

MBOK DS-UWB 시스템을 위한 주파수 영역 등화기 알고리즘의 설계

준회원 강신우*, 임세빈**, 종신회원 최형진**

Design of a Frequency Domain Equalizer Algorithm for MBOK DS-UWB System

Shin-Woo Kang*, Se-Bin Im** Associate Members, Hyung-Jin Choi* Lifelong Member

요약

본 논문에서는 고속 무선 통신을 위한 IEEE 802.15.TG3a PHY proposal 중에서 MBOK DS-UWB (M-ary bi-orthogonal keying direct sequence UWB) 시스템의 수신기를 위한 개선된 방식의 FD MMSE (frequency domain minimum mean square error) equalizer 알고리즘을 제안한다. 기존 FD MMSE equalizer 알고리즘에서는 모든 전송 패킷에 CP (cyclic prefix) 를 삽입해야 하므로 일반적인 SC (single carrier) 시스템에 적용할 경우 구조적인 제한이 발생한다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 CP를 사용하지 않는 FD MMSE equalizer 알고리즘을 제안하였으며, 보다 정확한 채널 추정 및 보상을 위하여 MAF (moving average filter) 및 moving FFT 기법을 사용하여 수신 성능의 안정성을 증대시킴으로써 실내 무선 채널 환경에 보다 적합하도록 설계하였다. IEEE 802.15.TG3a 무선 채널 모델 환경에서의 성능 평가를 수행하고 일반적인 FDE 및 TD (time domain) MMSE-RAKE 수신기와의 성능 비교를 통해, 제안한 FD MMSE equalizer 알고리즘의 우수성을 입증하였다.

Key Words : UWB, IEEE 802.15.3a, MBOK, FDE, Equalizer, Moving Average, Moving FFT

ABSTRACT

In this paper, we propose a FD MMSE (frequency domain minimum mean square error) equalizer algorithm for MBOK DS-UWB (M-ary bi-orthogonal keying direct sequence UWB) systems considered as a PHY proposal for high-speed wireless communication in IEEE 802.15.TG3a. The conventional FD MMSE equalization scheme has a structural limit due to insertion of the cyclic prefix (CP) in all transmit packets, but the proposed scheme is able to equalize the channel effect without CP. In order to overcome channel estimation error by multipath delay, we introduce a moving FFT and a moving average scheme. Compared with conventional FD MMSE equalizer and the traditional TD (time domain) MMSE-RAKE receiver, the proposed FD MMSE equalizer has better BER performance and we demonstrate this result by computer simulation.

I. 서론

초광대역 통신 시스템 (Ultra-wideband : UWB) 기술은 수백 Mbps의 전송 속도를 제공하나 매우

넓은 주파수 대역의 사용으로 인해 야기될 수 있는 기존 협대역 (narrow-band) 통신과의 간섭 문제로 지난 40 여년간 군사용 통신 시스템에만 국한되어 사용되어 왔다. 그러나 2002년 2월 미국 연방통신

※ 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음.

* 삼성전자 정보통신총괄 통신연구소 (shinwoo47, kang@samsung.com), **성균관대학교 정보통신공학부 (hjchoi@ece.skku.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-09-397, 접수일자 : 2006년 9월 26일 최종논문접수일자 : 2007년 9월 18일

위원회 (FCC) 는 3.1GHz ~10.6GHz에 걸친 주파수 대역제한과 1MHz당 -41.25dBm 이하의 방사제한을 조건으로 상업화를 허가하였다^[1]. 이에 따라 UWB를 100MHz 이상의 고속 전송이 가능한 WPAN (Wireless Personal Area Network) 환경에 이용하기 위하여 표준화 그룹인 IEEE 802.15.TG3a 이 설립되었고 이를 중심으로 관련 산업체 및 학계에서 UWB 기술 개발에 적극적으로 참여하였다^[2]. 하지만 최종 표준화를 위한 수차례의 회의에서 결합한 결과 MB-OFDM (multi-band orthogonal frequency division multiplexing) 진영과 DS-UWB (direct sequence UWB) 진영 모두 표준안으로 승인되기 위한 지지를 얻는데 실패하였고, 향후 양측은 독자적인 기술 및 제품 개발을 도모할 것으로 예상되고 있다^{[3][4]}.

본 논문에서는 두 가지 제안 중 DS-UWB 시스템의 수신기 구현을 위한 등화기 (equalizer) 알고리즘을 제안한다. 등화기는 전송 채널이나 송수신기에 의해 발생하는 ISI (inter-symbol interference), 주파수 왜곡 등을 보상하는 기능을 수행하는 모듈로써 다중 경로 페이딩 채널에서 시스템의 신뢰성 있는 동작을 위해 요구된다. 일반적인 단일 반송파 (single-carrier : SC) 확산 (spreading) 시스템의 경우 무선 채널에 적극적으로 대처하기 위해 TDE (time domain equalizer) 와 RAKE 수신기를 결합된 구조를 사용한다. 채널의 경로 다이버시티를 이용하는 RAKE 수신기는 지연된 다중 경로 신호를 독립적으로 분리하고 RAKE combiner로 분리된 신호를 결합함으로써 페이딩에 의한 전력 감쇄를 최소화한다^{[5][6]}. 하지만 본 시스템과 같이 매우 짧은 펄스를 사용하는 고속 통신의 경우 다중경로 채널의 경로 수가 증가하여 RAKE 수신기의 안정적인 성능을 얻기 위해서는 높은 복잡도가 요구된다.

반면에 SC 방식에서 FDE (frequency domain equalizer) 를 적용할 경우 강한 주파수 선택적 채널 (frequency selective channel) 환경에서 주파수 다이버시티 (frequency diversity) 를 얻을 수 있는 이점으로 인해 우수한 성능을 얻을 수 있다^{[7]-[9]}. 그러나 일반적인 SC-FDE 알고리즘은 송신 신호에 CP를 삽입해야 하므로 패킷에 대한 구조적인 변화가 필요하고, 대역 효율 감소가 발생하는 단점이 있으나 본 논문에서 제안하는 FDE 알고리즘은 CP를 사용하지 않는 구조를 적용하면서, 보다 정확하게 채널의 영향을 추정 및 보상할 수 있는 기법이다. 이 방식에서는 다중 경로 지연에 의한 추정 에러

손실을 최소화하기 위한 MAF (moving average filter) 를 적용함으로써 정확한 채널 추정을 가능하게 하였으며, 추가적인 성능 향상을 위해 반복적인 moving FFT 기법을 고려하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 DS-UWB 시스템 모델의 기술적인 개요와 IEEE 802.15.TG3a에서 제시하는 UWB 채널 모델을 설명하였으며, III장에서는 일반적인 TD MMSE-RAKE 수신기와 제안하는 FD MMSE 등화기 구조를 제시한다. IV장에서는 TD MMSE-RAKE 수신기 및 일반적인 FDE 알고리즘과의 성능 비교를 통해 제안된 알고리즘의 우수성을 입증하였으며, V장에서는 결론을 맺었다.

II. UWB 송신 신호 및 IEEE 802.15.TG3a 채널 모델링

2.1 송신 신호 모델

DS-UWB 시스템은 3.1GHz에서 10.6GHz까지의 전체 7.5GHz의 대역폭을 5GHz 대역의 무선 랜 (IEEE 802.11a) 과의 공존을 위해 두 개의 서브 밴드로 나누어서 동작하며 low band는 3.1GHz에서 4.85GHz이고, high band는 6.2GHz에서 9.7GHz이다. 또한 다중 피코넷 (piconet) 을 지원하고 BPSK 와 MBOK 변조 방식을 적용가능하며 spreading rate, FEC (forward error correction) coding 및 변조 방식에 따라 전송 속도는 장거리 통신을 위한 28Mbps에서 단거리 통신을 위한 1320Mbps까지 다양한 범위가 가능하다^[3]. DS-UWB 시스템 송신단 동작에 대한 블록도를 그림 1에 나타내었다.

본 논문에서는 MBOK 변조 (modulation) 기술을 적용하였으므로 상위 layer에서 생성된 정보 비트열은 $\log_2 M$ bit 단위로 심볼 변환되고, 변환된 각 심볼은 ternary bi-orthogonal code로 확산된다. 등화기에서 채널 추정을 위해 사용되는 training sequence는 각 전송 패킷에 대해 효과적인 randomization을 위하여 PN (pseudo random) sequence를 이용하여 생성되었으며, 채널 추정을 위해 변조된 data 신호에 앞서 전송한다.

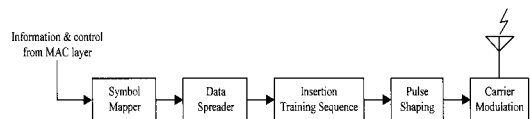


그림 1. 송신단 구조

N_c 길이의 ternary code sequence에 의해 확산된 chip 신호는 pulse shaping 과정을 수행하며, 전송 pulse $u(t)$ 는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$u(t) = \sum_{i=0}^{N_c-1} c_i p(t - iT_c) \quad (1)$$

여기서, c_i 는 i 번째 spreading code를 나타내며, T_c 는 chip duration을 $p(t)$ 는 unit energy를 갖는 monocycle 파형을 나타낸다.

따라서 DS-UWB 시스템의 전송 신호 $s(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sqrt{E_s} \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m u(t - mT_f) \quad (2)$$

여기서, E_s 는 심볼 에너지, b_m 와 T_f 는 각각 m 번째 전송 심볼과 패킷 길이를 나타낸다.

마지막으로 pulse shaping 과정을 수행한 chip 신호는 carrier modulation을 거쳐 패킷 단위로 전송된다.

2.2 IEEE 802.15.TG3a UWB 채널 모델

UWB 시스템을 위해 IEEE 802.15 TG3a에서 제안된 채널 모델은 기존의 모델들과 달리 Saleh-Valenzuela model을 기반으로 하고 있다^[10]. Cluster와 ray 형태로 도달하는 다중 경로 페이딩 성분의 크기는 일반적인 rayleigh distribution 대신에 log-normal distribution 형태를 갖고 신호 위상은 $\{0, \pi\}$ 의 uniform 분포를 갖는다. 또한 페이딩 성분은 각 cluster와 cluster 내에서 각 ray들은 서로 독립적이므로 다중 경로 페이딩 채널 모델은 discrete time impulse response로, 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

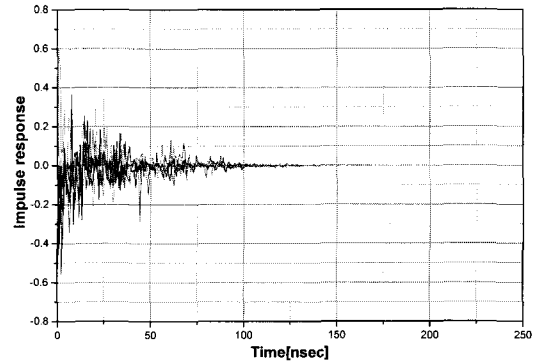
$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (3)$$

여기서 X_i 는 i 번째 channel realization에 따른 log-normal shadowing, $\alpha_{k,l}^i$ 는 multipath gain coefficient, T_l^i 는 l^{th} cluster의 지연, $\tau_{k,l}^i$ 는 l^{th} cluster의 k^{th} 다중 경로 성분의 지연을 나타낸다.

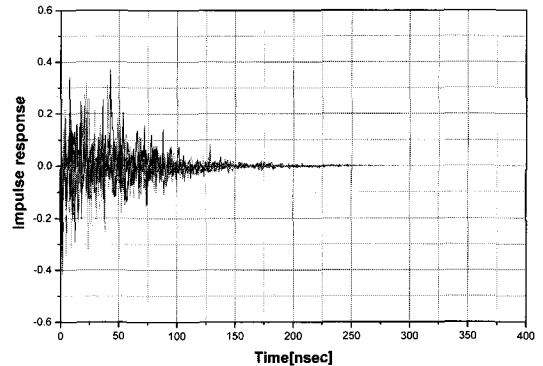
IEEE 802.15.3a TG3에서는 환경에 따라 4가지 채널 모델 (channel model: CM) 로 분류하였으며 CM 1은 0~4m의 LOS (Line-Of-Sight), CM 2은 0~4m NLOS (non-LOS), CM 3은 4~10m LOS 그

표 1. IEEE 802.15.3a에서 제안한 UWB 채널 모델을 위한 파라미터

Model Parameters	CM1	CM2	CM3	CM4
$A[1/nsec]$ (cluster arrival rate)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
$\lambda[1/nsec]$ (ray arrival rate)	2.5	0.5	2.1	2.1
Γ (cluster decay factor)	7.1	5.5	14.00	24.00
γ (ray decay factor)	4.3	6.7	7.9	12
$\sigma_1 [dB]$ (stand. dev. of cluster log normal fading term in dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
$\sigma_2 [dB]$ (stand. dev. of ray log normal fading term in dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
$\sigma_\chi [dB]$ (stand. dev. of log normal fading term for total multipath realizations in dB)	3	3	3	3
Model Characteristics				
τ_m	5	9.9	15.9	30.1
τ_s	5	8	15	25
NP 10dB	12.5	15.3	24.9	41.2
NP (85 percent)	20.8	33.9	64.7	123.3
Channel energy mean (dB)	-0.4	-0.5	0.0	0.3
Channel energy standard deviation(dB)	2.9	3.1	3.1	2.7



(a) Channel model 3



(b) Channel model 4

그림 2. IEEE 802.15.TG3a 채널 모델의 임펄스 응답

리고 CM 4는 25ns의 실효 지연 확산을 갖는 NLOS 채널 상황이 고려되었다. 표 1에서는 각각의 채널 모델을 위한 파라미터들을 제시하고 있다.

그림 2에서는 CM3과 CM4에서 0.761nsec 단위로 샘플링한 채널의 임펄스 응답 형태를 나타내고 있으며, 이와 같은 다중 채널 모델에 의해 짧은 단위의 pulse 신호는 의해 수십 nsec 의 지연이 발생하며 결과적으로 상호 pulse 간에 심각한 ISI 현상이 발생한다.

III. 등화기

3.1 TD MMSE RAKE 수신기

DS-UWB 시스템에서 equalization 과정은 다중 경로 무선 페이딩 채널로 인한 신호의 진폭 및 위상 왜곡에 심각한 영향을 보상하고 수신 모델의 안정적인 동작을 위하여 요구된다. 일반적인 SC 확산 시스템에서는 서로 다른 경로로 수신기에 도착한 신호를 독립적으로 분리함으로써 시간 다이버시티 (time diversity) 효과를 얻을 수 있는 RAKE 수신기와의 결합을 통해 SNR 악화에 의한 전송 에러를 감소시킨다. 그러나 RAKE 수신기를 사용할 경우 각각의 경로에 대한 채널 추정 값이 정확하다면, finger 수의 증가에 따라 성능이 향상되나 수신기 하드웨어의 복잡도가 증가하는 단점이 있다.

그림 3는 MBOK 변조 방식을 적용한 MMSE-RAKE 수신기 구조이다. 이 수신기는 입력 샘플에 대해 심볼 구간 동안 역확산 (de-spreading) 과정을 수행한 후, L finger를 갖는 RAKE 수신기에 대해 분리된 경로에 대한 채널 추정 변화량을 보상하여 결합한다. 본 논문에서는 전송 성능 열화를 최소화하기 위하여 원하는 값과 수신 신호와의 MSE 값을 최소화하는 계수 값을 설정하도록 동작하는 MMSE 알고리즘을 적용하였다. 마지막으로 보상 과정을 통

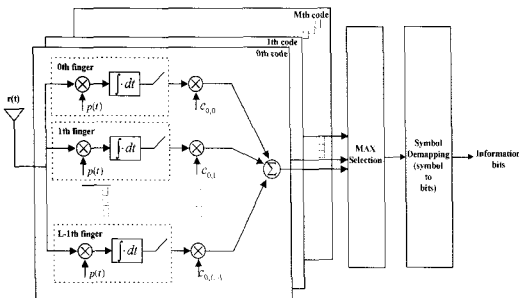


그림 3. MBOK DS-UWB 시스템의 TD MMSE-RAKE 수신기 모델

해 결합된 신호 M 개의 값에 대해 비교기를 이용하여 최대값을 선택하고, 심볼을 비트로 demapping하는 과정을 수행한다. 여기서 각 상관기는 경로 지연 시간에 따른 reference 신호와 수신 신호와의 상관을 수행하고 iteration 길이는 $N_c T_c$ 로 가정한다.

채널을 통과한 수신 신호가 식 (4)와 같을 때, m 번째 심볼 l 번째 상관기의 출력 값은 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = s(t) \otimes h(t) + w(t) \tag{4}$$

$$= \sqrt{E_s} \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} u(t - mT_f - T_l - \tau_{k,l}) + w(t)$$

여기서 $w(t)$ 는 two sided power spectral density가 $N_o/2$ 인 AWGN (additive white Gaussian noise)을 의미한다.

$$y_m^j = \int_{mT_s + iT_c}^{mT_s + (i+N_c)T_c} r(t)p(t - \tau_l)dt \tag{5}$$

$$= \sqrt{E_s} b_m \beta_l + i_m^l + n_m^l$$

i_m^l 과 n_m^l 은 각각 m 번째 심볼 l 번째 상관기의 ISI와 AWGN을 나타내며 β_l 은 l 번째 path gain을 나타낸다.

3.2 제안된 방식의 FD MMSE Equalizer

시간 동기가 완벽하다고 가정한다면, 시간 영역과 주파수 영역에서의 수신된 신호는 각각 식 (6)과 식 (7)과 같이 같다.

$$r(n) = s(nT_c) \otimes h(nT_c) + w(nT_c) \tag{6}$$

$$R(k) = S(k) \cdot H(k) + W(k) \tag{7}$$

여기서 n 은 sample index이고 k 는 frequency index이다. $R(k)$, $S(k)$, $H(k)$ 와 $W(k)$ 는 N -point FFT (fast Fourier transform) 이후 $r(n)$, $s(nT_c)$, $h(nT_c)$ 와 $w(nT_c)$ 의 k 번째 주파수 성분을 의미한다.

$S(k)$ 에서 training sequence의 주파수 성분을 $T(k)$ 라 하면 채널 주파수 응답 (channel frequency response: CFR) 는 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{H}(k) = \frac{R(k)}{T(k)} \tag{8}$$

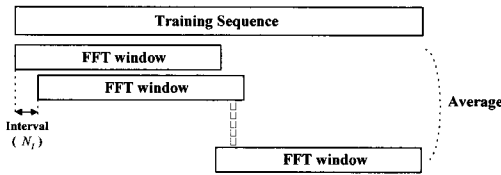


그림 4. Moving FFT 동작

추정된 채널 값은 MMSE 방식의 등화 과정을 통해 data 신호에 보상되었고, N -point inverse FFT 과정을 수행하여 주파수 영역의 데이터 신호 $\hat{s}(nT_c)$ 값을 얻을 수 있다⁷⁾.

$$\hat{s}(nT_c) = IFFT_N \left[\frac{R(k) \cdot H^*(k)}{|H(k)|^2 + \{(N/(N+N_{cp}))(E_s/N_o)\}^{-1}} \right] \quad (9)$$

여기서 N_{cp} 는 CP 길이를 나타내고 $N/(N+N_{cp})$ 는 CP 삽입에 대한 전력 손실의 계수를 의미한다. 또한 E_s 는 시간 영역에서의 심볼 에너지를 의미한다.

앞에서 언급했듯이 CP는 대역폭 효율을 감소시키고 DS-UWB 시스템에서 구조적인 제한을 발생시킨다. 따라서 CP를 사용하지 않고 MAF 및 moving FFT 기법을 사용한 새로운 FDE 알고리즘을 제안한다.

그림 4는 moving FFT 동작에 대한 개념도를 나타낸다.

위의 그림에서 moving FFT의 간격(interval)은 $N_f (\leq N)$ 샘플이고 이 과정은 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_p(k) = FFT_N^* [r(n+pN_f)] \quad (10)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} r(n+pN_f) e^{-j2\pi nk/N}$$

$(p=0,1,\dots,(N_T-N)/N_f)$

여기서 N_T 는 training sequence의 길이이고 $[p]$ 는 moving FFT에 의한 pN_f shift를 의미한다. 이 과정을 통한 보다 정확한 채널 추정이 가능하게 되고 추정된 CFR은 다음과 같다.

$$\hat{H}(k) = \frac{N_f}{N_T-N} \sum_{p=0}^{(N_T-N)/N_f} \frac{R_p(k)}{T_p(k)} \quad (11)$$

MAF는 현재 sample 지점에 대한 채널 추정 값 $\hat{H}(k)$ 를 포함하여 인접 주파수 성분의 $N_R (=2q+1)$

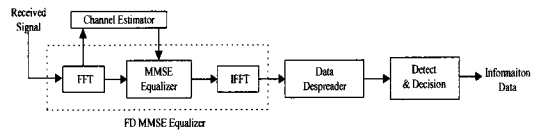


그림 5. FD MMSE 등화기를 적용한 수신기 구조

개에 대해 평균화 과정을 거치는 과정을 수행한다. 이와 같은 연산을 통해 강한 선택적 페이딩 채널에 대한 추정 오차를 감소시키는 것이 가능하다.

$$\tilde{H}(k) = \frac{1}{N_R} \sum_{l=-q}^q \hat{H}(k+l) \quad (12)$$

채널 추정 후, 주파수 영역의 데이터 심볼은 MMSE 방식에 의한 등화 과정과 moving FFT 기법을 통해 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\tilde{S}_{[p]}(k) = \frac{R_{[p]}(k) \cdot H_{[p]}^*(k)}{|H_{[p]}(k)|^2 + [E_s/N_o]^{-1}} \quad (13)$$

최종적으로 시간 영역 데이터 심볼 $\tilde{S}_{[p]}(k)$ 의 inverse FFT 과정을 수행한 후 주파수 영역의 데이터 심볼 $\tilde{S}_{[p]}(k)$ 을 평균화함으로써 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{S}(nT_c) = \sum_{p=0}^{(N_o-N)/N_f} IFFT_N [\tilde{S}_{[p]}(k)] \quad (14)$$

그림 5는 FDE를 적용한 DS-UWB 시스템의 수신기 모델이다. 일반적으로 다중 경로 페이딩 채널에 의한 ISI의 영향을 제거하기 위해 CP를 사용하는 FDE 알고리즘에 비해, 제한한 FDE 알고리즘은 moving FFT 과정과 moving average 기법을 사용함으로써 CP를 사용하지 않고 채널 추정 에러를 감소시키는 효과를 얻을 수 있다.

IV. 시스템 성능

제안된 방식과 TD MMSE-RAKE 수신기 및 CP를 삽입한 기존 FDE 알고리즘과의 성능 비교를 위해 적용된 파라미터를 표 2에 정리하였다. 신뢰성 있는 성능 평가를 위해 UWB 채널 모델은 각 E_b/N_o 에서 100번의 realization 과정을 거쳤으며 상위 90%의 BER 값을 평균화하는 과정을 수행하였다.

Uncoded data rate는 220Mbps, 반송파 주파수는

3.939GHz이고 송신 신호는 4BOK 변조 과정을 통해 생성되었다. 사용된 칩 신호는 $N_c = 12$ 인 ternary bi-orthogonal code로써 표 3에 나타내었다. 사용된 convolutional encoder의 구성장은 7이며 부호화율은 1/2로 동작하도록 구성하였고, Viterbi decoder를 적용하였다. 또한 최대 다중 경로 지연 이상의 1024 FFT size를 적용함으로써 인해 그림 6과 같이 IEEE 802.15.TG3a 다중 경로 채널 모델에 따라 거의 유사한 BER 성능을 얻을 수 있다.

제한한 알고리즘의 우수성을 입증하기 위해 성능 비교에 있어서 상대적으로 열악한 채널 환경인 CM 3와 CM 4를 고려하였다. 그림 7은 CP를 삽입하여 전송하는 기존 FDE 알고리즘과의 성능 비교를 나타낸 그래프이다. 여기서 CP는 최대 다중 경로 지연 이상의 구간을 고려하였으며 제안한 알고리즘이 기존 알고리즘에 비해 BER 10^{-4} 을 기준으로 E_b/N_0 약 4dB 정도 우수함을 확인하였다. 그림 8과 9에서는 각각 uncoded와 coded 상황에서의 TD MMSE-RAKE 수신기와의 성능 비교를 나타내었다. 제안된

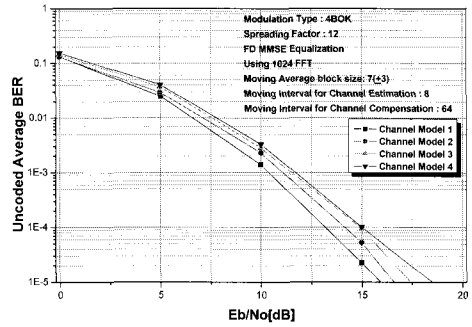


그림 6. 채널 모델에 따른 제안된 FD MMSE equalizer 알고리즘의 uncoded average BER 성능

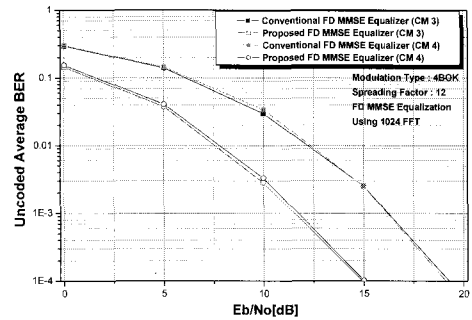


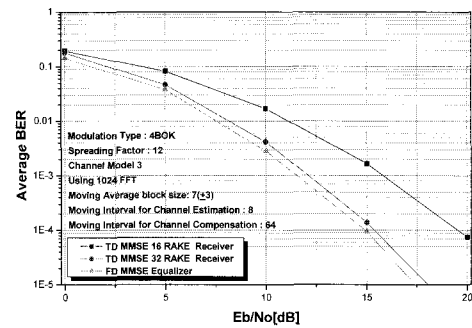
그림 7. 제안된 FD MMSE equalizer와 일반적인 FDE 알고리즘의 uncoded average BER 성능 비교

표 2. 시뮬레이션 파라미터

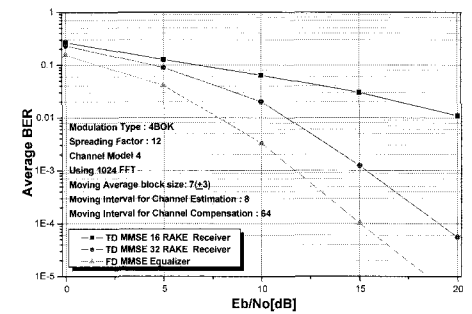
Condition parameters	Value
Channel model	IEEE 802.15. TG 3a UWB multipath channel model
Modulation	4BOK
Spreading factor	12
Chip width	0.761ns
Number of fingers	16, 32
E_b/N_0	0dB ~ 20dB
FFT size	1024
Moving FFT interval (N_T)	8(Channel estimation) 64(Channel compensation)
Moving average range (N_R)	7(± 3)
Error correction code type	Convolutional code
Constraint length	7
Code rate	1/2

표 3. 심볼에서 칩 매핑

Data symbol (decimal)	Input data (binary)	Chip values
0	0 0	1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
1	0 1	0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0
2	1 0	0 0 0 0 0 0 0 -1 0 0 0 0
3	1 1	-1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0

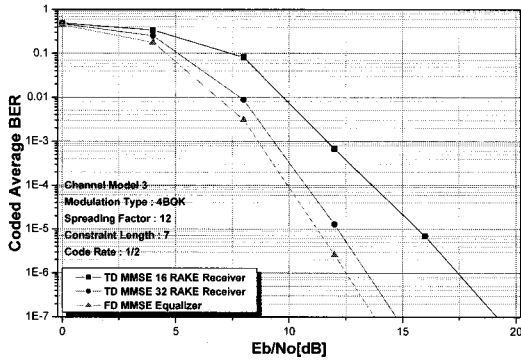


(a) Channel model 3

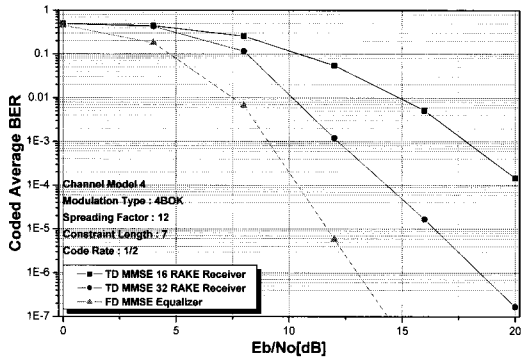


(b) Channel model 4

그림 8. TD MMSE RAKE receiver와 FD MMSE equalizer의 uncoded average BER 성능 비교



(a) Channel model 3



(b) Channel model 4

그림 9. TD MMSE RAKE receiver와 FD MMSE equalizer의 coded average BER 성능 비교

알고리즘의 우수성을 입증하기 위해 RAKE 수신기의 finger 수는 16과 32로 설정하였으며 성능 비교를 통해 TD MMSE-RAKE 수신기보다 CM 3에서는 E_b/N_0 약 0.3~4.5dB, CM4에서는 E_b/N_0 약 4dB 이상 우수한 성능을 보임을 입증하였다.

VI. 결론

본 논문에서는 MBOK DS-UWB 시스템을 위해 새로운 FD MMSE equalizer 알고리즘을 제안하고 기존 TD MMSE-RAKE 수신기 및 FDE와의 비교를 통하여 그 우수성을 입증하였다. 제안된 알고리즘은 보다 정확한 채널 추정을 위해 MAF를 적용하였으며, 채널 추정 및 보상 과정에서의 수신 성능 안정성을 증대시키기 위해 연속적인 moving FFT 기법을 적용함으로써 CP를 삽입하지 않음으로 인해 발생하는 성능 열화를 감소시켰다. 따라서 본 논문에서 제안한 FD MMSE equalizer 알고리즘은 MBOK DS-UWB 시스템에서 효율적 적용이 가능할 것으로 예상된다.

참고 문헌

- [1] "In the matter of revision of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems," Federal Commun. Commission, Washington, DC, 2002.
- [2] "<http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>"
- [3] R. Fisher, R. Kohno, M. McLaughlin and M. Welbourn: "IEEE P802.15-04/0137r4," Jan. 2005.
- [4] IEEE P802.15, "Multiband OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a: P802.15-03/ 268r3," Mar. 2004.
- [5] A. Rajeswaran, V. S. Somayazulu and J. R. Foerster: "RAKE Performance for a Pulse Based UWB System in a realistic UWB indoor channel," Proc. IEEE ICC 2003, vol 4. May 2003.
- [6] D. Cassioli, M. Z. Win, F. Vatalaro, and A. F. Molish, "Performance of low-complexity RAKE reception in a realistic UWB channel," Proc. IEEE ICC 2002, vol 2. May 2002.
- [7] Y. Ishiyama and T. Ohtsuki: "Performance Evaluation of UWB-IR and DS-UWB with MMSE-Frequency Domain Equalization (FDE)," IEEE GLOBECOM 2004, vol 5. Dec. 2004.
- [8] K. Takizawa and R. Kohno, "Low-Complexity RAKE Reception and Equalization for MBOK DS-UWB Systems," IEEE GLOBECOM 2004, vol 2. Dec. 2004.
- [9] H. Sato and T. Ohtsuki, "Performance Evaluation of Frequency Domain Equalization and Channel Estimation for Direct Sequence-Ultra Wideband (DS-UWB) Systems", IEEE VTC 2005, vol. 1. June. 2005.
- [10] IEEE 802.15 TG3a Channel Modeling SubCommittee, "Proposed UWB channel model," available at http://www.ieee802.org/15/pub/_TG3.html.

강 신 우 (Shin-Woo Kang)

준회원

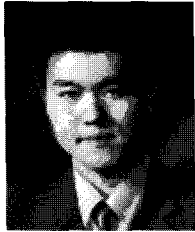


2005년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
2007년 2월 성균관대학교 전자전기공학과 석사
2007년 3월~현재 삼성전자 정보통신총괄 통신연구소

<관심분야> 이동통신, MODEM 동기화 기술

임 세 빈 (Se-Bin Im)

준회원

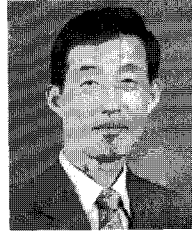


2003년 2월 성균관대학교 전자공학과 졸업
2005년 2월 성균관대학교 전자전기공학과 석사
2005년 3월~현재 성균관대학교 전자전기공학과 박사과정

<관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술, OFDM 및 MIMO 기술

최 형 진 (Hyung-Jin Choi)

종신회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업
1974년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 석사
1976년 3월~1976년 3월 (주)금성사 중앙연구소 연구원
1979년 9월~1982년 12월 미국

University of Southern California 전기공학과 (공학박사)

1982년 10월~1989년 2월 미국 Lincom Corp. 연구원

1989년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 교수

<관심분야> 디지털 통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술