

SDD 기반 OFDMA 시스템을 위한 간섭 완화 기법

정회원 박 창 환*, 고 요 한*, 김 무 철*, 박 경 원**, 전 원 기**,
백 종 호**, 이 석 필***, 종신회원 조 용 수*

Mitigation Techniques for OFDMA Systems Based on SDD

Chang Hwan Park*, Yo Han Ko*, Moo Chul Kim*, Kyung-won Park**, Won-gi Jeon**,
Jong-ho Paik**, Seok Pil Lee*** *Regular Members*, Yong Soo Cho* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 옥내환경의 무선전송을 위한 SDD(Synchronous Digital Duplexing)/OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 시스템에서 AP(Access Point)와 SS(Subscriber Station)의 TDoA(Time Difference of Arrival)와 CFO(Carrier Frequency Offset)에 의해 발생하는 상·하향링크 OFDM 심볼의 IBI(Inter Block Interference)와 ICI(Inter Carrier Interference)의 영향을 극복하기 위한 TSF(Time-domain Shortening Filter)와 FSF(Frequency-domain Shortening Filter)를 제안한다. 제안된 TSF와 FSF는 상호 레인징 과정에서 획득한 AP와 각 SS에 대한 채널응답 및 동기 정보를 이용하여, 시간영역과 주파수영역에서 SIRST(SIR for Shortening in Time)와 SINRSF(SINR for Shortening in Frequency)를 최대화한다. 제안된 TSF와 FSF는 SDD/OFDMA 시스템에서 TDoA에 따른 effective 채널응답과 CFO에 따른 ICI의 영향을 효과적으로 감쇄시키는 것을 모의실험을 통하여 확인한다.

Key Words : SDD, OFDM, IBI, ICI, Shortening

ABSTRACT

In this paper, we propose mitigation techniques using time-domain shortening filter (TSF) and frequency-domain shortening filter (FSF) to overcome inter-block interference (IBI) and inter-carrier interference (ICI) due to the time difference of arrival (TDoA) and carrier frequency offset (CFO) between downlink and uplink signals from access point (AP) and subscriber station (SS) in synchronous digital duplexing (SDD)/orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) systems for indoor wireless communication. The proposed TSF and FSF maximize SIR for shortening in time (SIRST) and SINR for shortening in frequency (SINRSF), respectively, by using channel impulse responses and timing information among stations, obtained from mutual ranging procedure. It is verified by computer simulation that the proposed TSF and FSF reduce effectively the effects of IBI and ICI in the SDD/OFDMA systems.

1. 서 론

현재 통신 시스템의 이중화 방식에는 FDD, TDD, Zipser 등이 있으며^{[1][2]}, 최근에는 OFDM 기반의 디

※ 본 연구는 전자부품연구원과 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원(R01-2008-000-10406-0)을 받아 이루어졌습니다.

※ 본 논문은 2009년 JCCI 우수논문으로 추천 되었습니다.

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

** Advanced Mobile Technology Research Center, Korea Electronics Technology Institute, KOREA

*** Broadcasting • Communication Convergence Research Center, Korea Electronics Technology Institute, KOREA

논문번호 : KICS2009-05-207, 접수일자 : 2009년 05월 18일, 최종논문접수일자 : 2009년 7월 29일

지털 이중화 방식으로 ODD(Orthogonal Division Duplexing), OFDD(Orthogonal Frequency Division Duplexing), SDD(Synchronous Digital Duplexing) 방식이 제안되었다[3][4][5]. TDD와 FDD 방식은 상·하향링크의 TG(Transition Gap)과 보호대역(guard band)의 사용으로 자원효율(bps/Hz)을 감소시키고, TDMA 방식은 효율적인 자원할당의 제약을 갖는다^[1]. 이러한 단점을 효율적으로 극복할 수 있는 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기반의 SDD는 상·하향링크 신호를 동시에 송·수신하기 위해 상호 레인징(mutual ranging) 과정을 통하여 셀 내 모든 링크의 상호 시간 동기 정보와 상호 채널 정보를 획득한다. 획득한 정보는 SDD 방식의 전송 시간 할당 및 대역 할당, FFT(Fast Fourier Transform) 윈도우 시작위치 설정, CS(cyclic suffix) 길이 설정 등에 이용된다. 그러나 SDD 방식에서는 다중 사용자의 위치와 동기화 기법의 성능에 따라 상·하향링크 신호 사이에 상이한 TDoA(Time Difference of Arrival) 및 CFO(Carrier Frequency Offset)가 발생 가능하며, 이는 IBI(Inter-Block Interference)와 ICI(Inter-Carrier Interference)에 의한 성능 열화를 야기한다. SDD/OFDMA 시스템의 IBI는 Zipper 방식에서 반향(echo) 경로에 의하여 채널응답이 보호구간보다 길어지는 현상과 유사하며 [2][6], DMT(Discrete Multitone) 시스템에서 이에 대한 연구가 이루어져왔다^[7]. 또한, 주파수영역의 ICI는 시간영역의 IBI와 유사한 관계에 있다^[8].

본 논문에서는 SDD/OFDMA 시스템에서 상호 레인징 과정으로 획득한 AP와 각 SS의 채널응답 및 동기 정보를 이용하여 상·하향링크의 송·수신 신호간에 발생 가능한 IBI와 ICI 영향을 완화시킬 수 있는 TSF(Time-domain Shortening Filter)와 FSF(Frequency-domain Shortening Filter)를 제안한다. TSF는 TDoA에 의한 effective 채널응답에 대하여 SIRST(SIR for Shortening in Time)를 최대화하고, FSF는 잔류 CFO에 의한 ICI에 대하여 SINRSF(SINR for Shortening in Frequency)를 최대화한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 TDoA에 의한 IBI 영향을 완화시킬 수 있는 FSF를 제안하고, III장에서는 CFO에 의한 ICI의 영향을 완화시킬 수 있는 TSF를 제안한다. IV장에서는 모의실험을 통해 제안된 TSF와 FSF 방식의 성능을 검증하며, V장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 인접 심볼간 간섭 완화 기법

SDD/OFDMA 시스템에서는 AP와 각 SS가 상·하향링크를 동시에 송·수신한다^[5]. 이때, AP로부터 하향링크를 수신하는 SS는 그림 1과 같이 AP와 다른 SS간에 상이한 TDoA δ_s 와 CFO ϵ_s 를 갖는 신호를 수신하게 되는데, 이에 대한 시간영역 표현은 다음과 같이 주어진다.

$$y_r(n) = \sum_{s=0}^S \left\{ h_s(n - \delta_s) * x_s(n) e^{j\frac{2\pi\epsilon_s}{N}n} \right\} + z(n) \quad (1)$$

여기서 S 는 상향링크 신호를 송신하는 SS의 수를 나타내고, $s=0$ 인 경우는 AP의 하향링크 신호를 나타낸다. $x_s(n)$, $h_s(n)$, $z(n)$ 는 각각 N 샘플의 FFT를 사용하는 OFDM 심볼에 대하여 AP와 s 번째 SS의 송신신호, 채널응답, AWGN의 n 번째 샘플을 나타낸다. $x_s(n)$ 과 $z(n)$ 은 $N\sigma_x^2$ 와 σ_n^2 의 전력을 갖는다고 가정한다^[9].

하향링크 신호를 수신하는 SS에서 TDoA가 고려된 effective 채널응답의 샘플 수 L_n^e 는 다음과 같이 주어진다.

$$L_n^e = \delta_m + L_n, \quad m = \arg \max_s |\delta_s| \quad (2)$$

여기서 L_n 는 $h_s(n)$ 의 샘플 수를 나타낸다.

SS에 수신된 OFDM 신호 (1)에 대하여 TDoA가 고려된 effective 채널응답은 (2)에 의하여 이전 OFDM 심볼로부터 δ_m 샘플의 간섭을 일으킨다. 이와 같은 IBI는 ISI와 ICI를 발생시키게 되는데[10], 이때 간섭량은 AP와 SS들의 위치에 의존적이다. 본 절에서는 이를 극복하기 위하여 각 SS에 대하여 TDoA가 고려된 effective 채널응답 길이를 L_w 로

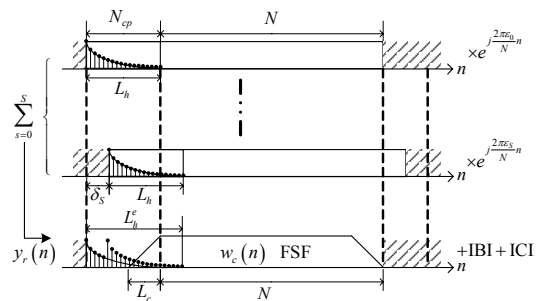


그림 1. SDD/OFDMA 시스템에서 SS의 수신신호

줄일 수 있는 TSF를 제안한다. IBI가 발생하지 않는 채널응답의 길이 L_w 은 FSF 길이 L_c 와 FFT 크기를 고려하여 다음과 같이 표현된다.

$$L_w = N_{cp} - L_c + 1 \quad (3)$$

$w_b(n)$ 계수를 갖는 TSF를 통과한 신호 $y_b(n)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} y_b(n) &= w_b(n) * y_r(n) \\ &= \sum_{s=0}^S \left\{ \underbrace{w_b(n) * h_s(n - \delta_s)}_{h_s^c(n)} * \underbrace{x_s(n)}_{x_s'(n)} e^{j \frac{2\pi s n}{N}} \right\} + w_b(n) * z(n) \\ &= \sum_{s=0}^S \{ h_s^c(n) * x_s'(n) \} + w_b(n) * z(n) \end{aligned} \quad (4)$$

TSF의 계수를 구하기 위하여 TSF를 통과한 후 보상된(compensated) 채널응답 $h_s^c(n)$ 를 다음과 같이 벡터 $\mathbf{h}_s^c \in \mathbb{C}^{L_h^c + L_b - 1}$ 로 정의한다.

$$\mathbf{h}_s^c = \mathbf{H}_s^c \mathbf{w}_b \quad (5)$$

여기서 \mathbf{h}_s^c 와 $\mathbf{w}_b \in \mathbb{C}^{L_b}$ 는 $(h_s^c(0), \dots, h_s^c(L_h^c + L_b - 2))^T$ 와 $(w_b(0), \dots, w_b(L_b - 1))^T$ 이고, $(\cdot)^T$ 와 L_b 는 (\cdot) 의 transpose와 TSF의 길이를 나타낸다. Effective 채널 응답 행렬 $\mathbf{H}_s^c \in \mathbb{C}^{(L_h^c + L_b - 1) \times L_b}$ 는 다음과 같이 Toeplitz 행렬로 표현된다.

$$\mathbf{H}_s^c = \begin{bmatrix} h_s^c(0) & 0 & \dots & 0 \\ h_s^c(1) & h_s^c(0) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \\ h_s^c(L_h^c - 1) & h_s^c(L_h^c - 2) & \dots & h_s^c(L_h^c - L_b) \\ 0 & h_s^c(L_h^c - 1) & \dots & h_s^c(L_h^c - L_b + 1) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_s^c(L_h^c - 1) \end{bmatrix} \quad (6)$$

where $h_s^c(n) = h_s(n - \delta_s)$

TSF를 통과한 s 번째 SS의 effective 채널응답은 다음과 같이 L_w 크기의 벡터 \mathbf{h}_s^a 와 $L_h^c + L_b - L_w - 1$ 크기의 벡터 \mathbf{h}_s^b 로 나뉘어진다.

$$\mathbf{h}_s^a = \mathbf{H}_s^a \mathbf{w}_b = (\mathbf{P}_s^a \mathbf{H}_s^c) \mathbf{w}_b \quad (7)$$

$$\mathbf{h}_s^b = \mathbf{H}_s^b \mathbf{w}_b = (\mathbf{P}_s^b \mathbf{H}_s^c) \mathbf{w}_b \quad (8)$$

여기서 \mathbf{P}_s^a 와 \mathbf{P}_s^b 는 indication 행렬이며, 다음에 지정된 위치를 제외한 모든 원소는 0의 값을 갖는다.

$$\mathbf{P}_s^a \in \mathbb{Z}^{L_w \times (L_h^c + L_b - 1)} : [\mathbf{P}_s^a]_{i,j} = 1, \text{ where } j = i \quad (9)$$

$$\mathbf{P}_s^b \in \mathbb{Z}^{(L_h^c + L_b - L_w) \times (L_h^c + L_b - 1)} : [\mathbf{P}_s^b]_{i,j} = 1, \text{ where } j = i + N_{cp} - L_c + 1 \quad (10)$$

여기서 $[\mathbf{X}]_{i,j}$ 는 행렬 \mathbf{X} 의 i 번째 행과 j 번째 열의 원소를 나타낸다. \mathbf{h}_s^a 와 \mathbf{h}_s^b 의 전력은 (11)과 (12)와 같이 표현되고, SIRST는 (13)과 같이 정의된다.

$$(\mathbf{w}_b)^H \mathbf{A} \mathbf{w}_b = \sum_{s=0}^S (\mathbf{h}_s^a)^H \mathbf{h}_s^a = (\mathbf{w}_b)^H \left(\sum_{s=0}^S (\mathbf{H}_s^a)^H \mathbf{H}_s^a \right) \mathbf{w}_b \quad (11)$$

$$(\mathbf{w}_b)^H \mathbf{B} \mathbf{w}_b = \sum_{s=0}^S (\mathbf{h}_s^b)^H \mathbf{h}_s^b = (\mathbf{w}_b)^H \left(\sum_{s=0}^S (\mathbf{H}_s^b)^H \mathbf{H}_s^b \right) \mathbf{w}_b \quad (12)$$

$$\text{SIRST} \equiv 10 \log \left(\frac{(\mathbf{w}_b)^H \mathbf{A} \mathbf{w}_b}{(\mathbf{w}_b)^H \mathbf{B} \mathbf{w}_b} \right) \quad (13)$$

따라서 SIRST를 최대화하기 위한 TSF \mathbf{w}_b 는 $(\mathbf{w}_b)^H \mathbf{A} \mathbf{w}_b$ 을 1로 만족시키면서 $(\mathbf{w}_b)^H \mathbf{B} \mathbf{w}_b$ 을 최소화한다. 이때, L_w 는 L_b 보다 같거나 크고 \mathbf{A} 와 \mathbf{B} 는 non-singular하다고 가정하면, Hermitian 행렬 \mathbf{A} 와 \mathbf{B} 는 positive definite하며, \mathbf{A} 는 다음과 같이 Cholesky 분해 가능하다.

$$\mathbf{A} = \mathbf{Q} \mathbf{D} \mathbf{Q}^H = (\mathbf{Q} \mathbf{M})(\mathbf{Q} \mathbf{M})^H = \mathbf{\Lambda} \mathbf{\Lambda}^H \quad (14)$$

$(\mathbf{w}_b)^H \mathbf{A} \mathbf{w}_b = \mathbf{a}^H \mathbf{a} = 1$ 을 만족하는 벡터 $\mathbf{a} = \mathbf{\Lambda}^H \mathbf{w}_b$ 를 정의하면, (12)는 (15)와 같이 표현된다. Lagrange multiplier λ 를 사용하여 이 벡터를 포함한 Lagrangian 함수를 (16)과 같이 정의할 수 있다.

$$(\mathbf{w}_b)^H \mathbf{B} \mathbf{w}_b = \mathbf{a}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{B} (\mathbf{\Lambda}^H)^{-1} \mathbf{a} = \mathbf{a}^H \mathbf{C} \mathbf{a} \quad (15)$$

$$l(\mathbf{a}, \lambda) = \mathbf{a}^H \mathbf{C} \mathbf{a} + \lambda (1 - \mathbf{a}^H \mathbf{a}) \quad (16)$$

따라서, SIRST를 최대화하는 λ 와 \mathbf{a} 는 \mathbf{C} 의 eigenvalue 중 최소값과 그에 대한 eigenvector이며, SIRST를 최대화하는 TSF는 $\mathbf{w}_b = (\mathbf{\Lambda}^H)^{-1} \mathbf{a}$ 이다. 이때,

SIRST는 다음과 같이 주어진다.

$$\text{SIRST} = -10\log(\lambda) \quad (17)$$

III. 인접 주파수간 간섭 완화 기법

(1)에서 δ_s 에 의한 effective 채널응답의 IBI 영향이 제안된 TSF에 의하여 제거되어 이에 대한 ICI가 존재하지 않는다고 가정하는 경우에도, 수신 심볼에는 (4)에서 $x'_s(n)$ 에 포함된 ϵ_s 에 의하여 ICI가 여전히 존재한다. 본 절에서는 이와 같은 CFO에 의한 ICI 영향을 완화할 수 있는 FSF를 제안한다. 각 SS의 잔류 CFO 차이가 충분히 작다고 가정하면 각 SS의 잔류 CFO ϵ_s 의 첨자 s 를 무시할 수 있다.

주파수영역에서 인접 채널간 간섭이 존재하지 않을 FSF의 계수 $w_c(k)$ 의 조건 식 (18)은 시간영역에서 (19)와 같이 주어진다.

$$w_c(k) = \begin{cases} 1 & (k=0) \\ 0 & (k \neq 0) \end{cases} \quad (18)$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} w_c(T_s(n+Nm)) = \Delta f, \quad 0 \leq n < N \quad (19)$$

여기서 $w_c(n)$ 은 FSF의 시간영역 윈도우 계수를 나타내며, ∇f 는 인접 주파수간 간격을 나타낸다. 따라서 $w_c(n)$ 은 (19)로부터 다음과 같이 벡터 \mathbf{w}_c 로 정의될 수 있다.

$$\mathbf{w}_c = \mathbf{d} + \mathbf{Q}\mathbf{g} \in \mathbb{R}^{N+L_c} \quad (20)$$

$$\mathbf{w}_c = (w_c(-\alpha), \dots, w_c(N+\alpha))^T \quad (21)$$

여기서 \mathbf{d} , \mathbf{Q} , \mathbf{g} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{d} = \left(\underbrace{0, \dots, 0}_\alpha, \underbrace{1, \dots, 1}_N, \underbrace{0, \dots, 0}_{\alpha+1} \right)^T \quad (22)$$

$$\mathbf{Q} = (\mathbf{I}_{L_c}, \mathbf{0}_{L_c \times (N-L_c)}, -\mathbf{I}_{L_c})^T \quad (23)$$

$$\mathbf{g} = (g(0), \dots, g(L_c-1))^T \quad (24)$$

여기서 $L_c = 2\alpha + 1$ 이다.

ϵ 이 존재하는 경우에 FSF를 통과한 k' 번째 주파수 성분이 ∇f 만큼 인접한 부반송파에 미치는 간섭은 다음과 같이 표현된다.

$$K(\Delta k, \epsilon) \stackrel{k'=k+\Delta k}{=} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w_c(n) e^{j2\pi n(\Delta k + \epsilon)/N} = \kappa \left(\frac{1}{e^{j2\pi n(\Delta k + \epsilon)/N} - 1} - \sum_{n=0}^{2\alpha} g(n) e^{j2\pi(n-\alpha)(\Delta k + \epsilon)/N} \right) \quad (25)$$

여기서 $\kappa = (e^{j2\pi\epsilon} - 1)/N$ 이고, k' 번째 주파수 성분이 다른 부반송파들에 미치는 영향은 다음과 같이 벡터 \mathbf{k} 로 정의된다.

$$\mathbf{k} = \kappa(\mathbf{e} - \mathbf{F}\mathbf{g}) \quad (26)$$

$$\mathbf{k} = (K(1, \epsilon), \dots, K(N-1, \epsilon))^T \quad (27)$$

여기서 \mathbf{e} 와 \mathbf{F} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{e} = \left(\frac{1}{e^{j2\pi(1+\epsilon)/N} - 1}, \dots, \frac{1}{e^{j2\pi(N-1+\epsilon)/N} - 1} \right)^T \quad (28)$$

$$\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{(N-1) \times L_c} : [\mathbf{F}]_{\Delta k, n} = e^{j2\pi(n-\alpha-1)(\Delta k + \epsilon)/N} \quad (29)$$

잔류 CFO가 매우 작다고 가정하면 $|K(0, \epsilon)|^2 \approx 1$ 이 된다. (27)에서 k' 번째 부반송파 위치에 전력파 ICI 및 잡음의 전력비 SINRSF는 다음과 같이 정의된다.

$$\text{SINRSF} \equiv \frac{1}{\mathbf{k}^H \mathbf{k} + \sigma_s^2 \mathbf{w}_c^H \mathbf{w}_c} \quad (30)$$

여기서 $\sigma_s^2 = \sigma_n^2 / (N\sigma_x^2)$ 이다. 따라서 SINRSF를 최대화 하는 \mathbf{w}_c 는 $\mathbf{k}^H \mathbf{k} + \sigma_s^2 \mathbf{w}_c^H \mathbf{w}_c$ 을 최소화한다. 이를 만족하는 FSF의 \mathbf{g} 와 FSF를 통과한 신호 $y_c(n)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{g} = (|\kappa|^2 \text{Re}\{\mathbf{F}^H \mathbf{F}\} + 2\sigma_s^2 \mathbf{I})^{-1} (|\kappa|^2 \text{Re}\{\mathbf{F}^H \mathbf{e}\} - \sigma_s^2 \mathbf{Q}^T \mathbf{d}) \quad (31)$$

$$y_c(n) = w_c(n) y_w(n) = \sum_{s=0}^S \left\{ w_c(n) h_s^c(n - (\alpha+1)) * x_s(n - (\alpha+1)) e^{j\frac{2\pi s}{N}(n - (\alpha+1))} \right\} + w_c(n) \{w_b(n - (\alpha+1)) * z(n - (\alpha+1))\} \quad (32)$$

여기서 $y_w(n) = y_b(n - (\alpha+1))$, $0 \leq n < N + L_c$ 이다.

FSF를 통과한 신호는 AP 신호의 검출을 위하여 다음과 같이 $N+L_c$ 크기의 DFT를 필요로 한다.

$$\begin{aligned}
 Y_c(k) &= \sum_{n=0}^{N+2\alpha} y_c(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\
 &= \sum_{n=0}^{\alpha-1} \{w_c(n)y_w(n) + w_c(n+N)y_w(n+N)\} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\
 &\quad + \sum_{n=\alpha}^{2\alpha} \{w_c(n)y_w(n) + w_c(n+N)y_w(n+N)\} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\
 &\quad + \sum_{n=2\alpha+1}^{N-1} \{w_c(n)y_w(n)\} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (33)
 \end{aligned}$$

여기서 FSF를 통과한 $y_c(n)$ 는 다음과 같이 $y'_c(n)$ 로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 &\text{i) } 0 \leq n < \alpha \\
 &\quad y'_c(n) = w_c(n)y_w(n) + w_c(n+N)y_w(n+N) \\
 &\text{ii) } \alpha \leq n \leq 2\alpha \\
 &\quad y'_c(n) = w_c(n)y_w(n) + w_c(n+N)y_w(n+N) \\
 &\text{iii) } 2\alpha + 1 \leq n < N \\
 &\quad y'_c(n) = w_c(n)y_w(n) \quad (34)
 \end{aligned}$$

따라서, $Y_c(k)$ 는 N 크기의 FFT를 사용하여 (35)와 같이 표현되고, TSF를 통과한 채널과 FSF에 의해 발생한 위상 회전이 보상된 AP 신호 $\hat{X}_0(k)$ 는 (36)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 Y_c(k) &= \text{DFT}_{N+L_c}(w_c(n)y_w(n)) = W_c(k) * Y_w(k) \\
 &= \text{FFT}_N(y'_c(n)) = W_c(k) * Y_b(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}(\alpha+1)k} \\
 &\approx W_b(k) Y_r(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}(\alpha+1)k} \\
 &= H_s^c(k) X_s(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}(\alpha+1)k} + W_b(k) Z(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}(\alpha+1)k} \quad (35)
 \end{aligned}$$

$$\hat{X}_0(k) = Y_c(k) / H_s^c(k) e^{j\frac{2\pi}{N}(\alpha+1)k} \quad (36)$$

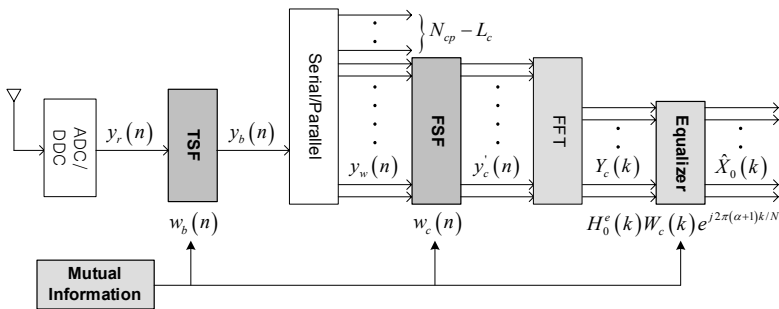


그림 2. SDD/OFDMA 시스템을 위한 제안된 수신기 블록도

여기서 $W_b(k)$, $Y_r(k)$, $H_s^c(k)$, $X_s(k)$, $Z(k)$ 는 $w_b(n)$, $y_r(n)$, $h_s^c(n)$, $x_s(n)$, $z(n)$ 의 주파수영역 표현을 나타낸다.

그림 2는 제안된 SDD/OFDMA 시스템에서의 간섭 완화를 위하여 TSF와 FSF를 적용한 수신기 구조를 보여준다.

IV. 모의실험

본 절에서는 옥내환경의 SDD/OFDMA 시스템을 위하여 제안된 TSF와 FSF의 성능을 모의실험을 통하여 확인한다. 모의실험에 사용된 파라미터는 표 1에 주어지 있다. 하향링크를 수신하는 SS를 제외한 3개의 SS와 AP는 각각 16개의 부반송파를 사용하였으며, $h_s(n)$ 의 PDP(Power Delay Profile)로 지수(exponential) 모델을 사용하였다.

그림 3은 (17)에 주어진 δ_{sm} 에 따른 SIRST를 보여준다. 여기서 $\delta_{sm} = (0, \delta_1, \dots, \delta_5)^T$ 은 $|\delta_m| = \max|\delta_s|$ 과 $\delta_m \delta_s \geq 0$ 을 만족하는 TDoA 벡터이다. 벡터 δ_{sm} 에 따른 SIRST($\text{SIRST}(\delta_{sm})$)와 평균 SIRST($E[\text{SIRST}(\delta_{sm})]$)는 거의 일치하며, $\delta_m = 0$ 을 기준으로 대칭이 되고, $|\delta_m|$ 이 증가함에 따라 감소하는 것을 확인할 수 있다.

표 1. 모의실험 파라미터

Parameters	Value
샘플링 주파수 ($1/T_s$)	20MHz
Number of SSs (S)	4 (3)
Number of subcarriers (N)	64
Length of cyclic prefix (N_{cp})	16
Length of TSF (L_b)	17
Length of FSF (L_c)	7
PDP model	exponential
Length of channel (L_h)	17

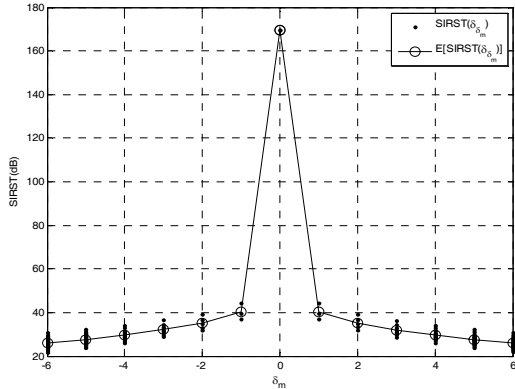


그림 3. δ_m 에 따른 SIRSF

그림 4는 $\delta_{10} = (0, 0, 0, 10)^T$ 인 경우에 effective 채널 응답과 II 장에서 제안된 기법을 적용하여 구한 TSF를 통과한 후 보상된 채널응답을 보여준다. 보상된 채널응답(compensated CIR)이 effective 채널응답(effective CIR)보다 채널이 shortening되어 IBI를 발생시키는 전력이 감쇄된 것을 확인할 수 있다.

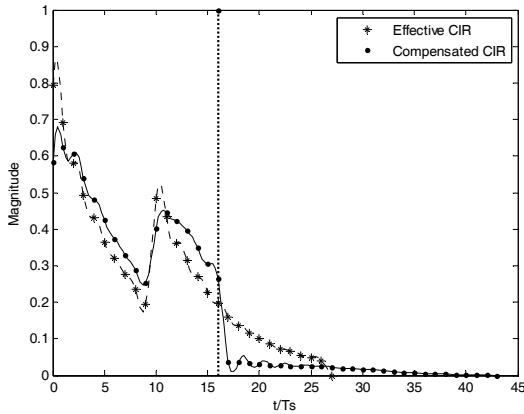


그림 4. TSF 적용시 채널응답, $\delta_{10} = (0, 0, 0, 10)^T$

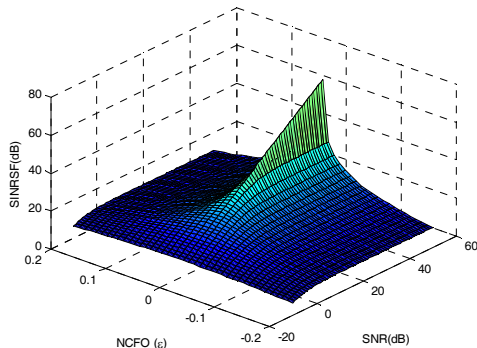


그림 5. ϵ 과 SNR에 따른 SINRSF

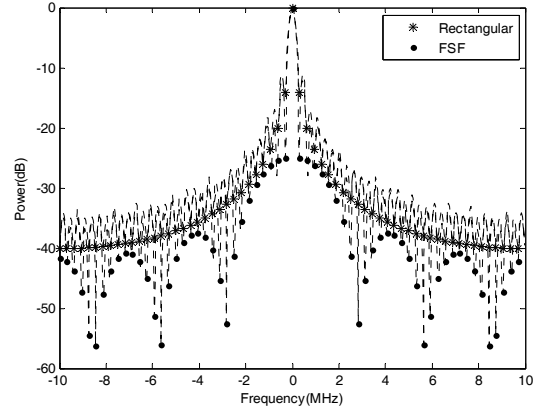


그림 6. FSF 적용시 주파수영역 전력, $\epsilon = 0.2$, SNR=20dB

그림 5는 (30)에 주어진 ϵ 과 SNR에 따른 SINRSF를 보여준다. SINRSF는 $\epsilon = 0$ 을 기준으로 대칭되며, $|\epsilon|$ 이 증가함에 따라 감소하는 것을 확인할 수 있다. $\epsilon \neq 0$ 인 경우에 10dB 이상의 SNR에 대하여 (30)과 (31)에서 σ_s^2 의 영향이 감소하는 것을 확인할 수 있다.

그림 6은 $\epsilon = 0.2$ 과 20dB의 SNR 환경에서 구형 윈도우를 사용한 경우(Rectangular)와 III 장에서 제안된 FSF를 사용한 경우에 대하여 ICI의 전력 분포를 보여준다. ϵ 이 존재하는 경우, FSF를 적용하여 ICI 영향을 감쇄시킬 수 있음을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 SDD/OFDMA 시스템에서 AP와 각 SS의 TDoA와 잔류 CFO로 발생하는 IBI와 ICI의 영향을 극복하기 위하여 TSF와 FSF를 제안하였다. 제안된 TSF와 FSF는 상호 레인징 과정에서 획득한 AP와 각 SS에 대한 채널응답 및 동기 정보를 이용하여 SIRSF와 SINRSF를 최대화한다. FSF는 구현 복잡도 감소를 위하여 기존의 FFT 구조를 사용 가능하도록 설계되었다.

참고 문헌

- [1] P. W. C. Chan, et. al., "The evolution path of 4G networks: FDD or TDD?," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 44, pp. 42-50, Dec. 2006.
- [2] F. Sjöberg, M. Isaksson, R. Nilsson, P. Ödling, S. K. Wilson, and P. O. Börjesson, "Zipper: A Duplex Method for VDSL Based on DMT," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, Aug. 1999.

- [3] D. Steer, K. Teo and B. Kirkland, "Novel method for communications using orthogonal division duplexing of signals (ODD)," *VTC'2002*, vol. 1, pp. 381-385, Sept. 2002.
- [4] R. Kimura and S. Shimamoto, "An Orthogonal Frequency Division Duplex (OFDD) System Using an Analog Filter Bank," *WCNC'2007*, pp. 2275-2280, Mar. 2007.
- [5] C. H. Park et. al., "A Synchronous Digital Duplexing Technique for Wireless Transmission in Indoor Environments," *VTC2009*, Apr. 2009.
- [6] F. Sjöberg et. al., "Asynchronous Zipper," *ICC'99*, vol. 1, pp. 231-235, Jun. 1999.
- [7] P.J.W. Melsa et. al., "Impulse Response Shortening for Discrete Multitone Transceivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 12, pp. 1662-1672, Dec. 1996.
- [8] S. H. Muller-Weinfurter, "Optimum Nyquist windowing in OFDM receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 3, pp. 417-420, Mar. 2001.
- [9] IEEE P802.11-97/96, "Tentative criteria for comparison of modulation methods," 1996.
- [10] S. Celebi, "Interblock interference(IBM) minimizing time-domain equalizer (TEQ) for OFDM," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 10, no. 8, pp. 232-234, Aug. 2003.

박 창 환 (Chang Hwan Park)

정회원



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

무선모뎀, OFDM 모뎀 설계, MMR 시스템

고 요 한 (Yo Han Ko)

정회원



2005년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 졸업(학사)
2007년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 졸업(석사)
2007년 3월~현재 중앙대학교
전자전기공학부 박사과정
<관심분야> 통신, OFDM, MIMO,
MMR

김 무 철 (Moo Chul Kim)

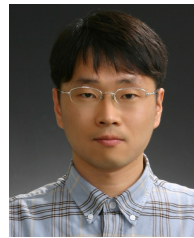
정회원



2008년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 졸업(학사)
2008년 3월~현재 중앙대학교
전자전기공학부 석사과정
<관심분야> 디지털 신호처리,
무선모뎀, OFDM 모뎀 설계

박 경 원 (Kyung-won Park)

정회원



1999년 2월 중앙대학교 전기공
학과 공학사
2001년 2월 중앙대학교 전기공
학과 공학석사
2005년 2월 중앙대학교 전기전
자공학부 공학박사
2005년 1월~현재 전자부품연구

원 선임연구원

<관심분야> 디지털 통신, OFDM 셀룰러/LAN 모
뎀, 디지털 방송 및 통신융합 시스템

전 원 기 (Won-gi Jeon)

정회원



1994년 2월 중앙대학교 전자공학과 공학사
1996년 2월 중앙대학교 전자공학과 공학석사
1999년 8월 중앙대학교 전자공학과 공학박사
2001년 7월 중앙대학교 전자전

기공학부 BK21 계약교수

2001년 8월~현재 전자부품연구원 책임연구원

<관심분야> OFDM 기반의 무선통신 시스템, 디지털 방송 및 통신융합 시스템

이 석 필 (Seok Pil Lee)

정회원



1990년 2월 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
1992년 2월 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사)
1997년 2월 연세대학교 대학원 전기전자공학과 졸업(공학박사)
1997년~2002년 대우전자 영상

연구소 선임연구원

2002년~현재 KETI 방송통신융합연구센터 센터장

백 중 호 (Jong-ho Paik)

정회원



1994년 2월 중앙대학교 전기공학과 공학사
1997년 2월 중앙대학교 전기공학과 공학석사
2007년 8월 중앙대학교 전기전자공학부 공학박사
1997년 1월~2003년 2월 전자

부품연구원 뉴미디어통신연구센터 선임연구원

2003년 3월~2005년 1월 전자부품연구원 DMB개발사업단 단장

2005년 2월~현재 전자부품연구원 DxB·통신융합연구센터 센터장

조 용 수 (Yong Soo Cho)

중신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자공학과 졸업(학사)
1987년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(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