

비동기 MC-CDMA 시스템에 대한 보호구간의 영향 분석

정희원 고균병*, 종신회원 홍대식**

Effect Investigation of a GP for Asynchronous MC-CDMA Systems

Kyunbyoung Ko* *Regular Member*, Daesik Hong** *Lifelong Member*

요약

본 논문에서는 Cyclic prefix 형태의 보호구간이 비동기 MC-CDMA 시스템에 미치는 영향을 주파수 선택적 다 경로 페이딩 채널에 대하여 분석한다. 이를 위해 보호구간을 갖는 비동기 MC-CDMA 시스템의 평균 오류율(BER) 성능을 Closed-form으로 유도한다. 또한 MC-CDMA 시스템의 주파수 다이버시티는 경로 다이버시티와 같음을 확인한다. 본 논문에서 제안한 분석 기법을 보호구간이 없는 경우로 확장하고, 분석 결과를 통해 보호구간이 ISI(InterSymbol Interference)와 ICI(InterCarrier Interference)의 영향을 완화시키기 위해서 뿐만이 아니라 원하는 신호 성분의 전력 감쇄를 완화시키기 위해 MC-CDMA 시스템에 필요함을 확인한다. 또한 성능 분석의 정확성을 모의실험을 통하여 검증하였다.

Key Words : MC-CDMA, GP, ISI, ICI

ABSTRACT

This paper investigates the effect a guard period (GP) in the form of a cyclic prefix for asynchronous multicarrier-code division multiple access (MC-CDMA) systems. At first, we analyze the performance of asynchronous MC-CDMA systems with a GP, which results in closed-form bit error rate (BER) performance. Furthermore, it confirms that the frequency diversity of MC-CDMA systems is identical to the path diversity. The analytical approach proposed here is extended to the case without a GP. The derived analytical results show that a GP is required for MC-CDMA systems in order to mitigate not only the effect of intersymbol interference (ISI) and intercarrier interference (ICI) but also the desired signal power degradation. In addition, the accuracy of the proposed analysis is verified by simulations.

I. 서론

광범위하게 진행되어온 비동기 MC-CDMA 시스템에 관한 연구들 중에서 참고문헌 [1]과 [2]에서는 시스템의 의사 성능 분석 기법에 관한 내용을 담고 있다. 그리고 참고문헌[3]에서는 비동기 MC-CDMA 시스템에 대한 평균 오류율(Average BER)의 상한

값 및 하한값을 유도하였다. 그러나 [1], [2] 및 [3]의 분석에서는 보호구간을 사용하지 않는 MC-CDMA 시스템을 다루었다.

MC-CDMA 시스템은 주파수 선택적 페이딩 채널에서 주파수 다이버시티(frequency diversity)를 이용하는 시스템이라 할 수 있다. 따라서 페이딩 채널에서의 다중 경로 성분 증가는 주파수 다이버시

※ 이 논문은 2008년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임(KRF-2008-331-D00358)

* 충주대학교 정보 제어 공학과(kbko@cju.ac.kr), ** 연세대학교 전기 전자 공학과 정보통신 연구실(daesikh@yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-03-146, 접수일자 : 2008년 3월 31일 최종논문접수일자 : 2008년 10월 2일

티의 증가 혹은, 반송과간 상관값의 감소로 나타난다^{[4][5]}. 이에 반해서, 보호구간을 이용하지 않는 MC-CDMA 시스템에서는 일반적인 OFDM 시스템과 동일하게 다중 경로 성분이 증가됨에 따라 일반적인 OFDM 시스템과 동일하게 인접 심벌 간섭 (Intersymbol Interference: ISI)과 인접 반송과 간섭 (InterCarrier Interference: ICI)의 영향이 커지게 되고 시스템 성능은 저하된다. 그러나 MC-CDMA 시스템에서 이러한 현상에 대한 수식적 분석은 이루어지지 않았다. 기존의 연구들에서는 주파수 영역에서의 채널 계수들을 기반으로 성능 분석을 유도하였으나 Closed-form 형태의 성능 분석 결과를 제시하지 못하였다^{[2][8]}. 그리고 MC-CDMA 시스템에서는 ISI와 ICI의 영향을 완화시키면서 주파수 다이버시티를 효율적으로 획득하기 위해서 OFDM 혹은 OFCDM과 유사하게 보호구간을 Cyclic Prefix 형태로 삽입할 수 있다^{[6][7]}. 참고문헌 [8]에서는 보호구간을 갖는 비동기 MC-CDMA 시스템에 대한 성능 분석 기법을 제안하였으나, 보호구간과 최대 시간지연(T_{max} : Maximum Access Delay Time)의 관계를 명확히 고려하지 않았으며 단채널 형태 (Closed-form)의 평균 오류율을 유도하지 못하였다.

본 논문에서는 Cyclic Prefix 형태의 보호구간을 갖는 비동기 MC-CDMA 시스템에 대하여 기존의 분석 기법들과는 다르게 시간영역의 채널 계수들을 기반으로 분석하여 Closed-form 형태의 Average BER을 유한다. 또한 주파수 축에서 확산이 이뤄지는 MC-CDMA 시스템의 주파수 다이버시티가 시간 축의 다중 경로 다이버시티와 같음을 분석적으로 검증한다. 그리고 제안된 분석 기법을 보호구간이 없는 경우로 확장하여, 보호구간의 부재가 ISI 및 ICI를 유발할 뿐만 아니라 원하는 신호 성분의 전력 감쇄를 유발한다는 새로운 사실을 이론적으로 검증한다. 이러한 영향을 신호 대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio: SNR) 감쇄로 정의하고 다양한 환경에서 그 영향을 확인한다. 또한 보호 구간이 없는 경우에 대한 기존의 연구 [2]가 제시하지 못한 BER를 근사화를 통해 Closed-form으로 유도하였다.

II. 비동기 MC-CDMA 시스템

일반적인 MC-CDMA 시스템의 m 번째 사용자에 대한 송신기와 수신기는 그림 1과 같다.

MC-CDMA 시스템의 송신기는 각 사용자에게 할당된 확산 코드를 사용하여 전송 심벌을 주파수

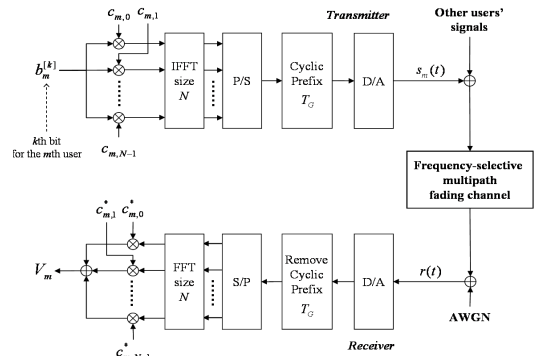


그림 1. m 번째 사용자에 대한 MC-CDMA 송수신기 구조

축에서 확산시키고, IDFT(inverse DFT) 장치를 이용하여 신호를 시간 축으로 변환한 후 보호구간을 Cyclic Prefix 형태로 삽입하여 전송하게 된다^{[7][8]}. 따라서 m 번째 사용자의 전송 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s_m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} b_m^{[k]} c_{m,n} p(t - kT_s) e^{j2\pi f_n g(t)} \quad (1)$$

여기서 $f_n = n/T$ 이고, $b_m^{[k]} = \pm 1$ 는 m 번째 사용자의 k 번째 BPSK 심벌이고, $|c_{m,n}| = 1$ 는 m 번째 사용자의 n 번째 부반송파에 해당하는 확산 코드이고, $p(t)$ 는 구간 $[-T_G, T_G]$ 에서 값을 갖는 사각 펄스신호로 $\int_{-\infty}^{\infty} p_i^2[t - nT_c] dt = 1$ 을 만족한다. T 는 비트 간격을, T_G 는 보호구간을, $T_s (= T + T_G)$ 는 보호구간을 포함하는 MC-CDMA 심벌 간격을 각각 나타낸다. 그리고 Cyclic Prefix 형태의 보호구간을 나타내기 위하여 $g(t)$ 를 다음과 같이 정의한다^{[7][8]}.

$$g(t) = \begin{cases} (t + T) - kT_s & \text{for } kT_s - T_G \leq t < kT_s \\ t - kT_s & \text{for } kT_s \leq t < kT_s + T \end{cases} \quad (2)$$

다중경로 레일리 페이딩 채널의 채널 응답은 다음과 같이 표현할 수 있다^[9].

$$h_m(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L-1} g_{m,l}(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (3)$$

여기서 t , τ , L 및 τ_l 은 시간, 지연, 다중경로 수 및 l 번째 경로성분의 지연 시간을 각각 나타낸다. 0번째 심벌 간격 동안의 천천히 변하는 l 번째

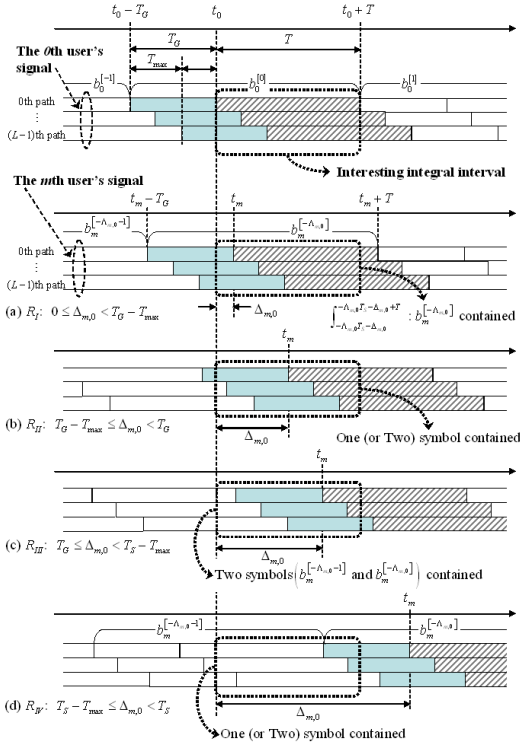


그림 2. $\Delta_{m,0}$ 에 따른 다중사용자 간섭성분 표현

경로의 채널 이득은 $g_{m,l}(t) |_{-T_G \leq t < T} = g_{m,l} = a_{m,l} e^{j\theta_{m,l}}$ 으로 표현할 수 있으며 여러 심벌 시간 동안에 변하지 않는다고 가정한다. 크기 $a_{m,l}$ 은 레일리 분포를 갖고 위상 $\theta_{m,l}$ 은 $[0, 2\pi)$ 동안에 균일하게 분포하면서 경로와 사용자들 간에 독립적인 랜덤 변수로 가정한다⁹⁾. 그리고 식 (3)을 DFT(Discrete Fourier Transform)하여 m 번째 사용자의 n 번째 부반송파의 채널 응답은 다음과 같다.

$$H_{m,n} = \sum_{l=0}^{L-1} H_{m,n,l} = \sum_{l=0}^{L-1} a_{m,l} e^{j\theta_{m,l}} e^{-j2\pi n l / N} \quad (4)$$

여기서, $\tau_l = l T_c$, $T_c = T/N$, $H_{m,n,l} = a_{m,l} e^{j\theta_{m,l}} e^{-j2\pi n l / N}$ 이다. 위 식은 n 번째 부반송파의 채널 응답이 L 개의 경로 성분들로 이뤄짐을 의미한다. 본 논문에서는 $\bar{y}_{m,l} = a_{m,l}^2$, $\bar{y}_{m,l} = E[a_{m,l}^2]$ 및 $\bar{y}_m = E\left[\sum_{l=0}^{L-1} \bar{y}_{m,l}\right] = \sum_{l=0}^{L-1} \bar{y}_{m,l} = 1$ 을 가정하며, 경로들 간의 지수함수적 감소 인자(Exponential Decay Factor)는 $1/L$

로 가정한다.

사용자가 M 명인 단일 셀 환경에서, 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{m=0}^{M-1} \int_0^{T_{\max}} h_m(\tau; t-t_m) s_m(t-t_m-\tau) d\tau + n(t) \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \left[\sum_{l=0}^{L-1} g_{m,l}(t-t_m) s_m(t-t_m-\tau_l) \right] + n(t) \quad (5) \end{aligned}$$

여기서 t_m 는 m 번째 사용자의 비동기 전송 지연(Asynchronous Transmission Delay)을 나타내고, $n(t)$ 는 평균이 0이고 전력 밀도 스펙트럼이 N_0 인 가산성 백색 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN)이다.

III. 보호 구간을 갖는 비동기 MC-CDMA 시스템의 성능 분석

3.1 정합 여파기 출력

검파하고자하는 사용자가 0번째 사용자이고 채널 추정 및 시간 동기화가 완벽하다고 가정한다면, 0번째 심벌에 대한 정합 여파기 출력 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Z_0 &= \int_{t_0}^{t_0+T} \frac{r(t)}{\sqrt{y_0 NT}} \sum_{n=0}^{N-1} h_{0,n}^* c_n^* e^{-j2\pi f_s(t-t_0)} dt \quad (6) \\ &= D_0 + MAI_0^{SC} + MAI_0^{OC} + n_0 \end{aligned}$$

위 식에서 $D_0 = \frac{b_0^{[0]}}{\sqrt{\gamma_0 N}} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{0,n}|^2 = b_0^{[0]} \sqrt{\gamma_0}$, MAI_0^{SC}

및 MAI_0^{OC} 는 원하는 신호 성분, 같은 반송파에 의한 다중사용자 간섭성분 및 다른 반송파에 의한 다중사용자 간섭성분을 각각 나타낸다. n_0 는 AWGN에 의한 성분으로 평균은 0이고 분산은 N_0/NT 이다.

3.2 $\Delta_{m,0}$ 에 따른 다중사용자 간섭성분의 표현

본 논문에서는 0번째 사용자에 대한 m 번째 사용자의 상대적인 시간 차이를 다음과 같이 정의한다¹⁰⁾.

$$\Delta_{m,0} = (t_m - t_0) - \Lambda_{m,0} T_S \quad (7)$$

여기서 $\Lambda_{m,0} = \lfloor (t_m - t_0) / T_S \rfloor$ 이고 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 를 넘지 않는 최대의 정수를 나타낸다. $\{\Delta_{m,0}\}$ 는 사용자들 간에 독립적이고 $[0, T_S)$ 에서 균일하게 분포하는 랜덤 변수로 가정한다¹⁰⁾. 따라서 식 (6)의 MAI_0^{SC} 와 MAI_0^{OC} 는 $\Delta_{m,0}$ 의 영역에 따라 다르게

표현된다.

영역 I ($R_I: 0 \leq \Delta_{m,0} < T_G - T_{\max}$): 그림 2(a)는 영역 I의 경우를 나타내고 있다. 식 (1), (5) 및 (6)으로부터 다음을 얻을 수 있다.

$$MAI_{0,I}^{SC} = \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}]}}{\sqrt{\gamma_0}N} \sum_{n=0}^{N-1} H_{m,n} H_{m,n}^* c_{m,n} c_{0,n}^* e^{-j2\pi f_n \Delta_{m,0}} \quad (8)$$

$$MAI_{0,I}^{OC} = 0 \quad (9)$$

영역 II ($R_I: T_G - T_{\max} \leq \Delta_{m,0} < T_G$): 영역 II는 다음의 부분 영역으로 나뉘질 수 있다.

$$T_G - qT_c \leq \Delta_{m,0} < T_G - (q-1)T_c \quad (10)$$

for $q=1, 2, \dots, L-1$

그리고 그림 2(b)는 영역 II의 $L=3$ 이고 $q=1$ 인 예를 나타낸다. 만약 $l < q$ 이면, 하나의 정보열 $b_m^{[-\Lambda_{m,0}]}$ 만이 적분구간과 관련되어 있다(그림 2(b)의 $l=0$). 그렇지 않다면($l \geq q$), 두 개의 정보열 $b_m^{[-\Lambda_{m,0}]}$ 와 $b_m^{[-\Lambda_{m,0}-1]}$ 가 적분구간과 관련된다(그림 2(b)의 $l=1, 2$). 그러므로 식 (10)의 q 번째 부분영역에서의 간섭성분은 다음과 같이 표현된다.

$$MAI_{0,II(q)}^{SC} = \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}-1]}}{\sqrt{\gamma_0}N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{l=q}^{L-1} H_{m,n,l} f_{n,n}^1(\Delta_{m,0}) \right] \times H_{0,n}^* c_{m,n} c_{0,n}^* + \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}]}}{\sqrt{\gamma_0}N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{l=0}^{q-1} H_{m,n,l} e^{-j2\pi f_n \Delta_{m,0}} \right] \times H_{0,n}^* c_{m,n} c_{0,n}^* + \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}]}}{\sqrt{\gamma_0}N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{l=q}^{L-1} H_{m,n,l} f_{n,n}^2(\Delta_{m,0}) \right] \times H_{0,n}^* c_{m,n} c_{0,n}^* \quad (11)$$

$$MAI_{0,II(q)}^{OC} = \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}-1]}}{\sqrt{\gamma_0}N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} \times \left[\sum_{l=q}^{L-1} H_{m,n,l} f_{n,i}^1(\Delta_{m,0}) \right] H_{0,i}^* c_{m,n} c_{0,i}^* + \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}]}}{\sqrt{\gamma_0}N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} \times \left[\sum_{l=q}^{L-1} H_{m,n,l} f_{n,i}^2(\Delta_{m,0}) \right] H_{0,i}^* c_{m,n} c_{0,i}^* \quad (12)$$

여기서, $f_{n,i}^1(\Delta_{m,0})$ 와 $f_{n,i}^2(\Delta_{m,0})$ 는 다음과 같다.

$$f_{n,i}^1(\Delta_{m,0}) = \begin{cases} \frac{\Delta_{m,0} - T_G + \tau_l}{T} e^{j2\pi f_n (T_G - \Delta_{m,0})}, & i = n \\ \frac{e^{j2\pi (f_n - f_i) (-T_G + \tau_l)} - e^{j2\pi (f_n - f_i) (-\Delta_{m,0})}}{j2\pi (n-i) \times e^{j2\pi (f_n T_G - f_i \Delta_{m,0})}}, & i \neq n \end{cases} \quad (13)$$

$$f_{n,i}^2(\Delta_{m,0}) = \begin{cases} \frac{T_S - \Delta_{m,0} - \tau_l}{T} e^{-j2\pi f_n \Delta_{m,0}}, & i = n \\ \frac{e^{-j2\pi (f_n - f_i) \Delta_{m,0}} - e^{j2\pi (f_n - f_i) (-T_G + \tau_l)}}{j2\pi (n-i) \times e^{-j2\pi f_i \Delta_{m,0}}}, & i \neq n \end{cases} \quad (14)$$

영역 III ($R_{III}: T_G \leq \Delta_{m,0} < T_S - T_{\max}$): 그림 2(c)로부터 영역 III에서는 항상 두 정보열이 적분구간에 포함되어 있으므로 간섭성분은 다음과 같이 표현된다.

$$MAI_{0,III}^{SC} = \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}-1]}}{\sqrt{\gamma_0}N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{l=0}^{L-1} H_{m,n,l} f_{n,n}^1(\Delta_{m,0}) \right] \times H_{0,n}^* c_{m,n} c_{0,n}^* + \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}]}}{\sqrt{\gamma_0}N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{l=0}^{L-1} H_{m,n,l} f_{n,n}^2(\Delta_{m,0}) \right] \times H_{0,n}^* c_{m,n} c_{0,n}^* \quad (15)$$

$$MAI_{0,III}^{OC} = \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}-1]}}{\sqrt{\gamma_0}N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} \times \left[\sum_{l=0}^{L-1} H_{m,n,l} f_{n,i}^1(\Delta_{m,0}) \right] H_{0,i}^* c_{m,n} c_{0,i}^* + \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}]}}{\sqrt{\gamma_0}N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} \times \left[\sum_{l=0}^{L-1} H_{m,n,l} f_{n,i}^2(\Delta_{m,0}) \right] H_{0,i}^* c_{m,n} c_{0,i}^* \quad (16)$$

영역 IV ($R_I: T_S - T_{\max} \leq \Delta_{m,0} < T_S$): 영역 II에서의 경우와 유사하게 영역 IV는 $T_S - qT_c \leq \Delta_{m,0} < T_S - (q-1)T_c$ 의 부분 영역으로 나뉘지며, $q \in \{1, 2, \dots, L-1\}$ 번째 부분 영역에 대하여 다음을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 MAI_{0,IV(a)}^{SC} &= \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}-1]}}{\sqrt{\gamma_0 N}} \\
 &\times \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{l=0}^{q-1} H_{m,n,l} f_{n,n}^1(\Delta_{m,0}) \right] H_{0,n}^* c_{m,n} c_{0,n}^* \\
 &+ \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}-1]}}{\sqrt{\gamma_0 N}} \\
 &\times \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{l=q}^{L-1} H_{m,n,l} e^{j2\pi f_n(T_c - \Delta_{m,0})} \right] H_{0,n}^* c_{m,n} c_{0,n}^* \\
 &+ \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}]}{\sqrt{\gamma_0 N}} \\
 &\times \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{l=0}^{q-1} H_{m,n,l} f_{n,n}^2(\Delta_{m,0}) \right] H_{0,n}^* c_{m,n} c_{0,n}^* \quad (17)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 MAI_{0,IV(a)}^{OC} &= \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}-1]}}{\sqrt{\gamma_0 N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} \\
 &\times \left[\sum_{l=0}^{q-1} H_{m,n,l} f_{n,i}^1(\Delta_{m,0}) \right] H_{0,i}^* c_{m,n} c_{0,i}^* \\
 &+ \sum_{m=1}^{M-1} \frac{b_m^{[-\Lambda_{m,0}]}{\sqrt{\gamma_0 N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} \\
 &\times \left[\sum_{l=0}^{q-1} H_{m,n,l} f_{n,i}^2(\Delta_{m,0}) \right] H_{0,i}^* c_{m,n} c_{0,i}^* \quad (18)
 \end{aligned}$$

3.3 평균 오류율의 Closed-form 유도

본 논문에서는 CDMA 시스템의 성능분석에서 일반적으로 사용하는 가우시안 근사화를 적용하기 위하여 사용자들의 확산코드가 랜덤하다고 가정한다. 따라서 정합 여파기 출력 값 Z_0 는 평균이 $D_0 (= b_0^{[0]}\sqrt{\gamma_0})$ 이고 $\text{Var}[Z_0] = \text{Var}[MAI_0^{SC}] + \text{Var}[MAI_0^{OC}] + \text{Var}[n_0]$ 를 분산으로 갖는 조건부 복소 가우시안 랜덤 변수로 가정할 수 있다 [12][11]. 그리고 앞 절에서 표현한 다중사용자 간섭 성분을 랜덤 변수 $\{\Theta_{m,0}\}, \{\gamma_{m,l}\}, \{c_{m,n}\}, \{b_m^{[k]}\}$ 및 $\{\Delta_{m,0}\}$ 에 대하여 평균을 취함으로써 다음을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \text{Var}[MAI_0^{SC}] &= \int_0^{T_s} \frac{1}{T_s} E[|MAI_0^{SC}|^2 | \Delta_{m,0}] d\Delta_{m,0} \\
 &= \frac{(M-1)(3T_s - T)}{3NT_s} \frac{1}{\gamma_m} \quad (19)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Var}[MAI_0^{OC}] &= \int_0^{T_s} \frac{1}{T_s} E[|MAI_0^{OC}|^2 | \Delta_{m,0}] d\Delta_{m,0} \\
 &= \frac{(M-1)T}{N^2 T_s} \frac{1}{\gamma_m} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} \frac{1}{\pi^2(n-1)^2} \quad (20)
 \end{aligned}$$

Z_0 의 전체 잡음 성분에서 각 항들이 순환 대칭 (Circular symmetric)의 특성을 갖고 있으므로, 전체 잡음 성분도 순환 대칭의 특성을 갖고 있음을 알 수 있다[11]. 따라서 결정 변수 $\text{Re}\{Z_0\}$ 는 D_0 를 평균으로 갖고 분산이 $\text{Var}[\text{Re}\{V_0\}] = \text{Var}[V_0]/2$ 인 실수의 가우시안 랜덤 변수가 된다[11]. 그러므로 주어진 γ_0 에 대한 조건부 오류율은 다음과 같다[9].

$$\begin{aligned}
 P_0[e|\gamma_0] &= Q\left(\sqrt{\frac{|E[\text{Re}\{V_0\}]|^2}{\text{Var}[\text{Re}\{V_0\}]}}\right) = Q(\sqrt{2 \text{SINR}_0 \gamma_0})
 \end{aligned}$$

여기서 $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt$ 이고 $\text{SINR}_0 = 1/\text{Var}[V_0]$ 이다. 평균 오류율은 $P_0[e|\gamma_0]$ 를 랜덤 변수 γ_0 에 대하여 평균을 취하여 다음과 같이 유도된다[9].

$$\begin{aligned}
 P_0[e] &= \int_0^\infty p(\gamma_0) P_0[e|\gamma_0] d\gamma_0 \\
 &= \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{L-1} \prod_{i=0, i \neq l}^{L-1} \frac{\gamma_{0,l}}{\gamma_{0,l} - \gamma_{0,i}} \\
 &\times \left[1 - \sqrt{\frac{\text{SINR}_0 \gamma_{0,l}}{1 + \text{SINR}_0 \gamma_{0,l}}} \right] \quad (21)
 \end{aligned}$$

여기서 γ_0 의 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 p(\gamma_0) &= \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{\gamma_{0,l}} \left[\prod_{i=0, i \neq l}^{L-1} \frac{\gamma_{0,l}}{\gamma_{0,l} - \gamma_{0,i}} \right] e^{-\frac{\gamma_0}{\gamma_{0,l}}}
 \end{aligned}$$

상기 식 (21)은 레이크 수신기를 통하여 경로 다이버시티를 얻는 DS-CDMA 시스템의 식과 유사하다. 차이점은 레이크 수신기를 사용하는 DS-CDMA 시스템에서는 다중 경로성분들로 야기되는 자기 간섭성분이 존재한다는 사실이다. 따라서 MC-CDMA 시스템에서의 보호구간 사용은 자기 간섭성분 즉, ISI와 ICI의 영향을 받지 않게 한다. 또한 레이스 수신기 대신에 IDFT/DFT을 이용하여 경로 다이버시티를 주파수 다이버시티로 얻을 수 있다.

3.4 보호구간이 없는 경우의 성능 분석

보호구간이 없는 경우 식 (6)의 정합 필터 출력 값은 다음과 같이 표현된다.

$$Z_{0, XGP} = D_{0, XGP} + SI_{0, XGP} + MAI_{0, XGP}^{SC} + MAI_{0, XGP}^{OC} + \eta_0 \quad (22)$$

여기서 원하는 신호성분은 다음과 같다.

$$D_{0, XGP} = \frac{b_0^{[0]}}{\sqrt{\gamma_0}} \sum_{l=0}^{L-1} \gamma_{0,l} \frac{T - \tau_l}{T} \approx b_0^{[0]} \sqrt{\sum_{l=0}^{L-1} \gamma_{0,l} \frac{T - 2\tau_l}{T}} = b_0^{[0]} \sqrt{\gamma_0}$$

여기서 $\gamma_0 = \sum_{l=0}^{L-1} \gamma_{0,l} = \sum_{l=0}^{L-1} \gamma_{0,l} \frac{T - 2\tau_l}{T}$ 이다. 또한

$SI_{0, XGP} (= ICI_{0, XGP} + ISI_{0, XGP}^{SC} + ISI_{0, XGP}^{OC})$ 는 보호구간이 없음으로 인해 발생하는 자기 간섭성분으로 각 항들은 다음과 같다.

$$ICI_{0, XGP} = \frac{b_0^{[0]}}{\sqrt{\gamma_0} N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} \times \left[\sum_{l=0}^{L-1} H_{0,n,l} \frac{1 - e^{j2\pi(f_n - f_i)\tau_l}}{j2\pi(n-i)} \right] H_{0,i}^* C_{0,n} C_{0,i}^* \quad (23)$$

$$ISI_{0, XGP}^{SC} = \frac{b_0^{[-1]}}{\sqrt{\gamma_0}} \left[\sum_{l=0}^{L-1} \gamma_{0,l} \frac{\tau_l}{T} \right] \quad (24)$$

$$ISI_{0, XGP}^{OC} = \frac{b_0^{[-1]}}{\sqrt{\gamma_0} N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} \times \left[\sum_{l=0}^{L-1} H_{0,n,l} \frac{e^{j2\pi(f_n - f_i)\tau_{l-1}} - 1}{j2\pi(n-i)} \right] H_{0,i}^* C_{0,n} C_{0,i}^* \quad (25)$$

여기서 $ICI_{0, XGP}$ 는 인접 반송파 간섭성분을, $ISI_{0, XGP}^{SC}$ 는 같은 반송파에 의해 야기되는 인접 심벌 간섭성분을, $ISI_{0, XGP}^{OC}$ 는 다른 반송파에 의해 야기되는 인접 심벌 간섭성분을 각각 의미한다. 이러한 자기 간섭성분들에 대하여 가우시안 근사화를 적용하면^[1], $\text{Var}[ISI_{0, XGP}^{SC}] = \left(\sum_{l=0}^{L-1} \gamma_{0,l} \frac{\tau_l}{T} \right)^2 / \gamma_0$ 과 다음을 얻는다.

$$\begin{aligned} \text{Var}[ICI_{0, XGP}] &= \text{Var}[ISI_{0, XGP}^{OC}] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} \left[\sum_{l=0}^{L-1} \gamma_{0,l} f_{XGP}(l, l) + \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{\gamma_0} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{p=0, p \neq l}^{L-1} \gamma_{0,l} \gamma_{0,p} f_{XGP}(l, p) \right] \frac{1}{\pi^2(n-1)^2} \end{aligned} \quad (26)$$

여기서

$$f_{XGP}(l, p) = \cos \left[\pi(n-i) \frac{\tau_l - \tau_p}{T} \right] \times \sin \left[\pi(n-i) \frac{\tau_l}{T} \right] \sin \left[\pi(n-i) \frac{\tau_p}{T} \right]$$

이고

$$\text{Var}[SI_{0, XGP}] = \text{Var}[ICI_{0, XGP}] + \text{Var}[ISI_{0, XGP}^{SC}] + \text{Var}[ISI_{0, XGP}^{OC}]$$

이다. 또한 $MAI_{0, XGP}^{SC}$ 와 $MAI_{0, XGP}^{OC}$ 는 같은 반송파 및 다른 반송파에 의한 다중사용자 간섭성분들을 각각 의미한다. 식 (19)와 (20)으로부터

$$\text{Var}[MAI_{0, XGP}^{SC}] = \text{Var}[MAI_{0, XGP}^{SC}]_{T_c=0} \text{와}$$

$\text{Var}[MAI_{0, XGP}^{OC}] = \text{Var}[MAI_{0, XGP}^{OC}]_{T_c=0}$ 를 얻을 수 있다.

근사화된 평균 오류율: 보호구간이 없는 경우의 근사화된 평균 오류율은 다음과 같이 유도된다^[9].

$$P_{0, XGP}^{App}[e] = \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{L-1} \prod_{i=0, i \neq l}^{L-1} \frac{\overline{\gamma_{0,l}}}{\overline{\gamma_{0,l}} - \overline{\gamma_{0,i}}} \times \left[1 - \sqrt{\frac{\text{SINR}_{0, XGP} \overline{\gamma_{0,l}}}{1 + \text{SINR}_{0, XGP} \overline{\gamma_{0,l}}}} \right] \quad (27)$$

여기서 $\overline{\gamma_{0,l}} = \frac{T - 2\tau_l}{T} \gamma_{0,l}$ 이고

$$\text{SINR}_{0, XGP}^{-1} = \text{Var}[SI_{0, XGP}] + \text{Var}[MAI_{0, XGP}^{SC}] + \text{Var}[MAI_{0, XGP}^{OC}] + \text{Var}[\eta_0]$$

이다.

보호구간의 부재에 의한 유효 SNR 손실: 식 (22)에서 $D_{0, XGP}$ 는 보호구간이 없는 경우 원하는 신호성분의 감쇄가 있음을 나타낸다. 또한 $SI_{0, XGP}$ 는 보호구간의 부재로 야기되는 인접 심벌 간섭이 성능 저하를 유발함을 의미한다. 이러한 두 가지 영향을 고려해 본 논문에서는 신호대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio: SNR) 손실을 정의하고 그 영향을 비교 분석한다. 따라서 SNR을 $\text{SNR}_0 = \frac{NT}{N_0} E[\gamma_0]$ 로 정의하고 보호구간이 없는 경우의 유효 SNR을 다음으로 정의한다^[12].

$$\text{SNR}_0^{Eff} = \frac{E[|D_{0, XGP}|^2]}{\text{Var}[SI_{0, XGP}] + \text{Var}[\eta_0]}$$

그러므로 보호구간의 부재로 인해 야기되는 SNR 손실을 다음과 같이 표현한다.

$$\begin{aligned}
 SNR_{Loss}(dB) &= 10 \log_{10} \frac{SNR_0}{SNR_0^{Eff}} \\
 &= SNR_0(dB) - SNR_0^{Eff}(dB)
 \end{aligned}
 \tag{28}$$

위의 식들을 통하여 보호구간이 사용된 경우는 $SNR_0^{Eff} = SNR_0$ 과 $SNR_{Loss}(dB) = 0$ 임을 알 수 있다. 즉 식 (28)은 원하는 신호성분의 감쇄와 자기 간섭성분에 의한 SNR 손실을 의미한다.

IV. 성능 분석 결과 및 토의

본 장에서는 보호구간을 갖는 비동기 MC-CDMA 시스템의 성능을 주파수 선택적 다중경로 레일리 페이딩 채널에서 확인하고 성능분석 결과를 모의실험 결과와 비교 분석한다. 성능분석 및 모의실험에서는 $\tau_i = 2IT_c$ 를 사용하였다. 또한 모의실험에서는 랜덤하게 발생된 확산코드와 복소 스크램블링 코드를 사용하였다.

그림 4에서는 사용자가 SNR이 20dB이고 다중 경로 수가 2와 8인 경우에 평균 오류율 성능을 사용자수의 변화에 따라 비교한다. 성능 분석 결과는 보호구간을 갖는 경우 및 갖지 않는 경우 모두 다중사용자수 변화와 무관하게 모의실험 결과와 유사함을 확인할 수 있다. 다만 보호구간을 갖지 않는 경우에는 원하는 신호성분에 대한 근사화로 인하여 사용자수가 작은 경우 차이를 보이고 있음을 알 수 있다. 그리고 다중경로수가 8인 경우에는 보호구간의 사용을 통해 주파수 다이버시티를 효율적으로 얻게 되어 10-2 BER 기준에서 보호구간이 없는 경우 대비 약 33%의 사용자 용량증가가 있음을 확인할 수 있다.

그림 4(a)에서는 사용자가 10명이고 다중 경로 수가 2, 8인 경우에 평균 오류율 성능을 SNR의 변화에 따라 보여주고, 그림 3(b)에서는 보호구간의 부재로 야기되는 SNR 손실을 SNR의 변화에 따라 보여준다. MC-CDMA 시스템은 식 (21)과 같이 경로 다이버시티를 주파수 다이버시티로 얻기 때문에 다중경로수의 증가에 따라 평균 오류율 성능은 향상된다. 반면에 보호구간을 갖지 않는 경우에는 경로수 증가에 따른 원하는 신호 성분의 전력 감소와 ICI 및 ISI에 의한 영향이 증가되어 다이버시티 이득이 보호구간을 갖는 경우에 미치지 못함을 알 수 있다.

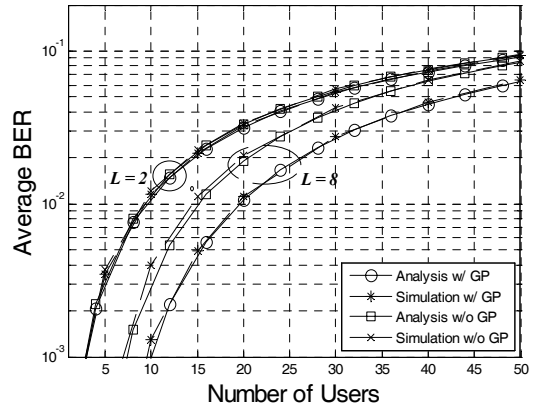
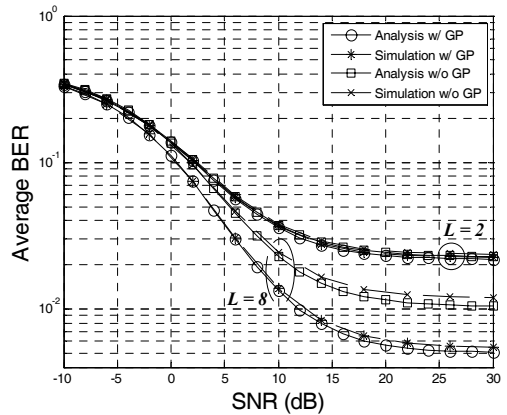
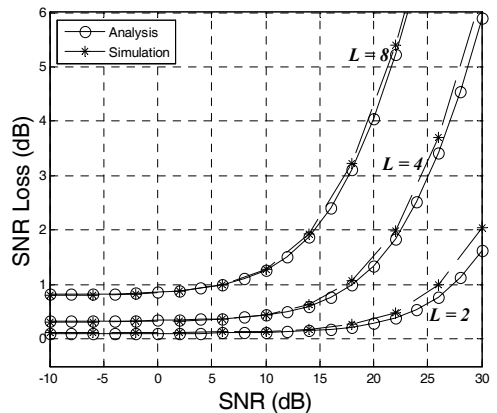


그림 3. 다중사용자수 변화에 따른 평균 오류율 비교 ($N=64, M=16, L \in \{2,8\}, T_c=2(L-1)T_c, SNR=20dB$)

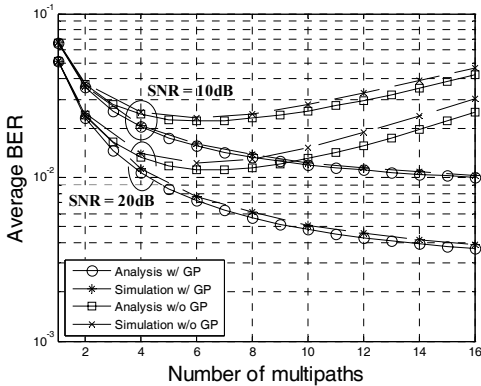


(a) Average BER vs. SNR (dB)

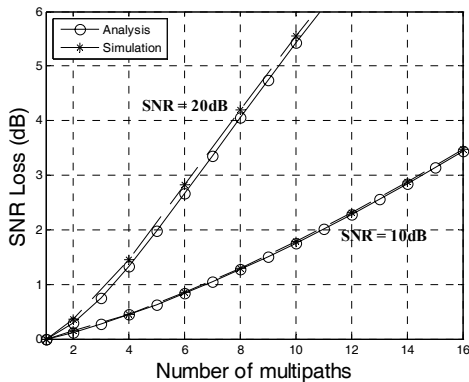


(b) SNR Loss (dB) caused by no GP vs. SNR (dB)

그림 4. SNR의 변화에 따른 평균 오류율 및 SNR 손실 비교 ($N=64, M=16, L \in \{2,4,8\}, T_c=2(L-1)T_c$)



(a) Average BER vs. the number of multipaths



(b) SNR Loss (dB) caused by no GP vs. the number of multipaths

그림 5. 다중경로 수 변화에 따른 평균 오류율 및 SNR 손실 비교($N=64$, $M=16$, $T_G=2(L-1)T_C$, SNR=10, 20dB)

또한 보호구간의 부재로 인한 유효 SNR의 손실은 경로 수가 증가할수록 SNR의 변화에 민감하다는 사실을 그림 3(b)에서 확인할 수 있다.

그림 5에서는 SNR이 10 및 20dB인 경우에 BER 성능과 유효 SNR 손실을 다중경로 수 증가에 따라 각각 비교하고 있다. 보호구간이 사용된 경우에는 다중경로수의 증가는 부가적인 다이버시티 증가를 보장하고, 이로 인해 BER 성능이 향상됨을 알 수 있다. 이에 반하여, 보호구간의 부재는 SNR 손실을 유발한다. 따라서 경로 수가 6이하인 경우에는 부가적인 다이버시티 증가가 SNR 손실보다 크게 작용해 BER 성능이 조금이나마 향상된다. 경로 수가 그 이상이 되면 부가적인 다이버시티 증가보다 SNR 손실의 영향이 커지게 되어 BER 성능이 오히려 열화되는 현상을 관찰할 수 있다.

상기 그림들을 통하여 비동기 MC-CDMA 시스템은 ICI 및 ISI의 영향을 완화시키면서 주파수 다

이버시티를 효과적으로 얻기 위하여 보호구간이 필요함을 확인하였으며 분석 결과의 정확성을 모의실험을 통하여 검증하였다.

V. 결론

본 논문에서는 Cyclic Prefix 형태의 보호구간을 갖는 비동기 MC-CDMA 시스템의 성능을 주파수 선택적 다중 경로 레일리 페이딩 채널에 대하여 분석하고 모의실험을 통하여 그 정확성을 검증하였다. 유도된 Closed-form의 평균 오류율을 통하여 MC-CDMA 시스템의 주파수 다이버시티가 경로 다이버시티와 동일함을 확인하였고, 제안한 분석 기법을 보호구간이 없는 경우로 확장하여 보호구간이 ISI와 ICI의 영향을 완화시키기 위해서 뿐만 아니라 원하는 신호 성분의 전력 누수를 완화시키기 위해 MC-CDMA 시스템에 필요함을 확인하였다.

참고 문헌

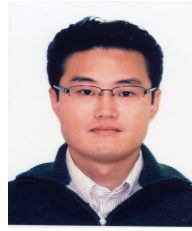
- [1] E. A. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol.44, No.3, pp.356-367, Mar. 1996.
- [2] X. Gui and T. S. Ng, "Performance of Asynchronous Orthogonal Multicarrier CDMA System in Frequency Selective Fading Channel," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol.47, No.7, pp.1084-1091, Jul. 1999.
- [3] Kun-Wah Yip and Tung-Sang Ng, "Tight error bounds for asynchronous multicarrier CDMA and their application," *IEEE Comm. Letters*, Vol.2, No.11, pp.295-297, Nov. 1998.
- [4] 김태영, 고균병, 이영조, 강창언, 홍대식, "부반송파간 상관 관계가 존재하는 페이딩 채널에서 주파수 천이를 고려한 MC-CDMA 시스템의 성능 분석," *한국통신학회 논문지*, 제26권, 3A호, pp.481-487, 2001년 3월.
- [5] 고균병, 최수용, 강창언, 홍대식, "RBF Network를 이용한 다중반송파 코드분할 다중접속 시스템에서의 다중사용자 수신기," *한국통신학회 논문지*, 제25권, 6A호, pp.885-892, 2000년 6월.
- [6] N. Maeda, H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Performance of forward link broadband OFCDM packet wireless access

using MMSE combining scheme based on SIR estimation,” in *Proc. IEEE VTC 2002-Spring*, Vol.2, pp.1045-1049, Birmingham, Alabama, May 6-9, 2002.

- [7] Myonghee Park, Kyunbyoung Ko, Hwasun Yoo, and Daesik Hong, “Performance Analysis of OFDMA Uplink Systems with Symbol Timing Misalignment,” *IEEE Comm. Letters*, Vol.7, No.8, pp.376-378, Aug. 2003.
- [8] Kyunbyoung Ko, Taeyoung Kim, Sooyong Choi, and Daesik Hong, “Semi-analytical Approach of Asynchronous MC-CDMA systems with a Guard Period in the form of a Cyclic Prefix,” *IEEE Comm. Letters*, Vol.9, No.2, pp.142-144, Feb. 2005.
- [9] John G. Proakis, *Digital Communication*, McGraw Hill, 1995.
- [10] Kyunbyoung Ko, Mansic Joo, Hansup Lee, and Daesik Hong, “Performance Analysis for Multistage Interference Cancellers in Asynchronous DS-CDMA Systems,” *IEEE Comm. Letters*, Vol.6, No.12, pp.544-546, Dec. 2002.
- [11] T. Eng and L. B. Milstein, “Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multipath fading,” *IEEE Trans. on Comm.*, Vol.43, No.2/3/4, pp.1134-1143, Feb./March/April 1995.
- [12] Heidi Steendam and Marc E. Moeneclaey, “The Sensitivity of Downlink MC-DS-CDMA to Carrier Frequency Offsets,” *IEEE Comm. Letters*, Vol.5, No.5, pp.215-217, May 2001.

고 균 병 (Kyunbyoung Ko)

정회원



1997년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업
 1999년 8월 연세대학교 전기전자공학과 석사
 2004년 2월 연세대학교 전자전자공학과 박사
 2004년 3월~2007년 2월 삼성

전자 통신연구소

2007년 3월~현재 충주대학교 정보제어공학과

<관심분야> 이동통신, MIMO, Multicarrier System

홍 대 식 (Daesik Hong)

중신회원



한국통신학회 논문지 제 21권, 제 8호(1996) 참조