

이중 선택적 채널 OFDM 시스템을 위한 블록 선형 MMSE 등화 방식의 성능 분석

Performance Analysis of Block Linear MMSE Equalization for OFDM Systems in Doubly Selective Channels

임 동 민

Dongmin Lim

요 약

본 논문에서는 이중 선택적 채널 OFDM 시스템을 위한 블록 선형 MMSE(Minimum Mean Square Error) 등화 방식의 성능을 컴퓨터 모의실험을 통하여 분석한다. 블록 선형 MMSE 등화 방식의 BER(Bit Error Rate) 성능은 SNR(Signal-to-Noise Ratio)이 증가함에 따라 BER이 처음에는 감소하다가 SNR이 일정 값을 넘어서면 BER이 오히려 증가하는 다소 특이한 현상을 나타낸다. 본 논문에서는 블록 선형 MMSE 등화 과정에 포함된 선형연립방정식 계수 행렬의 상태수(condition number) 분석을 통하여 이러한 블록 선형 MMSE 등화 방식의 BER 특성을 규명하고 높은 SNR 값에서의 BER 성능 저하를 개선하는 새로운 방안을 제시한다.

Abstract

In this paper, we analyze the performance of the block linear MMSE equalization for OFDM systems in doubly selective channels by computer simulations. The block linear MMSE equalization shows somewhat unusual BER characteristics in that the BER curve drops at first as SNR increases but then rises up as SNR increases further beyond some point. In this paper, we investigate the BER characteristics of the block linear MMSE equalization by analyzing the condition number of the coefficient matrix in the linear system involved in the equalization process, and propose a new method to avoid the BER performance degradation at high SNR.

Key words : OFDM, Doubly Selective Channel, Linear MMSE Equalization, Condition Number

1. 서 론

OFDM 시스템은 높은 주파수 대역과 빠른 속도의 이동체 환경에 적용되고 있으며, 효율성 증대를 위하여 OFDM 심볼 길이도 점차 증가하는 추세이다. 이러한 환경에서의 이동통신 채널은 주파수 선택적일 뿐만 아니라 시간 영역에서도 선택적인, 즉 이중 선택적(doubly selective) 특성을 지닌다. 이러한 이중 선택적 채널 OFDM에서는 부반송파(subcarrier) 사이

의 간섭 현상으로 인하여 하나의 탭만을 사용하는 기존의 간단한 채널 등화 방식의 적용이 어렵게 된다.

이중 선택적 채널 환경에서 블록 데이터 전송을 위한 신호 검출에는 블록 선형 MMSE 등화에 기반한 여러 가지 방식이 제안되어 있다^{[1]~[6]}. 일반적인 블록 선형 MMSE 등화 방식^[1]을 OFDM 시스템에 적용하는 경우 알고리즘 구현에 요구되는 계산량이 OFDM 심볼 길이 N 의 제곱에 비례하게 되어 N 이 큰 경우에는 실제적인 적용이 어렵게 된다. 참고

「이 논문은 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 20090075864).」

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

· 논문 번호 : 20091109-130

· 교신저자 : 임동민(e-mail : dmlim@gsnu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2009년 12월 18일

문헌 [2]~[4]에서는 OFDM 부반송과 사이의 간섭 현상이 제한적이라는 점에 주목하여 블록 선형 MMSE 등화 방식을 적용하는 데이터 블록의 크기를 줄인 후 심볼을 순차적으로 검출하는 방식으로 알고리즘의 계산량을 감소시키는 방안을 제시하고 있다. 한편, 참고문헌 [5], [6]에서는 부반송과 사이의 간섭 현상이 제한적인 점을 이용하여 주파수 영역 채널 행렬을 대역 행렬(band matrix)로 근사화시킨 후 블록 선형 MMSE 등화에 대역 행렬 분해 알고리즘을 적용하여 계산량을 감소시키는 방법을 제시하고 있다.

블록 선형 MMSE 등화 방식의 성능은 SNR이 증가함에 따라 BER이 처음에는 감소하다가 SNR이 일정 값을 넘어서면 BER이 오히려 증가하는 다소 특이한 현상을 나타낸다^{[7],[8]}. 블록 선형 MMSE 등화에는 역행렬을 구하는, 즉 선형연립 방정식의 해를 구하는 과정이 포함되어 있다. 수치해석적 방법으로 선형연립방정식의 해를 구하는 과정에서 반올림 오차, 계수 행렬의 오차 등의 원인으로 방정식의 해에 오차가 발생하며, 해의 상대오차의 상한값은 계수 행렬의 상태수에 의하여 결정된다^[9]. 본 논문에서는 블록 선형 MMSE 등화에 포함된 선형연립방정식 계수 행렬의 상태수의 통계적 특성을 조사하여 블록 선형 MMSE 등화 방식의 BER 성능 특성을 규명하고 새로운 성능 개선 방안을 제시한다. 서론에 이어 제 2절에서는 논문에서 대상으로 하는 OFDM 시스템과 이중 선택적 채널에 대한 모델링 과정에 대하여 설명한다. 제 3절에서는 블록 선형 MMSE 등화 방식의 성능을 컴퓨터 모의실험을 통하여 분석하고, 새로운 성능 개선 방안을 제시한 후 마지막으로 제 4절에 결론을 기술한다.

II. 시스템 모델

논문에서 사용되는 기호를 정의하면 다음과 같다. 행렬은 굵은 대문자로 열벡터는 굵은 소문자로 표시하며 $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$ 는 각각 공액복소(complex conjugate), 전치(transpose), 공액복소 전치(complex conjugate transpose: Hermitian) 연산을 나타낸다. $\text{diag}\{\mathbf{a}\}$ 는 열벡터 \mathbf{a} 로 구성되는 대각(diagonal) 행렬을, $\mathbf{0}_{M \times N}$ 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 $N \times N$ 유니터리(unitary) 행렬을 표시한다. $\|\cdot\|$ 은 행렬의 norm을, \circ 은 행렬의 Hadamard(elementwise) product를 나타낸다^{[9],[10]}.

본 논문에서는 N 개의 부반송과와 cyclic prefix (CP)의 길이가 L 인 OFDM 시스템을^[8]을 고려한다. 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 부반송과 사이의 간섭을 줄이기 위하여 윈도우를 씌워 푸리에 변환을 수행한다. OFDM 시스템에서 시간 영역 윈도우를 사용하는 경우 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭을 한정하여 채널 등화 알고리즘의 계산량을 감소시키는 효과를 얻을 수 있다^{[3],[6]}. OFDM 심볼을 \mathbf{u} , 수신된 신호를 \mathbf{y} 로 표시하면 이러한 OFDM 전송 과정은 다음과 같은 행렬식으로 표시할 수 있다^[8].

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w}\} \mathbf{H}^{(t)} \mathbf{F}^H \mathbf{u} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{H}^{(f)} \mathbf{u} + \mathbf{v} . \end{aligned} \quad (1)$$

위 식에서 $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T$ 는 시간 영역 윈도우^{[3],[6]}를, $\mathbf{H}^{(t)}$ 는 시간 영역 채널 행렬^[8]을, \mathbf{n} 은 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 부가백색 정규잡음(AWGN)을 나타낸다. 식 (1)에서 주파수 영역에서의 채널 행렬 $\mathbf{H}^{(f)}$ 와 잡음 \mathbf{v} 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{(f)} &= \mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w}\} \mathbf{H}^{(t)} \mathbf{F}^H \\ \mathbf{v} &= \mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w}\} \mathbf{n} . \end{aligned} \quad (2)$$

이중 선택적 채널의 이산 임펄스 응답 $h(n, l)$ 은 WSSUS(Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering) 채널 모델을 가정하면 다음과 같은 특성을 갖는다^[11].

$$\begin{aligned} E\{h(n, l)h^*(n-m, l-k)\} \\ = \begin{cases} \sigma_l^2 R_h(m), & k=0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases} . \end{aligned} \quad (3)$$

위 식에서 자기상관함수 $R_h(m)$ 은 정규화 되어 있으며, 따라서 σ_l^2 은 채널의 l 번째 경로의 평균 전력을 나타낸다. 각 채널의 경로가 일반적인 Jakes

의 전력밀도함수 특성을 가진다고 가정하는 경우 자
기상관함수 $R_h(m) = J_0(2\pi f_d T m / N)$ 이 된다. $J_0(\cdot)$ 는
0차 제 1종 베셀 함수(0-th order Bessel function of the
first kind), f_d 는 최대 도플러 주파수, T 는 하나의
OFDM 심볼 구간을 나타낸다.

본 논문에서는 이중 선택적 채널의 추정을 위하
여 매 OFDM 심볼에 등간격으로 M 개의 파일럿 서
브 블록(subblock)을 배치하는 방식을 이용한다^{[6]~[8]}.
길이가 L_p 인 파일럿 서브 블록은 0이 아닌 하나의
파일럿 심볼을 중심으로 주변이 모두 0으로 채워진
형태이며, 각 파일럿 서브 블록은 동일한 구조를 가
진다. 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.

$$\mathbf{u} = [\mathbf{s}_0^T, \mathbf{b}_0^T, \dots, \mathbf{s}_{M-1}^T, \mathbf{b}_{M-1}^T, \mathbf{s}_M^T]^T. \quad (4)$$

다음과 같이 데이터 심볼 블록과 파일럿 심볼 블
록을 정의하면

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= \mathbf{s}^{(0)} + \mathbf{b}^{(0)} \\ \mathbf{s}^{(0)} &= [\mathbf{s}_0^T, \mathbf{0}^T, \mathbf{s}_1^T, \mathbf{0}^T, \dots, \mathbf{s}_{M-1}^T, \mathbf{0}^T, \mathbf{s}_M^T]^T \\ \mathbf{b}^{(0)} &= [\mathbf{0}^T, \mathbf{b}_0^T, \mathbf{0}^T, \mathbf{b}_1^T, \dots, \mathbf{0}^T, \mathbf{b}_{M-1}^T, \mathbf{0}^T]^T \\ \mathbf{s} &= [\mathbf{s}_0^T, \mathbf{s}_1^T, \dots, \mathbf{s}_{M-1}^T, \mathbf{s}_M^T]^T \\ \mathbf{b} &= [\mathbf{b}_0^T, \mathbf{b}_1^T, \dots, \mathbf{b}_{M-1}^T]^T. \end{aligned} \quad (5)$$

식 (1)은 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H}^{(f)}(\mathbf{s}^{(0)} + \mathbf{b}^{(0)}) + \mathbf{v} \\ &= \mathbf{H}^{(f)}\mathbf{P}_b\mathbf{b} + \mathbf{H}^{(f)}\mathbf{P}_s\mathbf{s} + \mathbf{v}. \end{aligned} \quad (6)$$

위 식에서 \mathbf{P}_s 와 \mathbf{P}_b 는 바로 앞의 행렬에서 데이터
심볼과 파일럿 심볼에 해당하는 열만을 취합하는 연
산을 수행하는 행렬을 나타낸다.

III. 블록 선형 MMSE 등화 방식의 성능 분석

식 (6)에서 채널 등화에 사용되는 심볼만을 취합
하여 데이터 심볼 블록 \mathbf{s} 에 대하여 정리하면 다음
과 같다.

$$\mathbf{P}_e\mathbf{y} - \mathbf{P}_e\mathbf{H}^{(f)}\mathbf{P}_b\mathbf{b} = \mathbf{P}_e\mathbf{H}^{(f)}\mathbf{P}_s\mathbf{s} + \mathbf{P}_e\mathbf{v}. \quad (7)$$

위 식에서 \mathbf{P}_e 는 뒤 행렬에서 채널 등화에 사용되
는 심볼에 해당하는 행만을 취합하는 연산을 수행하
는 행렬을 나타낸다. 데이터 심볼과 잡음에 대한 통
계적 특성을 다음과 같이 가정하고

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{s}\} &= \mathbf{0}, \quad E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \sigma_s^2\mathbf{I} \\ E\{\mathbf{n}\} &= \mathbf{0}, \quad E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = \sigma_n^2\mathbf{I}, \\ E\{\mathbf{s}\mathbf{n}^H\} &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (8)$$

선형 MMSE 예측 방식을 식 (7)에 적용하면 데이
터 심볼에 대한 예측값 $\hat{\mathbf{s}}$ 는 다음 식으로 구할 수 있
다^{[8],[12]}.

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}_s^{(f)})^H [\mathbf{H}_s^{(f)}(\mathbf{H}_s^{(f)})^H + \gamma^{-1}\mathbf{C}_{v_0}]^{-1} (\mathbf{P}_e\mathbf{y} - \mathbf{H}_b^{(f)}\mathbf{b}). \quad (9)$$

위 식에서

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_s^{(f)} &= \mathbf{P}_e\mathbf{H}^{(f)}\mathbf{P}_s \\ \mathbf{H}_b^{(f)} &= \mathbf{P}_e\mathbf{H}^{(f)}\mathbf{P}_b \\ \mathbf{C}_{v_0} &= \mathbf{P}_e E\{\mathbf{v}\mathbf{v}^H\} \mathbf{P}_e^H / \sigma_n^2 = (\mathbf{P}_e\mathbf{F}) \text{diag}\{\mathbf{w} \circ \mathbf{w}^*\} (\mathbf{P}_e\mathbf{F})^H \\ \gamma &= \sigma_s^2 / \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (10)$$

이다.

식 (9)를 $\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}_s^{(f)})^H \mathbf{z}$ 로 표시하면, \mathbf{z} 는 다음
과 같은 계수 행렬 \mathbf{A} 와 열벡터 \mathbf{d} 로 구성된 선형연
립방정식 $\mathbf{A}\mathbf{z} = \mathbf{d}$ 의 해에 해당한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{H}_s^{(f)}(\mathbf{H}_s^{(f)})^H + \gamma^{-1}\mathbf{C}_{v_0}, \\ \mathbf{d} &= \mathbf{P}_e\mathbf{y} - \mathbf{H}_b^{(f)}\mathbf{b} \end{aligned} \quad (11)$$

선형연립방정식의 해를 수치해석적 방법으로 구
하는 경우, 유한 정밀도(finite precision)의 부동 소수
점(floating point) 계산을 바탕으로 하는 가우스 소거
법(Gaussian elimination)을 일반적으로 사용한다^[9].
가우스 소거법을 사용하여 선형연립방정식 $\mathbf{A}\mathbf{z} = \mathbf{d}$
의 해를 구하는 경우 반올림 오차(rounding error)에
의해 방정식의 해에 오차가 발생한다. 실제 구해지
는 해 $\hat{\mathbf{z}}$ 가 선형연립방정식 $(\mathbf{A} + \mathbf{E})\hat{\mathbf{z}} = \mathbf{d}$ 를 만족한다
고 가정하면, 해의 상대오차는 다음과 같이 결정된
다^[9].

$$\frac{\|\hat{\mathbf{z}} - \mathbf{z}\|}{\|\mathbf{z}\|} \leq \kappa(\mathbf{A})\rho_A. \quad (12)$$

위 식에서 $\kappa(\mathbf{A}) = \|\mathbf{A}\| \|\mathbf{A}^{-1}\|$ 는 계수 행렬 \mathbf{A} 의 상태수(condition number)를, $\rho_A = \|\mathbf{E}\| / \|\mathbf{A}\|$ 는 계수행렬 \mathbf{A} 의 상대오차를 나타낸다. 따라서 반올림 오차에 대한 선형연립방정식의 감도(sensitivity)는 계수행렬 \mathbf{A} 의 상태수에 의해 결정된다.

본 논문에서는 이중 선택적 채널 OFDM 신호 검출을 위한 블록 선형 MMSE 등화 방식의 성능 분석에 있어 등화 과정에 포함된 선형연립방정식 계수행렬의 상태수가 BER 성능에 미치는 영향을 컴퓨터 모의실험을 통하여 분석한다. 모의실험에서 고려한 OFDM 시스템^[8]은 OFDM 심볼의 길이 $N = 256$, 파일럿 서브 블록의 개수 $M = 5$, 파일럿 서브 블록의 길이 $L_p = 11$ 이며 QPSK를 변조 방식으로 사용한다. 이중 선택적 채널의 임펄스 응답의 길이 $L = 4$ 로 선정했으며, 식 (3)의 특성을 따르는 WSSUS 채널 모델을 이용하였다. OFDM 심볼 전송 속도로 정규화된 도플러 주파수 $f_d T$ 는 0.2와 1.0으로 선정하였다. 이중 선택적 채널의 예측에는 파일럿 심볼과 BEM(Basis Expansion Model) 채널 모델을 바탕으로 하는 선형 MMSE 예측 방식^[8]을 사용한다. 시간 영역 윈도우의 설계, SNR의 정의, 그 외 세부적인 시스템 파라미터는 참고문헌 [8]의 설정을 준용한다.

그림 1에 블록 선형 MMSE 등화 방식의 BER 성능을 나타내었다. 시간 영역 윈도우를 사용하여 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭을 제한한 경우(banded)와 대역폭 제한이 없는 경우(unbanded) 모두 SNR이 증가함에 따라 처음에는 BER이 감소하나 SNR이 일정한 값을 넘어서면 BER이 오히려 증가하는 현상이 나타나고 있다. 그림 2에 $\text{SNR} = \infty$ 이고 $f_d T = 0.2$ 인 조건에서 계수 행렬 \mathbf{A} 의 상태수가 대역폭 제한이 없는 블록 선형 MMSE 등화의 심볼 예측 상대오차 및 BER에 미치는 영향을 도시하였다. 주어진 모의실험 환경에서 계수 행렬의 상태수는 $10^5 \sim 10^{20}$ 의 범위에 분포하고 있으며, 심볼 예측 상대오차는 계수 행렬의 상태수에 비례함을 알 수 있다. 그림 2에서 계수 행렬의 상태수가 대략 10^7 을 넘어서는 경우 심볼 예측의 상대 오차가 0.1을 넘

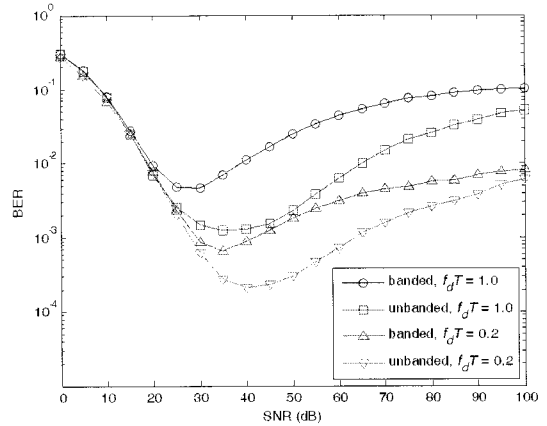


그림 1. 블록 선형 MMSE 등화 방식의 BER 성능
Fig. 1. BER performance of the block linear MMSE equalization.

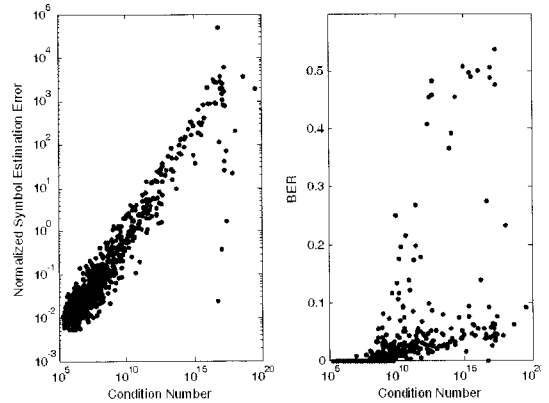


그림 2. $\text{SNR} = \infty$ 이고 $f_d T = 0.2$ 에서 계수 행렬 \mathbf{A} 의 상태수가 대역폭 제한이 없는 블록 선형 MMSE 등화 방식의 심볼 예측 상대오차 및 BER에 미치는 영향
Fig. 2. The effect of the condition number of the coefficient matrix \mathbf{A} on the normalized symbol estimation error and BER of the unbanded block linear MMSE equalization at $\text{SNR} = \infty$ and $f_d T = 0.2$.

어서는 경우가 발생하며, 따라서 비트 에러가 발생하기 시작함을 알 수 있다. 모의실험에서 계수 행렬의 상태수는 행렬의 2-norm을 적용하여 계수 행렬 특이값(singular value)의 최대값 대 최소값의 비로 구하였다^[9]. 그림 3에는 $f_d T = 0.2$ 이고 대역폭 제한이 없는 블록 선형 MMSE 등화에 있어 SNR 값의 변화에 대한 계수 행렬 상태수의 확률 분포를 나타내었다.

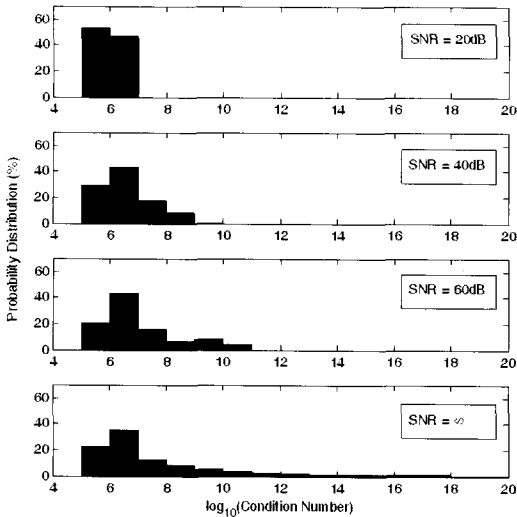


그림 3. $f_d T=0.2$ 이고 대역폭 제한이 없는 블록 선형 MMSE 등화에 있어 SNR 값의 변화에 대한 계수 행렬 \mathbf{A} 상태수의 확률 분포

Fig. 3. Probability distribution of the condition number of the coefficient matrix \mathbf{A} for various values of SNR in the unbanded block linear MMSE equalization at $f_d T=0.2$.

SNR=20 dB인 경우, 계수 행렬의 상태수는 대부분 $10^5 \sim 10^7$ 의 범위에 분포되어 있으나, SNR이 증가함에 따라 확률 분포는 높은 값 쪽의 빈도가 점점 높아지는 현상을 보여주고 있다. 그림 2와 그림 3의 결과를 종합하면 그림 1에 나타난 SNR에 대한 BER 성능 특성의 해석이 가능해진다. SNR 값이 낮은 영역에서는 계수 행렬의 상태수가 낮은 값의 범위에 분포하여 선형연립방정식 해의 오차가 BER 성능에 미치는 영향이 크지 않으며, 따라서 이 영역에서는 SNR이 증가함에 따라 BER이 감소하는 일반적인 BER 성능 특성이 나타남을 알 수 있다. 그러나 SNR이 일정 값을 넘어서는 범위에서는 SNR이 증가함에 따라 계수 행렬의 상태수가 큰 값을 가지게 되는 확률이 증가하며, 이에 따라 선형연립방정식 해의 오차를 증가시켜 BER이 오히려 증가하게 되는 현상이 나타나게 된다.

높은 SNR 값에서의 BER 성능 저하를 방지하기 위하여, 식 (9)의 신호 대 잡음비 γ 에 대한 예측값 $\hat{\gamma}$ 의 최대값을 제한하는 방식^[8]과 계수 행렬의 상태수를 낮추기 위해 다음과 같이 작은 크기의 단위 행렬을 계수 행렬에 첨가하는 방식^[7]이 제안되어 있다.

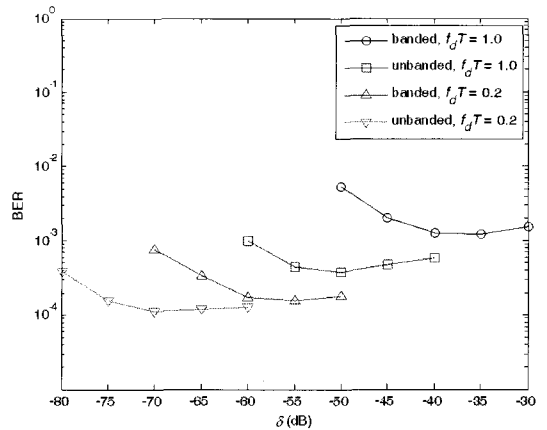


그림 4. SNR= ∞ 에서 δ 값 변화에 대한 블록 선형 MMSE 등화 방식의 BER 성능

Fig. 4. BER performance of the block linear MMSE equalization as a function of δ at SNR= ∞ .

$$\mathbf{A} = \mathbf{H}_s^{(f)} (\mathbf{H}_s^{(f)})^H + \gamma^{-1} \mathbf{C}_{v_0} + \delta \mathbf{I}. \quad (13)$$

위 식에서 δ 값을 결정하는 실제적인 방법으로 참고문헌 [7]에서는 $\delta=0$ 으로 설정한 후 BER 성능 저하가 발생하는 지점의 SNR 값을 바탕으로 δ 값을 결정하는 방법을 제시하고 있다. 그러나 이러한 방법으로 결정된 δ 값은 최적의 BER 성능을 나타내지 못하며, 본 논문에서는 높은 SNR 값에서 발생하는 성능 저하를 최소화하는 δ 값을 다음과 같이 모의실험을 통하여 구하였다. 그림 4에 SNR= ∞ 로 설정한 후 여러 가지 모의실험 환경에서 δ 값의 변화에 대한 블록 선형 MMSE 등화 방식의 BER 성능을 도시하였다. $f_d T=0.2$ 와 1.0에서 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭 제한이 없는 경우(unbanded) 최적 δ 값은 각각 10^{-7} 과 10^{-5} , 대역폭이 제한된 경우(banded) 최적 δ 값은 각각 10^{-6} 과 10^{-4} 으로 분석되었다. 위에서 제시된 두 가지 방식을 $f_d T=0.2$ 와 1.0에서 대역폭이 제한된 블록 선형 MMSE 등화에 적용했을 때의 BER 성능 개선 정도를 그림 5와 그림 6에 도시하였다. 두 가지 방식 모두 높은 SNR 값에서 BER 성능이 저하되는 현상이 발생하지 않아 성능이 크게 개선됨을 확인할 수 있다. 주어진 모의실험 환경에서 최적의 δ 값을 사용하는 경우 계수 행렬에 단위 행렬을 첨가하는 방식이 SNR의 최대값을 제한하는 방식보다 우수한 BER 성능을 나타냄을 확인할 수 있

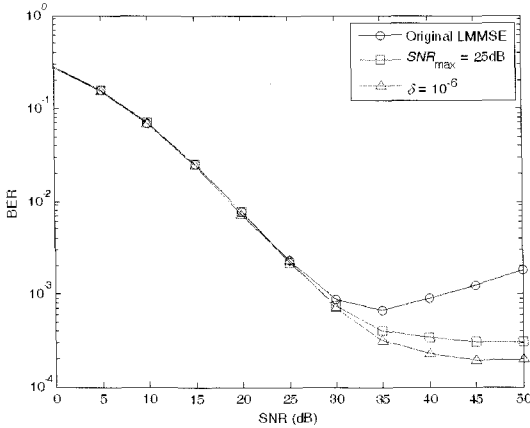


그림 5. $f_d T=0.2$ 에서 대역폭이 제한된 블록 선형 MMSE 등화 방식의 BER 성능 개선
 Fig. 5. BER performance improvement of the banded block linear MMSE equalization at $f_d T=0.2$.

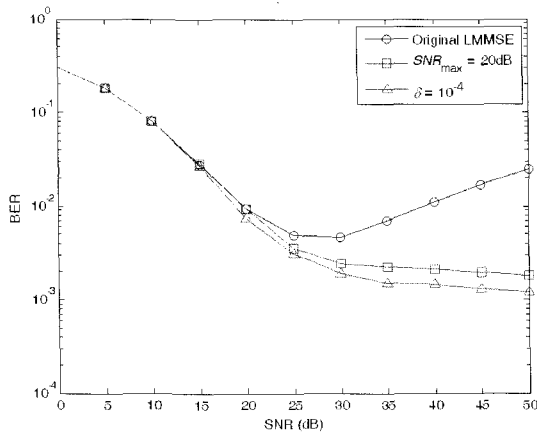


그림 6. $f_d T=1.0$ 에서 대역폭이 제한된 블록 선형 MMSE 등화 방식의 BER 성능 개선
 Fig. 6. BER performance improvement of the banded block linear MMSE equalization at $f_d T=1.0$.

다. 대역폭 제한이 없는 블록 선형 MMSE 등화에 적용한 경우에도 성능 개선 정도는 다소 떨어지나, 유사한 형태의 성능 개선 효과를 확인할 수 있었다.

IV. 결 론

이중 선택적 채널 OFDM 시스템을 위한 블록 선형 MMSE 등화 방식의 BER 성능은 SNR이 증가함에 따라 BER이 처음에는 감소하다가 SNR이 일정 값을 넘어서면 BER이 오히려 증가하는 다소 특이한

현상을 나타낸다. 본 논문에서는 블록 선형 MMSE 등화 과정에 포함된 선형연립방정식 계수 행렬의 상태수 분석을 통하여 이러한 블록 선형 MMSE 등화 방식의 BER 특성을 규명하였다. 블록 선형 MMSE 등화에서 심볼 예측 상대오차의 크기는 등화 과정에 포함된 선형연립방정식 계수 행렬의 상태수에 비례하며, SNR이 증가함에 따라 계수 행렬 상태수의 확률 분포는 높은 값 쪽의 빈도가 점점 높아지는 현상을 나타낸다. SNR 값이 낮은 영역에서는 계수 행렬의 상태수가 낮은 값의 범위에 분포하여 선형연립방정식 해의 오차가 BER 성능에 미치는 영향이 크지 않으며, 따라서 이 영역에서는 SNR이 증가함에 따라 BER이 감소하는 일반적인 BER 성능 특성이 나타난다. 그러나 SNR이 일정 값을 넘어서는 범위에서는 SNR이 증가함에 따라 계수 행렬의 상태수가 큰 값을 가지게 되는 확률이 증가하며, 이에 따라 선형연립방정식 해의 오차를 증가시켜 BER이 오히려 증가하게 되는 현상이 나타나게 된다.

높은 SNR 값에서 발생하는 블록 선형 MMSE 등화 방식의 성능 저하는 계수 행렬에 작은 크기의 단위 행렬을 첨가하는 방식으로 개선할 수 있다. 본 논문에서는 여러 가지 컴퓨터 모의실험 환경에서 계수 행렬에 첨가되는 단위 행렬 크기의 최적값을 결정하였으며, 이러한 방식이 SNR의 최대값을 제한하는 기존의 방식보다 우수한 BER 성능을 나타냄을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] X. Cai, G. Giannakis, "Bounding performance and suppressing intercarrier interference in wireless mobile OFDM", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 2047-2056, Dec. 2003.
- [3] P. Schniter, "Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, pp. 1002-1011, Apr. 2004.

- [4] D. Lim, J. Koh, "Simple detection ordering in successive interference cancellation for OFDM systems in doubly selective channels", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E91-B, pp. 2744-2747, Aug. 2008.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 임동민, "주파수 선택적 시변 채널 OFDM 시스템에서의 파일럿 심볼을 이용한 채널 예측 및 등화", *한국전자과학회논문지*, 18(12), pp. 1408-1418, 2007년 12월.
- [9] G. Golub, C. Van Loan, *Matrix Computations*, Baltimore: The Johns Hopkins University Press, 1996.
- [10] J. Schott, *Matrix Analysis for Statistics*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1997.
- [11] G. Stüber, *Principles of Mobile Communication*, Boston, Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 1996.
- [12] S. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, Inc., vol. 1, 1993.

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