

상향링크 OFDMA 이동통신 시스템에서의 개별 사용자의 보호구간 확장

정희원 임민중*, 임대운*, 정병장**, 노태균**

Guard Interval Extension for Individual Users in Uplink OFDMA Mobile Communication Systems

Minjoong Rim*, Dae-Woon Lim*, Byung-Jang Jeong**, Taegyun Noh** *Regular Members*

요 약

하향링크 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 시스템의 경우 순환전치 구간은 지연확산만을 고려하면 되지만 상향링크 OFDMA 시스템에서는 지연확산과 함께 상향링크 신호의 타이밍 오차를 고려한 보호구간이 필요하다. 특히 셀 반경이 큰 셀에서 초기 액세스를 하는 경우, 핸드오버를 하는 경우, 오래 동안 단말이 기지국과 데이터를 주고받지 않은 경우에는 타이밍 오차가 매우 클 수 있으며 매우 큰 보호구간이 요구될 수 있다. 상향링크 OFDMA 시스템에서 작은 크기의 순환전치 구간을 유지하기 위해서는 시스템의 순환전치 구간은 그대로 둔 채 큰 타이밍 오차가 발생할 수 있는 단말의 보호구간만 증대시키는 방법이 필요하다. 이 논문에서는 상향링크 OFDMA 시스템의 보호구간을 사용자 개별적으로 확장하는 방법을 제안한다.

Key Words : OFDM, OFDMA, SC-FDMA, Timing Offset, Guard Interval, Cyclic Prefix

ABSTRACT

While the cyclic prefix lengths of downlink OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) systems are determined based on the maximum delay spreads encountered in cellular environments, the guard interval of uplink OFDMA systems should consider the timing offsets of uplink signals as well as the delay spread lengths. Especially in the cases of initial accesses, handovers, and considerable time elapsed without data transmissions between base and mobile stations in a large cell, uplink timing offsets can be large and a very long guard interval length may be required. In order to keep the small size of the cyclic prefix in uplink OFDMA systems, the systems require a method of extending the guard intervals for users with large timing offsets without affecting the cyclic prefix length of the system. This paper proposes a method extending the guard intervals of individual users in uplink OFDMA systems.

I. 서론

OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)는 OFDM(Orthogonal Frequency Division

Multiplexing) 시스템의 부반송파들을 다수의 사용자들이 분할하여 자원을 공유하는 개념으로, 차세대 이동통신을 위한 새로운 다중접속 방식으로 고려되고 있다^{[1][2][3][4]}. OFDM 시스템에서의 순환전치

* 동국대학교 정보통신공학과 (minjoong@dongguk.edu, dwlim01@dgu.edu)

** 한국전자통신연구원 (bjejeong@etri.re.kr, taegyun@etri.re.kr)

논문번호 : KICS2007-03-117, 접수일자 : 2007년 3월 10일, 최종논문접수일자 : 2007년 5월 15일

(Cyclic Prefix) 구간은 지연확산보다 커야 되지만 이동통신 시스템에서 발생할 수 있는 다양한 환경을 고려할 경우 적절한 순환전치 구간을 결정하는 것은 간단하지 않다. 무선통신 환경의 지연확산은 대부분 작은 값을 가지지만 산악 지방이나 중계기에 의한 지연이 추가되는 경우 드물게 큰 지연확산이 존재할 수 있다. 광대역 통신 시스템이 필요한, 도심 등의 무선 환경에서는 지연확산은 작은 값을 가지므로 성능을 극대화하기 위해서는 작은 보호구간을 유지하여야 한다.

하향링크 OFDMA 시스템의 경우 순환전치 구간은 지연확산만을 고려하면 되지만 상향링크 OFDMA 시스템에서는 지연확산과 함께 상향링크 신호의 타이밍 오차를 고려한 보호구간이 필요하다. 특히 셀 반경이 큰 셀에서 초기 액세스를 하는 경우, 핸드오버를 하는 경우, 오래 동안 단말이 기지국과 데이터를 주고받지 않은 경우에는 타이밍 오차가 매우 클 수 있어서 커다란 보호구간이 필요하며 보호구간이 충분하지 않을 경우 심벌간의 간섭으로 인한 성능 저하가 발생할 수 있다. 적절한 전력 제어가 이루어지지 않는 경우에는 한 단말의 심벌간의 간섭은 그 단말뿐만 아니라 다른 단말의 성능에도 영향을 미칠 가능성이 있다. 최대 지연확산과 함께 최대 타이밍 오차까지 고려한 순환전치 구간을 사용하는 것은 무선자원의 심각한 낭비를 가져올 수 있으며, 상향링크 OFDMA 시스템에서 작은 크기의 순환전치 구간을 유지하기 위해서는 지연확산이나 타이밍 오차가 크게 발생할 수 있는 사용자에게 대해서 개별적으로 보호구간을 증대시키는 방법이 필요하다.

이 논문에서는 상향링크 OFDMA 시스템에서 특정 단말의 타이밍 오차 및 지연확산이 순환전치구간을 넘어갈 가능성이 있을 때 그 단말만을 위해 개별적으로 보호구간을 확장하는 기술을 제안한다. 특정 단말의 보호구간을 확장함으로써 그 단말의 성능을 보장할 뿐만 아니라 다른 단말의 성능에도 영향을 미치지 않도록 한다. 이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 OFDMA 전송 방법에 대해서 설명하고 3장에서는 개별 사용자의 보호구간을 확장하는 방법을 제안한다. 4장에서는 실험 결과를 보이고 5장에서는 결론을 맺는다.

II. OFDMA 전송 방법

OFDMA 시스템의 블록도는 그림 1과 같이 OFDM 전송방식과 유사하며 각 사용자는 부반송파

의 일부분을 사용하므로, 부반송파 할당 부분이 추가되어 있다.

길이가 L 인 변조된 신호 벡터를 \mathbf{S} , L 개의 데이터를 $N (\geq L)$ 개의 부반송파로 할당하는 $(N \times L)$ 행렬을 \mathbf{M} 이라고 할 때, 길이 N 의 부반송파 할당된 신호 \mathbf{X} 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{X} = \mathbf{M}\mathbf{S} \quad (1)$$

송신기에서는 부반송파 할당된 신호를 N point IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)한다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{Q}^H \mathbf{X} \quad (2)$$

식 (2)에서 \mathbf{Q} 는 N point DFT(Discrete Fourier Transform) 행렬이며 \mathbf{Q}^H 는 \mathbf{Q} 의 복소 전치(Hermitian Transpose) 행렬이다. 이 신호에 길이 K 의 순환전치 구간을 붙여서 길이 $N+K$ 의 OFDMA 심벌 벡터 $\tilde{\mathbf{x}}$ 을 생성한다.

$$\tilde{x}(i) = \begin{cases} x(i+N) & (i < 0) \\ x(i) & (i \geq 0) \end{cases} \quad (-K \leq i < N) \quad (3)$$

순환전치 구간 K 이하의 지연확산을 가지는 다중경로를 통과한 후 순환전치 구간을 제거한 뒤의 수신된 데이터 $r(i)$ 는, $h(k) (0 \leq k \leq K)$ 를 다중경로 채널, $w(i)$ 를 백색잡음 및 간섭이라고 할 때, 다음과 같이 표현된다.

$$r(i) = \sum_{k=0}^K \tilde{x}(i-k)h(k) + w(i) \quad (0 \leq i < N) \quad (4)$$

식 (4)를 벡터 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{r} = \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{w} \quad (5)$$

식 (5)에서 \mathbf{r} 은 길이 N 의 수신 벡터, $\tilde{\mathbf{x}}$ 는 길이 $N+K$ 의 송신 벡터, \mathbf{w} 는 길이 N 의 잡음 벡터이며, $\tilde{\mathbf{C}}$ 는 $(N \times (N+K))$ 채널행렬로서 다음과 같다.

$$\tilde{C}(i, j) = \begin{cases} h(i-j) & (j \leq i \leq j+K) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (0 \leq i < N, -K \leq j < N) \quad (6)$$

식 (5)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (7)$$

식 (7)에서 $(N \times N)$ 행렬 \mathbf{C} 는 다음과 같다.

$$C(i, j) = \begin{cases} \tilde{C}(i, j) + \tilde{C}(i, j - N) & (j > N - K) \\ \tilde{C}(i, j + K) & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$= \begin{cases} h(\text{mod}(i - j, N)) & 0 \leq \text{mod}(i - j, N) \leq K \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

$(0 \leq i < N, 0 \leq j < N)$

행렬 \mathbf{C} 는 순환(circulant) 특성을 가지는 $(N \times N)$ 행렬이므로 다음과 같이 다시 써질 수 있다^[5].

$$\mathbf{C} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{Q} \quad (9)$$

식 (9)에서 \mathbf{H} 는 주파수축의 채널응답값을 가지는 $(N \times N)$ 대각선 행렬이다. 식 (7)의 수신 데이터를 FFT(Fast Fourier Transform)를 통해서 주파수축으로 보내면 식 (10)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (10)$$

식 (10)에서 $\mathbf{R} = \mathbf{Q}\mathbf{r}$, $\mathbf{X} = \mathbf{Q}\mathbf{x}$, $\mathbf{W} = \mathbf{Q}\mathbf{w}$ 이다. 주파수축의 간섭 및 잡음 벡터 \mathbf{W} 의 분산을 나타내는 대각선 행렬을 Σ 라고 하며 완전한 채널 추정을 가정할 때, 채널보상된 길이 N 의 벡터 \mathbf{Y} 는 식 (11)과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}^H \Sigma^{-1} \mathbf{R} \quad (11)$$

수신기에서는 식 (12)에서와 같이 할당된 부반송파로부터 데이터를 추출한다.

$$\mathbf{Z} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{Y} \quad (12)$$

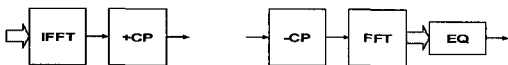


그림 1. OFDMA 시스템

III. 개별 사용자의 보호구간 확장

3.1 일반적인 보호구간

상향링크의 모든 단말이 지연확산 및 타이밍 오차가 작을 경우 그림 2와 같이 작은 보호구간을 유

지할 수 있다. 그러나 일부 단말이 큰 지연확산이나 타이밍 오차를 가질 수 있는 가능성이 있는 경우 심벌간의 간섭을 회피하기 위해서는 그림 3과 같이 모든 사용자의 보호구간을 확장하는 것이 필요하다.

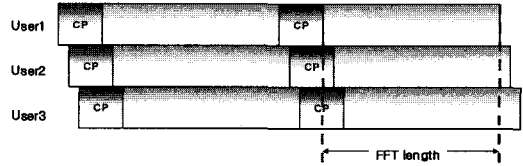


그림 2. 모든 단말이 작은 지연확산 및 타이밍 오차를 가질 때의 보호구간

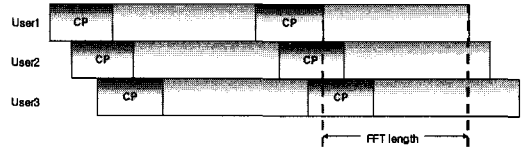


그림 3. 일부 단말이 큰 지연확산이나 타이밍 오차를 가질 때의 보호구간

3.2 개별 사용자를 위한 보호구간

대부분의 단말이 작은 지연확산과 타이밍 오차를 유지하고 일부 단말이 큰 지연확산이나 타이밍오차를 가질 가능성이 있을 때에는 큰 지연확산 또는 타이밍 오차를 가질 가능성이 단말을 위해서 개별적으로 보호구간을 확장시키는 것이 필요하다. 그림 4는 큰 지연확산이나 타이밍 오차를 가지는 단말을 위해서 개별적으로 보호구간을 확장하는 개념을 보여준다.

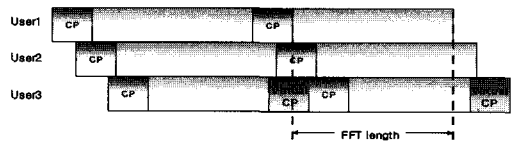


그림 4. 개별 사용자를 위한 보호구간의 확장

지연확산이 순환전치 구간 K 보다 커서 $K + M$ 의 값을 가진다고 하자. 지연확산이 순환전치 구간보다 클 때에는 이전 OFDMA 심벌 $\tilde{\mathbf{x}}_{previous}$ 가 현재 OFDMA 심벌 $\tilde{\mathbf{x}}$ 에 영향을 미쳐서 심벌간 간섭을 발생시킨다. 심벌간 간섭을 방지하기 위해서는 이전 OFDMA 심벌 $\tilde{\mathbf{x}}_{previous}$ 의 마지막 M 개의 샘플을 아래와 같이 되도록 하여 보호구간을 연장시

키는 효과를 얻도록 해야 한다.

$$x_{previous}(i) = x(i - K) \quad (N - M \leq i < N) \quad (13)$$

식 (13)은 순환전치의 생성과 같이 IFFT 후에 하게 되면 OFDMA의 직교성이 상실되므로 데이터 생성 과정에서 행하여 OFDMA의 형태를 유지할 수 있도록 해야 한다. 보호구간의 확장은 반드시 이전 심벌로만 할 필요는 없으며 같은 방법으로 FFT 구간의 앞부분을 복사하여 뒤의 심벌로 확장할 수도 있다.

식 (13)에서 처음 OFDMA 심벌의 경우 이전 OFDMA 심벌이 존재하지 않으므로 다음과 같이 OFDMA 심벌을 zero padding을 할 수 있다.

$$x_{first}(i) = 0 \quad (N - K - M \leq i < N - K) \quad (14)$$

마지막 OFDMA 심벌의 경우 뒤에 따라오는 다른 사용자에게 영향을 미치지 않게 하기 위해서는 OFDMA 심벌을 zero padding을 할 수 있다.

$$x_{last}(i) = 0 \quad (N - M \leq i < N) \quad (15)$$

3.3 개별적인 보호구간의 생성 방법

식 (13)의 개별 사용자를 위한 보호구간의 확장은 순환전치 구간의 경우와 같이 IFFT 이후에 해서는 안 되며 데이터의 생성 과정에서 하게 된다. 이를 위해서 SC-FDMA(Single Carrier - Frequency Division Multiple Access) 기술을 활용한다. SC-FDMA 시스템의 블록도는 그림 5와 같이 OFDMA 시스템에서 주파수축에서 데이터를 할당하기 전 DFT를 수행한다^{[6][7][8][9][10][11][12][13]}. 블록 호핑 방법을 가정하였을 경우 OFDMA와 SC-FDMA는 혼재하여 사용될 수 있으며 각 블록은 상황에 따라서 OFDMA와 SC-FDMA를 선택하여 사용할 수 있다^{[4][15]}. 단말이 타이밍 오차가 클 가능성이 있는 경우 SC-FDMA 전송을 선택한다.

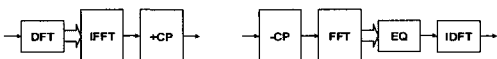


그림 5. SC-FDMA 시스템

길이 L 의 전송 벡터를 \mathbf{S} 라고 할 때 먼저 L point DFT를 수행하여 평균전력이 1인 주파수축 신호를 만든다.

$$\mathbf{S} = \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{s} \quad (16)$$

식 (16)에서 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 는 L point DFT 행렬이다. L 개의 데이터를 N 개의 부반송파로 할당하는 ($N \times L$) 행렬을 \mathbf{M} 이라고 할 때, 길이 N 의 부반송파 할당된 신호 \mathbf{X} 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{X} = \mathbf{M}\mathbf{S} \quad (17)$$

송신기에서는 부반송파 할당된 신호를 N point IFFT한다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{Q}^H \mathbf{X} \quad (18)$$

이 신호에 길이 K 의 순환전치 구간을 붙여서 길이 $N+K$ 의 OFDMA (SC-FDMA) 심벌 벡터 $\tilde{\mathbf{x}}$ 을 생성한다.

$$\tilde{x}(i) = \begin{cases} x(i+N) & (i < 0) \\ x(i) & (i \geq 0) \end{cases} \quad (-K \leq i < N) \quad (19)$$

식 (17)의 부반송파 할당을 할 때 부반송파 P 의 위치에 연속적으로 할당한다면 다음과 같이 써질 수 있다.

$$X(k) = \begin{cases} S(k-P) & P-L/2 \leq k < P+L/2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (20)$$

연속적인 부반송파 할당을 하는 경우 시간축 신호 \mathbf{s} 가 보간(interpolation)되어 \mathbf{X} 가 되는 과정은 \mathbf{s} 를 up-sampling한 후 보간필터와 circular convolution을 시키는 것이다. \mathbf{s} 를 up-sampling한 신호 \tilde{s} 는 N/L 이 정수이고 $0 \leq n < N$, $0 \leq l < L$ 이라고 할 때 다음과 같이 정의된다.

$$\tilde{s}(n) = \begin{cases} s(l) & n = lN/L \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

보간필터 $g(n)$ ($-N/2 \leq n < N/2$)은 다음과 같이 정의된다.

$$g(n) \equiv \frac{1}{L} \sum_{m=-L/2}^{L/2-1} e^{j2\pi(m+P)n/N}$$

$$= \frac{1}{L} \frac{\sin(\pi n L / N)}{\sin(\pi n / N)} e^{j2\pi(m+P)n/N} \quad (22)$$

보간된 신호 \mathbf{x} 는 다음과 같다.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi k n / N}$$

$$= \sum_{m=-L/2}^{L/2-1} S(m) e^{j2\pi(m+P)n/N}$$

$$= \sum_{m=-L/2}^{L/2-1} \left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} s(l) e^{-j2\pi m l / L} \right) e^{j2\pi(m+P)n/N}$$

$$= \sum_{l=0}^{L-1} s(l) e^{j2\pi l P / L} \frac{1}{L} \sum_{m=-L/2}^{L/2-1} e^{j2\pi(m+P)(n-IN/L)/N}$$

$$= \sum_{l=0}^{L-1} s(l) e^{j2\pi l P / L} g(n - IN/L)$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{s}(k) e^{j2\pi k P / N} g(n - k) \quad (23)$$

$$= \tilde{s}(n) e^{j2\pi n P / N} * g(n)$$

식 (22)의 보간 필터는

$$g(0) = 1$$

$$g(IN/L) = 0 \quad (0 < l < L) \quad (24)$$

의 성질을 만족하므로

$$x(IN/L) = \tilde{s}(IN/L) e^{j2\pi n P / L}$$

$$= s(l) e^{j2\pi l P / L} \quad (25)$$

이 되며 그 이외의 값들은 보간 필터에 의한 보간된 값을 가진다. 순환전치 확장을 위해서 $\mathbf{s}_{previous}$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$s_{previous}(l) = s(l - KL/N) e^{-j2\pi n P K / N}$$

$$(L - ML/N \leq l < L) \quad (26)$$



그림 6. 보호구간의 확장

$\tilde{\mathbf{s}}_{previous}$ 는 다음과 같다.

$$\tilde{s}_{previous}(n) = \tilde{s}(n - K) e^{-j2\pi n P K / N}$$

$$(N - M \leq n < N) \quad (27)$$

보간이 된 후

$$x_{previous}(n) |_{n=IN/L}$$

$$= \tilde{s}_{previous}(n) e^{j2\pi n P / N} * g(n) |_{n=IN/L}$$

$$= \tilde{s}(n - K) e^{-j2\pi n P K / N} e^{j2\pi n P / N} * g(n) |_{n=IN/L}$$

$$= \tilde{s}(n - K) e^{j2\pi n P (n-K) / N} * g(n) |_{n=IN/L}$$

$$= x(n - K) |_{n=IN/L} \quad (28)$$

$$(N - M \leq n < N)$$

의 관계가 성립하지만 보간된 중간값들은 식 (13)을 만족시킬 수 없다. 보간된 중간값들도 식 (13)을 만족시키기 위해서는 M 개의 순환전치 확장된 신호뿐만 아니라 인접한 주변 신호들도 이전 OFDMA 심벌로 복사되어야 한다. 만일 모든 주변 신호들을 복사한다면 $\mathbf{s}_{previous}$ 는 다음과 같이 썬진다.

$$s_{previous}(l) = \begin{cases} s(l - KL/N) e^{-j2\pi n P K / N} & (KL/N \leq l < L) \\ s(l + L - KL/N) e^{-j2\pi n P K / N} & (0 \leq l < KL/N) \end{cases} \quad (29)$$

이 때 $\tilde{\mathbf{s}}_{previous}$ 는 다음과 같이 된다.

$$\tilde{s}_{previous}(n) = \begin{cases} \tilde{s}(n - K) e^{-j2\pi n P K / N} & (K \leq n < N) \\ \tilde{s}(n + N - K) e^{-j2\pi n P K / N} & (0 \leq n < K) \end{cases} \quad (30)$$

$$= \tilde{s}(\text{mod}(n - K, N)) e^{-j2\pi n P K / N}$$

보간이 된 후

$$x_{previous}(n)$$

$$= \tilde{s}_{previous}(n) e^{j2\pi n P / N} * g(n)$$

$$= \tilde{s}(\text{mod}(n - K, N)) e^{-j2\pi n P K / N} e^{j2\pi n P / N} * g(n)$$

$$= \tilde{s}(\text{mod}(n - K, N)) e^{j2\pi n P (n-K) / N} * g(n)$$

$$= x(\text{mod}(n - K, N)) \quad (31)$$

$$(0 \leq n < N)$$

이 되어 식 (13)을 만족시킬 수 있다. 그러나 이 경우는 OFDMA 심벌이 전부 낭비되므로 유효한 방법이 될 수 없으며 보호구간을 위해 추가로 확장되는 심벌의 수를 작은 값으로 제한하여야 한다. 추가 확장구간을 α 라고 할 때 $s_{previous}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$s_{previous}(l) = \begin{cases} s(l - KL/N)e^{-j2\pi PKl/N} & (L - ML/N - \alpha/2 \leq l < L) \\ s(l + L - KL/N)e^{-j2\pi PKl/N} & (0 \leq l < \alpha/2) \end{cases} \quad (32)$$

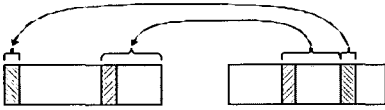


그림 7. 보호구간의 추가확장

추가확장구간을 증가시키면 보간된 값들이 더 비슷해지겠지만 그만큼 전송할 수 있는 데이터의 양이 줄게 되므로 적절한 값을 선택해야 한다. 추가확장구간을 작게 유지하면서 보간된 값을 근사화시키는 다른 방법은 보간의 꼬리 부분을 줄이는 것이다. 이를 위해서 식 (22)의 sinc 함수 대신 다른 형태의 함수를 사용할 수 있다^[15].

3.4 확장된 보호구간을 가지는 신호의 수신

식 (13)을 만족한다면 식 (19)를 확장하여 길이 $N + K + M$ 의 벡터 $\tilde{\tilde{x}}$ 를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\tilde{\tilde{x}}(i) = \begin{cases} \tilde{x}_{previous}(i + N + K) & (i < -K) \\ \tilde{x}(i) & (i \geq -K) \end{cases} = \begin{cases} x(i + N) & (i < 0) \\ x(i) & (i \geq 0) \end{cases} \quad (-K - M \leq i < N) \quad (33)$$

$K + M$ 이하의 지연확산을 가지는 다중경로를 통과한 후 순환전치 구간을 제거한 뒤의 수신된 데이터 $r(i)$ 는, $h(k)$ ($0 \leq k \leq K + M$) 를 다중경로 채널, $w(i)$ 를 백색잡음 및 간섭이라고 할 때, 다음과 같이 표현된다.

$$r(i) = \sum_{k=0}^{K+M} \tilde{\tilde{x}}(i-k)h(k) + w(i) \quad (0 \leq i < N) \quad (34)$$

식 (34)를 벡터 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{r} = \tilde{\tilde{\mathbf{C}}}\tilde{\tilde{\mathbf{x}}} + \mathbf{w} \quad (35)$$

식 (35)에서 \mathbf{r} 는 길이 N 의 수신 벡터, $\tilde{\tilde{\mathbf{x}}}$ 는 길이 $N + K + M$ 의 송신 벡터, \mathbf{w} 는 길이 N 의 잡음 벡터이며, $\tilde{\tilde{\mathbf{C}}}$ 는 $(N \times (N + K + M))$ 채널행렬로서 다음과 같다.

$$\tilde{\tilde{C}}(i, j) = \begin{cases} h(i-j) & (j \leq i \leq j + K + M) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (0 \leq i < N, -K - M \leq j < N) \quad (36)$$

식 (36)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (37)$$

식 (37)에서 $(N \times N)$ 행렬 \mathbf{C} 는 다음과 같다.

$$C(i, j) = \begin{cases} \tilde{\tilde{C}}(i, j) + \tilde{\tilde{C}}(i, j - N) & (j > N - K - M) \\ \tilde{\tilde{C}}(i, j + K) & \text{otherwise} \end{cases} = \begin{cases} h(\text{mod}(i-j, N)) & 0 \leq \text{mod}(i-j, N) \leq K + M \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (0 \leq i < N, 0 \leq j < N) \quad (38)$$

행렬 \mathbf{C} 는 순환 특성을 가지는 $(N \times N)$ 행렬이므로 다음과 같이 다시 써질 수 있다^[13].

$$\mathbf{C} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{Q} \quad (39)$$

식 (39)에서 \mathbf{H} 는 주파수축의 채널응답값을 가지는 $(N \times N)$ 대각선 행렬이다. 식 (37)의 수신 데이터를 FFT를 통해서 주파수축으로 보내면 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (40)$$

주파수축의 간섭 및 잡음 벡터 \mathbf{W} 의 분산을 나타내는 대각선 행렬을 Σ 라고 할 때 다음과 같은 MMSE(Minimum Mean Square Error) 방법을 사용하여 등화를 할 수 있다.

$$\mathbf{Y} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \Sigma)^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{R} \quad (41)$$

주파수축에서 등화된 값을 다음과 같이 IFFT를 통해 다시 시간축으로 옮겨서 복조한다.

$$y = Q^H Y \quad (42)$$

수신기에서는 등화 전, 혹은 후에 부반송파 할당의 역작용을 한다.

$$Z = M^{-1} Y \quad (43)$$

등화 및 부반송파로부터의 데이터 추출이 이루어지면 IFFT를 통해서 시간축으로 이동한다.

$$z = \tilde{Q}^H Z \quad (44)$$

IV. 실험

4.1 실험 환경

실험에서는 두 개의 단말이 상향링크를 신호를 전송할 때 타이밍 오차 및 긴 지연확산으로 인해 성능이 저하되는 영향을 살펴보았다. FFT 구간이 1024이고 순환전치 구간은 64이며 두 개의 단말 사이에는 320의 타이밍 오차가 있으며 각각은 지연확산은 32와 64가 있는 경우를 고려하였다. 보호구간이 64이어서 심벌간 간섭이 있는 경우, 순환전치 구간을 384로 크게 늘린 경우, 그리고 순환전치 구간은 64이지만 논문에서 제안한 기술을 사용하여 보호구간을 확장한 경우의 세 가지 경우에 대해서 BER(Bit Error Rate) 성능 및 FER(Frame Error Rate) 성능을 비교하였다. 실험에서 사용한 변수는 표 2와 같다.

표 2. 실험 변수

Parameter	Value
FFT Size	1024
Cyclic Prefix	64
Extended guard interval	320
Total guard interval	384
# of Subcarriers per user	32
Additional guard interval extension	4
Windowing	Not applied
# of users	2
Modulation	QPSK
Channel coding	1/2 Convolutional
Channel	2-ray Rayleigh
Delay spread of User 1	64
Delay spread of User 2	32
Timing offset of User 1	320
Timing offset of User 2	0
Power ratio of User 1 : User 2	20dB

4.2 타이밍 오차 및 긴 지연확산에 의한 영향
실험에서는 먼저 자신의 타이밍 오차 및 긴 지연확산으로 인한 영향을 살펴보았다. 위의 실험 조건에서 첫 번째 단말은 타이밍 오차 및 지연확산의 영향으로 인해 심벌간 간섭이 발생할 수 있다. 그림 8 및 9는 지연확산이 순환전치 구간을 넘어갈 때의 BER 및 FER 성능을 확인한 것이다. 실험 결과를 보면 순환전치 구간이 지연확산보다 작을 경우에는 성능의 열화가 발생하지만 보호구간을 확장하면 성능의 열화를 피할 수 있는 것을 확인할 수 있다.

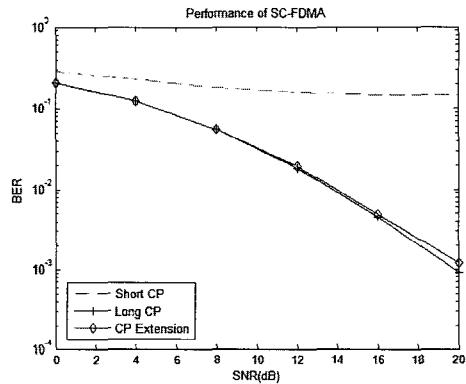


그림 8. 타이밍 오차 및 지연확산이 클 때의 BER 성능

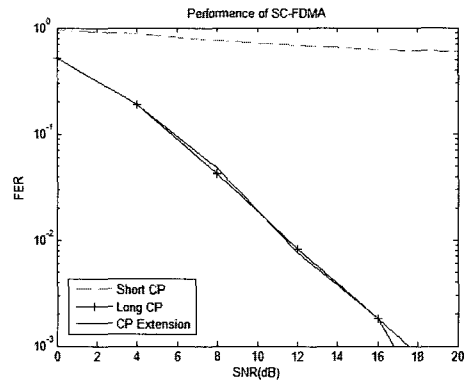


그림 9. 타이밍 오차 및 지연확산이 클 때의 FER 성능

4.3 다른 단말에 의한 영향

OFDMA 시스템의 전력 제어는 CDMA(Code Division Multiple Access) 시스템에 비해서 정밀하지 못할 수 있으며 전력 차이가 클 경우 타이밍 오차 및 긴 지연확산을 가지는 사용자는 다른 사용자의 성능에도 영향을 미칠 수도 있다. 그림 10 및 11은 표 2의 실험변수에서 사용자 1의 타이밍 오차

에 의한 사용자 2의 성능 열화를 보여준다. 사용자 2는 지연확산이 순환전치구간 안에 들어가지만 사용자 1의 심벌간의 간섭이 사용자 2에게도 영향을 미쳐서 성능이 떨어질 수 있다. 그러나 사용자 1의 보호구간을 확장하면 다른 사용자에게 대한 영향을 피할 수 있음을 확인할 수 있다.

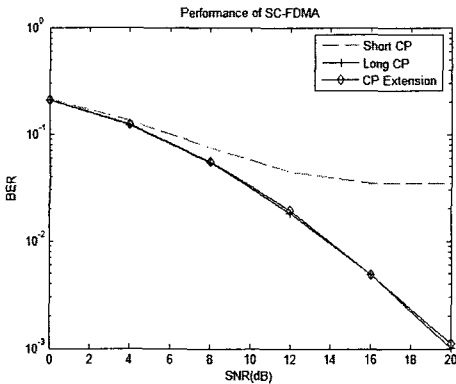


그림 10. 다른 단말의 타이밍 오차 및 지연확산의 영향에 의한 BER 성능

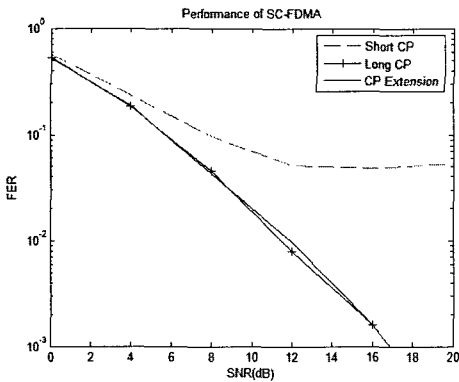


그림 11. 다른 단말의 타이밍 오차 및 지연확산의 영향에 의한 FER 성능

V. 결론

하향링크 OFDMA 시스템의 경우 보호구간은 지연확산만을 고려하면 되지만 상향링크 OFDMA 시스템의 경우에는 지연확산과 함께 타이밍 오차를 고려해야 한다. 셀 반경이 커지는 경우 타이밍 오차에 대한 영향이 심각해질 수 있으며 데이터 전송이 드문 사용자를 위해서 빈번한 레인징 등의 동작으로 무선 자원을 낭비하는 것도 바람직하지 않다. 이 논문에서는 다른 사용자의 보호구간은 유지한 채 타이밍 오차가 크다고 생각되는 특정 사용자에게 대

해서 보호구간을 확장하는 방법을 제안하였다.

보호구간의 확장은 이전 심벌로 확장하는 순환전치의 형태로 이루어질 수도 있고 뒤따라오는 심벌로 확장하는 순환후치의 형태로 이루어질 수도 있다. 보호구간의 확장은 발생할 수 있는 타이밍 오차와 지연확산에 따라서 적절히 이루어져야 하며 이에 대한 연구가 더 진행되어야 할 것이다. 또한 프레임의 가장 처음에 오는 OFDMA 심벌 및 가장 나중에 오는 OFDMA 심벌은 다른 사용자에게 영향을 미치지 않도록 특별한 처리가 필요할 수 있으며 이에 대한 연구가 더 필요하다.

참고 문헌

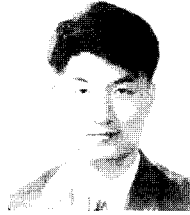
- [1] Z. Wang, G. B. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol.17, No.3, pp.29-48, May 2000.
- [2] H. Liu, G. Li, *OFDM-Based Broadband Wireless Networks*, John Wiley & Sons Inc. 2005.
- [3] IEEE P802.16e/D12: Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems: Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands, October 2005.
- [4] IEEE802.20: QFDD and QTDD: Proposed Draft Air Interface Specification, Qualcomm, October 2005.
- [5] S. Haykin, "Communication Systems," John Wiley & Sons, 2001.
- [6] H. Witschnig, T. Mayer, A. Springer, A. Koppler, "A Different Look on Cyclic Prefix for SC/FDE," *PIMRC*, pp.824-828, September 2002.
- [7] H. Witschnig, G. Ossberger, A. Springer, A. Koppler, L.Maurer, M. Huemer, R. Weigel, "The Effect of Blockwise Transmission on Higher-Order Modulation Schemes for SC/FDE," *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, pp.27-30, October 2002.
- [8] N. Al-Dhahir, "Single-Carrier Frequency-Domain Equalization for Space-Time Block-

Coded Transmissions over Frequency-Selective Fading Channels,” IEEE Communications Letters, Vol.5, No.7, pp.304-306, July 2001.

- [9] IEEE Standard 802.16a: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems - Amendment 2: Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11GHz, IEEE.
- [10] D. Falconer, S.L. Ariyavitakul, A. Benyamin-Seeyar, B. Eidson, “Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems,” IEEE Communications Magazine, Vol.40, No.4, pp.58-66, April 2002.
- [11] A. Gusmao, R. Dinis, J. Conceicao, N. Esteves, “Comparisons of Two Modulation Choices for Broadband Wireless Communications,” VTC, pp.1300-1305, May 2000.
- [12] 3GPP TR 25.814: Technical Specification Group Radio Access Network; Physical Layer Aspects for Evolved UTRA, February 2006.
- [13] R1-050834, LG Electronics, Basic Performance Results for Uplink OFDMA and SC-FDMA, London, England, September 2005.
- [14] 송현주, 김남열, 김호윤, 안재민, 정병장, 노태균, 임민중, “이동통신 상향링크 시스템을 위한 블록 호핑 SC-FDMA,” 한국통신학회 하계학술대회, July 2006.
- [15] 송현주, 김남열, 김호윤, 안재민, 정병장, 노태균, 임민중, “차세대 상향링크 이동통신 시스템을 위한 OFDMA와 SC-FDMA 방식의 혼재 방안,” 한국통신학회 추계학술대회, November 2006.

임민중 (Min-Joong Rim)

정회원



1987년: 서울대학교 전자공학과 학사

1993년: University of Wisconsin-Madison, Electrical and Computer Engineering 박사

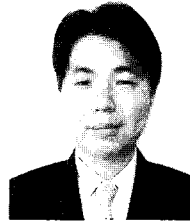
1993년~2000년: 삼성전자 선임 연구원.

2000년~현재: 동국대학교 정보통신공학과 부교수.

<관심분야> 이동통신, 무선통신, 통신 VLSI, 통신 소프트웨어

임대운 (Dae-Woon Lim)

정회원



1994년 2월 한국과학기술원 전기 및전자공학과 학사

1997년 2월 한국과학기술원 전기 및전자공학과 석사

2006년 8월 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 박사

1995년 9월~2002년 8월 LS산전

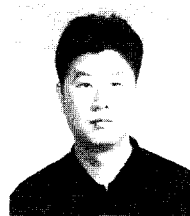
(주) 중앙 연구소 선임 연구원

2006년 9월~현재 동국대학교 정보통신공학과 조교수

<관심분야> OFDM, 부호 이론, 시공간 부호

정병장 (Byung Jang Jeong)

정회원



1988년 2월 경북대학교 전자공학과 학사

1992년 2월 한국과학기술원 전기 및전자공학과 석사

1997년 2월 한국과학기술원 전기 및전자공학과 박사

1994년 5월~2003년 5월 삼성중

합기술원 전문연구원

2003년 6월~현재 ETRI 이동통신연구단 선임연구원

<관심분야> 통신신호처리, 무선통신, MIMO

노태균 (Taegyun Noh)

정회원



2003년 2월 고려대학교 전기전자전파공학부 학사

2005년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 석사

2005년 2월~현재 ETRI 이동통신연구단 연구원

<관심분야> 무선통신, 통신신호처리