

논문 2013-50-12-1

OFDM의 심벌 타이밍 오프셋 추정을 위한 1심벌 오프셋의 훈련심벌 사용법과 CP 출력조절법

(Symbol timing Offset Estimation for OFDM Using the 1 Symbol
Offset Training Symbol and Controled CP Power)

옥 윤 철*, 하 영 호**

(Youn Chul Ock and Yeong Ho Ha[©])

요 약

이 논문에서는 OFDM 시스템의 시간 영역 동기를 위한 2가지 방법을 제안한다. 이것은 심벌타이밍 관정의 모호함의 원인 이되는 플레토와 사이드로브를 제거하기 위하여 부 심벌간에 1심벌 오프셋을 두고 타이밍 메트릭을 구하는 방법과 플레토 현상 을 경감시킬 수 있는 전력감소지수(Reduction Factor, ρ), 제동상수(Break Constant, β_k) 그리고 심벌이식깊이(Implant Depth, δ_l)등의 파라미터를 사용하여 CP(Cyclic Prefix) 구간의 전력을 수정하는 방법이다. 제안된 2가지 방법은 기존에 제안된 심벌타 이밍 동기화기법들과 컴퓨터모의시험을 통해서 성능평가가 이루어졌으며, 제안된 방법들은 다중경로의 레일레이 페이딩채널에 서 기존의 시스템에 비해서 더 우수한 통계적 특성을 나타내었다.

Abstract

This paper contains two algorithms proposed for synchronization in OFDM system. The first is having 1 symbol offset while calculating the timing metric, and the second is introduced in new parameter such as Reduction Factor(ρ), Break Constant(β_k) and Implant Depth(δ_l) in order to control the power of CP(Cyclic Prefix) area. Two proposed method are evaluated performance with conventional methode, and than the result of simulation show proposed methods is better than conventional methode while it experience into multipath fading channel.

Keywords : OFDM, Synchronization, Symbol Timing Offset estimation, Training Symbol, Timing Metric

I. 서 론

주파수와 시간의 특정위치에 신호를 전송하는

OFDM 시스템에서 동기화 성능은 단일톤 전송에 비해 서 훨씬 더 예민하므로 매우 중요한 연구의 주제이다^[1].

이 논문에서는 심벌타이밍오프셋 추정을 위한 훈련심 벌의 효과적인 구조에 대한 내용을 위한 새로운 방법을 연구하였다.

훈련심벌을 사용하는 알고리즘의 가장 일반적인 것 은 Schmidl 에 의해서 제안된 방법이다. 그의 방법은 심벌타이밍과 반송파 오프셋을 추정하기 위해서 똑 같은 두 조각을 포함하는 훈련심벌을 사용하였다. 수신단에 서는 부심벌 크기의 2개의 창을 수신되는 데이터 열 들 을 sliding 하면서 타이밍메트릭을 구한다. 그리고 타이

* 정회원, 영남이공대학교 전자정보계열
(Div. of Electronics & Information Engineering,
Yeungnam College of Science & Technology)

** 평생회원, 경북대학교 IT대학 전자공학부
(School of Electronics Engineering, Kyungpook
National University)

© Corresponding Author(E-mail:yha@ee.knu.ac.kr)

※ 이 논문은 2012학년도 경북대학교 학술연구비에 의 하여 연구되었음

접수일자: 2013년7월12일, 수정완료일: 2013년11월20일

밍메트릭이 크기가 최대로 나타나는 시간축 상의 지점에서 심벌타이밍 옵셋(STO)을 추정할 수 있으며, 그 시점에서 구한 타이밍메트릭(Timing Metric)의 위상을 통해서 소수부 반송파옵셋 (FCTO)을 교정할 수 있었다^[2]. 그러나 Schmidl 방법은 CP 길이에서 채널 임펄스 응답 깊이를 뺀 길이만큼의 플레토(plateau)를 생산한다. 그리고 이것은 심벌타이밍 추정의 불확실성으로 나타난다.

타이밍메트릭으로부터 발생하는 불확실성을 줄이기 위해서, Minn은 수정한 방법을 제안하였다^[3]. 실제로 Minn의 훈련심벌구조는 Schmidl의 방법보다 추정치의 더 작은 분산을 가지는 타이밍메트릭을 얻을 수 있는 구조이다. 그러나 Minn의 추정기도 일반적인 무선채널인 다중경로채널에서는 타이밍메트릭의 최대치 근방에서 시작시점으로 오인할 수 있는 크기가 작지 않은 주변 값들이 존재한다는 문제가 있었다.

타이밍동기의 성능을 개선하기 위해서, Park은 OFDM 시스템의 새로운 동기화 방식을 제안하였다. 그것은 Schmidl과 Minn의 방법보다 훨씬 더 정확한 타이밍메트릭 값들을 생산할 수 있다^[4]. 그리고 Choi와 Yi도 이 방법을 근간으로 하는 방법들을 제안하였다^[5~6]. 새롭게 제안된 훈련심벌은 동일한 크기와 모양의 부심벌로 이루어진 심벌로 전반부심벌과 후반부심벌은 심벌의 중앙 샘플을 중심으로 대칭적인 위치에 놓인 샘플들이 서로 공액복소수인 구조로 일명 ‘복소대칭구조’이다. 그러나 이 방법들은 훈련심벌이 아닌 데이터 심벌들에서도 타이밍메트릭의 최대값이 발생된다는 문제와 다중경로채널을 통과한 후에 구해지는 샘플들의 타이밍메트릭은 심벌타이밍 추정을 위한 정보가 훼손된다는 문제가 있다.

이 논문은 OFDM 타이밍 추정을 위한 Schmidl와 Minn의 방법보다 훨씬 더 첨예한 타이밍메트릭을 생산하고 Yi, Park이 제안한 ‘복소대칭구조’의 다중경로채널을 통과할 때 발생하는 문제를 해결한 새로운 동기방법 2가지를 제안한다.

II. 본론의 1절에서는 논문에서 사용되는 OFDM 신호 모델들을 소개하고, 2절에서는 기존에 제안된 훈련심벌의 구조와 그것들의 문제를 고찰하며, 3절에서는 기존의 제안기들의 문제를 해결하기 위해서 제안하는 2가지 추정기들의 구조와 설계시 고려해야 하는 문제에 대해서 설명한다. III. 모의시험에서는 제안된 2가지 방

법의 성능을 기존에 제안된 추정기들과 비교하는 컴퓨터 모의시험의 내용을 소개하고 그 결과에 대해서 고찰한다.

II. 본 론

1. OFDM 신호표현

신호들의 공통주기 즉 기본 주파수구간 동안 적분한 값이 0이라면, 이 신호들은 직교로 정의된다. 이것은 그 신호들이 공통 주기 동안 한 번 혹은 몇 번을 반복했던 공통주기의 끝에서 위상은 모두 2π 이라는 것이다. 즉 직교하는 k 개의 신호들은 2π 를 k 로 나눈 주파수를 하나씩 가진다고 할 수 있다. 그러므로 직교하는 OFDM 신호들은 IFFT 방정식과 같으며, OFDM 신호는 IFFT 블록으로 구현될 수 있다^[7].

OFDM 신호는 위상 천이 변조(PSK)나 직각 위상 진폭 변조(QAM)의 복소 심벌들 $c_k = a_k + jb_k$ 를 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 함으로 기저대역에서 얻어진다. OFDM 심벌은 데이터를 실는 유용한 주기 T_{eff} 와 다중경로 인해서 발생하는 ISI(Inter Symbol Interference)를 없애기 위해 채널 임펄스 응답보다 더 긴 T_g 시간의 CP(cyclic prefix)를 붙여서 구성된다. 즉 $T_{\text{sym}} = T_g + T_{\text{eff}}$ 이다. 복소 지수 주파수는 $f_k = k/T_{\text{eff}}$ 이며, 연속적인 시간영역에서 기저대역에서 OFDM 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x(t) = \sum_{s=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi f_k(t-sT_{\text{stm}})}, 0 \leq t \leq T_{\text{sym}} \quad (1)$$

연속시간영역의 기저대역의 OFDM 신호를 $t = sT_{\text{sym}} + nT_s$ 에서 샘플링 한 경우 기저대역신호는 이산시간영역에서 다음과 같다. 여기에서 샘플링 시간 $T_s = T_{\text{sym}}/N$ 이다.

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j(2\pi/N)kn} \quad (2)$$

여기에서 N 은 부반송파의 수이며, X_k 는 복소 정보 심벌이다. 또한 T_s 는 심벌시간 구간을 N 등분한 표본화 시간이다.

수신단에서, OFDM 신호는 신호를 왜곡시키는 채널을 통과하여 수신된다. 이 같은 왜곡은 시간과 주파수 영역 모두에서 나타난다. 주파수 간격 Δf 에 추가되

어 나타나는 반송주파수 옵셋(ϵ)은 시간영역에서는 $2\pi\Delta f$ 로 나타나는 부 반송파들의 위상이동(회전)을 발생시킨다. 또한 시간영역에서 발생하는 타이밍 옵셋(δ)은 주파수영역에서 위상의 회전을 가져오기 때문에 변조 성상도의 위상회전이나 성상도 위치의 확산이 나타나게 된다. 그러나 OFDM CP 구간의 샘플 구간에 있는 심벌 타이밍에러의 영향은 미미할 것이다.

OFDM의 임의의 심벌의 n 번째로 수신된 샘플은 다음과 같은 지연요소들의 합들로 표현된다.

$$r_n = x_n * h_l = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x_{n-l} \quad (3)$$

여기에서 h_l 은 채널 임펄스응답이며, L 은 수신 가능한 채널의 유효한 수이다.

2. 기존에 제안된 시스템들

OFDM 수신기는 수신된 신호의 정확한 복조 타이밍을 찾기 위해서 프레임의 시작 위치를 찾아야 하며, 부 반송파간의 직교성을 보장하기 위해서 부반송파 옵셋 오차 정정을 수행 해야 한다. 이것을 위해서 훈련심벌은 탐색 윈도우가 타이밍메트릭을 계산할 때 훈련심벌의 위치에서만 최대값을 가지는 형태로 설계되어야 한다. 앞선 연구에서는 훈련심벌을 같은 크기/모양의 부 심벌로 구성하는 방법과 크기는 같으나 모양이 반전된 방법, 그리고 대칭적인 구조로 구성하는 방법들이 고려되었다. 그러나 이런 방법들은 플래토, 사이드로브등과 같은 불확실한 요인들을 수반한다^[2-3]. 또한 훈련심벌이 아닌 OFDM 데이터 심벌구간에서도 타이밍메트릭 값이 최대치를 나타내는 문제로 인해서 정확한 심벌 타이밍 검출에 어려움이 있다^[4-5]. 이 논문에서는 이러한 문제들의 해결방법과 개선을 위하여 2가지의 방법을 제안한다.

가. 대칭적인 구조와 타이밍메트릭의 문제

앞선 연구에서 제시된 ‘복소대칭구조’의 훈련심벌은 모든 변조 방법에서 적용할 수 없는 문제가 있다.

첫 번째로 대칭적인 구조의 훈련심벌은 동위상 변조 심벌에서는 OFDM의 일반 데이터 심벌에 비해서 독특한 타이밍메트릭 값을 얻을 수 없다는 것이다. 모든 OFDM 심벌들은 IFFT의 결과로 얻어지므로 식(4)와 같이 심벌의 중앙을 중심으로 대칭적인 위치에 있는 샘플들

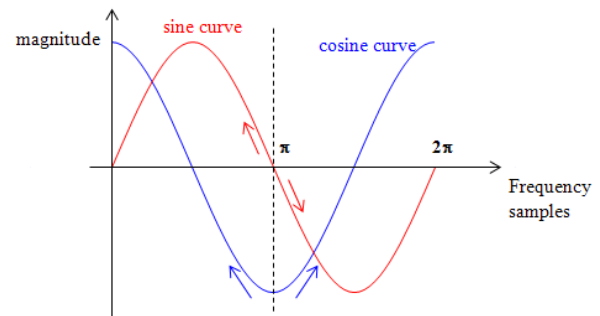


그림 1. OFDM 심벌 내 샘플들의 위상
Fig. 1. Phase of sample in OFDM symbol.

들간에 공액복소수 구조를 하고 있다.

$$\begin{aligned} W_N^{k(\frac{N}{2}-n)} &= W_N^{\frac{N}{2}} W_N^{-nk} = -W_N^{kn} \\ &= -[\cos(2\pi \frac{nk}{N}) - j \sin(2\pi \frac{nk}{N})] \\ W_N^{k(\frac{N}{2}+n)} &= W_N^{\frac{N}{2}} W_N^{nk} = -W_N^{kn} \\ &= -[\cos(2\pi \frac{nk}{N}) + j \sin(2\pi \frac{nk}{N})] \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)는 심벌의 중앙($N/2$)에서 $\pm n$ 만큼 각각 떨어진 위치의 샘플값을 나타내며, 파상인자(twiddle factor) W_N 은 식 (5)와 같이 정의된다.

$$W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}, X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n W_N^{nk} \quad (5)$$

즉 심벌을 구성하는 샘플들은 심벌의 중앙인 π 를 기준으로 떨어(떨어)질수록 실수부를 나타내는 코사인(cosine)항은 대칭적으로 크기가 증가하는 반면, 허수부를 나타내는 사인(sine)항은 증감이 반대로 이루어진다.

그림 1.은 IFFT의 결과로 나타나는 OFDM 심벌들이 π 를 기준으로 대칭적인 위치에 나타나는 샘플들이 공액복소수라는 것을 보여준다.

수신되는 OFDM 신호열의 위치는 이제 막 탐색을 시작하는 시점에서는 알 수 없다. 예를 들어서 지금 수신하는 신호가 데이터 심벌구간인지, 혹은 훈련심벌 구간인지, 그리고 시작점인지 아닌지를 알 수 없다. 그런데 데이터 심벌과 구별되어야 하는 훈련심벌이 대칭적인 구조이고 타이밍메트릭 계산 알고리즘이 거기에 부합하도록 설계되었다면, 모든 데이터 심벌에서도 훈련심벌과 마찬가지로 타이밍메트릭의 값은 최대값과 비슷한 크기의 값을 나타나게 된다.

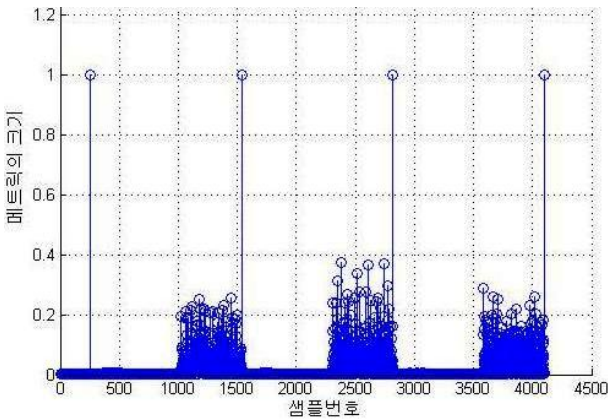


그림 2. 훈련심벌과 같은 데이터심벌의 타이밍메트릭
Fig. 2. The same Timing Metric training and data symbols.

그림 2.는 IFFT=1024, 심벌크기가 1280 샘플인 OFDM 시스템에서 복소대칭구조의 훈련심벌과 후속하는 데이터심벌 3개를 포함하는 프레임에 대한 타이밍메트릭값이다. 데이터심벌은 'Uniformly Distributed Random'한 정수를 발생하여 이것을 BPSK 신호로 대응후 IFFT 변조한 것이다.

이 경우 모든 심벌의 유효구간영역에서 매 번 타이밍메트릭의 최대치가 나타남을 확인할 수 있다.

두 번째 문제는 다중경로채널을 통과할 때 시간의 흐름에 역행하는 대칭구조의 타이밍메트릭은 샘플들간의 최고의 상관값을 찾기에는 부적합하다.

채널을 통과한 데이터들은 시간순서로 수신되지만 타이밍메트릭의 후반부의 샘플들은 시간의 역순으로 채널을 통과한 신호들이다. 식(6)은 수신된 신호열에서 계산한 타이밍메트릭을 나타낸다.

$$TM_r = k \sum_{n=r}^{r+\frac{N}{2}-1} \left(\sum_{l=0}^{L-1} x_{n-l} h_l \right) \left(\sum_{l=0}^{L-1} x_{N-n-l} h_l \right) \quad (6)$$

여기에서 TM_r 은 수신된 샘플들의 타이밍메트릭, 비례상수 k 는 부심벌 전력의 역수며, h_l 은 수신 가능한 경로들의 임펄스 응답이며, x_n 은 송신신호이다.

수신데이터열의 임의의 지점 r 에서 '복소대칭구조'의 훈련심벌의 타이밍메트릭을 구할 때, 계산되는 샘플쌍들은 시간위치상 역순으로 나타난다. 식(6)의 전반부 샘플은 x_{n-l} 로 n 방향으로 샘플들이 h_l 과 계산되지만, 후반부 샘플은 x_{N-n-l} 로 $-n$ 방향으로 샘플들이 h_l 과 계산된다. 따라서 복소대칭 구조에서는 샘플쌍들이 각기 다

른 채널임펄스를 경험하게 되므로 수신단에서는 상관성이 낮은 신호로 나타나게 된다. 따라서 복소대칭구조의 훈련심벌은 다중경로채널을 통과한 후에는 타당한 타이밍메트릭을 얻을 수 없다.

세 번째 문제는 공액복소수 관계의 두 복소 신호가 채널을 통과한 후에도 공액복소수관계가 유지되지 않는다는 점이다. 타이밍 메트릭 $TM(d)$ 은 훈련심벌의 전/후반부에 포함된 샘플들의 상관값 $P(d)$ 를 후반부샘플의 전력인 $R(d)$ 로 정규화해서 구한다. 따라서 복소대칭구조의 훈련심벌의 경우 채널을 통과한 훈련심벌에서 구한 $R(d)$ 값은 변화가 없으나, $P(d)$ 값은 채널임펄스 응답에 의해서 위상회전을 하게 되며, 상당한 값이($\sin \phi$) 허수부로 넘어가게 된다. 왜곡된 $P(d)$ 의 크기와 위상이 (7)식과 같이 나타난다.

$$|P(d)|_{distorted} = \sum_n (a_n^2 + b_n^2) \left(\sum_l (h_{rl}^2 + h_{il}^2) \right) \quad (7)$$

$$\phi = \angle P(d)_{distorted} = \tan^{-1} \left(\sum_l \frac{2h_{rl}h_{il}}{h_{rl}^2 + h_{il}^2} \right)$$

여기에서 채널임펄스응답의 l 번째 탭인 $h_l = h_{rl} + jh_{il}$ 로 실수부와 허수부로 나누어 생각할 수 있으며, 특정한 n 번째 샘플 $x_n = a_n + jb_n$ 으로 표시할 수 있다. 그리고 \sum_n 와 \sum_l 는 대응되는 모든 n 과 l 의 값들을 더하는 것을 나타낸다.

나. 플레토가 발생하는 심벌구조

Schmidl의 방법은 심벌의 구조상 지연확산의 왜곡 구간을 제외한 CP 구간 만큼의 플레토가 필연적으로 발생된다. 이 같은 플레토는 Minn에 의해서 경감되기는 했으나, 최대값에 버금가는 크기를 가지는 또 다른 지점들을 발생시킨다. 이와 같은 플레토나 사이드로브들은 수신단에서 정확한 타이밍 추정치의 분산이 상당히 크다는 것을 의미한다.

이것은 원천적으로 다중경로채널의 채널임펄스 응답으로부터 심벌의 유효구간은 보호하기 위해 설정한 CP에 기인한다. 채널의 지연확산 구간이 확정적이고 우리가 이 값을 알 수 있다면, 그래서 과잉된 CP를 설계하지 않는다면 우리는 플레토를 없앨 수 있을 것이다.

3. 제안하는 알고리즘

여기에서는 기존의 연구에 대하여 심벌 타이밍 추정

의 불확실성을 줄일 수 있는 2가지 방안을 제안한다.

가. 부심벌간 1심벌 옵셋을 두는 방법

훈련심벌구조상 CP구간과 동일한 영역이 심벌 구간 내에 존재하게 되면 플래토의 발생은 필연적이다. 따라서 비교되는 부심벌들간에 옵셋을 두어 후반부 심벌을 바로 이웃한 심벌구간으로 이동시키는 방법을 고려할 수 있다.

이 방법은 탐색창이 CP영역에서 낮은 P(d)를 가지므로 CP 영역을 벗어나서 유효영역에 진입할 때보다 훨씬 낮은 타이밍메트릭을 가지게 된다.

이를 위해서 훈련심벌 1/2는 타입1/2의 심벌을 통해서 조립된다. 타입1/2는 훈련심벌 1/2의 유효구간과 부합하는 데이터들이다. 그림 3은 훈련심벌 1/2의 조립과정을 보여준다.

- 타입1 생성: N point IFFT로 발생된 N개의 주파수의 짝수 인덱스 주파수에 QPSK로 대응된 PN 시퀀스를 변조시킨다.
- m-단의 지연요소를 가지고 길이가 N-1인 PN 시퀀스의 마지막 칩 다음에 0을 추가해서 길이를 $N(2^m)$ 으로 만든다.
- 타입2 생성: 타입1에 사용되었던 수정된 PN 시퀀스를 BPSK 변조하여 N개의 주파수에 대응시킨다.
- 타입1, 2를 동일한 크기로 두 조각 내어, 훈련심벌 1, 2를 만들고 CP를 추가한다. 타입1은 타입11과 타입12로 나누어지며, 타입2는 타입21과 타입22로 나눈다. 나누어진 타입12와 타입21은 교환되어 새로운 심벌구조를 구성한다.

제안된 훈련심벌에서 타이밍메트릭은 다음과 같이 구할 수 있다. 제안하는 방법1에서는 크기가

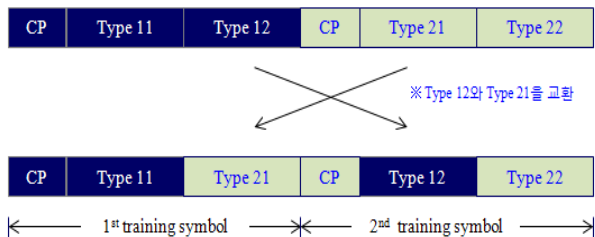


그림 3. 부타입의 조립으로 구성된 훈련심벌
Fig. 3. assembling sub-type into training symbol.

($N_{sym}+N/2$) 샘플인 탐색창을 사용한다. 타이밍메트릭 계산이 이루어지는 영역은 창의 좌우 가장자리의 $N/2$ 샘플들이다. 다음의 식(8), 식(9)는 이 논문에서 제안하는 P(d), R(d)를 구하는 식이다.

$$P(d) = \sum_{m=1}^{N/2-1} r^*(d+m)r(d+N_{sym}+m) \quad (8)$$

$$R(d) = \sum_{m=1}^{N/2-1} |r(d+N_{sym}+m)|^2 \quad (9)$$

P(d)의 경우 비교되는 샘플들이 N_{sym} 샘플 만큼 옵셋이 있으므로 M(d)의 위상으로 추정할 수 있는 소수배 반송주파수 옵셋의 분해능은 $0.44f$ 이며^[8], M(d)는 식(10)과 같다.

$$TM(d) = \frac{\sum_{m=1}^{N/2-1} r^*(d+m)r(d+N_{sym}+m)}{\sum_{m=1}^{N/2-1} |r(d+N_{sym}+m)|^2} \quad (10)$$

분자항인 P(d)는 M(d)의 위상을 나타내는 값이며, R(d)는 M(d)의 크기를 정규화 한다.

이 같은 타이밍메트릭 구조는 동기가 맞는 영역과 맞지 않는 영역의 타이밍메트릭 값의 분포함수가 확연히 다르므로 인해서 동기화 시점을 찾는 데 효과적이라는 것을 알 수 있다. 동기가 이루어진 영역에서 M(d)는 실수부가 도미넌트 하므로 (작은 위상) 그 분포가 가우시안으로 나타나지만, 동기가 맞지 않는 영역에서는 실수부만큼이나 큰 허수부로 인해서 카이제곱 분포를 나타내게 된다.

나. CP 구간의 전력을 감소시키는 방법

타이밍메트릭은 훈련심벌 내에 있는 샘플들간의 상관값을 채널파워로 정규화하여 구한다. 동일한 모양이지만 위상차이가 있는 두 개의 부심벌이 채널을 통해서 전송되었을 때, 수신단에서 계산된 타이밍메트릭의 계산 값들은 랜덤한 데이터영역의 어느 부분보다도 두드러지게 나타날 것이다. 그러므로 타이밍메트릭의 최대값 근처는 심벌의 시작 위치가 되며, 타이밍메트릭의 위상으로부터 구해지는 주파수 옵셋의 분해능은 훈련심벌 보다 작은 위상 즉 소수부의 부반송과 주파수 옵셋을 결정할 수 있다.

플래토는 탐색윈도우의 시작이 심벌의 시작위치에서 CP 영역 전체에 걸쳐서 같은 값의 $P(d)$ 와 $R(d)$ 를 가지므로 나타난다. 플래토를 제거하고 미세한게 심벌타이밍 옵셋을 추정하기 위해서 3가지의 전력조절인자를 사용한다. 그림 4는 제안하는 훈련심벌의 구조이며, 여기에 사용되는 전력조절인자들을 나타낸다.

탐색창의 전반부가 훈련심벌의 CP 구간에 머무를 때 타이밍메트릭의 값이 평평하지 않게 하기 위해서 전력감소인자(ρ , Reduction Factor)를 사용한다. CP 구간의 샘플들의 전력을 균등하게 감소시킴으로써 낮게 설정하면 샘플들 각각의 상관값의 누적으로 나타나는 $P(d)$ 값과 이에 따른 타이밍메트릭 $M(d)$ 는 일정한 기울기를 가지게 된다.

한편, $M(d)$ 는 많은 샘플들에 의해서 계산되는 값이므로, 이제 막 CP 구간을 벗어났다하더라도 그 값이 크게 달라지지 않는다. CP 구간을 벗어난 직후에 새로 포함된 샘플과 이와 동시에 제외된 샘플간의 차이에 의해서 $M(d)$ 의 변화가 결정될 것인데, 그 차이는 임의값인 샘플들에 의해서 증가 혹은 감소하며, 그 크기 또한 매우 작을 것이다. 따라서 이 같은 유효구간경계문제는 타이밍메트릭의 최대값이 유효구간 내에 나타날게 할 수 있으므로 이를 방지해야한다.

이를 위해서 유효구간경계에서 여전히 증가하는 $M(d)$ 의 관성을 방지하기 위해서 제동상수(β_k)를 사용한다. 이것은 $M(d)$ 의 최대값이 유효구간내부에 발생하는 것을 막기 위해서 유효구간보다 β_k 샘플 앞을 플래토영역으로 만드는 것이다.

예를 들어서, CP 내부 샘플들의 전력을 유효구간보다 mdB 를 낮춘다면 탐색창의 전반부가 CP 구간을 지나는 동안의 $P(d)$ 값은 식(11)과 같이 샘플 색인 d 에 대해 1차 함수가 된다.

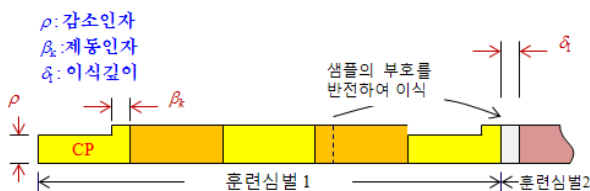


그림 4. 플래토를 제거하기 위해 제안하는 훈련심벌구조

Fig. 4. The proposed structure in order to remove the Plateau.

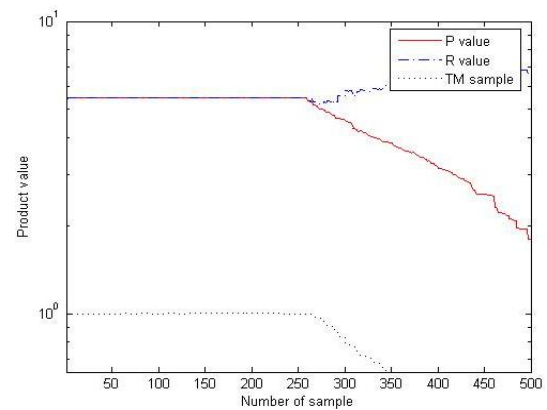
$$P_{CP}(d) = N\sigma^2(1-\rho)d + P_0 \quad (11)$$

$$\rho = 10^{-\frac{m}{20}}, \quad P_0 = (1+\rho)L_{CP} + (1-\rho)\beta_k$$

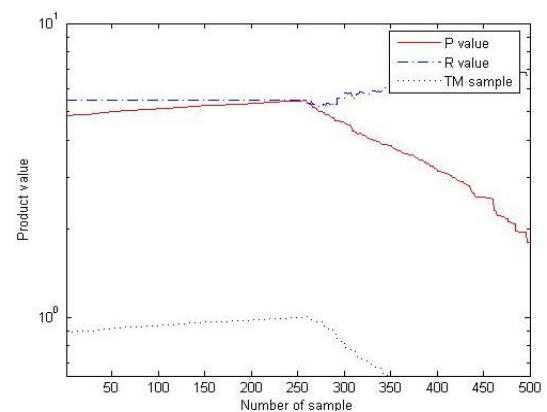
여기에서 β_k 는 제동상수이며, σ^2 는 CP 구간 즉 샘플간 동기가 맞는 구간 샘플의 평균전력이다.

그림 5는 ρ 와 β_k 를 적용했을 때 CP 구간에서 $P(d)$ 의 변화를 보여준다. 그림 5.(b)에서와 같이 $P(d)$ 값이 일정한 기울기를 가지고 증가하여 평평한 부분이 사라진 것을 확인할 수 있다.

한편 일반적으로 가우시안분포로 나타나는 심벌구간의 샘플전력들의 변화로 유효구간경계에서 짧은 순간 $P(d)$ 와 $R(d)$ 값이 역전되는 현상이 발생할 수 있다. 이



(a)



(b)

그림 5. ρ 와 β_k 에 따른 $P(d)$ 의 변화 (a) 플래토가 발생하는 전형적인 형태 (b) $\rho=0.9$, $\beta_k=4$ 를 적용하여 플래토를 제거한 형상

Fig. 5. variant $P(d)$ according to the ρ and β_k (a) Typical form appear plateau (b) Removing the Plateau with $\rho=0.9$, $\beta_k=4$.

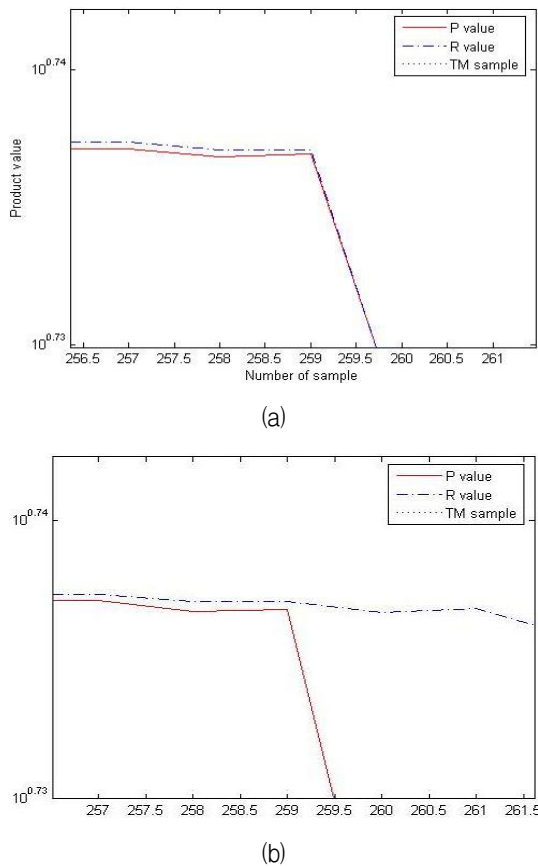


그림 6. CP 가장자리에서 P(d)와 R(d)의 변화 (a) P(d)와 같이 하락하는 R(d) (b) $\delta_i = 4$ 를 적용함으로 좀 더 완만하게 떨어지는 R(d)

Fig. 6. curve of P(d) and R(d) in the edge of CP (a) decreasing R(d) with P(d) (b) slightly fall since employ the $\delta_i = 4$.

것은 타이밍메트릭의 비정상적인 증가를 유발한다. 이와 같은 비정상적인 타이밍메트릭 값의 발생을 방지하기 위해서 인접 심벌진입후 얼마동안 R 값이 떨어지지 않도록 훈련심벌의 두 번째 부심벌의 처음 δ_i 개 샘플을 반전하여 후속하는 심벌의 CP의 선두에 이식한다. 여기에서 δ_i 는 심벌이식깊이(Implant depth)이다. 부호를 반전시켜서 이식함으로 탐색창이 유효구간으로 진입하더라도 R(d) 값은 변하지 않으며, CP 가장자리에서 감소하는 P(d)가 반영된 M(d)값을 얻게 한다.

그림 6.(a)는 유효구간경계지역에서 몇 개의 새로운 샘플들에 의해서 순간적으로 하락하는 R(d)를 보여준다 이것은 결과적으로 M(d)를 여전히 최대값 근처에 머물게 만들며, 심지어 R(d)가 P(d)보다 낮게 나타나는 경우에는 최대값을 유효구간내부에 나타나게 한다. 그림 6.(b)는 이와 같은 비정상적인 현상을 방지하기 위해서

심벌이식깊이(Implant depth, δ_i)를 적용하여 R(d)의 순간적인 감소현상을 방지하여 M(d)의 감소를 유도하는 것을 보여준다.

심벌타이밍오프셋 추정을 위해서 제안된 3가지 전력인자인 전력 '감소지수'(ρ , Reduction Factor), '제동상수'(β_k , Break Constant), 심벌 '이식깊이'(δ_i , Implant depth)의 적정 값을 찾기 위한 컴퓨터 모의시험 결과를 정리하면 표 1.과 같다.

컴퓨터 모의시험은 레일레이 페이딩채널, SNR=10 dB에서 1000회 반복시험으로 얻은 결과이다. 모의시험 결과에 의하면 δ_i 는 크기가 4 샘플이상에서는 타이밍추정의 성능에 크게 영향을 미치지 않으며, $\rho=0.9$ 에서 타당한 결과를 얻을 수 있었다.

CP의 경계지역에서 발생하는 P(d) 증가의 관성을 방지하기 위한 β_k 값은 너무 크게 설정되면 플레토를 만들게 되며, 작은 값의 β_k 는 P(d)의 관성을 효과적으로 막지 못하므로 최적의 β_k 값을 찾는 것이 필요하다 표 2.는 $\delta_i=4$, $\rho = -0.5$ dB SNR=10dB일 때 $\beta_k = 4 \sim 12$ 까지의 추정 성능에 대한 모의실험결과이다.

표 1. ρ , δ_i 에 따른 타이밍 추정 성능
Table 1. Performance of estimation with ρ , δ_i .

δ_i (샘플) \ ρ (dB)	3	4	8	16
-0.5	257.4	257.4	257.4	258.0
-1.0	258.4	258.4	258.4	258.4
-1.5	258.4	258.4	258.4	258.4

표 2. $\rho=-0.5$ dB, $\delta_i=4$ 일 때 β_k 별 추정성능(평균/분산)
Table 2. Performance of estimation by β_k with $\rho=-0.5$ dB, $\delta_i=4$ (mean/variance).

β_k (샘플) \ SNR(dB)	4	5	6	8	12
0	254 25	253 85	252 120	244 272	241 297
5	255 9	254 25	255 26	251 88	250 89
10	255 6	255 9	255 10	253 33	251 89
15	256 2	256 3	256 3	254 14	254 14

양호한 SNR에서는 추정의 성능의 차이가 없으나 열악한 SNR하에서는 β_k 의 크기가 클수록 추정오차의 분산이 커지는 플래토 발생 상황과 비슷해지는 양상이다. 이 모의실험에서 우리는 $\beta_k=4$ 가 안정적인 성능을 나타냄을 확인할 수 있었다.

한편 CP 구간 샘플들의 전력 감소에 따른 주파수오프셋 성능의 영향에 대해서 고려할 수 있으나, CP 구간의 시간영역 복소샘플 신호전력을 감소하는 것은 주파수영역의 부반송파간의 간격의 변화에는 영향을 주지 않으며, CP 구간의 전력감소성분은 다중경로를 통해서 수신된 OFDM 신호열에서 유효구간의 샘플값들도 감소시키는 결과를 초래하지만 타이밍메트릭의 위상을 통해서 추정하는 소수부주파수 오프셋에도 영향을 주지는 않으므로 주파수 오프셋 추정을 위한 방법에도 이 방법은 적용할 수 있다.

III. 모의시험

이 장에서는 제안된 2가지 방법을 기존의 방법과 비교한 추정 성능평가로 성능을 입증한다.

1. 모의시험 파라미터

컴퓨터 모의시험을 위한 OFDM 파라미터는 표 3과 같다. 사용된 부반송파의 수는 1024개이며, Guard Interval은 유효구간의 1/4로 256 샘플을 사용하였다. 또한 훈련심벌의 경우 심벌1의 경우 QPSK로 훈련심벌 2의 경우 BPSK로 변조되었다. (방법1)

그리고 ρ 를 0.9로 Guard Interval 구간의 전력을 약 0.5dB 감소하여 전송하였으며, δ_I 를 4로 설정하여 훈련심벌의 두 번째 부심벌의 처음 4샘플을 반전하여 후속

표 3. 모의시험 파라미터

Table 3. Simulation parameters.

항목	값
부반송파수	1024
FFT/IFFT point 수	1024
보호구간(샘플)	256
변조(TS1/TS2/Data)	QPSK/BPSK/16QAM
전력감소지수(ρ)	0.9(-0.5dB)
제동상수(β_k)	4
심벌이식깊이(δ_I)	4

표 4. COST 207의 PDP(축소형 TU)

Table 4. PDP of COST 207 (reduced TU).

Tab	Typical Urban(TU)		
	상대적지연(μ s)	평균전력	도플러스펙트럼
1	0.0	0.189	Classic
2	0.2	0.379	Classic
3	0.5	0.239	Classic
4	1.6	0.095	GAUS1
5	2.3	0.061	GAUS2
6	5.0	0.037	GAUS2

하는 심벌의 CP 구간 선두에 이식하였다.(방법2)

여기에서는 AWGN 채널과 다중경로 채널에서 각각 1000회씩의 컴퓨터 모의시험이 이루어졌다. 다중경로 채널을 통해서 수신되는 신호의 평균 전력 분포의 상대치를 나타내는 PDP(Power Delay Profile)로 모델링되는 다중경로채널의 경우 COST 207의 5개 모델중 전형적인 도심지 모델 축소형을 사용하였다^[9]. 여기에서는 100nsec으로 정규화한 TDL(Tapped Delay Line)을 사용하였으며, 구체적인 값은 표 4와 같다.

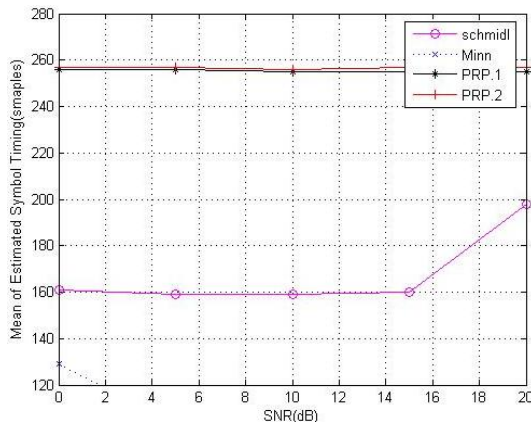
2. 모의시험 결과

컴퓨터 모의시험은 상기의 시스템 모델에서 기존에 제안되었던 여러 가지 모델 중 다중경로 채널에 적용하기에 부적합한 모델들을 제외하고, Schmidl와 Minn의 방법은 참고문헌 [2], [3]와같이 훈련심벌을 구성하였다.

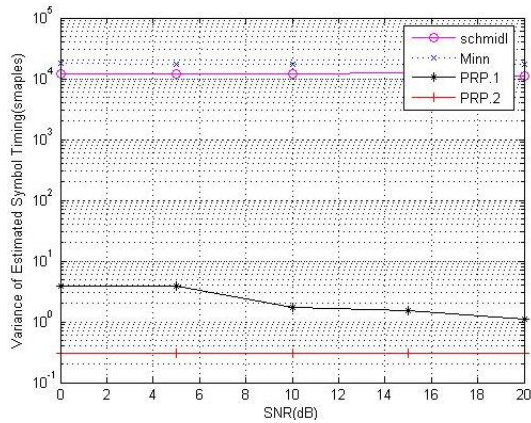
Schmidl의 훈련심벌은 N개의 FFT 포인트들 중 짝수번째 주파수들에만 정보를 실어서 FFT하여 구할 수 있으며, Minn의 경우 FFT 단위를 N/2로 하여 한 패키지는 부호를 반전하고 N/2개의 FFT 포인트로 IFFT를 하여 구할 수 있다. 기존에 제안된 방법들의 훈련심벌 구조를 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} A & A \\ B & B-B-B \end{bmatrix} : \text{Schmidl's} \\ \begin{bmatrix} A & A \\ B & B-B-B \end{bmatrix} : \text{Minn's}$$

모의실험을 위한 데이터열의 구성은 선행한 프레임의 마지막 데이터 심벌과 이에 후속해서 새롭게 시작하는 프레임의 선두에 오는 2개의 훈련심벌과 하나의 데이터 심벌이며, 데이터 심벌들은 uniformly distributed random integers 발생기로 생성된 값을 16 QAM으로 변조해서 생성하였다.



(a)

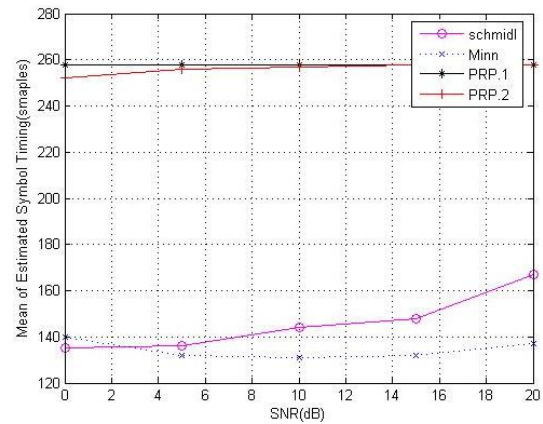


(b)

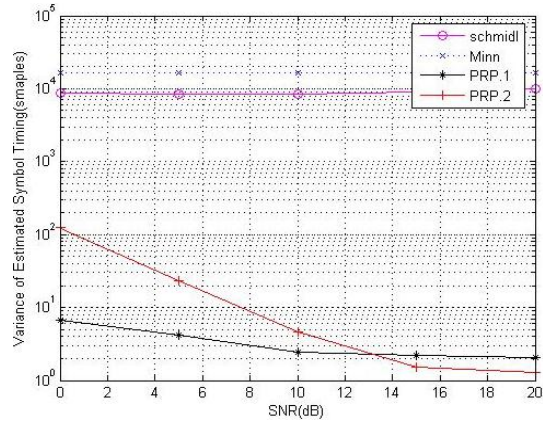
그림 7. AWGN 채널에서 심벌타이밍의 평균과 분산
(a) AWGN 채널에서 심벌타이밍 추정치의 평균
(b) AWGN 채널에서 심벌타이밍 추정치의 분산
Fig. 7. Mean and variance of symbol timing estimator in AWGN Channel (a) Mean of symbol timing estimation in AWGN (b) Variance of symbol timing estimation in AWGN.

모의시험은 제안하는 두 가지 방법과 기존에 제안된 2가지 방법에 대해서 SNR을 0~20dB까지 5dB step씩 증가시키면서 각각 1,000회 반복 시험을 수행하였으며, 다중경로 채널과 AWGN 채널환경에서 성능을 비교하여 수행되었다. 측정 파라미터는 심벌타이밍 추정치의 평균과 분산으로 평가하였으며, 모의실험의 결과는 그림 7, 8과 같다.

AWGN하에서 제안하는 방법은 기존의 방법들에 비해서 안정적인 추정성능을 나타냄을 확인할 수 있다. 특히 다중경로성분이 없는 가운데에는 SNR값에 거의 의존하지 않는 것으로 나타났다. 반면 다중경로채널이



(a)



(b)

그림 8. Rayleigh 채널에서 심벌타이밍의 평균과 분산
(a) Rayleigh 채널에서 심벌타이밍 추정치의 평균 (b) Rayleigh 채널에서 심벌타이밍 추정치의 분산
Fig. 8. Mean and variance of symbol timing estimator in Rayleigh Channel (a) Mean of symbol timing estimation in Rayleigh (b) Mean of symbol timing estimation in Rayleigh.

반영된 Rayleigh 채널모델에서는 다소간의 영향을 받으나 일반적인 신호레벨이라고 할 수 있는 SNR = 10dB 근처에서는 SNR에 무관한 추정 성능을 보여주고 있다. 즉 채널환경에 거의 무관하게 추정성능을 가지는 심벌 구조임을 확인할 수 있다.

한편, 기존에 제안된 방법들은 판정의 불확정성으로 인해서 상당히 큰 분산값을 가지며, 추정치의 평균이 AWGN하에서도 플래토지역의 인덱스를 시작시점으로 오인하는 것으로 나타났다.

이에 비해서 제안된 시스템들은 유효구간 근처에서 고르게 분포하며, 상당히 낮은 값의 분산을 가지는 안

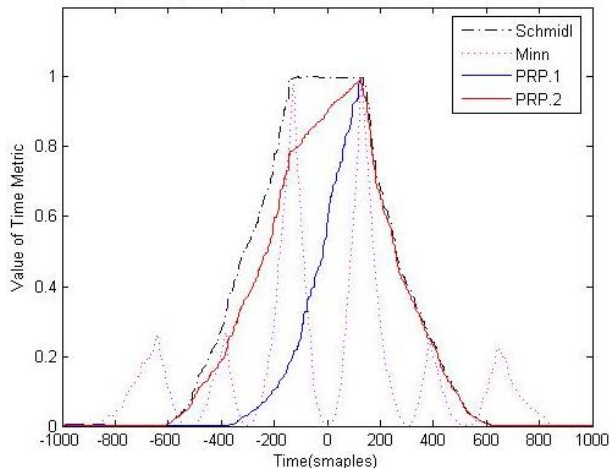


그림 9. 시간축에서 제안된 방법과 기존의 방법의 타이밍 추정성능비교

Fig. 9. Proposed Timing Metric compared with conventional algorithm.

정적인 형태로 나타났다. 이것은 주파수영역 1-tap 등화기로 위상회전을 보상할 수 있는 영역으로 백오프(back-off) 할 수 있음을 의미한다.

그림 9는 모의시험에서 비교되는 제안된 방법 2가지를 포함하는 4가지 방법들을 하나의 시간축에서 비교한 것이다. 기존의 Schmidl, Minn의 타이밍메트릭은 플래토 영역 혹은 여러 개의 피크값으로 추정에 오류 가능성이 높으나 제안한 방법들은 플래토 효과를 약화시켰으며, 심벌의 유효구간근처에서만 유일한 피크값을 가진다는 것을 확인할 수 있다.

모의시험결과 1심벌 옵셋을 가지는 훈련심벌 방법1(푸른색)이 조금 우수한 성능으로 나타났으나, 이 방법의 경우 샘플들간의 거리가 1심벌 떨어지게 되어, 샘플들간의 위상차이가 2.5π 만큼 떨어지게 된다. 그러므로 반송주파수옵셋 추정의 분해능이 $0.4\Delta f$ 로 떨어진다. 방법2(빨간색)는 ρ , β_k 및 δ_1 와 같은 파라미터를 최적화함으로써 효과적인 타이밍추정성능을 가짐을 확인할 수 있었다.

IV. 결 론

이 논문에서는 OFDM 심벌타이밍을 추정하기 위한 기존의 알고리즘들의 방법을 개선하는 새로운 방법을 제시하였다. 제안된 시스템들은 다양한 이동통신시스템의 성능확인을 위해서 공통된 채널모델을 제시하는 COST 207 채널모델을 통해서 기존의 방법들에 비해서

우수한 심벌 타이밍 추정 성능을 가짐을 확인하였다.

제안된 2가지 방법은 타이밍추정 성능에서 기존의 방법들에 비해서 우수한 성능을 보여주었다. 이 같은 추정성능은 ISI 및 ICI로부터의 방어를 위한 CP에 의해서 발생하는 불확실성과 이를 극복하기 위해 어느 정도 감수하게 되는 주파수 옵셋 추정의 무딘 분해능과 트레이드 오프된 사항이다.(방법1)

그러나 방법2의 경우 이와는 별도로 기존의 시스템들보다는 월등히 우수한 타이밍 추정성능을 나타내면서도 반송 주파수옵셋 추정 성능도 잃지 않는 방법이라는 점에서 향후 OFDM 통신시스템에 적용될 수 있는 적합한 동기 기술이다.

REFERENCES

- [1] T.Pollet, M.van Bladel, and M.Moenclaey, BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise, IEEE Trans. On Commun., vol. 43, no 2/3/4, pp. 191-193, Feb./Apr. 1995.
- [2] T.M. Schmidl and D.C. Cox, Robust frequency and timing synchronization for OFDM, IEEE Trans.Comm., Vol. 45, pp. 1613-1621, Dec. 1997.)
- [3] H. Minn, M. Zeng, and V.K. Bhargava, On timing offset estimation for OFDM systems, IEEE trans. Commun., vol. 4, pp. 242-244, July 2000.
- [4] Byungjoon Park, Hyunsoo Choen, Eunseok Ko,Changeon Kang, et al., A novel timing estimation method for OFDM systems, IEEE Commun. Lett., vol. 7, no. 5, pp. 53-55, May 2003.
- [5] Seung Duk Choi, Jung Min Choi, and Jae Hong Lee, An Initial Timing Offset Estimation Method for OFDM Systems in Rayleigh Fading Channe,
- [6] Guo Yi, Liu Gang and Ge Jianhua Novel Time and Frequency Synchronization Scheme for OFDM Systems IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 54, No. 2, MAY 2008.
- [7] S.B. Weinstein, Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform, IEEE Trans. Commun. Technol., vol COM-19, no. pp.628-634, Oct. 1971.
- [8] JJVan de Beek, M sandell, M Isaksson, and P.O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency

offset in OFDM system,” IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, July 1997.

- [9] COST 207, “Digital land mobile radio communications,” Office for Official Publications of the European Communities, Final Report, Luxemburg, 1989.

저 자 소 개



옥 윤 철(정회원)

1990년 경북대학교 전자공학과
학사 졸업.

2005년 연세대학교 전파통신과
석사 졸업.

2004년 LG 텔레콤 기술연구소
선임연구원

2011년 국방과학연구소 7연구본부 연구원

2013년 현재 영남이공대학교 전자정보계열
조교수

<주관심분야 : 이동통신, OFDM 동기화, 채널추
정, MIMO>

하 영 호(평생회원)

대한전자공학회 논문지

제 38권 SP 편 제 3호 참조