

논문 2007-44TC-5-6

# OFDM 기반의 트랜스패런트 다중 홉 릴레이 시스템에서 도플러 확산의 영향 분석

( An Analysis of the Effect of Doppler Spread on Transparent  
Multi-hop Relays Systems Based on OFDM )

우 경 수\*, 조 용 수\*\*

( Kyung Soo Woo and Yong Soo Cho )

## 요 약

본 논문에서는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 트랜스패런트(transparent) 이동 다중 홉 릴레이(mobile multi-hop relay; MMR)시스템에서 MS(Mobile Station)가 이동함에 따라 발생하는 도플러 확산(Doppler spread)에 대한 영향을 분석한다. 상호협력(cooperative) MMR 또는 비상호협력(non-cooperative) 수율 증가(throughput enhancement; TE) MMR을 갖는 OFDM 시스템에서 부채널간 간섭(interchannel interference; ICI) 전력과 ICI 전력의 상계(upper bound)를 유도한다. 또한, 신호 대 간섭비(signal-to-interference ratio; SIR)와 SIR의 하계(lower bound)를 유도하고, WiBro(mobile WiMAX)용 파라미터를 이용하여 모의 실험을 통해 유도 결과를 검증한다.

## Abstract

In this paper, the effect of a Doppler Spread caused by a mobile station (MS) is analyzed for transparent mobile multi-hop relays (MMR) systems based on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). The exact expression of interchannel interference (ICI) power and the upper bounds of ICI power are derived for OFDM systems with cooperative MMR or non-cooperative throughput enhancement (TE) MMR. Also, the exact signal-to-interference ratio (SIR) and its lower bound as well as ICI power and its upper bound, derived in this paper, are evaluated by computer simulation with the OFDM parameter set used for mobile WiMax (WiBro) systems.

**Keywords :** Multi-hop Relay, Doppler spread, Doppler shift, OFDM, CFO

## I. 서 론

이동 다중 홉 릴레이(Mobile Multi-hop Relay; MMR) 시스템은 송신단과 수신단 사이에 분산적으로 존재하는 한 개 또는 다수 개의 릴레이(Relay Station; RS)를 이용하여 전송 신뢰도를 높이거나 다중화 이득을 확보함으로써 대역 효율성을 극대화하기 위하여 최근 활발히 연구되고 있다<sup>[1][2]</sup>. 이동통신망의 경우에는

BS(Base Station)와 MS(Mobile Station)간에 직접 통신도 가능하지만, 셀 경계에 있거나 전파 음영지역에 있는 MS들은 특정 위치에 Fixed RS(Fixed Relay Station; FRS)의 중계를 거쳐 BS과 통신하게 된다. 이와 같은 FRS의 중계 기능을 통해 서비스 불능 지역 또는 셀 경계에서의 서비스 영역까지 커버리지를 확대할 수 있을 뿐만 아니라 수율을 향상시킬 수 있다<sup>[3][4]</sup>. MMR 시스템은 트랜스패런트(transparent)와 넌-트랜스패런트(non-transparent) 릴레이 시스템으로 크게 구분되어진다. 트랜스패런트 릴레이 시스템은 RS와 연관된 MS가 MR(multi-hop relays)-BS의 커버리지 안에 속해있는 경우이며, 넌-트랜스패런트 릴레이 시스템은

\* 정회원, \*\* 평생회원, 중앙대학교  
(Chung Ang University)

※ 이 논문은 2005년도 중앙대학교 학술연구비 지원에 의한 것임.

접수일자: 2007년5월1일, 수정완료일: 2007년5월14일

MR-BS의 커버리지 밖에 MS가 위치한 경우를 나타낸다. 또한, 셀 내의 특정 위치에 FRS를 설치한 경우 BS와 RS 또는 다수개의 RS를 이용하여 상호협력(cooperative) 다이버시티 이득을 얻는 시스템을 상호협력 MMR 시스템이라고 한다.

OFDM 시스템은 보호구간으로 인하여 STO(symbol timing offset)에 비교적 덜 민감하고, 주파수 영역에서 쉽게 등화되는 장점이 있다. 그러나, OFDM 시스템은 부반송파간 간격이 매우 좁기 때문에 CFO(carrier frequency offset)에 매우 민감하다. CFO는 BS와 MS 사이의 오실레이터(oscillator)의 불일치 또는 MS의 이동에 의하여 발생될 수 있다. 즉, MS가 움직이는 환경에서 시간이 변화함에 따라 부반송파간의 직교성이 손실되어 ICI가 발생한다.

따라서, 본 논문에서는 OFDM 기반 트랜스퍼런트 MMR 시스템에서 MS가 이동함에 따라 발생하는 도플러 확산에 대한 영향을 분석한다.

## II. OFDM기반 트랜스퍼런트 MMR 시스템에서 ICI 전력과 ICI 전력의 상계(upper bound)

본 논문에서는 BS와 RS 모두 하나의 전송 안테나를 가지고 있고, MS 역시 하나의 수신 안테나를 가지고 있다고 가정한다.

### 1. TE MMR 시스템에서 ICI 전력과 ICI 전력의 상계(upper bound)

TE MMR 시스템에서 BS와 RS에서 전송된 OFDM 신호는 각각 다음과 같다.

$$s^{BM}(t) = Re \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} s_k^{BM} e^{j2\pi f_k t} \right\} \quad (1)$$

$$s^{RM}(t) = Re \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} s_k^{RM} e^{j2\pi f_k t} \right\} \quad (2)$$

여기서  $s^j(t)$ ,  $s_k^j$ 는 각각 시간 영역에서  $j$ 번째 송신단(BS 또는 RS)에서 전송된 OFDM 신호,  $k$ 번째 부반송파에서 변조된 복소 신호를 나타낸다.  $f_k = f_0 + k\Delta_f$ 는  $k$ 번째 부반송파의 주파수를 나타낸다. 여기서  $j$ 는 BM(BS-to-MS) 또는 RM(RS-to-MS)을 나타낸다.

송신단과 수신단 사이에 속도  $v$ 가 일정하다고 가정하면, 시간 영역에서 수신된 신호  $y(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{j=0}^{N_{st}-1} y^j(t) \\ &= Re \left\{ \sum_{j=0}^{N_{st}-1} \sum_{n=0}^{M-1} c_n^j \sum_{k=0}^{N-1} s_k^j e^{j2\pi(f_0+k\Delta_f+f_{k,n}^j)(t-\tau_n^j)} \right\} \quad (3) \\ &= Re \left\{ \sum_{j=0}^{N_{st}-1} \sum_{k=0}^{N-1} h_k^j(t) s_k^j e^{j2\pi f_k t} \right\} \end{aligned}$$

여기서

$$h_k^j(t) = \sum_{n=0}^{M-1} c_n^j e^{j2\pi(f_{k,n}^j t - (f_0+k\Delta_f+f_{k,n}^j)\tau_n^j)} \quad (4)$$

여기서  $M$ ,  $c_n^j$ ,  $\tau_n^j$ 는 각각 산란 성분(scatter)들의 수, 복소 다중 경로 이득(complex multipath gain), 경로 지연(path delay)를 나타낸다. 또한,  $f_{k,n}^j$ 는 방향  $\theta_n^j$ 에서  $n$ 번째 산란 성분으로부터 수신되는  $k$ 번째 부반송파의 도플러 천이를 나타내며, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} f_{k,n}^j &= (f_0+k\Delta_f) \frac{v}{c} \cos \theta_n^j \\ &= (f_0+k\Delta_f) \beta \cos \theta_n^j \\ &= \tilde{f}_k \cos \theta_n^j \end{aligned} \quad (5)$$

여기서  $\beta = v/c$ 이고,  $c$ 는 전파의 속도이다. (4)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$h_k^j(t) = \sum_{n=0}^{M-1} c_n^j e^{j\psi_n^{j(k)}(t)} \quad (6)$$

여기서

$$\begin{aligned} \psi_n^{j(k)}(t) &= 2\pi [f_{k,n}^j t - (f_0+k\Delta_f+f_{k,n}^j)\tau_n^j] \\ &= 2\pi [-(1+\beta \cos \theta_n^j)(f_0+k\Delta_f)\tau_n^j \\ &\quad + \beta(f_0+k\Delta_f)t \cos \theta_n^j] \\ &= -2\pi(1+\beta \cos \theta_n^j)(f_0+k\Delta_f)\tau_n^j \\ &\quad + 2\pi\beta(f_0+k\Delta_f)t \cos \theta_n^j \\ &= \phi + 2\pi\tilde{f}_k t \cos \theta_n^j \end{aligned} \quad (7)$$

여기서  $\phi$ 는  $(-\pi, \pi]$ 에서 유니폼 분포(uniformly distributed)인 랜덤 변수(random variable)로 나타내어질 수 있다. (4)와 (6)에서  $h_k^j(t)$ 는 NLOS(non-line of sight)와 LOS(line of sight) 성분의 합으로 고려될 수 있고, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_k^j(t) = \frac{1}{\sqrt{K+1}} \sum_{n=1}^{M-1} c_n^j e^{j\psi_n^{j(k)}(t)} + \sqrt{\frac{K}{K+1}} c_0^j e^{j\psi_0^{j(k)}(t)} \quad (8)$$

여기서  $K$ 는 라이시안 팩터(Ricean factor)이고, LOS 성분과 NLOS 성분의 전력 비율이다. (8)로부터,  $h_k^j(t)$ 의 자기 상관 함수(auto-correlation function)는 다음과

같이 나타낼 수 있다[5].

$$r_k^j(\tau) = \frac{1}{K+1} \int_{-\pi}^{\pi} p(\theta) e^{-j2\pi\tilde{f}_k \cos(\theta)\tau} d\theta + \frac{K}{K+1} e^{-j2\pi\tilde{f}_k \cos(\theta_0^j)\tau} \quad (9)$$

(9)로부터,  $r_k^j(\tau)$ 는 입사각(angle of arrival)  $p(\theta)$ 의 확률 분포에 의존적인 것을 확인할 수 있다. Von Misis/Tikhonov 분포를 이용하면, 입사각의 확률 분포  $p(\theta)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi I_0(\kappa)} e^{\kappa \cos(\theta - \alpha)}, \quad \theta \in (-\pi, \pi] \quad (10)$$

여기서  $\alpha$ 는 MS가 이동하는 방향이고,  $\kappa$ 와  $I_0(\kappa)$ 는 각각 빔폭(beamwidth), 수정된 제 1종 0차 Bessel 함수이다. (10)를 (9)에 대입하면, 자기 상관 함수  $r_k^j(\tau)$ 는 다음과 같이 유도된다.

$$r_k^j(\tau) = \frac{1}{K+1} \frac{J_0(\sqrt{\Gamma})}{I_0(\kappa)} + \frac{K}{K+1} e^{-j2\pi\tilde{f}_k \cos(\theta_0^j)\tau} \quad (11)$$

여기서

$$\Gamma = -\kappa^2 + (2\pi\tilde{f}_k\tau)^2 - 2j\kappa\cos(\alpha)(2\pi\tilde{f}_k\tau)$$

(11)에서  $K = \kappa = 0$ 일 때를 주목하면, 자기 상관 함수  $r_k^j(\tau)$ 는  $J_0(2\pi\tilde{f}_k\tau)$ 과 같고, Jakes 모델과 동일하다[6].

도플러 스펙트럼  $P^j(f)$ 는 자기 상관 함수의  $r_k^j(\tau)$  푸리에 변환(Fourier transform)이고, 다음과 같이 표현된다.

$$P^j(f) = \begin{cases} \frac{1}{K+1} \frac{e^{\kappa \cos(\alpha)f} \cosh(\kappa \sin(\alpha) \sqrt{1-f^2})}{\pi I_0(\kappa) \sqrt{1-f^2}}, & |f| < 1 \\ + \frac{K}{K+1} \delta_D(f - \cos(\theta_0^j)) & \\ 0 & , \text{elsewhere} \end{cases} \quad (12)$$

여기서  $\delta_D(\cdot)$ 는 Dirac delta 함수이다.  $K = \theta_0 = \kappa = \alpha = 0$ 일 때, 도플러 스펙트럼은 클래식 모델(classical model)이고, Jakes 모델의 도플러 스펙트럼과 같으며, 다음 식처럼 표현된다.

$$P^j(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{1-f^2}}, & |f| < 1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (13)$$

또한, 유니폼 스펙트럼은 직접적으로 주파수 영역에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P^j(f) = \begin{cases} 1, & |f| < 1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (14)$$

BS로부터 전송된 프리앰블을 이용하여 초기 동기를 수행한 후,  $m$ 번째 부반송파에서 복조된 심볼은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{s}_m = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-j2\pi f_m t} dt = s_m^j a_{mm}^j + \sum_{k \neq m} s_k^j a_{mk}^j \quad (15)$$

여기서

$$a_{mk}^j = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} h_k^j(t) e^{j2\pi(k-m)\Delta_f t} dt \quad (16)$$

전송된 심볼  $s_k^j$ 는 전력이 1이고, 통계적으로 영평균이고, 독립적이므로  $m$ 번째 부반송파에서의 ICI 파워는 다음과 같다.

$$P_{ICI}^{(m)} = E \left[ \sum_{k \neq m} s_k^j a_{mk}^j \right]^2 = \sum_{k \neq m} E |s_k^j a_{mk}^j|^2 = \sum_{k \neq m} E |a_{mk}^j|^2 = \sum_{k \neq m} \int_{-1}^1 r_k^j(T_s x) (1-|x|) e^{j2\pi(k-m)x} dx \quad (17)$$

여기서  $x = \Delta_f t = t/T_s$ 이고,  $h_k^j(t)$ 의 자기 상관 함수  $r_k^j(T_s x)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$r_k^j(T_s x) = \int_{-1}^1 P^j(f) e^{j2\pi f(\tilde{f}_k T_s)x} df \quad (18)$$

(18)을 (17)에 대입하면,  $m$ 번째 부반송파의 ICI 전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{ICI}^{(m)} = \sum_{k \neq m} \int_{-1}^1 P^j(f) \left\{ \int_{-1}^1 (1-|x|) e^{j2\pi(k-m)x} e^{j2\pi f(\tilde{f}_k T_s)x} dx \right\} df = \sum_{k \neq m} \int_{-1}^1 P^j(f) \left\{ 2 \int_0^1 (1-|x|) \right\} = \sum_{k \neq m} \int_{-1}^1 P^j(f) \text{sinc}^2(k-m + (\tilde{f}_k T_s)f) df = \int_{-1}^1 P^j(f) \sum_{k \neq m} \text{sinc}^2 \left( k-m + \beta \left( \frac{f_0}{\Delta_f} + k \right) f \right) df = \int_{-1}^1 P^j(f) \sum_{k \neq m} \text{sinc}^2((\beta\zeta + 1)f + (\beta\zeta f - m)) df \quad (19)$$

여기서  $\zeta = f_0/\Delta_f$ 이다. (19)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$P_{ICI}^{(m)} = \int_{-1}^1 P^j(f) K_m(f) df \quad (20)$$

(19)의 ICI 전력으로부터 ICI의 상계를 유도할 수 있으며, 함수  $K_m(f)$ 를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} K_m(f) &= \sum_{k \neq m} \text{sinc}^2((\beta\zeta+1)f + (\beta\zeta f - m)) \\ &\leq \sum_{k \neq m} \text{sinc}^2((\beta\zeta+1)k + (\beta\zeta f - m)) - \text{sinc}^2(\tilde{f}_m T_s f) \\ &= \bar{K}_m(f) \end{aligned} \quad (21)$$

여기서  $\beta < 1$ 이면,  $\bar{K}_m(f)$ 은 다음과 같이 표현된다[7].

$$\bar{K}_m(f) = \begin{cases} \frac{1}{\beta\zeta+1} - \text{sinc}^2(\tilde{f}_m T_s f) & , -1 \leq f \leq 0 \\ \frac{1}{\beta\zeta+1} + \frac{2\beta f}{(\beta\zeta+1)^2} \\ \times \cos\left(2\pi \frac{2\beta\zeta - m}{\beta f + 1}\right) - \text{sinc}^2(\tilde{f}_m T_s f) & , 0 \leq f \leq 1 \end{cases} \quad (22)$$

그러므로,  $m$ 번째 부반송파의 ICI 전력의 상계  $\bar{P}_{ICI}^{(m)}$ 는 다음과 같다.

$$\bar{P}_{ICI}^{(m)} \leq \int_{-1}^1 P^j(f) \bar{K}_m(f) df \quad (23)$$

ICI 전력의 상계 조건으로부터  $m$ 번째 부반송파의 SIR의 하계  $\rho^{(m)}$ 를 유도할 수 있으며, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \rho^{(m)} &= \frac{E|a_{mm}^j|^2}{\bar{P}_{ICI}^{(m)}} \\ &= \frac{\int_{-1}^1 P^j(f) \text{sinc}^2(\tilde{f}_m T_s f) df}{\bar{P}_{ICI}^{(m)}} \end{aligned} \quad (24)$$

## 2. 상호협력 MMR 시스템에서 ICI 전력과 ICI 전력의 상계(upper bound)

상호협력 MMR 시스템에서 전송된 OFDM 신호  $s(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{j=0}^{N_{st}-1} s^j(t) \\ &= \text{Re} \left\{ \sum_{j=0}^{N_{st}-1} \sum_{k=0}^{N-1} s_k^j e^{j2\pi f_k t} \right\} \end{aligned} \quad (25)$$

여기서  $N_{st}$ 는 전체 송신단의 수를 나타낸다. BS와 RS를 상호협력 전송을 위한 송신단으로 선택하였지만, RS1과 RS2와 같이 2개의 RS가 상호협력 전송을 위한

송신단으로 선택될 수 있다.

송신단과 수신단 사이에 속도  $v$ 가 일정하다고 가정하면, 시간 영역에서 수신된 신호  $y(t)$ 는 (3)과 유사하게 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{j=0}^{N_{st}-1} y^j(t) \\ &= \text{Re} \left\{ \sum_{j=0}^{N_{st}-1} \sum_{n=0}^{M-1} c_n^j \sum_{k=0}^{N-1} s_k^j e^{j2\pi(f_0 + k\Delta_f + f_{k,n})(t - \tau_n^j)} \right\} \\ &= \text{Re} \left\{ \sum_{j=0}^{N_{st}-1} \sum_{k=0}^{N-1} h_k^j(t) s_k^j e^{j2\pi f_k t} \right\} \end{aligned} \quad (26)$$

TE MMR 시스템의 경우와 동일하게 상호협력 MMR 시스템의  $h_k^j(t)$ 는 NLOS(non-line of sight)와 LOS(line of sight) 성분의 합으로 고려될 수 있고, (8)과 동일하다. 또한,  $h_k^j(t)$ 의 자기 상관 함수와 도플러 스펙트럼은 각각 (11)과 (12)~(14)와 같다.

완벽하게 시간 동기화 및 위상 복원이 되었다는 가정하에서,  $m$ 번째 부반송파에서 복조된 심볼은 다음처럼 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{s}_m &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-j2\pi f_m t} dt \\ &= \sum_{j=0}^{N_{st}-1} \left[ s_m^j a_{mm}^j + \sum_{k \neq m} s_k^j a_{mk}^j \right] \end{aligned} \quad (27)$$

각 송신단에서 전송된 심볼  $s_k^j$ 는 전력이 1이고, 통계적으로 영평균이고, 독립이므로  $m$ 번째 부반송파에서의 ICI 파워는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{ICI}^{(m)} &= E \left[ \sum_{j=0}^{N_{st}-1} \sum_{k \neq m} s_k^j a_{mk}^j \right]^2 \\ &= \sum_{k \neq m} E \left[ \sum_{j=0}^{N_{st}-1} s_k^j a_{mk}^j \right]^2 \\ &= \sum_{k \neq m} E \left[ \sum_{j=0}^{N_{st}-1} |s_k^j|^2 |a_{mk}^j|^2 \right] \\ &= \sum_{j=0}^{N_{st}-1} \sum_{k \neq m} \int_{-1}^1 r_k^j(T_s x) (1 - |x|) e^{j2\pi(k-m)x} dx \end{aligned} \quad (28)$$

(18)을 (28)에 대입한 후, TE MMR 시스템의 (19), (20) 경우와 유사하게 유도하면 상호협력 MMR 시스템에서  $m$ 번째 부반송파의 ICI 전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{ICI}^{(m)} = \sum_{j=0}^{N_{st}-1} \int_{-1}^1 P^j(f) K_m(f) df \quad (29)$$

(21)과 (22)를 이용하여 상호협력 MMR 시스템의

ICI 상계를 유도할 수 있으며,  $m$  번째 부반송파의 ICI 전력의 상계  $\bar{P}_{ICI}^{(m)}$ 는 다음과 같다.

$$\bar{P}_{ICI}^{(m)} \leq \sum_{j=0}^{N_{st}-1} \int_{-1}^0 P^j(f) \bar{K}_m(f) df \quad (30)$$

ICI 전력의 상계 조건으로부터  $m$  번째 부반송파의 SIR의 하계  $\rho^{(m)}$ 를 유도할 수 있으며, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \rho^{(m)} &= \frac{\sum_{j=0}^{N_{st}-1} E|a_{mm}^j|^2}{\bar{P}_{ICI}^{(m)}} \\ &= \frac{\sum_{j=0}^{N_{st}-1} \int_{-1}^1 P^j(f) \text{sinc}^2(\tilde{f}_m T_s f) df}{\bar{P}_{ICI}^{(m)}} \end{aligned} \quad (31)$$

### III. 모의 실험

그림 1은 본 논문에서 서술한 TE MMR을 갖는 OFDM 시스템을 위한 ICI 전력과 그것의 상계를 비교하기 위한 것이다. 또한, 그림 2는 MS의 이동 속도에 따른 SIR과 그것의 하계를 나타낸다. 본 모의 실험을 위한 OFDM 파라미터는 WiBro(mobile WiMAX)용 파라미터와 동일하다[8]. 그림 1과 그림 2에서 라플라시안 모델에 사용된 파라미터는  $K=3$ ,  $\kappa=2$ ,  $\alpha=0$ ,  $\theta_0^{BM}=0$ ,  $\theta_0=0$ 이다. 그림 1에서 심볼 내의 양쪽 끝 부반송파부분을 제외하고 실제 ICI의 전력과 상계가 일치

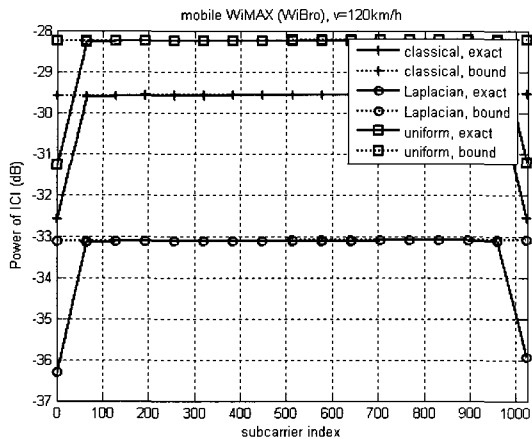


그림 1. TE MMR을 갖는 OFDM 시스템을 위한 ICI전력과 상계 비교 ( $K=3$ ,  $\kappa=2$ ,  $\alpha=0$ ,  $\theta_0^{BM}=0$ ,  $\theta_0=0$ )

Fig. 1. Comparison of the ICI power and its upper bound for the OFDM system with TE MMR ( $K=3$ ,  $\kappa=2$ ,  $\alpha=0$ ,  $\theta_0^{BM}=0$ , and  $\theta_0=0$ ).

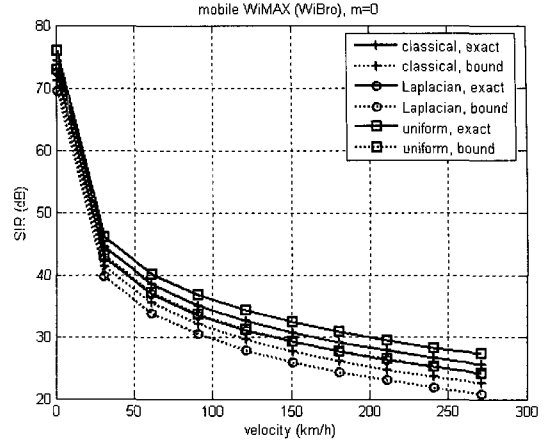


그림 2. MS의 이동속도가 변할 때, TE MMR을 갖는 OFDM 시스템을 위한 SIR과 하계 비교 ( $K=3$ ,  $\kappa=2$ ,  $\alpha=0$ ,  $\theta_0^{BM}=0$ ,  $\theta_0=0$ )

Fig. 2. Comparison of the SIR and its lower bound for the OFDM system with TE MMR when MS's velocity (km/h) varies.

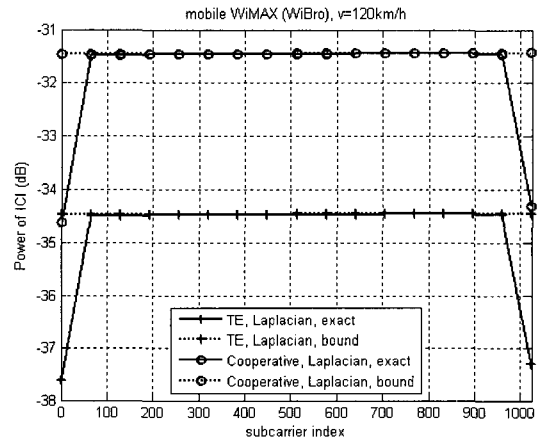


그림 3. 상호협력 TE MMR을 갖는 OFDM 시스템을 위한 ICI전력과 상계 비교 ( $K=3$ ,  $\kappa=2$ ,  $\alpha=0$ ,  $\theta_0^{BM}=0$ ,  $\theta_0=\pi$ )

Fig. 3. Comparison of the ICI power and its upper bound for the OFDM system with Cooperative TE MMR ( $K=3$ ,  $\kappa=2$ ,  $\alpha=0$ ,  $\theta_0^{BM}=0$ ,  $\theta_0=\pi$ )

하는 것을 확인할 수 있다. 3개의 다른 도플러 스펙트럼에서 라플라시안 모델이 가장 작은 ICI 전력을 가지고 있는 것을 확인할 수 있다. 그림 2에서 MS의 이동속도가 증가할수록 SIR이 감소하는 것을 확인할 수 있다.

그림 3은 상호협력 TE MMR을 갖는 OFDM 시스템을 위한 ICI 전력과 그것의 상계를 비교하기 위한 것이다. 또한, 그림 4는 MS의 이동 속도에 따른 SIR과 그것의 하계를 나타낸다. 라플라시안 모델의 파라미터는

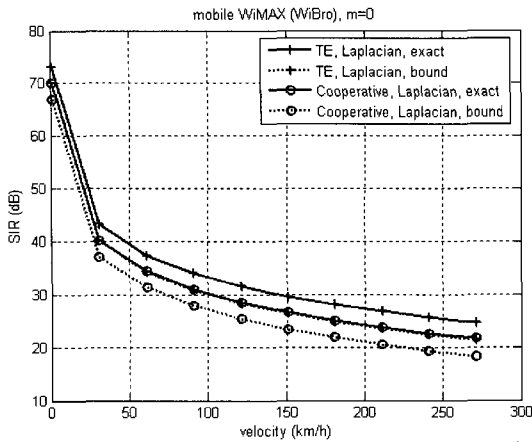


그림 4. MS의 이동속도가 변할 때, 상호협력 TE MMR 을 갖는 OFDM 시스템을 위한 SIR과 하계 비교 ( $K=3, \kappa=2, \alpha=0, \theta_0^{BM}=0, \theta_0=\pi$ )

Fig. 4. Comparison of the SIR and its lower bound for the OFDM system with Cooperative TE MMR when MS's velocity (km/h) varies ( $K=3, \kappa=2, \alpha=0, \theta_0^{BM}=0, \theta_0=\pi$ )

$K=3, \kappa=2, \alpha=0, \theta_0^{BM}=0, \theta_0=\pi$ 이다. 그림 3과 그림 4로부터 TE MMR 시스템이 상호협력 TE MMR 시스템과 비교하여 SIR이 3dB 이득이 있는 것을 확인할 수 있다.

#### IV. 결 론

본 논문에서 트랜스퍼런트 MMR 시스템을 갖는 OFDM 시스템에서의 도플러 확산의 영향을 분석하였다. 양쪽 끝 부반송파 부분을 제외하고 실제 ICI의 전력과 상계가 일치하는 것을 확인할 수 있었고, MS의 이동속도가 증가함에 따라 SIR 값이 작아지는 것을 확인할 수 있었다. 또한 여러 가지 도플러 스펙트럼 중에 라플라시안 스펙트럼이 가장 작은 ICI 전력을 가지고 있는 것을 확인할 수 있었다.

#### 참 고 문 헌

[1] R. Pabst et. al., "Relay-Based Deployment Concepts for Wireless and Mobile Broadband Radio," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 42, pp. 80-89, Sept. 2004.  
 [2] H. Wu, C. Qiao, S. De, and O. Tonguz, "Integrated Cellular and Ad Hoc Relaying Systems: iCAR," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 19, pp. 2105-2115, Oct. 2001.

[3] J. Cho and Z.J. Haas, "On the throughput enhancement of the downstream channel in cellular radio networks through multihop relaying," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 22, pp. 1206-1219, Sept. 2004.  
 [4] N. Esseling, B.H. Walke, and R. Pabst, "Performance Evaluation of a Fixed Relay Concept for Next Generation Wireless Systems," *PIMRC*, Vol. 2, pp. 744-751, Sept. 2004  
 [5] C. Tepedelenioglu and G. B. Giannakis, "On Velocity Estimation and Correlation Properties of Narrow-Band Mobile Communication Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 50, No. 4, July 2001.  
 [6] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, New York:IEEE press, 1974.  
 [7] I. R. Capoglu, Y. Li, and A. Swami, "Effect of Doppler Spread in OFDM based UWB Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 4, No. 5, Sept. 2005.  
 [8] IEEE Std 802.16e, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16, Feb. 2006.

---

 저 자 소 개
 

---



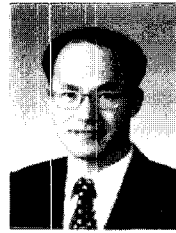
우 경 수(정회원)

2004년 2월 중앙대학교 전자전기  
공학부 졸업(학사)

2006년 2월 중앙대학교 전자전기  
공학부 졸업(석사)

2006년 3월~현재 중앙대학교  
전자전기공학부 박사과정

<주관심분야 : 디지털통신, 무선모뎀, OFDM,  
MIMO, MMR>



조 용 수(평생회원)

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~현재 TTA 휴대인터넷 프로젝트  
그룹(PG302) 무선접속 실무반 의장

<주관심분야 : 디지털통신, OFDM 모뎀 설계,  
MIMO- OFDM 모뎀>