

# MB-OFDM 시스템을 위한 Low-rank LMMSE 채널 추정 및 주파수 오프셋 추정 결합 기법

준회원 신선경\*, 남상균\*, 정회원 성태경\*\*, 종신회원 박경섭\*\*\*

## Joint Estimation Methods of Carrier Offset and Low-rank LMMSE Channel Estimation for MB-OFDM System

Sun-Kyung Shin\*, Sang-Kyun Nam\* *Associate Members,*  
Tae-Kyung Sung\*\* *Regular Member,* Kyung-Sup Kwak\*\*\* *Lifelong Member*

### 요약

본 논문에서는 MB-OFDM 시스템에 적합한 낮은 복잡도의 채널 및 주파수 오프셋 결합 추정법을 제안한다. 제안된 기법은 적절한 랭크(rank) 수를 적용함으로써 복잡도를 낮추는 Low-rank LMMSE 채널 추정법을 이용하여 채널을 추정하고, 주파수 오프셋 추정을 위해 추정된 채널의 자기상관특성을 이용하는 간단한 구조를 추가함으로써 낮은 복잡도로 채널과 주파수 오프셋을 결합하여 추정하는 기법이다. 제안된 알고리즘을 IEEE 802.15 TG3a에서 제시한 4가지 UWB 채널 모델에서 모의 실험하여 기존의 LS 채널 추정법을 사용한 알고리즘과 성능을 분석하였고, 복잡도를 낮추기 위해 각 채널 모델 환경에 따라 적절한 수의 랭크 수를 적용하여 결과를 비교하였다.

**Key Words** : MB-OFDM, UWB, ICI, LMMSE, SVD

### ABSTRACT

In this paper, we propose joint estimation methods of carrier offset and channel estimation for MB-OFDM system with low complexity. The proposed methods estimate the channel by using low-rank LMMSE channel estimation which reduces the system complexity by applying the optimal number of rank to evaluate the frequency offset and additionally using the simple algorithm using the auto-correlation property of the estimated channel. We simulate the proposed algorithms under the IEEE 802.15 TG3a UWB channel model.

### I. 서론

초창기 UWB(Ultra Wide Band)는 군사적 목적으로 활용되었으나 2002년 2월 미국 연방통신 위원회(FCC)가 3.1GHz~10.6GHz에 걸친 주파수 대역 제한과 1MHz당 -41.25dBm이하의 방사제한을 조건으

로 상업화를 승인하면서 다양한 활용분야가 나타날 수 있는 기반이 마련되었다. FCC가 내린 정의에 따르면 UWB는 ‘중심 주파수의 20%이상의 점유대역폭을 가지거나 500MHz이상의 점유 대역폭을 차지하는 무선 전송 기술’로 정의된다. UWB의 가장 큰 특징은 초광대역에 걸쳐 낮은 출력으로 통신을 하여

※ 본 연구는 대학 IT연구센터 지원 사업 (IITA-2006-C1090-0603-0019)과 한국과학재단 특장기초연구 ((R01-2006-000-10266-0)KOSEF)의 지원으로 수행되었음.

\* 인하대학교 통신공학연구소 (silverwater@inhaian.net, sknam@telecom.inha.ac.kr)

\*\* 인하대학교 초광대역무선통신연구센터 (tksung@inha.ac.kr)

\*\*\* 인하대학교 정보통신대학원 (kskwak@inha.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-09-424, 접수일자 : 2007년 9월 19일, 최종논문접수일자 : 2007년 11월 30일

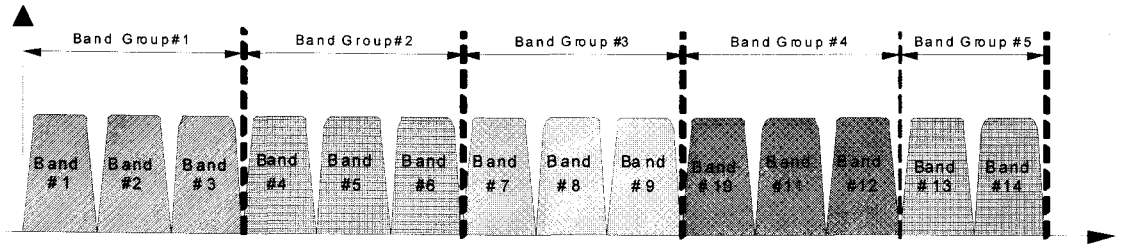


그림 1. MB-OFDM UWB 시스템 운용 주파수 대역

다른 협대역 신호에 간섭을 주지 않고 통신을 하는 점이다.

100Mbps 이상의 초고속 WPAN(Wireless Personal Area Network)용 UWB 표준화를 담당하는 IEEE 802.15 TG3a에는 OFDM기술 기반의 MB-OFDM (Multi Band OFDM)과 CDMA 기반의 DS(Direct Sequence) UWB방식이 표준화 작업을 진행하였으나 2007년 양측의 치열한 경쟁으로 인해 표준화 작업은 결렬되었고, 앞으로는 사업자들이 제품 개발과 시장에서의 상용화를 통해 주도권 경쟁을 할 것으로 예상된다<sup>[1]</sup>.

MBOA측에서 제안한 MB-OFDM 시스템은 OFDM 시스템을 바탕으로 2~3개의 서브밴드를 정해진 주파수 도약 패턴에 따라 서브밴드를 사용해 OFDM 심볼을 전송한다. MB-OFDM 시스템은 기본적으로 OFDM 기반 시스템이기 때문에 높은 전송률을 가지며 다중 경로 지연에 의한 심볼간 간섭(ISI: Inter Symbol Interference) 문제를 CP(Cyclic Prefix)를 사용하여 쉽게 해결 할 수 있는 장점이 있다<sup>[2]</sup>. 하지만 위상 잡음과 주파수 옵셋에 의해 부반송파간의 직교성을 잃게 되는 경우 ICI(Inter Carrier Interference)가 발생하여 시스템의 성능이 단일 반송파 시스템에 비해 크게 저하되는 단점을 가진다.

본 논문에서는 [3]에서 제안된 주파수 옵셋 추정과 특이값(SVD: Singular Value Decomposition) 분해를 이용한 Low-rank LMMSE<sup>[4,5]</sup> 채널 추정을 결합한 기법을 제안하고, MB-OFDM 시스템에서 그 성능을 분석했다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 MB-OFDM 시스템을, III장에서는 채널 모델 및 시스템 모델을 각각 설명한다. IV장에서는 LMMSE, Low-rank LMMSE에 대해 분석하고, V장에서는 주파수 옵셋 기법과 결합된 알고리즘을 제안한다. VI장에서는 제안된 알고리즘을 모의실험을 통해 분석하고 VII장에서는 결론을 맺는다.

## II. MB-OFDM 시스템

MB-OFDM 시스템은 그림 1과 같이 3.1GHz~10.6GHz까지 주어진 전 대역을 각 528MHz의 부대역으로 나눠 세 개의 부대역을 하나의 그룹으로 정의한다. 총 5개의 주파수 그룹 가운데 그룹 #1이 의무 사용으로 선정되어 있고 나머지 4개의 그룹은 선택 사용으로 분류되어있다. 각 부대역의 중앙 주파수는 아래의 식 (1)에 의해 도출된다.

$$\text{부대역 중앙 주파수} = 2904 + 528 \times n_b, \quad (1)$$

여기서  $n_b$ 는 부대역 번호로써 1~14(MHz)이다.

MB-OFDM에서는 한 그룹 내에서 각 밴드들의 중심주파수가 시간 주파수 코드(Time frequency Code)에 따라 호핑 함으로써 다이버시티 이득을 얻고, SOP(Simultaneously Operating Piconet)간의 간섭을 최소화 한다. 대역간의 호핑 과정에서 주파수

표 1. MB-OFDM 시스템 물리계층 파라미터

Parameter	Value
Bandwidth	528MHz
FFT size	128
Number of subcarriers	100
Number of defined pilot carriers	12
Number of guard carriers	10
Subcarrier frequency spacing	4.125MHz
IFFT/FFT period	242.42MHz
Cyclic prefix duration	60.61ns
Guard interval duration	9.47ns
Symbol interval	312.5ns
Modulation	QPSK
FEC	Convolutional Code

수 안정기의 안정화를 위해서 심볼구간 이후에 9.47ns동안 “0”을 삽입한다<sup>6,7)</sup>.

MB-OFDM 시스템 물리계층 파라미터는 표 1과 같다.

### III. 채널 모델 및 시스템 모델

#### 3.1 채널 모델

채널 모델은 Saleh-Valenzuela(S-V)모델을 기본으로 모델링된 UWB 채널 모델을 사용했다<sup>8)</sup>. 채널은 아래 수식 (2)와 같이 표현된다.

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (2)$$

식 (2)에서  $T_l^i$ 는  $i$ 번째 구현 채널의  $l$ 번째 클러스터의 지연을 나타낸다.  $\tau_{k,l}^i$ 는  $i$ 번째 구현 채널의  $l$ 번째 클러스터의  $k$ 번째 멀티패스 지연에 해당된다. 그리고  $d_{k,l}^i$ 는  $i$ 번째 클러스터의  $k$ 번째 다중 경로의 크기를 의미하며,  $X_i$ 는  $i$ 번째 구현 채널의 Log Normal Shadowing의 영향을 나타낸다.  $d_{k,l}^i$ 는 아래 식 (3)과 같이 표현된다.

$$\alpha_{k,l}^i = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l} \quad (3)$$

위 식에서  $\xi_l$ 은  $l$ 번째 클러스터와 관련된 페이딩,  $\beta_{k,l}$ 은  $l$ 번째 클러스터의  $k$ 번째 레이와 관련된 페이딩,  $p_{k,l}$ 은 반사로 인한 신호의 반전을 계산하기 위한 값이다.

#### 3.2 시스템 모델

ICI를 일으키는 요인은 크게 도플러 주파수 그리고 송·수신 발진기 오류에 의해 발생한다. 본 논문에서는 ICI를 잡음의 한 부분으로 취급을 하고, 발진기 오류에 의해 발생한 주파수 오프셋만을 고려한다. ICI가 주파수 오프셋에 의한 영향만을 고려하면  $m$ 번째 주파수 영역과  $n$ 번째 시간영역에서의 주파수 오프셋은 다음과 같이 표현된다<sup>3)</sup>.

$$S_{\epsilon_p}(m,n) = \frac{\sin\pi(m-n+\epsilon_p)}{N \sin \frac{\pi}{N}(m-n+\epsilon_p)} e^{j\pi(m-n+\epsilon_p)} \quad (4)$$

여기서  $\epsilon_p$ 는 정규화된 주파수 오프셋,  $N$ 은 FFT의 크기를 의미한다. 주파수 오프셋  $S_{\epsilon_p}$ 가 고려된 주파수

영역의 기저대역 수신 신호는 행렬식의 형태로 아래 식 (5)와 같이 표현된다.

$$Y = S_{\epsilon_p} XH + N \quad (5)$$

여기서  $X$ 는  $N \times N$  송신 신호의 대각행렬,  $H$ 는  $N \times 1$  주파수 영역에서의 채널 그리고  $N$ 은  $N \times 1$  AWGN (Additive White Gaussian Noise)이다.

### IV. 채널 추정법

#### 4.1. LMMSE 채널 추정법

LMMSE 추정법<sup>4)</sup>은 실제 채널 값과 추정된 채널 값 사이의 MSE(Mean Square Error)를 최소화 하는 채널 추정법으로써 LS(Least Square) 채널 추정법에 비해 복잡도는 높지만 MSE 성능은 월등히 높은 채널 추정법이다. 이 알고리즘은 아래 수식과 같이 표현된다.

$$\hat{H}_{lmmse} = R_{HH} (R_{HH} + \sigma_n^2 (XX^H)^{-1})^{-1} \hat{H}_{ls} \quad (6)$$

여기서  $\sigma_n^2$ 은 백색잡음(AWGN)의 분산,  $R_{HH}$ 는 채널의 자기 상관 행렬이고,  $\hat{H}_{ls}$ 는 LS를 통하여 추정된 채널을 의미한다.

수식 (6)에서  $(XX^H)^{-1}$ 항은 많은 계산량을 요구하므로, 이를  $E\{(XX^H)^{-1}\} = E\{1/|x_k|^2\}I$ 로 대치함으로써 복잡도를 크게 줄일 수 있다. 수식 (6)은 다음과 같이 다시 표현된다.

$$\hat{H}_{lmmse} = R_{HH} \left( R_{HH} + \frac{\beta}{SNR} I \right)^{-1} \hat{H}_{ls} \quad (7)$$

여기서  $\beta$ 는  $E\{|x_k|^2\}E\{1/|x_k|^2\}$ 로써 변조방식의 성상도에 따라 결정이 되며 SNR은  $E\{|x_k|^2\}/\sigma_n^2$ 이다.

$R_{HH}$ 와 SNR이 채널의 통계적인 특성에 의해 미리 주어진다면 식 (7)은 단지 한 번의 계산으로 값이 고정되어 반복적으로 사용된다.

#### 4.2. Low-rank LMMSE 채널 추정법

LMMSE 추정법은 MSE 관점에서 최적의 성능을 나타내지만 채널과 잡음의 통계적 특성을 얻기 위해 많은 연산을 요구한다. 특히 연산량의 많은 부분은  $R_{HH}$ 를 구하고 역행렬을 구하는데 있다.

Low-rank LMMSE 추정법<sup>5)</sup>은 특이값 분해를 사

용해  $R_{HH}$ 의 랭크를 임의의 임계점  $p$ 까지 줄임으로써 연산량을 크게 줄이는 추정법이다.  $R_{HH}$ 에 대한 특이값 분해는 아래 수식 (8)과 같다.

$$R_{HH} = U\Lambda U^H \quad (8)$$

여기서  $U$ 는 특이 행렬(Singular Vectors)이 포함된 유니터리 행렬(Unitary Matrix)이고,  $\Lambda$ 는 특이값(Singular Value)이 포함된 대각행렬을 의미한다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_{lrlmmse} &= UVU^H \left\{ U \left( \Lambda + \frac{\beta}{SNR} I \right)^{-1} U^H \right\} \hat{H}_{ls}, \quad (9) \\ &= UV \left( \Lambda + \frac{\beta}{SNR} I \right)^{-1} U^H \hat{H}_{ls}, \\ &= U\Delta_p U^H \hat{H}_{ls} \end{aligned}$$

여기서  $p$ 는 특이값의 임계점을 나타내며,  $\Delta_p$ 는 식 (10)과 같이 표현된다.

$$\delta_k = \begin{cases} \frac{\lambda_k}{\lambda_k + \frac{\beta}{SNR}}, & k = 1, 2, \dots, p \\ 0, & k = p + 1, \dots, N \end{cases} \quad (10)$$

여기서  $\lambda_k$ 는 특이값을 의미한다.

### V. 제안된 주파수 오프셋 보상법

MB-OFDM 시스템에서 사용되는 PLCP 프리엠블 구조는 그림 2와 같다. 프리엠블은 총 30개의 심볼로 PS(Packet Synchronization Sequence), FS(Frame Synchronization Sequence) 그리고 CE(Channel Estimation Sequence)로 구성된다. 여기서 PS는 프레임 검출과 획득, 대략적인 심볼 타이밍과 반송파 주파수 추정을 위해 사용된다. FS는 프레임 동기

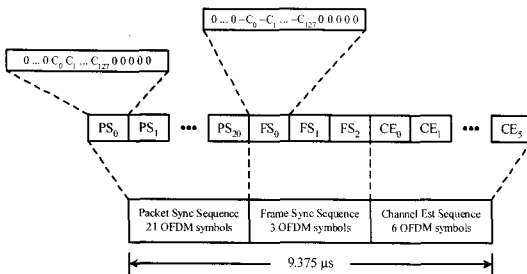


그림 2. MB-OFDM PLCP 프리엠블 구조

를 위해 사용되고, CE는 채널 추정 및 정교한 심볼 타이밍 및 반송파 주파수 추정을 위해 사용된다. 본 논문에서는 채널 추정 및 반송파 오프셋 보상을 위해 6개의 심볼로 구성된 CE를 이용한다.

문헌 [3]에서는 채널추정결과와 상관값을 이용하여 주파수 오프셋을 추정하는 기법이 제안되었다. 수신 신호가 식 (5)와 같을 때 LS 채널 추정법과 결합한 주파수 오프셋 추정 알고리즘은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} (S_{\epsilon_h} X)^{-1} Y &= (S_{\epsilon_h} X)^{-1} S_{\epsilon_f} XH + (S_{\epsilon_h} X)^{-1} N \quad (11) \\ &= X^{-1} S_{\epsilon_h}^{-1} S_{\epsilon_f} XH + N_{\epsilon_h} \\ &= X^{-1} S_{\epsilon_f} XH + N_{\epsilon_h} \end{aligned}$$

여기서  $S_{ch}$ 는 임의의 가정치 주파수 오프셋  $\epsilon_h$ 에 따라 생성되는 행렬이고,  $S_{\epsilon_f}$ 은  $\epsilon_h$ 와 발진기에 의해 발생한 실제 주파수 오프셋  $\epsilon_f$ 의 차에 의해 나타나는 행렬이다.

[3]에서 제안된 기법에 Low-rank LMMSE에 적용하면 아래 식과 같이 표현된다.

$$\hat{H}_{lrlmmse} = U\Delta_p U^H (X^{-1} S_{\epsilon_f} XH + N_{\epsilon_h}) \quad (12)$$

주파수 오프셋은 식 (12)에서 추정된 채널의 자기상관 결과를 이용한다. 식 (12)의 자기상관은 아래 식 (13)과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} R_{\hat{H}}(\tau) &= \frac{1}{N-2\tau} \sum_{k=\tau+1}^{N-\tau} (\hat{H}(k)\hat{H}^*(k-\tau)) \quad (13) \\ &= \frac{1}{N-2\tau} \sum_{k=\tau+1}^{N-\tau} \frac{1}{X_k} \sum_{l=1}^N X_l \hat{H}_l S_{\epsilon_f}(k,l) \frac{1}{X_{k-\tau}} \sum_{u=1}^N X_u \hat{H}_u^* S_{\epsilon_f}^*(k-\tau,u) \\ &\quad + \frac{1}{X_{\tau}} \sum_{l=1}^N N_l S_{\epsilon_h}(k,l) \frac{1}{X_{k-\tau}} \sum_{u=1}^N N_u^* S_{\epsilon_h}^*(k-\tau,u) \end{aligned}$$

$\tau$ 가 0일때는  $S_{ch}(k,l)$ 과  $S_{ch}^*(k-\tau,u)$ 의 영향이 상쇄되어 없어지게 되고,  $\tau$ 가 0이 아닐때 채널의 자기상관 결과는  $|S_{\epsilon_f}(0)|^2$ 에 의해 영향을 받게 된다. 이를 이용하면 식 (13)은 아래 식 (14)와 같이 간단한 형태로 표현 된다.

$$R_{\hat{H}}(\tau) = \begin{cases} R_{\hat{H}}(0) + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2}, & \tau = 0 \\ R_{\hat{H}}(\tau) |S_{\epsilon_f}(0)|^2, & \tau \neq 0 \end{cases} \quad (14)$$

여기서  $\sigma_s^2$ 는 수신 신호의 분산을  $\sigma_n^2$ 은 잡음의 분산을 각각 의미한다.

표 2. 제안된 알고리즘의 계산량 비교

알고리즘	복잡도
기존의 채널 및 주파수 옵셋 추정법	$N^2/N$
LMMSE 채널 및 주파수 옵셋 추정법	$(N^2+N^2)/N$
제안된 채널 및 주파수 옵셋 추정법	$(2Np+N^2)/N$

가정치 옵셋  $\epsilon_h$ 와 실제의 주파수 옵셋  $\epsilon_p$ 가 완벽하게 동일한 값을 가질 때 추정된 채널의 자기상관 결과는 최대값을 가지게 되지만, 가정치  $\epsilon_h$ 와 실제의 주파수 옵셋  $\epsilon_p$ 의 차이가 커짐에 따라  $|S_{cc}(0)|^2$ 의 값이 감소하여 자기 상관 결과값은 작아진다. 자기 상관 결과가 최대값을 가질때 가정치 주파수 옵셋을 도출함으로써, 발진기에 의해 발생한 실제 주파수 옵셋을 추정한다. 가정치  $\epsilon_h$ 의 최대, 최소의 범위는 시스템의 특성을 통해 알 수 있다고 가정하고 범위 안에서 이진 검색을 통해 찾는다. 채널의 자기상관 결과를 추정하기 위해서는 많은 양의 복잡도를 필요로 한다. 하지만 제안된 알고리즘에서는  $\tau$ 가 0이 아닌 임의의 한 지점에서의 자기 상관 값만을 도출하여, 자기상관을 구하기 위한 복잡도를 크게 줄인다.

표 2에서는 제안된 알고리즘의 복잡도를 나타냈다. 제안된 알고리즘에서  $p$ 가 10이라고 가정하면 제안된 알고리즘은 기존의 LS 기반의 알고리즘과 비슷한 복잡도로써 LMMSE 기반의 채널 및 주파수 옵셋 추정법과 유사한 MSE 성능을 가지게 되는 것을 알 수 있다<sup>[2]</sup>.

VI. 모의실험 결과 및 분석

이 장에서는 제안된 기법의 성능을 모의실험을 통해 평가한다. 성능평가를 위한 채널 모델은 IEEE 802.15.TG3a에서 제안된 CM1~4의 네 가지 UWB 채널 모델을 이용하였다.

제안된 알고리즘의 정밀한 성능분석을 위해 채널 코딩은 고려하지 않았으며, MB-OFDM 시스템의 주파수 그룹은 의무사용으로 지정된 그룹 #1을 적용하였다. 시뮬레이션을 위한 MB-OFDM 시스템 파라미터는 표 1을 바탕으로 하였고, 주파수 옵셋  $\epsilon_r$ 은 0.05, 가정 주파수 옵셋  $\epsilon_p$ 의 범위는 0.02~0.08로 가정하였다.

그림 3은 LMMSE 채널과 주파수 옵셋 추정법을 결합한 알고리즘에서 실제 주파수 옵셋과 가정 주파수 옵셋의 차에 따라 나타나는 BER 성능을 CM2

환경에서 모의 실험한 결과이다.

그림 3~7은 채널 모델별로 랭크 수에 따라 나타나는 제안된 알고리즘의 BER 성능을 모의실험을 통해 분석하였다.

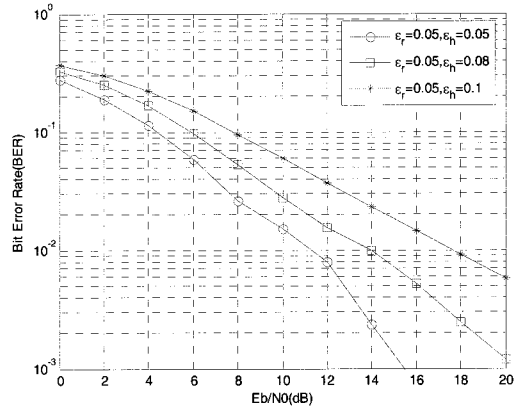


그림 3. CM2에서  $\epsilon_h$ 에 따른 BER 성능

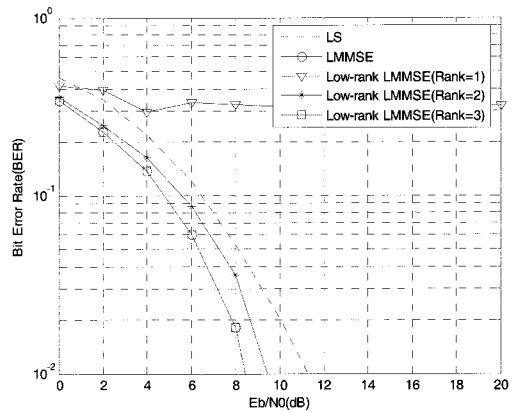


그림 4. CM1에서 랭크에 따른 BER 성능

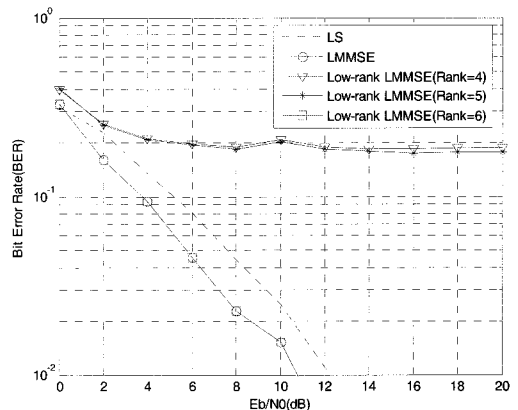


그림 5. CM2에서 랭크에 따른 BER 성능

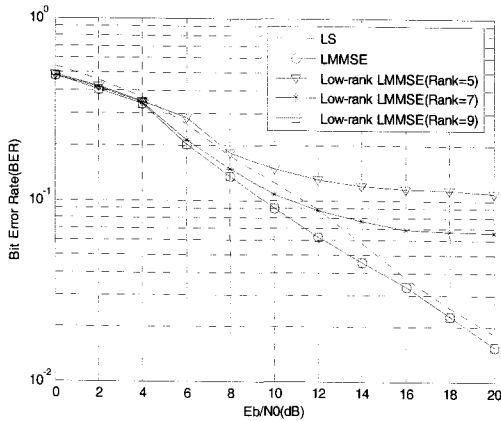


그림 6. CM3에서 랭크에 따른 BER 성능

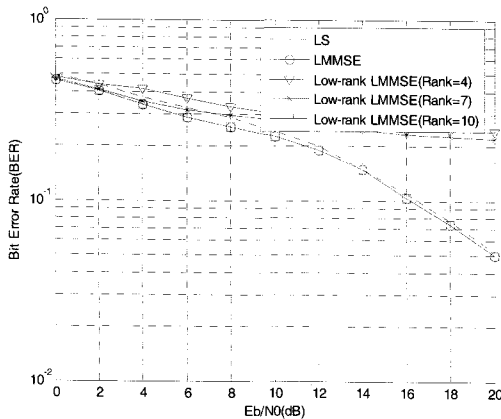


그림 7. CM4에서 랭크에 따른 BER 성능

모의실험을 통하여 제안된 알고리즘이 LS 채널 추정법을 사용한 기존의 알고리즘보다 채널 환경에  $E_b/N_0$ 가 10dB인 지점에서 BER 성능이 약 0.5~2dB 향상된 것을 확인하였다. 또한 제안된 알고리즘에 CM1에서 약 3개, CM2에서 약 6개, CM3에서 약 9개, CM4에서 약 10개의 랭크를 각각 사용함으로써 낮은 복잡도로 LMMSE를 사용한 알고리즘과 유사한 BER 성능을 가지는 것을 확인하였다.

## VII. 결 론

본 논문에서는 MB-OFDM 시스템에 적합한 특이 값 분해를 이용하여 복잡도를 낮춘 채널 및 주파수 옵셋 결합 추정법을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 채널 환경에 따라 적절한 랭크를 적용하여 채널 추정의 복잡도를 크게 줄이고, 추정된 채널의 자기상관 특성을 이용하여 주파수 옵셋을 추정함으로써 복잡도

면에서 상당한 우수한 성능을 보이는 알고리즘이다.

또한 제안된 알고리즘을 UWB 채널 모델에서 모의실험을 하여, 제안된 알고리즘이 채널 환경에 따라 적절한 랭크를 적용함으로써 낮은 복잡도로 BER 성능의 손실 없이 채널과 주파수 옵셋을 추정할 수 있음을 확인하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] 윤두영, “UWB 기술 개요 및 주파수 정책동향”, 정보통신정책 제 18권 13호, 2006.
- [2] Richard VanNee, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House, Boston, NJ, 2000.
- [3] Tevfik YÜ CEK† et al, “ICI Cancellation Based Channel Estimation for OFDM Systems”, IEICE Trans. Commun., VOL. E88-B, No.5 May 2005.
- [4] Jan-Jaap van de Beek, “On Channel Estimation in OFDM Systems” IEEE VTC Vol 2, July 1998.
- [5] Ove Edfors et al, “OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition,” IEEE Tran. Comm., Vol.46, No.7, July 1998.
- [6] Anuj Batra et al, “Design of a Multiband OFDM System for Realistic UWB Channel Environments”, IEEE Trans. Micro Vol. 53, No 9, Sept 2004.
- [7] Anuj Batra et al. Texas Instruments et al, Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a, IEEE P802.15-03/267r3, Mar 2004.
- [8] Jeff Foerster, Sub-committee Chair, Channel Modeling Sub-commiter Report, IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, Feb 2003.
- [9] John G. Proakis, Digital Communications. 3rd end. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.
- [10] Louis L. Scharf, Statistical Signal Processing: Detection, Estimation, and Time Series Analysis. Reading, MA: Addison-Wesley, 1991.
- [11] Monson H. Hayes, Statistical digital signal processing and modeling, John Wiley & Sons, 1996.
- [12] 라택수, “OFDM 시스템에서 채널 추정 기법”, 전자통신동향분석 제 21권 제 6호, 2006.

신 선 경 (Sun-Kyung Shin)

준회원

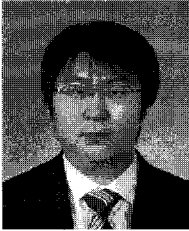


2006년 2월 서경대학교 전자공학과 졸업(학사)  
2006년 8월~현재 인하대학교 정보통신대학원(석사과정)

<관심분야> UWB, MIMO-OFDM 시스템

남 상 균 (Sang-Kyun Nam)

준회원



2007년 2월 인하대학교 컴퓨터공학과 졸업(학사)  
2007년 3월~현재 인하대학교 정보공학과(석사과정)

<관심분야> 유비쿼터스 컴퓨팅, 무선 네트워크, 홈 네트워크

성 태 경 (Tae-Kyung Sung)

정회원



1996년 2월 동의대학교 전자통신공학과 졸업(학사)  
1999년 2월 동의대학교 전자공학과 졸업(석사)  
2005년 2월 한국해양대학교 전파공학과 졸업(박사)  
2002년 7월~2004년 1월 동의대

전자세라믹스센터 선임연구원

2006년 6월~현재 인하대 초광대역무선통신연구센터 전임연구원

<관심분야> OFDM, Cognitive Radio, MIMO

곽 경 섭 (Kyung-Sup Kwak)

중신회원



1977년 2월 인하대학교 전기공학과 졸업(학사)  
1981년 12월 미국 USC 전기공학과 졸업(석사)  
1988년 6월 미국 UCSD 통신이론 및 시스템 박사  
1988년 6월~1989년 6월 미국 Hughes

Network Systems 연구원

1989년 6월~1990년 3월 미국 IBM Network Analysis Center 연구원

2000년 3월~2002년 2월 인하대학교 정보통신대학원 원장

2006년 1월~2006년 12월 한국통신학회 회장

2000년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 교수

2003년 8월~현재 인하대학교 초광대역 무선통신 연구센터(UWB-ITRC) 센터장

<관심분야> 위성 및 이동통신, UWB, 무선네트워크