼  $X_i (i=1,2)$ 를 여러 개의 부집합(subset)으로 분해한다. 이 때 부집합의 수는 전송 안테나의 수와 동일하게 해야 한다. 송신 안테나가 2인 경우에  $X_i$ 의 부집합을  $X_{i1}$ 과  $X_{i2}$ 라고 하면  $X_{i1}, X_{i2} \in X_i$ 이고  $X_{i1} \cap X_{i2} = \emptyset$ ,  $X_{i1} \cup X_{i2} = X_i$ 이며 크기는  $(N/2) \times (N/2)$ 이다. 그러면, 식 (5)에서  $Y$ 도  $X_{i1}$ 과  $X_{i2}$ 에 해당하는  $Y_1$ 로  $Y_2$ 분해할 수 있으며  $Y_1$ 과  $Y_2$ 는  $Y_1, Y_2 \in Y_i$ ,  $Y_1 \cap Y_2 = \emptyset$ ,  $Y_1 \cup Y_2 = Y_i$ 이고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_1 = X_{11} H_{11} + X_{21} H_{21} + W_1 \quad (10)$$

$$Y_2 = X_{12} H_{12} + X_{22} H_{22} + W_2 \quad (11)$$

여기서  $H_{11} \cap H_{12} = H_{21} \cap H_{22} = W_1 \cap W_2 = \emptyset$ ,

$H_{11}UH_{12}=\mathbf{H}_1$ ,  $H_{21}UH_{22}=\mathbf{H}_2$ ,  $\mathbf{W}_1U\mathbf{W}_2=\mathbf{W}_1$ 이다.

식 (10)과 (11)에 LS 기법을 적용하면 다음의 4개의 방정식을 구할 수 있다.

$$X_{11}^H X_{11} H_{11} + X_{11}^H X_{21} H_{21} = X_{11}^H Y_1 \quad (12)$$

$$X_{21}^H X_{11} H_{11} + X_{21}^H X_{21} H_{21} = X_{21}^H Y_1 \quad (13)$$

$$X_{12}^H X_{12} H_{12} + X_{12}^H X_{22} H_{22} = X_{12}^H Y_2 \quad (14)$$

$$X_{22}^H X_{12} H_{12} + X_{22}^H X_{22} H_{22} = X_{22}^H Y_2 \quad (15)$$

$X_i$ 를 부집합  $X_{ij}$ 과  $X_{i2}$ 로 분해하였기 때문에  $X_{11}^H X_{21} = X_{21}^H X_{11} = 0$ ,  $X_{11} \neq 0$ 과  $X_{12}^H X_{22} = X_{22}^H X_{12} = 0$ ,  $X_{22} \neq 0$ 의 조건은  $X_{21} = X_{12} = 0$ 으로 만족시킬 수 있으며 그 결과 다음과 같이 채널 추정값을 구할 수 있다.

$$\hat{H}_{ii} = (X_{ii})^{-1} Y_i, \quad i=1,2 \quad (16)$$

결국  $X_i$ 의 부집합  $X_{ij}$ 과  $X_{i2}$ 은  $i,j=1,2$ 에 따라 다음과 같은 성질을 가져야 한다.

$$X_{ij} \neq 0 \quad i=j \quad (17)$$

$$X_{ij} = 0 \quad i \neq j \quad (18)$$

식 (17)과 (18)의 조건을 만족시키는 부집합은 다수 존재하지만 하나의 훈련심볼만을 이용할 수 있기 때문에 가장 효율적인 형태는 미리 구한 추정값을 이용하여 나머지 채널을 추정할 수 있는 형태가 되어야 한다. 그런데 주파수 영역 채널은 부채널간에 상관관계를 갖기 때문에 상관성을 이용하기 위해 다음과 같은 부집합을 구성한다.

$$X_{11} = \begin{bmatrix} X_{11}[l,0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_{11}[l,2] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X_{11}[l,N-2] \end{bmatrix},$$

$$X_{12} = \begin{bmatrix} X_{11}[l,1] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_{11}[l,3] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X_{11}[l,N-1] \end{bmatrix}$$

$$X_{21} = \begin{bmatrix} X_{21}[l,0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_{21}[l,2] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X_{21}[l,N-2] \end{bmatrix}$$

$$X_{22} = \begin{bmatrix} X_{21}[l,1] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_{21}[l,3] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X_{21}[l,N-1] \end{bmatrix}$$

여기서  $m=0,1,\dots, N/2-1$ 에 대해  $X_{11}[l,2m]=X_{21}[l,2m+1]=D$ ,  $X_{11}[l,2m+1]=X_{21}[l,2m]=0$ 이며  $D$ 는 임의의 복소수 데이터로 QPSK나 QAM 심볼이다. 이와 같은 “comb” 형태의 훈련심볼을 사용할 경우  $H_{11}$ ,  $H_{12}$ ,  $H_{21}$ ,  $H_{22}$ 는 다음과 같다.

$$H_{11} = [H_{11}[l,0] H_{11}[l,2] \dots H_{11}[l,N-2]]^T$$

$$H_{12} = [H_{11}[l,1] H_{11}[l,3] \dots H_{11}[l,N-1]]^T$$

$$H_{21} = [H_{21}[l,0] H_{21}[l,2] \dots H_{21}[l,N-2]]^T$$

$$H_{22} = [H_{21}[l,1] H_{21}[l,3] \dots H_{21}[l,N-1]]^T$$

채널의 주파수 응답 중 나머지 부채널에 해당하는  $\hat{H}_{12}$ 와  $\hat{H}_{21}$ 은 각각  $\hat{H}_{11}$ ,  $\hat{H}_{22}$ 와 상관 관계를 가지므로  $\hat{H}_{11}$ 과  $\hat{H}_{22}$ 에 보간 기법을 적용하여 구할 수 있으며 가장 간단한 선형 보간을 사용하는 경우에 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} H_{11}[l,2m+2-i] &= \frac{1}{2} [H_{11}[l,2m+1-i] \\ &\quad + \hat{H}_{11}[l,2m+3-i]] \\ H_{11}[l,1] &= H_{11}[l,0], H_{11}[l,N-1] = H_{11}[l,N-2] \\ H_{21}[l,0] &= H_{21}[l,1], H_{21}[l,N-2] = H_{21}[l,N-1] \end{aligned} \quad (19)$$

여기서  $m$ 은  $\{-1+i, i, 1+i, \dots, N/2-3+i\}$ 의 범위를 갖는다. 보다 정확한 채널추정을 위해 고차의 다항식을 사용한 보간 기법을 사용할 수 있으나 차수가 증가함에 따라 계산량이 증가하게 된다. 훈련심볼을 사용하여 추정된 채널의 주파수 응답은 데이터 심볼이 전송되는 주기에 시 · 공간 복호기에서 사용된다.

두 개의 훈련심볼을 사용하는 경우에는 식 (7)과 (8)을 이용하여 채널을 추정할 수 있다. 이 경우에는 도플러 주파수에 의해 두 훈련심볼 동안의 채널 특성이 변하기 때문에 이를 고려해야 한다. 만약 채널의 특성이 연속된 두 OFDM 심볼 주기 동안 변하지 않는다면  $l$ 번째 심볼 주기에 식 (7)로부터 다음의 식을 구할 수 있다.

$$X_{11}^H X_{11} H_{11} + X_{11}^H X_{21} H_{21} = X_{11}^H Y_1 \quad (20)$$

여기서  $X_{11}$ 과  $X_{21}$ 은 첫 번째 훈련심볼 주기에 전송된 데이터이며,  $\hat{H}_{11}$ 과  $\hat{H}_{21}$ 은 채널의 주파수 응답,  $Y_1$ 은 수신 심볼을 나타낸다. 또한  $l+1$ 번째 훈련 심볼 주기에 대해서는 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$X_{22}^H X_{12} \hat{H}_{12} + X_{22}^H X_{22} \hat{H}_{22} = X_{22}^H Y_2 \quad (21)$$

여기서  $X_{12}$ 와  $X_{22}$ 는 두 번째 훈련심볼 주기에 전송된 데이터이며,  $\hat{H}_{12}$ 와  $\hat{H}_{22}$ 는 채널의 주파수 응답,  $Y_2$ 은 수신 심볼을 나타낸다.

식 (20)과 (21)에서  $\hat{H}_{11} \approx \hat{H}_{12}$ ,  $\hat{H}_{21} \approx \hat{H}_{22}$ 라고 가정하고 훈련심볼을 다음과 같이 구성한다.

$$X_{22} = X_{21} = -X_{12} = X_{11} \quad (22)$$

식 (22)의 관계를 식 (20)과 (21)에 대입하여 식을 정리하면 다음과 같이 채널을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{H}_{11} \\ \hat{H}_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{11}^{-1}(Y_1 - Y_2) \\ X_{11}^{-1}(Y_1 + Y_2) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$X_{11}$ 은 대각선 행렬이므로 식 (23)은  $m = 0, 1, \dots, N-1$ 에 대해 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\hat{H}_i[l+1, m] = \frac{1}{2X_{i1}[l, m]} [Y_i[l, m] + (-1)^i Y_i[l+1, m]], \quad i = 1, 2 \quad (24)$$

이 방식은 평균화 효과를 얻을 수 있기 때문에 하나의 OFDM 심볼을 사용하는 경우에 비해 성능이 우수하다.

그러나 도플러 주파수가 큰 경우에는 채널의 변화를 무시할 수 없으므로 위의 방식의 성능이 저하될 수 있다. 이 경우에는 하나의 OFDM 심볼을 사용하는 방법을 각 OFDM 훈련심볼에 적용한 후 도플러 주파수를 고려하여 그 결과를 적절히 이용함으로써 추정성능을 향상시킬 수 있다. 식 (16)과 (19)를 이용하여 첫 번째 훈련심볼 주기에 추정된 채널을  $\hat{H}_i[l, m]$ 이라고 하고 두 번째 훈련심볼 주기에 추정된 채널을  $\hat{H}_i[l+1, m]$ 이라고 하면 두 심볼주기 동안의 평균화(Averaged Channel Estimation in Time-domain: ACE-T)를 통해 다음과 같이 최종적인 채널 추정값을 얻게 된다.

$$H_i[l+1, m] = \gamma H_i[l+1, m] + (1-\gamma) \hat{H}_i[l, m] \quad (25)$$

여기서  $\gamma$ 는 가중치를 나타내는데 이 값은 도플러 주파수와 SNR에 의해 결정된다. 즉, 도플러 주파수가 0인 경우에는 추정성능에 영향을 미치는 요소는 잡음이므로 잡음의 영향을 감소시키기 위해  $\gamma$ 는 0.5가 되어야 한다. 이 때 식 (25)를 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_i[l+1, m] &= \frac{1}{2}(H_i[l+1, m] + H_i[l, m]) + \frac{1}{2}(W_i'[l+1, m] + W_i'[l, m]) \\ &= H_i[l+1, m] + V_i[l+1, m] \end{aligned} \quad (26)$$

여기서  $V_i[l+1, m]$ 는  $(W_i'[l+1, m] + W_i'[l, m])/2$ 이며  $W_i'[l, m]$ 은  $\sigma_w^2$  분산이 이고 넓은 의미의 정제성(wide sense stationary) 성질을 갖는 랜덤 프로세스이므로  $V_i[l+1, m]$ 의 분산은  $\sigma_v^2 = \sigma_w^2/2$ 이 된다. 결국 비트 오류율(Bit Error Rate: BER) 성능에서 약 3 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있게 된다. SNR이 무한대이고 도플러 주파수가 0이 아닌 경우에는 채널의 변화가 성능에 영향을 주므로  $\gamma$ 를 1로 설정하여 채널의 변화에 대처해야 하며 실제의 경우에는 채널에 잡음과 도플러 주파수가 모두 존재하므로  $\gamma$ 는 0.5와 1 사이의 값이 되어야 한다.

### 2. 주파수 영역 평균화 기법

식 (16)과 (19)에 보인 채널추정기법의 성능은 잡음에 의해 저하될 수 있으며 특히 SNR이 낮은 환경에서 그 영향이 크게 나타난다. 잡음에 의해 발생하는 LS 기법의 성능 저하를 감소시키기 위해 인접 부채널 사이의 상관관계를 이용한 잡음의 평균화 기법을 함께 사용할 수 있다. 인접 부채널의 특성은 상관관계를 갖는데 이를 규정하는 것이 코히어런스 대역폭(coherence bandwidth)이며 이것이 큰 경우에는 많은 수의 인접 부채널을 이용하고 작은 경우에는 적은 수의 인접 부채널을 이용하여 평균을 취하면 잡음에 의한 영향을 어느 정도 감소시킬 수 있다. 본 논문에서는 가장 간단한 형태인 3개의 부채널을 이용하는 방법을 사용한다.

물론 코히어런스 대역폭이 큰 경우에는 더 많은 부채널을 이용하여 성능을 향상시킬 수 있으나 그에 반해 계산량이 증가하게 된다. 주파수 영역에서 평균화된 채널추정(Averaged Channel Estimation in Frequency-domain: ACE-F)은 다음과 같이 정의된다.

$$\hat{H}_i[l, m] = \frac{(1-\alpha)}{2} \hat{H}_i[l, m-1] + \alpha \hat{H}_i[l, m] + \frac{(1-\alpha)}{2} \hat{H}_i[l, m+1], \quad (27)$$

$$m = 1, 2, \dots, N-2$$

여기서  $\alpha$ 는 0과 1 사이의 범위를 갖는 가중치 파라미터이며 채널추정 성능을 좌우하는데 이것은 다음의 대략적인 규칙에 의해 결정되어야 한다. (1) 채널의 코히어런스 대역폭이 작은 경우에는 추정하고자 하는 해당 부채널과 그 인접 부채널들 사이의 상관관계가 작기 때문에 값은 큰 값이 되어야 한다. (2) SNR이 감소하면 잡음의 평균화 효과를 증가시키기 위해  $\alpha$ 값은 감소되어야 한다. 이 때 잡음의 분산은 식 (27)로부터  $(1-\alpha+3\alpha^2)/2$ 배가 되는데  $\alpha$ 는 0과 1사이의 값이므로 분산은 1/3과 0.5 사이에 있게 된다.

### 3. 채널추정기법

훈련심볼을 사용하여 초기 채널 추정을 이루고 나면 추정된 채널은 다음 데이터 심볼 전송주기의 복호에 사용된다. 그런데 도플러 주파수가 존재하는 이동채널에서는 채널의 특성이 심볼 주기 단위로 변화하기 때문에 초기 추정값을 계속 사용하면 추정된 채널과 실제 채널과의 오차가 증가하게 되어 복호 성능이 저하된다. 따라서 데이터 심볼 주기도 계속적인 채널추정이 이루어져야 하는데 III-1과 III-2에서 설명한 채널추정기법은 훈련심볼 주기에만 사용할 수 있으므로 별도의 채널 추적 기법이 필요하다. 이러한 채널 변화의 추적은 파일럿 톤(pilot tone)을 사용하거나 결정된 데이터 심볼을 이용하여 이를 수 있다<sup>[8][11][12]</sup>. 본 논문에서는 이 중에서 데이터 전송률 손실이 없는 결정된 데이터 심볼을 이용한 채널추정 기법(Decision-Directed Channel Estimation: DDCE)을 적용하는데 단일 안테나를 사용하는 OFDM 방식에서 제안되었던 기존의 방식을 사용하면 다른 안테나에서 전송된 신호가 간섭 신호로 작용하여 추정성능이 저하된다. 따라서 DDCE 기법을 사용하기 위해서는 시·공간 부호화된 OFDM에 적합하도록 수정하여야 하며 그 결과는 다음과 같다.

$$\hat{H}_i[l+1-m] = \rho \left( \frac{Y_i[l+1, m]}{X_i[l+1, m]} - \frac{\hat{X}_i^{((i \bmod 2)+1)}}{X_i^{((i \bmod 2)+1)}} \hat{H}_i^{((i \bmod 2)+1)}[l, m] \right)$$

$$+ (1-\rho) \hat{H}_i[l, m], \quad i = 1, 2 \quad (28)$$

여기서  $\hat{X}_i[l, m]$ 은  $X_i[l, m]$ 의 추정값을 나타낸다. 식 (28)을 본 논문에서는 수정된 DDCE (Modified DDCE: DDCE-M)이라고 부르며 이에 대한 블록도를 그림 2에 나타내었다. 여기에서 알 수 있듯이 DDCE-M은 시·공간 부호기를 사용하여 결정된 데이터 심볼  $\hat{X}_i[l, m]$ 을 생성하게 된다. 식 (28)의  $\rho$ 는 채널 갱신을 위한 파라미터를 나타내는데 그 크기는 채널의 변화 정도와 SNR에 따라 결정되어야 한다.

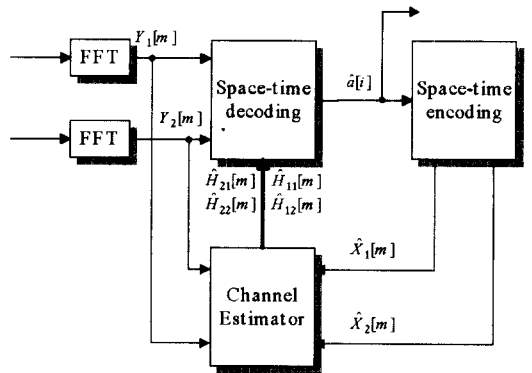


그림 2. DDCE 기법의 블록도

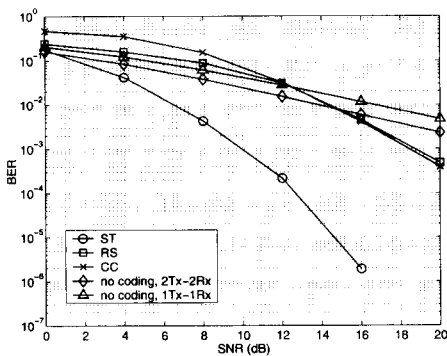
### IV. 모의 실험

제안된 추정기법의 성능을 평가하기 위해 무선, 이동 채널 환경하에서 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 모의실험에 사용한 채널모델은 두 개의 경로를 갖는 채널로 각 경로는 서로 독립적인 레일리 페이딩을 갖는다. 도플러 주파수는  $f_d = 40\text{Hz}$ 와  $f_d = 100\text{Hz}$ 로 설정하였다. OFDM과 관련된 파라미터는 다음과 같다. 먼저 전체 대역폭은 800 KHz이며 이는 128개의 부채널로 분할되었다. 128개의 부반송파 중 4개의 처음과 마지막 부반송파는 가상 반송파로 할당하여 유효 데이터가 전송되는 부채널은 120개가 된다. 상태수 16의 시·공간 부호를 사용한 QPSK 변조가 사용되었다. OFDM 심볼 주기는 유효 데이터 구간  $T_{sub} = 160\mu\text{s}$ 와 보호구간  $T_G = 40\mu\text{s}$ 를 합쳐  $200\mu\text{s}$ 가 되며 하나의 OFDM 심볼은 236 비트의 정보를 전송하여 전체 전송률은 1.18 Mbps가 된다. 본 모의실험에서는 이상적인 고출력 증폭기를 사용하며 심볼동기와 반송파 주파수 동기화가 이루어졌다는 가정을 한다.

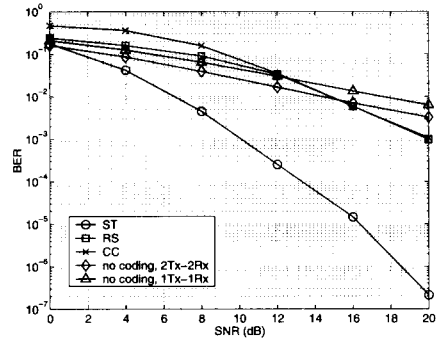
제한된 채널 추정기법의 성능을 검증하기에 앞서 먼저 시·공간 부호화된 OFDM 방식의 이득을 알아보기 위하여, 클러스터 구조의 OFDM에 Reed-Solomon(RS) 부호 및 컨볼루션 부호를 적용한 경우의 성능과 비교하였다.

이 때 클러스터의 수는 2이며 RS 부호와 컨볼루션 부호는 모두 2/3의 부호율과 8-PSK 변조를 가진다. 또한 RS 부호는 (60,40)의 6 비트 부호를 사용하였으며 컨볼루션 부호의 구속장은 7이며 3 비트 연판정(soft decision) 비터비 복호기를 사용하였다. RS 부호와 컨볼루션 부호는 인터리빙과 클러스터의 구조에 따라 성능이 좌우되므로 다양한 모의실험을 통해 가장 우수한 성능을 가지는 것으로 선택하였다.

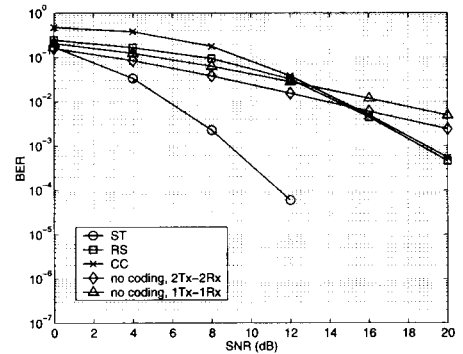
그림 3은 다른 도플러 주파수와 지연확산에 대해 SNR을 변화시키면서 성능을 비교하고 있는데 이 때 rms 지연확산은  $\tau_s = (\tau_1 - \tau_0)/2$ 로 정의된다. 이 때  $\tau_0$ 와  $\tau_1$ 은 첫 번째와 두 번째의 경로지연시간을 나타내는데 일반적으로  $\tau_0$ 는 0이라고 가정한다. 그림에서 no coding, 1Tx-1Rx는 단일 안테나를 사용하는 OFDM 방식으로 SNR이 14 dB 이상인 경우에 가장 성능이 나쁘게 나타난다. 또한 no coding, 2Tx-2Rx는 부호를 사용하지 않고 단순히 송·수신 안테나를 각각 2개 사용하는 지연된 OFDM 방식의 성능으로 단일 안테나를 사용하는 OFDM에 비해 약간의 성능 향상을 보인다. RS와 CC는 클러스터 OFDM 구조에 부호로 각각 RS 부호와 컨볼루션 부호를 사용한 경우의 성능으로 약 12 dB 이상의 SNR에서 유사한 성능을 갖게 된다. ST는 시·공간 부호화된 OFDM의 성능으로 도플러 주파수, 지연 확산, SNR에 관계없이 전체적으로 월등히 우수한 성능을 보이고 있다<sup>[15]</sup>.



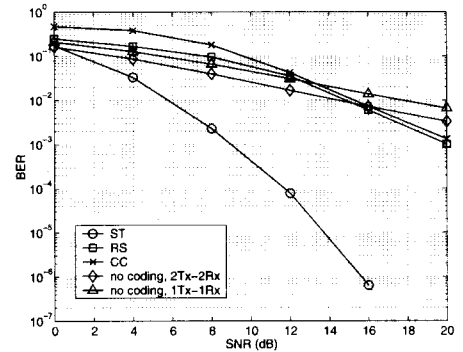
(a)  $\tau_s = 1.25 \mu s, f_d = 40 Hz$



(b)  $\tau_s = 1.25 \mu s, f_d = 100 Hz$



(c)  $\tau_s = 5.0 \mu s, f_d = 40 Hz$



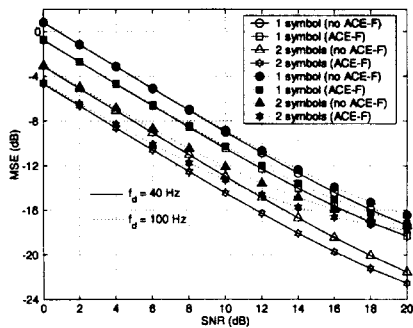
(d)  $\tau_s = 5.0 \mu s, f_d = 100 Hz$

그림 3. 시·공간 부호화된 OFDM과 다른 부호 방식의 성능 비교

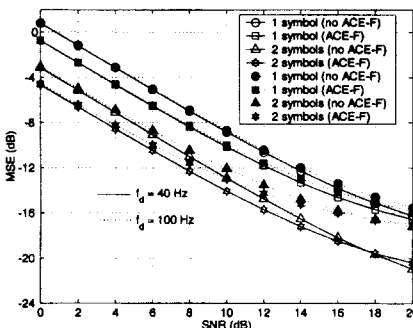
다음은 본 논문에서 제안한 채널 추정기법의 성능을 알아보았다. 그림 4는 채널의 지연확산에 따른 제안된 채널추정 기법의 MSE 성능을 보여주고 있다. 그림 4(a)는  $\tau_s$ 가 1.25 $\mu s$ 인 경우의 MSE 성능으로 이 그림에서 도플러 주파수가 40 Hz인 경우에 두 개의 OFDM 훈련심볼을 사용하는 경우의 성능이 하나의 OFDM 훈련심볼을 사용하는 경우보다 우수함을 알 수 있다. 또한 ACE-F ( $\alpha = 0.4$ )를 함께 사용하는 경우의 성능이 그렇지 않은 경우보다



우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 그러나, 도플러 주파수가 증가하고 SNR이 증가함에 따라 잡음의 영향보다는 채널의 변화가 상대적으로 중요한 요소가 되어 둘 사이의 성능 차이가 감소하는 것을 알 수 있다. 그림 4(b)는  $\tau_s = 5.0\mu\text{s}$ 인 경우의 성능 비교로 마찬가지로의 현상을 관찰할 수 있다. 위 모의실험에서는 식 (25)의 두 OFDM 심볼의 경우에 사용되는  $\gamma$ 를 0.5로 설정하였다.



(a)  $\tau_s = 1.25 \mu\text{s}$

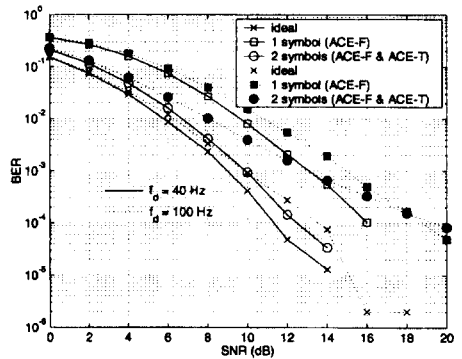


(b)  $\tau_s = 5.0 \mu\text{s}$

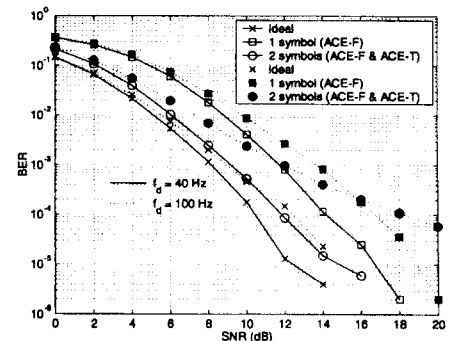
그림 4. 도플러 주파수가 40과 100Hz일 때 ACE-F와 ACE-T를 모두 사용한 제안된 채널추정기법의 MSE 성능.

그림 5는 제안된 기법의 BER 성능을 나타내는데 그림 4와 동일한 환경에서 실험을 하였다. 하나의 OFDM 훈련심볼을 사용하는 경우의 성능을 이상적인 추정 성능과 비교하면 0.1% BER에서  $f_d = 40$  Hz일 때 약 4 dB의 SNR 손실을 보이며  $f_d = 100$  Hz인 경우에는 약 5 dB의 SNR 손실을 보이고 있다. 두 개의 훈련심볼을 사용하는 경우에는  $f_d = 40$  Hz일 때 약 1 dB 정도의 SNR 손실을 보이므로 추정 성능이 비교적 우수하다고 할 수 있다. 그러나 도플러 주파수가 100 Hz일 때는 성능이 보다 저하되는데 특히 높은 SNR 환경에서 그 정도가 크게 나타난다. 이는 잡음의 영향보다 채널의 변화 영향이

크기 때문이다. 따라서 추정 성능을 보다 향상시키기 위해서는 단순히 두 OFDM 심볼에서 추정된 결과를 동일한 가중치를 주어 평균하는 것보다는 두 추정값에 다른 가중치를 주는 것이 효과적이므로 식 (25)의  $\gamma$ 값을 적절히 선정해야 한다.



(a)  $\tau_s = 1.25 \mu\text{s}$



(b)  $\tau_s = 5.0 \mu\text{s}$

그림 5. 도플러 주파수가 40과 100Hz일 때 ACE-F와 ACE-T를 사용한 제안된 채널추정기법의 BER 성능( $\alpha = 0.4$ )

그림 6은  $\rho$ 를 0.9로 설정한 경우의 BER 성능으로  $10^{-4}$ 의 BER에서 약 2 dB의 성능 향상을 얻게 되는 것을 확인 할 수 있다. 0 dB에서 12 dB 사이의 낮은 SNR에서는 잡음의 영향이 상대적으로 크기 때문에 잡음의 평균을 위해  $\gamma$ 를 0.5로 설정하였다.

그림 7은 식 (28)의 DDCE-M 기법의 성능을 보여주고 있다. 훈련모드에서는 식 (27)을 사용하여 초기 채널추정을 이루며 추적모드에서는 식 (28)을 이용하여 채널의 변화를 추적한다. 이 때 DDCE-M에 사용되는 파라미터  $\rho$ 는 도플러 주파수가 40 Hz인 경우에 0.4, 100 Hz인 경우에는 0.8로 설정하였다. 또한 식 (28)에 잡음의 평균화 효과를 얻기 위해 ACE-F를 함께 사용하였는데 이 때  $\alpha$ 는 0.4로 설정하였다. 도플러 주파수가 40 Hz이고 훈련심볼을 전

채 전송 데이터의 10 %를 사용한 경우에  $10^{-4}$ 에서 약 1 dB의 SNR 손실을 보이고 있다. 그러나 도플러 주파수가 100 Hz이고 20 %의 혼련심볼을 사용하는 경우에는 3 dB의 SNR 손실이 나타나고 있다. 따라서 DDCE-M은 채널의 코히어런스 시간이 비교적 긴 저속 페이딩 환경에 적합한 기법이라고 할 수 있으며 고속 페이딩 환경에서는 파일럿 톤을 이용한 추정방식과 같은 채널의 빠른 변화에 대처할 수 있는 보다 강건한 추정기법이 필요하다. 이 경우에 수신단에서 채널의 주파수 응답을 유일하게 구하기 위한 적절한 파일럿 톤의 배치가 고려되어야 한다.

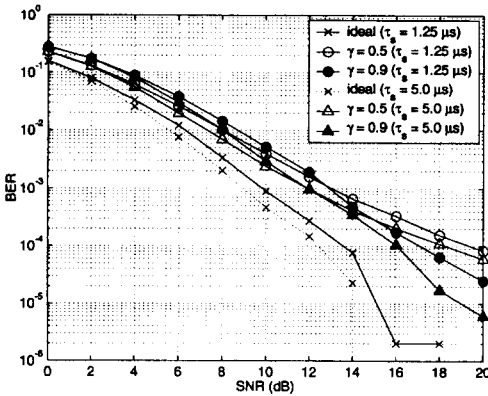


그림 6. 도플러 주파수가 100Hz 일 때 ACE-T를 사용한 제안된 채널추정기법의 BER 성능 비교 ( $\alpha = 0.4$ )

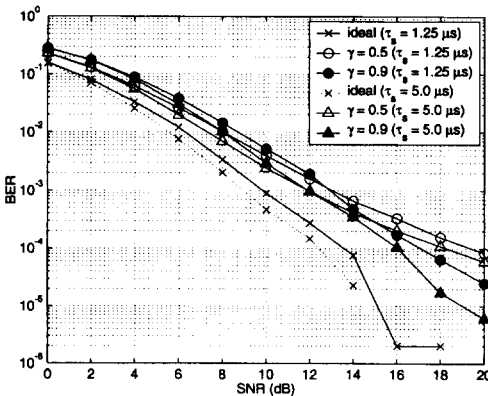


그림 7.  $\tau_s = 5.0 \mu s$ 인 경우 DDCE-M의 BER 성능 ( $\alpha = 0.4$ )

### V. 결론

본 논문에서는 시·공간 부호화된 OFDM 시스템의 효율적인 채널추정기법을 제안하였다. 제안된 기법은 기존의 MMSE 기법과는 달리 각 부채널의 주파수 응답을 주파수 영역에서 직접 추정하기 때문

에 계산량을 크게 감소시킬 수 있다. 또한 추정성능을 향상시키기 위해 잡음의 영향을 감소시키는 주파수 영역에서의 평균화 기법을 사용하였으며, 두 OFDM 심볼을 사용하는 경우에 도플러 주파수에 의한 채널 변화를 고려한 시간영역 평균화 기법을 사용하였다. 또한 데이터 심볼 전송주기에 필요한 채널추적을 위해 수정된 DDCE 기법을 제안하였다. 제안된 채널추정기법은 천천히 변하는 페이딩 채널에서 채널의 지연확산에 관계없이 채널의 주파수 응답을 추정할 수 있음을 모의실험을 통해 확인하였다.

### 참고 문헌

- [1] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Tech. Review*, no. 24, pp. 3-25, Aug. 1987.
- [2] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 17-25, Mar. 1990.
- [3] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [4] 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.
- [5] L. J. Cimini, Jr., B. Daneshrad, and N. R. Sollenberger, "Clustered OFDM with transmitter diversity and coding," in *Proc. IEEE GLOBECOM'96*, pp. 703-707, 1996.
- [6] 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'98*, pp. 2232-2236, 1998.
- [7] Y. Li, J. C. Chuang, and 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] S. K. Wilson, R. E. Khayata, and J. M. Cioffii,

"16 QAM modulation with orthogonal frequency division multiplexing in a Rayleigh-fading environment," in *Proc. IEEE VTC'94*, pp. 1660-1664, June 1994.

[9] J. J van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Brjesson, "On channel estimation in OFDM systems," in *Proc. IEEE VTC'95*, pp. 815-819, July 1995.

[10] O. Edfors, M. Sandell, J. J van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Brjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 7, pp. 931-939, July 1998.

[11] 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.

[12] F. Tufvesson and T. Maseng, "Pilot assisted channel estimation for OFDM in mobile cellular systems," in *Proc. IEEE VTC'97*, pp. 1639-1643, May 1997.

[13] Y. Li, L. J. Cimini, Jr., N. R. Sollenberger, "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 7, pp. 902-915, July 1998.

[14] Y. Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 461-471, Mar. 1999.

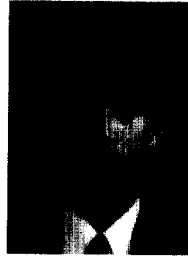
[15] J. Kim, L. J. Cimini, Jr., and J. C. Chuang, "Coding strategies for OFDM with antenna diversity for high-bit-rate mobile data applications," in *Proc. IEEE VTC'98*, pp. 763-767, 1998.

감사의 글

본 연구는 2000 정보통신 우수시범학교 학교지원 사업과 IDEC의 H/W 및 S/W 지원 사업에 의해 지원되었음

전 원 기(Won Gi Jeon)

정회원

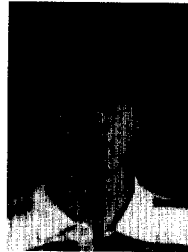


1994년 2월 : 중앙대학교  
전자공학과(공학사)  
1996년 2월 : 중앙대학교  
전자공학과 대학원  
(공학석사)  
1999년 8월 : 중앙대학교  
전자공학과 대학원  
(공학박사)

1999년 9월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 BK21  
계약교수

<주관심 분야> 디지털 통신 시스템

백 경 현(Kyung Hyun Paik)



2000년 2월 : 중앙대학교  
전기전자제어계측공학부  
(공학사)  
2000년 2월~현재 : 중앙대학교  
전자전기공학부 대학원  
석사과정  
<주관심 분야>  
디지털 통신 시스템

조 용 수(Yong Soo Cho)

정회원



1984년 2월 : 중앙대학교  
전자공학과(공학사)  
1987년 8월 : 연세대학교  
전자공학과 대학원  
(공학석사)

1991년 5월 : The University of Texas at Austin,  
Department of Electrical and Computer  
Engineering(Ph.D)

1984년 1월~1984년 7월 : 금성전기(주) 연구원

1992년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부  
부교수

<주관심 분야> 통신 신호처리, 유·무선 고속 모뎀