

주파수 선택적 페이딩 채널에서 시간오차에 의한 비동기 OFDMA 상향 시스템의 성능 분석

정희원 박 명 희*, 고 균 병*, 박 병 준*, 이 영 일**, 종신회원 홍 대 식*

Performance Analysis of Asynchronous OFDMA Uplink Systems with Timing Misalignments over Frequency-selective Fading Channels

Myonghee Park*, Kyunbyoung Ko*, Byungjoon Park*, Young-II Lee**,
Daesik Hong* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 비동기 사용자가 존재할 때 OFDMA 상향 시스템의 성능을 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에 대해 분석한다. 이를 위해, 각 사용자의 시간오차를 기저국 기준시간에 대한 상대적인 시간오차로 표현하고 상대적인 시간오차에 의한 다중접속간섭을 유도한다. 다중접속간섭은 주파수 선택적 페이딩 채널의 WSSUS (Wide-sense stationary uncorrelated scattering) 채널 모델에 기반하여 유도된다. 성능 분석을 위하여 다중접속간섭을 포함한 평균 신호대 간섭잡음비를 유도하고 최종적으로 평균 심볼에러확률을 표현한다. 유도된 심볼에러확률은 컴퓨터 모의실험을 통하여 분석의 정확도를 확인한다.

Key Words : 다중접속간섭, OFDMA, 성능분석, 시간오차, 주파수 선택적 페이딩 채널

ABSTRACT

In orthogonal frequency-division multiple access (OFDMA) uplink environments, asynchronously received signals can cause multiple access interference (MAI). This paper focuses on the performance degradation due to the MAI over frequency-selective fading channels. We first introduce the timing misalignment, which is defined as the relative timing difference between asynchronous timing error of uplink user and reference time of the base station, and analytically derive the MAI using the power delay profile of wide-sense stationary uncorrelated scattering (WSSUS) channel model. Then, the effective signal-to-noise ratio (SNR) and the average symbol error probability (SEP) are derived. The proposed analytical results are verified through simulations with respect to the region of the timing misalignment and the number of asynchronous users.

I. 서 론

최근 차세대 다중 사용자 광대역 통신시스템에 대한 관심이 지속적으로 증가하고 있다. OFDMA

(Orthogonal frequency-division multiple access)은 주파수 선택적 채널환경에서 발생할 수 있는 인접 신호간 간섭 (ISI: Intersymbol interference)에 효과적으로 대처할 수 있고, 사용자간 효율적인 자원분

* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신연구실(parkmh@itl.yonsei.ac.kr), ** 수원대학교 전기공학과

논문번호 : KICS2004-10-222, 접수일자 : 2004년 10월 22일

※본 논문은 한국산업기술평가원의 산업기초기술연구개발사업(A19-03-08-10000046)의 지원으로 수행되었습니다.

배 능력으로 인해 차세대 다중 사용자 광대역 통신 시스템을 위한 효과적인 접속방식으로 인식되고 있다 [1]-[6].

OFDMA 시스템은 시간오차 발생시 시스템 성능이 크게 저하된다. 시간오차는 기지국과 사용자간 거리에 따른 전송지연 및 시간동기추정의 부정확성에 의해 발생할 수 있다. 시간오차에 의한 영향을 하향 수신환경과 상향 수신환경으로 나누어 살펴보면, 하향 수신환경의 경우 방송용 시스템과 같은 단일 사용자의 수신환경으로 간주할 수 있으므로 사용자간 다중접속간섭(MAI: Multiple access interference)이 발생하지 않는다. 그러나, 상향 수신환경에서는 상호 독립적인 시간오차를 가진 사용자 신호가 기지국 수신기에 동시에 인가되므로 시간오차에 의한 다중접속간섭이 발생할 수 있다 [1], [7]. 다중접속간섭은 시간오차 없이 수신된 사용자 신호를 왜곡시켜 전체 시스템 성능 저하를 유발할 수 있다. 최근, OFDMA 상향 시스템의 이러한 시간오차와 관련된 문제를 분석, 해결하기 위해 다양한 연구가 진행되었다. [1]에서는, OFDMA 시스템의 동기 요구 사항을 단일 사용자 OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) 시스템과 비교, 분석하였다. [3]와 [8]에서는 기지국 동기 알고리즘을 제안하였다. 두 논문 모두, 기지국에서 상향 사용자의 시간오차를 추정하여 하향링크로 전송하고 상향 사용자는 전송된 정보를 이용하여 상향 전송 시간을 조정하는 방법으로 시간오차에 의한 왜곡을 최소화하는 환경을 기반으로 하고 있다. 그러나 두 논문 모두 시간오차에 의한 다중접속간섭을 제시하고 있지 않다. [9]에서는 인접 신호간 간섭 성분을 포함하지 않는 보호구간 이내의 시간오차만을 가정하고 상향 시스템의 성능을 분석하였다. 따라서, 시간오차에 의한 위상천이만 고려하며 시간오차에 의해 발생할 수 있는 다중접속간섭을 무시하였다. [7]에서는 시간오차에 의한 다중접속간섭을 분석하였으나 보호구간 이내의 인접 신호간 간섭 성분을 무시하고 분석하여 정확한 다중접속간섭 성분을 제시하고 있지 않다.

본 논문에서는 OFDMA 상향 시스템에서 시간오차에 의한 다중접속간섭을 주파수 선택적 페이딩 채널환경에서 분석한다. 이를 위해, 각 상향 사용자의 시간오차를 기지국 기준시간에 대한 상대적인 시간오차로 표현하고 다중접속간섭을 분석한다. 분석된 다중접속간섭을 기반으로 평균 신호대 간섭잡음비를 유도하고 최종적으로 비동기 사용자가 존재

할 때 동기 사용자의 평균 심볼에러확률을 유도한다. 유도된 결과는 컴퓨터 모의실험에 의해 검증한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 OFDMA 상향 시스템 및 채널환경에 대해 설명한다. 3장에서는 다중접속간섭 및 이를 포함하는 신호대 간섭잡음비 및 평균 심볼에러확률을 유도한다. 4장에서는 분석된 결과를 컴퓨터 모의실험을 통하여 검증 및 확인하며 5장에서는 결론을 맺는다.

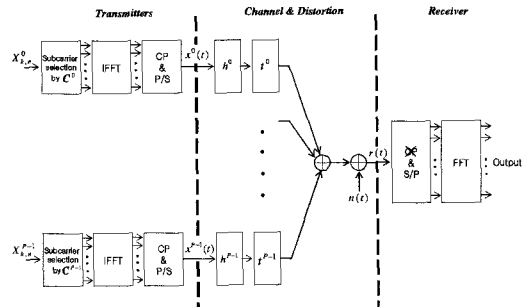


그림 1. OFDMA 상향 시스템의 기저대역 등가모델.

II. OFDMA 상향 시스템을 위한 신호 모델

2.1 전송신호, 채널, 수신신호 모델

그림 1은 OFDMA 상향 시스템의 기저대역 등가 모델을 나타내고 있다. 총 P 명의 상향 사용자 중 p 번째 사용자의 k 번째 심볼, n 번째 부반송파에 대한 데이터 신호 $\{X_{k,n}^p\}$ 는 사용자 부반송파 인덱스 집합 C^p 에 의해 IFFT (Inverse fast Fourier transform) 입력으로 인가된다. IFFT 출력신호는 순환보호구간 (Cyclic prefix)이 삽입되어 전송된다. 따라서, p 번째 사용자의 k 번째 전송신호는 다음과 같다.

$$x_k^p(t) = \frac{1}{\sqrt{T_u}} \sum_{n \in C^p} X_{k,n}^p e^{j2\pi f_n(t - kT_s)}, \quad (1)$$

$$kT_s \leq t < kT_s + T_u$$

여기서, T_s 는 유효심볼길이 T_u 와 순환보호구간 T_{cp} 을 포함한 전체신호길이를 나타내고 있으며, $T_s = T_u + T_{cp}$ 이다. 또한 f_n 은 n 번째 부반송파 주파수로 $f_n = n/T_u = n/NT$ 로 정의되며 T 는 샘플 간격이다. 식(1)과 같이 구성된 전송신호는 다음과 같이 연속적으로 전송된다.

$$x^p(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k^p(t) \quad (2)$$

식(2)의 사용자 신호는 무선채널을 통해 전송된다. 본 논문은 OFDMA 상향 시스템을 위한 각 사용자와 기지국 사이의 주파수 선택적 페이딩 채널을 다경로 레일레이 페이딩 채널로 모델링한다 [10]. 따라서 p 번째 사용자에 대해 다음과 같이 채널의 임펄스 응답을 표현할 수 있다.

$$h^p(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^p(t) \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

여기서, $\delta(t)$ 는 충격과 응답함수이고, $h_l^p(t)$ 는 시간변수 t 에 대해 l 번째 경로의 계수이며, 레일레이 페이딩 채널을 가정할 경우, 평균이 0인 복소 랜덤변수로 표현된다. 일반적으로 채널의 경로 간격은 전송신호의 샘플 간격으로 정규화되므로 $\tau_l = lT$ 이고 $\tau_0 = 0$ 이며, 채널의 최대지연시간 T_{max} 는 $T_{max} = (L-1)T$ 로 정의된다.

채널의 경로 계수간 상관관계는 WSSUS (Wide-sense stationary uncorrelated scattering) 채널 모델을 사용하여 표현할 수 있다 [10], [11].

$$E\{h_{l_1}^p(t_1)(h_{l_2}^p(t_2))^*\} = \delta(l_1 - l_2) W^p(l_1; t_1 - t_2) \quad (4)$$

여기서, $t_1 = t_2$ 이면 채널의 전력지연함수 (Power delay profile) $W^p(l; 0)$ 을 얻을 수 있다. 이후부터 전력지연함수는 표현의 간단함을 위해 $W^p(l)$ 로 표현하도록 한다. 일반적으로 무선 이동 채널환경을 가정할 경우, 채널의 전력지연함수는 지수적 감소를 따르므로 다음과 같이 표현할 수 있다 [12].

$$W^p(l) = W^p(0)e^{-ld}, \quad \text{for } l = 0, \dots, L-1 \quad (5)$$

여기서, d 는 지수감소상수이다.

본 논문에서는 채널은 한 심볼신호 구간 동안 변화하지 않는다고 가정한다. 이러한 가정을 기반으로 k 번째 전송신호 구간 동안 채널의 경로 계수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$h_l^p(t)|_{kT_s - T_{cp} \leq t < kT_s + T_u} = h_{k,l}^p \quad (6)$$

식(6)을 사용하여 n 번째 부반송파 주파수 f_n 에 대해 채널의 주파수 응답을 구할 수 있다.

$$H_{k,n}^p = \sum_{l=0}^{L-1} h_{k,l}^p e^{-j2\pi(\tau_l/N)n} = \sum_{l=0}^{L-1} H_{k,n,l}^p \quad (7)$$

이상으로부터, 총 P 명의 사용자로부터 전송된 신호는 기지국 수신기에 다음과 같이 수신된다.

$$r(t) = \sum_{p=0}^{P-1} r^p(t - t^p) + n(t) \quad (8)$$

여기서, $t^p, p = 0, \dots, P-1$ 는 그림 1에 표현된 것과 같이 각 사용자의 독립적인 시간오차이며 p 번째 사용자 신호는 $r^p(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^p(t)x^p(t - \tau_l)$ 로 정의된다. 또한, $n(t)$ 는 전력밀도함수가 $N_0/2$ 로 정의되는 복소 부가백색가우시안잡음 (AWGN: Additive white gaussian noise)을 나타낸다.

2.2 상대적인 시간오차와 동기 및 비동기 사용자 그룹의 정의

FFT (Fast Fourier transform) 출력신호의 효과적인 표현을 위해 상대적인 시간오차와 동기 및 비동기 사용자 그룹을 정의하도록 한다. 우선, 각 상향 사용자에 대해 상대적인 시간오차를 정의한다. p 번째 사용자에 대해 상대적인 시간오차 Δ^p 는 p 번째 사용자의 시간오차 t^p 와 기지국 기준시간 t' 의 차이로 정의된다 [7], [13].

$$\Delta^p = t^p - t' \quad (9)$$

본 논문에서, 각 사용자의 상대적인 시간오차 $\{\Delta^p\}$ 는 구간 $[-T_{cp}, T_{cp}]$ 에서 임의의 값을 가지는 균일분포 확률변수(uniformly distributed random variable)로 정의한다. 또한 각 사용자의 상대적인 시간오차는 상호 독립적으로 발생됨을 가정한다.

다음으로, 각 사용자의 상대적인 시간오차를 기준으로 동기 및 비동기 사용자 그룹을 정의하도록 한다. 동기 사용자 그룹(Synchronous user group) G_s 의 수신신호는 구간 $[0, T_{cp} - T_{max}]$ 내의 상대적인

시간오차를 가지고 수신되며, 비동기 사용자 그룹 (Asynchronous user group) G_a 의 수신신호는 구간 $[-T_{cp}, T_{cp}]$ 의 상대적인 시간오차를 가지고 수신된다. 따라서, 비동기 사용자 그룹의 사용자 수신신호는 FFT후 다중접속간섭을 발생시킬 수 있다. 다음 절에서 FFT 과정을 거친 복조신호를 표현하도록 한다.

2.3 복조신호 모델

동기 사용자 그룹의 q 번째 사용자에게 대해 FFT 과정을 거친 복조신호를 표현한다. k 번째 수신심볼, m 번째 부반송과 출력신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R_{k,m}^q = \frac{1}{\sqrt{T_u}} \int_{kT_s + t'}^{kT_s + t' + T_u} r(t) \cdot e^{-j2\pi f_m(t-t'-kT_s)} dt \quad (10)$$

식(10)에서 표현의 단순함을 위해, $k = 0$ 번째 수신 심볼을 가정하고, 식(8)을 대입하면 다음과 같다.

$$R_{0,m}^q = \frac{1}{\sqrt{T_u}} \int_{t'}^{t' + T_u} [r^q(t-t') + \sum_{p \in G_a} r^p(t-t') + n(t)] e^{-j2\pi f_m(t-t')} dt \quad (11)$$

$$= D_{0,m}^q + MAI + N_m$$

여기서, 각 신호 성분을 식(9)의 상대적인 시간오차를 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$D_{0,m}^q = \frac{1}{\sqrt{T_u}} \int_{-\Delta^q}^{-\Delta^q + T_u} r^q(t) e^{-j2\pi f_m(t+\Delta^q)} dt \quad (12)$$

표 1. MAI 표현을 위한 Δ^p 의 범위 분류

구간	Δ^p 의 범위
I	R_I $0 \leq \Delta^p < T_{cp} - T_{max}$
II	R_{II} $T_{cp} - T_{max} \leq \Delta^p < T_{cp}$
III	R_{III} $-T_{max} \leq \Delta^p < 0$
IV	R_{IV} $-T_{cp} \leq \Delta^p < -T_{max}$

$$MAI = \frac{1}{\sqrt{T_u}} \sum_{p \in G_a} \int_{-\Delta^p}^{-\Delta^p + T_u} r^p(t) \cdot e^{-j2\pi f_m(t+\Delta^p)} dt \quad (13)$$

$$N_m = \frac{1}{\sqrt{T_u}} \int_0^{T_u} n(t) e^{-j2\pi f_m t} dt \quad (14)$$

식(7)의 채널의 주파수 응답을 이용하면 식(12)는 다음과 같이 정리된다.

$$D_{0,m}^q = H_{0,m}^q e^{-j2\pi f_m \Delta^q} X_{0,m}^q \quad (15)$$

즉, 동기 사용자의 상대적인 시간오차 Δ^q 는 구간 $[0, T_{cp} - T_{max}]$ 에서 정의되므로 위상천이만 발생하게 된다. 그러나 식(13)의 표현은 간단하지 않다. 비동기 사용자의 상대적인 시간오차 Δ^p 는 구간 $[-T_{cp}, T_{cp}]$ 에서 정의되므로 Δ^p 에 따라 식(13)의 피적분함수가 달라지게 된다. 다음 장에서는 Δ^p 의 범위에 따라 MAI를 표현하도록 한다.

III. MAI의 표현 및 통계적 특성

Δ^p 는 구간 $[-T_{cp}, T_{cp}]$ 에서 정의된 랜덤변수이므로 채널의 최대지연시간 T_{max} 를 고려하면 식(13)을 표현하기 위한 Δ^p 는 표 1과 같이 정리할 수 있다. 또한 표 1의 Δ^p 의 범위에 따른 비동기 사용자의 수신신호를 그림 2에 나타내었다. 다음 절에서는 표 1에 정의된 각 구간에 대해 MAI를 유도하도록 한다.

3.1 MAI의 표현

3.1.1 R_I ($0 \leq \Delta^p < T_{cp} - T_{max}$)

구간 R_I 일 경우 비동기 사용자의 수신신호가 구간 $[0, T_{cp} - T_{max}]$ 이내에 수신되는 경우를 나타내므로 보호구간내의 인접 신호간 간섭 성분을 포함하지 않는다. 이 경우, 식(13)은 다음과 같다.

$$MAI_I = 0 \quad (16)$$

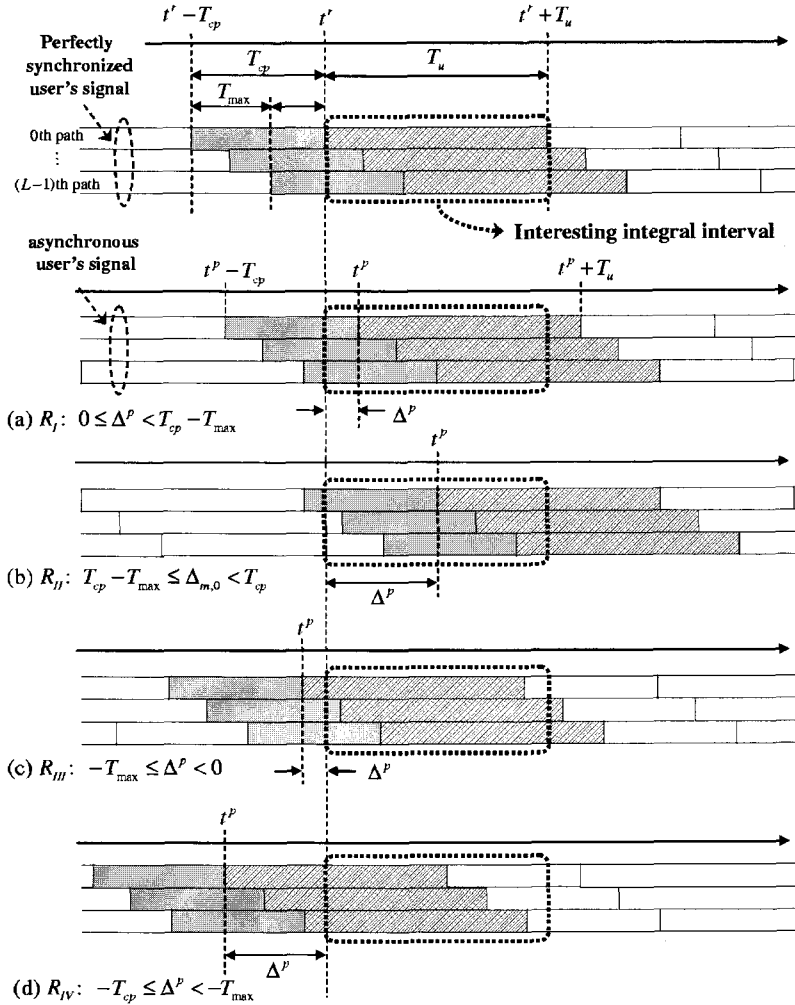


그림 2. Δ^p 에 따른 비동기 사용자 수신신호의 표현.

3.1.2 R_{II} ($T_{cp} - T_{max} \leq \Delta^p < T_{cp}$)

구간 R_{II} 일 경우 비동기 사용자의 수신신호는 순환보호구간내의 인접 신호간 간섭 성분을 포함하게 된다. 이때, 구간 R_{II} 은 다음과 같은 부분구간으로 나눌 수 있다.

$$T_{cp} - \nu T \leq \Delta^p < T_{cp} - (\nu - 1) T, \quad (17)$$

for $\nu = 1, \dots, L - 1$

그림 2(b)는 $L = 3, \nu = 1$ 일 경우를 나타낸다. 만약 $l < \nu$ 이면 비동기 사용자의 한 심볼만 식(13)의 적분구간과 관계되고 (그림 2(b)의 경우 $l = 0$), $l \geq \nu$ 이면 비동기 사용자의 인접 두 심볼이 식(13)의 적분구간과 관계된다 (그림 2(b)의 경우 $l = 1, 2$).

각 부분구간에 대한 MAI는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 MAI_{II}(\nu) &= \sum_{p \in G_n} \sum_{n \in C^*} X_{p-1,n}^p e^{j2\pi(f_n T_{cp} - f_m \Delta^p)} \left(\sum_{l=\nu}^{L-1} H_{l,n,l}^p \right) \\
 &\left[\frac{e^{-j2\pi(f_n - f_m)(\tau_l - T_{cp})} - e^{-j2\pi(f_n - f_m)\Delta^p}}{j2\pi(n - m)} \right] \\
 &= \sum_{p \in G_n} \sum_{n \in C^*} X_{0,n}^p e^{-j2\pi f_m \Delta^p} \left(\sum_{l=\nu}^{L-1} H_{0,n,l}^p \right) \\
 &\left[\frac{e^{-j2\pi(f_n - f_m)\Delta^p} - e^{-j2\pi(f_n - f_m)(\tau_l - T_{cp})}}{j2\pi(n - m)} \right]
 \end{aligned} \quad (18)$$

3.1.3 R_{III} ($-T_{max} \leq \Delta^p < 0$)

구간 R_{II} 와 유사하게 구간 R_{III} 일 경우도 다음과 같은 부분구간으로 나눌 수 있다.

$$-\nu T \leq \Delta^p < -(\nu - 1)T, \quad (19)$$

for $\nu = 1, \dots, L - 1$

그림 2(c)에서 보는 것과 같이 만약 $l < \nu$ 이면 비동기 사용자의 인접 두 심볼이 식(13)의 적분구간과 관계되고 (그림 2(c)의 경우 $l = 0$), $l \geq \nu$ 이면 비동기 사용자의 한 심볼만 식(13)의 적분구간과 관계된다 (그림 2(c)의 경우 $l = 1, 2$). 따라서, 구간 R_{II} 와 같이 각 부분구간에 대한 MAI는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} MAI_{II}(\nu) &= \sum_{p \in G_{an}} \sum_{C^p} X_{1,n}^p e^{-j2\pi(f_n T_{cp} + f_m \Delta^p)} \left(\sum_{l=0}^{\nu-1} H_{1,n,l}^p \right) \\ &\quad \left[\frac{e^{-j2\pi(f_n - f_m)\Delta^p} - e^{j2\pi(f_n - f_m)\tau_l}}{j2\pi(n - m)} \right] \quad (20) \\ &= \sum_{p \in G_{an}} \sum_{C^p} X_{0,n}^p e^{-j2\pi f_m \Delta^p} \left(\sum_{l=0}^{\nu-1} H_{0,n,l}^p \right) \\ &\quad \left[\frac{e^{j2\pi(f_n - f_m)\tau_l} - e^{-j2\pi(f_n - f_m)\Delta^p}}{j2\pi(n - m)} \right] \end{aligned}$$

3.1.4 $R_{IV}(-T_{cp} \leq \Delta^p < -T_{max})$

구간 R_{IV} 일 경우, 항상 비동기 사용자의 인접 두 심볼이 식(13)의 적분구간과 관계된다. 이 경우, MAI는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} MAI_{IV} &= \sum_{p \in G_{an}} \sum_{C^p} X_{1,n}^p e^{-j2\pi(f_n T_{cp} + f_m \Delta^p)} \left(\sum_{l=0}^{L-1} H_{1,n,l}^p \right) \\ &\quad \left[\frac{e^{-j2\pi(f_n - f_m)\Delta^p} - e^{j2\pi(f_n - f_m)\tau_l}}{j2\pi(n - m)} \right] \\ &= \sum_{p \in G_{an}} \sum_{C^p} X_{0,n}^p e^{-j2\pi f_m \Delta^p} \left(\sum_{l=0}^{L-1} H_{0,n,l}^p \right) \\ &\quad \left[\frac{e^{j2\pi(f_n - f_m)\tau_l} - e^{-j2\pi(f_n - f_m)\Delta^p}}{j2\pi(n - m)} \right] \quad (21) \end{aligned}$$

3.2 MAI의 통계적 특성

본 절에서는 앞 절의 결과식 (16), (18), (20), 그리고 (21)을 사용하여 MAI의 통계적 특성을 살펴 보도록 한다. MAI의 통계적 특성은 가우시안 근사화 기법 (Gaussian approximatoin)을 이용하여 구할

수 있다. 우선, MAI의 평균 및 분산을 구하기 위해, 사용자 데이터 신호 $\{X_{k,n}^p\}$ 는 서로 다른 p, k , 그리고 n 에 대해 상호 독립이고 $E\{X_{k,n}^p\} = 0$, $E\{|X_{k,n}^p|^2\} = 1$ 이라고 가정한다. 이 때, MAI의 평균은 표 1의 구간에 관계없이 $E\{MAI\} = 0$ 임을 쉽게 확인할 수 있다. 또한, 표 1의 각 구간에 대한 분산은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E\{|MAI_I\}^2\} = 0 \quad (22)$$

$$\begin{aligned} E\{|MAI_{II}(\nu)|^2\} &= \sum_{p \in G_{an}} \sum_{C^p} \left[\sum_{l=\nu}^{L-1} W^p(l) \right. \\ &\quad \left. \frac{1 - \cos(2\pi(f_n - f_m)(\Delta^p + \tau_l - T_{cp}))}{\pi^2(n - m)^2} \right] \quad (23) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E\{|MAI_{III}(\nu)|^2\} &= \sum_{p \in G_{an}} \sum_{C^p} \left[\sum_{l=0}^{\nu-1} W^p(l) \right. \\ &\quad \left. \frac{1 - \cos(2\pi(f_n - f_m)(\Delta^p + \tau_l))}{\pi^2(n - m)^2} \right] \quad (24) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E\{|MAI_{IV}\}^2\} &= \sum_{p \in G_{an}} \sum_{C^p} \left[\sum_{l=0}^{L-1} W^p(l) \right. \\ &\quad \left. \frac{1 - \cos(2\pi(f_n - f_m)(\Delta^p + \tau_l))}{\pi^2(n - m)^2} \right] \quad (25) \end{aligned}$$

3.3 비동기 사용자를 고려한 OFDMA 상향 시스템의 성능

OFDMA 상향 시스템의 성능을 다중간섭성분을 포함한 평균 신호대 간섭잡음비 및 M -QAM에 대한 평균 심볼에러확률로 살펴보도록 한다. 평균 신호대 간섭잡음비 $\bar{\gamma}_e$ 는 유효신호전력 대 간섭신호전력과 잡음신호전력의 비로 정의되므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\bar{\gamma}_e = \frac{P_D}{P_{MAI} + P_N} \quad (26)$$

여기서, $P_D = E\{|D_{0,m}^p|^2\}$ 이고 $P_N = E\{|N_m|^2\}$

이다. 또한, 다중접속간섭의 평균전력은 다음과 같다.

$$P_{MAI} = \int_{-T_{cp}}^{T_{cp}} E\{|MAI|^2\} f(\Delta^p) d\Delta^p \quad (27)$$

여기서, $f(\Delta^p)$ 는 상대적인 시간오차 Δ^p 의 확률밀도함수이다. Δ^p 는 구간 $[-T_{cp}, T_{cp}]$ 에서 정의된 균일분포 확률변수이므로 $f(\Delta^p) = 1/2T_{cp}$ 이다. 따라서, 식(27)과 식(22), (23), (24) 그리고 (25)를 이용하면 다중접속간섭의 평균전력을 구할 수 있다.

마지막으로, 비동기 사용자에게 의한 다중접속간섭이 존재할 때, 동기 사용자의 평균 심볼에러확률을 구할 수 있다. 레일레이 페이딩 채널환경에서 M-QAM의 평균 심볼에러확률은 다음과 같다 [11].

$$P(E) = 2\left(1 - \frac{1}{M}\right)\left(1 - \sqrt{\frac{g\bar{\gamma}_e}{1 + g\bar{\gamma}_e}}\right) + \left(1 + \frac{1}{M}\right)^2 \cdot \left(\frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{g\bar{\gamma}_e}{1 + g\bar{\gamma}_e}} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1 + g\bar{\gamma}_e}{g\bar{\gamma}_e}} - 1\right) \quad (28)$$

여기서, $g = 3/2(M-1)$ 이다. 식(29)에서 평균 신호대 간섭잡음비 $\bar{\gamma}_e$ 는 평균 신호대 잡음비 $\bar{\gamma} = P_D/P_N$ 와 다음과 같은 관계를 가지고 있다.

$$\bar{\gamma}_e = \frac{1}{1 + P_{MAI}/P_N} \bar{\gamma} \quad (29)$$

IV. 모의실험

본 장에서는 비동기 사용자에게 의한 다중접속간섭이 존재할 때 동기사용자의 성능을 모의실험을 통하여 살펴보도록 한다. 모의실험은 비동기 사용자 수 증가에 따른 동기 사용자의 평균 신호대 잡음비, 평균 신호대 잡음비 손실, M-QAM 심볼에러확률 성능으로 평가하였다. 여기서, 평균 신호대 잡음비 손실은 다음과 같이 정의된다.

$$\bar{\gamma}_{loss} [dB] = 10\log\bar{\gamma} - 10\log\bar{\gamma}_e \quad (30)$$

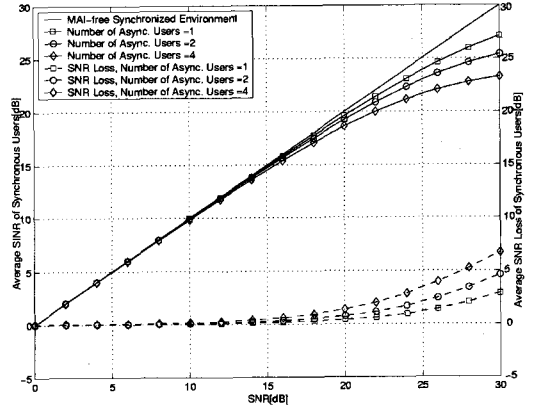


그림 3. 비동기 사용자 수 증가에 따른 동기 사용자의 평균 신호대 간섭잡음비 및 평균 신호대 잡음비 손실.

즉, 비동기 사용자 수 증가에 따라 다중접속간섭의 크기가 증가하므로 평균 신호대 간섭잡음비 $\bar{\gamma}_e$ 는 감소하고 평균 신호대 잡음비 손실 $\bar{\gamma}_{loss}$ 는 증가하게 된다. 따라서, 식 (31)의 평균 신호대 잡음비 손실은 비동기 사용자 수 증가에 따른 시스템 성능 열화정도를 나타내는 수치이다.

실험환경은 부반송파가 256이고 순환보호구간으로 32샘플을 사용하는 OFDMA 상향 시스템으로 진행하였다. 상향 사용자 수는 $P=16$ 으로 고정하며 각 사용자당 인접한 16개의 부반송파를 할당한다. 따라서, p 번째 사용자 부반송파 인덱스 집합 C^p 는 $n(C^p) = 16$ 이고 $C^p = \{16p-16, \dots, 16p-1\}$ 이다. $n(\cdot)$ 은 집합의 원소 개수를 나타낸다.

채널환경은 [12]를 참고하여 주파수 선택적 페이딩 채널환경을 구성하였으며 경로수는 $L=25$ 로 설정하였다. 채널의 전력지연함수는 지수감소계수 $d=0.2$ 인 지수적 감소를 가정하였다. 또한, 각 사용자의 채널은 동일한 경로수, 지수감소계수를 가정하나 각 사용자 채널의 임펄스 응답은 상호 독립적으로 발생시켰다.

비동기 사용자의 상대적인 시간오차는 구간 $[-T_{cp}, T_{cp}]$ 에서 균일 확률 분포를 가지도록 발생시켰으며 각 비동기 사용자의 상대적인 시간오차는 상호 독립적으로 발생시켰다. 비동기 사용자 수 $n(G_s)$ 는 1, 2, 4로 증가 시키며 실험하였고 $n(G_s) + n(G_a) = 16$ 이다.

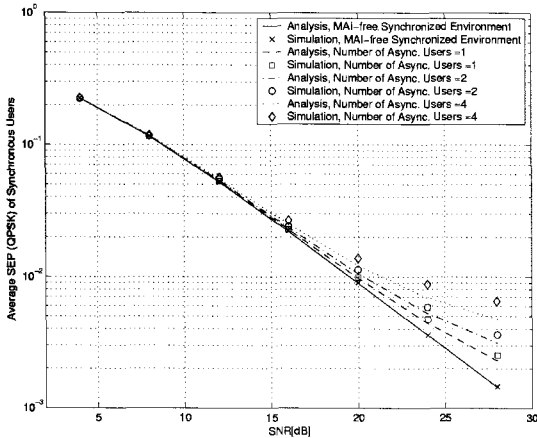


그림 4. 비동기 사용자 수 증가에 따른 동기 사용자의 QPSK 평균 심볼에러확률 성능.

마지막으로 동기 사용자의 M -QAM 심볼에러확률을 구하기 위해, 동기 사용자의 채널응답은 완벽히 알고 있다고 가정하였다.

그림 3은 식(26)에 의해 비동기 사용자 증가에 따른 동기 사용자의 평균 신호대 잡음비 성능과 평균 전력 손실 성능을 나타내고 있다. 예상할 수 있는 것과 같이 비동기 사용자 수가 증가할수록 동기 사용자의 평균 신호대 간섭잡음비는 감소하므로 평균 신호대 잡음비 손실은 증가하게 된다. 예를 들어 비동기 사용자 수가 4일 때 최대 약 7dB의 신호대 잡음비 손실이 발생함을 확인할 수 있다. 이러한 동기 사용자의 성능 열화는 결과적으로 심볼에러확률 성능 열화로 나타난다.

그림 4와 그림 5는 $M=4$ 인 QPSK 신호와 $M=6$ 인 16-QAM 신호의 평균 심볼에러확률 성능을 나타내고 있다. 두 그림에서 비교를 위하여 다중점속간섭이 없는 경우의 성능 곡선을 첨부하여 나타내었다. 그림 3에서 예상할 수 있는 것과 같이 비동기 사용자 수가 증가할수록 평균 심볼에러확률 성능이 열화됨을 확인할 수 있다. 또한, 그림에서 선으로 표현된 곡선은 식(29)에 의한 분석결과를 나타내고 인덱스만으로 표현된 곡선은 컴퓨터 모의실험결과를 나타내고 있다. QPSK 신호와 16-QAM 신호 모두에서 분석결과와 컴퓨터 모의실험결과는 큰 오차 없이 대체적으로 일치하고 있음을 알 수 있으며 이것으로 본 논문에서 유도한 성능분석이 큰 오차 없이 타당함을 확인할 수 있다.

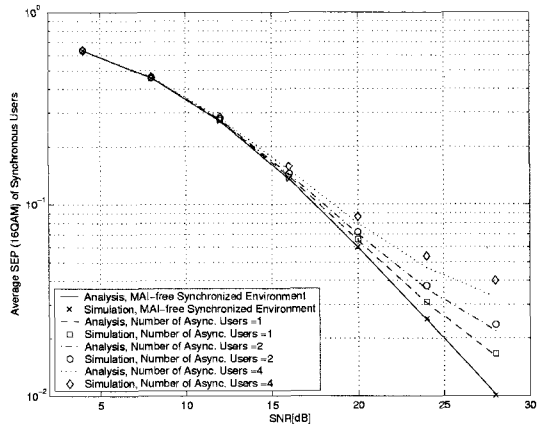


그림 5. 비동기 사용자 수 증가에 따른 동기 사용자의 16-QAM 평균 심볼에러확률 성능.

V. 결론

본 논문에서는 OFDMA 상향 시스템에서 비동기 사용자가 존재할 때 동기 사용자의 성능을 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 분석하였다. 비동기 사용자에 의한 다중점속간섭을 WSSUS 채널 모델의 전력지연함수를 사용하여 closed-form으로 유도하였고 이를 바탕으로 동기 사용자의 성능을 평균 신호대 간섭잡음비, 평균 신호대 잡음비 손실, 그리고 평균 심볼에러확률로 분석하였다. 분석 결과는 모의실험을 통하여 확인하였으며 특히, QPSK, 16-QAM 심볼에러확률에 대해 분석 결과는 컴퓨터 모의실험결과와 대체적으로 일치함을 확인하였다. 이것으로 본 논문에서 유도한 성능분석이 여러 가정에 불구하고 큰 오차 없이 타당함을 확인할 수 있다.

참고 문헌

- [1] L. Wei and C. Schlegel, "Synchronization requirements for multi-user OFDM on satellite mobile and two-path Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 43, pp. 887-895, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [2] C. Y. Wong, R. S. Cheng, K. B. Letaief, and R. D. Murch, "OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, pp. 1747-1757, Oct 1999.

