

주파수 선택적 시변 채널 OFDM 시스템에서의 파일럿 심볼을 이용한 채널 예측 및 등화

Pilot Symbol Assisted Channel Estimation and Equalization for OFDM Systems in Doubly Selective Channels

임 동 민

Dongmin Lim

요 약

본 논문에서는 주파수 선택적 시변 채널 OFDM 시스템에서 파일럿 심볼을 이용하는 채널 예측 및 등화 방식의 성능을 분석하고 문제점 및 개선 방안을 제시한다. 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭을 제한하기 위하여 시간 영역 윈도우를 도입하며, 채널 예측에 LS(Least Square) 및 선형 MMSE(Minimum Mean Square Error) 예측 방식을 이용한다. 채널 등화에는 채널 예측에 이용되는 파일럿 심볼의 존재가 고려된 선형 MMSE 및 결정 귀환 등화 방식을 이용한다. 계산량을 감소시키기 위하여 채널 등화 알고리즘에 요구되는 선형 연립 방정식의 풀이에 band LU 행렬 분해 알고리즘을 도입하며, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 기존 방식과의 성능을 비교한다. 결정 귀환 등화 방식에 시간 영역 윈도우를 적용하는 경우, 결정 귀환 관련 행렬의 대역폭이 제한되지 않아 성능이 저하되는 문제점을 분석하였다.

Abstract

In this paper, we analyze the performance of pilot symbol assisted channel estimation and equalization schemes for OFDM systems over frequency-selective time-varying channels and propose methods to improve the system performance. In the least square(LS) and linear minimum mean square error(MMSE) channel estimation, time domain windowing is introduced for banding the frequency domain channel matrix. The linear MMSE and decision feedback equalization schemes are employed with the pilot symbols for channel estimation taken into account in the equalization process. To reduce computational complexity, the band LU matrix factorization algorithm is introduced in solving the linear systems involved in the equalization, and the performances are compared with the known previous results by computer simulations. When time domain windowing is employed in the decision feedback equalization, the matrix related with the decision feedback process is shown to be unbanded and the resultant performance degradation is analyzed.

Key words : Channel Estimation, Equalization, OFDM, Doubly Selective Channel, Pilot Symbol

I. 서 론

다중 반송파 전송 방식인 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 주파수 선택적 채널

환경에서 하나의 탭만을 사용하는 간단한 주파수 영역 채널 등화 방식이 가능하여 방송, 무선 랜 등 여러 분야의 통신 표준안에 채택되어 있다^{[1][2]}. 채널 등화 과정에서는 채널 상태의 추정이 요구되며, 이

경상대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Gyeongsang National University)

· 논문 번호 : 20071024-119

· 수정완료일자 : 2007년 12월 3일

동 통신 관련 표준안에서는 수신기 설계 및 구현의 용이성을 고려하여 파일럿 심볼을 이용하는 방식을 주로 사용하고 있으며^[3], 최적 파일럿 심볼 배치 방안에 관련된 연구 결과도 발표되고 있다^{[4],[5]}. 차세대 이동 통신 시스템에서는 보다 높은 주파수 대역과 빠른 속도의 이동체 환경을 고려하고 있으며, 효율성 증대를 위하여 OFDM의 심볼 길이도 점차 증가하는 추세이다. 이러한 환경에서 이동 통신 채널은 주파수 선택적일 뿐만 아니라 시간 영역에서도 선택적인, 즉 이중 선택적(doubly selective) 특성을 지니게 된다. 이러한 주파수 선택적 시변 채널에서는 OFDM의 부반송파(subcarrier) 사이의 직교성이 유지되지 않아 발생하는 부반송파간의 간섭 현상으로 인하여 수신기에서 하나의 탭만을 사용하는 기존의 간단한 채널 등화 방식은 적용이 어렵게 된다.

참고문헌 [6]에서는 주파수 선택적 시변 채널 환경에서 정합 필터, LS, 선형 MMSE, 순차적 심볼 검출 MMSE 등의 채널 등화 방식을 제시하고 있으나, 알고리즘 구현에 요구되는 계산량이 OFDM 심볼 길이 N 의 제곱에 비례하는 $O(N^2)$ 이상이 되어 N 이 큰 경우에는 실제적인 적용이 어렵게 된다. 참고문헌 [7]에서는 부반송파 사이의 간섭 현상이 제한적이라는 점에 착안하고, 순차적으로 역행렬을 구하는 방법을 도입하여 알고리즘의 계산량을 $O(N^2)$ 으로 감소시키는 방안을 제시하고 있다. 참고문헌 [8]에서는 윈도우 기법을 도입하여 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭을 보다 제한하는 방식과 연판정(soft decision)을 이용하는 반복적인 심볼 검출 과정을 도입하여 계산량이 $O(N)$ 인 알고리즘을 제시하고 있다.

한편, 참고문헌 [9]에서는 알고리즘의 간략화에 중점을 두어 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭이 제한되는 특성을 이용한 band LDL^H 행렬 분해 알고리즘을 선형 MMSE(LMMSE) 등화기에 적용하여 계산량을 감소시키는 방법을 제시하고 있다. 참고문헌 [10]에서 윈도우 기법을 사용하고 band LDL^H 행렬 분해 알고리즘의 적용 범위를 결정 귀환 등화기(Decision Feedback Equalizer: DFE)로 확장하였다. 선형 MMSE 등화기를 사용하는 경우, 채널 예측에 대부분 파일럿 심볼을 이용하는 방식을 고려하고 있으나, 채널 등화

과정에서는 완전한 채널 정보의 획득이 가능하다고 가정하거나^{[8],[9]}, 파일럿 심볼의 존재를 고려하지 않는^{[10],[11]} 문제점을 내포하고 있다.

본 논문에서는 주파수 선택적 시변 채널의 예측을 위하여 파일럿 심볼을 사용하며, 채널 등화 과정에서 파일럿 심볼 존재를 고려하는 수정된 선형 MMSE 등화기 및 결정 귀환 등화기 알고리즘을 제시한다. 채널 행렬의 대역폭을 제한하기 위한 윈도우 기법을 사용하고 행렬의 분해에 참고문헌 [9], [10]에서 사용된 band LDL^H 알고리즘 대신 band LU 알고리즘을 이용하며, 주어진 시뮬레이션 환경에서 보다 안정적으로 동작함을 보인다. 또한 결정 귀환 등화기의 경우, 윈도우 기법을 이용한 대역폭 제한 방식의 문제점을 밝히고 성능 분석 결과를 제시한다.

II. 시스템 모델

우선 논문에서 사용되는 기호를 간단히 정의한다. 행렬은 굵은 대문자로 열벡터는 굵은 소문자로 표시하며 $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$ 는 각각 공액 복소(complex conjugate), 전치(transpose), 공액 복소 전치(complex conjugate transpose: Hermitian) 연산을 나타낸다. 행렬 \mathbf{A} 의 m 번째 행, n 번째 열의 원소는 $[\mathbf{A}]_{m,n}$ 으로, 열벡터 \mathbf{a} 로 구성되는 대각(diagonal) 행렬은 $\text{diag}\{\mathbf{a}\}$ 로 나타낸다. $\mathbf{0}_{M \times N}$ 은 원소가 모두 0인 $M \times N$ 행렬을, \mathbf{I}_N 은 $N \times N$ 단위 행렬을, \mathbf{F} 는 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform)을 나타내는 $N \times N$ 유니타리(unitary) 행렬을 표시한다. $\|\cdot\|$ 은 행렬의 Frobenius norm을, \otimes 은 행렬의 Kronecker product를, \circ 은 행렬의 Hadamard(elementwise) product를 나타낸다^{[12],[13]}. $\lfloor x \rfloor$ 와 $\lceil x \rceil$ 는 각각 x 를 넘지 않는 최대 정수와 x 이상인 최소 정수를 표시한다.

본 논문에서는 N 개의 부반송파와 cyclic prefix(CP)의 길이가 L 인 OFDM 시스템을 고려한다. 주파수 선택적 시변 채널은 시점 $n-l$ 에서의 임펄스에 대한 시점 n 에서의 응답인 이산 시간 등가 임펄스 응답 $h(n,l)$ 로 표시할 수 있다. 채널의 최대 시간 지연 구간(maximum delay spread)이 CP의 길이인 L 을 넘지 않는다고 가정하면 임펄스 응답 $h(n,l)$ 은 $0 \leq l \leq L$ 의 범위에서만 0이 아닌 값을 가지게 된다. 이

동 통신에 널리 쓰이는 WSSUS(Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering) 채널 모델을 가정하면 임펄스 응답은 다음과 같은 특성을 갖게 된다^[14].

$$E\{h(n,l)h^*(n-m,l-k)\} = \begin{cases} \sigma_l^2 R_h(m), & k=0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases} \quad (1)$$

위 식에서 자기 상관 함수 $R_h(m)$ 은 정규화되어 있으며, 즉 $R_h(0)=1$ 이며, 따라서 σ_l^2 은 채널의 l 번째 경로의 평균 전력을 나타낸다. 각 채널의 경로가 일반적인 Jakes의 전력 밀도 함수 특성을 가진다고 가정하는 경우, 자기 상관 함수 $R_h(m) = J_0(2\pi f_d Tm/N)$ 이 된다. $J_0(t)$ 는 0차 제1종 베셀 함수(zeroth order Bessel function of the first kind), f_d 는 최대 도플러 주파수, T 는 하나의 OFDM 심볼 구간을 나타낸다.

전송되는 OFDM 심볼은 채널 추정을 위한 파일럿 심볼과 데이터 심볼로 구성된다. OFDM 심볼은 역푸리에 변환을 거친 후 CP가 블록의 앞 부분에 첨부되어 전송된다. 수신부에서는 우선 CP에 해당하는 부분을 제거한 후 부반송파 사이의 간섭을 줄이기 위하여 윈도우를 씌워 푸리에 변환을 수행한다. OFDM 심볼을 \mathbf{u} , 수신된 신호를 \mathbf{y} 로 표시하면 이러한 OFDM 전송 과정은 다음과 같은 행렬식으로 표시할 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w}\} [\mathbf{H}^{(l)} \mathbf{F}^H \mathbf{u} + \mathbf{n}] = \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{u} + \mathbf{v} \quad (2)$$

위 식에서 $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T$ 는 시간 영역 윈도우를 나타내며, \mathbf{n} 은 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 부가 백색 정규 잡음(AWGN)이며, $\mathbf{H}^{(l)}$ 는 시간 영역 채널 행렬로 식 (3)과 같이 표시할 수 있다.

$$\mathbf{H}^{(l)} = \begin{bmatrix} h(0,0) & 0 & \dots & 0 & h(0,L) & \dots & h(0,1) \\ h(1,1) & h(1,0) & 0 & \dots & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & h(L-1,L) \\ h(L,L) & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h(N-1,L) & \dots & h(N-1,1) & h(N-1,0) \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (2)에서 주파수 영역에서의 채널 행렬 $\mathbf{H}^{(l)}$ 와

잡음 \mathbf{v} 는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{H}^{(l)} = \mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w}\} \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{F}^H \\ \mathbf{v} = \mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w}\} \mathbf{n} \quad (4)$$

III. 파일럿 심볼을 이용한 채널 추정

주파수 선택적 시변 채널 환경에서는 매 OFDM 심볼 구간에서 $L+1$ 개의 채널 경로에 대한 파라미터를 추정해야 하며, 추정 파라미터의 수는 $(L+1) \times N$ 이 된다. 정확성을 유지하면서 추정 파라미터의 수를 줄이기 위하여 최근에는 시변 채널 모델링에 BEM(Basis Expansion Model) 방식을 적용하고 있다^{[4],[10],[11]}. BEM을 이용하는 경우, 윈도우를 적용한 l 번째 채널 경로의 파라미터 $\mathbf{h}_l^{(l)}$ 를 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\text{diag}\{\mathbf{w}\} \mathbf{h}_l^{(l)} = [w_0 h(0,l), w_1 h(1,l), \dots, w_{N-1} h(N-1,l)]^T \\ = [\mathbf{b}_0, \mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_Q] [h_{0,l}^{(f)}, h_{1,l}^{(f)}, \dots, h_{Q,l}^{(f)}]^T \\ = \mathbf{B} \mathbf{h}_l^{(f)} \quad (5)$$

위 식에서 \mathbf{b}_q 는 모든 채널 경로에 공동으로 사용되는 BEM의 유니터리 기저함수(unitary basis function), 즉 $\mathbf{B}^H \mathbf{B} = \mathbf{I}_{Q+1}$ 가 되며, $\mathbf{h}_l^{(f)}$ 는 l 번째 채널 경로에 대한 BEM 파라미터를 나타낸다. BEM의 파라미터 수는 $(L+1) \times (Q+1)$ 이 되며, 일반적으로 기저함수의 개수 $Q+1$ 은 N 보다 훨씬 작은 값으로 결정되므로^{[4],[10],[11]}, BEM을 사용하는 경우 채널 추정에 필요한 파라미터 수가 크게 감소된다. BEM을 적용하면 주파수 영역 채널 행렬 $\mathbf{H}^{(l)}$ 는 다음과 같이 표시할 수 있다^[10].

$$\mathbf{H}^{(l)} = \mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w}\} \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{F}^H \\ = \mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w}\} \left[\sum_{l=0}^L \text{diag}\{\mathbf{h}_l^{(l)}\} \mathbf{Z}_l \right] \mathbf{F}^H \\ = \sum_{l=0}^L \sum_{q=0}^Q h_{q,l}^{(f)} \mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{b}_q\} \mathbf{Z}_l \mathbf{F}^H \quad (6)$$

위 식에서 \mathbf{Z}_l 은 행렬의 각 열을 l 번 왼쪽으로 순환 이동을 시키는 연산을 표시하는 $N \times N$ 행렬로

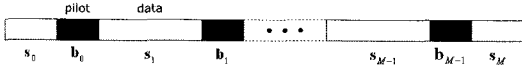


그림 1. 데이터와 파일럿 심볼 서브 블록으로 구성된 OFDM 심볼 구조

Fig. 1. Structure of the OFDM symbol consisting of data and pilot symbol subblocks.

다음과 같이 l 번째 아래 대각선상의 원소와 $N-l$ 번째 위 대각선상의 원소만이 1인 행렬이 된다.

$$\mathbf{Z}_l = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & \cdots & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & & & 0 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & & & & & \ddots & 1 \\ 1 & 0 & & & \ddots & & & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & & & & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

식 (6)에서 $\mathbf{Fdiag}\{\mathbf{b}_q\}\mathbf{Z}_l\mathbf{F}^H$ 를 하나의 원소 행렬로 하는 $N \times (L+1)(Q+1)N$ 행렬 \mathbf{G} 와 BEM 파라미터 $\mathbf{h}^{(f)}$ 를 다음과 같이 정의하면

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{q,l} &= \mathbf{Fdiag}\{\mathbf{b}_q\}\mathbf{Z}_l\mathbf{F}^H \\ \mathbf{G} &= [\mathbf{G}_{0,0}, \dots, \mathbf{G}_{Q,0}, \mathbf{G}_{0,1}, \dots, \mathbf{G}_{Q,1}, \dots, \mathbf{G}_{0,L}, \dots, \mathbf{G}_{Q,L}] \\ \mathbf{h}^{(f)} &= [(\mathbf{h}_0^{(f)})^T, (\mathbf{h}_1^{(f)})^T, \dots, (\mathbf{h}_L^{(f)})^T]^T \\ &= [h_{0,0}^{(f)}, \dots, h_{Q,0}^{(f)}, h_{0,1}^{(f)}, \dots, h_{Q,1}^{(f)}, \dots, h_{0,L}^{(f)}, \dots, h_{Q,L}^{(f)}]^T, \end{aligned} \quad (8)$$

수신된 신호 \mathbf{y} 는 다음과 같이 표시할 수 있다^[10].

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H}^{(f)}\mathbf{u} + \mathbf{v} \\ &= \sum_{l=0}^L \sum_{q=0}^Q h_{q,l}^{(f)} \mathbf{G}_{q,l} \mathbf{u} + \mathbf{v} \\ &= \mathbf{G}(\mathbf{h}^{(f)} \otimes \mathbf{I}_N) \mathbf{u} + \mathbf{v} \\ &= \mathbf{G}(\mathbf{I}_{(L+1) \times (Q+1)} \otimes \mathbf{u}) \mathbf{h}^{(f)} + \mathbf{v}. \end{aligned} \quad (9)$$

주파수 선택적 시변 채널의 추정을 위하여 매 OFDM 심볼에 파일럿 심볼을 사용하며, 파일럿 심볼의 배치는 그림 1과 같이 등간격으로 M 개의 파일럿 서브 블록(subblock)을 배치하는 방식을 이용한다^{[4],[10],[11]}. 길이가 L_p 인 파일럿 서브 블록은 0이 아닌 하나의 파일럿 심볼을 중심으로 주변이 모두 0으로 채

워진 형태이며^{[4],[10],[11]}, 각 파일럿 서브 블록은 동일한 구조를 가진다. 길이가 N 인 OFDM 심볼에서 파일럿 심볼의 개수 $N_b = ML_p$ 이며, 데이터 심볼의 개수 $N_s = N - N_b$ 가 된다. 파일럿 서브 블록을 \mathbf{b}_m , 데이터 서브 블록을 \mathbf{s}_m 으로 표시하면 하나의 OFDM 심볼 \mathbf{u} 는 다음과 같이 표시된다.

$$\mathbf{u} = [\mathbf{s}_0^T, \mathbf{b}_0^T, \dots, \mathbf{s}_{M-1}^T, \mathbf{b}_{M-1}^T, \mathbf{s}_M^T]^T. \quad (10)$$

다음과 같이 데이터 심볼 블록과 파일럿 심볼 블록을 정의하면

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= \mathbf{s}^{(0)} + \mathbf{b}^{(0)} \\ \mathbf{s}^{(0)} &= [\mathbf{s}_0^T, \mathbf{0}^T, \mathbf{s}_1^T, \mathbf{0}^T, \dots, \mathbf{s}_{M-1}^T, \mathbf{0}^T, \mathbf{s}_M^T]^T \\ \mathbf{b}^{(0)} &= [\mathbf{0}^T, \mathbf{b}_0^T, \mathbf{0}^T, \mathbf{b}_1^T, \dots, \mathbf{0}^T, \mathbf{b}_{M-1}^T, \mathbf{0}^T]^T, \\ \mathbf{s} &= [\mathbf{s}_0^T, \mathbf{s}_1^T, \dots, \mathbf{s}_{M-1}^T, \mathbf{s}_M^T]^T \\ \mathbf{b} &= [\mathbf{b}_0^T, \mathbf{b}_1^T, \dots, \mathbf{b}_{M-1}^T]^T \end{aligned} \quad (11)$$

식 (9)는 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H}^{(f)}(\mathbf{s}^{(0)} + \mathbf{b}^{(0)}) + \mathbf{v} \\ &= \mathbf{H}^{(f)}\mathbf{P}_b\mathbf{b} + \mathbf{H}^{(f)}\mathbf{P}_s\mathbf{s} + \mathbf{v} \\ &= \mathbf{G}(\mathbf{I}_{(L+1) \times (Q+1)} \otimes \mathbf{b}^{(0)}) \mathbf{h}^{(f)} + \mathbf{H}^{(f)}\mathbf{P}_s\mathbf{s} + \mathbf{v}. \end{aligned} \quad (12)$$

위 식에서 \mathbf{P}_s 와 \mathbf{P}_b 는 앞 행렬에서 데이터 심볼과 파일럿 심볼에 해당하는 열만을 취합하는 연산을 수행하는 행렬을 나타낸다. 수신된 신호 \mathbf{y} 에서 파일럿 서브 블록에 대한 채널 응답이 대부분 포함되어 있는 $M(L_p - 2B_c)$ 개의 심볼만을 채널 추정에 사용하는 경우^[11], 식 (12)는 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_c &= \mathbf{P}_c\mathbf{y} \\ &= \mathbf{\Phi}\mathbf{h}^{(f)} + \mathbf{P}_c\mathbf{H}^{(f)}\mathbf{P}_s\mathbf{s} + \mathbf{P}_c\mathbf{v}. \end{aligned} \quad (13)$$

위 식에서 $\mathbf{\Phi} = \mathbf{P}_c\mathbf{G}(\mathbf{I}_{(L+1) \times (Q+1)} \otimes \mathbf{b}^{(0)})$ 로 정의되며, \mathbf{P}_c 는 뒤 행렬에서 채널 추정에 사용되는 심볼에 해당하는 행만을 취합하는 연산을 수행하는 $M(L_p - 2B_c) \times N$ 행렬을 나타낸다.

식 (13)으로부터 BEM 파라미터 $\mathbf{h}^{(f)}$ 에 대한 LS 예측은 다음과 같이 주어진다^{[10],[13]}.

$$\hat{\mathbf{h}}^{(f)} = (\mathbf{\Phi}^H\mathbf{\Phi})^{-1}\mathbf{\Phi}^H\mathbf{y}_c. \quad (14)$$

BEM 파라미터 $\mathbf{h}^{(l)}$ 를 확률 변수로 고려하는 선형 MMSE 예측은 다음과 같이 구할 수 있다 [10],[15].

$$\hat{\mathbf{h}}^{(l)} = \mathbf{C}_{h^{(l)}} \Phi^H (\Phi \mathbf{C}_{h^{(l)}} \Phi^H + \mathbf{C}_i)^{-1} \mathbf{y}_c. \quad (15)$$

데이터 심볼과 잡음에 대해 다음과 같은 통계적 특성을 가정하면

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{s}\} &= \mathbf{0}, \quad E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \sigma_s^2 \mathbf{I} \\ E\{\mathbf{n}\} &= \mathbf{0}, \quad E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I} \\ E\{\mathbf{s}\mathbf{n}^H\} &= \mathbf{0} \end{aligned}, \quad (16)$$

식 (15)의 공분산 행렬은 식 (17)~(19)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{h^{(l)}} &= E\{\mathbf{h}^{(l)}(\mathbf{h}^{(l)})^H\} \\ &= \text{diag}\{\sigma_0^2, \sigma_1^2, \dots, \sigma_L^2\} \otimes \mathbf{R}_{h^{(l)}} \\ \mathbf{C}_i &= E\left\{ \left(\mathbf{P}_c \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{P}_s \mathbf{s} + \mathbf{P}_c \mathbf{v} \right) \left(\mathbf{P}_c \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{P}_s \mathbf{s} + \mathbf{P}_c \mathbf{v} \right)^H \right\} \\ &= E\left\{ \left(\mathbf{P}_c \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{P}_s \right) E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} \left(\mathbf{P}_c \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{P}_s \right)^H + \mathbf{P}_c E\{\mathbf{v}\mathbf{v}^H\} \mathbf{P}_c^H \right\} \\ &= \sigma_s^2 E\left\{ \left(\sum_{l=0}^L \sum_{q=0}^Q h_{q,l}^{(l)} \mathbf{P}_c \mathbf{G}_{q,l} \mathbf{P}_s \right) \left(\sum_{l'=0}^L \sum_{q'=0}^Q h_{q',l'}^{(l')} \mathbf{P}_c \mathbf{G}_{q',l'} \mathbf{P}_s \right)^H \right\} \\ &\quad + \sigma_n^2 \mathbf{P}_c \mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w} \circ \mathbf{w}^*\} (\mathbf{P}_c \mathbf{F})^H \\ &= \sigma_s^2 \sum_{l=0}^L \sum_{q=0}^Q \sum_{l'=0}^L \sum_{q'=0}^Q E\{h_{q,l}^{(l)} (h_{q',l'}^{(l')})^*\} (\mathbf{P}_c \mathbf{G}_{q,l} \mathbf{P}_s) (\mathbf{P}_c \mathbf{G}_{q',l'} \mathbf{P}_s)^H \\ &\quad + \sigma_n^2 (\mathbf{P}_c \mathbf{F}) \text{diag}\{\mathbf{w} \circ \mathbf{w}^*\} (\mathbf{P}_c \mathbf{F})^H \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{h^{(l)}} &= E\{\mathbf{h}_i^{(l)}(\mathbf{h}_i^{(l)})^H\} / \sigma_i^2 \\ &= (\mathbf{B}^H \text{diag}\{\mathbf{w}\}) \left[E\{\mathbf{h}_i^{(l)}(\mathbf{h}_i^{(l)})^H\} / \sigma_i^2 \right] (\mathbf{B}^H \text{diag}\{\mathbf{w}\})^H \\ &= (\mathbf{B}^H \text{diag}\{\mathbf{w}\}) \times \\ &\quad \begin{bmatrix} J_0(0) & J_0(-2\pi f_d) & \dots & J_0(-2\pi f_d(N-1)) \\ J_0(2\pi f_d) & J_0(0) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & J_0(-2\pi f_d) \\ J_0(2\pi f_d(N-1)) & \dots & J_0(2\pi f_d) & J_0(0) \end{bmatrix} \\ &\quad \times (\mathbf{B}^H \text{diag}\{\mathbf{w}\})^H \end{aligned} \quad (18)$$

$$E\{h_{q,l}^{(l)} (h_{q',l'}^{(l')})^*\} = \begin{cases} \sigma_l^2 [\mathbf{R}_{h^{(l)}}]_{q+1, q'+1}, & l = l' \\ 0, & l \neq l'. \end{cases} \quad (19)$$

IV. 채널 등화

선형 MMSE 채널 등화 방식을 사용하는 경우, 대부분의 논문에서는 채널 예측에 사용된 파일럿 심볼

의 존재를 채널 등화 과정에서 고려하지 않고 있다 [10],[11]. 본 논문에서는 우선 파일럿 심볼의 존재를 고려한 선형 MMSE 채널 등화 방식을 제시한다. 그 다음 윈도우를 사용하여 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭을 보다 제한하여 계산량을 감소시키는 대역폭 제한 선형 MMSE 채널 등화 방식 및 결정 귀환 채널 등화 방식의 성능 및 문제점을 분석한다.

4-1 선형 MMSE 채널 등화

식 (14) 또는 (15)를 이용하여 BEM 파라미터 $\mathbf{h}^{(l)}$ 를 예측하면 식 (6)을 이용하여 주파수 영역 채널 행렬 $\mathbf{H}^{(l)}$ 를 구할 수 있다. 식 (12)로부터 데이터 심볼 블록 \mathbf{s} 에 대한 관계식을 정리하면 다음과 같다.

$$\mathbf{y} - \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{P}_b \mathbf{b} = \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{P}_s \mathbf{s} + \mathbf{v}. \quad (20)$$

선형 MMSE 예측 방식을 위 식에 적용하고 식 (16)의 통계적 특성을 이용하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다 [15].

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}_s^{(l)})^H \left[\mathbf{H}_s^{(l)} (\mathbf{H}_s^{(l)})^H + \mathbf{C}_v / \sigma_s^2 \right]^{-1} (\mathbf{y} - \mathbf{H}_b^{(l)} \mathbf{b}). \quad (21)$$

위 식에서

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_s^{(l)} &= \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{P}_s \\ \mathbf{H}_b^{(l)} &= \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{P}_b \\ \mathbf{C}_v &= E\{\mathbf{v}\mathbf{v}^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w} \circ \mathbf{w}^*\} \mathbf{F}^H \end{aligned} \quad (22)$$

이다. 참고문헌 [10]의 식 (26)~(29) 또는 참고문헌 [11]의 식 (31)과 위의 식 (21)을 비교해 보면 파일럿 심볼의 존재가 고려되어 있으며, 또한 새로운 채널 행렬 $\mathbf{H}_s^{(l)}$ 는 정방 행렬이 아닌 $N \times N_s$ 행렬임을 알 수 있다. 식 (21)의 계산에 LU 행렬 분해 알고리즘 [13]을 적용하는 경우, 소요되는 계산량은 $O(N^3)$ 이다.

4-2 윈도우를 이용한 대역폭 제한 선형 MMSE 채널 등화

OFDM 시스템에서 채널 등화 방식의 계산량을 감소시키기 위하여 시간 영역에서 윈도우를 사용하여 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭을 한정하는 방식이

이용되고 있다^{[8],[10]}. OFDM의 주파수 영역 채널 행렬은 부반송파 사이 간섭의 대부분이 인접 심볼로부터 발생하며^{[7],[8]}, 시간 영역 윈도우를 사용하면 그림 2의 사선 영역과 같이 $2Q_w+1$ 개의 중앙 대각선, 오른쪽 상단의 $Q_w \times Q_w$ 위삼각 행렬, 왼쪽 하단의 $Q_w \times Q_w$ 아래 삼각 행렬 영역에서만 0이 아닌 값을 가지는 행렬로 최적 근사화가 가능하다^{[8],[10]}. 참고문헌 [9],[10]에서는 선형 MMSE 채널 등화 방식에 포함된 선형 연립 방정식의 풀이에 소요되는 계산량을 줄이기 위하여 주파수 영역 채널 행렬을 대각선을 중심으로 대역폭이 제한된 대역 행렬(band matrix)^[13]로 근사화하는 방법을 이용한다. 그림 2에서 알 수 있듯이 윈도우를 사용하여 최적 근사화된 채널 행렬은 대역 행렬이 되지 않는 문제점이 있다. 원래 행렬의 행과 열의 개수를 앞뒤 각각 $\lfloor(Q_w+1)/2\rfloor$ 만큼씩 줄이는 방법을 이용하면 그림 2에서 점선으로 표시된 축소된 대역 행렬로의 변환이 가능하다. 본 논문에서는 그림 3과 같이 OFDM 심볼에서 처음 데이터 심볼 서브 블록 s_0 의 앞부분 $\lfloor(Q_w+1)/2\rfloor$ 개의 데이터 심볼과 마지막 데이터 심볼 서브 블록 s_M 의 뒷부분 $\lfloor(Q_w+1)/2\rfloor$ 개 데이터 심볼을 사용하지 않고 0으로 채우는 방식을 사용한다.

식 (12)로부터 데이터 심볼 블록 s 에 대한 관계식을 정리하면 다음과 같다.

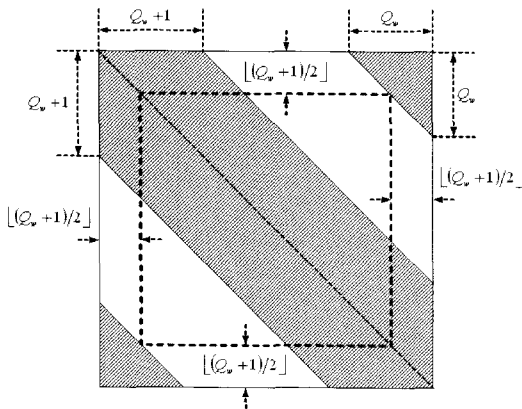


그림 2. 주파수 영역 채널 행렬의 구조
Fig. 2. Structure of the frequency domain channel matrix.

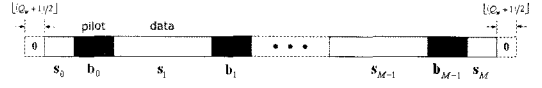


그림 3. 주파수 영역 대역 채널 행렬을 위한 OFDM 심볼의 구조
Fig. 3. Structure of the OFDM symbol for banded frequency domain channel matrix.

$$\mathbf{P}_e \mathbf{y} - \mathbf{P}_e \mathbf{H}^{(f)} \mathbf{P}_b \mathbf{b} = \mathbf{P}_e \mathbf{H}^{(f)} \mathbf{P}_s \mathbf{s} + \mathbf{P}_e \mathbf{v} \quad (23)$$

위 식에서 \mathbf{P}_e 는 뒤 행렬에서 채널 등화에 사용되는 심볼에 해당하는 행만을 취합하는 연산을 수행하는 $(N-2\lfloor(Q_w+1)/2\rfloor) \times N$ 행렬을 나타낸다. 선형 MMSE 예측 방식을 위 식에 적용하고 식 (16)의 통계적 특성을 이용하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다^[15].

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}_s^{(f)})^H \left[\mathbf{H}_s^{(f)} (\mathbf{H}_s^{(f)})^H + \mathbf{C}_v / \sigma_v^2 \right]^{-1} (\mathbf{P}_e \mathbf{y} - \mathbf{H}_b^{(f)} \mathbf{b}) \quad (24)$$

위 식에서

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_s^{(f)} &= \mathbf{P}_e \mathbf{H}^{(f)} \mathbf{P}_s \\ \mathbf{H}_b^{(f)} &= \mathbf{P}_e \mathbf{H}^{(f)} \mathbf{P}_b \\ \mathbf{C}_v &= \mathbf{P}_e \mathbf{E} \{ \mathbf{v} \mathbf{v}^H \} \mathbf{P}_e^H \\ &= \sigma_v^2 (\mathbf{P}_e \mathbf{F}) \text{diag} \{ \mathbf{w} \cdot \mathbf{w}^* \} (\mathbf{P}_e \mathbf{F})^H \end{aligned} \quad (25)$$

이다. 새로운 채널 행렬 $\mathbf{H}_s^{(f)}$ 는 $N_a \times N_s$ 행렬이 되며, 데이터 심볼 및 파일럿 심볼의 개수 $N_a = N - 2\lfloor(Q_w+1)/2\rfloor$, 데이터 심볼의 개수 $N_s = N_a - N_b = N_a - ML_p$ 가 된다. 식 (24)에서 채널 행렬 $\mathbf{H}_s^{(f)}$ 를 상하 대역폭이 각각 $Q_f (\geq Q_w)$ 인 대역 행렬로 근사화하면 행렬 $\mathbf{M} = \mathbf{H}_s^{(f)} (\mathbf{H}_s^{(f)})^H + \mathbf{C}_v$ 는 상하 대역폭이 각

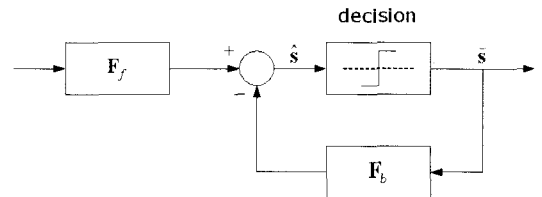


그림 4. 결정 귀환 채널 등화 방식의 구조
Fig. 4. Structure of the decision feedback channel equalization.

각 $2Q_f$ 인 대역 행렬로 근사화가 가능하며^[10], band LU 행렬 분해 알고리즘^[13]을 적용하면 식 (24)에 소요되는 계산량을 $O(Q_f^2 N_s)$ 수준으로 감소시킬 수 있다^{[9],[10]}. Band LU 알고리즘은 참고문헌 [9]에서 제시된 band LDL^H 알고리즘과 비교하여 행렬의 Hermitan 특성을 이용하지 않아 계산량이 2배로 증가하는^[13] 단점은 있으나, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 실험한 대부분의 채널 및 시스템 조건에서 보다 안정적으로 동작함을 확인할 수 있었다.

4.3 윈도우를 이용한 대역폭 제한 결정 귀환 채널 등화

검출된 심볼의 값을 변조 방식에 따라 결정하여 심볼간의 간섭을 제거하는데 이용하는 결정 귀환 채널 등화 방식^{[10],[16]}의 구조를 그림 4에 나타내었다. 결정 귀환 방식에 의해 검출된 데이터 심볼 \hat{s} 는 다음과 같이 구할 수 있다^[10].

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{F}_f (\mathbf{P}_e \mathbf{y} - \mathbf{H}_b^{(f)} \mathbf{b}) - \mathbf{F}_b \hat{\mathbf{s}} \quad (26)$$

위 식에서

$$\mathbf{F}_f = (\mathbf{F}_b + \mathbf{I}_{N_s}) (\mathbf{H}_s^{(f)})^H [\mathbf{H}_s^{(f)} (\mathbf{H}_s^{(f)})^H + \mathbf{C}_v / \sigma_s^2]^{-1} \quad (27)$$

이며 $\hat{\mathbf{s}}$ 는 판정 후의 심볼값을 나타내며, 기타 행렬은 식 (25)의 정의를 따른다. 결정 귀환 관련 행렬 \mathbf{F}_b 는 순차적으로 심볼간의 간섭을 제거하기 위해 주 대각선상의 원소가 모두 0인 위 삼각 행렬이 되어야 하며, 식 (28)과 같이 행렬 \mathbf{M} 을 band LU 알고리즘으로 분해하여 결정할 수 있다^[10].

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_b &= \mathbf{L}^H - \mathbf{I}_{N_s} \\ \mathbf{M} &= \mathbf{I}_{N_s} / \sigma_s^2 + (\mathbf{H}_s^{(f)})^H \mathbf{C}_v^{-1} \mathbf{H}_s^{(f)} = \mathbf{L} \mathbf{U} \end{aligned} \quad (28)$$

식 (26)과 (27)의 계산에서 채널 행렬 $\mathbf{H}_s^{(f)}$ 를 상하 대역폭이 각각 $Q_f (\geq Q_w)$ 인 대역 행렬로 근사화하면 소요되는 계산량은 $O(Q_f^2 N_s)$ 수준이 된다^{[9],[10]}. 그러나 식 (28)의 경우, 행렬 \mathbf{M} 은 윈도우에 의해 대역폭이 제한되지 않으며^[10], 따라서 소요되는 계산량이 증가하게 된다. 행렬 \mathbf{C}_v^{-1} 을 상하 대역폭이 각각 $Q_b (\geq Q_f)$ 인 대역 행렬로 근사화하면 소요되는 계산

량은 $O(Q_b^2 N_s)$ 가 된다.

V. 컴퓨터 시뮬레이션

본 논문에서는 OFDM 심볼의 길이 $N=256$, 파일럿 서브 블록의 개수 $M=5$, 파일럿 서브 블록의 길이 $L_p=11$ 이며 QPSK를 변조 방식으로 사용하는 OFDM 시스템을 대상으로 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 성능 분석을 시도한다. 주파수 선택적 시변 채널의 임펄스 응답의 길이 $L=4$ 로 선정했으며, 식 (1)과 같이 WSSUS 채널 모델을 이용하였다. OFDM 심볼 구간을 T 로 표시하면 OFDM 심볼 전송 속도로 정규화된 도플러 주파수는 $f_d T$ 로 표시된다. 시뮬레이션에서는 $f_d T=0.2$ 와 1.0 으로 선정하였으며 $f_d T=1.0$ 은 비교적 빠른 속도의 페이딩 채널을 의미한다. 식 (5)의 BEM 채널 모델에서 기저 함수 \mathbf{b}_q 의 선정에는 여러 가지 선택 방법과 그에 따른 성능 분석 결과가 발표되어 있으며^[11], 본 논문에서는 다음과 같이 윈도우를 씌운 일반화된 복소 지수 함수(Generalized Complex Exponential: GCE)로 구성된 기저 함수 행렬 $\tilde{\mathbf{B}}$ 를 QR 행렬 분해 알고리즘^[13]을 이용하여 유니타리 특성을 부가하여 사용하였다^{[10],[11]}.

$$\tilde{\mathbf{B}} = \text{diag}\{\mathbf{w}\} [\tilde{\mathbf{b}}_0, \tilde{\mathbf{b}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{b}}_Q] \quad (29)$$

위 식에서 $\tilde{\mathbf{b}}_q$ 의 n 번째 원소 $[\tilde{\mathbf{b}}_q]_n = e^{j2\pi(q-Q/2)(n-1)/KN}$ 이며, K 는 샘플링 속도 관련 파라미터를 나타낸다. 채널 예측에는 식 (15)의 선형 MMSE 예측 방식을 이용하였으며, 관련 파라미터 값은 $Q=4$, $K=2$, $B_c=0$ 으로 선정하였다. 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭을 제한하기 위한 시간 영역 윈도우는 설계 시 목표로 하는 대역폭 $Q_w = \lceil f_d T \rceil + 1$ 로 설정한 후^[8], 참고문헌 [10]에서 제안된 방법을 이용하였으며, $\mathbf{w}^H \mathbf{w} = N$ 으로 정규화하여 사용하였다. 시스템 전송 환경의 척도인 신호 대 잡음비(SNR)는 논문에 따라 다소 다른 정의를 사용하고 있거나, 불분명한 경우도 있는 문제점이 있다^{[4],[8],[10],[11]}. 본 논문에서는 SNR에 대해 다음과 같은 정의를 사용한다.

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{\text{power of data and pilots evaluated over the OFDM symbol period}}{\text{power of noise evaluated over the data symbol bandwidth}} \\ &= \frac{E_s(1+1/\rho)}{N_0} \end{aligned} \quad (30)$$

위 식에서 E_s 는 데이터 심볼의 에너지, N_0 는 잡음의 전력 밀도 함수, ρ 는 파일럿 심볼에 대한 데이터 심볼의 전력비를 나타낸다. 본 논문에서는 $\rho=9$ 로 설정하였으며, 따라서 파일럿 심볼에 의한 전력 손실은 0.5 dB 이하가 되며, 이 경우 SNR은 일반적으로 디지털 통신에서 사용되는 신호 대 잡음비 $E_s/N_0=2E_b/N_0$ 와 거의 같은 의미를 가지게 된다. E_b 는 QPSK 변조에서 소요되는 비트 에너지를 나타낸다.

그림 5에 정규화된 도플러 주파수 $f_d T$ 의 변화에 따른 채널 예측 성능을 다음과 같이 시간 영역 채널 행렬에 대한 MSE(Mean Square Error)로 나타내었다.

$$MSE = E \left\{ \left\| \hat{\mathbf{H}}^{(t)} - \mathbf{H}^{(t)} \right\|^2 \right\} / E \left\{ \left\| \mathbf{H}^{(t)} \right\|^2 \right\} \quad (31)$$

M, L_p, Q, K, B_c 등 채널 예측 관련 파라미터를 동일하게 설정한 환경에서는 예상대로 채널의 변화 속도가 빠를수록 채널 예측 오차가 증가하는 결과가 나타난다. 채널 등화에 선형 MMSE 방식을 사용하고 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭을 Q_f 로 설정한 경우의 비트 에러율(BER) 성능을 그림 6에 나타내었다. 채널 행렬의 대역폭에 제한을 두지 않은 경우, 도플러 주파수 증가에 따른 시간 다이버시티 효과가 SNR이 20 dB인 부근에서 약간 나타나고

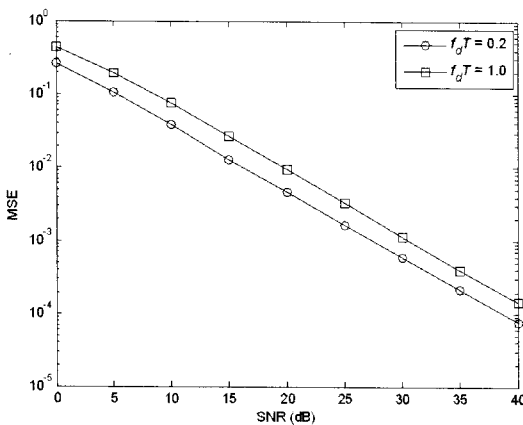


그림 5. 정규화된 도플러 주파수 값의 변화에 따른 MSE 채널 예측 성능
Fig. 5. MSE performance of the channel estimation with different values of the normalized Doppler frequency.

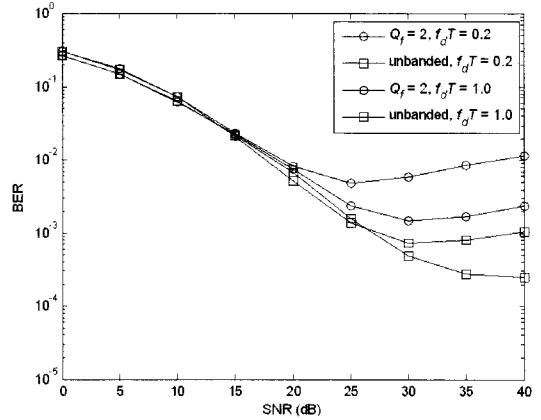


그림 6. Q_f 및 $f_d T$ 값의 변화에 따른 선형 MMSE 채널 등화의 BER 성능
Fig. 6. BER performance of the linear MMSE channel equalization with different values of Q_f and $f_d T$.

으나 미미한 정도임을 알 수 있다. 선형 MMSE 채널 등화의 경우, 도플러 주파수가 증가함에 따라 높은 SNR 영역에서 BER 성능이 저하한다. 그림 6에서 SNR이 25~30 dB를 넘어서면 BER이 오히려 증가하는 현상도 나타난다. 이것은 식 (21) 또는 (24)에서 행렬 $\mathbf{M} = \mathbf{H}_s^{(t)} (\mathbf{H}_s^{(t)})^H + \mathbf{C}_v / \sigma_s^2$ 의 불량 조건이 심화되어(ill conditioned) 나타나는 현상이며^[13], 알고리즘에 사용되는 예측된 신호 대 잡음비 $\hat{\gamma} = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$ 의 최대값을 제한하는 방식으로 완화시킬 수 있다^[11]. 그러나 최적의 성능을 얻기 위해서는 신호 대 잡음비 $\hat{\gamma}$ 의 최대값을 각각의 경우 마다 달리 제한해야 한다. 그림 7에 신호 대 잡음비 $\hat{\gamma}$ 의 최대값을 동일하게 25 dB로 제한한 경우 BER 성능을 도시하였다. SNR이 증가함에 따라 BER이 증가하는 현상이 사라지고 성능이 크게 개선됨을 알 수 있다. 결정 귀환 채널 등화 방식을 사용한 경우, BER 성능을 그림 8에 나타내었다. 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭을 $Q_f=2$ 로 제한한 경우, 결정 귀환 관련 행렬의 대역폭은 $Q_b=20$ 로 제한하였다. 4.3절에서 설명하였듯이 결정 귀환 관련 행렬은 윈도우에 의해 대역폭이 제한되는 효과가 없어 $Q_b \gg Q_f$ 로 설정해야 한다. 그림 6의 선형 MMSE 채널 등화 방식과 비교하여 결정 귀환 채널 등화 방식은 SNR이 높은 영역에서

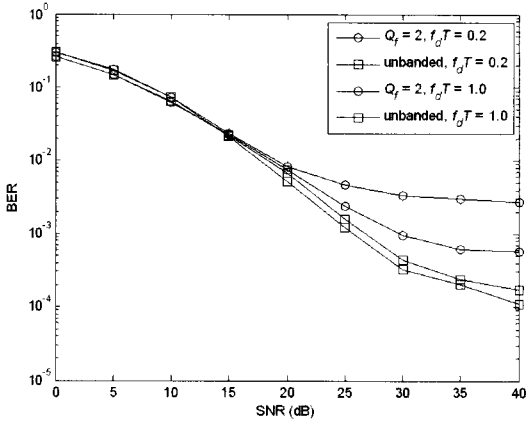


그림 7. 예측된 신호 대 잡음비의 최대값을 25 dB로 제한한 선형 MMSE 채널 등화의 BER 성능
 Fig. 7. BER performance of the linear MMSE channel equalization with the maximum estimated SNR limited to 25 dB.

BER 성능이 개선됨을 알 수 있으며, 행렬의 대역폭에 제한을 두지 않는 경우, 도플러 주파수 증가에 따른 시간 다이버시티 효과도 뚜렷이 확인할 수 있다.

참고문헌 [9]에서 사용된 band LDL^H 행렬 분해 알고리즘을 컴퓨터 시뮬레이션에 사용한 결과, 오차의 누적 현상으로 선형 연립 방정식의 해에 오차가 크게 발생하는 현상이 발생하였다. 그림 9에서 알 수 있듯이 윈도우를 사용하지 않는 경우에는 본 논문에서 사용한 band LU 알고리즘과 band LDL^H 알고리즘은 거의 동일한 결과를 보여주나, 윈도우를 사용하는 경우 band LDL^H 알고리즘은 불안정성으로 인하여 BER이 급격히 증가한다. 따라서 시간 영역 윈도우를 사용하는 경우, 참고문헌 [9]에서 제시한 LDL^H 알고리즘은 오차가 누적되는 구현상의 문제가 해결되어야 정상적인 동작이 가능하다. 그림 10에는 결정 귀환 채널 등화 방식에서 결정 귀환 관련 행렬의 대역폭을 제한하는 파라미터 Q_b의 영향을 도시하였다. 선형 MMSE 채널 등화 방식과는 달리 결정 귀환 채널 등화 방식에서는 Q_f = Q_b = 2인 경우, BER 성능이 크게 악화되는 것을 알 수 있으며, Q_b = 10이 되어야 Q_f = 2인 선형 MMSE 채널 등화 방식과 BER 성능이 비슷해짐을 알 수 있다. 그림 11에는 Q_w 값의 변화에 따라 채널 예측 오차가 BER 성능에 미치는 영향을 도시하였다. 완벽한 채널 예측이 가능하다고

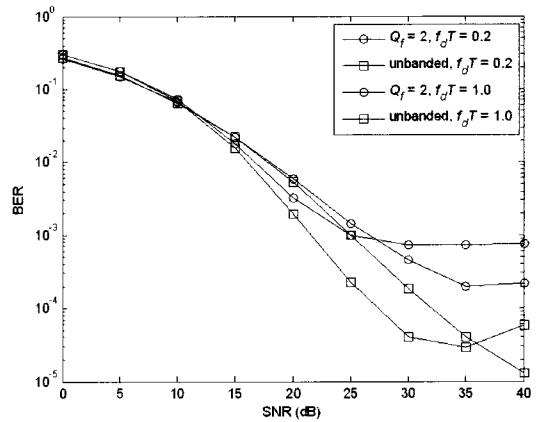


그림 8. Q_f, Q_b, f_dT 값의 변화에 따른 결정 귀환 채널 등화의 BER 성능
 Fig. 8. BER performance of the decision feedback channel equalization with different values of Q_f, Q_b, and f_dT.

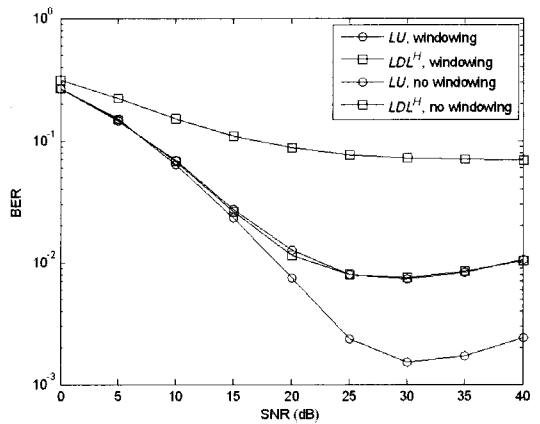


그림 9. 대역폭 제한 LU와 대역폭 제한 LDL^H 행렬 분해 알고리즘을 사용한 선형 MMSE 채널 등화 방식의 BER 성능 비교
 Fig. 9. BER performance comparisons of the linear MMSE channel equalization with the band LU and band LDL^H matrix factorization algorithms employed.

가정하는 경우, Q_w와 Q_f 값을 증가시키면 BER 성능이 향상되지만, 실제적인 채널 예측 방식을 사용하는 경우 Q_w = Q_f = 8 이상이 되면 주파수 영역 채널 대역폭 확대에 따른 채널 예측의 오차가 증가하여 BER 성능이 급격히 저하되는 현상이 발생함을 알 수 있다.

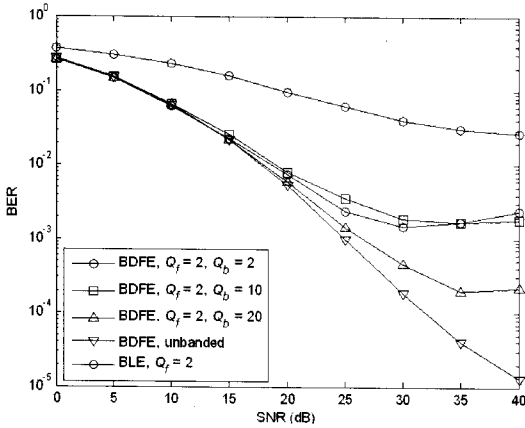


그림 10. Q_b 가 결정 귀환 채널 등화의 BER 성능에 미치는 영향

Fig. 10. The effect of Q_b on the BER performance of the decision feedback channel equalization.

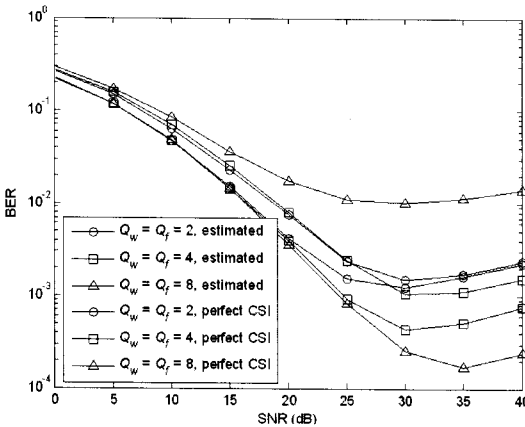


그림 11. Q_w 및 Q_f 값의 변화에 따른 불완전한 채널 예측이 선형 MMSE 채널 등화의 BER 성능에 미치는 영향

Fig. 11. The effect of imperfect channel estimation on the BER performance of the linear MMSE channel equalization with different values of Q_w and Q_f .

VI. 결 론

본 논문에서는 주파수 선택적 시변 채널 OFDM 시스템에서 파일럿 심볼을 이용하는 채널 예측 및 등화 방식의 성능을 분석하였다. 채널 예측에는 선형 MMSE 방식을 이용하였으며, 주파수 영역 채널

행렬의 대역폭을 제한하기 위하여 시간 영역 윈도우를 도입하였다. 채널 등화에는 채널 예측에 사용된 파일럿 심볼의 존재를 고려한 선형 MMSE 및 결정 귀환 방식을 사용하였다. 다양한 채널 및 시스템 환경하에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 다음과 같은 결과를 얻을 수 있었다.

- i) 윈도우를 사용하여 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭을 제한한 경우, 기존의 band LDL^H 행렬 분해 알고리즘은 계산 과정의 오차 누적으로 정상적인 동작이 가능하지 않다. 본 논문에서는 일반적인 band LU 알고리즘을 사용하였으며 계산량은 2배로 증가하나, 대부분의 채널 및 시스템 환경에서 안정적으로 동작함을 확인하였다.
- ii) 결정 귀환 채널 등화 방식의 경우, 결정 귀환 관련 행렬은 윈도우에 의해 대역폭이 제한되는 효과가 없다. 결정 귀환에 의한 정상적인 채널 등화가 이루어지기 위해서는 결정 귀환 관련 행렬의 대역폭 Q_b 를 충분히 크게 설정하여야 한다.
- iii) 윈도우 설계시 목표로 하는 대역폭 Q_w 를 증가시키는 경우, 완벽한 채널 예측이 가능한 경우에만 성능 향상을 기대할 수 있다. Q_w 를 증가시키는 경우, 일반적으로 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭이 증가하며, 따라서 채널 예측의 오차도 증가하게 되어 급격한 BER 성능 저하가 발생할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Z. Wang, G. Giannakis, "Wireless multicarrier communications", *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 17, pp. 29-48, May 2000.
- [2] K. Fazel, S. Kaiser, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*, Chichester, England: John Wiley and Sons, Ltd., 2003.
- [3] L. Tong, B. Sadler, and M. Dong, "Pilot-assisted wireless transmissions", *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, pp. 12-25, Nov. 2004.
- [4] X. Ma, G. Giannakis, and S. Ohno, "Optimal tra-

- ining for block transmissions over doubly selective wireless fading channels", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 51, pp. 1351-1366, May 2003.
- [5] I. Barhumi, G. Leus, and M. Moonen, "Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 51, pp. 1615-1624, Jun. 2003.
- [6] Y.-S. Choi, P. Voltz, and F. Cassara, "On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 1375-1387, Aug. 2001.
- [7] X. Cai, G. Giannakis, "Bounding performance and suppressing intercarrier interference in wireless mobile OFDM", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 2047-2056, Dec. 2003.
- [8] P. Schniter, "Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, pp. 1002-1011, Apr. 2004.
- [9] L. Rugini, P. Banelli, and G. Leus, "Simple equalization of time-varying channels for OFDM", *IEEE Commun. Letters*, vol. 9, pp. 619-621, Jul. 2005.
- [10] L. Rugini, P. Banelli, and G. Leus, "Low-complexity banded equalizers for OFDM systems in doppler spread channels", *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2006, Article ID 67404, p. 13, 2006.
- [11] Z. Tang, R. Claudio, G. Leus, and P. Banelli, "Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 55, pp. 2226-2238, May 2007.
- [12] J. Schott, *Matrix Analysis for Statistics*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1997.
- [13] G. Golub, C. Van Loan, *Matrix Computations*, Baltimore: The Johns Hopkins University Press, 1996.
- [14] G. Stüber, *Principles of Mobile Communication*, Boston, Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 1996.
- [15] S. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, Inc., vol. 1, 1993.
- [16] A. Stamoulis, G. Giannakis, and A. Scaglione, "Block FIR decision-feedback equalizers for filterbank precoded transmissions with blind channel estimation capabilities", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 69-83, Jan. 2001.

임 동 민



1986년 2월: 서울대학교 제어계측 공학과 (공학사)

1988년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

1992년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

1998년 1월~1999년 1월: 영국 Southampton 대학 전자 및 컴퓨터과학과 방문연구원

1992년 9월~현재: 경상대학교 전자공학과 교수, 경상대학교 부속 공학연구원 연구원

[주 관심분야] 통신신호처리, RF & DSP 시스템 설계, 이동통신