

단일 심볼을 이용한 FH-OFDMA의 주파수 오프셋 추정

정희원 윤대중*, 종신희원 한동석**

Robust Frequency Offset Estimation with a Single Symbol for FH-OFDMA

Dae jung Yoon* *Regular Member*, Dong seog Han** *Life Member*

요약

본 논문에서는 다중사용자 주파수 도약 OFDMA(frequency hopping orthogonal frequency division modulation-frequency division multiple access, FH-OFDMA) 시스템에서 단일 프리엠블 심볼을 이용하여 정확하고 신속한 주파수 동기를 획득할 수 있는 프리엠블 구조와 동기 알고리즘을 제안한다. 서로 다른 주파수 오프셋을 갖는 다중 사용자 신호가 수신되면, 부반송파간 직교성이 훼손되어 간섭이 발생한다. 제안한 알고리즘은 각 사용자에게 할당되는 부채널을 대략적 주파수 오프셋 추정 영역과 미세 주파수 오프셋 추정 채널 영역으로 분할하여 프리엠블을 생성한다. 미세 주파수 오프셋은 전력밀도 함수를 이용한 NDA (non-data aided)방식을 이용하여 추정하고, 짧은 심볼을 얻은 후 심볼간의 상관을 이용하여 추정한다. 두 추정치를 조합하면 한 개의 프리엠블 신호로 정확한 주파수 오프셋을 측정할 수 있다. 모의 실험에서는 일반적인 상관을 이용한 방식과 본 알고리즘의 주파수 오프셋 추정 성능을 상향 FH-OFDMA 시스템을 구성하여 비교 평가한다.

Key Words : FH-OFDMA, multi-carrier synchronization, preamble.

ABSTRACT

An initial carrier frequency offset estimation algorithm is proposed for a multi-user frequency hopping orthogonal frequency division modulation-frequency division multiple access (FH-OFDMA) system with a single preamble symbol. To mitigate the effect of the frequency offset, every mobile station needs to accurately and rapidly acquire synchronization. The proposed algorithm uses only one preamble symbol in which two kinds of subcarriers are designed for coarse and fine frequency offset estimation. The non-data aided estimation using the energy spectrum is exploited for fine offset estimation, and maximum likelihood estimation using correlation for coarse offset estimation. By combining the two estimation results, an accurate frequency offset can be estimated with a single symbol. Through simulations, the performance of the proposed algorithm is evaluated by comparing estimation error variance with a conventional method.

1. 서론

다중 사용자 FH-OFDMA(frequency hopping orthogonal frequency division modulation-frequency

division multiple access) 시스템은 주목 받고 있는 차세대 멀티미디어 이동통신 시스템 후보 중 하나이다^{1, 2)}. OFDM은 직교성을 갖는 부반송파에 데이터를 병렬로 고속 전송하는 방식이므로 단일 반송

* 경북대학교 대학원 전자공학파(djyoon@ee.knu.ac.kr), ** 경북대학교 전자전기공학부(dshan@knu.ac.kr)

논문번호 : KICS2005-01-030, 접수일자 : 2005년 1월 14일

※본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 육성·지원사업과 한국과학재단 목격기초연구(R05-2003-000-11108-0) 지원으로 수행되었음.

과 전송방식에 비해 주파수 오프셋에 민감하다³⁾. 주파수 오프셋은 송수신기 시스템간의 국부발진기의 주파수 오차와 도플러 현상에 의해 발생된다. 특히 다수의 부반송파를 이용하는 차세대 OFDM 통신 시스템은 작은 주파수 오프셋에도 정보 훼손이 민감하게 나타난다. 따라서 OFDM의 효율적인 사용을 위해서는 주파수 오프셋에 대한 대책이 요구된다.

특히 다중 사용자 주파수도약 시스템에서 각 단말기는 서로 다른 주파수 오프셋을 갖는다. 직교성 훼손으로 인한 상호 간섭을 줄이기 위해서는 정확한 주파수 오프셋 추정과 보상이 최선의 방법이다.

기존의 패킷방식 통신에서는 수개의 심볼을 반복된 구조인 프리엠블을 사용하여 초기 주파수 오프셋을 추정한다. 수신된 수개의 프리엠블 사이의 상관을 이용하는 주파수 오프셋 추정에 일반적으로 사용된다^{4, 5)}. 기존 방식을 사용하면, 수 개의 프리엠블을 도약을 하며 전송해야 함으로, 다른 도약 채널로 전송된 프리엠블 사이의 상관이 채널 효과에 의해 훼손된다. 별도의 동기 채널을 둔 경우에도, 동기 채널이 페이딩 혹은 심한 잡음을 겪어 훼손될 수 있으므로 대비책이 필요하다.

본 논문에서는 기존의 프리엠블이 갖고 있는 제약사항을 해결하고, 충분한 추정범위를 확보할 수 있는 주파수 추정 알고리즘을 제안한다. 본 논문에서 제안된 방법은 NDA 주파수 오프셋 추정 방식과 연속된 두 심볼의 상관을 이용하여 추정하는 ML방식을 모두 사용하여 단일 프리엠블 심볼만으로 신속히 정확한 주파수 오프셋을 추정할 수 있다.

본 논문에서는 먼저 알고리즘 적용을 위하여 상향 링크 다중 사용자 FH-OFDMA 시스템과 주파수 오프셋의 영향을 2장에서 설명한다. 3장과 4장에서 제안한 주파수 오프셋 추정을 위한 심볼 생성과, FH-OFDMA 시스템에 적합한 주파수 동기 추정 알고리즘을 제안한다. 또한 성능비교를 위해 기존의 프리엠블의 구조와 추정 방식을 4장과 5장에서 언급한다. 5장에서는 FH-OFDMA 시스템에 적용된 동기 알고리즘에 대한 성능을 평가하고 6장에서 결론을 내린다.

II. 다중 사용자 FH-OFDMA 시스템

다중 사용자 FH-OFDMA 시스템에서는 전체 부반송파를 여러 개의 주파수 슬롯으로 나누어, 각기 다른 주파수 슬롯을 사용자에게 할당함으로써 사용자간 구분이 이루어진다^{6, 7)}.

그림 1은 다중 사용자 시스템에서 도약이 가능하도록 구성된 부반송파의 구성을 나타낸다. N_t 는 전체 시스템이 사용하는 채널내의 부반송파 수이며, N 은 한 사용자에게 할당되는 부반송파의 수이다. 전체 N_t 개의 부반송파 중 양 끝의 보호대역 N_G 개를 제외한 ($N_t - 2N_G$)개 부반송파를 이용해 데이터를 전송한다. N 개의 부반송파 묶음인 부채널 사이는 N_f 개의 가상 부반송파를 비워둔다^{8, 9)}.

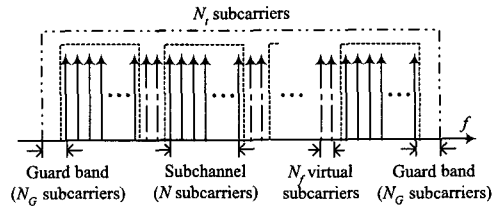


그림 1. 다중사용자 FH-OFDMA의 부반송파 배치

그림 2는 송신기에서 도약 주파수 f_c 를 달리하여 OFDM 변조된 데이터를 실어 보내는 신호처리 블록도를 나타낸 것이다. 도약은 도약 패턴 생성 블록에서 할당하는 도약 주파수를 중심으로 이루어진다^{7, 10)}.

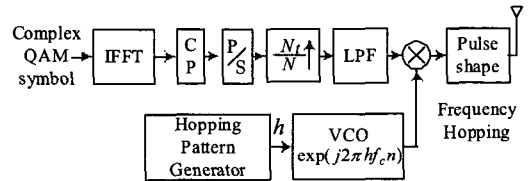


그림 2. FH-OFDMA 송신기

수신기에서는 송신기와 동일한 사용자 도약 패턴을 이용해 수신되는 신호를 사용자 별로 분리해낸다. 전체 채널을 분할하여 U 개의 부채널이 존재할 때, u 번째 사용자에게 할당되는 부반송파의 집합 U_u 는 다음과 같다.

$$U_u = \left\{ k \mid (u-1)N_S + N_G < k \leq uN_S + N_G + 1 \right\} \quad (1)$$

여기서 $N_S = N + N_f$ 이며, u 는 각 사용자 번호를 나타내며 $\{1 \leq u \leq U\}$ 을 만족하는 정수이다.

다중 사용자 시스템이므로, 그림 2의 단말기가 각각 다른 주파수 오프셋을 가지고 기지국에 신호를 전송한다고 가정하자. u 번 사용자의 수신된 신호는 OFDM 복조 후 다음과 같이 표현된다.

$$Y_u(k) = \frac{1}{N_t} \sum_{l \in U_u} X_u(l) \sum_{n=0}^{N_t-1} \exp\left\{j \frac{2\pi(l-k-\Delta_u)}{N_t} n\right\}, \quad (2)$$

where $k \in U_u$

여기서 X_u 는 송신데이터, Y_u 는 복원된 데이터를 의미하며, Δ_u 는 부반송파 간격을 1로 정규화한 주파수 오프셋을 나타낸다. 식 (2)에서 주파수 오프셋에 의해 유발된 간섭 때문에 Y_u 가 X_u 와 동일하지 않음을 알 수 있다. 부반송파간 간섭함수 *IF* (ISI function)를 다음과 같이 정의한다.

$$IF(l-k-\Delta_u) = \sum_{n=0}^{N_t-1} e^{(j2\pi(l-k-\Delta_u)n/N_t)} = e^{\{-j\pi(l-k-\Delta_u)(1-1/N_t)\}}$$

$$= \frac{\sin(\pi(l-k-\Delta_u))}{N_t \sin(\pi/N_t(l-k-\Delta_u))} \quad (3)$$

다른 사용자들의 주파수 오프셋에 의해 u 번째 사용자에게 미치는 간섭은 다음과 같이 나타난다.

$$I_u(k) = \frac{1}{N_t} \sum_{m=1}^U \sum_{l \notin U_u} X_m(l) IF(l-k-\Delta_m), \quad (4)$$

where $k \in U_u$

식 (2)와 (4)에서 전체 사용자의 주파수 오프셋에 의하여 u 번째 사용자에게 발생하는 간섭은 다음과 같다.

$$Y_u(k) = \frac{1}{N_t} \sum_{l \in U_u} X_u(l) IF(l-k-\Delta_u) + I_u(k), \quad (5)$$

where $k \in U_u$

식 (5)에서 다중 사용자 OFDMA 시스템에서 수신 데이터는 타 사용자의 주파수 오프셋에 의한 간섭 I_u 의 영향까지 받게 되어 단일 사용자 시스템보다 주파수 오프셋의 영향이 심각히 나타난다.

특히 주파수 도약을 실시할 경우, 동일한 두 OFDM 심볼이 다른 페이딩과 위상변화를 겪음으로 두 심볼의 내적값이 달라진다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$y_1(n) = \{y(n) * d(n)\} \cdot e^{j2\pi\Delta_u n/N_t} \quad (6)$$

$$y_2(n) = \{y(n) * d(n)\} \cdot e^{j2\pi\Delta_u(n+N_t)/N_t} \quad (7)$$

여기서 시간영역 프리앰블 $y(n)$ 을 순차적으로 도약시켜 전송된 OFDM 심볼을 $y_1(n)$, $y_2(n)$ 로 나타낸다. *는 컨볼루션연산을 의미하며, $d(n)$ 은 다중경로 채널을 의미한다. 식 (6), (7)을 이용하면 두 심볼의 내적은 다음과 같다.

$$\sum_{n=0}^{N-1} y_1^*(n) \cdot y_2(n) = \sum_{k=0}^{N-1} Y_1^*(k) \cdot Y_2(k)$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} |Y(k)|^2 |D_1(k) \cdot D_2(k)| \cdot e^{j(2\pi\Delta_u + \angle(D_1+D_2))} \quad (8)$$

여기서 $D_1(k)$, $D_2(k)$ 는 주파수 도약으로 인한 주파수 부채널 이동을 의미한다. 위 내적 결과에서 도약 채널의 위상성분인 $\angle(D_1+D_2)$ 이 심볼간의 내적의 위상값을 결정하는데 모호함을 발생시킨다. 따라서 연속한 두 심볼의 내적을 이용한 주파수 오프셋 추정에는 주파수 도약에 적절하지 않다.

III. 제안한 주파수 오프셋 추정용 심볼 생성

할당된 부채널을 이용하여 정확한 주파수 오프셋을 추정하기 위해 미세 주파수 오프셋 추정용 부반송파와 대략적 주파수 오프셋 추정용 부반송파로 구분하여 배치한다. 주파수 오프셋 추정 범위는 파일럿 배치 간격에 따라서 결정된다. 대략적 주파수 오프셋 추정의 파일럿 배치는 넓은 추정 범위 내 오프셋을 추정할 수 있는 장점이 있다. 그러나 대략적 주파수 오프셋 추정은 짧은 심볼만을 이용함으로 추정 정확도가 매우 떨어진다. 미세 주파수 오프셋 추정의 파일럿 배치는 정확한 추정값을 얻을 수 있으나, 추정 범위가 부반송파 간격 내로 제한된다. 제안한 알고리즘은 단일 심볼에서 대략적, 미세 주파수 오프셋을 동시에 추정하여 이를 조합해 정확한 오프셋을 추정한다.

그림 3은 N 개의 부반송파의 그룹으로 묶여진 부채널을 나타낸다. 그림 3처럼 단일 심볼을 이용하여 대략적 주파수 오프셋과 미세 주파수 오프셋 추정이 가능하도록, 부채널을 반으로 나누어 배치한다.

부반송파 사이에 파일럿을 배치한 범위에 따라 대략적 주파수 오프셋 추정범위가 결정되는데, 일반적

으로 4개 혹은 2개의 부반송파마다 파일럿을 삽입하여 심볼을 생성한다. 제안한 심볼은 4개의 부반송파마다 파일럿을 삽입하여 $[-2, 2]$ 범위내의 대략적 주파수 오프셋을 추정할 수 있다.

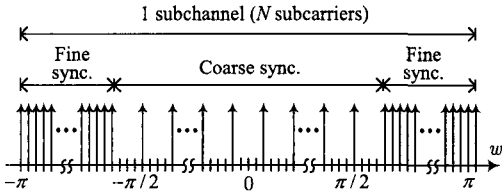


그림 3. 주파수 오프셋 추정을 위한 파일럿 배치도

부반송파 $N/2$ 개를 대략적 주파수 오프셋을 위하여 다음과 같이 파일럿 벡터 \mathbf{C} 를 생성한다^{8, 9}.

$$\mathbf{C} = \{c_1, 0, 0, 0, c_2, 0, 0, 0, \dots, c_{(N/4)}, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, c_{(N-3N/4)}, 0, 0, 0, \dots, c_{(N/4)}, 0, 0, 0\} \quad (9)$$

여기서 $c_k \in \{0, 1\}$ 는 대략적 주파수 오프셋을 위한 파일럿 데이터이다.

미세 주파수 오프셋 측정은 $[-0.5, 0.5]$ 구간의 세밀한 오프셋을 추정하며, 이를 위하여 다음과 같이 파일럿 벡터 \mathbf{F} 를 구성한다^{8, 9}.

$$\mathbf{F} = \{p_1, \dots, p_{(N/4)}, 0, \dots, 0, p_{(N-3N/4)}, p_{(N-3N/4)+1}, \dots, p_{(N/4)}\} \quad (10)$$

여기서 $p_k \in \{0, 1\}$ 은 미세 주파수 오프셋 추정을 위한 파일럿 데이터를 의미한다.

미세 주파수 오프셋 추정 영역의 스펙트럼이 대략적 주파수 오프셋 추정에 영향을 미치므로, 이를 저역 통과여파기를 사용하여 분리시킨다. IFFT(inverse fast Furrier transform) 변환한 미세 주파수 오프셋 추정 영역을 π 만큼 스펙트럼 이동시킨 후 그림 3의 파일럿 배치를 한 심볼이 완성된다.

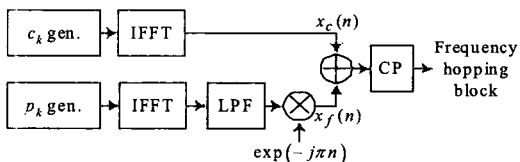


그림 4. 제안한 주파수 오프셋 추정용 심볼 생성

그림 4에서 두 경로를 통해 생성된 미세, 대략적

주파수 오프셋 추정용 심볼을 다음과 같이 각각 나타낸다.

$$x_f(n) = \sum_{k=-N_{GI}}^{N-1} p_k L_k e^{-\frac{j2\pi(k-N/2)n}{N}} \quad (11)$$

$$x_c(n) = \sum_{k=-N_{GI}}^{N-1} c_k e^{-\frac{j2\pi kn}{N}}, \quad n = 0, \dots, (N + N_{GI} - 1) \quad (12)$$

여기서 $x_f(n)$ 는 미세 주파수 오프셋 추정을 위한 심볼이며, $x_c(n)$ 는 대략적 주파수 오프셋 추정을 위한 심볼이다. N_{GI} 는 OFDM 변조 후 삽입되는 보호 구간이며 L_k 는 $\pi/2$ 통과대역을 갖는 저역통과 여파기이다. 그림 4와 같이 생성된 주파수 오프셋 추정용 심볼은 그림 1의 주파수 도약 패턴 할당을 통해 전송된다.

IV. 제안한 주파수 오프셋 추정 알고리즘

3장에서 생성한 프리앰블을 이용하여 주파수 오프셋을 추정한다. 수신신호 $r(t)$ 는 송신기의 발진주파수에 대하여 주파수 오프셋 f_{off} 를 갖고 있다. 채널효과와 주파수 오프셋을 고려한 수신신호 $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$r(t) = A e^{j(2\pi f_{off} t + \theta)} \sum_{n=0}^{N-1} p_n d(t - nT_s) + w(t) \quad (13)$$

여기서 A 는 수신 신호의 크기, $w(t)$ 는 백색잡음을 의미한다. 펄스성형필터와 채널 함수를 함께 $d(t)$ 로 나타낸다.

그림 5와 같이 수신 신호를 나이퀴스트율을 만족하는 표본화 간격 T_s 로 표본화하고 각 사용자 신호를 분리해내기 위해 부채널의 대역폭을 갖는 저역 통과여파기를 통과한다. 각 사용자 별로 신호가 분리되면, 각 추정 영역을 다시 저역통과여파기를 L_k 이용해 분리한다.

미세 주파수 오프셋 추정 신호를 얻기 위하여 수신 스펙트럼을 π 이동시킨 후 저역통과여파기를 통과시킨다. NDA 추정방식을 사용하기 위하여 주파수 영역에서 과표본화 된 신호를 사용함으로, 시간영역 신호 양쪽에 Q배 영 패딩을 실행한다. 이는 FFT 변환 시 주파수 영역 샘플 사이를 과표본하는 효과

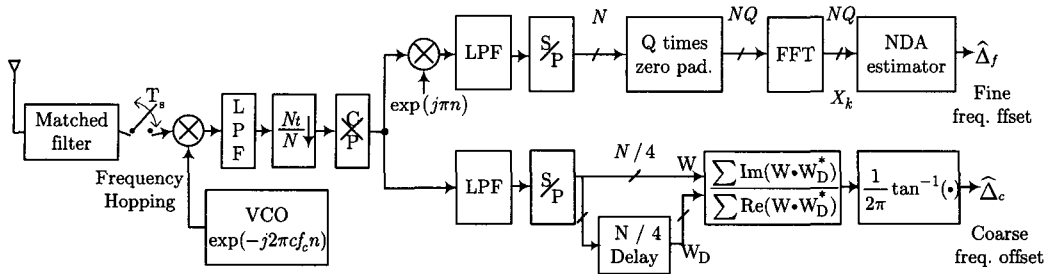


그림 5. 제안한 대략적 주파수 오프셋 추정 및 미세 주파수 오프셋 추정 알고리즘 블록도 그림

를 얻기 위함이다. 주파수 영역에서 과표본 된 신호를 다음 수식으로 나타낸다^[11].

$$X_k = \frac{A}{QN} \sum_{n=-\frac{Q}{2}}^{\frac{Q}{2}-1} p_n D_n L_n \sum_{l=-\frac{Q}{2}}^{\frac{Q}{2}-1} e^{-j2\pi(k/Q-n-\Delta)l/N}, \quad (14)$$

$-QN/2 \leq k < QN/2, \Delta = f_{off} / \text{subcarrier BW}$

여기서 $4/N$ 는 주파수 영역데이터 크기를 1로 정규화하기 위한 상수이며, D_n 은 $d(t)$ 의 주파수영역 스펙트럼을 의미한다. 식 (11)에서 데이터가 실려있는 부반송파 스펙트럼이 $k/Q = \text{정수}$ 를 만족하는 k 에서 Δ 만큼 이동됨을 알 수 있다. 그림 5의 NDA 주파수 오프셋 추정블록을 이용하면, 스펙트럼이 이동한 미세 주파수 오프셋 $\hat{\Delta}_f$ 을 구할 수 있다^[11, 12]. NDA 주파수 오프셋 추정은 다음과 같이 한다.

$$\hat{\Delta}_f = -\frac{1}{2\pi} \arg \left[- \sum_{k=-QN/2}^{QN/2-1} |X_k|^4 e^{-j2\pi k/Q} \right] \quad (15)$$

미세 주파수 오프셋 추정과 동일하게 대략적 주파수 오프셋의 신호 분리를 위하여, 저역통과여파기를 사용한다. 필터링 된 신호는 4개의 부반송파 마다 파일럿이 삽입되어 있으므로, 시간영역의 신호는 동일한 4개의 짧은 심볼이 반복된다. 대략적 주파수 오프셋의 추정은 $N/4$ 개의 샘플로 이루어진 샘플 벡터 W_D 를 이용한다. W_D 와 지연없이 수신된 $N/4$ 개의 샘플 벡터 W 를 이용하여 다음과 같이 대략적 주파수 오프셋을 추정한다^[4, 5].

$$\hat{\Delta}_c = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{\sum \text{Im}(W \cdot W_D^*)}{\sum \text{Re}(W \cdot W_D^*)} \right) \quad (16)$$

그림 6은 식(15)를 이용한 $[-0.5, 0.5]$ 구간의 미세 주파수 오프셋과 식 (16)을 이용한 정규화 된 주파수 범위 $[-2, 2]$ 내에서의 대략적 주파수 오프셋 추정 곡선을 그린 것이다.

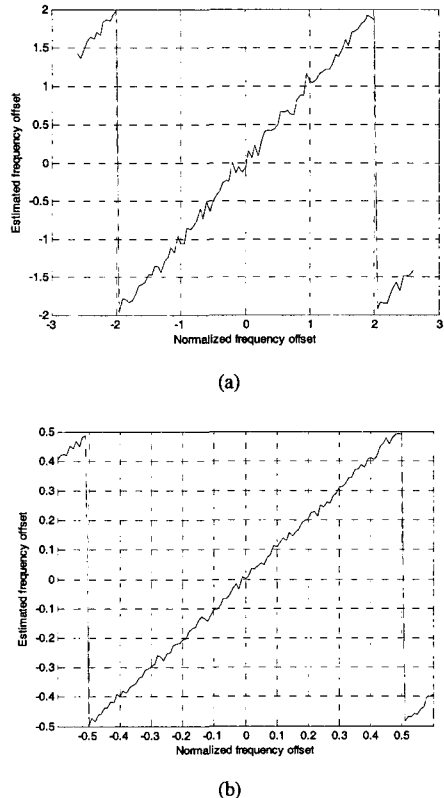


그림 6. 주파수 오프셋 추정곡선, 10dB AWGN 채널, (a) [-2, 2] 구간의 대략적 주파수 오프셋 추정 곡선, (b) [-0.5, 0.5] 구간의 미세 주파수 오프셋 추정 곡선

제안한 알고리즘은 단일 심볼만을 이용하여 식 (15)의 미세 주파수 오프셋 추정 방법과 식(16)의 대략적 주파수 오프셋 추정 방법을 결합하여 이용한다. 기존의 알고리즘은 대략적 주파수 오프셋과 미세 주

파수 오프셋의 추정과 보상을 순차적으로 실시하나, 제안한 알고리즘은 단일 심볼 내에서 두 과정을 동시에 수행함으로써 초기 동기 시간을 단축 시킬 수 있는 장점이 있다.

대략적 및 미세 주파수 오프셋 추정치를 이용한 주파수 오프셋 추정치의 조합 방법을 그림 7에 나타내었다. 임의의 미세주파수 오프셋 $\hat{\Delta}_f$ 에 대하여 고려할 수 있는 최종 주파수 오프셋 추정치 $\hat{\Delta} = \{\hat{\Delta}_1, \hat{\Delta}_2, \hat{\Delta}_3, \hat{\Delta}_4\}$ 중 한가지 이다. 최종 추정치의 결정은 Δ_{set} 의 원소 중 대략적 주파수 오프셋 추정치와 최소의 거리를 갖는 Δ_{set} 의 원소를 다음과 같이 선택한다.

$$\hat{\Delta} = \left\{ \hat{\Delta}_m \in \Delta_{set} \mid \min(|\hat{\Delta}_c - \hat{\Delta}_m|), m = 1, 2, 3, 4 \right\} \quad (17)$$

예를 들어 그림 7처럼 $\hat{\Delta}_f = 0.4$, $\hat{\Delta}_c = 1.25$ 가 추정되었다면, 추정된 $\hat{\Delta}_f$ 로 고려할 수 있는 Δ_{set} 은 $\{-1.4, -0.4, 0.6, 1.6\}$ 이며, 이 중 $\hat{\Delta}_c$ 와 가장 가까운 $\hat{\Delta} = 1.6$ 이 최종 주파수 오프셋 추정치가 된다.

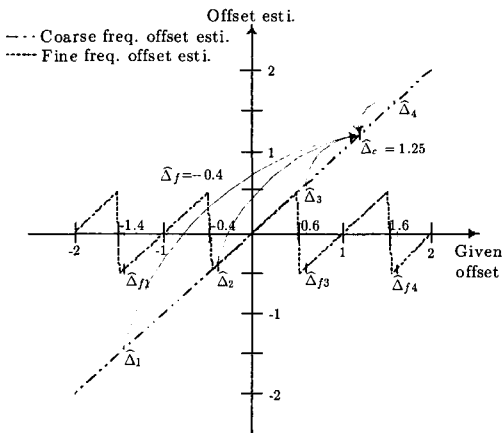


그림 7. 제안한 대략적 및 미세 주파수 오프셋 추정치를 이용한 주파수 오프셋 추정치 조합

V. 모의 실험

본 실험에서는 3장에서 제안한 심볼구조를 이용하여 4장의 주파수 추정알고리즘의 성능을 평가한다. 제안한 알고리즘의 주파수 오프셋 추정 성능 평가는 주파수 오프셋 추정치의 오차 분산을 이용한다.

그림 1의 채널 구조를 갖는 다중 사용자 FH-OFDMA 시스템을 설계하였다. 전체 시스템에서는

2,048개의 부반송파를 사용하고, 한 개의 부채널은 256개의 부반송파를 사용한다. 표 1에 실험에 사용한 상세한 시스템 변수를 나타내었다^{1), 6), 8)}.

표 1. 모의 실험을 위한 시스템 변수

Channel Bandwidth	5MHz
Num. of total subcarriers (N_f)	2048
Subcarrier Num. in a subchannel (N)	256
FFT modulation size	256
Interpolation/decimation rate (N_v/N)	8
Num. of virtual subcarriers (N_f)	10(24KHz)
Num. of guard interval (N_{GI})	64
Num. of sub-channels	7
Num. of guard sub-carriers (N_G)	98(235KHz)
Tap length of LPF	128

주파수 동기 방법 중 가장 일반적으로 사용되는 방법은 동일한 심볼을 반복 전송하여 심볼간 상관을 이용하는 Van de Beek-Sandell-Borjesson(VSB)이 제안한 ML방식이다⁵⁾. 일반적으로 정확한 주파수 오프셋을 추정하기 위해서는 대략적 주파수 오프셋 추정 심볼과 미세 주파수 오프셋 심볼을 따로 설정하여 수 개의 프리엠블 심볼을 전송하여 사용한다. 심볼 수가 많아지면 심볼 길이만큼 추정 시간은 길어진다. 본 실험에서는 같은 길이와 같은 추정 영역을 갖는 프리엠블을 구성하여 VSB방식과 비교 실험하였다. VSB방식은 반복된 심볼 구조를 이용하므로 비교 실험을 위하여 그림 8과 같이 [-2, 2]의 추정 범위를 갖는 프리엠블 심볼을 구성하였다.

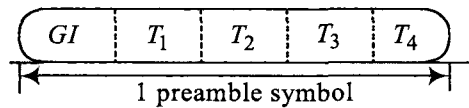


그림 8. 비교 실험을 위한 프리엠블 심볼 구조

그림 8의 프리엠블 신호 생성을 위해 다음과 같이 파일럿 벡터 \mathbf{J} 를 부반송파에 실는다.

$$\mathbf{J} = \{j_1, 0, 0, 0, j_2, 0, 0, 0, \dots, j_N, 0, 0, 0\} \quad (18)$$

여기서 $j_k \in \{0, 1\}$ 인 파일럿 데이터이다. 벡터 \mathbf{J}

를 IFFT 변조 후 그림8과 같이 4개의 짧은 심볼이 반복되는 시간영역 심볼구조를 얻을 수 있다. VSB 방식은 ML 추정 방식이므로 채집 샘플수가 많을수록 우수한 성능을 발휘한다. 그러나 반복되는 샘플 구간을 길게 하기 위해서는 주파수 오프셋 추정 구간이 줄어드는 제약이 있다^{5, 13)}.

그림 8의 심볼구조를 이용한 VSB알고리즘과 3, 4장에서 제안한 심볼구조와 추정 알고리즘의 성능을 3GPP (3rd generation partnership project)에서 제시한 이동 환경 채널을 이용하여 비교실험하였다. 채널의 지연 정보, 크기, 위상 정보는 표 2와 같다¹⁴⁾. 그림 9,10,11에서 '4-short symbols & VSB estimation' 곡선은 그림 8의 심볼을 기존 VSB추정 방식을 이용하여 얻은 결과이고, 'Proposed sym. & estimation' 곡선은 3장에서 제안한 심볼 구조를 4장의 추정방식을 적용하여 얻은 결과이다.

백색잡음 환경에서 실험한 그림 9의 결과를 보면,

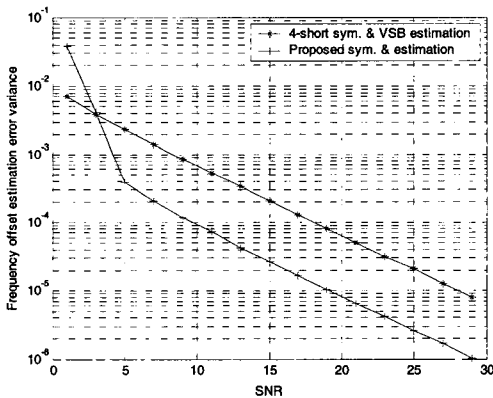


그림 9. 주파수 오프셋 추정 오차 비교 (AWGN 채널, $\Delta = 0.25$)

신호 대 잡음비 (signal-noise rate, SNR)가 0~5dB 인 구간에서는 제안한 알고리즘의 최종 추정오프셋의 오차 분산이 크다. 이는 대략적 주파수 오프셋 추정이 부정확하기 때문이다. 그러나 대략적 주파수 오프셋의 성능이 만족할만한 약 6dB이상의 SNR에서는 상관 방식 보다 정확한 주파수 오프셋을 추정한다. 본 알고리즘은 단일 심볼 내에서 미세 주파수 오프셋 추정치를 별도로 추정함으로써, 더욱 정확한 주파수 오프셋 추정이 가능하다.

그림 10, 11은 3GPP 채널 중 다중경로가 심한 표 2의 채널에 대해서 주파수 오프셋을 추정을 한 것이다. 동일하게 단일 심볼을 이용하더라도, 미세 주파수 오프셋 추정을 위하여 별도로 파일럿을 설정한 본 알고리즘의 오차 성능이 5~10dB 정도 향상됨을 확인할 수 있다. 그림 12는 동일한 채널 환경하에서 추정구간 내의 오차분산을 구하였다. 추정범위 또한 추정값의 왜곡 없이, 동일한 구간을 추정한다.

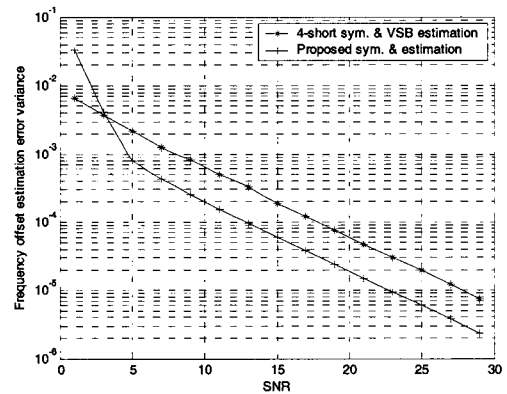


그림 10. 주파수 오프셋 추정 오차 비교 (case-2 채널, $\Delta = 0.25$)

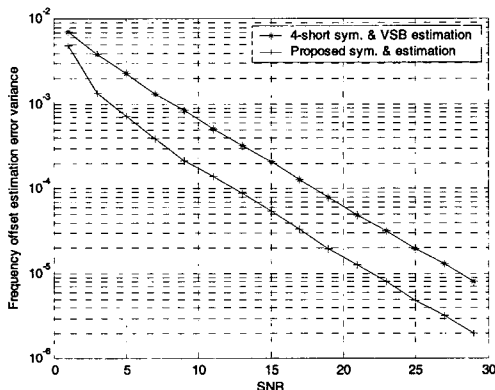


그림 11. 주파수 오프셋 추정 오차 비교 (case-3 채널, $\Delta = -0.8$)

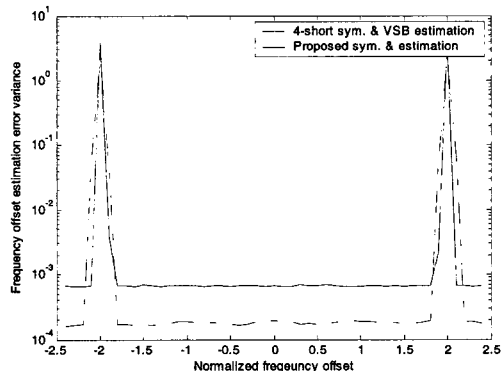


그림 12. 주파수 오프셋 추정 범위 내의 성능비교 (case-3 채널, SNR=10dB)

표 2. 3GPP TS 25.101의 다중경로 페이딩 채널 정보

Case 2 Speed 3Km		Case 3 Speed 120Km	
Delay [ns]	Amp/ θ [°]	Delay [ns]	Amp/ θ [°]
0	0dB/128°	0	0dB/12°
976	0dB/48°	260	-3dB/213°
10000	0dB/312°	512	-6dB/15°
		781	-9dB/137°

VI. 결론

본 논문에서는 패킷 초기의 한 개의 프리엠프를 이용하여 정확한 주파수 오프셋을 추정할 수 있는 기법을 제안하였다. 다중 사용자 FH-OFDMA 시스템은 주파수 오프셋을 갖고 신호의 간섭 영향이 전체 채널에 미치게 됨으로, 주파수 오프셋에 대한 철저한 대책이 필요하다. 제안한 심볼 형태와 주파수 추정 알고리즘은 단일 심볼로 정확한 주파수 오프셋을 추정할 수 있으므로 다중 사용자 FH-OFDMA 시스템에 적합하다. 또한 본 알고리즘은 패킷의 프리엠프 뿐만 아니라, 휴면기간 동안 기지국과 단말기 사이에 정기적인 주파수 동기 설정 및 통신 상태를 점검하는 심볼로도 이용할 수도 있다⁸⁾. 또한 패킷 방식을 사용하는 다른 휴대 인터넷 시스템들이 유사한 프리엠프 구조를 하고 있어, 본 알고리즘을 응용하면 정확하고 신속한 주파수 오프셋 추정을 할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] Flarion Technologies Inc., "OFDM for mobile data communications," *Release Paper*, Mar. 2003.
 [2] 이석규, 장경희, 황승구, "ETRI 4세대 무선전송 시스템:HMM 개발동향", *전자동향분석* 제 17권, 5호, pp. 15-25, 2002년 10월.
 [3] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM Wireless multimedia communications*, AH, NY, Dec. 2000.
 [4] K. Fazel, S. Kaiser, *Multi-Carrier and Spread Spectrum System*, Wiley, England, Feb. 2003.
 [5] J. J. Van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and fre-

quency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, pp. 1800-1805, July 1997.
 [6] J. Chuang, N. Sollenberger, "Beyond 3G: wideband wireless data access based on OFDM and dynamic packet assignment," *IEEE Commun. Mag.* vol. 38, pp. 78-87, July 2000.
 [7] Flarion Technologies Inc, "Communications system employing orthogonal frequency division multiplexing based spread spectrum multiple access," *US Patent* 6,553,019 B1, Apr. 2003.
 [8] 802.16a Part16: "Air interface for fixed broadband wireless access systems amendment 2: medium access control modifications and additional physical layer specifications for 211 GHz," Apr. 2003.
 [9] IEEE standard 802.11a, Supplement to IEEE standard for information technology tele communications and information exchange between systems local and metropolitan area networks-specific requirements. Part 11: wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY), Sep. 1999.
 [10] G. J. Pottie, A. R. Calderbank, "Channel coding strategies for cellular radio," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, pp. 763-769 Nov. 1995.
 [11] M. Luise, M. Marselli and R. Reggiannini, "Low-complexity blind carrier frequency recovery for OFDM signals over frequency-selective radio channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 1182-1188, July 2002.
 [12] M. Oerder and H. Meyr, "Digital filter and square timing recovery," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp 605-612, May 1988.
 [13] H. V. Poor, *An Introduction to Signal and Estimation* 2nd ed., Springer-Verlag, NY, Mar. 1994
 [14] 3GPP TS 5.101, "3rd generation partnership project; technical specification group radio access networks; UE radio transmission and reception," Mar. 2003

윤 대 증 (Dae jung Yoon)

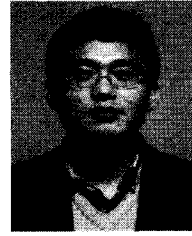
정회원



2002년 2월 경북대학교 전자
전기공학부 졸업
2002년 8월~현재 경북대학교
전자공학과 석사과정
<관심분야> 디지털통신, OFDM
시스템, 다중반송파 동기

한 동 석 (Dong seog Han)

종신회원



1987년 2월 경북대학교 전자공
학과 졸업
1989년 2월 KAIST 전기 및
전자공학과 석사
1993년 2월 KAIST 전기 및
전자공학과 박사
1987년~1996년 삼성전자 선임

연구원

1996~현재 경북대학교 전자전기공학부 부교수
2004년 플로리다주립대 방문교수
<관심분야> 디지털 통신 신호 처리