

서로 다른 지연 시간을 갖는 OFDMA 기반의 Wireless Mesh Networks를 위한 신호 검출 기법

정회원 박 창 환*, 유 현 일*, 김 영 준*, 권 동 승**, 종신회원 조 용 수*

A Signal Detection Technique for OFDMA-based Wireless Mesh Networks with Different Time Delays

Chang Hwan Park*, Hyun Il Yoo*, Yeong Jun Kim*, Dong Seung Kwon** *Regular Members*,
Yong Soo Cho* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기반의 WMN(Wireless Mesh Network)에서 분산 노드(node)간에 NFP(Near-Far Problem)의 영향을 알아보기 위하여, TDoA(Time Difference of Arrival)와 DUR(Desired-to-Undesired power Ratio)의 통계적 특성을 분석한다. WMN에서 서로 다른 지연 시간에 따른 ISI(Inter-Symbol Interference)와 ICI(Inter-Carrier Interference) 및 ILI(Inter Link Interference)의 영향을 극복하기 위하여 각 부반송파 별로 FFT 윈도우 시작 위치에 따른 effective SINR을 유도하고, 이를 바탕으로 각 부반송파 위치에서 BER을 최소화 하는 FFT 윈도우 시작 위치 선정 기법을 제안한다. 또한, 서로 다른 지연 시간을 갖는WMN에서 신호검출을 위하여 ZF-2DOSIC(Zero Forcing - 2 Dimensional Ordered Successive Interference Cancellation) 기법을 제안한다. 제안된 FFT 윈도우 시작 위치 선정 기법과 신호 검출 기법은 기존의 기법과 비교하여 WMN에서 effective SINR과 uncoded BER 성능이 크게 향상되는 것을 모의실험을 통하여 확인한다.

Key Words : OFDMA, Wireless Mesh Networks, TDoA, ICI, ISI

ABSTRACT

In this paper, the effect of Near-Far Problem (NFP) among distributed nodes in OFDMA-based Wireless Mesh Networks (WMNs) is analyzed by investigating statistical characteristics of Time Difference of Arrival (TDoA) and Desired-to-Undesired power Ratio (DUR). In order to overcome the effects of Inter-Symbol Interference (ISI), Inter-Carrier Interference (ICI), and Inter Link Interference (ILI), caused by TDoA in WMNs, we derive effective SINR for each subcarrier, and then, propose the optimal starting point of FFT window which can minimize BER for each subcarrier. In addition, we propose a subcarrier-based Zero Forcing - 2 Dimensional Ordered Successive Interference Cancellation (ZF-2DOSIC) technique for signal detection in WMNs with TDoA. It is verified by simulation that the effective SINR and uncoded BER performances of the proposed signal detection technique for OFDMA-based WMNs are significantly improved, compared with those of conventional technique.

※ 본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 IT산업원천기술개발사업의 일환으로 수행하였음 [10035172, 차세대 기동노드 간 적응형 무선메쉬 통신시스템 연구개발]

* School of Electrical & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA(yscho@cau.ac.kr)

** Wireless System Research Department, Korea Electronics Technology Institute, KOREA

논문번호 : KICS2010-04-176, 접수일자 : 2010년 4월 30일, 최종논문접수일자 : 2010년 6월 7일

I. 서 론

차세대 무선 통신 시스템에서는 데이터와 멀티미디어 서비스를 위하여 높은 전송률과 함께 안정적인 품질의 QoS(Quality of Service)를 필요로 한다. 또한, 단말이 셀 내 어느 곳에 있던지 균일한 고속 데이터 전송이 요구되며, 셀 커버리지의 증가가 요구된다. 비록 MIMO(Multi-Input Multi-Output) 및 채널 코딩 기법과 신호 처리 기법 등으로 채널의 용량과 함께 통신 시스템의 신뢰도가 향상되었지만, 사용자가 밀집된 지역 또는 음영 지역에서는 더욱 많은 기지국의 증설이 요구된다. 그러나 이와 같은 방법은 추가적인 유선망(networks)을 필요로 하며, 이는 사업자와 사용자에게 비용 부담을 초래한다. 최근 이에 대한 해결책으로 기존의 망을 활용하여 보다 저렴한 비용으로 설치 및 운용이 가능한 MRS(Multihop Relay Systems)와 WMNs(Wireless Mesh Networks)에 대한 연구가 진행되고 있다¹⁻⁴⁾.

유연한 자원 할당과 분산 MIMO(distributed MIMO) 기법을 이용하여 outage 확률을 줄이고 시스템 수율을 향상시킬 수 있는 WMN에서는 핸드오버와 자원할당의 유연성을 지원하고, 간단한 부반송파 할당 기법만으로 다중 채널간에 간섭을 회피하기 위하여 최근 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기법이 고려되고 있다. [4]에서는 WiMAX와 UMTS LTE를 플랫폼으로 하는 EURECOM의 OpenAirInterface를 이용한 single-frequency full-synchronized WMN가 구현되었으며, 클러스터(Cluster)간 동기를 획득하기 위하여 CH(Cluster Header)와 MR(Mesh Router)의 협력을 통한 분산 동기 기법이 제안되었다^{5,6)}. 그러나 클러스터 간에 동기를 이룬 경우에도 MR-TTI(MR-Transmission Time Interval) 구간에서 다수의 MR간 서로 다른 지연 시간을 가질 수 있으며, 이로 인하여 ISI(Inter-Symbol Interference)와 ICI(Inter-Carrier Interference) 및 ILI(Inter Link Interference)에 의한 심각한 성능 열화가 발생할 수 있다. 기존의 OFDMA 기반 셀룰러 통신 시스템에서는 초기 레인징 과정에서 단말기의 송신 시간 및 전력을 조절하여 NFP(Near-Far Problem)를 극복할 수 있지만, WMN에서는 근본적으로 송신 시간 및 전력 조절을 통하여 NFP를 완벽히 극복할 수 없다. 본 논문에서는 WMN에서 NFP의 영향을 살펴보기 위하여, TDoA(Time Difference of Arrival)와 DUR(Desired-to-Undesired power Ratio)의 통계적 특성을 분석한다.

OFDM 시스템에서는 서로 다른 지연 시간에 의한 ISI와 ICI를 회피하기 위하여 최대 CIR(Channel Impulse Response) 길이와 지연 시간차의 샘플 수의 합보다 많은 보호 구간 샘플 수, 또는 최대 CIR 길이와 보호 구간 샘플 수 차이 만큼의 보호 부반송파를 필요로 한다⁷⁾. 그러나 이는 채널 용량과 시스템 수율을 감소시킨다. 서로 다른 지연 시간차에 의한 간섭은 백색잡음(white noise)과 달리 각 부반송파 위치에 다른 영향을 미치기 때문에, 본 논문에서는 이를 FFT 윈도우 시작 위치에 따른 effective SINR로 유도한다. 또한, 이를 바탕으로 각 부반송파 위치에 BER을 최소화하는 FFT 윈도우 시작 위치를 제안한다.

짧은 보호 구간으로 인한 ISI와 ICI의 영향을 극복하기 위한 수신 기법으로는 DMT 시스템을 위하여 제안된 short FIR 필터 형태의 TEQ(Time-domain Equalizer)와 할당된 부반송파에 대해서만 간섭을 보상할 수 있는 PTE(Per-Tone Equalization) 등이 있다^{8,9)}. 또한, 비선형 기법으로 RISIC(Residual ISI Cancellation)와 TD-DFE(Decision Feedback Equalizer), FD-DFE, MLSE-DFE 등이 제안되었으며¹⁰⁻¹²⁾, 채널의 페이딩 또는 높은 간섭 전력으로 인한 오차 전파를 극복하기 위하여 TEC(Turbo Equalized Cancellor), STEC(Simplified Turbo Equalized Cancellor), TEDWCC(Turbo-Equalizer- Double Window Cancellation and Combining) 등이 제안되었다¹³⁻¹⁵⁾. 그러나 DFE기법은 충분한 훈련 심볼을 필요로 하며, 터보 채널 코딩의 성능은 블록 길이에 비례하기 때문에 사용자마다 서로 다른 심볼 수와 블록 길이를 가질 수 있는 OFDMA 시스템에는 적합하지 않다. 또한, 이와 같은 기법들은 undesired 신호 전력이 desired 신호의 전력보다 큰 경우에, 오차 전파(error propagation)로 인한 심각한 성능 열화가 발생할 수 있다. 본 논문에서는 서로 다른 지연 시간을 갖는 WMN에서 신호 검출을 위하여 오차 전파로 인한 성능 열하를 최소화하면서 신호 검출과정에서 충분한 다이버시티(diversity) 이득을 얻을 수 있는 ZF-2DOSIC(Zero Forcing - 2 Dimensional Ordered Successive Interference Cancellation) 기법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서 WMN의 TDoA와 DUR의 통계적 특성을 분석한다. III 장에서는 각 부반송파 위치에서 FFT 윈도우 시작 위치에 따른 effective SINR을 유도하고, 각 부반송파 위치의 BER을 최소화하는 FFT 윈도우 시작 위치 선정 기법을 제안한다. IV장에서는 제안된 FFT 윈도우 시작 위치 선정 기법을 이용한 ZF-2DOSIC 검출 기법을 제

안한다. V 장에서는 제안된 기법과 기존의 기법을 사용하는 경우에 WMN의 effective SINR의 통계적인 특성을 모의실험을 통하여 분석하고, ZF 검출 기법과 ZF-2DOSIC 검출 기법의 uncoded BER 성능 분석을 통하여 제안된 FFT 윈도우 선정 기법이 기존의 선형 검출 기법과 비선형 검출 기법에 효과적으로 적용될 수 있음을 보인다. 끝으로, VI 장에서 결론을 맺는다.

Notation and definitions: T 와 H 는 각각 transpose와 Hermitian을 나타내고, $[A]_{m,n}$ 와 $[a]_m$ 는 각각 행렬 A 의 (m,n) 번째 원소와 벡터 a 의 m 번째 원소를 나타낸다. 또한, $0_{m,n}$ 와 0_m 는 각각 $m \times n$ 의 영 행렬과 m 크기의 영 벡터를 나타낸다. $k\%N$ 는 k 를 N 으로 나눈 나머지를 나타낸다.

II. WMN에서 Near-Far 문제

본 절에서는 WMN에서 NFP의 영향을 알아보기 위하여, 그림 1과 같이 하나의 CH와 다수의 MR이 존재하는 클러스터 환경에서 MR간 발생 가능한 TDoA와 DUR의 통계적 특성을 분석한다. 이를 위하여, 상향링크와 MR간 통신이 가능한 MR-TTI 구간을 고려한다⁴⁾.

여기서 MR_0 와 MR_3 , MR_4 는 CH로 상향링크를 송신하며, MAI(Multiple Access Interference)를 회피하기 위하여 MR-RACH(Random Access Channel)를 이용하여 CH에 수신 시간을 동기화 시킨다. MR_1 은 MR_2 로부터 수신된 신호를 MR_0 에 송신하며, MR_0 와 MR_1 , MR_2 는 ILI를 회피하기 위하여 서로 다른 부반송파를 사용하는 것을 가정한다. 또한, MR_1 과 MR_2 는 각각 MR_0 과 MR_1 에서 ILI를 회피하기 위하여 MR-RACH를 이용하여 송신시간을 조절한다. 따라서 MR_2 는 MR_1 보다 r/c 만큼 앞서 신호를 송신하며, MR_0 에 수신되는 desired 신호(MR_1 의 송신 신호)와 undesired 신호(MR_2 의 송신 신호) 사이에 TDoA와 그 CDF는 다음과 같이 주어진다.

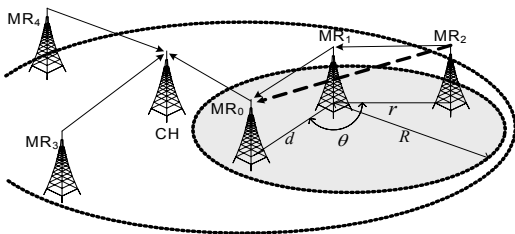


그림 1. WMN에서 MR-TTI 구간시 전형적인 신호 전송 경로

$$\tau(d;r,\theta) = (-r-d + \sqrt{r^2 + d^2 - 2rd\cos\theta})/c \quad (1)$$

$$F_{\tau(d;r,\theta)}(\tau) = \Pr(-r-d + \sqrt{r^2 + d^2 - 2rd\cos\theta} < z) \quad (2)$$

여기서 $0 < r < R$ 과 $0 < \theta < \pi$ 는 uniform 분포를 갖는다. $z = \tau c$ 의 범위는 $d < R$ 인 경우에 $-2d \leq z \leq 0$ 이며, $d \geq R$ 인 경우에 $-2R \leq z \leq 0$ 이다. $\tau(d;r,\theta)$ 는 r 과 θ 에 대해서 단조 증가하며, TDoA의 CDF는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} F_{\tau(d;r,\theta)}(\tau) &= \frac{2}{\pi R^2} \int_0^R \int_0^{\cos^{-1}(a/r+b)} r d\theta dr \\ &= \frac{1}{\pi R^2} \left[-\frac{a^2 b}{(1-b^2)^{3/2}} \ln((1-b^2)R-ab) \right. \\ &\quad \left. R\sqrt{1-b^2} \sqrt{1-(a/R+b)^2} + \frac{aR\sqrt{1-(a/R+b)^2}}{b^2-1} \right. \\ &\quad \left. R^2 \cos^{-1}(a/R+b) + \frac{a^2 b}{(1-b^2)^{3/2}} \ln(-ab) \right] \quad (3) \end{aligned}$$

여기서 $a = -(z^2 + 2dz)/2rd$ 이며, $b = -1 - z/d$ 이다.

그림 1에서 MR_1 과 MR_2 의 송신 전력은 각각 MR_0 과 MR_1 에서 P_{ref} 의 수신 전력을 갖도록 경로 손실이 보상된 $\alpha^{-1}d^\beta P_{ref}$ 와 $\alpha^{-1}r^\beta P_{ref}$ 으로 모델링 될 수 있으며, 여기서 α 와 β 는 각각 상수와 경로 손실 지수를 나타낸다¹⁶⁾. 본 논문에서는 DUR의 통계적 특성을 간략히 분석하기 위하여 $\beta = 4$ 로 가정하며, shadowing은 고려하지 않는다. 이때, MR_0 에 수신되는 신호의 DUR과 그 CDF는 다음과 같이 주어진다.

$$\chi(d;r,\theta) = (r^2 + d^2 - 2rd\cos\theta)^2 / r^4 \quad (4)$$

$$F_{\gamma(d;r,\theta)}(\gamma) = \Pr\left((r^2 + d^2 - 2rd\cos\theta)^2 / r^4 \leq \gamma\right) \quad (5)$$

여기서 $\chi(d;r,\theta)$ 는 θ 에 대해서 단조 증가하지만, r 에 대해서는 단조 증가 또는 감소하지 않는다. 또한, $F_{\gamma(d;r,\theta)}(\gamma)$ 는 모든 $\gamma > 0$ 에 대해서 단한 형태로 표현되지 않는다. 그러나 undesired 신호의 전력이 desired 신호의 전력보다 높게 수신될 확률($\gamma=1$)은 다음과 같이 주어질 수 있다.

$$\begin{aligned}
 F_{\gamma(d,r,\theta)}(\gamma=1) &= \frac{2}{\pi R^2} \int_{d/2}^R \int_0^{\cos^{-1}(d/2r)} r d\theta dr \\
 &= \frac{2}{\pi R^2} \int_{d/2}^R r \cos^{-1}(d/2r) dr \\
 &= (2R^2 \cos^{-1}(d/2R) - Rd\sqrt{1-d^2/4R^2})/4
 \end{aligned} \tag{6}$$

그림 2와 3은 $R = 2\text{km}$ 인 경우에 MR_0 와 MR_1 의 거리에 따른 TDoA와 DUR의 CDF이며, 모의실험 결과와 앞서 유도된 이론적인 분석이 일치하는 것을 확인할 수 있다. 그림 2와 3으로부터 MR_0 가 MR_1 에서 멀어질수록 발생 가능한 TDoA의 범위가 증가하며, MR_0 가 MR_1 에 가까워질수록 undesired 신호가 desired 신호보다 높은 전력으로 수신되는 확률은 증가하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 WMN에서는 MR의 위치에 관계없이 TDoA에 의한 ILI가 발생할 수 있으며, DUR에 따라서 NFP로 인한 성능 열화가

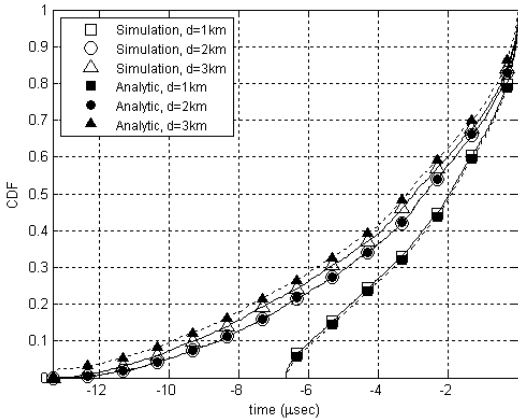


그림 2. TDoA의 CDF

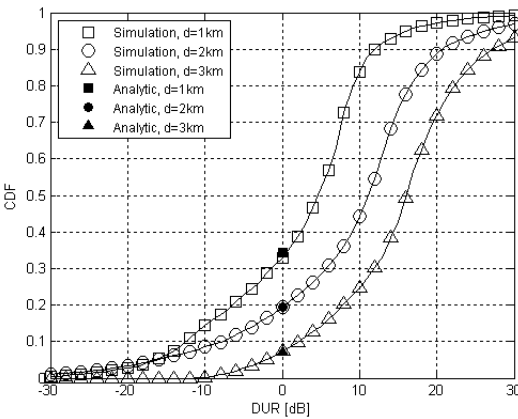


그림 3. DUR의 CDF

심각함을 알 수 있다. 이를 완화하기 위하여 모든 MR은 MR-RACH를 이용하여 송신 시간과 전력을 조절할 필요가 있다. 그러나 이러한 경우에도 TDoA를 완벽히 제거하는 것은 근본적으로 불가능하며, 자원 할당의 유연성과 형평성을 동시에 보장하기 어려운 단점이 있다.

III. 서로 다른 지연 시간에 따른 Effective SINR 및 최적 FFT 윈도우 시작 위치

본 절에서는 TDoA와 DUR에 따른 각 부반송파 별 effective SINR을 살펴보고, FFT 윈도우 시작 위치를 조절함으로써 간섭의 영향을 완화하는 기법을 제안한다.

그림 4에서 desired 심볼과 U 개의 undesired 심볼은 서로 다른 시간에 수신되며, $0 \leq u \leq U$ 번째 송신기는 ILI를 회피하기 위하여 서로 중첩되지 않는 부반송파 집합 \mathbf{k}_u 를 사용한다고 가정한다. 여기서 δ_u 는 desired 심볼($u=0$)과 $1 \leq u \leq U$ 번째 undesired 심볼 사이에 TDoA를 나타내며, Δ_0 는 desired 심볼을 기준으로 FFT 윈도우 시작 위치를 나타낸다. 따라서 u 번째 undesired 심볼은 FFT 윈도우와 $\Delta_u = -\delta_u + \Delta_0$ 의 샘플 오차를 갖는다. 이때, m 번째 OFDM 심볼의 $k \in \mathbf{k}_0$ 번째 부반송파 위치에 수신된 신호는 desired 신호와 간섭 신호 및 잡음으로 구성되며, 간섭 신호는 다음과 같이 Δ_u 에 의한 desired 심볼 내의 ISI와 ICI 및 Δ_u ($1 \leq u \leq U$)에 의한 undesired 심볼로부터 발생하는 ILI로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \bar{y}_m(k|\Delta_0) &= \underbrace{\bar{y}_{m,0}(k, 0|\Delta_0)}_{\text{desired signal and ISI caused by } \Delta_0} + \underbrace{\sum_{k' \in \mathbf{k}_0, k' \neq k} \bar{y}_{m,0}(k', k-k'|\Delta_0)}_{\text{ICI caused by } \Delta_0} \\
 &+ \underbrace{\sum_{u=1}^U \sum_{k' \in \mathbf{k}_u} \bar{y}_{m,u}(k', k-k'|\Delta_u)}_{\text{ILI caused by } \Delta_u} + \underbrace{\bar{z}_m(k)}_{\text{AWGN}} \text{ where } k \in \mathbf{k}_0 \tag{7}
 \end{aligned}$$

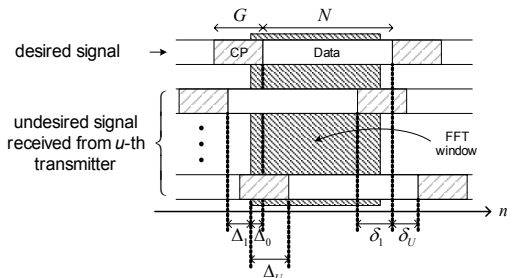


그림 4. Desired 심볼과 undesired 심볼간에 TDoA 및 FFT 윈도우 시작 위치

여기서 $\bar{y}_{m,u}(k, \Delta k | \Delta_u)$ 는 같이 주어진다.

$$\bar{y}_{m,u}(k, \Delta k | \Delta_u) = \sum_{l=0}^{L_u-1} h_{m,u}(l) \bar{x}_{m,u}(k, \Delta k | \Delta_u - l) \text{ where } k \in \mathbf{k}_u \quad (8)$$

$\bar{x}_{m,u}(k, \Delta k | \Delta_u)$ 는 Δ_u 의 오차가 발생한 경우에 k 번째 부반송파가 Δk 만큼 인접한 부반송파 위치에 미치는 영향을 나타내며, 이는 Δ_u 의 범위에 따라 다음과 같이 주어진다.

(i) $-G \leq \Delta_u \leq 0$

$$\bar{x}_{m,u}(k, \Delta k | \Delta_u) = \frac{1}{N} \bar{x}_{m,u}(k) e^{j2\pi \Delta_u k / N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n \Delta k / N} \quad (9)$$

(ii) $0 < \Delta_u \leq N$

$$\bar{x}_{m,u}(k, \Delta k | \Delta_u) = \frac{1}{N} \left[\bar{x}_{m,u}(k) e^{j2\pi \Delta_u k / N} \sum_{n=0}^{N-1-\Delta_u} e^{-j2\pi n \Delta k / N} + \bar{x}_{m+1,u}(k) e^{j2\pi(\Delta_u - G)k / N} \sum_{n=N-\Delta_u}^{N-1} e^{-j2\pi n \Delta k / N} \right] \quad (10)$$

(iii) $-(N+G) < \Delta_u < -G$

$$\bar{x}_{m,u}(k, \Delta k | \Delta_u) = \frac{1}{N} \left[\bar{x}_{m-1,u}(k) e^{j2\pi(\Delta_u + G)k / N} \sum_{n=0}^{-\Delta_u - G - 1} e^{-j2\pi n \Delta k / N} + \bar{x}_{m,u}(k) e^{j2\pi \Delta_u k / N} \sum_{n=-\Delta_u - G}^{N-1} e^{-j2\pi n \Delta k / N} \right] \quad (11)$$

이때, 수신 심볼의 $k \in \mathbf{k}_0$ 번째 부반송파 위치에서 desired 신호와 간섭 신호 및 잡음의 전력은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\sigma_x^2(k | \Delta_0) = \sigma_x^2(\Delta_0) = \sum_{l=0}^{L_0-1} \sigma_{h_0}^2(l) \sigma_{x_0}^2(0 | \Delta_0 - l) \quad (12)$$

$$\sigma_{ISV}^2(k | \Delta_0) = \sigma_{ISV}^2(\Delta_0) = \sum_{l=0}^{L_0-1} \sigma_{h_0}^2(l) (1 - \sigma_{x_0}^2(0 | \Delta_0 - l)) \quad (13)$$

$$\sigma_{ICI}^2(k | \Delta_0) = \sum_{k' \in \mathbf{k}_0, k' \neq k} \sum_{l=0}^{L_0-1} \sigma_{h_0}^2(l) \sigma_{x_0}^2(k - k' | \Delta_0 - l) \quad (14)$$

$$\sigma_{II}^2(k | \Delta_0) = \sum_{u=1}^U \sum_{k' \in \mathbf{k}_u} \sum_{l=0}^{L_u-1} \sigma_{h_u}^2(l) \sigma_{x_u}^2(k - k' | \Delta_0 - \delta_u - l) \quad (15)$$

$$\sigma_z^2(k, \Delta_0) = \sigma_z^2 = E[\bar{z}_m(k) \bar{z}_m^*(k)] \quad (16)$$

여기서 σ_z^2 와 $\sigma_{h_u}^2(l)$ 는 각각 AWGN과 u 번째 송신기의 $(l+1)$ 번째 CIR 전력을 나타낸다. 또한, $\sigma_{x_u}^2(\Delta k_u | \Delta_u)$ 는 Δ_u 의 오차가 발생한 경우에 Δk_u 만큼 인접한 부반송파 위치에 발생하는 간섭 전력을 나타내며, 이는 Δ_u 의 범위에 따라 다음과 같이 주어진다.

(i) $-G \leq \Delta_u \leq 0$

$$\sigma_{x_u}^2(\Delta k_u | \Delta_u) = 1, \Delta k_u = 0 \\ = 0, \Delta k_u \neq 0 \quad (17)$$

(ii) $0 < \Delta_u \leq N$

$$\sigma_{x_u}^2(\Delta k_u | \Delta_u) = (N^2 - \Delta_u^2) / N^2, \Delta k_u = 0 \\ = \frac{2}{N^2} \frac{1 - \cos(2\pi \Delta_u \Delta k_u / N)}{1 - \cos(2\pi \Delta k_u / N)}, \Delta k_u \neq 0 \quad (18)$$

(iii) $-(N+G) < \Delta_u < -G$

$$\sigma_{x_u}^2(\Delta k_u | \Delta_u) = (N + G + \Delta_u)^2 / N^2, \Delta k_u = 0 \\ = \frac{2}{N^2} \frac{1 - \cos(2\pi(\Delta_u + G)\Delta k_u / N)}{1 - \cos(2\pi \Delta k_u / N)}, \Delta k_u \neq 0 \quad (19)$$

따라서, 수신기에서 Δ_0 의 FFT 윈도우 시작 지점을 갖는 경우에 $k \in \mathbf{k}_0$ 번째 부반송파 위치에 effective SINR 다음과 같이 주어진다.

$$\eta(k | \Delta_0) = \frac{\sigma_x^2(\Delta_0)}{\sigma_{ISV}^2(\Delta_0) + \sigma_{ICI}^2(k | \Delta_0) + \sigma_{II}^2(k | \Delta_0) + \sigma_z^2} \quad (20)$$

이와 같이, effective SINR은 FFT 윈도우 시작 위치에 따라 달라지며, 그 크기는 각 부반송파 위치에 따라서 다를 수 있다. 이때 만약 부반송파 위치에 관계없이 $\Delta_0 = 0$ 으로 가정하면 effective SINR은 다음과 같이 주어진다.

$$\eta(k|0) = \frac{1}{\sigma_{ll}^2(k|\Delta_0) + \sigma_z^2} \quad (21)$$

그림 5는 0dB의 DUR과 지수(exponential) 모델의 PDP(Power Delay Profile)를 갖는 환경($L_0 = L_1 = 33$)에서, Δ_0 에 따른 각 부반송파 위치의 effective SINR을 보여준다. 여기서 given SNR과 U 는 각각 30dB와 1이며, $K_0 = K_1 = 128$, $\delta_1 = -5$ 이다. 모의실험 결과로부터 기존의 OFDMA 상향링크 시스템의 effective SINR(square)은 각 부반송파 위치에 따라 다르며, 약 4.5~10.5dB의 성능 열차가 발생됨을 알 수 있다. 이와 같이 수신기에서는 Δ_0 를 조절함으로써 TDoA에 의한 간섭의 영향을 완화할 수 있다.

M -QAM변조를 사용하는 경우, Rayleigh Fading 환경에서 $k \in \mathbf{k}_0$ 번째 부반송파의 uncoded BER은 다음과 같이 주어진다¹⁷⁾.

$$P_{M,e}(k|\Delta_0) = \frac{2}{\log_2^M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \left(1 - \frac{\rho(k|\Delta_0)}{\sqrt{\rho(k|\Delta_0) + \frac{2M-1}{3 \log_2^M}}} \right) \quad (22)$$

여기서 $\rho(k|\Delta_0)$ 는 k 번째 부반송파에서 effective Eb/N0이며, $\rho(k|\Delta_0) = \eta(k|\Delta_0) / \log_2^M$ 이다. 따라서 k 번째 부반송파에서 BER을 최소화 시키는 최적의 FFT 윈도우 시작 위치는 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$\Delta_0^*(k) \triangleq \arg \min_{\Delta_0} \{ P_{M,e}(k|\Delta_0) \} \quad (23)$$

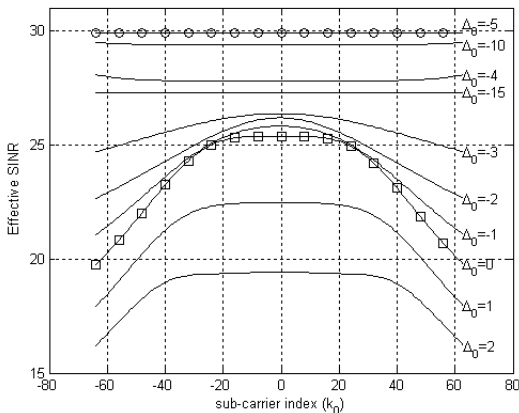


그림 5. Effective SINR ($N = 256$, $G = 32$)

여기서 몇 가지 inequality 관계를 사용하면, $\Delta_0^*(k)$ 는 다음과 같이 k 번째 부반송파 위치에서 effective SINR을 최대화 시키는 FFT 윈도우 시작 위치로 유도된다.

$$\begin{aligned} \Delta_0^*(k) &= \arg \max_{\Delta_0} \left\{ \left(1 + \frac{2M-1}{3 \log_2^M} \frac{1}{\rho(k|\Delta_0)} \right)^{-1} \right\} \\ &= \arg \max_{\Delta_0} \{ \eta(k|\Delta_0) \} \end{aligned} \quad (24)$$

또한, δ_M 과 δ_m 를 각각 $\max\{0, \delta_M\}$ 와 $\min\{0, \delta_m\}$ 로 정의할 때, (20)과 (12)~(16)으로부터 $\Delta_0^*(k)$ 의 범위는 다음과 같이 주어진다.

$$\min\{0, \delta_m\} \leq \Delta_0^*(k) \leq \max\{0, \delta_M\} \text{ for } \forall k \in \mathbf{k}_0 \quad (25)$$

이와 같이 제안된 기법은 각 부반송파 별로 FFT 윈도우 시작 위치를 조절함으로써 BER을 최소화시킬 수 있으며, 최대 FFT 연산 횟수는 할당된 부반송파수와 관계없으며, TDoA에 의존적이다.

V. 서로 다른 지연 시간을 갖는 WMN를 위한 신호검출 기법

본 절에서는 앞서 제안된 FFT 윈도우 시작 위치 선정 기법을 이용한 주파수 영역 신호 검출 기법을 제안하고, 기존의 FFT 윈도우 시작 위치 선정 기법과 비교하여 간섭 제거 및 검출 기법에 보다 효과적으로 적용될 수 있음을 설명한다. 이를 위하여 선형 검출 기법과 비선형 검출 기법으로 ZF과 준 최적 ZF-OSIC를 고려한다.

그림 4에서 m 번째로 수신된 OFDM 심볼의 FFT 출력 벡터는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\bar{\mathbf{y}}_m(\Delta_0) = \sum_{u=0}^U \bar{\mathbf{y}}_{m,u}(\Delta_u) + \bar{\mathbf{z}}_m = \sum_{u=0}^U \bar{\mathbf{y}}_{m,u}(\Delta_0 - \delta_u) + \bar{\mathbf{z}}_m \in \mathbb{C}^N \quad (26)$$

여기서 $\bar{\mathbf{z}}_m$ 는 AWGN의 주파수 영역 표현이다. 또한, $\bar{\mathbf{y}}_{m,u}(\Delta_u)$ 는 u 번째 송신기로부터 수신된 m 번째 심볼의 FFT 출력이며, Δ_u 의 범위에 따라 다음과 같이 주어진다.

• ISI와 ICI가 발생되지 않는 경우

$L_u - G - 1 \leq \Delta_u \leq 0$ 인 경우에 $\bar{\mathbf{y}}_{m,u}(\Delta_u)$ 는 다음과 같이

주어지며, L_u 는 u 번째 송신기로부터 수신되는 CIR의 길이를 나타낸다.

$$\bar{y}_{m,u}(\Delta_u) = \underbrace{\frac{1}{N} \mathbf{F} \mathbf{H}_{m,u} \mathbf{F}^H}_{\text{effective channel } \mathbf{H}_{m,u}^e} \bar{x}_{m,u} \quad (27)$$

여기서 $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 는 FFT 행렬이며, $[\mathbf{F}]_{k,n} = e^{-j2\pi nk/N}$ 이다. $\bar{x}_{m,u} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 는 u 번째 송신기의 m 번째 심볼에 FFT 입력을 나타내며, \mathbf{k}_u 집합에 포함되지 않은 행의 값은 0이다. 또한, 채널 행렬 $\mathbf{H}_{m,u}$ 의 $(\Delta_u \% N)$ 번째 열은 $\mathbf{h}_{m,u}$ 를 갖는 순환 행렬이며, $\mathbf{h}_{m,u}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{h}_{m,u} = [h_{m,u,0}, h_{m,u,1}, \dots, h_{m,u,L_u-1}, \mathbf{0}_{1,N-L_u}]^T \quad (28)$$

여기서 $h_{m,u,l}$ 은 u 번째 송신기로부터 수신된 m 번째 심볼의 $(l+1)$ 번째 CIR이다.

- 다음 심볼에 의한 ISI와 ICI가 발생하는 경우 $0 < \Delta_u \leq G$ 인 경우에 $\bar{y}_{m,u}(\Delta_u)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{y}_{m,u}(\Delta_u) = \underbrace{\frac{1}{N} \mathbf{F} (\mathbf{H}_{m,u} - \mathbf{H}_{m+1,u}) \mathbf{F}^H}_{\text{effective channel } \mathbf{H}_{m,u}^e} \bar{x}_{m,u} + \underbrace{\frac{1}{N} \mathbf{F} \mathbf{H}_{m+1,u} \mathbf{F}^H \mathbf{W}}_{\text{interference channel } \mathbf{H}_{m,u}^i} \bar{x}_{m+1,u} \quad (29)$$

여기서 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 는 보호구간 길이 G 에 따른 주파수 영역에서 위상회전을 나타내는 대각 행렬이며, $[\mathbf{W}]_{k,k} = e^{-j2\pi Gk/N}$ 이다. 또한, 채널 행렬 $\mathbf{H}_{m,u}$ 의 Δ_u 번째 열은 $\mathbf{h}_{m,u}$ 를 갖는 순환 행렬이며, 다음 심볼에 의한 ISI와 ICI를 나타내는 채널 행렬 $\mathbf{H}_{m+1,u} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{H}_{m+1,u} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N-\Delta_u, \Delta_u} & & & & \\ h_{m,u,0} & 0 & \dots & 0 & \\ h_{m,u,1} & h_{m,u,0} & \ddots & \vdots & \mathbf{0}_{N, N-\Delta_u} \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & \\ h_{m,u, \Delta_u-1} & h_{m,u, \Delta_u-2} & \dots & h_{m,u,0} & \end{bmatrix} \quad (30)$$

- 이전 심볼에 의해 ISI와 ICI가 발생하는 경우 $-G \leq \Delta_u < L_u - G - 1$ 인 경우에 $\bar{y}_{m,u}(\Delta_u)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{y}_{m,u}(\Delta_u) = \underbrace{\frac{1}{N} \mathbf{F} (\mathbf{H}_{m,u} - \mathbf{H}_{m-1,u}) \mathbf{F}^H}_{\text{effective channel } \mathbf{H}_{m,u}^e} \bar{x}_{m,u} + \underbrace{\frac{1}{N} \mathbf{F} \mathbf{H}_{m-1,u} \mathbf{F}^H}_{\text{interference channel } \mathbf{H}_{m,u}^i} \bar{x}_{m-1,u} \quad (31)$$

여기서 채널 행렬 $\mathbf{H}_{m,u}$ 의 $(G + \Delta_u)$ 번째 열은 $\mathbf{h}_{m,u}$ 를 갖는 순환 행렬이며, 이전 심볼에 의한 ISI와 ICI를 나타내는 채널 행렬 $\mathbf{H}_{m-1,u} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{H}_{m-1,u} = \begin{bmatrix} & h_{m,u, L_u-1} & h_{m,u, L_u-2} & \dots & h_{m,u, G+\Delta_u+1} \\ & 0 & h_{m,u, L_u-1} & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{N, N-L_u+G+\Delta_u+1} & \vdots & \ddots & \ddots & h_{m,u, L_u-2} \\ & 0 & \dots & 0 & h_{m,u, L_u-1} \\ & & & \mathbf{0}_{N-L_u+G+\Delta_u+1, L_u-G-\Delta_u-1} & \end{bmatrix} \quad (32)$$

(27)에서 effective 채널 행렬 $\mathbf{H}_{m,u}^e$ 는 대각 행렬이며, one-tap ZF 검출 기법을 사용하는 경우에 $k \in \mathbf{k}_0$ 번째 부반송파 위치에 송신 신호 $\bar{x}_{m,0}(k)$ 는 다음과 같이 검출될 수 있다.

$$\hat{x}_{m,0}(k) = [\bar{y}_m(\Delta_0)]_k / [\mathbf{H}_{m,0}^e]_{k,k} \quad \text{where } k \in \mathbf{k}_0 \quad (33)$$

그러나 (29)와 (31)에서는 one-tap ZF 기법을 사용하는 경우에 ISI와 ICI로 인한 잡음 증가(noise enhancement)가 발생하며, 이는 백색 잡음과 같은 특성을 갖지 않기 때문에, 그 영향은 각 부반송파와 별도로 다를 수 있다¹⁸⁾. 또한, 일반적으로 PDP는 지연 시간에 따라 감소하기 때문에, (29)에서 간섭 채널 행렬 $\mathbf{H}_{m,u}^i$ 에 의한 잡음 증가는 (31)보다 크다.

표 1은 M 개의 연속된 desired OFDM 심볼을 검출하기 위한 ZF-2DOSIC 검출 방식의 pseudo-code를 나타낸다. 여기서 K_0 는 desired OFDM 심볼에 할당된 부반송파 수이며, 집합 \mathbf{k}_0 의 크기와 같다. o_k 는 \mathbf{k}_0 에서 k 번째로 큰 effective SINR을 갖는 부반송파 인덱스이다. 표 1에서 2DOSIC 과정은 ISI의 영향을 완화하기 위하여 이미 검출된 $(m-1)$ 번째 desired OFDM 심볼 $\hat{x}_{m,0}^j$ 을 제거하는 과정과 m 번째 심볼내에서 ICI의 영향을 완화하기 위하여 이미 검출된

표 1. WMN의 신호 검출을 위한 pseudo-code

```

 $\hat{\mathbf{x}}_{0,0} = \mathbf{0}_N \rightarrow$  initialization
FOR  $m=1$  to  $M$ 
   $\hat{\mathbf{x}}_{m,0} = \mathbf{0}_N$ 
  FOR  $k=1$  to  $K_0$ 
     $\Delta_0 = \Delta_0^*(k) \rightarrow$  optimal starting point of FFT window
     $\hat{\mathbf{y}}_m(\Delta_0) = \begin{matrix} \text{OSIC in frequency domain} \\ \text{SIC in time domain} \end{matrix} \left[ \hat{\mathbf{y}}_m(\Delta_0) - \mathbf{H}_{m,0}^e \hat{\mathbf{x}}_{m,0} - \mathbf{H}_{m,0}^i \hat{\mathbf{x}}_{m,0}^i \right]$ 
     $\hat{\mathbf{x}}_{m,0}(o_k) = \text{slice} \left( \left[ \mathbf{H}_{m,0}^e \right]_{o_k, o_k}^{-1} \left[ \hat{\mathbf{y}}_m(\Delta_0) \right]_{o_k} \right)$ 
  END FOR
END FOR

```

$\{o_1, o_2, \dots, o_{k-1}\}$ 번째 부반송파 위치의 신호를 제거하는 과정으로 이루어진다. 또한, 표 1에서는 초기에 o_k 와 $\Delta_0^*(k)$ 를 한번만 계산하는 준 최적 OSIC 검출 방법을 고려하였다.

OSIC와 같은 비선형 검출 기법에서는 검출된 신호를 제거함으로써 이후 검출될 심볼의 SINR을 증가시켜 다이버시티 이득을 얻을 수 있지만, 잘못 검출된 신호를 제거하면 오차 전파로 인한 성능 열화가 발생한다^[9]. 따라서, 제안된 FFT 윈도우 시작 위치 선정 기법은 각 부반송파와 별로 effective SINR을 최대화 시켜 오차 전파 확률이 감소하며 높은 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

VI. 모의실험

본 절에서는 제안된 FFT 윈도우 시작 위치 설정 기법과 기존의 FFT 윈도우 시작 위치 설정 방법을 사용하는 경우에, TDoA와 DUR에 따른 effective SINR을 관찰하고, $R = 2\text{km}$ 경우(그림 1)에 effective SINR의 CDF를 비교한다. 또한, ZF 검출 방식과 ZF-2DOSIC 검출 방식을 사용하는 경우에, TDoA와 DUR에 따른 uncoded BER 성능을 비교한다. 모의실험에서는 256개의 부반송파($N = 256$)와 32 샘플의 보호구간($G = 32$)을 갖는 시스템을 사용하였으며, 33 샘플을 갖는 CIR의 PDP는 지수 모델을 사용하였다.

그림 6은 기존의 FFT 윈도우 시작 위치 설정 기법(Conventional)과 제안된 기법(Proposed)을 사용하는 경우에 TDoA와 DUR에 따른 effective SINR을 보여준다. 여기서 desired 심볼에서 사용된 부반송파 수

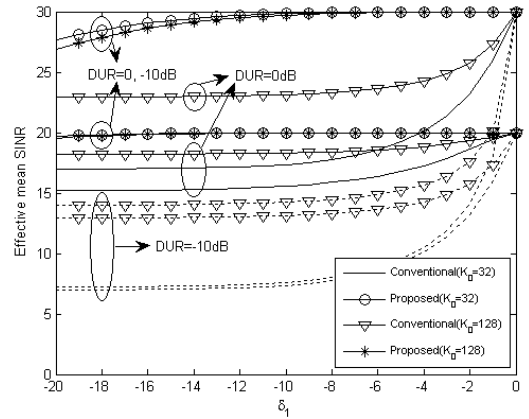


그림 6. Effective SINR

K_0 는 32와 128이며, undesired 심볼에 사용된 부반송파 수는 $N - K_0$ 이다. 일반적으로 OFDMA 상향링크 시스템에서는 0dB의 DUR을 갖지만, WMN에서는 undesired 심볼의 수신 전력이 desired 심볼의 수신 전력보다 높을 수 있다. 따라서, DUR은 0dB(실선)와 -10dB(점선)를 고려하였다.

제안된 FFT 윈도우의 시작 위치 설정 기법을 사용하는 경우에, effective SINR의 분포는 0dB와 -10dB의 DUR 환경에서 동일하며, K_0 에 따른 effective SINR의 차이가 크지 않은 것을 확인할 수 있다. 또한, $\delta_1 = -20$ 인 경우에 effective SINR의 감소는 $\delta_1 = 0$ 인 경우와 비교하여 given SNR이 20dB와 30dB인 경우에 각각 0.5dB와 3dB 보다 작다. 그러나 기존의 FFT 윈도우 시작 위치 설정 기법을 사용하는 경우에는 DUR과 K_0 에 따라서 effective SINR이 크게 다른 것을 확인할 수 있다. -10dB의 DUR을 갖는 경우에 32개의 K_0 에 대하여 effective SINR은 given SNR에 관계없이 $\delta_1 \leq -10$ 에서 약 7dB이며, 128개의 K_0 에 대하여 effective SINR은 given SNR이 20dB와 30dB일 때, $\delta_1 \leq -10$ 에서 약 13dB와 14dB이다. 또한, 0dB의 DUR을 갖는 경우에 32개의 K_0 에 대하여 effective SINR은 given SINR이 20dB와 30dB일 때, $\delta_1 \leq -10$ 에서 약 15dB와 17dB이다. 또한 128개의 K_0 에 대하여 effective SINR은 given SINR이 20dB와 30dB일 때, $\delta_1 \leq -10$ 에서 약 18dB와 23dB이다. 따라서 제안된 FFT 윈도우의 시작 위치 설정 기법은 기존의 기법과 비교하여 WMN에서 효과적으로 NFP를 극복할 수 있음을 알 수 있다.

그림 7은 기존의 FFT 윈도우 시작 위치 설정 기법

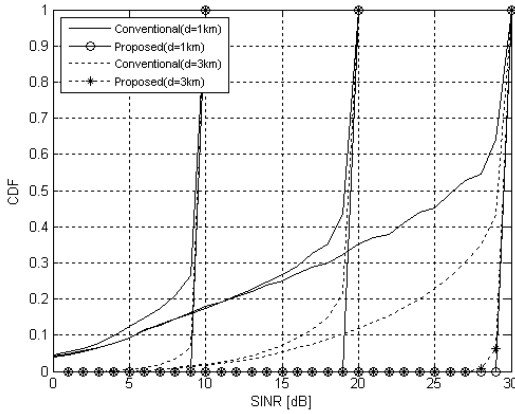


그림 7. SINR의 CDF

과 제안된 기법을 사용하는 경우에 d 에 따른 effective SINR의 CDF를 보여준다. 여기서 $K_0 = 32$ 이며, undesired 심볼에 사용된 부반송파 수는 $N - K_0$ 이다. $d = 1km$ 인 경우에 기존의 기법은 given SNR에 관계 없이 약 10% 이상의 MR에서 5dB 이하의 effective SINR을 가지며, $d = 3km$ 인 경우에도 effective SINR은 크게 감소되는 것을 확인 할 수 있다. 그러나 제안된 기법을 사용하는 경우에는 given SNR과 d 에 관계 없이 effective SINR이 약 1dB 이상 감소될 확률이 거의 존재하지 않는 것을 확인할 수 있다. 따라서 제안된 기법은 WMN에서 통계적으로 높고 안정적인 effective SINR을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

그림 8은 기존의 FFT 윈도우 시작 위치 설정 기법과 제안된 기법을 사용하는 경우에 TDoA와 DUR 및 E_b/N_0 에 따른 16QAM의 uncoded BER을 보여준다.

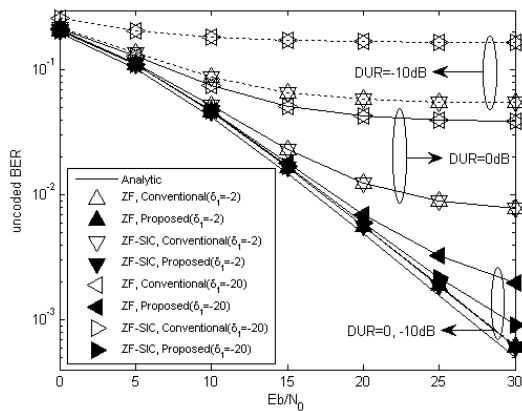


그림 8. WMN에서 신호 검출시 uncoded BER

여기서 $K_0 = 32$ 이며, δ_s 은 -2와 -20이다. 또한, 기존의 기법에서는 desired 심볼 내의 간섭이 발생하지 않기 때문에 ZF-2DOSIC 검출 기법에서 표 1에 주어진 기법만 적용되었다(즉, $\mathbf{H}_{m,0} = \mathbf{0}_{N,N}$).이 그림으로부터 제안된 FFT 윈도우 시작 위치 설정 기법은 DUR에 관계 없이 동일한 BER 성능을 갖게 됨을 알 수 있다. 또한, $\delta_s = -2$ 인 경우에 제안된 기법과 기존의 기법은 ZF 검출 기법과 ZF-2DOSIC 기법이 동일한 BER 성능을 갖는다. 그러나 기존의 기법은 0dB(실선)와 -10dB(점선)의 DUR에 대해서 각각 약 20dB와 8dB의 E_b/N_0 에서 오차 마루가 발생된다. 이와 달리 제안된 기법은 오차 마루가 없으며, 이론적인 성능과 비교하여 약 1dB 미만의 성능 열하만 발생한다. $\delta_s = -20$ 인 경우에 기존의 기법은 ZF 검출 기법과 ZF-2DOSIC 기법이 동일한 BER 성능을 갖지만, 제안된 기법에서는 ZF-2DOSIC 검출이 2×10^{-3} 의 BER에서 ZF 검출 보다 약 5dB의 성능 이득이 발생한다. 또한, 기존의 기법은 DUR이 0dB와 -10dB인 경우에 각각 약 10dB와 0dB의 E_b/N_0 에서 오차 마루 현상이 발생한다. 이와 같이 기존의 기법은 OSIC 기법을 사용하는 경우에도, 비선형 검출 과정에서 높은 간섭으로 인하여 오차 전파가 발생하며, 이로 인하여 검출 과정에서 다이버시티 이득을 얻지 못한다. 그러나 제안된 기법은 $\Delta_0^*(k) \neq 0$ 인 경우에 desired 심볼 내에 간섭이 발생할 수 있지만, 초기 검출 과정에서 높은 effective SINR을 획득하여, 이후 SIC 과정에서 충분한 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

VII. 결 론

본 논문에서는 WMN에서 발생 가능한 TDoA와 DUR의 통계적 분석을 통하여, MR의 위치와 관계없이 ISI와 ISI 및 ILI에 의한 NFP의 영향이 심각할 수 있음을 확인하였다. 또한, FFT 윈도우 시작 위치에 따른 각 부반송파 위치의 effective SINR을 유도하고, 이를 바탕으로 서로 다른 지연 시간에 의한 간섭의 영향을 극복하기 위한 각 부반송파 위치에 최적의 FFT 윈도우 시작 위치 선정 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 WMN의 effective SINR을 크게 향상시키며, 모의실험에서 ZF와 ZF-2DOSIC 검출 기법을 사용하여 BER 성능을 관찰함으로써 제안된 기법이 선형 검출 기법과 비선형 검출 기법에 효과적임을 확인하였다. 또한, 기존 기법과 달리 undesired 신호의 수신 전력

이 desired 신호의 수신 전력보다 큰 경우에도 비선형 검출 과정에서 오차 전파 확률을 낮추어 충분한 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] I. F. Akyildiz, X. Wang, "A survey on wireless mesh networks," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.43, No.9, pp.S23-S30, Sept. 2005.
- [2] S. J. Lee et. al., "Understanding Interference and Carrier Sensing in Wireless Mesh Networks," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.47, pp.102-109, July 2009.
- [3] Ö. Oyman, J. N. Laneman, and S. Sandhu, "Multihop relaying for broadband wireless mesh networks: from theory to practice," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.45, No.11, pp. 116-122, Nov. 2007.
- [4] H. Anouar, C. Bonnet, F. Kaltenberger, and R. Knopp, "OpenAirMesh—an experimental platform for cooperative mesh networks," in *Proc. 1st COST2100 Workshop on MIMO and Cooperative Communications*, Trondheim, Norway, Jun. 2008.
- [5] E. Sourour and M. Nakagawa, "Mutual Decentralized Synchronization for Intervehicle Communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.48, pp.2015-2027, Nov. 1999.
- [6] O. Simeone, U. Spagnolini, Y. Bar-Ness, and S.H. Strogatz, "Distributed Synchronization in Wireless Networks," *IEEE Signal Processing Mag.*, Vol.25, No.5, pp.81 -97, Sept. 2008.
- [7] S. Trautmann and N. J. Fliege, "Perfect equalization for DMT systems without guard interval," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.20, pp.987 - 996, May 2002.
- [8] P. J. W. Melsa, R. C. Younce, and C. E. Rohrs, "Impulse response shortening for discrete multitone transceivers," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.44, No.12, pp.1662 - 1672, Dec. 1996.
- [9] K. Van Acker, G. Leus, M. Moonen, O. van de Wiel, and T. Pollet, "Per tone equalization for DMT-based systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.49, No.1, pp.109-119, Jan. 2001.
- [10] J. M. Cioffi and A. C. Bingham, "A data-driven multitone echo canceller," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.42. pp.2853-2869, Oct. 1994.
- [11] D. Kim and G.L. Stuber, "Residual ISI cancellation for OFDM with applications to HDTV broadcasting," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol.16, No.8, pp.1590-1599, Oct. 1998.
- [12] Y. Gu and T. Le-Ngoc, "Adaptive combined DFE/MLSE techniques for ISI channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.44, pp.847-857, July 1996.
- [13] S. Suyama, H. Suzuki, and K. Fukawa, "An OFDM receiver employing turbo equalization for multipath environments with delay spread greater than the guard interval," in *Proc. IEEE Veh. Technol.*, Vol.1, pp.632-636, Apr. 2003.
- [14] Y. Sagae, S. Suyama, H. Suzuki, and K. Fukawa, "An OFDM turbo equalizer for scattered pilot signals in multipath environments with delay difference greater than guard interval," in *Proc. IEEE Veh. Technol.*, Vol.1, pp.425-429, May 2004.
- [15] L. JunHwan et. al., "Turbo Equalized Double Window Cancellation and Combining Robust to Large Delay Spread Channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.92, No.2, pp.517-526, Feb. 2009.
- [16] S.B. Yun et. al., "Hybrid Division Duplex System for Next Generation Cellular Services," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.56, pp.3040-3059, Sept. 2007.
- [17] J.R. Barry, E.A. Lee, and D.G. Messerschmitt, *Digital Communication*, 3rd ed., Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [18] T. Karp, S. Trautmann, and N. J. Fliege, "Zero-Forcing Frequency-Domain Equalization for Generalized DMT Transceivers with Insufficient Guard Interval", *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, pp.1446-1459, Aug. 2004.

[19] S. W. Kim and K. P. Kim, "Log-likelihood-ratio-based detection ordering in V-BLAST," IEEE Trans. Commun., Vol.54, pp.302-307, Feb. 2006.

박 창 환 (Chang Hwan Park) 정회원



2005년 2월 중앙대학교 전자전기공학부(학사)
2007년 2월 중앙대학교 전자전기공학부(석사)
2007년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
<관심분야> 디지털 신호처리, 무선모뎀, OFDM 모뎀 설계, MMR 시스템

유 현 일 (Hyun Il Yoo) 정회원



2005년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 (학사)
2007년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 (석사)
2007년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
<관심분야> 디지털 신호처리, 무선모뎀, Relay

김 영 준 (Yeong Jun Kim) 정회원



2005.2. 중앙대학교 전자전기공학부 (학사)
2007. 2. 중앙대학교 전자전기공학부 (석사)
2007. 3.~현재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
<관심분야> 디지털 신호처리, 무선모뎀, Relay

권 동 승 (Dong Seung Kwon) 정회원



1981년 3월~1985년 2월 연세대학교 공과대학 전자공학과(공학사)
1985년 3월~1987년 2월 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1997년 3월~2004년 9월 연세대학교 대학원 전기전자공학과 (공학박사)
1988년 5월~현재 국전자통신연구원 인터넷연구부 문 무선시스템연구부장
1988년 5월~1990년 12월 GMSK 변복조기 설계 및 구현
1991년 1월~1995년 12월 CDMA 이동통신 시스템 개발
1996년 1월~1999년 12월 IMT-2000 시스템 연구 개발
2000년 1월~2002년 6월 IMT-2000 TDD 방식 연구 개발
2002년 7월~2009년 12월 휴대인터넷 시스템 물리계층 규격 개발
2010년 1월~현재 이동통신 시스템 개발

조 용 수 (Yong Soo Cho) 종신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자공학과(학사)
1987년 2월 연세대학교 전자공학과(석사)
1991년 2월 The University of Texas at Austin 공학박사
1992년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수
2003년 8월~2007년 12월 TTA 휴대인터넷(와이브로) 프로젝트 그룹 무선접속 실무반 의장
<관심분야> 디지털통신, OFDM 모뎀 설계, MIMO-OFDM 모뎀, MMR 시스템