

논문 2011-48TC-11-3

# 고속 시변 채널 OFDM을 위한 파일럿 심볼을 이용한 저복잡도 LS 채널 예측

(Pilot Symbol Assisted Low Complexity LS Channel Estimation for  
OFDM in Fast Time Varying Channels)

임 동 민\*

(Dongmin Lim)

## 요 약

본 논문에서는 고속 시변 채널 OFDM을 위한 파일럿 심볼을 이용하는 저복잡도 LS(Least Square) 채널 예측 방식을 제안한다. 제안된 방식은 기존의 BEM(Basis Expansion Model) 채널 모델 LS 예측 방식과 비교하여 동일한 성능에서 저장공간 및 계산량이 줄어드는 저복잡도 특성을 나타낸다.

## Abstract

In this paper, we propose a pilot symbol assisted low complexity LS channel estimation method for OFDM in fast time varying channels. The proposed method shows low complexity characteristics in terms of memory space and processing time compared with conventional BEM channel model LS estimation methods.

**Keywords :** low complexity LS, channel estimation, time varying channel, BEM channel model, OFDM

## I. 서 론

OFDM은 보다 높은 주파수 대역의 사용과 빠른 속도의 이동체 환경을 고려하고 있으며 효율성 증대를 위하여 OFDM 심볼의 길이가 점차 증가하는 추세이다. 이러한 환경에서 OFDM 채널은 주파수 선택적일 뿐만 아니라 시간에 따라 급속히 변화하며, 주파수 영역의 관점에서는 OFDM 부채널간의 간섭 (Inter-channel Interference: ICI) 현상으로 나타난다. 채널 예측에 있어 BEM 채널 모델과 파일럿 심볼에 의한 채널 정보 수집을 결합한 방식이 효율성 및 구현의 용이성 측면에

서 널리 이용되고 있다<sup>[1~5]</sup>. BEM 파라미터의 예측에는 LS, 선형 MMSE(Minimum Mean Square Error) 등이 이용되고 있으며, 채널이 시간 영역에서 급속하게 변화하는 경우 BEM 기저함수(basis functions)의 수가 증가하여 채널 예측에 요구되는 계산량도 따라서 증가하게 된다. 본 논문에서는 고속 시변 채널 OFDM을 위한 저복잡도 LS 채널 예측 방식을 제안하고 기존의 BEM 채널 모델 LS 방식과 성능을 비교한다. 제 II장에서는 논문에서 사용하는 OFDM 시스템을 기술하고, BEM 채널 모델과 파일럿 심볼을 이용하는 LS 채널 예측 방식을 설명한다. 제 III장에서는 새로운 저복잡도 LS 채널 예측 방식을 제안하고, 제 IV장에서는 컴퓨터 모의실험에 의한 성능 결과를 제시한다. 제 V장에 결론을 정리한다.

\* 정회원, 경상대학교 전자공학과  
(Gyeongsang National University)

※ 이 연구는 2010년도 경상대학교 연구년제연구교수 연구지원비에 의하여 수행되었음.

접수일자: 2011년9월5일, 수정완료일: 2011년11월14일

## II. 시스템 모델 및 채널 예측

우선 논문에서 사용되는 기호를 간단히 정의한다. 행렬은 굵은 대문자, 열벡터는 굵은 소문자로 각각 표시하며,  $(\cdot)^*$ ,  $(\cdot)^T$ ,  $(\cdot)^H$ 는 각각 공액복소(complex conjugate), 전치(transpose), 공액복소 전치(complex conjugate transpose: Hermitian) 연산을 나타낸다. 행렬  $\mathbf{A}$ 의  $m$  번째 행,  $n$  번째 열의 원소는  $[\mathbf{A}]_{m,n}$ 으로 표시하며, 행렬 및 벡터의 인덱스는 0에서 시작하며 mod- $N$  연산을 따른다.  $\mathbf{0}_N$ 은  $N$  개의 원소가 모두 0인 열벡터,  $\mathbf{I}_N$ 은  $N \times N$  단위 행렬,  $\mathbf{F}$ 는 이산 푸리에 변환을 나타내는  $N \times N$  유니터리(unitary) 행렬을 표시한다. 벡터  $\mathbf{a}$ 로 구성되는 대각(diagonal) 행렬은  $\text{diag}\{\mathbf{a}\}$ 로 표시하고,  $\|\cdot\|$ 은 행렬의 Frobenius norm,  $\otimes$ 은 행렬의 Kronecker product을 표시한다<sup>[6]</sup>.  $\lceil x \rceil$ 와  $\lfloor x \rfloor$ 는 각각  $x$ 를 넘지 않는 최대 정수와  $x$  이상인 최소 정수를 표시한다.

고속 시변 채널의 특성은 시점  $n-l$ 에서의 임펄스 입력에 대한 시점  $n$ 에서의 채널 응답인 이산 임펄스 응답  $h(n,l)$ 로 나타낼 수 있다.  $h(n,l)$ 이  $l=0,1,\dots,L-1$ 에 대해서만 0이 아닌 값을 가진다고 가정하면 이러한 채널은 시간 지연이 다른  $L$  개의 경로를 가지는 주파수 선택적 특성을 가진다. OFDM에서 하나의 OFDM 심볼 구간의 길이를  $T$ , 최대 도플러 주파수를  $f_d$ 로 표시하면 정규화된 도플러 주파수  $f_d T$ 는 시변 채널의 특성을 나타내는 변수가 된다. 본 논문에서는  $f_d T \gg 1$ 인 고속 시변 채널 OFDM 환경을 고려한다. 부채널의 수가  $N$ , CP(Cyclic Prefix)의 길이가  $L$ 인 OFDM에서 전송된 OFDM 심볼  $\mathbf{u}$ 와 채널을 통해 수신된 신호  $\mathbf{y}$ 와의 관계는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w}\} [\mathbf{H}^{(t)} \mathbf{F}^H \mathbf{u} + \mathbf{n}] \\ &= \underbrace{[\mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w}\} \mathbf{H}^{(t)} \mathbf{F}^H]}_{=\mathbf{H}^{(f)}} \mathbf{u} + \underbrace{\mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{w}\} \mathbf{n}}_{=\boldsymbol{\nu}} \end{aligned} \quad (1)$$

위 식에서  $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T$ 는 채널의 대역폭을 한정하기 위한 시간 영역 윈도우<sup>[3]</sup>,  $\mathbf{H}^{(t)}$ 는 시간 영역 채널 행렬,  $\mathbf{n}$ 은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_n^2$ 인 복소정규잡음(complex Gaussian noise),  $\mathbf{H}^{(f)}$ 와  $\boldsymbol{\nu}$ 는 각각 주파수 영역에서 바라본 채널 행렬과 잡음에 해당한다. 채널의  $l$  번째 경로를  $\mathbf{h}_l^{(t)}$ 로 표시하면  $\mathbf{H}^{(t)}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{H}^{(t)} = \sum_{l=0}^{L-1} \text{diag}\left\{ \underbrace{[h(0,l), h(1,l), \dots, h(N-1,l)]^T}_{=\mathbf{h}_l^{(t)}} \right\} \mathbf{Z}_l \quad (2)$$

위 식에서  $\mathbf{Z}_l$ 은 앞에 위치한 행렬의 각 열을  $l$  번 왼쪽으로 순환 이동시키는 연산을 수행한다<sup>[5]</sup>.

주파수 선택적 시변 채널의 모델링에는 일반적으로 BEM 방식이 이용되고 있다<sup>[2-5]</sup>. BEM에서 사용하는  $Q$  개의 기저함수  $\{\mathbf{b}_0, \mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_{Q-1}\}$ 을 행렬  $\mathbf{B}$ 로 표시하면, 윈도우가 적용된 채널의  $l$  번째 경로  $\text{diag}\{\mathbf{w}\} \mathbf{h}_l^{(t)}$ 는 BEM 파라미터  $\mathbf{h}_l^{(f)}$ 로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{diag}\{\mathbf{w}\} \mathbf{h}_l^{(t)} = \underbrace{[\mathbf{b}_0, \mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_{Q-1}]^T}_{=\mathbf{B}} \underbrace{[h_{0,l}^{(f)}, h_{1,l}^{(f)}, \dots, h_{Q-1,l}^{(f)}]^T}_{=\mathbf{h}_l^{(f)}} \quad (3)$$

식 (3)을 식 (1)에 적용하면, 다음과 같은 수신 신호  $\mathbf{y}$ 와 BEM 파라미터  $\mathbf{h}^{(f)}$ 의 관계식을 얻을 수 있다<sup>[3-5]</sup>.

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{Q-1} h_{q,l}^{(f)} \underbrace{\mathbf{F} \text{diag}\{\mathbf{b}_q\} \mathbf{Z}_l \mathbf{F}^H}_{=\mathbf{G}_{q,l}} \mathbf{u} + \boldsymbol{\nu} \\ &= \mathbf{G} (\mathbf{I}_{LQ} \otimes \mathbf{u}) \mathbf{h}^{(f)} + \boldsymbol{\nu} \end{aligned} \quad (4)$$

위 식에서

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= [\mathbf{G}_{0,0}, \dots, \mathbf{G}_{Q-1,0}, \mathbf{G}_{0,1}, \dots, \mathbf{G}_{Q-1,1}, \dots, \mathbf{G}_{0,L-1}, \dots, \mathbf{G}_{Q-1,L-1}] \\ \mathbf{h}^{(f)} &= [(\mathbf{h}_0^{(f)})^T, (\mathbf{h}_1^{(f)})^T, \dots, (\mathbf{h}_{L-1}^{(f)})^T]^T \end{aligned} \quad (5)$$

채널 예측을 위하여 매 OFDM 심볼에  $M$ 개의 파일럿 심볼 서브블록을 등간격으로 배치하는 방식을 이용한다<sup>[3-5]</sup>. 그림 1에 데이터 심볼 서브블록  $\mathbf{s}_m$ 과 파일럿 심볼 서브블록  $\mathbf{b}_m$ 으로 구성된 OFDM 심볼의 구조<sup>[5]</sup>를 도시하였다. 채널 예측에 있어 ICI를 감소시키기 위하여 길이가  $L_p$ 인 파일럿 서브블록은 0이 아닌 하나의 파일럿 심볼  $b$ 를 중심으로 주변이  $L_p - 1$ 개의 0으로 채워진 형태이며, 각 파일럿 서브블록은 동일한 구조를 가진다. 그림 1과 같이 데이터와 파일럿 심볼 서브블록을 배치하는 경우 OFDM 심볼  $\mathbf{u}$ 는 다음과 같이 표현



그림 1. 데이터와 파일럿 심볼 서브블록으로 구성된 OFDM 심볼 구조

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

된다.

$$\mathbf{u} = [\mathbf{s}_0^T, \mathbf{b}_0^T, \dots, \mathbf{s}_{M-1}^T, \mathbf{b}_{M-1}^T, \mathbf{s}_M^T]^T. \quad (6)$$

파일럿과 데이터 심볼만으로 구성된 OFDM 심볼을 각각  $\mathbf{b}^{(0)}$  와  $\mathbf{s}^{(0)}$  로 표시하면

$$\begin{aligned} \mathbf{b}^{(0)} &= [\mathbf{0}^T, \mathbf{b}_0^T, \mathbf{0}^T, \mathbf{b}_1^T, \dots, \mathbf{0}^T, \mathbf{b}_{M-1}^T, \mathbf{0}^T]^T \\ \mathbf{s}^{(0)} &= [\mathbf{s}_0^T, \mathbf{0}^T, \mathbf{s}_1^T, \mathbf{0}^T, \dots, \mathbf{s}_{M-1}^T, \mathbf{0}^T, \mathbf{s}_M^T]^T \end{aligned} \quad (7)$$

수신 신호  $\mathbf{y}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}(\mathbf{I}_{LQ} \otimes \mathbf{b}^{(0)})\mathbf{h}^{(f)} + \mathbf{H}^{(f)}\mathbf{s}^{(0)} + \boldsymbol{\nu}. \quad (8)$$

$M$  개의 파일럿 심볼 서브블록에 대하여 각각  $Q$ 개의 채널 응답을 신호  $\mathbf{y}$ 에서 선택하여 채널 예측에 사용하는 경우<sup>[3]-[5]</sup>, 식 (8)은 다음과 같이 정리된다.

$$\underbrace{\mathbf{P}_c \mathbf{y}}_{=\mathbf{y}_c} = \underbrace{\mathbf{P}_c \mathbf{G}(\mathbf{I}_{LQ} \otimes \mathbf{b}^{(0)})}_{=\boldsymbol{\Phi}} \mathbf{h}^{(f)} + \underbrace{\mathbf{P}_c \mathbf{H}^{(f)}\mathbf{s}^{(0)}}_{=\mathbf{r}_c} + \underbrace{\mathbf{P}_c \boldsymbol{\nu}}_{=\boldsymbol{\nu}_c} \quad (9)$$

위 식에서  $\mathbf{P}_c$ 는 뒤에 오는 행렬에서 채널 예측에 사용되는  $MQ$  개의 행만을 취합하는 연산을 수행하며,  $\mathbf{r}_c$  와  $\boldsymbol{\nu}_c$ 는 각각 데이터 심볼에 의한 ICI와 잡음을 표시한다.  $M \geq L$ 인 조건에서  $\mathbf{h}^{(f)}$ 에 대한 LS 예측은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{h}}^{(f)} = [(\boldsymbol{\Phi}^H \boldsymbol{\Phi})^{-1} \boldsymbol{\Phi}^H] \mathbf{y}_c. \quad (10)$$

### III. 저복잡도 LS 채널 예측

식 (10)의 계산에 있어 행렬  $\boldsymbol{\Phi}$ 의 의사역행렬 (pseudo-inverse)을 매번 구하는 대신, 계산량을 줄이기 위하여 신호  $\mathbf{y}_c$ 와는 무관한  $\boldsymbol{\Phi}$ 의 의사역행렬을 미리 구하여 저장한 다음 수신 신호와 곱하여 결과를 구하는 방식을 이용한다. 식 (10)의 계산에는  $\boldsymbol{\Phi}$ 의 의사역행렬을 저장하기 위한  $LMQ^2$  개의 복소수 저장공간과  $LMQ^2$  번의 복소수 곱셈이 필요하다. 본 논문에서는 동일한 성능에서  $LM$  개의 복소수 저장공간과  $LMQ$  번의 복소수 곱셈이 요구되는 저복잡도 LS 채널 예측 방식을 제안한다.

OFDM의  $k$  번째 부채널로 전송되는 신호가 채널의  $l$  번째 경로를 통하여  $k+q$  번째 부채널에 미치는 ICI를 주파수 응답  $\rho_{k,q,l}$ 로 표시하면, 주파수 영역 채널 행

렬의 원소  $[\mathbf{H}^{(f)}]_{k+q,k}$ 는 각 채널 경로에 대한 주파수 응답의 합으로 구할 수 있다.  $k$  번째와  $k'$  번째 부채널의 주파수 응답 차이를 각 채널 경로의 시간지연에 따른 위상차  $e^{-j2\pi(k-k')l/N}$ 으로 반영하면, 주파수 영역 채널 행렬의 원소는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} [\mathbf{H}^{(f)}]_{k+q,k} &= \sum_{l=0}^{L-1} \rho_{k,q,l} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \rho_{0,q,l} e^{-j2\pi k l/N} \\ &= [1, e^{-j2\pi k/N}, \dots, e^{-j2\pi k(L-1)/N}] \\ &\quad \times \underbrace{[\rho_{0,q,0}, \rho_{0,q,1}, \dots, \rho_{0,q,L-1}]^T}_{=\boldsymbol{\rho}_q} \end{aligned} \quad (11)$$

채널 예측에 고려하는 ICI의 범위를  $q = -\lfloor Q/2 \rfloor, \dots, \lfloor Q/2 \rfloor$ 로 제한하고 ( $Q$ 는 홀수로 가정), 그림 1에서 각 파일럿 서브블록의 중앙에 위치한 0이 아닌 파일럿 심볼  $b$ 의 인덱스를  $p_i$ 로 표시하면, 식 (11)을 이용하여 인덱스  $p_i+q$ 에 해당하는 수신 신호는 주파수 응답  $\boldsymbol{\rho}_q$ 로 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\underbrace{\mathbf{P}_q \mathbf{y}}_{=\mathbf{y}_q} = b \underbrace{\mathbf{P}_b \mathbf{F}}_{=\mathbf{F}_b} \boldsymbol{\rho}_q + \underbrace{\mathbf{P}_q \mathbf{H}^{(f)}\mathbf{s}^{(0)}}_{=\mathbf{r}_q} + \underbrace{\mathbf{P}_q \boldsymbol{\nu}}_{=\boldsymbol{\nu}_q} \quad (12)$$

위 식에서  $\mathbf{P}_q$ 와  $\mathbf{P}_b$ 는 각각 뒤에 오는 행렬에서 인덱스  $\{p_0+q, p_1+q, \dots, p_{M-1}+q\}$ 와  $\{p_0, p_1, \dots, p_{M-1}\}$ 에 해당하는 행만을 취합하는 연산을 수행한다.  $M \geq L$ 인 조건에서  $\boldsymbol{\rho}_q$ 에 대한 LS 예측을 적용하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\hat{\boldsymbol{\rho}}_q = [b^{-1}(\mathbf{F}_b^H \mathbf{F}_b)^{-1} \mathbf{F}_b^H] \mathbf{y}_q. \quad (13)$$

모든  $q$ 에 대해  $\hat{\boldsymbol{\rho}}_q$ 를 구하면, 식 (11)을 이용하여 주파수 영역 채널 행렬에 대한 예측  $\hat{\mathbf{H}}^{(f)}$ 를 구할 수 있다. 식 (13)의 계산에는  $\mathbf{F}_b$ 의 의사역행렬을 저장하기 위한  $LM$  개의 복소수 저장공간과  $LMQ$  번의 복소수 곱셈이 요구된다. 따라서 제안된 방식은 기존의 BEM 채널 모델 LS 예측과 비교하여 저장공간은  $1/Q^2$ , 계산량은  $1/Q$ 로 각각 감소하여 큰 값의  $Q$ 가 요구되는 고속 시변 채널의 예측에 효율적이다.

### IV. 컴퓨터 모의실험

컴퓨터 모의실험을 통하여 제안된 채널 예측 방식의

성능을 확인하였다. 고속 시변 채널의 경우 채널의 시간 지연 범위(delay spread) 및 도플러 주파수 범위(Doppler spread)의 일부에만 응답이 나타나는 스파스 채널(sparse channel) 특성이 나타난다<sup>[7]</sup>. 고속 시변 채널 OFDM 파라미터로  $f_d T = 10$ ,  $L = 10$ ,  $N = 4,096$ 으로 설정하였으며, 스파스 채널은 가상 채널 모델<sup>[7]</sup>을 이용하여 시간 지연 범위 및 도플러 주파수 범위를 각각  $L$  개와  $2 \lfloor f_d T \rfloor + 1$  개의 성분으로 이산화하여 표현하였다. 가상 채널의 전체 성분  $L(2 \lfloor f_d T \rfloor + 1)$  개 중 20%에 해당하는 42 개 성분을 무작위로 선택하여 정규분포에 따라 그 크기를 설정하였다. 식 (9)와 식 (12)에서 알 수 있듯이 LS 채널 예측은 주파수 영역 채널 행렬의 대역폭이 제한되지 않으면 데이터 심볼에 의한 ICI와 채널 모델 자체 오차가 성능을 좌우하게 된다. 대역폭 제한을 위한 윈도우는 신호처리에서 일반적으로 사용되는 해밍(Hamming) 윈도우와 블랙만(Blackman) 윈도우를 사용하였으며 BEM 채널 모델의 기저함수 수  $Q = 2 \lfloor f_d T \rfloor + 1$ 로 설정하였다. 파일럿 심볼 관련 파라미터는  $M = L$ ,  $L_p = 2Q - 1$ 로 설정하였으며, 이 경우 전체 심볼수에서 파일럿 심볼이 차지하는 비율은 11.96%이며 파일럿 심볼에 의한 전력 손실이 0.5dB 이하가 되게 파일럿 심볼의 크기를 조정하였다.

제안된 방식을 이용한 채널 예측 성능을 시간 영역 채널 행렬에 대한 MSE(mean square error)로 그림 2에 나타내었다. 윈도우를 사용하지 않는 경우 ICI와 채널 모델 자체 오차로 인하여 SNR이 높은 영역에서 성능이 개선되지 않는 현상이 나타난다. 해밍 윈도우를 사용하는 경우 윈도우의 주파수 영역 감쇠 특성으로 인하여 ICI와 채널 모델 오차에 의한 영향이 여전히 나타나고 있으며, 블랙만 윈도우를 사용한 경우에는 주어진 SNR 범위에서 만족스러운 채널 예측 성능을 얻을 수 있다.

기존의 BEM 채널 모델 LS 예측은 일반적인 Jakes 스펙트럼 채널 환경에서 수행되었다<sup>[3~5]</sup>. 성능 비교를 위하여 제안된 방식과 기존의 BEM 채널 모델 LS 예측 방식을 동일한 환경의 Jakes 스펙트럼 채널에 적용하였으며 성능 결과를 그림 3에 도시하였다. 윈도우를 사용하지 않는 경우 제안된 방식과 CE(complex exponential)-BEM<sup>[3]</sup> LS 예측은 채널 모델 자체 오차로 인하여 DPSS(discrete prolate spheroidal sequences)-BEM<sup>[2]</sup> LS 예측보다 성능이 저하됨을 알 수 있다. 그러나 윈도우를 사용하는 경우에는 ICI 및 채

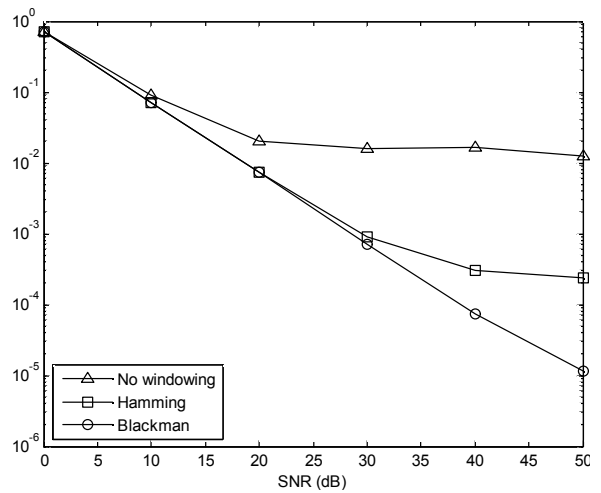


그림 2. 윈도우 사용이 제안된 방식의 채널 MSE 성능에 미치는 영향

Fig. 2. The effect of windows on the channel MSE performance of the proposed method.

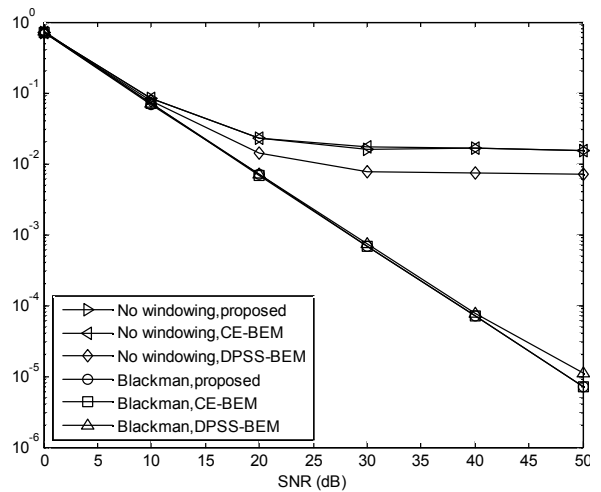


그림 3. 제안된 방식과 기존의 BEM 채널 모델 LS 예측 방식과의 성능 비교

Fig. 3. Performance comparisons between the proposed method and conventional BEM channel model LS estimation methods.

널 모델 오차의 영향이 주어진 SNR 범위에서 거의 나타나지 않아 모든 방식이 거의 동일한 성능을 보여주고 있다.

### V. 결 론

본 논문에서는 고속 시변 채널 OFDM을 위한 저복잡도 LS 채널 예측 방식을 제안하였다. 제안된 방식은 기존의 BEM 채널 모델 LS 예측 방식과 비교하여 요구되는 저장공간과 계산량이 각각  $1/Q^2$ 과  $1/Q$ 로 감소

하여 큰 값의  $Q$ 가 요구되는 고속 시변 채널에서 효율적이다. 시간 영역 윈도우를 사용하여 ICI와 채널 모델 자체 오차의 영향을 최소화하는 경우 제안된 방식은 기존 방식과 비교하여 동일한 채널 MSE 성능을 가짐을 컴퓨터 모의실험을 통하여 확인하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] L. Tong, B. Sadler, and M. Dong, "Pilot-assisted wireless transmissions," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, no. 6, pp. 12-25, Nov. 2004.
- [2] T. Zemen and C. F. Mecklenbrauker, "Time-variant channel estimation using discrete prolate spheroidal sequences," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 53, no. 9, pp. 3597-3607, Sept. 2005.
- [3] 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, 13 pages, 2006.
- [4] Z. Tang, R. Claudio, G. Leus, and P. Banelli, "Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 55, no. 5, pp. 2226-2238, May 2007.
- [5] 임동민, "주파수 선택적 시변 채널 OFDM 시스템에서의 파일럿 심볼을 이용한 채널 예측 및 등화," *한국전자과학회논문지*, 제18권, 제12호, 1408-1418 쪽, 2007년 12월.
- [6] J. Schott, *Matrix Analysis for Statistics*, NewYork: John Wiley and Sons, Inc., 1997.
- [7] W. U. Bajwa, J. Haupt, A. M. Sayeed, and R. Nowak, "Compressed channel sensing: a new approach to estimating sparse multipath channels," *Proc. of the IEEE*, vol. 98, no. 6, pp. 1058-1076, June 2010.

### 저 자 소 개



임 동 민(정회원)

1986년 서울대학교 제어계측 공학과 학사 졸업.

1988년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사 졸업.

1992년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사 졸업.

2010년 ~ 2011년 미국 오하이오주립대 전기 및 컴퓨터공학과 객원연구원.

1992년 ~ 현재 경상대학교 전자공학과 교수, 경상대학교 부속 공학연구원 연구원.

<주관심분야 : 통신신호처리, RF & DSP 시스템 설계, 이동통신>