

시간/주파수 선택적 채널환경에서 OFDMA 기반의 메쉬 네트워크를 위한 간섭 완화 기법

정회원 박 창 환*, 준회원 공 미 경* 종신회원 조 용 수*

Interference Mitigation Technique for OFDMA-based Mesh Networks in Doubly Selective Channels

Chang Hwan Park* *Regular Member*, Mi Kyung Kong* *Associate Member*,
Yong Soo Cho* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기반 메쉬 네트워크에서 시간/주파수 선택적 페이딩 채널과 TDoA(Time Difference of Arrival)에 의한 간섭의 영향을 완화하기 위하여, FFT 윈도우 시작 위치에 따른 수신 신호 모델을 기술하고, MMSE 필터를 사용하는 수신기를 위한 사후 검출 SINR과 필터 계수를 유도하였다. 또한, 이를 바탕으로 중복된 FFT 연산을 회피하면서 다중 노드간에 발생하는 간섭을 효과적으로 완화할 수 있는 MMSE-BSD(Bidirectional Successive Detection) 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 기존의 기법과 달리 30dB 이상의 평균 SNR에서도 64QAM uncoded BER 성능에 오차 마루 현상이 없음을 모의실험을 통하여 확인하였다.

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

ABSTRACT

In this paper, we described a received signal model in terms of the starting point of FFT window and derive a post-detection SINR for the receiver with MMSE filter and the corresponding filter coefficients in order to mitigate the effects of interferences caused by time and frequency selective fading channels and time difference of arrival (TDoA) in OFDMA-based Mesh Networks. In addition, we proposed an MMSE Bidirectional Successive Detection (BSD) technique which can suppress the effects of interferences among multi-nodes without any redundant FFT operations. It was shown by simulation that the proposed interference suppression technique has not an error floor at higher average SNR than 30dB in terms of 64QAM uncoded BER contrary to the conventional techniques.

I. 서 론

OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기법은 무선 주파수를 공유하는 다중 사용자에 대하여 유연한 자원 할당을 제공하여 주파수 효율을

높일 수 있어 IEEE 802.16m과 3GPP LTE-Advanced 등의 셀룰러 시스템의 다중 사용자 액세스 기법으로 사용되고 있다^{1,2}. 또한, 최근 WiMAX와 UMTS LTE를 플랫폼으로 하는 EURECOM의 OpenAirInterface를 이용한 single-frequency full-synchronized WMN

※ 본 연구는 방송통신위원회의 차세대통신네트워크원천기술개발사업의 연구결과로 수행되었음 (KCA-2011-10913-04003)

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

논문번호 : KICS2011-05-227, 접수일자 : 2011년 5월 24일, 최종논문접수일자 : 2011년 10월 10일

(Wireless Mesh Netowrs)에도 OFDMA 기법이 적용되어 구현되었다³⁾.

OFDMA 시스템은 다중 사용자간에 시간 및 주파수 동기 오차에 대하여 상당히 민감하여, [4]와 [5]에서 분석된 바와 같이 수신 심볼간에 TDoA(Time Difference of Arrival)가 보호구간과 OFDM 심볼 주기의 6.25%의 합 보다 크거나 정규화된 CFO(Carrier Frequency Offset)가 0.05보다 큰 경우에는 20dB 이상의 SNR을 달성할 수 없기 때문에 송수신기의 복잡한 동기화 절차 또는 협력이 필요하다. 이를 위하여 셀룰러(Cellular) 이동 통신 시스템의 상향링크에서는 레인징(Ranging) 절차를 통하여, 다중 사용자간에 시간 및 주파수 동기 오차에 의한 간섭 영향을 극복할 수 있다. 마찬가지로 WMN에서는 CH(Cluster Header)와 MR(Mesh Router)의 협력을 통한 분산 동기 기법을 이용하여 클러스터(Cluster)간 동기를 획득하는 방법이 제안되었다^{3,6)}. 그러나 셀룰러 시스템과 달리 넓은 범위에 분포된 독립적인 노드(node)간에 통신이 가능한 WMN에서는 노드간 동기를 획득하더라도 수신 심볼간에 전파 지연 시간 차이로 인한 간섭이 발생할 수 있다⁷⁾. 즉, WMN에서는 OFDMA 기법을 통하여 다중 노드간에 인접 채널간 간섭이 발생하지 않도록 자원을 할당하더라도 TDoA(Time Difference of Arrival)에 의한 간섭을 영향을 제거할 수 없다.

이와 같은 다중 노드간 간섭을 완화하기 위해서는 추가적인 보호 구간을 삽입하는 방법이 있다. [7]에서는 무선 메쉬 네트워크에서 다수의 노드로부터 수신되는 심볼간에 TDoA로 인한 간섭의 영향을 분석하고, 이를 극복하기 위하여 보호 구간 길이를 동적으로 조절하는 기법이 제시되었다. 그러나 이는 주파수 효율을 저하시키며, 자원 할당 기법과 변조 차수, SNR, 최대 전파 지연 시간 등에 따라 프레임 구조가 변경되어야 하는 문제점이 있다. [8]에서는 OFDMA 기반 상향링크 시스템에서 다중 사용자간에 전파 지연 시간 차이와 CFO에 의한 간섭의 영향을 함께 고려한 SIR 분석이 이루어 졌으며, BPSK 변조에 대하여 matched filter를 사용하는 PIC(Parallel Interference Cancellation) 기법이 제안되었다. 그러나 PIC 기법은 여러 번의 DFT 연산을 함에도 불구하고 높은 SNR과 변조 차수에서 여전히 오차 마루 현상을 갖는다.

본 논문에서는 OFDMA 기반 메쉬 네트워크 시스템에서 시간/주파수 선택적 페이딩 채널과 TDoA에 의한 간섭의 영향을 효과적으로 완화할 수 있는 BSD(Bidirectional Successive Detection) 기법을 제안한다. 제안하는 BSD 기법은 다음과 같은 두 단계로

이루어진다. 첫 번째 단계에서는 시간/주파수 선택적 채널에 의한 간섭의 영향을 완화하기 위하여 OFDM 심볼 내의 각 부반송과 위치에서 사후 검출 SINR을 이용한 ordered SD를 수행하며, 두 번째 단계에서는 앞서 검출된 OFDM 심볼을 forward filter와 backward filter를 이용하여 TDoA로 인한 서브프레임 내의 ISI(Inter-Symbol Interference)와 ICI(Inter-Carrier Interference)를 제거한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서 메쉬 네트워크 시스템에서 시간/주파수 선택적 채널과 TDoA로 인한 간섭의 영향을 고려한 시스템 모델을 정의하고, III 장에서는 이를 효과적으로 극복하기 위한 간섭 완화 기법을 제안한다. IV 장에서는 제안된 간섭 완화 기법과 기존의 기법을 사용하는 경우에 uncoded BER 성능 분석을 통하여 제안된 기법이 기존의 기법들과 비교하여 높은 성능 향상이 있음을 보인다. 끝으로, V 장에서 결론을 맺는다.

Notation and definitions: T와 H는 각각 transpose와 Hermitian을 나타내고, $[A]_{m,n}$ 와 $[a]_m$ 는 각각 행렬 A의 (m, n)번째 원소와 벡터 a의 m번째 원소를 나타낸다. 또한, $0_{m,n}$ 와 0_m 는 각각 $m \times n$ 의 영 행렬과 m 크기의 영 벡터를 나타낸다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 인접 채널간 간섭이 발생하지 않도록 다중 노드에 서로 중첩되지 않는 부반송과 집합을 사용하는 OFDMA 기반 메쉬 네트워크 시스템을 고려한다. 또한, [9]에서 제시된 OFDM-TDMA 기반의 IEEE 802.16 mesh 프레임 구조와 같이 각 노드에 대한 자원할당은 M개의 OFDM 심볼로 구성된 매 서브프레임 단위로 이루어지며, 각 서브프레임 사이에는 보호구간이 삽입되는 것을 가정한다.

G 샘플의 보호구간을 제거하고 Δ번째 샘플에서부터 N 크기의 FFT 윈도우를 취하는 경우에, m번째 OFDM 심볼의 기저대역 수신 신호는 주파수 영역에서 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{r}_{m\Delta} = \alpha_{m\Delta} \mathbf{x}_{m-1} + \beta_{m\Delta} \mathbf{x}_m + \gamma_{m\Delta} \mathbf{x}_{m+1} + \mathbf{z}_{m\Delta} \in \mathbb{C}^N \quad (1)$$

여기서 벡터 \mathbf{x}_m 는 주파수 영역에서 U개의 노드로부터 송신된 m번째 OFDM 심볼을 나타낸다. $k \in \mathbf{k}_u$ 번째 열은 u번째 노드에서 IFFT 변조 되기 이전의 송신 심볼이며, x_0 과 x_{M+1} 은 0_N이다. 또한, $\mathbf{z}_{m\Delta}$ 은 복소 백색

$$[\mathbf{a}_{m,l,\Delta}]_{k,k'(\in \mathbf{k}_u)} = \begin{cases} 0, & \text{where } \Delta_u \geq -G \\ \varphi_{k,k',l} e^{j2\pi Gk'l/N} \left(1 - e^{j(G+\Delta_u)\square k_{k,k',l}} \right), & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2)$$

$$[\mathbf{b}_{m,l,\Delta}]_{k,k'(\in \mathbf{k}_u)} = \begin{cases} \varphi_{k,k',l} \left(e^{j(G+\Delta_u)\square k_{k,k',l}} - e^{-jN\square k_{k,k',l}} \right), & \text{where } \Delta_u < -G \\ \varphi_{k,k',l} \left(1 - e^{-jN\square k_{k,k',l}} \right), & \text{elsewhere } \Delta_u \geq -G \\ \varphi_{k,k',l} \left(1 - e^{-j(N-\Delta_u)\square k_{k,k',l}} \right), & \text{elsewhere } \Delta_u > 0 \end{cases} \quad (3)$$

$$[\mathbf{\gamma}_{m,l,\Delta}]_{k,k'(\in \mathbf{k}_u)} = \begin{cases} \varphi_{k,k',l} e^{-j2\pi Gk'l/N} \left(e^{-j(N-\Delta_u)\square k_{k,k',l}} - e^{-jN\square k_{k,k',l}} \right), & \text{where } \Delta_u > 0 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4)$$

잡음 벡터를 나타내며, $[z_{m,l,\Delta}]_k \sim CN(0, \sigma_z^2)$ 이다. 행렬 $\alpha_{m,l,\Delta}$ 와 $\gamma_{m,l,\Delta}$ 는 각각 이전 심볼과 다음 심볼에 의한 간섭 채널을 나타내며, $\sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{m,l,\Delta-1}$ 와 $\sum_{l=0}^{L-1} \gamma_{m,l,\Delta-1}$ 이다. $\beta_{m,l,\Delta}$ 는 m 번째 OFDM 심볼의 유효 채널을 나타내며, $\sum_{l=0}^{L-1} \beta_{m,l,\Delta-1}$ 로 주어진다. $\alpha_{m,l,\Delta-1}$ 와 $\beta_{m,l,\Delta-1}$, $\gamma_{m,l,\Delta-1}$ 는 $L(\leq G+1)$ 샘플의 다중 경로 채널 환경에서 (2)~(4)와 같이 주어진다. 여기서 Δ_u 는 $\Delta - G - \delta_u$ 이며, δ_u 는 u 번째 노드의 전파 지연 시간을 나타낸다. 또한, $\varphi_{k,k',l}$ 와 $\square k_{k,k',l}$ 는 각각 다음과 같다.

$$\varphi_{k,k',l} = \frac{h_{u,l} e^{j2\pi((N+G)(m-1)+G+\Delta_u)\varepsilon_{u,l}/N} e^{j2\pi\Delta_u k'l/N}}{N \left(1 - e^{-j\square k_{k,k',l}} \right)} \quad (5)$$

$$\square k_{k,k',l} = 2\pi(k - k' - \varepsilon_{u,l})/N \quad (6)$$

여기서 $h_{u,l}$ 와 $\varepsilon_{u,l}$ 는 각각 u 번째 노드의 l 번째 채널 임펄스 응답과 도플러 주파수를 나타내며, 서브프레임 내에서 LTV(Linear Time-Varying) 채널을 가정한다.

III. 간섭 완화 기법

본 절에서는 시간/주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 TDoA로 인한 간섭의 영향을 효과적으로 완화하기 위한 기법을 제안한다. (1)로부터 m 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파 위치에 ISI와 ICI의 영향을 완화하기 위한 필터 $\mathbf{W}_{m,k|\Delta}$ 를 통과한 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\tilde{\mathbf{x}}_{m,k|\Delta} = \mathbf{e}_k^T \mathbf{W}_{m,k|\Delta} \mathbf{r}_{m,\Delta} = \mathbf{e}_k^T \mathbf{W}_{m,k|\Delta} (\alpha_{m,\Delta} \mathbf{x}_{m-1} + \beta_{m,\Delta} \mathbf{x}_m + \gamma_{m,\Delta} \mathbf{x}_{m+1} + \mathbf{z}_{m,\Delta}) \quad (7)$$

여기서 \mathbf{e}_k 는 k 번째 원소를 제외한 모든 원소가 영인 N 크기의 단위 벡터이다.

본 논문에서는 간섭 완화를 위한 필터로 MMSE 기법을 고려한다. MMSE 필터는 [10]에서 보인 바와 같이 간섭과 잡음의 영향을 최소화시킬 뿐 아니라, achievable rate를 최대화 한다. MMSE 필터 계수를 구하기 위하여, (7)에서 m 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파 위치에 SINR을 다음과 같이 유도한다.

먼저, m 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파 위치에 desired 신호의 전력은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} X_{m,k|\Delta} &= E\{\mathbf{e}_k^T \mathbf{W}_{m,k|\Delta} \beta_{m,\Delta} \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T \mathbf{x}_m \mathbf{x}_m^H \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T \beta_{m,\Delta}^H \mathbf{W}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{e}_k\} \\ &= \mathbf{e}_k^T \mathbf{W}_{m,k|\Delta} \beta_{m,\Delta} \mathbf{e}_k E\{\mathbf{x}_m \mathbf{x}_m^H\} \mathbf{e}_k^T \beta_{m,\Delta}^H \mathbf{W}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{e}_k \\ &= \sigma_x^2 \mathbf{e}_k^T \mathbf{W}_{m,k|\Delta} \beta_{m,\Delta} \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T \beta_{m,\Delta}^H \mathbf{W}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{e}_k \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 σ_x^2 는 각 부반송파에 할당된 송신 심볼의 전력을 나타내며, 보호 부반송파는 할당되지 않는다고 가정하였다.

다음으로, 간섭신호의 전력은 (9)와 같이 주어진다.

마지막으로, 필터를 통과한 잡음 신호의 전력은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} Z_{m,k|\Delta} &= E\{\mathbf{e}_k^T \mathbf{W}_{m,k|\Delta} \mathbf{z}_{m,\Delta} \mathbf{z}_{m,\Delta}^H \mathbf{W}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{e}_k\} \\ &= \sigma_z^2 \mathbf{e}_k^T \mathbf{W}_{m,k|\Delta} \mathbf{W}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{e}_k \end{aligned} \quad (10)$$

따라서, (8)~(10)으로부터 MMSE 필터를 통과한 후 m 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파 위치에 SINR은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 I_{m,k|\Delta} &= E \left\{ \sum_{u=1}^U \sum_{k' \in \mathbf{k}_u} \mathbf{e}_k^T \mathbf{W}_{m,k|\Delta} \boldsymbol{\alpha}_{m|\Delta} \mathbf{e}_{k'} \mathbf{e}_{k'}^T \mathbf{x}_{m-1} \mathbf{x}_{m-1}^H \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T \boldsymbol{\alpha}_{m|\Delta}^H \mathbf{W}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{e}_k \right\} \\
 &+ E \left\{ \sum_{u=1}^U \sum_{k' \in \mathbf{k}_u, k' \neq k} \mathbf{e}_k^T \mathbf{W}_{m,k|\Delta} \boldsymbol{\beta}_{m|\Delta} \mathbf{e}_{k'} \mathbf{e}_{k'}^T \mathbf{x}_m \mathbf{x}_m^H \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T \boldsymbol{\beta}_{m|\Delta}^H \mathbf{W}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{e}_k \right\} \\
 &+ E \left\{ \sum_{u=1}^U \sum_{k' \in \mathbf{k}_u} \mathbf{e}_k^T \mathbf{W}_{m,k|\Delta} \boldsymbol{\gamma}_{m|\Delta} \mathbf{e}_{k'} \mathbf{e}_{k'}^T \mathbf{x}_{m+1} \mathbf{x}_{m+1}^H \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T \boldsymbol{\gamma}_{m|\Delta}^H \mathbf{W}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{e}_k \right\} \\
 &= \sigma_A^2 \mathbf{e}_k^T \mathbf{W}_{m,k|\Delta} \left(\boldsymbol{\beta}_{m|\Delta} (\mathbf{I}_N - \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T) \boldsymbol{\beta}_{m|\Delta}^H + \boldsymbol{\alpha}_{m|\Delta} \boldsymbol{\alpha}_{m|\Delta}^H + \boldsymbol{\gamma}_{m|\Delta} \boldsymbol{\gamma}_{m|\Delta}^H \right) \mathbf{W}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{e}_k
 \end{aligned} \tag{9}$$

$$\eta_{m,k|\Delta} = \frac{\mathbf{a}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{h}_{m,k|\Delta} \mathbf{h}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{a}_{m,k|\Delta}}{\mathbf{a}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{R}_{m,k|\Delta} \mathbf{a}_{m,k|\Delta}} \tag{11}$$

여기서 $\mathbf{a}_{m,k|\Delta}$ 와 $\mathbf{h}_{m,k|\Delta}$ 는 각각 $\mathbf{W}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{e}_k$ 와 $\boldsymbol{\beta}_{m|\Delta} \mathbf{e}_k$ 이며, $\mathbf{R}_{m,k|\Delta}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{m,k|\Delta} &= \rho \mathbf{I}_N + \boldsymbol{\beta}_{m|\Delta} (\mathbf{I}_N - \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T) \boldsymbol{\beta}_{m|\Delta}^H + \boldsymbol{\alpha}_{m|\Delta} \boldsymbol{\alpha}_{m|\Delta}^H \\
 &+ \boldsymbol{\gamma}_{m|\Delta} \boldsymbol{\gamma}_{m|\Delta}^H
 \end{aligned} \tag{12}$$

[10]에서 보인 바와 같이, $\eta_{m,k|\Delta}$ 을 최대화 시키는 $\mathbf{W}_{m,k|\Delta}^*$ 는 다음과 같은 최적화 문제로 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{W}_{m,k|\Delta}^* &= \arg \max_{\mathbf{W}_{m,k|\Delta}} \left\{ \mathbf{a}_{m,k,\Delta}^H \mathbf{h}_{m,k,\Delta} \mathbf{h}_{m,k,\Delta}^H \mathbf{a}_{m,k,\Delta} \right\}, \\
 &\text{subject to } \mathbf{a}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{R}_{m,k|\Delta} \mathbf{a}_{m,k|\Delta} = 1
 \end{aligned} \tag{13}$$

이와 같은 최적화 문제는 standard generalized eigenvalue 문제와 같으며^[10], 다음과 같은 해를 갖는다.

$$\mathbf{W}_{m,k|\Delta}^* = \boldsymbol{\beta}_{m|\Delta}^H \mathbf{R}_{m,k|\Delta}^{-1} \tag{14}$$

여기서 $\mathbf{R}_{m,k|\Delta}^{-1}$ 는 Matrix Inversion Lemma를 이용하면, 다음과 같이 주어질 수 있다.

$$\mathbf{R}_{m,k|\Delta}^{-1} = \mathbf{G}_{m|\Delta}^{-1} \left(\mathbf{I}_N + \frac{\mathbf{h}_{m,k|\Delta} \mathbf{h}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{G}_{m|\Delta}^{-1}}{1 - \mathbf{h}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{G}_{m|\Delta}^{-1} \mathbf{h}_{m,k|\Delta}} \right) \tag{15}$$

여기서 $\mathbf{G}_{m|\Delta}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{G}_{m|\Delta} = \rho \mathbf{I}_N + \boldsymbol{\beta}_{m|\Delta} \boldsymbol{\beta}_{m|\Delta}^H + \boldsymbol{\alpha}_{m|\Delta} \boldsymbol{\alpha}_{m|\Delta}^H + \boldsymbol{\gamma}_{m|\Delta} \boldsymbol{\gamma}_{m|\Delta}^H \tag{16}$$

따라서 m 번째 OFDM 심볼에 대해서는 부반송파 위치 k 에 관계없이 한번의 역행렬 계산만을 필요로 하며, 이때 $\mathbf{W}_{m,k|\Delta}^*$ 와 $\eta_{m,k|\Delta}^*$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{W}_{m,k|\Delta}^* = \boldsymbol{\beta}_{m|\Delta}^H \mathbf{G}_{m|\Delta}^{-1} \tag{17}$$

$$\eta_{m,k|\Delta}^* = \frac{\mathbf{h}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{G}_{m|\Delta}^{-1} \mathbf{h}_{m,k|\Delta}}{1 - \mathbf{h}_{m,k|\Delta}^H \mathbf{G}_{m|\Delta}^{-1} \mathbf{h}_{m,k|\Delta}} \tag{18}$$

또한, m 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파 위치에 사후 검출 SINR을 최대화 시키는 FFT 윈도우 시작 위치 $\Delta_{m,k}^*$ 는 다음과 같이 정의 될 수 있다.

$$\Delta_{m,k}^* = \arg \max_{\Delta} \left\{ \eta_{m,k|\Delta}^* \right\} \tag{19}$$

[11]에서 보인 바와 같이, MMSE-SD는 mutual information을 최대화 시켜 GMAC(Gaussian Multiple-Access Channel)의 total capacity를 달성한다. 이와 함께, MMSE-SD 과정에서 오차 전파의 영향을 최소화 하기 위하여 사후 검출 SINR을 기준으로 ordered SD를 적용할 수 있다. 그러나 (18)에서 알 수 있듯이 $\eta_{m,k|\Delta}^*$ 는 FFT 윈도우 시작 위치에 따라 달라질 수 있으며, 이로 인하여 m 번째 OFDM 심볼의 모든 신호를 검출하기 위해서는 최대 $|\max\{\delta\} - \min\{\delta\}| + 1$ 회의 FFT 연산이 필요하다. 여기서 δ 는 $\{\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_U\}$ 이다. 이와 같은 복잡도를 갖는 신호 검출 기법의 적용은 현실적으로 불가능하다.

따라서, 본 논문에서는 각 OFDM 심볼에 대해서 반복된 FFT 연산을 회피하면서 간섭의 영향을 완화하는 MMSE-BSD 기법을 제안한다. (1)에서 알 수 있듯이 TDoA로 인한 ISI를 완전히 제거하기 위해서는 그림 1과 같이 서브프레임 내에서 forward cancellation

과 backward cancellation이 필요하다.

제안하는 MMSE-BSD는 다음과 같이 두 단계로 이루어진다. 첫 번째로, OFDM 심볼 내의 각 부반송파 위치에서 사후 검출 SINR을 이용하여 ordered SD를 수행하며, 두 번째 단계에서는 앞서 검출된 심볼을 forward filter와 backward filter를 이용하여 서브프레임 내에서 TDoA에 의한 ISI를 제거한다. 그러나 서브프레임의 m 번째 OFDM 심볼 검출 과정에서는 $m+1$ 번째 OFDM 심볼에 대한 검출이 이루어지기 이전이므로 backward filter를 이용하여 이를 제거할 수 없다. 따라서 forward-SD 과정에서는 다음 심볼에 의한 간섭의 영향을 회피하기 위하여(즉, $\gamma_{m|\Delta} = \mathbf{0}_N$), 가장 먼저 수신되는 OFDM 심볼에 맞추어 FFT 윈도우 시작 위치를 설정(즉, $\Delta = \bar{\Delta} \lfloor \min\{\delta_u\} + G$)한다.

비선형 검출 기법은 검출 과정에서 간섭의 영향을 제거하여 선형 검출 기법과 비교하여 높은 성능 향상을 갖지만, 오차 전파 따른 성능 열화가 발생한다. 따라서 제안하는 기법에서는 서브프레임 내에서 m 이 증가함에 따른 오차 전파의 영향을 완화하기 위하여 서브프레임의 첫 번째 OFDM 심볼부터 신호를 검출하고 이를 제거하는 forward-SD와 함께, 서브프레임의 마지막 OFDM 심볼부터 신호를 검출하고 이를 제거하는 backward-SD를 수행한다. backward-SD 과정에서는 forward-SD와 마찬가지로 아직 검출되지 않은 이전 OFDM 심볼의 영향을 회피하기 위하여(즉, $\alpha_{m|\Delta} = \mathbf{0}_N$), 가장 늦게 수신되는 OFDM 심볼에 맞추어 FFT 윈도우 시작 위치를 설정(즉, $\Delta = \bar{\Delta} \lceil \max\{\delta_u\} + G$)한다.

앞서 설명된 바와 같이 forward-SD와 backward-SD는 서로 다른 FFT 윈도우 시작 위치를 갖기 때문에 사후 검출 SINR 역시 동일한 신호에 대하여 서로 다를 수 있다. 이로 인한 검출 성능과 오차 전파의 영향은 각 노드의 송신 시간과 전파 지연 시간 및 채널

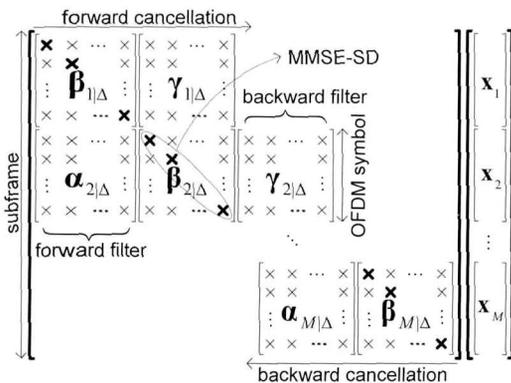


그림 1. Successive Detection in a subframe

의 PDP(Power Delay Profile) 등에 따라 달라질 수 있으며, 이를 완화하기 위해서는 m 번째 OFDM 심볼의 검출 과정에서 forward-SD와 backward-SD 중에서 오차 전파의 영향이 작은 방향을 선택할 필요가 있다. 제안하는 기법에서는 경관정에 대한 error metric을 사용하여, m 번째 OFDM 심볼의 forward error metric과 $M-m+1$ 번째 OFDM 심볼의 backward error metric을 각각 다음과 같이 정의한다.

$$\bar{\xi}_m = \sum_{m'=1}^{m-1} \sum_{u=1}^U \sum_{k \in \mathbf{k}_u} \left| \hat{x}_{m',k|\bar{\Delta}} - Q(y_{m',k|\bar{\Delta}}) \right| \quad (20)$$

$$\xi_m = \sum_{m'=M-m+1}^M \sum_{u=1}^U \sum_{k \in \mathbf{k}_u} \left| \hat{x}_{m',k|\bar{\Delta}} - Q(y_{m',k|\bar{\Delta}}) \right| \quad (21)$$

여기서 $Q(\cdot)$ 는 경관정 함수이다.

그림 2는 본 논문에서 제안된 MMSE-BSD 기법을 갖는 수신기의 구조를 보여주며, 이는 표 1의 pseudo-code로 나타낼 수 있다.

(20)과 (21)에서 알 수 있듯이, $\bar{\xi}_m$ 와 ξ_m 는 m 에 대하여 단조 증가 함수이다. 따라서 표 1에서와 같이 서브프레임의 첫 번째와 마지막 OFDM 심볼을 먼저 검출하면서 forward error metric과 backward error metric을 생성하고, 이후에 작은 error metric 값을 갖는 방향으로 순차적으로 신호를 검출하여 동일한 OFDM 심볼에 대하여 중복된 신호 검출을 회피하면서 오차 전파에 따른 성능 열하를 완화할 수 있다.

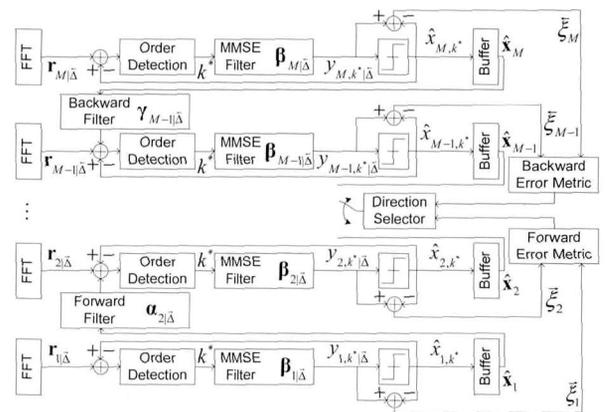


그림 2. MMSE B-SIC의 수신기 구조

IV. 모의실험

본 절에서는 모의실험을 통하여 시간/주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 제안된 MMSE-BSD 기법과

표 1. MMSE BSD의 Pseudo Code

Step A: Initialization
$dir = 1, m = 0, \hat{m} = M + 1, \xi = \hat{\xi} = 0$
Step A-1: Successive detection for the m -th OFDM symbol
if ($dir > 0$) $\{\Delta = \bar{\Delta}\}$ else $\{\Delta = \bar{\Delta}\}$
$m = m + dir, \beta = \beta_{m \Delta}$
Step B: Initialization
$\mathbf{k} = \{\emptyset\}$
Step B-1: Successive detection for the subcarrier k^* of the m -th OFDM symbol
$k^* = \arg \max_{k \in \{1, \dots, N\}, k \notin \mathbf{k}} \left\{ \frac{\mathbf{e}_k^T \beta^H (\rho \mathbf{I}_N + \beta \beta^H)^{-1} \beta \mathbf{e}_k}{1 - \mathbf{e}_k^T \beta^H (\rho \mathbf{I}_N + \beta \beta^H)^{-1} \beta \mathbf{e}_k} \right\}$
Step B-2: Detection for the data on the subcarrier k^*
$\mathbf{W}_{m,k^* \Delta}^* = \beta^H (\rho \mathbf{I}_N + \beta \beta^H)^{-1}$
$\hat{x}_{m,k^*} = \mathcal{Q}(\tilde{x}_{m,k^* \Delta})$
Step B-3: Update the error metric
$\xi = \xi + (\tilde{x}_{m,k^* \Delta} - \hat{x}_{m,k^*})$
Step B-4: Subtract the detected data from the received signal
$\mathbf{r}_{m \Delta} = \mathbf{r}_{m \Delta} - \beta \mathbf{e}_k \cdot \hat{x}_{m,k^*}, \beta = \beta (\mathbf{I}_N - \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T)$
Add element k^* to the set \mathbf{k} .
When all subcarrier are detected, go to Step A-2.
If not, go back to Step B-1.
Step A-2: Direction decision for successive detection
if ($\xi > \hat{\xi}$) $\{m \xrightarrow{\text{exchange}} \hat{m}, \xi \xrightarrow{\text{exchange}} \hat{\xi}, dir = -dir\}$
When m is equal to \hat{m} or all OFDM symbols are detected and $\xi < \hat{\xi}$, stop.
If not, go back to Step A-1.

기존 간섭 완화 기법들의 64QAM uncoded BER 성능을 비교한다. 모의실험에서는 기존의 기법으로, 각 노드의 신호를 검출하기 위하여 매 OFDM 심볼마다 U 번의 FFT를 필요로 하는 ZF-SUD(Single-user Detector)와 MMSE-OSIC MUD(Multi-user Detector)를 사용하였다.

Interleaved 자원할당 기법은 주파수 다이버시티 이득 관점에서 최적으로 알려져 있지만 노드간 간섭이 발생하는 경우에 블록 자원할당 기법보다 SINR의 감쇄가 심각하며^[12], 이동성을 고려한 파일럿 기반의 채널 추정에 적합하지 않은 단점이 있다. 따라서 모의실험에서는 메쉬 네트워크 시스템을 위한 OFDMA 자원 할당 기법으로 블록 타입의 자원 할당을 고려한다. 또한, 모의실험에서는 64개의 부반송파($N=64$)와 8 샘플의 보호구간($G=8$)을 사용하였으며, 채널 임펄스 응

답 길이는 9 샘플($L=9$)을 사용하였다. 각 노드간의 TDoA δ_u 와 각 다중 경로 페이딩 채널의 정규화된 도플러 주파수 $\epsilon_{u,l}$ 는 각각 $-5 \sim 5$ 샘플과 $-0.05 \sim 0.05$ 내에서 uniform 분포를 가지며, 수신 신호의 전력 차이 또한 3dB 내에서 uniform 분포를 갖는 환경을 고려하였다.

그림 3과 4는 uniform PDP를 갖는 환경에서 $M=5$ 인 경우와 $M=7$ 인 경우에 대하여 평균 SNR에 따른 BER 성능을 보여준다. 모의실험 결과에서 알 수 있듯이, ZF-SUD는 서브프레임 내의 심볼 수에 관계없이 10^{-1} 에서 오차 마루가 발생한다. MMSE-OSIC MUD는 30dB 이상에서 10^{-1} 까지 오차 마루 현상이 발생하지 않지만, undesired OFDM 심볼에 의한 $\alpha_{m|\Delta}$ 와 $\gamma_{m|\Delta}$ 의 영향을 효과적으로 제거하지 못하는 것을 확인할 수 있다. Forward-SD와 backward-SD는 각각 $\gamma_{m|\Delta}$ 와 $\alpha_{m|\Delta}$ 의 영향을 회피하여 약 27dB 보다 높은 평균 SNR에서는 MMSE-OSIC MUD 보다 낮은 BER을 갖지만, 그보다 낮은 SNR에서는 서브프레임 내의 심볼 수가 증가함에 따라 오차 전파로 인한 성능 열하

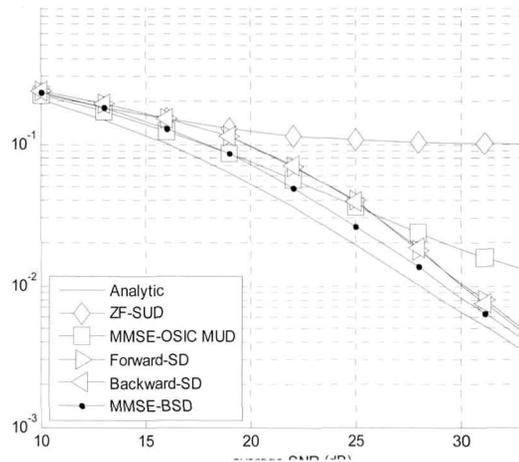


그림 3. $M=5$, uniform PDP

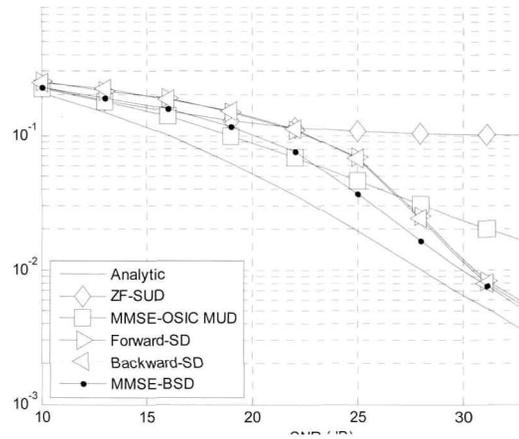


그림 4. $M=7$, uniform PDP

가 크게 발생하여 MMSE-OSIC MUD 보다 높은 BER을 갖는 것을 확인할 수 있다. 반면에 제안된 MMSE-BSD 기법은 심볼 수 증가에 따른 성능 열하가 크지 않으며, 30dB SNR 이상에서 이론적인 성능과 비교하여 약 1dB 이하의 성능 열하만 발생하는 것을 확인할 수 있다.

그림 5는 지수적으로 감소하는 PDP를 갖는 환경에서 $M=5$ 인 경우에 평균 SNR에 따른 BER 성능을 보여준다. PDP가 지수적으로 감소하는 경우, (1)에서 동일한 FFT 윈도우 시작 위치 오차의 크기에 대하여 이전 OFDM 심볼의 영향은 줄어드는 반면, $\gamma_{m|\Delta}$ 에 의한 다음 OFDM 심볼의 영향은 커진다. 따라서, MMSE-OSIC MUD는 검출되지 않은 다음 심볼의 영향이 더욱 증가하여 그림 3과 비교하여 성능 열하가 발생한다. 또한, forward-SD는 backward-SD보다 높은 사후 검출 SINR을 가질 뿐 아니라 오차 전파의 영향이 작기 때문에 그림 3과 비교하여 낮은 BER을 가지며, backward-SD는 높은 BER을 갖는다. 반면에 제안된 기법은 그림 3과 비교하여 약간의 성능 열하가 발생하지만, 여전히 간섭의 영향을 효과적으로 완화하는 것을 확인할 수 있다.

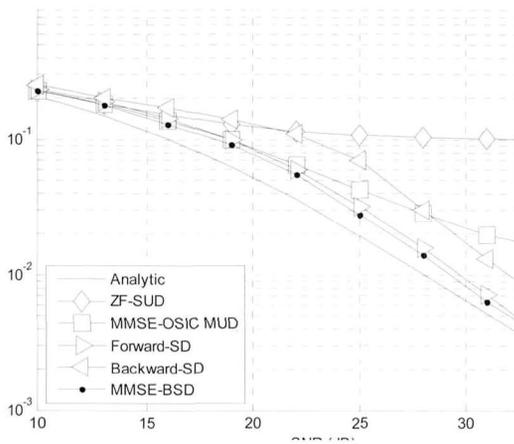


그림 5. $M=5$, exponentially decaying PDP

V. 결 론

본 논문에서는 OFDMA 기반 메쉬 네트워크 시스템에서 시간/주파수 선택적 페이딩 채널과 TDoA에 의한 간섭의 영향을 효과적으로 완화할 수 있는 MMSE-BSD 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 기존의 MUD와 달리 중복된 FFT 연산을 회피하며, forward-SD와 backward-SD를 통하여 오차 전파에 의한 성능 열하를 효과적으로 극복한다. 제안하는 기법

은 기존의 기법과 비교하여 서브프레임 내의 OFDM 심볼 수가 증가함에 따른 오차 전파의 영향이 크지 않으며, PDP 분포에 관계없이 효과적으로 간섭의 영향을 완화 시키는 것을 모의실험을 통하여 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] IEEE 802.16m-09/0034r4, IEEE 802.16m system description document, Dec. 2010.
- [2] 3GPP TR 36.912, “Feasibility study for Further Advancements for E-UTRA (LTE-Advanced)”.
- [3] 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.
- [4] Y. Mostofi and D. C. Cox, “Mathematical analysis of the impact of timing synchronization errors on the performance of an OFDM system,” IEEE Trans. on Commun., Vol.54, No.2, pp. 226-230, Feb. 2006.
- [5] S. Manohar, D. Sreedhar, V. Tikia, and A. Chockalingam, “Cancellation of multiuser interference due to carrier frequency offsets in uplink OFDMA,” IEEE Trans. Wireless Commun., Vol.6, No.7, pp.2560-2571, July 2007.
- [6] E. Sourour and M. Nakagawa, “Mutual Decentralized Synchronization for Intervehicle Communications,” IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol.48, pp.2015-2027, Nov. 1999.
- [7] K. A. Hamdi, “Precise interference analysis of OFDMA time-asynchronous wireless ad-hoc networks,” IEEE Trans. on Wireless Commun., Vol.9, No.1, Jan. 2010. R. Raghunath and A. Chockalingam, “SIR analysis and interference cancellation in uplink OFDMA with large carrier frequency and timing offsets,” IEEE Trans. Wireless Commun., Vol.8, No.5, pp.2202-2208, May 2009.
- [8] R. Raghunath and A. Chockalingam, “SIR analysis and interference cancellation in uplink OFDMA with large carrier frequency and timing offsets,” IEEE Trans. Wireless Commun., Vol.8, No.5, pp.2202-2208, May 2009.

