

논문 2007-44TC-6-7

SC-FDMA 이동통신 시스템을 위한 파일럿 심벌 삽입 방법

(A Pilot Symbol Insertion Method for SC-FDMA Mobile Communication Systems)

임민중*, 류철*

(Minjoong Rim and Chul Ryu)

요약

OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)는 차세대 이동통신을 위한 새로운 다중접속 방식으로 널리 고려되고 있으나 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)이 높다는 단점을 가지고 있으며 상향링크 시스템을 위해서는 OFDMA의 단점을 보완한 방법인 SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access)가 제안되었다. 그러나 SC-FDMA는 고차변조 방식에서 성능이 떨어지고 다중안테나 시스템에 불리하며 자원할당의 유연성이 부족하고 자유로운 파일럿 패턴을 가지기 어렵다는 단점을 가지고 있다. 항상 최적의 성능을 얻기 위해서는 각 단말의 환경에 따라서 SC-FDMA나 OFDMA를 적절히 선택하여 사용할 수 있는 방법이 필요하며 SC-FDMA의 파일럿 구조도 OFDMA와 유사한 형태를 가져서 동일한 형태의 프레임 구조를 가질 수 있어야 한다. 기존의 SC-FDMA 파일럿 삽입 방법이 전체 SC-FDMA 심벌을 이용하거나 별도의 작은 SC-FDMA 심벌을 이용하는데 반해서 이 논문에서는 SC-FDMA 데이터의 일부분에 파일럿을 삽입함으로써 SC-FDMA 프레임이 OFDMA 프레임과 동일한 구조를 가질 수 있도록 하는 방법을 제안한다.

Abstract

OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) is widely used as multiple access techniques for next generation mobile communication systems. However, OFDMA has a disadvantage of high peak-to-average power ratio and SC-FDMA (Single-Carrier Frequency Division Multiple Access) was proposed for uplink systems to overcome the drawback. SC-FDMA also has several demerits including degraded performance with high-order modulations or with multiple antenna techniques, and less flexibility in resource allocation and pilot patterns. In order to achieve the best performance over a wide range of environments, each mobile station should select either of OFDMA and SC-FDMA according to the given condition and a pilot structure for SC-FDMA systems should be similar to that of OFDMA to maintain the same frame structure. While conventional SC-FDMA schemes require an entire SC-FDMA symbol or a separate short symbol for pilots, this paper proposes a method which supports the pilots included in SC-FDMA data parts and enables a SC-FDMA frame to hold the same structure as an OFDMA frame.

Keywords: SC-FDMA, OFDMA, Pilot, Channel Estimation, Cyclic Prefix

I. 서론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 주파수 선택적 페이딩 환경에서 구현상의 복잡도가 크지 않으면서 우수한 성능을 나타내고 있으며 광대역 무선통신 시스템에서 널리 사용되고 있

다^[1]. 그러나 OFDM은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)이 높다는 단점을 가지고 있으며 이를 보완한 방법 중 하나가 IEEE802.16a 등에 있는 SC-FDE (Single-Carrier with Frequency-Domain Equalization)이다^[2-5]. SC-FDE는 특히 BPSK(Binary Phase Shift Keying), QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 변조 방식 등의 저속 데이터 전송에서 OFDM과 비슷한 성능, 효율성, 복잡도를 유지하면서 비선형성 전력 증폭기에 덜 민감하다는 장점을 가진다^[6-7].

OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access)는 OFDM 시스템의 부반송파들을 다수의 사용자들이 분할하여 자원을 공유하는 방식으로 차세대 이

* 정회원, 동국대학교 정보통신공학과
(Department of Information and Communication Engineering, Dongguk University)

※ 본 연구는 한국전자통신연구원의 지원에 의하여 연구되었음.

접수일자: 2007년2월14일, 수정완료일: 2007년6월11일

동통신을 위한 새로운 다중접속 방식으로 고려되고 있다^[8-11]. 그러나 OFDM에 기반한 OFDMA 역시 PAPR이 높다는 단점을 가지고 있으며, 상향링크 시스템을 위해서는 SC-FDE를 부반송파 분할 방식으로 확장시킨 SC-FDMA(Single Carrier - Frequency Division Multiple Access)의 사용이 제안되었다^[11-15].

SC-FDMA는 PAPR이 낮음으로 인해 큰 셀의 경계에 있는 단말의 상향링크에서 장점을 보인다. 그러나 SC-FDMA는 OFDMA에 비해서 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 등 고차변조 방식에서 성능이 떨어지며, MIMO(Multiple Input Multiple Output) 등의 다중안테나 시스템에 불리하고, 특정한 형태의 부반송파 할당 방법이 필요하여 자원 관리의 유연성이 떨어지며, 파일럿 패턴을 자유롭게 가져가기 어렵다는 단점을 가지고 있다^[13-15]. 따라서 단말의 송신 전력이 불충분함으로 인해 문제가 될 수 있는 큰 셀의 경계에서는 SC-FDMA 방식이 유리하며 셀의 중앙에서는 OFDMA 방식이 유리하다고 할 수 있다. 항상 최적의 성능을 얻기 위해서는 환경에 따라서 단말이 SC-FDMA나 OFDMA를 적절히 골라서 사용할 수 있는 방법이 필요하다.

SC-FDMA와 OFDMA가 혼재하기 위해서는 그림 1과 같은 블록 호핑 방법을 가정하여 각 블록이 독립적으로 SC-FDMA나 OFDMA를 선택하여 사용할 수 있는 방법이 필요하다. 그러나 SC-FDMA에서는

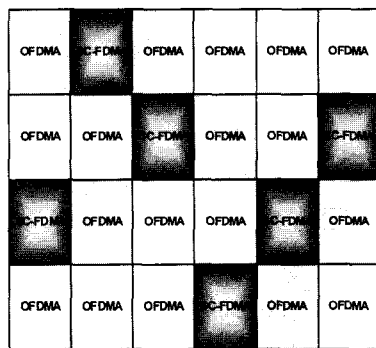


그림 1. OFDMA와 SC-FDMA 방식의 혼재
Fig. 1. Coexistence of OFDMA and SC-FDMA methods.

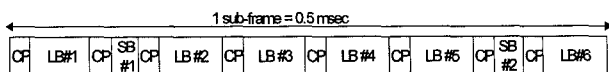


그림 2. Short block을 이용한 SC-FDMA 프레임 구조의 예
Fig. 2. Example of a SC-FDMA frame structure with short blocks.

OFDMA와 같은 방법으로 데이터의 위치에 파일럿을 추가하기는 어려우며 전체 SC-FDMA 심벌을 파일럿을 위하여 사용하거나 그림 2와 같이 파일럿을 위해 short block이라고 불리는 길이가 짧은 SC-FDMA 심벌을 삽입하여야 한다. 전체 SC-FDMA 심벌을 파일럿을 위해서 사용할 경우 파일럿으로 인한 낭비가 클 수 있으며 별도의 short block을 사용할 경우 OFDMA와는 다른 형태의 프레임이 형성되어 OFDMA와 혼재할 수 없다. SC-FDMA에서 OFDMA의 프레임 형태를 유지하면서도 파일럿에 의한 과도한 낭비가 없이 OFDMA와 같은 자유로운 형태의 파일럿 패턴을 가져갈 수 있게 하기 위해서는 OFDMA의 경우와 같이 데이터의 일부분을 파일럿으로 대체하는 방법이 필요하다. 이 논문에서는 SC-FDMA의 데이터의 일부분을 파일럿으로 대체하여 OFDMA와 같은 자유로운 파일럿 패턴을 가질 수 있도록 하는 방법을 제안한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 SC-FDMA 전송 방법에 대해서 설명하고 III장에서는 SC-FDMA 블록에서 데이터 부분에 파일럿을 삽입하는 방법을 제안한다. IV장에서는 실험 결과를 통하여 제안된 파일럿을 이용한 채널추정이 가능함으로 보이고 V장에서는 결론을 맺는다.

II. SC-FDMA 전송 방법

1. 데이터 전송 방법

SC-FDMA 시스템의 블록도는 그림 3과 같이 OFDMA 시스템에서 주파수축에서 데이터를 할당하기 전 DFT spreading을 수행한다^[11-15].

길이 L 의 전송벡터를 s 라고 할 때 먼저 L 크기의 DFT를 수행하여 평균전력이 1인 주파수축 신호를 만든다.

$$S = \hat{Q}s \tag{1}$$

식 (1)에서 \hat{Q} 는 L 크기의 DFT 행렬이다. L 개의 데이터를 N 개의 부반송파로 할당하는 $(N \times L)$ 행렬을 M 이라고 할 때, 길이 N 의 부반송파할당된 신호 X 는 다음과 같이 표현된다.

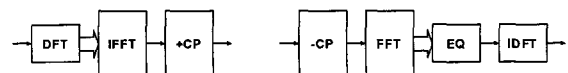


그림 3. SC-FDMA 시스템 구조
Fig. 3. SC-FDMA system structure.

$$X = MS \quad (2)$$

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

$$x = Q^H X \quad (3)$$

식 (3)에서 Q 는 N 크기의 DFT(Discrete Fourier Transform) 행렬이며 Q^H 는 Q 의 복소 전치(Hermitian Transpose) 행렬이다. 이 신호에 순환전치 구간(Cyclic Prefix)을 붙여서 전송한 후 수신기에서 순환전치구간을 제거하여, 다시 길이 N 의 블록을 복조에 사용하며 이 때의 데이터 전송은 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$r = Cx + w \quad (4)$$

식 (4)에서 r , x , w 는 각각 길이 N 의 수신 벡터, 송신 벡터, 잡음 벡터이다. 채널 행렬 C 는 보호 구간의 특성에 의해 순환(circulant) 특성을 가지는 $(N \times N)$ 의 행렬이 되므로 식 (5)과 같이 다시 쓰여질 수 있다^[16].

$$C = Q^H H Q \quad (5)$$

식 (5)에서 H 는 주파수축의 채널응답값을 가지는 $(N \times N)$ 대각선 행렬이다. 식 (4)의 수신 데이터를 FFT(Fast Fourier Transform)를 통해서 주파수축으로 보내면 다음과 같이 표현된다.

$$R = HX + W \quad (6)$$

식 (6)에서 $R = Qr$, $X = Qx$, $W = Qw$ 이다. 주파수축 등화기에서 ZF(Zero-Forcing) 또는 MMSE(Minimum Mean Square Error) 방법을 사용할 수 있다. 만일 ZF 방법을 사용한다면 완전한 채널추정을 가정하였을 때 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$Y = H^{-1}R \quad (7)$$

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

$$y = Q^H Y \quad (8)$$

ZF 방법을 사용하면 채널응답값이 작은 주파수에 대해서 잡음 증폭이 발생한다. 주파수축의 간섭 및 잡음 벡터 W 의 분산을 나타내는 대각선 행렬을 Σ 라고 할 때 다음과 같은 MMSE 방법을 사용하여 잡음의 증폭

을 억제할 수 있다.

$$Y = (H^H H + \Sigma)^{-1} H^H R \quad (9)$$

수신기에서는 등화 전, 혹은 후에 부반송파 할당의 역작용을 한다.

$$Z = M^{-1} Y \quad (10)$$

등화 및 부반송파로부터의 데이터 추출이 이루어지면 IFFT를 통해서 시간축으로 이동한다.

$$z = \hat{Q}^H Z \quad (11)$$

2. 파일럿 전송 방법

파일럿은 일반적인 SC-FDMA 심벌보다 길이가 짧은 short block의 형태로 전송하는 것 이외에는 데이터 전송방법과 큰 차이가 없다. Short block의 크기가 long block의 $1/J$ 이라고 하자. 길이 L/J 의 파일럿 벡터를 \tilde{s} 라고 할 때 먼저 L/J 크기의 DFT를 수행하여 주파수축 신호를 만든다.

$$\tilde{S} = \tilde{Q} \tilde{s} \quad (12)$$

식 (12)에서 \tilde{Q} 는 L/J 크기의 DFT 행렬이다. L/J 개의 파일럿을 N/J 개의 부반송파로 할당하는 $(N/J \times L/J)$ 행렬을 \tilde{M} 이라고 할 때, 길이 N/J 의 부반송파 할당된 신호 \tilde{X} 는 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{X} = \tilde{M} \tilde{S} \quad (13)$$

수신기에서는 부반송파 할당된 신호를 N/J 크기의 IFFT하여 전송하고 수신기에서 N/J 크기의 FFT를 통해서 주파수축으로 보냈을 때 주파수축의 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{R} = \tilde{H} \tilde{X} + \tilde{W} \quad (14)$$

순간채널추정값은 다음과 같이 수신된 신호를 전송된 신호로 나눔으로써 얻을 수 있다.

$$\tilde{H} = \tilde{R} \tilde{X}^{-1} \quad (15)$$

순간채널추정값은 다시 필터 등을 통해서 성능을 향상시킨다.

3. 연속적인 부반송파 할당방법

SC-FDMA의 부반송파 할당에서 P 의 위치에 연속

적으로 부반송파 할당을 한다면 식 (2)는 다음과 같이 다시 쓰여질 수 있다.

$$X(k) = \begin{cases} S(k-P) & P-L/2 \leq k < P+L/2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

연속적으로 부반송파를 할당하는 방법에서는 시간축 신호 s 가 보간(interpolation)되어 x 가 되는 과정은 s 를 up-sampling한 후 보간필터와 circular convolution을 시키는 것이다. 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.

$$\tilde{s}(n) = \begin{cases} s(l) & n = lN/L \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (17)$$

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

$$\begin{aligned} g(n) &\equiv \frac{1}{L} \sum_{m=-L/2}^{L/2-1} e^{j2\pi(m+P)n/N} \\ &= \frac{1}{L} \frac{\sin(\pi n L/N)}{\sin(\pi n/N)} e^{j\pi n(L-1+2P)/N} \end{aligned} \quad (18)$$

보간된 신호 x 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N} \\ &= \sum_{m=-L/2}^{L/2-1} S(m) e^{j2\pi m(P+m)/N} \\ &= \sum_{m=-L/2}^{L/2-1} \left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} s(l) e^{-j2\pi ml/L} \right) e^{j2\pi m(m+P)/N} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} s(l) e^{j2\pi lP/N} \frac{1}{L} \sum_{m=-L/2}^{L/2-1} e^{j2\pi(m+P)(n-lN/L)/N} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} s(l) e^{j2\pi lP/N} g(n-lN/L) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{s}(k) e^{j2\pi kP/N} g(n-k) \\ &= \tilde{s}(n) e^{j2\pi nP/N} * g(n) \end{aligned} \quad (19)$$

그림 4는 $N=64$, $L=8$ 일 때의 보간 필터의 크기의 절대값을 보여주고 있다.

식 (18)의 보간 필터는

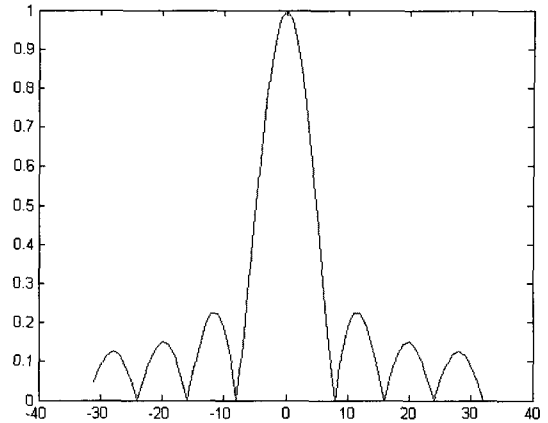


그림 4. 보간 필터의 절대값

Fig. 4. Magnitude of an interpolation filter.

$$\begin{aligned} g(0) &= 1 \\ g(lN/L) &= 0 \quad (0 < l < L) \end{aligned} \quad (20)$$

의 성질을 만족하므로

$$\begin{aligned} x(lN/L) &= \tilde{s}(lN/L) e^{j2\pi lP/L} \\ &= s(l) e^{j2\pi lP/L} \end{aligned} \quad (21)$$

이 되며 그 이외의 값들은 보간 필터에 의한 보간된 값을 가진다.

III. 파일럿의 삽입

SC-FDMA에서 별도의 short block 없이 SC-FDMA 심벌 내에 파일럿을 삽입하기 위해서는 그림 1의 short block과 같은 구조가 SC-FDMA 심벌 내에 위치하여야 한다. 그림 5는 SC-FDMA 심벌 내에 파일럿을 삽입하는 방법의 예를 보여주고 있다. 그림 5의 두 번째 그림은 파일럿의 시작 위치가 0이다.

SC-FDMA 심벌에서 파일럿의 시작 위치가 0이고 파일럿은 전체 SC-FDMA의 $1/J$ 을 차지한다고 하자. 순환전치 구간의 크기를 K 라고 할 때 파일럿의 순환전치 구간은 다음 조건을 만족하여야 한다.

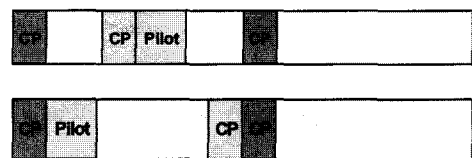


그림 5. SC-FDMA 심벌 내의 파일럿 삽입

Fig. 5. Pilot insertion onto a SC-FDMA symbol.

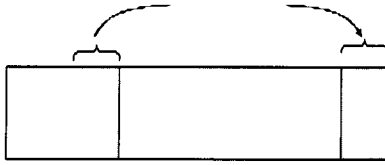


그림 6. 순환전치 구간의 생성
Fig. 6. Generation of cyclic prefix region.

$$x(n) = x(n - (J-1)N/J) \quad (N-K \leq n < N) \quad (22)$$

파일럿의 형태는 short block과 같지만 파일럿을 위한 순환전치 구간은 IFFT 후에 삽입되는 것이 아니라 그림 6과 같은 형태로 DFT 전에 삽입되어야 한다. 순환전치 구간의 생성을 위해서 s 를 다음과 같이 정의한다.

$$s(l) = s(l - (J-1)L/J) e^{-j2\pi P(J-1)/J} \quad (L - KL/N \leq l < L) \quad (23)$$

식 (17)의 up-sampling된 신호 \tilde{s} 는 다음과 같이 된다.

$$\tilde{s}(n) = \tilde{s}(n - (J-1)N/J) e^{-j2\pi P(J-1)/J} \quad (N-K \leq n < N) \quad (24)$$

보간이 된 후

$$\begin{aligned} x(n)|_{n=LN/L} &= \tilde{s}(n) e^{j2\pi n P/N} * g(n)|_{n=LN/L} \\ &= \tilde{s}(n - (J-1)N/J) e^{-j2\pi P(J-1)/J} e^{j2\pi n P/N} * g(n)|_{n=LN/L} \\ &= \tilde{s}(n - (J-1)N/J) e^{j2\pi P(n - (J-1)N/J)/N} * g(n)|_{n=LN/L} \\ &= x(n - (J-1)N/J)|_{n=LN/L} \quad (N-K \leq n < N) \end{aligned} \quad (25)$$

이 되지만 보간된 중간값들은 식 (22)를 만족시킬 수 없다. 보간된 중간값들도 식 (22)를 만족시키기 위해서는 그림 7과 같이 추가 확장이 이루어져야 한다. 순환전치의 추가확장구간을 α 라고 할 때 s 는 다음과 같이 정의된다.

$$s(l) = \begin{cases} s(l - (J-1)L/J) e^{-j2\pi P(J-1)/J} & (L - KL/N - \alpha/2 \leq l < L) \\ s(l - L/J) e^{-j2\pi P/J} & (L/J \leq l < L/J + \alpha/2) \end{cases} \quad (26)$$

보간된 값을 근사화시키는 다른 방법은 보간의 꼬리 부분을 줄이는 것이다. 식 (16)을 이용하여 주파수축에서 직사각형 형태의 부반송파 할당을 하면 보간 필터는 식 (18)의 sinc 함수 형태를 얻게 되지만 주파수축에서 raised-cosine 원도구를 취하여 부반송파 할당을 하면

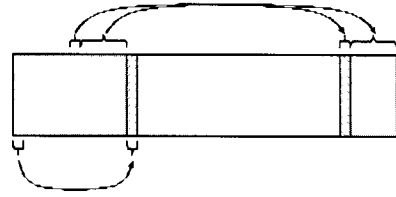


그림 7. 순환전치 구간의 확장
Fig. 7. Extension of cyclic prefix region.

보간 필터의 꼬리 부분은 훨씬 감소하게 된다. 주파수축의 원도구를 $\beta(k)$ 라고 할 때 부반송파 할당은 다음과 같다.

$$X(k) = \beta(k) S(\text{mod}(k - P, L)) \quad (27)$$

원도구를 취하였을 때의 보간 필터 $\tilde{g}(n)$ ($0 \leq n < N$)은 다음과 같이 정의된다.

$$\tilde{g}(n) \equiv \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{N-1} \beta(k) e^{j2\pi kn/N} \quad (28)$$

이 때의 보간된 신호 x 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi mk/N} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \beta(k) S(\text{mod}(k - P, L)) e^{j2\pi mk/N} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \beta(k) \left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} s(l) e^{-j2\pi l(k-P)/L} \right) e^{j2\pi mk/N} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} s(l) e^{j2\pi l P/L} \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{N-1} \beta(k) e^{j2\pi k(n - lN/L)/N} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} s(l) e^{j2\pi l P/L} \tilde{g}(n - lN/L) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{s}(k) e^{j2\pi k P/N} \tilde{g}(n - k) \\ &= \tilde{s}(n) e^{j2\pi n P/N} * \tilde{g}(n) \end{aligned} \quad (29)$$

그림 8 및 9는 $N=64$, $L=8$ 일 때 raised cosine 원도구를 적용하였을 때의 보간필터의 크기의 절대값을 보여주고 있다. 그림 8은 3개의 부반송파를 더 사용한 것이고 그림 9는 7개의 부반송파를 더 사용한 것이다. 원도구를 적용하면 보간필터의 꼬리 부분의 크기가 줄어들게 되고 주변값들의 영향을 더 적게 받아 보간된 값을 근사화시킬 수 있다. 또한 원도구의 적용은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)을 줄이는 효과도 있다. 그러나 원도구의 적용은 부반송파를 필요량보다 많이 사용함으로써 자원을 낭비한다.

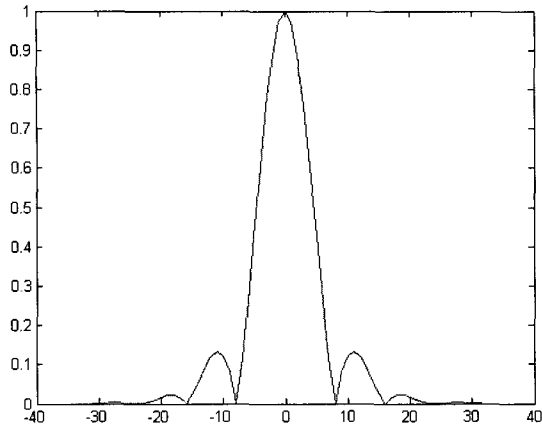


그림 8. 윈도우를 적용하였을 때의 보간 필터의 크기의 절대값 (추가 부반송파 = 3)

Fig. 8. Magnitude of an interpolation filter with windowing . (the number of additional subcarriers = 3)

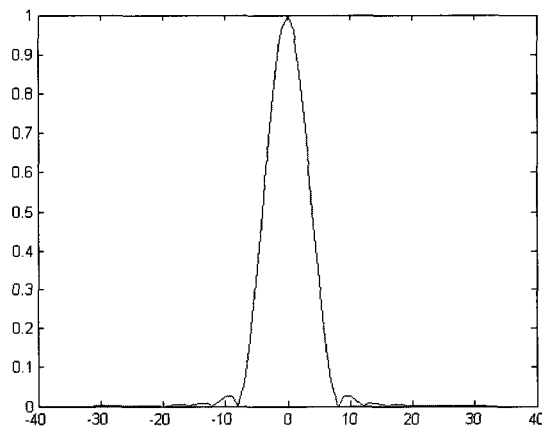


그림 9. 윈도우를 적용하였을 때의 보간 필터의 크기의 절대값 (추가 부반송파 = 7)

Fig. 9. Magnitude of an interpolation filter with windowing. (the number of additional subcarriers = 7)

IV. 실험

1. 확장된 보호구간의 정확성

이 실험에서는 파일럿에 대한 보호구간을 만들어 식 (22)을 만족시키기 위해서 보호구간의 추가확장 및 윈도우 적용에 의한 영향을 보았다. 한 SC-FDMA 심벌의 변조된 신호는 32개이며 이 중 1/4인 8개를 파일럿으로 사용하였고 순환전치로 2개, 순환후치로 1개를 사용하였다. 추가확장이 있는 경우 양쪽으로 두 개씩 도합 4개의 확장이 이루어지고 윈도우를 적용할 경우 7개의 부반송파를 더 사용한다. 그림 10 및 11은 추가확장

표 1. 실험 변수

Table 1. Simulation parameters.

Parameter	Value
FFT Size	1024
Cyclic Prefix	64
Subcarriers Used	32
Pilot Length	8
Cyclic Prefix/Postfix for Pilot	3
Additional Extension	4
Additional Subcarriers for Windowing	7
Subcarrier Mapping	Localized
Modulation	QPSK
Fading Channel	Exponential Distribution
Signal-to-Noise Ratio	

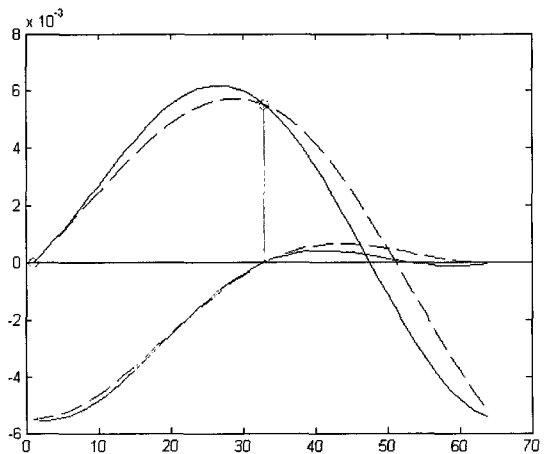


그림 10. 생성된 보호구간의 정확성 (추가확장이 없을 때, 윈도우 적용 안 하였을 때)

Fig. 10. Accuracy of generated guard interval. (No additional extension, No windowing applied)

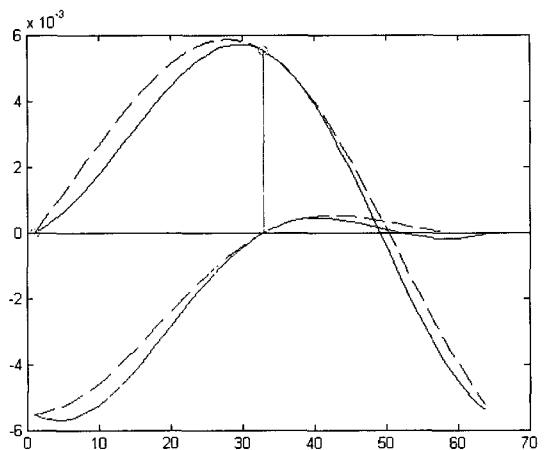


그림 11. 보호구간의 정확성 (추가확장이 없을 때, 윈도우 적용하였을 때)

Fig. 11. Accuracy of generated guard interval. (No additional extension, Windowing applied)

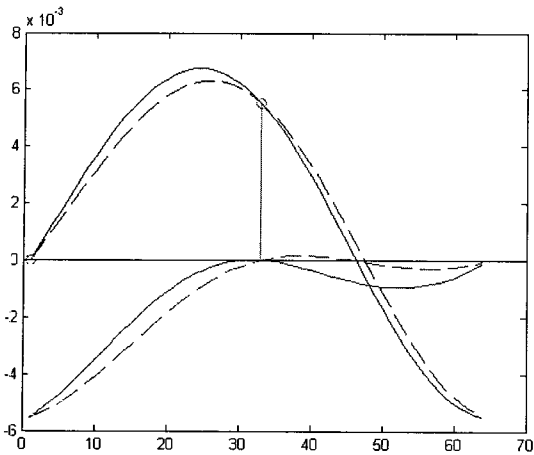


그림 12. 보호구간의 정확성
(추가확장이 있을 때, 윈도우 적용 안 하였을 때)

Fig. 12. Accuracy of generated guard interval.
(Additional extension, No windowing applied)

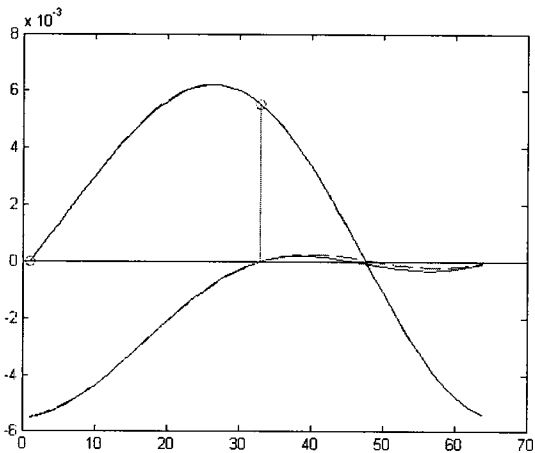


그림 13. 보호구간의 정확성
(추가확정이 있을 때, 윈도우 적용하였을 때)

Fig. 13. Accuracy of generated guard interval.
(Additional extension, Windowing applied)

이 없는 경우 윈도우를 적용할 때와 적용하지 않았을 때의 보호구간의 정확성을 보여주며 그림 12 및 13은 추가확장이 있는 경우의 실험 결과이다. 그림에서 x축은 시간축이며 y축은 신호의 크기이다. 그림은 신호의 실수 부분과 허수 부분을 따로 표시하였으며, 점선은 확장된 보호구간이며 실선은 원본 신호이다. 실험에서 사용한 변수는 표 1과 같다. 실험 결과를 보면 단순히 변조된 신호를 복사하는 것만으로는 보간된 값이 차이가 크지만 추가적인 보호구간의 확장과 주파수축 윈도우를 사용함으로써 식 (22)를 만족시킬 수 있음을 알 수 있다. 그림 13의 경우 거의 정확한 보호구간을 만들 수 있으나 자원의 낭비가 크다. 보호구간의 정확성을

올리기 위해서는 자원의 낭비가 필요하며 자원의 낭비를 줄이는 경우 약간의 채널추정 성능의 열화를 가져오므로 동작 환경에 따른 적절한 자원 낭비의 선택이 필요하다.

2. 채널추정값의 정확성

그림 14, 15, 16, 17은 위의 경우에 대해서 순간채널 추정값의 정확성을 본 것이다. 추가확장이 없을 경우에는 채널추정값이 다소 부정확한 것을 볼 수 있으나 추가확장이 되면 채널추정값의 정확도가 올라가는 것을 볼 수 있다.

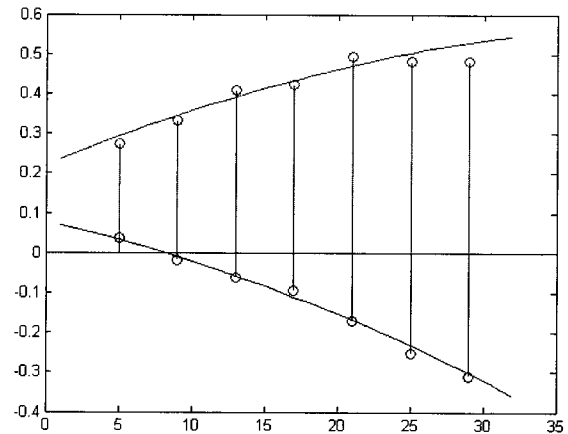


그림 14. 채널 추정의 정확성
(추가확장이 없을 때, 윈도우 적용 안 하였을 때)

Fig. 14. Accuracy of channel estimation.
(No additional extension, No windowing applied)

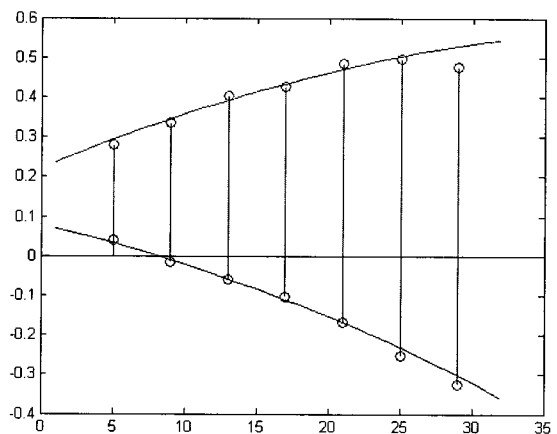


그림 15. 채널 추정의 정확성
(추가확장이 없을 때, 윈도우 적용하였을 때)

Fig. 15. Accuracy of channel estimation.
(No additional extension, Windowing applied)

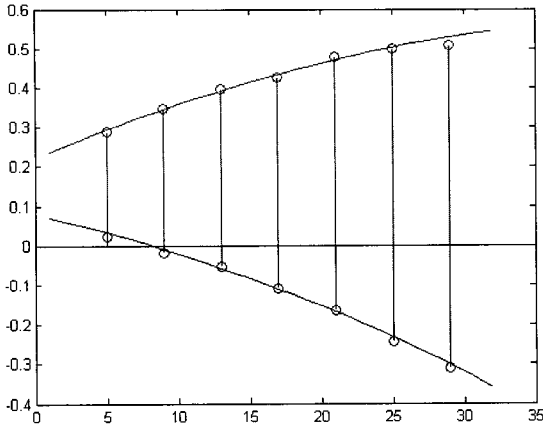


그림 16. 채널 추정의 정확성
(추가확장이 있을 때, 윈도우 적용 안 하였을 때)

Fig. 16. Accuracy of channel estimation.
(Additional extension, No windowing applied)

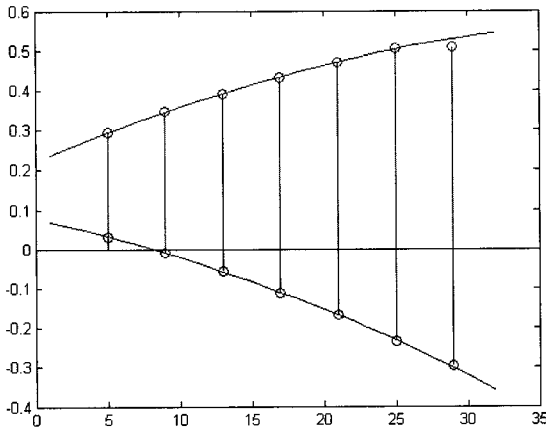


그림 17. 채널 추정의 정확성
(추가확장이 있을 때, 윈도우 적용하였을 때)

Fig. 17. Accuracy of channel estimation.
(Additional extension, Windowing applied)

V. 결 론

상향링크 이동통신 시스템에서 단말이 최대 전송전력이 필요한 큰 셀의 경계에 있을 경우에는 SC-FDMA를 사용하는 것이 유리하며 그 외의 경우에는 OFDMA를 사용하는 것이 유리하다. 따라서 각 단말은 채널환경에 따라 OFDMA와 SC-FDMA 중 하나를 선택하여 사용할 때 최적의 성능을 얻을 수 있다. OFDMA와 SC-FDMA가 혼재하기 위해서는 블록 호핑 방식을 사용하면서 파일럿이 별도의 short block으로 구성되는 것이 아니라 SC-FDMA 심벌 내에 내장되어야 한다.

이 논문에서는 short block 형태의 파일럿이 일반 SC-FDMA 심벌 내에 내장될 수 있음을 보였으며 이를 통해 일반 심벌의 틀을 유지하면서 파일럿으로 인한 과도한 자원의 낭비를 피하면서 채널추정이 가능함을 보였고 OFDMA와 SC-FDMA가 혼재할 수 있는 가능성을 제시하였다. 또한 SC-FDMA 심벌 내에 내장된 파일럿은 자유로운 패턴을 가질 수 있으므로 채널 환경에 따라 적절한 형태의 파일럿을 사용할 수 있는 장점을 가진다.

향후 파일럿 패턴, 정확한 채널추정값을 얻는 방법과 자원의 낭비를 줄일 수 있는 방법 등 다양한 연구가 더 이루어져야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Z. Wang, G. B. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol.17, No.3, pp.29-48, May 2000.
- [2] H. Witschnig, T. Mayer, A. Springer, A. Koppler, "A Different Look on Cyclic Prefix for SC/FDE," *PIMRC*, pp.824-828, September 2002.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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
- [6] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, 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.
- [7] A. Gusmao, R. Dinis, J. Conceicao, N. Esteves, "Comparisons of Two Modulation Choices for Broadband Wireless Communications," *VTC*, pp.1300-1305, May 2000.
- [8] H. Liu, G. Li, *OFDM-Based Broadband Wireless Networks*, John Wiley & Sons Inc. 2005.

- [9] 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.
- [10] IEEE802.20: QFDD and QTDD: Proposed Draft Air Interface Specification, Qualcomm, October 2005.
- [11] 3GPP TR 25.814: Technical Specification Group Radio Access Network; Physical Layer Aspects for Evolved UTRA, February 2006.
- [12] R1-050807, ETRI, Pilot Structure for SC-FDMA, London, England, August 2005.
- [13] R1-050834, LG Electronics, Basic Performance Results for Uplink OFDMA and SC-FDMA, London, England, September 2005.
- [14] R1-051099, Qualcomm, Considerations on OFDMA and SC-FDMA based Uplink for E-UTRA Evaluation - Link Aspects, San Diego, CA, October 2005.
- [15] R1-051421, Nortel, UL Link Level Performance of SC-FDMA and OFDMA with Real Channel Estimation and Virtual MIMO, Seoul, Korea, November 2005.
- [16] S. Haykin, "Communication Systems," John Wiley & Sons, 2001.

 저 자 소 개



임민중(정회원)

1987년 서울대학교 전자공학과
학사 졸업

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

1993년~2000년 삼성전자 선임연구원.

2000년~현재 동국대학교 정보통신공학과
부교수.

<주관심분야 : 이동통신, 무선통신, 통신 VLSI,
통신 소프트웨어>



류철(정회원)

1989년 미국 Florida Institute of
Technology 공학학사

1991년 미국 Polytechnic
University 공학석사

1997년 미국 Polytechnic
University 공학박사

1998년~1999년 LG 정보통신 중앙연구소

1999년~현재 동국대학교 정보통신공학과 부교수

<주관심분야 : 영상통신, 비디오 부호화, 비디오
스트리밍, 멀티미디어 시스템>