

동기식 IR-UWB 시스템에서 불완전 동기 환경에 강인한 채널 추정 기법

준희원 황 인 재*, 정희원 김 정 빈*, 오 왕 록**, 종신회원 안 재 민*

A Robust Coherent IR-UWB Channel Estimation Method Against Imperfect Synchronization

Injae Hwang* Associate Member, Jeong-been Kim*, Wangrok Oh** Regular Members,
Jaemin Ahn* Lifelong Member

요 약

본 논문에서는 IEEE 802.15.4a를 기반으로 한 IR-UWB (Impulse Radio - Ultra-wideband) 시스템에서 잔여 주파수 오프셋의 영향을 줄이는 채널 추정 기법을 제안한다. 실제로 IR-UWB 수신기는 제한된 프리앰블 심볼의 개수 때문에 주파수 동기를 완벽하게 수행할 수 없다. 따라서 잔여 주파수 오프셋이 존재하고 이 영향으로 채널 추정 과정에서 상당한 오류가 발생하게 된다. 제안된 채널 추정 기법은 채널 추정과정에서 얻어낸 다중경로 프로파일을 이용하여 주파수 동기에 대한 정보를 획득하고 그것을 이용함으로써 제한된 수의 프리앰블 심볼을 가지고도 잔여 주파수 오프셋을 보상하고 잔여 주파수 오프셋에 의한 채널 추정 오류를 수정하여 정확한 채널 상태 정보를 추정하는 기법이다. 제안된 알고리즘을 IEEE 802.15.4a에서 제시한 채널 모델에 적용하여 모의실험 하였으며 제안된 채널 추정 알고리즘과 기존의 채널 추정 알고리즘을 비교 분석하여 성능이 개선됨을 확인하였다.

Key Words : channel estimation; Coherent IR-UWB; frequency offset; synchronization; multipath profile.

ABSTRACT

A novel channel estimation scheme is proposed for coherent Impulse Radio Ultra Wideband (IR-UWB) system based on IEEE 802.15.4a specification. By extracting and utilizing the information on the frequency synchronization, the proposed channel estimation algorithm improves the receiver performance even under the restricted number of preamble symbols in IEEE 802.15.4a signal format. Simulation results over the IEEE 802.15.4a channel models show the performance gain with the proposed algorithm compared to ordinary channel estimation method.

I. 서 론

UWB 기술은 차세대 고속 근거리 통신을 위한 기술로서 주목 받고 있다. 미국의 경우, UWB 무선 기술의 허가에 관한 심도 있는 검토가 다년간 이루어져

최근에는 FCC (Federal Communication Committee) 가 3.1 GHz부터 10.6 GHz까지 7.5GHz에 걸쳐 주파수 사용을 허가하였다¹⁾. 특히 초고속WPAN (Wireless Personal Area Network)용 UWB 표준화를 담당하는 IEEE802.15.3a와 더불어, 무선 측위

※ 본 연구는 교육과학기술부와 한국산업기술재단의 지역혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임

* 충남대학교 전자전파정보통신공학과 이동멀티미디어통신 연구실(hijenu@cnu.ac.kr, jbkim@cnu.ac.kr, jmahn@cnu.ac.kr)

** 충남대학교 전자전파정보통신공학과 통신시스템 연구실(kingrock@cnu.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-11-527, 접수일자 : 2008년 11월 28일, 최종논문접수일자 : 2009년 2월 16일

가능까지 수반하는 저속 저전력 WPAN용 UWB 표준화 그룹인 IEEE802.15.4a를 중심으로 관련 업체들이 경쟁적으로 UWB 연구 개발 대열에 적극 참여하고 있는 상황이다.

IR-UWB 시스템은 동기 방식과 비동기 방식으로 나눌 수 있다. 동기 방식은 BPM-BPSK (Binary Position Modulation - Binary Phase Shift Keying) 변조 방법을 사용하여 비동기식 방식보다 정확한 다중경로 프로파일을 구할 수 있어서 다중경로 환경에서도 레인징 성능이 좋다^[2]. 연속적인 정현파를 사용하는 기존의 무선통신 시스템과는 달리 IR-UWB 시스템 송신단에서는 Insec 내외의 매우 좁은 폭을 갖는 펄스 혹은 가우시안 노모사이클 펄스 (Gaussian Momicycle Pulse)를 불연속적으로 전송한다. 이 때문에 IR-UWB 시스템은 수백 MHz ~ 수 GHz의 대역에 걸쳐 매우 낮은 전력의 초광대역 특성 및 간섭 특성을 갖게 되고 높은 채널 용량과 데이터 전송율을 지원하며 다중경로에 대한 세밀한 분해가 용이하므로 오차가 수십 cm이내의 정밀한 무선 측위가 가능해진다.

IR-UWB 시스템에서 수신기는 송신기와 주파수 및 타이밍 동기를 맞추어야 한다. IR-UWB 시스템은 사용하는 펄스가 수 nsec 이내로 매우 짧으므로 송수신기 사이에 약간의 동기 오류가 발생하더라도 IR-UWB 시스템 성능에 치명적인 영향을 끼치게 된다. 동기화 과정 후 수신기는 채널 추정 및 보상 과정을 통하여 다중경로 다이버시티 이득을 얻어낸다. 이런 모든 초기 동기 알고리즘 및 채널 추정 알고리즘은 수신기 성능에 큰 영향을 미치고 IR-UWB 프레임 첫 부분에 존재하는 프리앰블 심볼을 이용하여 동작한다.

IR-UWB 시스템의 채널은 실내 주거 공간, 실내 사무실, 산업 환경, 신체 네트워크, 실외, 농업 지역의 환경에 따라 모델링되어 있다. 그중 실내 주거 공간의 경우 가장 큰 경로의 크기가 전체 전력의 약 20%정도이며 따라서 채널을 통과한 신호 전력이 작아 추정 오류가 생기기 쉽다. 또한 긴 지연 특성을 가지고 있어 채널 추정 및 보상이 복잡하게 된다. 따라서 채널 추정 기법에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다. 그러나 기존의 채널 추정 알고리즘은 대부분 채널 추정 앞 단에 존재하는 주파수 동기가 완벽히 이루어졌다는 가정 하에 채널 추정 부분에만 집중하여 연구되었다^[3]. 그러나 실제로는 제한된 프리앰블 심볼 개수 때문에 주파수 동기가 완벽할 수 없다. 따라서 주파수 동기가 수행된 수신

신호에도 상당량의 잔여 주파수 오프셋이 존재하게 된다. 이 잔여 주파수 오프셋은 채널 추정과정에서 성능 저하를 야기 시키고 나아가 전체 수신기 성능에도 큰 영향을 미친다.

본 논문에서는 잔여 주파수 오프셋이 채널 상태 정보 추정에 미치는 영향을 알아보고 그 영향을 줄이는 개선된 채널 추정 기법을 제안하고자 한다. 제안된 채널 추정 기법은 다중경로 프로파일을 가지고 잔여 주파수 오프셋을 추정하여 주파수 동기의 오류를 수정하고 잔여 주파수 오프셋에 의한 채널 상태 정보의 위상 변화 및 크기 감쇄를 보상하는 기법이다.

서론에 이어 II장에서는 동기식 IR-UWB 시스템의 신호 모델 및 프리앰블 구조에 대하여 살펴보고, III장에서는 채널 추정 과정에서 발생하는 잔여 주파수 오프셋의 영향과 이를 보완하기 위한 제안된 채널 추정 기법에 대하여 살펴볼 것이다. IV장에서는 모의실험을 통하여 제안된 기법의 성능을 분석해 보고, V장에서는 결론을 맺는다.

II. 동기식 IR-UWB 시스템 모델

2.1 UWB 신호 모델

동기식 IR-UWB 시스템의 전송신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s(t) = \sqrt{A} \sum_{i=0}^{\infty} b_i p(t - iT_f) \quad (1)$$

여기서 $b_i = \pm 1$ 는 비트 시퀀스, A 는 전송전력, T_f 는 연속되는 펄스 사이의 간격, $p(t)$ 는 주기가 T_p 인 펄스신호를 나타낸다. 일반적으로 T_f 는 T_p 보다 매우 크다. 송신 신호는 다중경로 채널을 통과한다. 시스템의 성능 실험을 위해 사용되는 채널 모델은 IEEE802.15.4a에 의해 제안되었고 식(2)와 같이 표현된다^[4].

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (2)$$

여기서 $h(t)$ 는 채널응답, α_l 와 τ_l 는 l 번째 다중경로의 크기와 지연시간, L 은 다중경로의 수를 나타낸다^[5]. 다중경로 채널을 통과하여 수신된 신호는 식(3)과 같이 표현된다.

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l s(t - \tau_l) + n(t) \quad (3)$$

여기서 $n(t)$ 는 백색잡음이고 *는 컨볼루션을 뜻한다.

2.2 UWB 시스템

그림 1은 UWB 프레임 구조를 보여준다. UWB 프레임은 크게 세 부분으로 구성되어 있다. SHR (synchronization Header) 프리앰블은 프레임의 제일 앞에 존재하며 초기 동기 알고리즘 및 SFD 검출에 사용된다. SHR 프리앰블 다음에는 PHY (Physical Layer) 헤더가 있다. PHY 헤더는 수신기에 패킷의 변조에 관련된 정보들을 제공하는 역할을 수행한다. 헤더 속의 패리티 검사 비트는 채널에 의한 오류를 검출하는데 쓰인다. 프레임의 마지막에 존재하는 PSDU는 수신기에 전송할 MAC 데이터이다.

그림 2는 SHR 프리앰블의 구조를 보여준다. 프리앰블은 크게 SYNC (Synchronization), SFD (Start Frame Delimiter)로 나눌 수 있다. SYNC는 특정한 시퀀스가 반복된 형태이며 초기 동기 알고리즘을 동작하는데 사용된다. SFD는 PHY 헤더의 시작을 표시하는 역할을 한다.

III. 채널 추정 알고리즘

3.1 기존의 채널 추정 알고리즘 문제점

채널 추정의 첫 단계에서 수신기는 샘플링 된 수신신호와 수신기에 저장되어 있는 프리앰블 심볼과

SHR Preamble 16, 64, 1024 or 4096 symbols	PHY Header(PHR) 19 symbols @ 850 or 110 kb/s	Data field 0-1209 symbols @ variable rate
--	--	--

그림 1. UWB 프레임 구조
Figure 1. UWB frame format

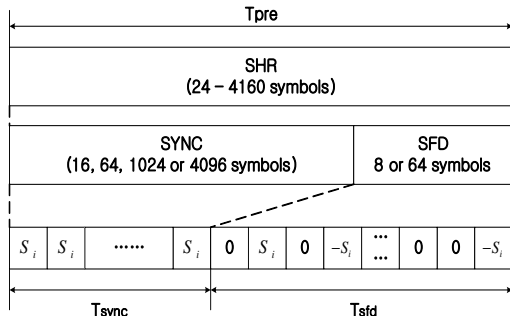


그림 2. SHR 프리앰블 구조
Figure 2. The Structure of the SHR Preamble

의 상호 상관을 통하여 다중경로 프로파일을 획득한다. 다중경로 프로파일은 순간적인 채널 상태 정보의 추정 값이다. 만약에 주파수 동기 후 Δf 만큼의 잔여 주파수 오프셋이 존재할 경우 수신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r[n] = e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} n} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} h_l s[n-l] + \omega[n] \quad (4)$$

여기서 $r[n]$ 주파수 동기 후 수신 신호, $s[n]$ 은 송신 신호, $\omega[n]$ 은 백색잡음, h_l 은 l 번째 채널 계수, L 은 채널의 총 경로수이다. $e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} n}$ 은 잔여 주파수 오프셋에 의한 위상 변화를 나타낸다. 다중 경로 프로파일은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_m[l] &= R_{RR_{mne}} \quad (5) \\ &= \sum_{k=0}^K s_p^*[k] r[n+l+mN_{sym}+kN_{seq}] \\ &= h_l \sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} (n+l+mN_{sym}+kN_{seq})} \\ &\quad + \sum_{k=0}^K s_p^*[k] \omega[n+l+mN_{sym}+kN_{seq}] \\ &= h_l e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} (n+l+mN_{sym})} \sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} kN_{seq}} \\ &\quad + \bar{\omega}[l] \end{aligned}$$

여기서 $P_m[l]$ 은 m 번째 심볼의 l 번째 경로의 다중경로 프로파일을 나타내고 $s_p[k]$ 는 프리앰블 시퀀스이다. N_{sym} 은 프리앰블 심볼의 길이, N_{seq} 은 프리앰블 시퀀스 사이의 거리, K 는 프리앰블 시퀀스의 개수를 나타낸다. 기존의 채널 추정 알고리즘은 추정의 정확성을 높이기 위해 여러 심볼에 걸쳐서 구한 다중경로 프로파일을 누적 평균하여 채널 상태 정보를 추정하였다^[6]. 채널 추정에 사용된 심볼의 수가 M 이면 추정된 채널 상태 정보, $ch[l]$, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{h}[l] &= \sum_{m=0}^{M-1} P_m[l] \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \left(h_l e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} (n+l+mN_{sym})} \sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} kN_{seq}} + \bar{\omega}[l] \right) \\ &= h_l e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} (n+l)} \left(\sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} kN_{seq}} \right) \sum_{m=0}^{M-1} e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} mN_{sym}} \\ &\quad + \sum_{m=0}^{M-1} \bar{\omega}[l] \\ &= \tilde{h}_l \cdot G \cdot \sum_{m=0}^{M-1} e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} mN_{sym}} + \sum_{m=0}^{M-1} \bar{\omega}[l] \quad (6) \end{aligned}$$

여기서 $\tilde{\omega}[l]$ 는 누적된 백색잡음을 나타내고 가우시안 분포를 갖는다.

$$e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s}(n+l)}, \left(\sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} k N_{seq}} \right) \quad \text{그리고}$$

$$\sum_{m=0}^{M-1} e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} m N_{sym}}$$

하는 채널 추정 오류이다. $e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s}(n+l)}$ 은 크기가 1 이고 일정한 위상만 가진다. 따라서 채널 추정과 채널 보상 과정을 통해 채널 상태 정보의 크기 감쇄 없이 제거 할 수 있다.

$$\left(\sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} k N_{seq}} \right)$$

은 프리엠블 시퀀스를 역확산 하는 과정에서 발생하는

$$\sum_{m=0}^{M-1} e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} m N_{sym}}$$

오류이고 N_{sym} 가 N_{seq} 보다 매우 크므로

$$\left(\sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} k N_{seq}} \right)$$

$$\sum_{m=0}^{M-1} e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} m N_{sym}}$$

가장 주요한 오류는 추정된 채널의 위상 변화와 크기 감쇄를 야기 시키므로 우리는 이 오류를 줄이기 위한 대책이 필요하다.

3.2 제안된 채널 추정 알고리즘

주파수 동기 과정에서 발생하는 잔여 주파수 오프셋에 의한 채널 추정 오류를 줄이는 방법으로는 주파수 동기를 보다 정확하게 하여 잔여 주파수 오프셋을 줄이는 방법과 채널 추정 과정을 개선하여 잔여 주파수 오프셋의 영향을 줄이는 방법이 있다.

초기 동기 알고리즘에 Fine AFC (Automatic Frequency Control)를 추가하면 잔여 주파수를 줄일 수 있다. 그러나 주파수 동기 과정이 2단계가 되어 더 많은 프리엠블 심볼을 필요로 하고 구현의 복잡도도 증가하게 된다. 모든 초기 동기 알고리즘과 SFD 검출 알고리즘이 제한된 수의 프리엠블 심볼을 가지고 동작하여야 하기 때문에 Fine AFC의 추가는 어려움이 많다. 수신기에서 초기 동기 알고리즘과 SFD 검출 알고리즘의 구성은 그림 3에서 보는 바와 같다⁶⁾.

제안된 알고리즘은 채널 추정 과정에서 획득한 다중경로 프로파일을 이용하여 잔여 주파수 오프셋을

추정하고 추정된 잔여 주파수 오프셋을 보상함으로써 정확한 주파수 동기를 맞추고 동시에 채널 상태 정보에 존재하는 잔여 주파수 오프셋을 영향을 제거하여 채널 추정의 정확성 또한 향상시키게 된다. 제안된 채널 추정 알고리즘의 구조는 그림 4 와 같다.

제안된 채널 추정 알고리즘의 구조는 기존의 레이크 수신기의 구조와 비슷하다. 각각의 심볼에서 다중경로 프로파일을 찾아낸 후 두 프로파일 사이의 위상 차이를 구한다. 위상차이 추정의 정확성을 높이고자 같은 심볼거리를 갖는 여러 쌍의 프로파일을 이용하여 위상차이 추정 값을 누적한다. 이렇게 해서 얻어진 위상 차이를 가지고 잔여 주파수 오프셋을 추정한 후 추정된 잔여 주파수 오프셋을 이용하여 채널 상태 정보의 오류 수정과 잔여 주파수 오프셋을 보상해 주는 주파수 동기 수정과정을 수행한다. 두 개의 다중경로 프로파일을 이용하여 잔여 주파수 오프셋을 추정하는 과정은 식(7), 식(8), 식(9) 와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} X_i &= \sum_{l=0}^{L-1} P_i^* [l] P_{i+d} [l] \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \left(h_l e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s}(n+l+iN_{sym})} \sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} k N_{seq}} + \bar{\omega}[l] \right)^* \\ &\quad \cdot \left(h_l e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s}(n+l+(i+d)N_{sym})} \sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} k N_{seq}} + \bar{\omega}[l] \right) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \left(|h_l|^2 \sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} k N_{seq}} e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} d N_{sym}} \right) + I_i + W_i \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 d 는 두 다중경로 프로파일 사이의 간격을 나타낸다. L 개의 경로에서 구한 후 다중경로 프로파일 사이의 위상 차이들을 최대비 결합하였다.

$$\begin{aligned} &\angle \left(\sum_{i=0}^{M-d-1} X_i \right) \\ &= \angle \left(\sum_{i=0}^{M-d-1} \left(\sum_{l=0}^{L-1} \left(|h_l|^2 \sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} k N_{seq}} \right)^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} d N_{sym}} \right) + I_i + W_i \right) \\ &= \angle \left((M-d) \sum_{l=0}^{L-1} \left(|h_l|^2 \sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} k N_{seq}} \right) + \hat{I} + \hat{W} \right) \\ &= \angle \left((M-d) \sum_{k=0}^K |s_p[k]|^2 e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} k N_{seq}} \left(\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \right) e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} d N_{sym}} + \hat{I} + \hat{W} \right) \\ &\approx 2\pi \frac{\Delta f}{f_s} d N_{sym} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\Delta \hat{f} = f_s \cdot \frac{\angle \left(\sum_{i=0}^{M-d-1} X_i \right)}{2\pi d N_{sym}} \quad (9)$$

여기서 $\Delta \hat{f}$ 는 추정된 잔여 주파수 오프셋을 나타낸다. 추정된 잔여 주파수 오프셋은 채널 추정 오

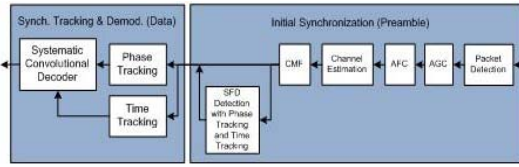


그림 3. 수신 동기 알고리즘 블록 다이어그램
Figure 3. Receive algorithm block diagram

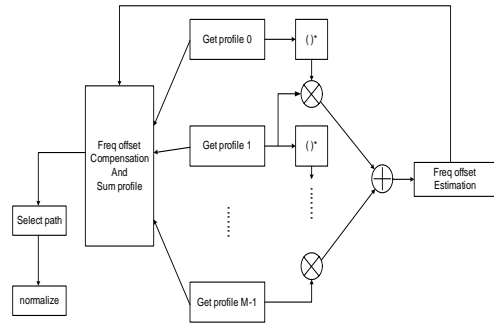


그림 4. 제안된 채널 추정 알고리즘 구조
Figure 4. Structure of advanced channel estimation algorithm

류를 제거하고 주파수 동기를 바로잡는데 사용된다. 잔여 주파수 오프셋의 추정 범위는 두 다중경로 프로파일의 거리, d ,에 반비례하고 추정의 정밀도는 비례한다. 채널 추정 오류를 제거하는 과정은 식 (10)처럼 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{h}[l] &= \sum_{m=0}^{M-1} P_m[l] \cdot e^{j2\pi \frac{\Delta \hat{f}}{f_s} (M-1-m) N_{sym}} \\ &= \tilde{h}_l G \sum_{m=0}^{M-1} e^{j2\pi \frac{\Delta f}{f_s} m N_{sym}} \cdot e^{j2\pi \frac{\Delta \hat{f}}{f_s} (M-1-m) N_{sym}} \\ &\quad + \sum_{m=0}^{M-1} \bar{\omega}[l] \cdot e^{j2\pi \frac{\Delta \hat{f}}{f_s} (M-1-m) N_{sym}} \\ &= \tilde{h}_l G \sum_{m=0}^{M-1} e^{j2\pi \left(\frac{\Delta f}{f_s} m + \frac{\Delta \hat{f}}{f_s} (M-1-m) \right) N_{sym}} + \bar{W} \end{aligned} \quad (10)$$

만약, $\Delta \hat{f}$ 와 Δf 가 같다면 채널 추정 오류, $e^{j2\pi \left(\frac{\Delta f}{f_s} m + \frac{\Delta \hat{f}}{f_s} (M-1-m) \right) N_{sym}}$,는 m 에 관계없이 일정한 위상을 갖는 복소수가 되어 M 개의 프리앰블 심볼에 걸친 누적 과정에서 발생하는 크기 감쇄가 제거 된다.

IV. 모의실험

제안된 채널 추정 알고리즘은 다중경로 프로파일을 가지고 잔여 주파수 오프셋의 영향을 줄여 정확한 채널 추정 및 주파수 동기를 수행할 수 있다. 제안된 알고리즘과 기존의 알고리즘의 성능을 주파수 동기, 채널 추정 두 가지 측면에서 비교 분석하였다. 모의 실험을 통하여 주파수 동기 성능을 분석하기 위한 주파수 동기 오차 rms (root mean square)를 구하였고 채널 추정 성능을 비교하기 위한 FER (Frame Error Rate)과 SFD 검출 확률을 구하였다.

모의실험은 IEEE802.15.4a 표준에 기반한 변수값을 사용하였으며 이는 표 1과 같다.

그림 5는 두 다중경로 프로파일 거리에 따른 제안된 알고리즘의 FER 성능을 비교한 그래프이고 그림6은 SFD 검출 확률을 비교한 그래프이다. '1dis', '4dis', '6dis'는 각각 두 다중경로 프로파일의 거리가 1심볼, 4심볼, 6심볼을 나타낸다. 식(9)에서 볼 수 있듯이 잔여 주파수 오프셋의 추정범위는 심볼 거리에 반비례하나 추정 정밀도는 비례한다. 그림 5와 그림 6을 보면 SFD 검출 확률은 심볼 거

표 1. 모의실험 파라미터.

Item	Value
Center freq.	4494.8 MHz
bandwidth	499.2 MHz
Channel Model	indoor residential
Oversampling Rate	2
Freq. tolerance	20 ppm
Freq. offset	160 kHz

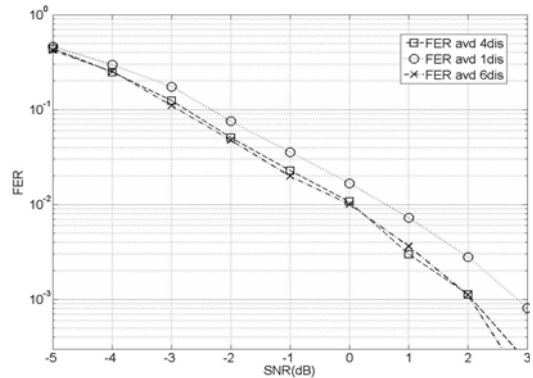


그림 5. 두 다중경로 프로파일 거리에 따른 FER 성능
Figure 5. FER vs. SNR for different symbol spacing between two multipath profiles

리가 커질수록 감소하나 FER 성능은 심볼 거리에 비례하여 좋아지는 것을 확인할 수 있다. 그림 5에서 4심볼 거리부터는 FER 성능의 개선 정도가 작아진다. 그러므로 4심볼 간격을 사용하는 경우가 FER 성능개선과 사용되는 심볼 수를 고려할 때 최적이라 할 수 있다.

SFD 검출 확률을 중요시 하는 환경에서는 1심볼 거리가 적당하고 FER을 중요시 하는 환경에서는 4심볼 거리가 적당하다.

그림 7 - 9는 제안된 채널 추정 알고리즘, 기존의 채널 추정 알고리즘, fine AFC를 추가한 경우 이렇게 세가지 방법에 따라 성능을 비교한 그래프이다. 그림 7은 주파수 동기 오류 rms 그래프이고 그림 8은 FER 성능 그래프이고 그림 9는 SFD 검출 확률 그래프이다. 'Advanced'는 제안된 알고리즘, 'No Fine AFC'는 기존의 채널 추정 알고리즘, 'Fine AFC'는 fine AFC가 추가된 경우를 나타낸

다. 제안된 알고리즘의 두 다중경로 프로파일 사이의 거리는 4심볼이다.

그림 7을 보면 낮은 SNR에서는 세 가지 경우 모두 비슷한 성능을 보이거나 SNR이 증가할수록 제안된 방법이 기존의 방법보다 더 작은 rms 값을 갖는 것을 알 수 있고 동일한 rms를 기준으로 약 5~10dB 정도의 성능 개선 효과가 있다. Fine AFC가 추가 되었을 때와 비교하여도 제안된 알고리즘이 높은 SNR에서는 약 5dB 정도의 성능 개선 효과가 있음을 확인할 수 있다.

그림 8을 보면 FER 성능의 경우 제안된 알고리즘이 fine AFC를 추가한 경우와 비슷한 성능을 갖고 기존의 방법에 비해서는 FER 10^{-2} 기준으로는 약 1dB, FER 10^{-3} 기준으로는 약 2dB 정도의 성능 개선 효과가 있음을 알 수 있다.

그림 9는 SFD 검출 확률을 보여준다. 제안된 채널 추정 알고리즘은 fine AFC를 추가 하였을 경우

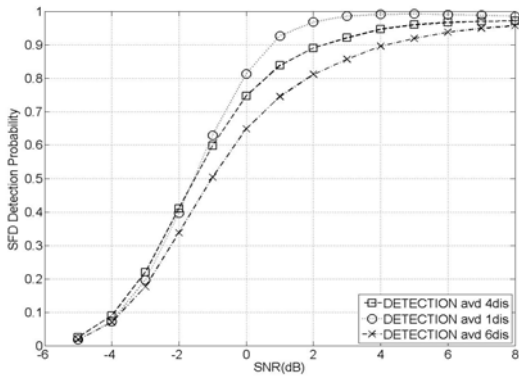


그림 6. 두 다중경로 프로파일 거리에 따른 SFD 검출 확률
Figure 6. SFD Detection Probability vs. SNR for different symbol spacing between two multipath profiles

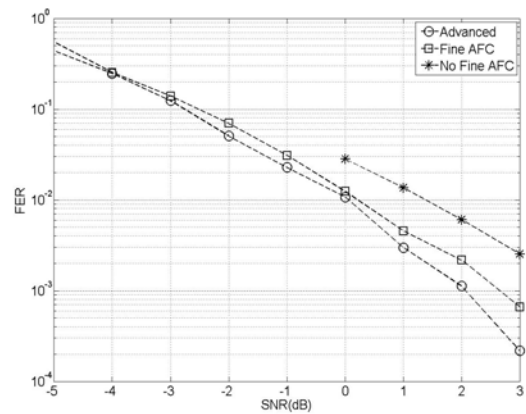


그림 8. 여러 방법에 따른 FER 성능
Figure 8. FER vs. SNR for different method

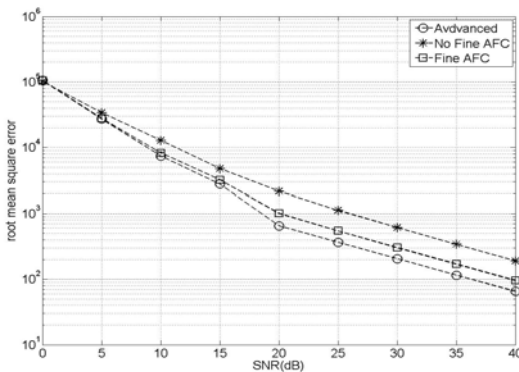


그림 7. 여러 방법에 따른 주파수 추정 에러 rms
Figure 7. Freq. Error rms vs. SNR for different method

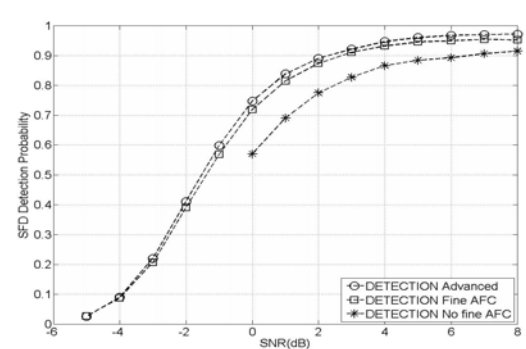


그림 9. 여러 방법에 따른 SFD 검출 확률
Figure 9. SFD Detection Probability vs. SNR for different method

와 비슷한 성능을 가지며 기존의 채널 추정 알고리즘에 비해서는 같은 SFD 검출 확률을 기준으로 약 2~4dB 정도의 성능 개선 효과가 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 제한된 프리앰블을 가지고 잔여 주파수 오프셋의 영향을 줄여 정확한 채널 추정을 하는 채널 추정 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 다중경로 프로파일을 이용하여 잔여 주파수 오프셋을 추정하고 추정된 잔여 주파수 오프셋으로 채널 추정 오류 제거 및 주파수 동기를 수정한다. 모의실험 결과를 통하여 제안된 채널 추정 알고리즘이 기존의 채널 추정 알고리즘에 비해 FER 성능 10^{-2} 기준으로는 약 1dB 성능개선, FER 성능 10^{-3} 기준으로는 약 2dB 성능이 개선되었다. SFD 검출 확률은 기존의 채널 추정 알고리즘에 비해 2~4dB 정도의 성능 개선 효과가 있었다. 또한, 주파수 동기 오류 rms 그래프 분석을 통해 주파수 동기 측면에서는 약 5~10dB 의 성능 개선 효과가 있음을 확인하였다.

제안된 채널 추정 알고리즘은 잔여 주파수 오프셋에 의한 채널 상태 정보 추정의 오류를 줄여 주파수 동기가 완벽하지 않은 상태에서도 채널 상태 정보를 추정할 수 있다. 이를 통하여 IR-UWB 시스템의 성능이 향상될 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] First report & order, FCC, TechRep. 02-48, Apr.2002.
- [2] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the energy capture of ultra-side bandwidth signals in dense multipath environments," IEEE Commun. Lett., vol.2, no.9, pp.245-247, sept. 1998
- [3] Lottici, V. D'Andrea, A. Mengali, U. "channel estimation for ultra-wideband communications," IEEE Commun. Journal., vol. 20, Issue 9, pp.1638-1645, Dec. 2002
- [4] E.A Homier and R.A. Scholtz, "Rapid acquisition of UWB signals in the dense multipath channel," IEEE Conf. on UWB Syytems and Technologies, vol II, pp. 105-109, May. 2002
- [5] A. F.a Molisch et al., "IEEE 802.15.4a channel model - final report," Tech Rep. Document IEEE 802.15-04-0662-06-004a, 2005
- [6] 윤선희, 김정빈, 황인재, 안재민, "동기식 Impulse Radio UWB를 위한 초기 동기 알고리즘," JCCI2008, 23, April, 2008
- [7] Injae Hwang, Jeong-been Kim, Wangrok Oh, Jaemin Ahn, "Novel Channel Estimation Method for Coherent IR-UWB," ICI2008, Sept. 23-25, 2008

황 인 재 (Injae Hwang) 준회원
 2007년 2월 충남대학교 전기정보통신공학부(학사)
 2009년 2월 충남대학교 전자전파정보통신학과(석사)
 <관심분야> 차세대 이동통신, UWB, MIMO 시스템



김 정 빈 (Jeong-been Kim) 정회원
 2005년 2월 충남대학교 정보통신공학부(학사)
 2007년 2월 충남대학교 전자전파정보통신학과(석사)
 2007년 3월~현재 충남대학교 전자전파정보통신학과(박사과정)
 <관심분야> 차세대 이동통신, OFDM 이동통신



오 왕 록 (Wangrok Oh) 정회원
 1994년 2월 포항공과대학교 전자전기공학부(학사)
 1997년 2월 포항공과대학교 정보통신학과(석사)
 2003년 2월 포항공과대학교 전자전기공학부(박사)
 1994년~1995년 스탠드드텔레콤



연구원
 2003년~2006년 포항공과대학교 정보통신연구소 전임연구원
 2006년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 조교수
 <관심분야> 터보코드, MIMO 시스템, 유무선 디지털 통신

안 재 민 (Jaemin Ahn)

중신회원



1987년 2월 서울대학교 전자공
학과(학사)

1989년 2월 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과(석사)

1994년 8월 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과(박사)

1994년~1999년 삼성전자 선임

연구원

2007년~2008 정보통신연구진흥원 차세대이동통신사
업단장, 정보통신부 차세대 이동통신PM

1999년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 교수

<관심분야> 차세대 이동통신 물리계층 및 Radio

Resource management