

다중 홉 릴레이 시스템에서 전파 시간 차이가 고려된 적응적 경로 선택 기법

정회원 우 경 수*, 준회원 박 창 환*, 정회원 유 현 일*,
종신회원 김 재 권**, 정회원 한 승 희***, 종신회원 조 용 수*

An Adaptive Path Selection Technique Considering Time Difference of Arrival in Multi-hop Relay Systems

Kyung Soo Woo* *Regular Member*, Chang Hwan Park* *Associate Member*,
Hyun Il Yoo* *Regular Member*, Jae-kwon Kim** *Longlife Member*,
Seung Hee Han*** *Regular Member*, Yong Soo Cho* *Longlife Member*

요 약

본 논문에서는 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기반 MMR(Mobile Multi-hop Relay) 시스템에서 전파 시간 차이로 인한 ISI(Inter-Symbol Interference)와 ICI(Inter-Carrier Interference)에 대한 영향을 인접 매크로 셀 또는 릴레이 셀에서 전송된 이전 OFDMA 심볼에 의한 ISI와 다음 OFDMA 심볼에 의한 ISI로 나누어 분석한다. 또한, 이를 극복할 수 있는 ISI와 ICI가 반영된 Effective SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio) 추정 기법과 이를 이용한 하향링크, 상향링크의 전송 경로 결정 기법을 제안한다. 모의 실험을 통하여 본 논문에서 제안한 전송 경로 결정 기법을 상향링크에 적용할 경우에 OFDMA 기반 MMR 시스템에서 전파 시간 차이로 인한 성능 열화를 크게 완화할 수 있음을 보인다.

Key Words : MMR, Path Selection, OFDMA, ISI, ICI

ABSTRACT

In this paper, the effect of ISI(Inter-Symbol Interference) and ICI(Inter-Carrier Interference) due to time difference of arrival on OFDMA-based mobile multi-hop relay (MMR) systems is analyzed. Analyses are performed for the ISI caused by the previous OFDMA symbol transmitted from neighboring macro or relay cell as well as the ISI caused by the next OFDMA symbol transmitted from neighboring macro or relay cell. Then, an effective SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio) estimation method and a path selection method considering time difference of arrival are proposed to minimize the effect of ISI and ICI. It is shown by simulation that the performance degradation caused by time difference of arrival can be significantly mitigated when the proposed path selection method is applied to the uplink of OFDMA-based MMR systems.

I. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

전송 기법은 고속 데이터 전송이 요구되는 시스템에 적합한 것으로 알려져 있으며, OFDM 기반의 다중 접속 기법인 OFDMA(Orthogonal Frequency Division

※ This research is supported by Samsung Electronics, and UCN Project, Knowledge and Economy Frontier R&D Program of MKE in Korea as a result of UCN's subproject 09C1-C2-11T.

* 중앙대학교 디지털통신 연구실 (yscho@cau.ac.kr), ** 연세대학교 컴퓨터정보통신공학부, *** 삼성전자 통신연구소
논문번호 : KICS2009-01-006, 접수일자 : 2009년 1월 6일, 최종논문접수일자 : 2009년 3월 30일

Multiple Access)가 IEEE 802.16e와 3GPP LTE (Long Term Evolution)의 다중 접속 방식으로 채택되었다. 최근에 IEEE 802.16 표준화 그룹 내에서 결성된 IEEE 802.16j에서는 OFDMA 기반 MMR (Mobile Multi-hop Relay) 표준화 작업을 완료하였다^[14]. 현재 OFDMA 기반 MMR 기술은 IMT-Advanced의 표준으로 준비중인 IEEE 802.16m과 LTE-Advanced의 유력한 후보 기술로 고려되고 있다^[15].

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 기법이다^[6]. MMR을 갖는 이동통신망의 경우에는 BS(Base Station)와 MS(Mobile Station)간에 직접 통신도 가능하지만, 셀 경계에 있거나 전파 음영지역에 있는 MS들은 Fixed RS(Fixed Relay Station; FRS)의 중계를 거쳐 BS과 통신하게 된다. 이와 같은 FRS의 중계 기능을 통해 셀 커버리지를 확대하거나 수율을 향상시킬 수 있다^[7]. 또한, 최근에 OFDMA 기반 MMR 시스템에서 전송 효율을 증대시키기 위하여 각 전송 경로의 CQI(Channel Quality Information)나 SNR(Signal-to-Noise Power Ratio)에 따라 비대칭적으로 전송 경로를 선택하는 기법에 대하여 연구되고 있다^[8].

일반적으로 OFDM 전송 기법은 고속 데이터 전송 시 발생하는 주파수 선택적 페이딩 채널을 다수의 협대역 부채널로 분할함으로써 각 부채널의 관점에서 주파수 비선택적 페이딩 채널로 근사화시킨다. 특히, 채널의 지연확산보다 긴 CP(Cyclic Prefix)를 보호구간으로 삽입하여 각 부채널간의 직교성을 유지하면서 인접 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference; ISI)을 제거한다. 또한, 시간 영역에서의 채널 특성이 한 OFDM 심볼이 전송되는 동안 변하지 않는다는 가정하에서 수신단의 주파수 영역에서 단일 탭 등화기를 사용하여 간단하게 페이딩을 보상한다. 그러나, 채널의 지연 확산이 CP보다 긴 경우 ISI와 ICI(Inter-Carrier Interference)가 발생하게 되어 성능의 열화가 발생된다^[9]. 이러한 문제는 매우 긴 CP의 사용으로 해결할 수 있지만, 이 경우에 무선 통신 시스템에서 제한되어 있는 무선 자원의 손실을 가져온다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 수신단에서 채널 응답을 줄이는 TEQ(Time Equalization) 기법 등이 사용될 수 있지만, 이러한 기법들은 매우 높은 복잡도, 느린 수렴 속도, 잡음 증대(noise enhancement)와 같은 단점들을 갖는다^[10]. 이와 같은 문제들은

BS와 RS의 전송 전력 차이로 인하여 서로 다른 셀 반경을 갖고 있는 OFDMA 기반 MMR 시스템에서도 존재한다. 즉, 기존의 셀룰러 시스템에서 사용된 CP 길이가 인접 심볼간 간섭을 제거할 수 있는 적절한 길이임에도 불구하고, MMR 시스템에서는 전파 시간 차이로 인하여 수신단에서는 채널의 지연 확산이 길어지는 효과가 발생한다.

OFDMA 기반 MMR 시스템에서 하향링크의 경우 하나의 MS에 수신되는 신호는 BS 또는 RS들로부터 전송된 다수의 전송 신호들의 합으로 주어지며, 상향링크의 경우 하나의 MS에서 전송된 신호는 BS 또는 RS에 수신된다. 따라서, 하향링크의 경우 MS가 타겟 BS 또는 RS에 동기를 획득한 경우라도 간섭 RS 또는 BS로부터 전송된 신호는 ISI를 발생시키는 원인이 된다. 또한, 상향링크의 경우 MS가 타겟 BS 또는 RS에 전송한 신호는 인접 RS 또는 BS에서 ISI를 발생시키는 원인이 된다. 이와 같은 현상으로 인하여 OFDMA 기반 MMR 시스템에서 전파 시간 차이로 인한 ISI와 ICI가 발생하게 된다.

본 논문에서 OFDMA 기반 MMR 시스템에서 전파 시간 차이로 인한 ISI와 ICI에 대한 영향을 인접 매크로 셀 또는 릴레이 셀에서 전송된 이전 OFDMA 심볼에 의한 ISI와 다음 OFDMA 심볼에 의한 ISI로 나누어 분석한다. 또한, 이를 바탕으로 ISI와 ICI가 반영된 Effective SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)을 추정하는 기법을 제안하고, 이를 이용하여 하향링크, 상향링크의 전송 경로를 독립적으로 결정하는 기법을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 OFDMA 기반 MMR 시스템에서 전파 시간 차이로 인한 ISI와 ICI의 영향을 분석하고, 3장에서는 ISI와 ICI가 반영된 Effective SINR 추정 기법과 상?하향링크 전송 경로 결정 기법을 제안한다. 4장에서는 모의 실험을 통하여 제안한 전송 경로 결정 기법의 성능을 평가하고, 5장에서는 결론을 맺는다.

II. OFDMA 기반 MMR 시스템에서 전파 시간 차이로 인한 ISI와 ICI 분석

기존의 OFDM 시스템에서 ISI와 ICI의 영향 분석은 송수신단이 각각 1개이고, CP의 길이보다 채널의 지연확산이 긴 경우에 대해서만 이루어졌다^[9]. 본 논문에서는 OFDMA 기반 MMR 시스템에서 다수의 RS와 MS가 있는 경우에 전파 시간 차이로 인한 ISI와 ICI의 영향을 분석한다.

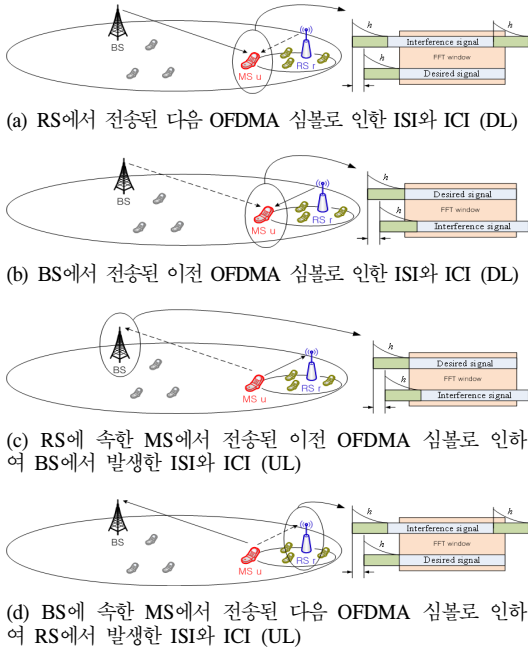


그림 1. Synchronous 타입의 MMR에서 전파 시간 차이로 인한 ISI와 ICI

본 논문에서는 OFDMA 기반 MMR 시스템에서 BS와 RS의 전송 시작 시간에 따라 Synchronous 타입, Asynchronous 타입으로 분류한다. BS와 RS가 동일한 전송 시간에 전송하는 방식을 Synchronous 타입, RS가 BS에 동기를 획득한 시점에 전송을 시작하는 방식을 Asynchronous 타입으로 정의한다.

그림 1은 Synchronous 타입의 MMR에서 전파 시간 차이로 인한 ISI와 ICI의 발생 패턴을 나타낸다. 여기서 실선은 타겟 신호, 점선은 간섭 신호를 나타낸다. 그림 1(a)는 하향링크에서 셀 경계에 위치한 MS가 BS에 속해 있는 경우를 나타낸다. 여기서 BS에서 전송한 신호보다 RS에서 전송한 신호가 MS에 먼저 도착한다. 따라서, BS로부터 전송된 신호를 복조하기 위한 MS의 FFT 구간에 RS에서 전송한 다음 OFDMA 심볼이 ISI와 ICI로 작용한다. 즉, RS에서 전송된 다음 OFDMA 심볼로 인한 ISI와 ICI가 발생한다. 그림 1(b)는 하향링크에서 셀 경계에 위치한 MS가 RS에 속해 있는 경우를 나타낸다. 여기서 RS에서 전송한 신호보다 BS에서 전송한 신호가 MS에 나중에 도착한다. 따라서, RS로부터 전송된 신호를 복조하기 위한 MS의 FFT 구간에 BS에서 전송한 이전 OFDMA 심볼이 ISI와 ICI로 작용한다. 즉, BS에서 전송된 이전 OFDMA 심볼로 인한 ISI와 ICI가 발생한다. 그림 1(c)는 상

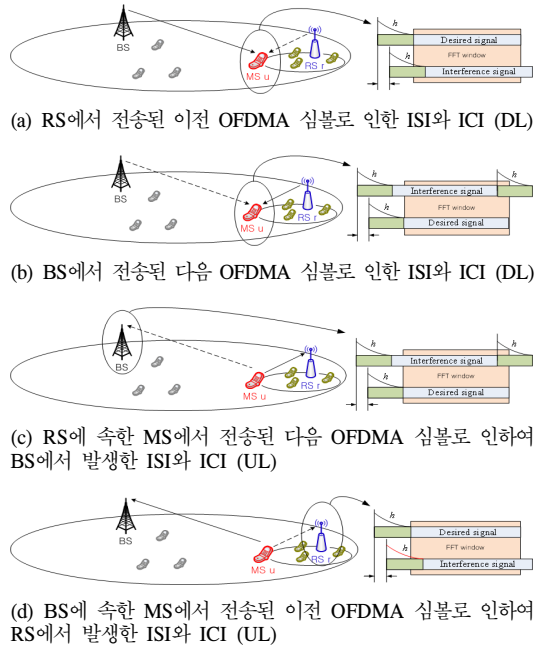


그림 2. Asynchronous 타입의 MMR에서 전파 시간 차이로 인한 ISI와 ICI

향링크에서 셀 경계에 위치한 MS가 RS에 속해 있는 경우에 BS에서 발생하는 ISI를 나타낸다. 여기서 RS에 속한 MS에서 전송한 신호가 BS에 속한 MS에서 전송한 신호보다 나중에 도착한다. 따라서, BS에 속한 MS에서 전송한 신호를 복조하기 위한 FFT 구간에 RS에 속한 MS가 전송한 이전 OFDMA 심볼이 다중 경로 무선 채널로 인하여 ISI와 ICI로 작용한다. 즉, RS에 속한 MS에서 전송된 이전 OFDMA 심볼로 인하여 BS에서 ISI와 ICI가 발생한다. 그림 1(d)는 상향링크에서 셀 경계에 위치한 MS가 BS에 속해 있는 경우에 RS에서 발생하는 ISI를 나타낸다. 여기서 BS에 속한 MS에서 전송한 신호가 RS에 속한 MS에서 전송한 신호보다 나중에 도착한다. 따라서, RS에 속한 MS에서 전송한 신호를 복조하기 위한 FFT 구간에 BS에 속한 MS가 전송한 다음 OFDMA 심볼이 ISI와 ICI로 작용한다. 즉, BS에 속한 MS에서 전송된 다음 OFDMA 심볼로 인하여 RS에서 ISI와 ICI가 발생한다.

그림 2는 Asynchronous 타입의 MMR에서 전파 시간 차이로 인한 ISI와 ICI의 발생 패턴을 나타낸다. 그림 2(a)는 하향링크에서 셀 경계에 위치한 MS가 BS에 속해 있는 경우를 나타낸다. 여기서 BS에서 전송한 신호보다 RS에서 전송한 신호가 MS에 나중에 도착한다. 따라서, BS로부터 전송된

신호를 복조하기 위한 MS의 FFT 구간에 RS에서 전송한 이전 OFDMA 심볼이 ISI와 ICI로 작용한다. 즉, RS에서 전송된 이전 OFDMA 심볼로 인한 ISI와 ICI가 발생한다. 그림 2(b)는 하향링크에서 셀 경계에 위치한 MS가 RS에 속해 있는 경우를 나타낸다. 여기서 RS에서 전송한 신호보다 BS에서 전송한 신호가 MS에 먼저 도착한다. 따라서, RS로부터 전송된 신호를 복조하기 위한 MS의 FFT 구간에 BS에서 전송한 다음 OFDMA 심볼이 ISI와 ICI로 작용한다. 즉, BS에서 전송된 다음 OFDMA 심볼로 인한 ISI와 ICI가 발생한다. 그림 2(c)는 상향링크에서 셀 경계에 위치한 MS가 RS에 속해 있는 경우에 BS에서 발생하는 ISI를 나타낸다. 여기서 RS에 속한 MS에서 전송한 신호가 BS에 속한 MS에서 전송한 신호보다 먼저 도착한다. 따라서, BS에 속한 MS에서 전송한 신호를 복조하기 위한 FFT 구간에 RS에 속한 MS가 전송한 다음 OFDMA 심볼이 다중 경로 무선 채널로 인하여 ISI와 ICI로 작용한다. 즉, RS에 속한 MS에서 전송된 다음 OFDMA 심볼로 인하여 BS에서 ISI와 ICI가 발생한다. 그림 2(d)는 상향링크에서 셀 경계에 위치한 MS가 BS에 속해 있는 경우에 RS에서 발생하는 ISI를 나타낸다. 여기서 BS에 속한 MS에서 전송한 신호가 RS에 속한 MS에서 전송한 신호보다 나중에 도착한다. 따라서, RS에 속한 MS에서 전송한 신호를 복조하기 위한 FFT 구간에 BS에 속한 MS가 전송한 이전 OFDMA 심볼이 ISI와 ICI로 작용한다. 즉, BS에 속한 MS에서 전송된 이전 OFDMA 심볼로 인하여 RS에서 ISI와 ICI가 발생한다.

이상 살펴본 바와 같이 전파 시간 차이로 BS, RS, MS에서 발생하는 ISI와 ICI는 이전 OFDMA 심볼로 인한 것과 다음 OFDMA 심볼로 인한 것으로 구분할 수 있다. 본 논문에서 이전 OFDMA 심볼로 인한 간섭을 ISIP(ISI due to Previous Symbol), 다음 OFDMA 심볼로 인한 간섭을 ISIN(ISI due to Next Symbol)로 정의한다.

2.1 ISIP로 인한 ISI와 ICI 분석

그림 3은 타겟 신호에 정확히 동기를 획득했다고 가정한 경우에 ISIP로 인하여 발생하는 ISI와 ICI의 예를 보여준다. 여기서 전파 시간 차이는 2 샘플, 채널의 최대 지연 시간은 4 샘플로 가정하였다. 이 그림에서 ISI는 원으로 표시된 부분에서 $(l-1)$ 번째 심볼의 $(N-1)$ 번째 샘플로 인하여 발생한다. 또한, ICI는 원으로 표시된 부분에서 l 번째 심볼의 $(N-6)$ 번째 샘플이 위치해야 할 부분에 $(l-1)$ 번째 심볼의 $(N-1)$ 번째 샘플이 위치함으로써 발생한다. 여기서 l 과 N 은 각각 OFDMA 심볼의 인덱스, FFT 사이클을 나타낸다.

s 번째 송신단에서 전송하는 l 번째 OFDMA 심볼의 주파수 영역 신호를 $\mathbf{S}_{s,l}$ 라고 한다면, 시간 영역 신호 $\mathbf{X}_{s,l}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{X}_{s,l} = \mathbf{F}^H \mathbf{S}_{s,l} \quad (1)$$

여기서 \mathbf{F} 는 FFT 행렬이고, $(\cdot)^H$ 는 (\cdot) 의 공액 복소전치를 나타낸다.

타겟 신호의 인덱스 s 가 1이고, 간섭 신호의 인덱스 s 가 2라고 가정하면, 수신단에 수신되는 타겟 신호와 이전 OFDMA 심볼로 인한 간섭 신호(ISIP)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_1 \mathbf{X}_{1,l} + \mathbf{H}_2 \mathbf{P} \mathbf{X}_{2,l} - \mathbf{A}_2 \mathbf{X}_{2,l} + \mathbf{B}_2 \mathbf{X}_{2,l-1} + \mathbf{z} \quad (2)$$

여기서 \mathbf{y} 는 수신단의 시간 영역 수신 신호 벡터, $\mathbf{H}_1 \mathbf{X}_{1,l}$ 는 원하는 신호 성분, $\mathbf{H}_2 \mathbf{P} \mathbf{X}_{2,l}$ 는 간섭 신호 성분, $\mathbf{A}_2 \mathbf{X}_{2,l}$ 는 ICI 성분, $\mathbf{B}_2 \mathbf{X}_{2,l}$ 는 ISI 성분, \mathbf{z} 는 AWGN 벡터이다. 그리고, \mathbf{H}_s 는 시간 영역 무선 채널 행렬이며 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{H}_s = \begin{bmatrix} h_s(0) & 0 & \dots & h_s(L) & \dots & h_s(2) & h_s(1) \\ \vdots & \ddots & & \ddots & & \ddots & \vdots \\ h_s(L-2) & \dots & h_s(0) & 0 & \dots & h_s(L) & h_s(L-1) \\ h_s(L-1) & h_s(L-2) & \dots & h_s(0) & 0 & \dots & h_s(L) \\ h_s(L) & h_s(L-1) & \dots & h_s(1) & h_s(0) & \dots & 0 \\ \vdots & & & \ddots & & & \vdots \\ 0 & \dots & h_s(L) & h_s(L-1) & \dots & h_s(1) & h_s(0) \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (3)$$

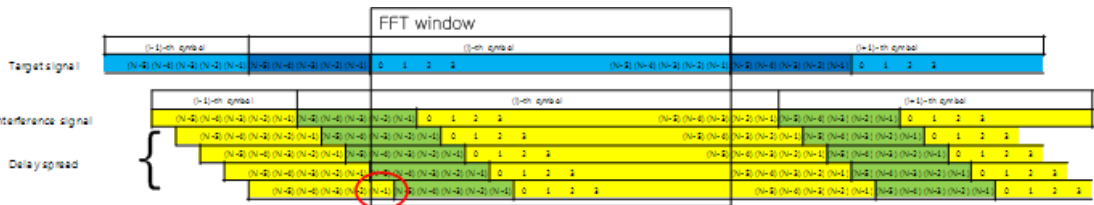


그림 3. ISIP로 인한 ISI와 ICI

여기서 $h_s(n)$ 은 시간 영역 무선 채널, L 은 채널의 길이, N 은 FFT 크기를 나타낸다. (2)에서 \mathbf{P} 행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(N-D) \times D} & \mathbf{I}_{N-D} \\ \mathbf{I}_D & \mathbf{0}_{D \times (N-D)} \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{I}_{(\cdot)}$ 와 $\mathbf{0}_{(\cdot)}$ 는 각각 크기 (\cdot) 인 단위행렬과 0 행렬, D 는 수신 신호의 전파 시간 차이를 나타낸다. (2)에서 \mathbf{A}_2 행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & h_2(L) & h_2(L-1) & \dots & h_2(M-D+1) & 0 & \dots & 0 \\ & & & 0 & h_2(L) & \dots & h_2(M-D+2) & & & \\ \vdots & \vdots & & & \ddots & & \vdots & & & \\ & & & & & 0 & h_2(L) & \vdots & \vdots & \\ & & & & & \dots & 0 & & & \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (5)$$

여기서 M 은 CP 길이를 나타낸다. (2)에서 \mathbf{B}_2 행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & h_2(L) & h_2(L-1) & \dots & h_2(M-D+1) \\ & & & 0 & h_2(L) & \dots & h_2(M-D+2) \\ \vdots & \vdots & & & \ddots & & \vdots \\ & & & & & 0 & h_2(L) \\ & & & & & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (6)$$

(2)로 표현된 시간 영역 수신 신호에 FFT를 취하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_l &= \mathbf{F}\mathbf{H}_s\mathbf{X}_{1,l} + \mathbf{F}\mathbf{H}_2\mathbf{P}\mathbf{X}_{2,l} - \mathbf{F}\mathbf{A}_2\mathbf{X}_{2,l} + \mathbf{F}\mathbf{B}_2\mathbf{X}_{2,l-1} + \mathbf{F}\mathbf{z} \\ &= \mathbf{F}\mathbf{H}_1\mathbf{F}^{-1}\mathbf{S}_{1,l} + \mathbf{F}\mathbf{H}_2\mathbf{P}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{S}_{2,l} - \mathbf{F}\mathbf{A}_2\mathbf{F}^{-1}\mathbf{S}_{2,l} + \mathbf{F}\mathbf{B}_2\mathbf{F}^{-1}\mathbf{S}_{2,l-1} + \mathbf{Z} \\ &= \mathbf{G}_1\mathbf{S}_{1,l} + \mathbf{G}_2\mathbf{S}_{2,l} - \mathbf{I}_{IC}\mathbf{S}_{2,l} + \mathbf{I}_{IS}\mathbf{S}_{2,l-1} + \mathbf{Z} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 \mathbf{H}_s 는 circulant 행렬이므로, $\mathbf{F}\mathbf{H}_1\mathbf{F}^{-1}$ 와 $\mathbf{F}\mathbf{H}_2\mathbf{P}\mathbf{F}^{-1}$ 는 대각행렬이다. 그리고, 행렬 \mathbf{G}_1 , \mathbf{G}_2 , \mathbf{I}_{IC} , \mathbf{I}_{IS} 의 a 번째 행, b 번째 열을 각각 $G_1(a,b)$, $G_2(a,b)$, $I_{IC}(a,b)$, $I_{IS}(a,b)$ 라고 한다면, \mathbf{G}_1 , \mathbf{G}_2 , \mathbf{I}_{IC} , \mathbf{I}_{IS} 를 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_1(k,k) = \sum_{n=0}^L h_1(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad (8)$$

$$G_2(k,k) = e^{j2\pi Dk/N} \sum_{n=0}^L h_2(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} I_{IC}(k,n) &= \begin{cases} 0, & \text{for } n = k \\ -\frac{1}{N} \sum_{m=M-D+1}^L \sum_{w=0}^{m-M+D-1} h_2(m) e^{j\frac{2\pi w(n-k)}{N}} e^{-j\frac{2\pi m}{N}}, & \text{for } n \neq k \end{cases} \\ I_{IS}(k,n) &= \frac{1}{N} \sum_{m=M-D+1}^L \sum_{w=0}^{m-M+D-1} h_2(m) e^{j\frac{2\pi w(n-k)}{N}} e^{-j\frac{2\pi m(m-M+D)}{N}} \end{aligned} \quad (10)$$

2.2 ISIN로 인한 ISI와 ICI 분석

그림 4는 타겟 신호에 정확히 동기를 획득했다고 가정할 경우에 ISIN으로 인하여 발생하는 ISI와 ICI의 예를 보여준다. 여기서 전파 시간 차이는 2 샘플, 채널의 최대 지연 시간은 4 샘플로 가정하였다. 이 그림에서 ISI는 원으로 표시된 부분에서 $(l+1)$ 번째 심볼의 $(N-5)$, $(N-4)$ 번째 샘플로 인하여 발생한다. 또한, ICI는 원으로 표시된 부분에서 l 번째 심볼의 0, 1번째 샘플이 위치해야 할 부분에 $(l+1)$ 번째 심볼의 $(N-5)$, $(N-4)$ 번째 샘플이 위치함으로써 발생한다.

ISIN로 인한 간섭 신호의 영향은 (2)-(11)의 과정과 유사하게 유도될 수 있으며, 수신단에 수신되는 원하는 신호와 다음 OFDMA 심볼로 인한 간섭 신호(ISIN)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_1\mathbf{X}_{1,l} + \mathbf{H}_2\mathbf{Q}\mathbf{X}_{2,l} - \mathbf{C}_2\mathbf{X}_{2,l} + \mathbf{D}_2\mathbf{X}_{2,l+1} + \mathbf{z} \quad (12)$$

여기서 $\mathbf{H}_2\mathbf{Q}\mathbf{X}_{2,l}$ 는 간섭 신호 성분, $\mathbf{C}_2\mathbf{X}_{2,l}$ 는 ICI 성분, $\mathbf{D}_2\mathbf{X}_{2,l+1}$ 는 ISI 성분이다. 그리고, 행렬 \mathbf{Q} , \mathbf{C}_2 , \mathbf{D}_2 는 각각 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{D \times (N-D)} & \mathbf{I}_D \\ \mathbf{I}_{N-D} & \mathbf{0}_{(N-D) \times D} \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (13)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & \\ 0 & & & & & \\ h_2(0) & & & & & \vdots \\ \vdots & \ddots & & & & \\ h_2(D-2) & & & & & \\ h_2(D-1) & h_2(D-2) & \dots & h_2(0) & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (14)$$

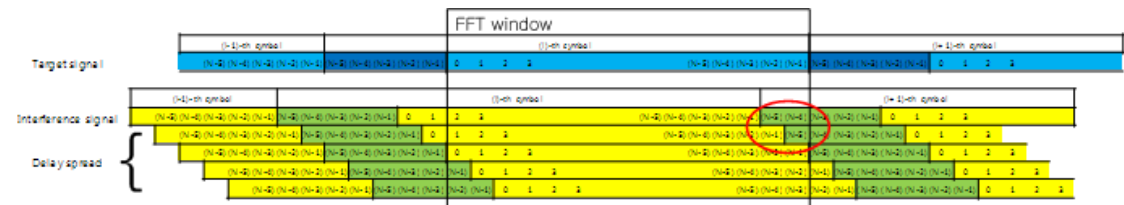


그림 4. ISIN로 인한 ISI와 ICI

$$D_2 = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ & & \vdots & & & & & & \\ & & 0 & & & & & & \\ \vdots & \vdots & h_2(0) & \ddots & & & & \vdots & \\ & & \vdots & \ddots & \ddots & & & & \\ & & h_2(D-2) & \ddots & \ddots & \ddots & & & \\ 0 & \dots & 0 & \underbrace{h_2(D-1) \ h_2(D-2) \ \dots \ h_2(0)}_D & \underbrace{0 \ \dots \ 0}_{M-D} & \dots & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (15)$$

(13)로 주어진 시간 영역 수신 신호에 FFT를 취하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_l &= FH_1 X_{1,l} + FH_2 QX_{2,l} - FC_2 X_{2,l} + FD_2 X_{2,l+1} + Fz \\ &= FH_1 F^{-1} S_{1,l} + FH_2 QF^{-1} S_{2,l} - FC_2 F^{-1} S_{2,l} + FD_2 F^{-1} S_{2,l+1} + Z \\ &= G_1 S_{1,l} + G_2 S_{2,l} - I_{IC} S_{2,l} + I_{IS} S_{2,l+1} + Z \end{aligned} \quad (16)$$

여기서 H_s 는 circulant 행렬이므로, $FH_1 F^{-1}$ 와 $FH_2 QF^{-1}$ 는 대각행렬이다. 그리고, 행렬 G_1 , G_2 , I_{IC} , I_{IS} 는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_1(k, k) = \sum_{n=0}^L h_1(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad (17)$$

$$G_2(k, k) = e^{-j2\pi Dk/N} \sum_{n=0}^L h_2(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad (18)$$

$$I_{IC}(k, n) = \begin{cases} 0, & \text{for } n = k \\ -\frac{1}{N} \sum_{w=0}^{D-1} \sum_{m=0}^w h_2(m) e^{j\frac{2\pi(w-m)n}{N}} e^{-j\frac{2\pi k(N-D+w)}{N}}, & \text{for } n \neq k \end{cases} \quad (19)$$

$$I_{IS}(k, n) = \frac{1}{N} \sum_{w=0}^{D-1} \sum_{m=0}^w h_2(m) e^{j\frac{2\pi(N-M+w-m)n}{N}} e^{-j\frac{2\pi k(N-D+w)}{N}} \quad (20)$$

III. 제안된 Effective SINR 추정 기법과 적응적 경로 선택 기법

OFDMA 기반 MMR 시스템에서 각 전송 경로의 SNR(Signal-to-Noise Power Ratio)에 따라 비대칭적으로 전송 경로를 선택하는 기존 기법에서는 서로 다른 셀 환경을 갖고 있는 환경에서 전파 시간 차이로 인한 ISI와 ICI가 고려되지 않았다[8]. 따라서, 본 논문에서 ISI와 ICI가 고려된 Effective SINR 추정 기법을 제안하고 이를 이용한 전송 경로 선택 기법을 제안한다.

1개의 BS, R개의 RS, U개의 MS를 고려하는 경우에 BS와 r번째 RS 사이의 하향링크 Effective SINR γ_{BR_r} 은 다음과 같이 주어진다.

$$\gamma_{BR_r} = \frac{1}{N_{R_r} \sigma_{R_r}^2} \sum_{k \in K_{R_r}} E \left[\left| \sum_{n=0}^{L_{BR_r}} h_{BR_r}(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \right|^2 \right] \quad (21)$$

여기서 $E[(\cdot)]$ 은 (\cdot) 의 기대치, N_{R_r} 과 $\sigma_{R_r}^2$ 은 각각 r번째 RS에 할당된 부반송파의 수와 잡음 분산, K_{R_r} 은 r번째 RS에 할당된 부반송파 인덱스 집합, $h_{BR_r}(n)$ 와 L_{BR_r} 은 각각 BS와 r번째 RS 사이의 시간 영역 채널 응답과 무선 채널의 길이를 나타낸다.

타겟 BS 또는 RS와 u번째 MS 사이의 하향링크 Effective SINR $\gamma_{R_u M_u}$ 은 (7)과 (16)을 사용하여 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\gamma_{R_u M_u} = \frac{1}{N_u} \sum_{k \in K_u} \frac{\left| \sum_{n=0}^{L_{R_u M_u}} h_{R_u M_u}(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \right|^2}{\sum_{r=0, r \neq u}^R \left(\left| \sum_{n=0}^{N-1} I_{IC}^{R, M_u}(k, n) \right|^2 + \left| \sum_{n=0}^{N-1} I_{IS}^{R, M_u}(k, n) \right|^2 \right) + \sigma_{M_u}^2} \quad (22)$$

여기서 N_u 는 u번째 MS에 할당된 부반송파의 수, K_u 는 u번째 MS에 할당된 부반송파의 인덱스 집합, $h_{R_u M_u}(n)$ 은 타겟 BS(또는 RS)와 u번째 MS 사이의 하향링크 시간 영역 채널 응답, $I_{IC}^{R, M_u}(k, n)$ 은 u번째 MS가 BS와 동기를 획득할 경우에 r번째 RS로부터 전송된 신호로 인하여 u번째 MS에서 발생한 ICI 성분, $I_{IS}^{R, M_u}(k, n)$ 은 u번째 MS가 BS와 동기를 획득할 경우에 r번째 RS로부터 전송된 신호로 인하여 u번째 MS에서 발생한 ISI 성분, R_0 는 BS, $\sigma_{M_u}^2$ 은 u번째 MS의 잡음 분산을 나타낸다.

(22)에서 인접 RS 또는 BS로부터 전송된 신호가 타겟 BS 또는 RS로부터 전송된 신호보다 먼저 도착한 경우(ISIP)에 $I_{IC}^{R, M_u}(k, n)$ 와 $I_{IS}^{R, M_u}(k, n)$ 는 (10)과 (11)을 사용하여 다음과 같이 각각 나타낼 수 있다.

$$I_{IC}^{R, M_u}(k, n) = \begin{cases} 0, & \text{for } n = k \\ -\frac{1}{N} \sum_{m=M-D_{r,u}+1}^L \sum_{w=0}^{m-M+D_{r,u}-1} h_2(m) e^{j\frac{2\pi w(n-k)}{N}} e^{-j\frac{2\pi m n}{N}}, & \text{for } n \neq k \end{cases} \quad (23)$$

$$I_{IS}^{R, M_u}(k, n) = \frac{1}{N} \sum_{m=M-D_{r,u}+1}^L \sum_{w=0}^{m-M+D_{r,u}-1} h_2(m) e^{j\frac{2\pi w(n-k)}{N}} e^{-j\frac{2\pi m(n-M+D)}{N}} \quad (24)$$

여기서 $D_{r,u}$ 는 u번째 MS에서 BS와 r번째 RS로부터 전송된 신호의 도착 시간 차를 나타낸다.

(22)에서 인접 RS 또는 BS로부터 전송된 신호가

타겟 BS 또는 RS로부터 전송된 신호보다 나중에 도착한 경우(ISIN)에 $I_{ICI}^{R,M}(k,n)$ 와 $I_{ISI}^{R,M}(k,n)$ 는 (19)와 (20)을 사용하여 다음과 같이 각각 나타낼 수 있다.

$$I_{ICI}^{R,M}(k,n) = \begin{cases} 0, & \text{for } n = k \\ -\frac{1}{N} \sum_{w=0}^{D_u-1} \sum_{m=0}^w h_{R,M_u}(m) e^{j\frac{2\pi(w-m)n}{N}} e^{-j\frac{2\pi k(N-D_u+w)}{N}}, & \text{for } n \neq k \end{cases} \quad (25)$$

$$I_{ISI}^{R,M}(k,n) = \frac{1}{N} \sum_{w=0}^{D_u-1} \sum_{m=0}^w h_{R,M_u}(m) e^{j\frac{2\pi(N-M+w-m)n}{N}} e^{-j\frac{2\pi k(N-D_u+w)}{N}} \quad (26)$$

(23)부터 (26)까지의 식으로부터 확인할 수 있듯이 인접 RS 또는 BS로부터 전송된 신호가 타겟 BS 또는 RS로부터 전송된 신호보다 나중에 도착한 경우(ISIP)와 인접 RS 또는 BS로부터 전송된 신호가 타겟 BS 또는 RS로부터 전송된 신호보다 나중에 도착한 경우(ISIN)에 따라 ISI와 ICI가 다르기 때문에 Effective SINR은 각각의 경우 다른 값을 갖게 된다.

본 논문에서 제안하는 하향링크 전송 경로 결정 기법은 (21)과 (22)로 표현된 Effective SINR과 outage 확률을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다^[11].

$$\hat{r}_u = \underset{r}{\operatorname{argmin}} [P_{u,0}^{DL}, P_{u,1}^{DL}, \dots, P_{u,r}^{DL}, \dots, P_{u,R}^{DL}] \quad (27)$$

여기서

$$P_{u,r}^{DL} = \begin{cases} 1 - e^{-\gamma_u(1/\gamma_{IR} + 1/\gamma_{RM})}, & \text{for } r \neq 0 \\ 1 - e^{-\gamma_u/\gamma_{IM}}, & \text{for } r = 0 \end{cases} \quad (28)$$

이고, \hat{r}_u 은 u 번째 MS의 결정된 전송 경로, $P_{u,r}^{DL}$ 은 u 번째 MS의 r 번째 경로의 하향링크 outage 확률, γ_{th} 는 임계 SINR을 나타낸다. 본 논문에서 제안하는 하향링크 전송 경로 결정 기법은 (27)과 같이 MS가 연결될 수 있는 다수의 전송 경로 중에서 MS의 outage 확률이 최소가 되는 전송 경로를 선택한다.

상향링크에서 Effective SINR들은 (21)부터 (26)까지로 표현된 하향링크 Effective SINR과 유사하게 유도될 수 있다.

1개의 BS, R 개의 RS, U 개의 MS를 고려하는 경우에 r 번째 RS와 BS 사이의 상향링크 Effective

SINR $\gamma_{R,B}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\gamma_{R,B} = \frac{1}{N_{R_r} \sigma_B^2} \sum_{k \in K_R} E \left[\left| \sum_{n=0}^{L_{R,B}} h_{R,B}(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \right|^2 \right] \quad (29)$$

여기서 σ_B^2 은 BS의 잡음 분산, $h_{R,B}(n)$ 와 $L_{R,B}$ 은 각각 BS와 r 번째 RS 사이의 상향링크 시간 영역 채널 응답과 무선 채널의 길이를 나타낸다.

u 번째 MS와 타겟 BS 또는 RS 사이의 상향링크 Effective SINR γ_{M,R_r} 은 (7)과 (16)을 사용하여 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\gamma_{M,R_r} = \frac{1}{N} \sum_{k \in K_u} \frac{\left| \sum_{n=0}^{L_{M,R_r}} h_{M,R_r}(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \right|^2}{\sum_{i \in S_{R_r}, r \neq i} \left(\left| \sum_{n=0}^{N-1} I_{ICI}^{M,R_r}(k,n) \right|^2 + \left| \sum_{n=0}^{N-1} I_{ISI}^{M,R_r}(k,n) \right|^2 \right) + \sigma_{R_r}^2} \quad (30)$$

여기서 $h_{M,R_r}(n)$ 와 L_{M,R_r} 은 타겟 BS(또는 RS)와 이에 속한 u 번째 MS 사이의 상향링크 시간 영역 채널 응답과 무선 채널 길이, S_{R_r} 는 r 번째 RS에 속해 있는 MS 인덱스 집합, $I_{ICI}^{M,R_r}(k,n)$ 은 타겟 BS(또는 RS)에 속하지 않은 u 번째 MS로부터 전송된 신호로 인하여 타겟 BS(또는 RS)에서 발생한 ICI, $I_{ISI}^{M,R_r}(k,n)$ 은 u 번째 MS로부터 전송된 신호로 인하여 타겟 BS(또는 RS)에서 발생한 ISI를 나타낸다.

(30)에서 인접 RS 또는 BS에 속한 MS로부터 전송된 신호의 도착 시간이 타겟 BS 또는 RS의 도착 시간보다 먼저 도착한 경우(ISIP)에 $I_{ICI}^{M,R_r}(k,n)$ 와 $I_{ISI}^{M,R_r}(k,n)$ 는 (10)과 (11)을 사용하여 다음과 같이 각각 나타낼 수 있다.

$$I_{ICI}^{M,R_r}(k,n) = \begin{cases} 0, & \text{for } n = k \\ -\frac{1}{N} \sum_{m=M-D_u+1}^L \sum_{w=0}^{m-M+D_u-1} h_{M,R_r}(m) e^{j\frac{2\pi w(n-k)}{N}} e^{-j\frac{2\pi km}{N}}, & \text{for } n \neq k \end{cases} \quad (31)$$

$$I_{ISI}^{M,R_r}(k,n) = \frac{1}{N} \sum_{m=M-D_u+1}^L \sum_{w=0}^{m-M+D_u-1} h_{M,R_r}(m) e^{j\frac{2\pi w(n-k)}{N}} e^{-j\frac{2\pi m(n-M+D_u)}{N}} \quad (32)$$

여기서 $D_{t,u}$ 는 t 번째 RS의 수신 시작 시간과 u 번째 MS에서 전송된 신호의 도착 시간차를 나타낸다.

(30)에서 인접 RS 또는 BS에 속한 MS로부터 전송된 신호의 도착 시간이 타겟 BS 또는 RS의 도착 시간보다 나중에 도착한 경우(ISIN)에 $I_{ICI}^{M,R_r}(k,n)$

와 $I_{ISI}^{MR}(k, n)$ 는 (19)과 (20)을 사용하여 다음과 같이 각각 나타낼 수 있다.

$$I_{ICI}^{MR}(k, n) = \begin{cases} 0 & , \text{for } n = k \\ -\frac{1}{N} \sum_{w=0}^{D_u-1} \sum_{m=0}^w h_{MR}(m) e^{j\frac{2\pi(w-m)n}{N}} e^{-j\frac{2\pi k(N-D_u+w)}{N}} & , \text{for } n \neq k \end{cases} \quad (33)$$

$$I_{ISI}^{MR}(k, n) = \frac{1}{N} \sum_{w=0}^{D_u-1} \sum_{m=0}^w h_{MR}(m) e^{j\frac{2\pi(N-M+w-m)n}{N}} e^{-j\frac{2\pi k(N-D_u+w)}{N}} \quad (34)$$

(31)부터 (34)까지의 식으로부터 확인할 수 있듯이 하향링크의 경우와 유사하게 각각의 경우에 따라 ISI와 ICI가 다르기 때문에 Effective SINR은 각각의 경우 다른 값을 갖게 된다.

전송 경로를 결정하고자 하는 MS를 \bar{u} 라고 한다면, 본 논문에서 제안하는 상향링크 전송 경로 결정 기법은 (29)과 (30)로 표현된 Effective SINR과 outage 확률을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다^[11].

$$\hat{r}_{\bar{u}} = \underset{r}{\operatorname{argmin}} \left\{ \sum_{u=0}^{U-1} P_u^{UL} \mid u \in S_{R_r} \right\} \quad (35)$$

여기서

$$P_u^{UL} = \begin{cases} 1 - e^{-\gamma_u(1/\gamma_{R_r} + 1/\gamma_{M_r})} & , \text{for } u \in S_{R_r}, r \neq 0 \\ 1 - e^{-\gamma_u/\gamma_{M_r}} & , \text{for } u \in S_{R_0} \end{cases} \quad (36)$$

이고, $\hat{r}_{\bar{u}}$ 은 \bar{u} 번째 MS의 결정된 전송 경로, P_u^{UL} 은 \bar{u} 번째 MS의 상향링크 outage 확률이다. (27)로 표현된 하향링크 전송 경로 결정 기법은 다수의 RS와 BS로부터 전송된 신호가 하나의 MS의 수신 신호 품질에 영향을 준다. 그러나, 상향링크 전송 결정 기법은 하향링크 전송 경로 결정 기법과 달리 하나의 MS에서 전송된 신호는 ISI로 인하여 인접 BS 또는 RS에 속해 있는 다른 MS의 수신 신호 품질에 영향을 주게 된다. 따라서, (35)와 같이 전송 경로를 결정하고자하는 임의의 MS가 연결되는 BS 또는 RS에 속한 다른 MS의 수신 신호 품질도 같이 고려되어야 한다.

(27)과 (35)로 유도된 상?하향링크 각각의 전송 경로 결정 기법은 판단 척도(criterion)으로서 outage 확률을 이용한 것이며, Channel Capacity 등을 판단 척도로 이용하는 경우에도 제안된 Effective SINR을 적용 가능하다.

IV. 모의 실험

그림 6-8는 MMR 시스템에서 수신 신호의 도착 시간과 전력 차이가 반영된 Effective SINR을 추정하는 기법과 이를 이용하여 하향링크, 상향링크의 전송 경로를 독립적으로 결정하는 기법의 모의 실험 결과를 보여준다. 모의 실험 환경은 표 1과 같고, 셀 환경은 그림 5에 주어져 있다. 즉, 2개의 MS(MS1, MS2)는 Macro Cell, 1개의 MS(MS3)는 BS와 RS의 셀 경계, 1개의 MS(MS4)는 Relay Cell에 위치한다. Macro Cell 반경은 1Km이고, Relay Cell 반경은 200m이다. MS1, MS2, MS4는 상향링크에서 타겟 신호와 간섭 신호를 생성하기 위하여 그림과 같이 위치 시켰다. 릴레이 방식은 MF(deModulation and Forward) 방식을 이용하였다^[2].

그림 6은 각각 Synchronous 타입의 OFDMA 기반 MMR 시스템에서 MS3에 대한 하향링크 모의 실험 결과를 보여준다. 그림에서 실선은 ISI가 발생하지 않은 경우를 가정하였을 때 성능을 나타내며, 사각형 표시된 실선은 ISI가 발생했을 때 성능을 나

표 1. 모의 실험을 위한 파라미터

	BS	RS	MS
Transmit Power [dBm]	43	33	23
No. of Stations	1	1	4
Modulation	16QAM		
Bandwidth	10MHz		
Carrier Frequency	2.3GHz		
Cyclic Prefix	12.8us		
FFT size	1024		
Channel Model	ITU-PedB		

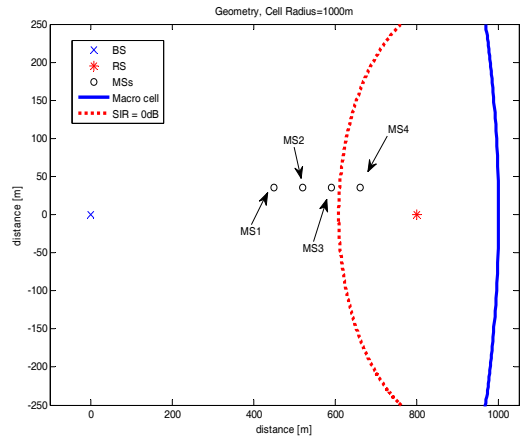


그림 5. 모의 실험을 위한 셀 환경

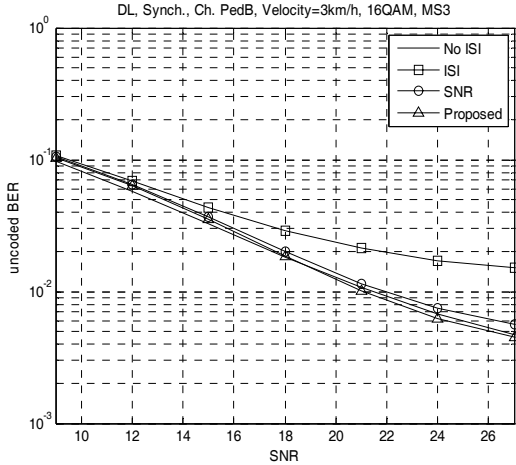


그림 6. Synchronous 타입에서 MS3에 대한 하향링크 모의 실험 결과

타낸다. 그림에서 셀 경계에 위치한 MS3는 RS로부터 전송된 다음 OFDMA 심볼로 인하여 ISI가 발생하여 성능이 열화되는 것을 확인할 수 있다. 또한, 하향링크의 경우 본 논문에서 제안하는 기법과 Bounnard의 SNR 추정 기법을 이용한 전송 경로 결정 기법의 성능이 유사한 것을 확인할 수 있다 [13]. 기존의 SNR 추정 기법은 일종의 사후 기법으로 ISI가 발생한 상태에서 ISI로 인한 간섭이 포함된 SINR을 추정할 수 있기 때문에 본 논문에서 제안하는 기법과 성능 차이가 크지 않다. 또한, 이와 같은 이유로 Asynchronous 타입의 OFDMA 기반 MMR 시스템에서도 제안한 기법과 기존의 SNR 추정 기법의 성능 차이는 크지 않다.

그림 7과 그림 8은 각각 Synchronous 타입과 Asynchronous 타입의 OFDMA 기반 MMR 시스템에서 MS3의 상향링크 모의 실험 결과를 보여준다. 그림 7로부터 Synchronous 타입에서 제안된 상향링크 경로 결정 기법이 적용된 경우 BER 10^{-2} 에서 6dB의 성능 향상이 있음을 확인할 수 있다. 또한, 그림 8로부터 Asynchronous 타입에서는 제안된 상향링크 경로 결정 기법이 적용된 경우 BER 10^{-2} 에서 4dB의 성능 향상이 있음을 확인할 수 있다. 본 논문에서 제안된 기법은 일종의 사전 기법으로, ISI가 발생하지 않은 상태에서도 전파 시간 차이와 추정된 채널을 이용하여 예측 가능하다. 그러나, BS와 RS의 전송 시간이 고정된 하향링크와 달리, 다중 사용자의 전송 시간이 고정되지 않은 상향링크에서는 SNR 추정 기법을 적용하기 위하여 MS 들의 전

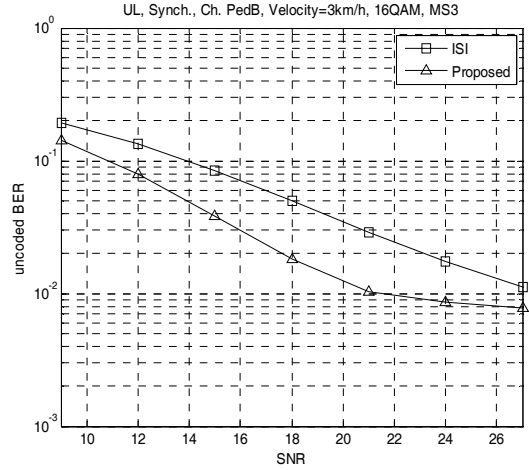


그림 7. Synchronous 타입에서 MS3에 대한 상향링크 모의 실험 결과

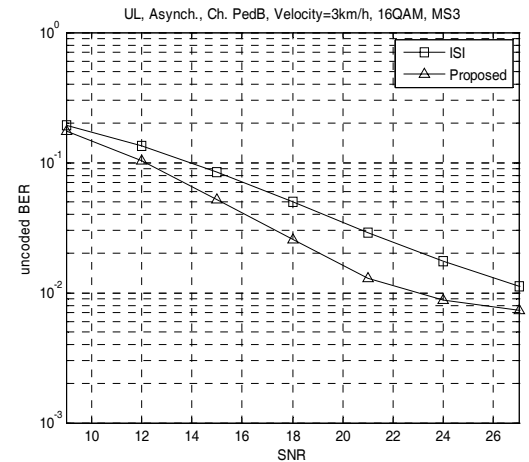


그림 8. Asynchronous 타입에서 MS3에 대한 상향링크 모의 실험 결과

송 시작 시간을 매번 변경해야 하기 때문에 실제 적용이 어려워 모의 실험 비교 대상에서 제외하였다.

V. 결론

본 논문에서는 OFDMA 기반 MMR 시스템에서 전파 시간 차이로 인한 ISI와 ICI에 대한 영향을 인접 BS 또는 RS에서 전송된 이전 OFDMA 심볼에 의한 ISI와 다음 OFDMA 심볼에 의한 ISI로 나누어 분석하였다. 또한, 본 논문에서 전파 시간 차이와 추정된 채널을 이용하여 ISI와 ICI가 반영된 Effective SINR을 추정하는 기법을 제안하였고, 추

정된 Effective SINR을 이용하여 하향링크, 상향링크의 전송 경로를 독립적으로 결정하는 기법을 제안하였다. 하향링크에서 제안한 Effective SINR 추정 기법과 기존의 SNR 추정 방식을 이용한 경우 모두 OFDMA 기반 MMR 시스템에서 전파 시간 차이로 인하여 발생하는 ISI와 ICI의 영향을 최소화할 수 있음을 모의 실험을 통하여 확인하였다. 상향링크의 경우에는 기존의 SNR 추정 방식을 적용하기 어려우나 제안된 전송 경로 결정 기법을 적용하면 전송 시작 시간에 관계 없이 OFDMA 기반 MMR 시스템에서 전파 시간 차이로 인한 성능 열화를 크게 완화할 수 있음을 모의 실험을 통하여 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] IEEE Std 802.16e, IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16, Feb. 2006.
 [2] 3GPP TS 36.211, Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); physical channels and modulation, Sept. 2008.
 [3] IEEE 802.16j-06/026r4, Baseline document for draft standard for local and metropolitan area networks part 16, June 2007.
 [4] IEEE 802.16m-08/003r6, IEEE 802.16m system description document [Draft], Dec. 2008.
 [5] REV-080019, "Consideration on technical candidates for IMT-advanced," 3GPP RAN IMT Advanced Workshop, Shenzhen, Apr. 2008.
 [6] R. Pabst, et. al, "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," IEEE Commun. Mag., vol. 42, pp. 80-89, Sept. 2004.
 [7] 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.
 [8] E. Kwon, J. Lee, M. S. Do, and K. Jung, "Comparison of symmetric and asymmetric routing for fixed two-hop cellular relaying network," IEEE Commun. Letters, vol. 11, pp. 378-380. May 2007.
 [9] S. Chen and C. Zhu, "ICI and ISI Analysis and

mitigation for OFDM systems with insufficient cyclic prefix in time-varying Channels," IEEE Trans. Consumer Electronics, vol. 50, pp. 78-83, Feb. 2004.

[10] J. Kim and E. J. Powers, "Subsymbol equalizations for discrete multitone systems," IEEE Trans. Commun., vol. 53, pp.1551-1560, Sept. 2005.
 [11] M.O. Hasna, and M.S. Alouini, "Optimal power allocation for relayed transmissions over rayleigh-fading channels," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, pp. 1999-2004. Nov. 2004.
 [12] IEEE C802.16j-07/526r3, Direct Relay using M&F, Sep. 2007.
 [13] S. Boumard, "Novel noise variance and SNR estimation algorithm for wireless MIMO OFDM systems," IEEE GLOBECOM 2003, vol. 3, pp. 1330 - 1334, Dec. 2003.

우 경 수 (Kyung Soo Woo)

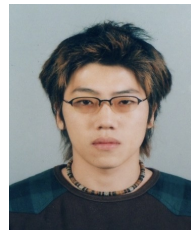
정회원



2004년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 졸업(학사)
 2006년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 졸업(석사)
 2006년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
 <관심분야> 디지털통신, 무선모뎀, OFDM, MIMO

박 창 환 (Chang Hwan Park)

준회원



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

유 현 일 (Hyun Il Yoo)

정회원

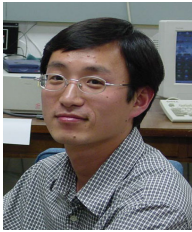


2005년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 졸업(학사)
2007년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 졸업(석사)
2007년 3월~현재 중앙대학교
전자전기공학부 박사과정
<관심분야> 디지털 신호처리,

무선모뎀, Relay

김 재 권 (Jae-Kwon Kim)

종신회원



1995년 8월 중앙대학교 전기공
학과 졸업
2000년 2월 중앙대학교 전기공
학과 석사
2004년 5월 The University of
Texas at Austin 공학박사
2004년 8월~2005년 8월 삼성

종합기술연구원 4G 시스템 Lab

2005년 9월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정
보통신공학부 교수

<관심분야> 디지털 통신, OFDM, MIMO, 실용적인
신호검출 기법

한 승 희 (Seung Hee Han)

정회원



1998년 2월 서울대학교 전기공학
부 학사
2000년 2월 서울대학교 전기공학
부 석사
2005년 2월 서울대학교 전기공학
부 공학박사
2005년 3월~2006년 3월 Post-

doctoral Visiting Scholar, Stanford University

2006년 5월~현재: 삼성전자 DMC 연구소 책임연구원

<관심분야> LTE 및 LTE-Advanced, MIMO-OFDM,
Relay

조 용 수 (Yong Soo Cho)

종신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자공
학과 졸업(학사)
1987년 2월 연세대학교 전자공
학과 졸업(석사)
1991년 2월 The University of
Texas at Austin 공학박사
1992년 3월~현재 중앙대학교

전자전기공학부 교수

2003년 8월~2007년 12월 TTA 휴대인터넷 프로젝
트 그룹(PG302) 무선접속 실무반 의장

<관심분야> 디지털통신, OFDM 모뎀 설계, MIMO-
OFDM 모뎀