

# OFDM System에서 FFT 윈도우 위치 복원 알고리즘을 이용한 효율적인 프레임 동기방식의 성능분석

## Performance Analysis of an Efficient Frame Synchronization Scheme using FFT Window Position Restoration Algorithm for OFDM Systems

김동옥\*, 윤종호\*

Dong Ok Kim\* and Chong Ho Yoon\*

### 요 약

본 논문에서는 다중경로 페이딩 무선채널에서 발생하는 부반송파간 간섭환경에 의한 동기손실을 감소시키기 위하여, FFT 윈도우 위치복원 알고리즘에 의한 효율적인 프레임 동기 방식을 제시하였다. 제안된 방식에서는 이전 프레임의 비트열에 대한 동기추출 정보를 활용하여, 다음에 수신될 프레임에 대한 비트동기를 효율적으로 수행한다. 즉 예측된 데이터를 이용하여 수신된 신호를 분석할 수 있으므로 이 알고리즘을 이용하여 동기를 보정할 수 있다. 제안된 프레임 동기 알고리즘의 성능을 분석하기 위하여, 각각 시간 영역과 주파수영역에서의 동기실패율에 대하여 모의실험을 수행하였다. 그 결과, 시간 영역의 프레임 동기 알고리즘의 성능이 주파수 영역의 알고리즘에 비하여, 낮은  $E_b/N_0$ 에서는 성능이 좋지 않지만, 6 dB 이상의  $E_b/N_0$ 에서는 우수한 프레임 동기 성능을 갖게 됨을 확인할 수 있었다.

### Abstract

We present the frame synchronization scheme using the FFT window position restoration algorithm appropriate for wireless OFDM systems under multipath fading environment. From the restoration of the synchronization parameters of previous several frames, the algorithm can extract the synchronization parameters for the next frames.

To analyze the performance of the proposed algorithm, we compare the probability of synchronization failure under time and frequency domains, respectively. From the simulation results, one can see that the algorithm in the time domain shows better performance than in the frequency one, for the  $E_b/N_0$  of 6.0dB or more.

### I. 서 론

현대 사회가 고도의 정보 통신의 사회로 발전함에 따라 사람들이 언제, 어디서나 원하는 정보에 접근할 수 있고 또는 원하는 사람과 통신하기를 원하

게 되어 이동통신에 대한 욕구가 증대되었고 최근 몇 년 동안 이동통신을 사용하는 사람들의 수가 폭발적으로 증가하게 되었다. 이렇게 증가된 이동통신 사용자들을 모두 수용할 수 있는 시스템의 개발에 대한 연구가 집중되고 있다. Orthogonal Frequency

\* 한국항공대학교 항공통신정보공학과(Dept. of Telecomm. & Inform. Eng., Graduate School of Hankuk Aviation Univ.)

· 논문번호 : 2001-1-6

· 접수일자 : 2001년 6월 1일

Division Multiplexing(OFDM)은 이러한 이동통신 시스템에 사용되는 멀티 캐리어 변조 방식의 일종으로, 멀티패스(multipath) 및 이동수신 환경에서 우수한 성능을 발휘한다. 이 때문에 지상파 디지털 TV(Digital Terrestrial TV Broadcasting), 디지털 음성 방송(Digital Audio Broadcasting), Asymmetric Digital Subscriber Line 등에 적합한 변조 방식으로 주목을 받고 있다. 특히, Coded OFDM(CO-OFDM) 방식은 다중 반송파 변조 방식 본래의 장점인 주파수 선택성 페이딩에 강한 점, 전송 용량을 채널 용량에 가깝게 끌어올릴 수 있다는 점, 그리고 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference)이 심한 채널에서 복잡한 등화기 없이 효율적인 전송을 보장한다는 점 등의 잠재적인 장점으로 인하여 연구가 활발하게 이루어지고 있으며 점차 그 이용범위가 증가하고 있다 [1][2].

OFDM 시스템에서 송수신단의 변복조 과정은 각각 Inverse Discrete Fourier Transform(IDFT)와 Discrete Fourier Transform(DFT)를 수행한 것과 같으며, 이는 Inverse Fast Fourier Transform(IFFT)와 Fast Fourier Transform(FFT)를 사용하여 효율적으로 구현할 수 있다. 또한, 채널의 지연확산보다 긴 보호구간을 전송되는 심벌주기마다 삽입하게 되면 부반송파간의 직교성이 유지되어 Inter Carrier Interference(ICI)가 발생하지 않게 되고, 또한 다중경로 채널에 의한 OFDM 심볼이 겹치지 않게 되어 인접된 심벌 상호간의 ISI를 완전히 제거할 수 있다[4]. 하지만, 이러한 장점에 반해 OFDM 시스템에서는 증폭기 입력신호의 진폭이 Rayleigh 분포

의 다중레벨 특성을 가지고 있어, 비선형 특성을 가지는 고출력 증폭기의 왜곡으로 인해 단일 반송파 전송방식에 비하여 심각한 왜곡이 발생한다[3]. 본 논문에서는 채널을 심볼 구간 내에서도 시변하는 다중경로 페이딩(Fading) 채널상에서, OFDM 시스템에 맞는 효율적인 동기추출 알고리즘을 제안하였다. 이 알고리즘은 OFDM 심볼의 시간 영역과 주파수 영역에 존재하는 상관관계를 모두 이용하여, 새로운 FFT윈도우 위치 복원방식을 사용하여 입력단에서 왜곡 수신된 동기심볼들을 보상하여 프레임 동기를 추출할 수 있다. 그리고, 제안된 알고리즘을 사용한 동기추출 모듈을 구현하여, 각 요소 기술의 동작 및 성능을 검증하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 본 서론에 이어, II장에서는 본 논문에서 고려하는 OFDM 시스템의 FFT윈도우 위치복원방법과 오프셋 영향에 대해 살펴본다. III장에서는 제안된 FFT윈도우 위치 복원 알고리즘의 성능을 분석한다. IV장에서는 수치 해석에 따른 성능분석과 무선데이터 단말기에 적용하여 실험 결과에 대하여 고찰하였으며, 본 논문의 결론을 V장에서 다루었다.

## II. 시스템 모델링

### 2-1 OFDM 신호 모델링

일반적인 OFDM시스템의 기저대역 블록도는 그림 1과 같다. 반송파 변조 방식은 FFT/IFFT를 사용하여 병렬로 정보를 전송하므로 송신기의 IFFT

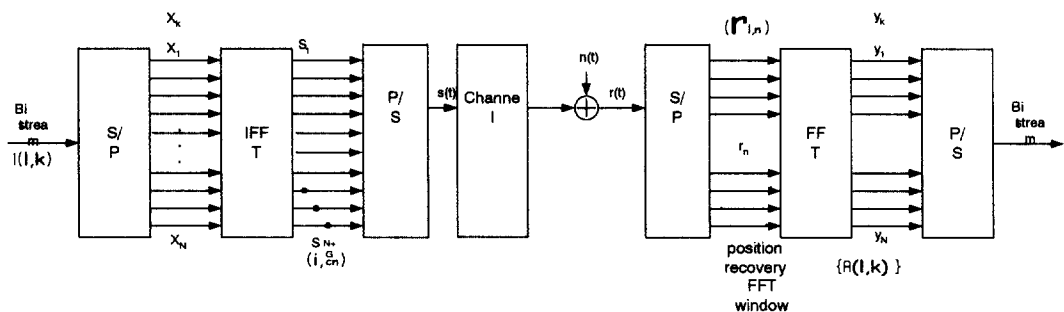


그림 1. OFDM 시스템의 기저 대역 블록도

Fig. 1. Base bandwidth block diagram of OFDM system.

를 출력이 그대로 수신기의 FFT에 재정렬되어 입력 FFT 위치 복원 기능은 수신기에서 FFT를 이용한 복조를 수행하기 위해 송신 IFFT단의 출력 샘플의 위치와 수신 FFT단의 입력 샘플의 위치를 일치시키는 기능이다. 이것은 수신과정에서의 오류발생시, IFFT단으로부터 송신된 N개의 샘플로 구성된 심볼을 복원하지 못하게 되어 심각한 성능 열화가 발생하게 되는 것을 방지한다[6].

먼저, 송신단으로 입력되는 비트열은 M-ary Phase Shift keying(MPSK) 심벌열  $I(l, k)$ 로 부호화되고, 파일럿 심벌이 삽입된 후 변조된 이 심벌은 직병렬 변환을 거쳐 IDFT연산과정에 의해  $\{i_{l,n}\}$ 로 변환된다. 여기서 데이터  $i$ 는 매핑(mapping) 변조된 이산(discrete)샘플 데이터 시퀀스이다.  $\{i_{l,n}\}$ 는 복소수값을 가지므로 만약 QPSK변조된 데이터 라면  $\{i_{l,n}\}$ 는 일정한  $\arg(i)$ 는  $\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4},$

$\frac{7\pi}{4}$  중의 한 값을 갖는다. 이산화된 기저 대역신호

인  $\{i_{l,n}\}$ 는 부반송파간의 직교성을 유지하고, ISI를 제거하기 위해 채널의 임펄스 응답보다 긴 보호구간이 삽입된 후, 직렬로 변환되어 시변 다중경로 페이딩 채널을 통해 전송된다. 이후, 수신측에서는 입력되는 보호구간을 제거한 다음, 신호  $\{i_{l,n}\}$ 은 직병렬 변환을 거쳐 DFT연산과정에 의해  $\{R(l, k)\}$ 로 변환된다. 여기서  $\{R(l, k)\}$ 는 N개의 블록으로 그룹된 후 역푸리에 변환되며, 다시 parallel - to - serial(P/S) 컨버터를 거치고 믹싱되어 대역 신호로 변환된다. 이 신호는 FFT 윈도우 위치복원과정에 의해 심벌동기를 보상하는데 사용된다. l번째 OFDM 심벌에서 k번째 부반송파에 의해 변조된 MPSK 심벌을  $(l, k)$ 로 나타낼때, l번째 송신 심벌은 다음과 같이 표현된다.

$$s_l(t) = \sqrt{E_s} \cdot \text{Re} \left\{ \sum_{k=-K}^K I(l, k) e^{2\pi(f_c + k/NT)t} \right\} \quad (1)$$

위의 식에서,  $\text{Re}\{\cdot\}$ 는 실수 부분을 나타내고, N은 IDFT의 포인트 갯수,  $\sqrt{E_s}$ 는 신호기의 크기, T

는 샘플링 주기,  $f_c$ 는 반송 주파수,  $I(l, k)$ 는 l번째 OFDM 심벌에서 k번째 부반송파의 MPSK 심벌을 나타낸다. 식 (1)을  $t = nT(n=0, 1, \dots, N-1)$ 단위로 이산화된 기저 대역신호로 나타내면 다음과 같으며, 이는 N-point IDFT(Inverse Discrete Fourier Transform)에 의해 구형될 수 있다.

$$i_{l,n} = \frac{\sqrt{E_s}}{N} \sum_{k=-K}^K I(l, k) e^{2\pi \frac{kn}{N}}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

또한, 식 (2)는 다음과 같은 연속된 값으로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{E_s}} \cdot \text{DET}_N\{i_{l,n}\} &= \frac{1}{\sqrt{E_s}} \cdot \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} i_{l,n} e^{-2\pi \frac{kn}{N}} \right\} \\ &= \{I(l, 0), I(l, 1), \dots, I(l, K), 0, 0, \\ &\quad \dots, 0, I(l, K), \dots, I(l, 2), I(l, -1)\} \quad (3) \end{aligned}$$

다중경로 페이딩 채널로 전송하기 전에 채널의 지연확산보다 긴 보호구간을 삽입함으로써 부반송파 간의 직교성을 유지하고, ISI를 제거할 수 있다 [4]. 따라서, 이와 같은 보호구간을 그 실제 전송되는 심볼을 뒷부분의  $N_G$ 개의 심볼을 그대로 앞부분으로 복사한  $N_T = (N + N_G)$ 개의 포인트로 구성된 이산화된 기저 대역신호는 다음의 시퀀스가 된다.

$$\{i_{l, N-N_G}, \dots, i_{l, N-2}, i_{l, N-1}, i_{l, 0}, \dots, i_{l, N-1}\} \quad (4)$$

일반적으로 OFDM방식은 일정한 간격마다 파일럿 심벌을 삽입하므로 매 심벌마다 파일럿 심벌을 이용해 반송파의 이득을 추정해야 하므로 주파수 선택적 페이딩에 상대적으로 약한 것이 단점이다 [7],[8].

기존의 OFDM 시스템에서의 동기 추정기법들은 OFDM 심벌 구간 내에서 채널의 임펄스 응답이 변하지 않는다는 가정을 사용하였다. (즉,  $h_i(n) = h_i, \forall n$ ) l 번째 OFDM 심벌이 n이라는 시간에 채널을 통과하면, 그 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{l,n} = \sum_{i=0}^{L-1} h_i i_{n-i} + w_{l,n}; 0 \leq n \leq N-1 \quad (5)$$

여기서,  $w_{l,n}$ 은 복소 가우시안 백색 잡음이다. 주파수 오프셋이 완벽하게 보상되었다고 가정할 경우 (즉,  $f_0=0$ ), 보호구간에 의해서 부반송파의 직교성이 유지되므로 ISI가 제거된다.  $l$ 번째 버스트에 대해 DFT의  $k$ 번째 출력을  $\{R(l, k)\}$ 로 표시하면, 이는 다음과 같이 주어진다.

$$R(l, k) = I(l, k) \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-\frac{j2\pi ik}{N}} + \frac{1}{\sqrt{E_s}} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (6)$$

여기서, 첫번째 항은  $l$ 번째 버스트,  $k$ 번째 부반송파의 수신신호이며,  $H(l, k)$ 와  $W(l, k)$ 는 다음과 같이 채널 임펄스 응답  $\{h_i\}$ 과 잡음  $\{w_{l,k}\}$ 의  $k$ 번째 DFT출력이다.

$$H(l, k) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-\frac{j2\pi ik}{N}} \\ W(l, k) = \sum_{i=0}^{N-1} w_{l,n} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (7)$$

$W(l, k)$ 는 분산이  $N_0$ 인 백색 가우시안 잡음이다. 실제 시변적인 채널로서 최대 지연 시간  $L(\leq N_G)$ 을 갖는 채널을 통과한 수신신호를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{l,n} = \frac{A}{N} \cdot \sum_{k=-K}^K \sum_{i=0}^{L-1} I(l, k) k_i (n + (l-1)N_T) e^{-\frac{j2\pi k(n-1)}{N}} + w_{l,n}$$

식 (7)에 대해 DFT를 이용하여  $k$ 번째 부반(8)을 복조한 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$R(l, k) = \frac{1}{A} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} r_{l,n} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \\ = H(l, k) \cdot I(l, k) + ICI(l, k) + W(l, k) / \sqrt{E_s} \quad (9)$$

한편, 수신기는 아날로그-디지털 변환기를 통하

여 취해진 샘플열에서 심볼의 시작점을 검출한 후 보호구간을 제거한 나머지 샘플들을 FFT에 입력해야 한다. FFT 윈도우 위치 복원 기능은 수신된 샘플열에서 보호구간을 제외한 실효 샘플만을 추출하여 FFT에 인가하는 역할을 수행하여, 단순히 수신 신호의 프레임에 맞추어 주는 기존 단일 반송파 전송 방식의 프레임 동기와는 다른 구조를 갖는다.

FFT 윈도우 위치 복원은 시간 영역과 주파수 영역에서 각각 다른 방법으로 구현될 수 있다. 시간 영역에서는 구현 원리는 다음과 같다. 보호구간이 OFDM 심볼의 후반부와 동일하다는 점을 이용하여 일정 구간에 걸쳐 대응되는 수신 샘플값 간의 상관 결과 중 최대값을 가지는 위치를 심볼의 시작 지점으로 결정한다. 그리고, 주파수 영역에서의 구현 방법으로는 송, 수신기간에 약속한 값을 전송할 때 사용하는 파일럿 반송파의 위상의 변화량을 이용하는 것이다.

### 2-2 위치 오프셋의 영향

OFDM 시스템에서는 한 심볼이 지속되는 동안 각 부반송파의 신호는 일정한 값을 전송하게 되며, 심볼간에는 같은 부반송파에 대하여 독립적인 값을 전송한다. 그러므로 FFT 윈도우 오류가 매우 심할 경우에는 FFT 이후의 값을 사용할 수 없다. FFT 윈도우 오류가 작을 경우 인접한 심볼에 의한 왜곡 정도는 매우 작게 되어 영향을 크게 미치지 못하며, 한 심볼에 대하여 시간 천이(time shift)로서의 영향을 보이게 된다. 이러한 시간 천이는 식 (10)과 같이 FFT의 출력부인 주파수 축에서는 각 주파수에서의 위상 천이로 나타난다[4].

$$y_i(n) = x_i(n - m) \\ \leftrightarrow Y_i(k) = F[y_i(n)] = X_i e^{j2\pi \frac{m}{N} k} \\ \varphi_k = 2\pi \frac{m}{N} k, \\ \left( -\frac{N}{2} \leq k \leq \frac{N}{2} - \frac{N+G}{2} \leq m < \frac{N+G}{2} \right) \quad (10)$$

여기서,  $N$ 은 FFT의 입/출력단의 개수를 의미하고,  $k'$ 는 부반송파의 번호(subcarrier index)를 나타낸다.

### III. 수신 신호의 전력을 이용한 위상 변화에 따른 동기 오차보상

본 논문에서 제안하는 방법은 주파수 오프셋이 있을 때에는  $k$ 번째 신호와  $k + N$  신호가 위상축에서 회전이 일어나 정확한 위치복원을 하지 못하므로 수신 성능이 저하하는 단점을 보완하였다.

그림 2는 시간 영역에서 FFT 윈도우 위치 복원을 수행할 수 있는 새로운 알고리즘의 구성도이다.

수신기에 미리 저장되어 있는 짧은 훈련 심볼의 반복형태와 신호 검출 후 입력되는 짧은 훈련 심볼의 반복 형태간의 상관도를 이용한다. 즉 채널에 의한 샘플지연이 없는 경우의 최대 상관 지점과 샘플 지연 있는 경우의 최대 상관 지점간의 시간차를 이용하여 채널에 의한 샘플지연 양을 추정하고, 즉 식 (11)과 같이 첫 번째 입력된 샘플열  $r_i(n)$ 과 두 번째 입력된  $r_i(n+N)$  샘플열에서  $N$ 샘플 간격으로 대응되는 두 샘플값의 전력 혹은 절대값을 먼저 계산한 후 이들 절대값간의 차의 절대값을 보호구간 간격동안 누적하여  $N + G$  샘플구간에서 최소 누적값을 가지는 시점을 FFT 윈도우 위치 복원 시점으로 판정한다. 기존에 발표된 FFT 윈도우 위치복원 알고리즘은 주파수 오프셋이 존재할 경우에 대응되는 두 샘플값  $r_i(n)$ 과  $r_i(n+N)$ 과는 의 위상 차 ( $T$ : 정격 샘플 주기)가 발생하게 되므로, 샘플값간의 크기 차 혹은 상호 상관의 알고리즘은 정확한

위치를 추정하는데 성능의 열화가 발생한다. 따라서 주파수 오프셋의 영향을 받지 않는 알고리즘이 필요하다. 이를 위하여, 본 논문에서는 수신된 샘플값의 전력 또는 절대값 함수를 이용한 샘플값의 크기를 구한 후 이 데이터 값 차를 이용하는 알고리즘을 제안하였다. 이 알고리즘은 다음 식 (11)과 같이 표시할 수 있으며,  $n=0,1,\dots, N+G-1$  값의 변화에 따라 전력차의 함수를 구할 수 있으므로 열화된 수신신호 전력차를 이용하여 동기 위치복원을 수행할 수 있다.

$$\text{Min}_{\theta} \left[ \sum_{k=\theta}^{\theta+G-1} |p_i(n+k) - p_i(n+k+N)| \right],$$

$$n = 0, 1, N+G-1 \tag{11}$$

$$P_i(n) = |r_i(n)|^2 \text{ or } |r_i(n)| \tag{12}$$

수신 신호 전력 또는 크기 차의 절대값의 최소 위치를 찾는 알고리즘은 FFT 윈도우 위치 검색을 위해서는 위에서 설명한 수신신호간의 차를 이용한 방법과 같은 방식을 사용하나 수신신호가 아닌 수신 신호의 전력을 이용하여 위상 변화의 영향을 제거하고 단순히 수신 신호의 크기만을 비교한다는 점이 다르다.

일반적으로 주파수 동기 이전에 대략적인 FFT 윈도우 복구가 수행되어야 하는데, 이 알고리즘은 주파수 동기가 맞지 않을 경우에도 올바른 FFT 윈도우 위치 복원을 수행할 수 있다.

이와 같이 수신 신호의 전력 또는 크기를 이용한 알고리즘은 전력 검출기 또는 신호 크기 검출기가 요구된다. 일반적으로 신호 크기 검출기는 신호 전력 검출기의 출력의 제곱근을 구하는 추가 구성요소가 요구된다. 그러므로 일반적인 방식을 이용할 경우에는 신호 크기 검출방식보다 신호 전력 검출방식이 복잡도를 줄이게 된다. 그러나, 기존에 발표된 신호 크기 검출 방식의 근사 알고리즘 중 하나인  $|L| = 0.4 |S|$  알고리즘 또는 섀터 알고리즘을 이용하여 시스템의 복잡도 및 제곱손실을 막을 수 있다.

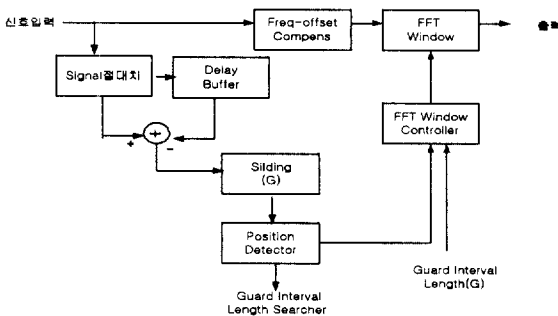


그림 2. 신호 전력 검출 알고리즘의 구조  
Fig. 2. Structure of signal power detection algorithm.

### IV. 성능평가

제안된 프레임 동기 알고리즘의 성능평가를 위하여 타이밍 실패(timing failure) 확률 값을 분석하였

여 타이밍 실패(timing failure) 확률 값을 분석하였다. 이 값은 현재 추정된 샘플 오프셋이 직전 평균 샘플 오프셋에서  $\pm m$ 개 이상 벗어나면 타이밍 동기 실패로 결정하는 확률을 의미하고 다음의 식 (13)으로 나타낼 수 있다[9]. 이 식에서  $\hat{k}$ 는 추정된 프레임 시작 지점이다.

$$P_{tf}^{(m)} = \Pr\{|\hat{k} - E[\hat{k}]| > m\} \quad (13)$$

프레임 동기 알고리즘의 성능평가를 위해, 대표적인 무선 indoor 채널을 고려하였고, 64-FFT를 사용하는 무선인터넷용 OFDM 모뎀은 프레임 동기를 수행하기 위해 PLCP 프리앰블내의 짧은 훈련 심볼을 이용한다. 짧은 훈련 신호는 모두 10번 반복되는 구조로 설계되어 있고, 앞의 7 개는 신호 검출과 자동 이득 제어(AGC) 그리고 diversity selection의 용도로 사용되며, 나머지 3개의 반복 패턴을 이용하여 프레임 동기 및 대략적 주파수 동기를 수행하게 된다. 그림 3의 OFDM PLCP 프리앰블과 프레임 동기가 수행되는 지점을 나타내었다.

또한 FIR 필터를 사용하여 길이 8의 지수적으로 감소하는 전력 지연 프로파일(power delay profile)을 생성하였다. 이것은 양의 시간 방향으로 각 탭마다 -3 dB씩 감소하며, 탭 간격은  $0.05\mu s$ 로 균일하다. 따라서 전체 채널의 R.M.S. delay spread는 66ns가 된다.

그림 4는 이러한 채널의 전력 지연 프로파일을 도시한 것이다.

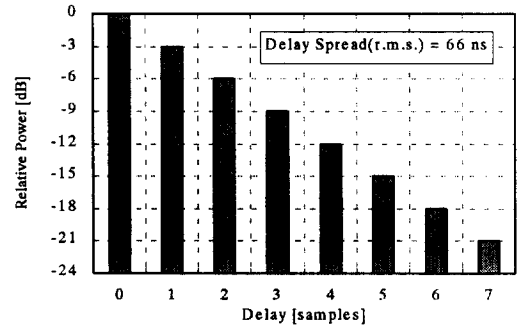


그림 4. 다중 경로 채널의 전력 지연 프로파일  
Fig. 4. Power delay profile of mult-channel.

수신기에서의 프리앰블을 이용한 complex 상관도 ( $S_k$ )과 각 수신 샘플들의 전력 ( $P_k$ )는 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$S_k = \gamma k^H \gamma k + D_s, P_k = \|\gamma k\|^2 \quad (14)$$

이 식에서  $\gamma_k$ 는 수신 샘플값이다.

이 알고리즘을 이용했을 경우의 결과로서, 잡음과 지연이 없는 채널 환경에서 짧은 훈련 심볼의 반복 형태에 대한 수신 신호와 수신기에 저장된 반복 형태의 상호 상관 특성은 그림 5와 같다. 그림에서 알 수 있듯이 샘플 지연이 발생할 경우 상관 특성 변화를 알 수 있고, 또한 11샘플 이상이 발생하면 지연을 선행으로 간주할 수 있음을 알 수 있다.

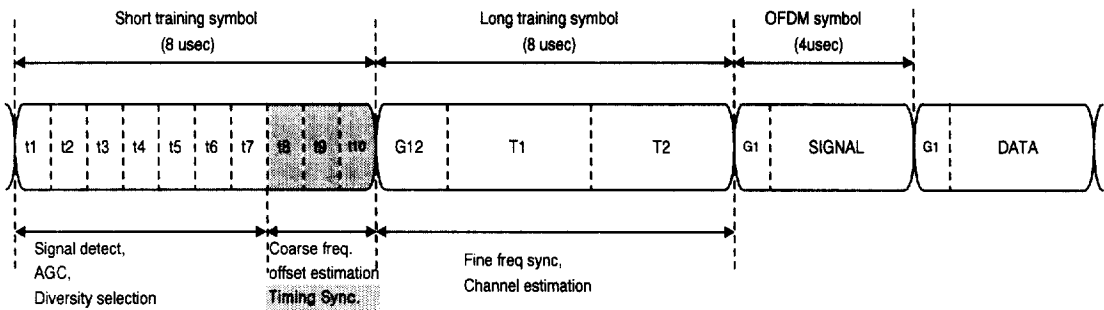
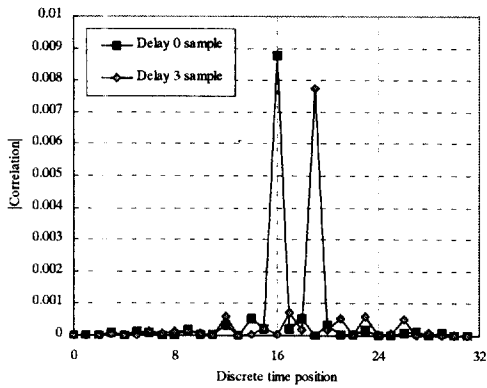
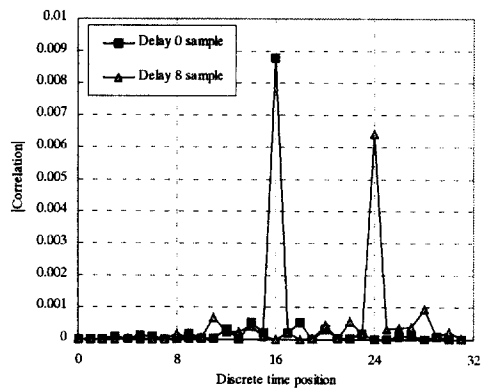


그림 3. 무선인터넷용 64-FFT PLCP 프리앰블 패턴

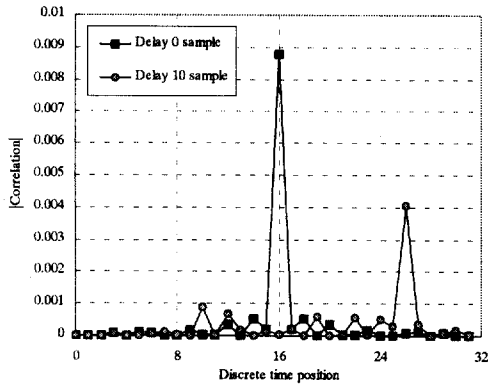
Fig. 3. 64-FFT PLCP preamble pattern for wireless internet.



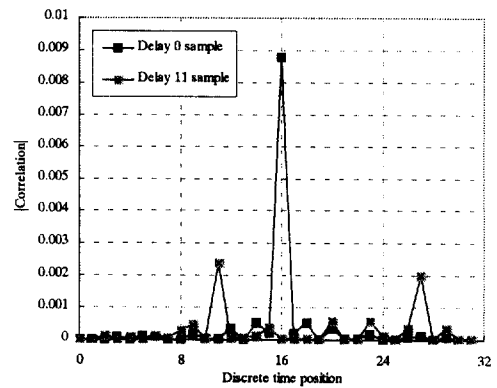
(a) 3 샘플 지연



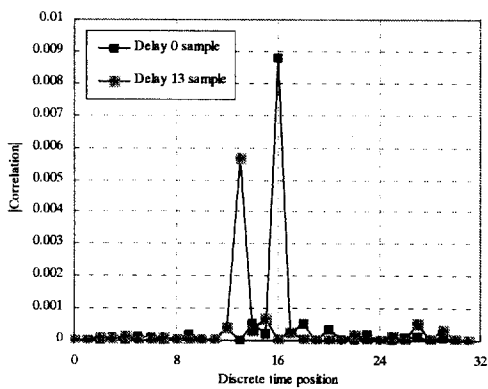
(b) 8 샘플 지연



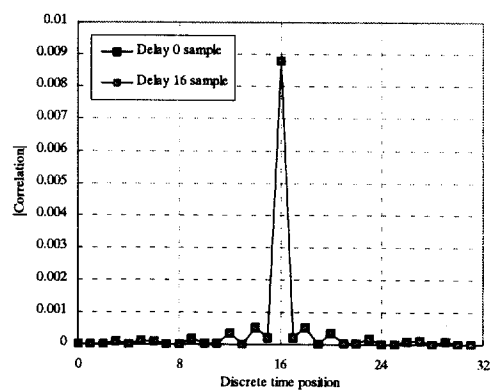
(c) 10 샘플 지연



(d) 11 샘플 지연



(e) 13 샘플 지연



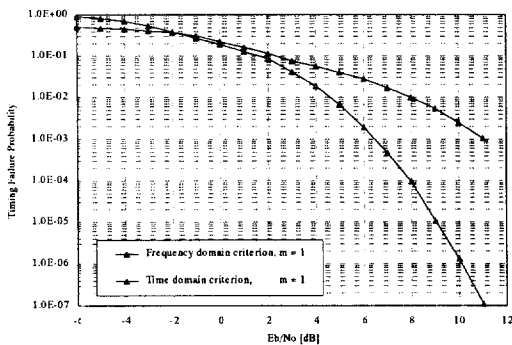
(f) 16 샘플 지연

그림 5. 지연에 의한 상관특성의 변화

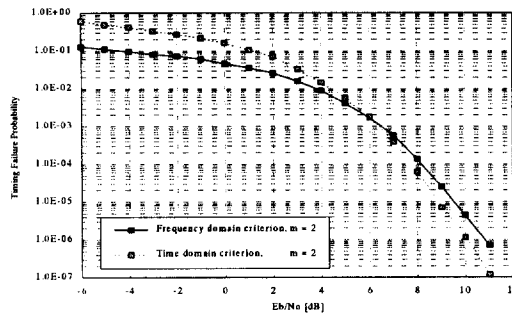
Fig. 5. Change of mutual featur by delay.

아래와 같은 채널 환경에서, 제안된 시간/주파수 영역의 프레임 동기 알고리즘의 성능을 그림 6에 도시하였다.

그림 6의 프레임 동기 알고리즘의 성능평가를 통하여, 시간 영역의 프레임 동기 알고리즘의 성능이 주파수 영역의 알고리즘보다 낮은  $E_b/N_o$ 에서는 떨어지지만, 6.0dB 이상의  $E_b/N_o$ 에서는 보다 우수한 프레임 동기 성능을 갖게됨을 알 수 있다.



(a)  $m = 1$



(b)  $m = 2$

그림 6. 시간/주파수 영역의 프레임 동기 알고리즘에 따른 타이밍 실패 확률

Fig. 6. Time failure probability by frame algorithm of time/frequency field.

### V. 결 론

본 논문에서는 OFDM시스템에서 수신감도의 효율을 높이기 위해 FFT 윈도우 위치 복원방법을 사용한 프레임동기 오차 보상을 위한 방법을 제시하였

다. 실험 결과, 제안한 시간 영역의 프레임 동기 알고리즘의 성능이 기존 주파수 영역의 알고리즘에 비하여, 낮은  $E_b/N_o$ 에서는 떨어지지만, 6.0dB 이상의  $E_b/N_o$ 에서는 우수한 프레임 동기 성능을 발휘하므로, OFDM 수신기에 효과적인 방식임을 확인할 수 있었다. 개발된 알고리즘으로 무선 LAN 뿐만 아니라 페이딩이 심한 기타 디지털이동통신에도 활용될 수 있을 것이다.

### 참 고 문 헌

- [1] J.-J. van de Beek, M. Sandell, M. Isaksson, and P. O. Borjesson, "Low-complex frame synchronization in OFDM systems", in *Proc. ICUPC'95*, pp. 982-986, 1995.
- [2] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, 1997.
- [3] M.G.Di Benedetto and P.Mandarini, "An application of MMSE predistortion to OFDM system," *IEEE Trans. Commun*, vol. 44, No. 11, pp. 1417-1420, Nov. 1996.
- [4] M. Alard and R. Lassale, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers", *EBU Tech. Review*, no. 224, pp. 3-25, Aug. 1987.
- [5] W. C. Jake, *Microwave mobile communications*, New York, Wiley, 1974.
- [6] 서울이동통신(주), 고효율 변복조 요소기술에 관한 연구 정보통신부 과제, 12, 1999.
- [7] J. Rinne and M. Renfors, "Pilot spacing in orthogonal frequency division multiplexing systems on practical channels", *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 42, no. 4, pp. 959-962, Nov., 1996.
- [8] M. Hsieh and C. Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on combtype pilot arrangement infrequency selective fading channels", *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol.



44, no. 1, pp. 217-225, Feb., 1998.

- [9] S. H. Müller-Weinfurtner, "On the optimality metrics for coarse frame synchronization in OFDM : A comparison", in *Proc. IEEE PIMRC'98*, vol. 2, pp. 533-537, 1998.

### 김 동 옥 (金東玉)



1989년 2월 : 서울산업대학교  
전자공학과 (공학사)

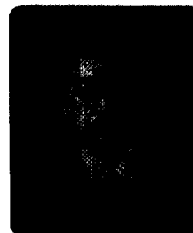
1998년 8월 : 광운대학교 전자  
통신공학과 (공학석사)

1999년 8월~현재 : 항공대학교  
항공통신정보공학과 대학원  
박사과정

관심분야 : 통신시스템, ITS,

Network System, Wireless LAN

### 윤 종 호 (尹鐘浩)



1984년 2월 : 한양대학교 전자  
공학과(공학사)

1986년 2월 : 한국과학기술원  
전기 및 전자공학과(공학석사)

1990년 8월 : 한국과학기술원 전  
기 및 전자공학과(공학박사)

1995년 8월~1996년 8월 : Univer-  
sity of Arizona 방문교수

1991년 8월 ~ 현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공  
학과 부교수