

다중경로 페이딩 환경에서 OFDM 시스템을 위한 개선된 다중단계 타이밍 오프셋 추정기법

준회원 박종인*, 학생회원 노윤갑*, 종신회원 윤석호*

An Improved Multi-stage Timing Offset Estimation Scheme for OFDM Systems in Multipath Fading Channel

Jong In Park* Associate Member, Yoon Kab Noh* Student Member, Seokho Yoon*^o Lifelong Member

요 약

본 논문에서는 다중경로 페이딩 (multipath fading) 채널 환경에서 직교 주파수 분할 다중 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 시스템을 위한 개선된 다중단계 (multi-stage) 타이밍 오프셋 (timing offset) 추정기법을 제안한다. 제안한 기법은 기존의 다중단계 타이밍 오프셋 추정기법이 랜덤한 다중경로 채널 성분에 민감하다는 점을 개선하기 위해 상호 상관함수 샘플 표준편차를 이용한다. 모의실험 결과를 통해 제안한 기법이 기존 기법에 비해 우수한 정추정확률과 (correct estimation probability) 평균제곱오차 (mean square error: MSE) 성능을 가짐을 보인다.

Key Words : Multipath fading, OFDM, timing offset, multi-stage, standard deviation, correct estimation probability, MSE

ABSTRACT

This paper proposes an improved multi-stage timing offset estimation scheme for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems in multipath fading channel environment. The conventional multi-stage timing offset estimation scheme is very sensitive to the random multipath components. By exploiting the sample standard deviation of the cross-correlation values, the proposed scheme achieves a robustness to the random multipath components. Simulation results demonstrate that the proposed scheme has a higher correct estimation probability and has a better mean square error (MSE) performance than the conventional scheme in multipath fading channels.

I. 서 론

직교 주파수 분할 다중 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 기술은 기존 단일 반송파 통신 시스템과 비교하여 다중경로 페이딩에

(multipath fading) 강인하며, 주파수 효율성이 높고, 등화기의 구조가 간단하다는 장점을 가진다^[1]. 이러한 장점들로 인해 최근에는 차세대 유럽형 디지털 비디오 방송 (digital video broadcasting-T2: DVB-T2), IEEE 802.16 WiMAX 및 4세대 무선 통신망인 long

* 이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(No. 2011-0002915)과 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 육성지원 사업(NIPA-2011-C1090-1111-0005)의 연구 결과로 수행되었음.

* 성균관대학교 정보통신공학부(°: 교신저자, syoon@skku.edu)

논문번호: KICS2011-07-318, 접수일자: 2011년 7월 22일, 최종논문접수일자: 2011년 9월 8일

term evolution (LTE) 시스템에 표준으로 채택되었다.

OFDM 시스템은 타이밍 및 주파수 오프셋에 (offset) 매우 민감하기 때문에, 이러한 오프셋을 추정하고 보상하는 동기화 과정이 중요하다^[2,3]. 이 중, 타이밍 오프셋은 (timing offset) 고속 푸리에 변환의 (fast Fourier transform: FFT) 시작점을 결정하고 FFT 이후 채널 추정, 데이터 복조 등 여러 신호 처리 과정에 지속적인 영향을 미칠 수 있으므로 OFDM 시스템에서는 특히 타이밍 오프셋의 정확한 추정이 필요하다.

OFDM 시스템의 타이밍 오프셋을 추정하기 위한 효율적인 방법으로 Schmidl은 반복구조 프리앰블의 (preamble) 상관함수를 (correlation function) 이용한 타이밍 오프셋 추정기법을 제안하였다^[3]. 그러나 Schmidl의 기법은 타이밍 오프셋 추정을 위한 상관함수의 모양이 완만하고 최댓값에서 평평한 구간을 갖기 때문에 정확한 타이밍 오프셋 추정이 어렵다. 그동안 반복구조 프리앰블의 상관함수를 더욱 뾰족하게 만들어 타이밍 오프셋 추정의 정확도를 높이기 위한 기법들이 제안되어 왔다^[4-6]. 이러한 기법들은 새로운 반복구조 프리앰블을 적용하여 단일경로 페이딩 (single-path fading) 채널 환경에서의 OFDM 타이밍 오프셋 추정 성능을 향상시켰으나 다중경로 페이딩 채널로 모델링되는 실제 OFDM 채널 환경에서는 신뢰성 있는 타이밍 오프셋 추정 성능을 보장하기 어렵다.

이러한 단점을 해결하기 위해, Awoseyila는 다중경로 페이딩 채널 환경을 고려하여 간단한 자기 상관함수와 (autocorrelation) 새로운 상호 상관함수를 (cross-correlation) 결합한 다중단계 (multi-stage) 타이밍 오프셋 추정기법을 제안하였다^[7]. [7]의 기법은 우선 신호경로가 존재하지 않는 구간에서 수신 신호와 기준 신호 간의 상호 상관값을 이용하여 문턱값을 정한 후, 정해진 문턱값과 상호 상관값의 크기를 비교하여 문턱값을 최초로 넘는 지점을 신호의 첫 번째 경로 성분의 타이밍 지점으로 결정하여 다중경로 채널 환경에서의 타이밍 오프셋 추정 성능을 향상시켰다. 그러나 각 신호경로 성분의 전력이 랜덤하게 분포하기 때문에 처음으로 문턱값을 넘는 상호 상관값을 갖는 지점이 실제로 첫 번째 경로를 통과한 신호의 시작점일 확률은 경로 성분의 랜덤성에 민감하다.

본 논문에서는 [7]의 다중단계 타이밍 오프셋 추정기법을 개선하여 상관함수의 샘플 표준편차를 이용한 개선된 다중단계 타이밍 오프셋 추정기법을 제안한다. 제안한 기법은 신호경로 성분이 없는 샘플구간과 다중경로 채널의 신호경로 성분이 존재하는 샘플구간의 표준편차를 이용하여 그 중 첫 번째 경로에 의한 변화

를 극대화하는 타이밍 메트릭을 이용한다. 이를 위해 먼저 상관함수에서 신호경로 성분이 존재하지 않는 샘플구간에서부터 샘플구간을 점차 늘려가면서 샘플 표준편차를 측정한 후 샘플구간에 신호경로 성분이 포함되어감에 따른 샘플 표준편차 역수의 변화량을 타이밍 메트릭으로 이용하여 그 변화가 가장 큰 지점을 찾아 올바른 동기 지점을 추정한다. 첫 번째 경로의 상관값 크기만을 정보로 이용하는 기존기법과 달리 제안한 기법에서는 가능한 모든 경로 성분에 대한 샘플 표준편차를 정보로 이용하여 각 경로 성분의 랜덤성에 의한 영향을 감소시킨다.

이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 기존 다중단계 타이밍 추정기법의 시스템 모델에 대해 설명한다. III장에서는 본 논문에서 제안한 개선된 다중단계 타이밍 오프셋 추정기법에 대해 소개한다. IV장에서는 모의실험 결과를 통해 기존 기법과 제안한 기법의 성능을 비교 및 분석하며, V에서는 결론을 도출하여 본 논문을 마무리한다.

II. 시스템 모델

기저대역 OFDM 전송신호의 k 번째 시간영역 샘플은 다음과 같이 표현된다.

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

for $k = -N_G, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1$,

여기에서 N 과 N_G 는 각각 역 고속 푸리에 변환의 (inverse FFT) 크기와 시간 영역에서 cyclic prefix의 (CP) 샘플 수를 의미하고, $X(n)$ 은 주파수영역에서 n 번째 부반송파에 실리는 위상 편이 변조 (phase shift keying: PSK) 혹은 직교 진폭 변조 (quadrature amplitude modulation: QAM) 데이터를 의미한다. OFDM 전송 신호에서 CP는 N 개의 OFDM 시간영역 데이터 샘플 중 마지막 N_G 개의 샘플을 복사하여 데이터 샘플 앞에 붙인 형태로 구현된다. 본 논문에서는 OFDM 수신신호의 타이밍 오프셋을 구하기 위해 Schmidl이 제안한 임의로 생성된 $N/2$ 개의 샘플이 시간영역에서 두 번 반복되는 구조의 프리앰블 $s_{sch}(k)$ 를 사용하였다^[3]. 이 프리앰블 앞에 길이 N_G 의 CP를 덧붙여 시간영역의 기저대역 OFDM 프리앰블 신호 $x(k)$ 를 생성한다.

기저대역 OFDM 전송 신호는 다중경로 페이딩 채널

널과 평균 0을 가지는 부가백색정규잡음을 (additive white Gaussian noise: AWGN) 거쳐 수신기에 도착한다. 기저대역 OFDM 수신신호의 k 번째 시간영역 샘플은 다음과 같다.

$$r(k) = \sum_{m=0}^{L-1} h(m)x(k-\epsilon-m) + w(k), \quad (2)$$

여기에서 ϵ 은 정수 타이밍 옵셋을 의미하고, $h(m)$ 은 채널 길이 L 의 다중경로 페이딩 채널에서 샘플 지연 m 을 갖는 신호경로의 임펄스 응답을, $w(k)$ 는 평균 0의 복소 (complex) AWGN을 의미한다. 다중경로 페이딩 채널 환경에서 ϵ 는 곧 OFDM 신호의 첫 번째 경로 성분의 타이밍 지점을 의미한다. 주파수 옵셋의 경우 개략적인 동기화 지점을 찾은 후 Schmidl 등의 방법을 통해 비교적 정확한 보상이 가능하므로^[7], 수식 전개의 편의를 위해 본 논문에서는 주파수 옵셋을 가정하지 않고 수식을 전개하였다.

그림 1은 다중경로 페이딩 채널 환경에서 OFDM 신호의 타이밍 옵셋 추정을 위해 [7]에서 제안된 다중단계 타이밍 옵셋 추정기법의 시스템 블록도를 나타낸다. 다중단계 타이밍 옵셋 추정기법은 먼저 가장 큰 전력을 갖는 신호경로의 타이밍 지점을 추정하는 단계 1과, 이 정보를 바탕으로 첫 번째 신호경로의 타이밍 지점을 추정하는 단계 2로 구성되어있다.

OFDM 신호가 채널을 거쳐 수신기로 들어오면, 먼저 단계 1에서는 프리앰블 신호의 반복구조를 이용하여 Schmidl의 상관함수를 바탕으로 개략적인 타이밍 추정을 (coarse timing estimation) 실행한다.

$$R_a(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r^*(d+k)r(d+k+N/2), \quad (3)$$

여기서 d 는 신호상관이 이루어지는 첫 번째 샘플의 타이밍 지점이며, 이는 곧 추정하고자 하는 정수 타이밍 옵셋 ϵ 의 후보 타이밍 지점을 의미한다. *는 복소 공액 연산을 (complex conjugation) 나타낸다. $R_a(d)$ 가 갖는 상관함수 첨두의 평탄한 부분을 제거하기 위하여 길이 N_G+1 의 윈도우를 씌워 $R_a(d)$ 의 값을 평균화 한다.

$$R(d) = \frac{1}{N_G+1} \sum_{i=0}^{N_G} |R_a(d-i)|^2. \quad (4)$$

$R(d)$ 가 최댓값을 갖는 지점을 찾아 다음과 같이

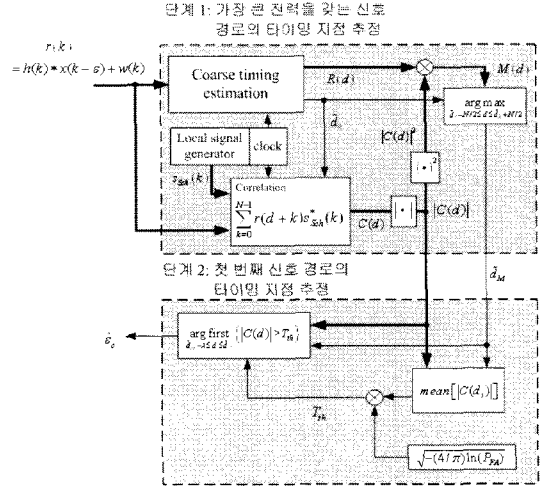


그림 1. 다중단계 타이밍 옵셋 추정기법의 시스템 블록도

개략적인 타이밍 옵셋 추정값 \tilde{d}_R 을 구한다.

$$\tilde{d}_R = \underset{d}{\operatorname{arg\,max}} \{R(d)\}. \quad (5)$$

\tilde{d}_R 이 얻어지면 보다 정밀한 타이밍 추정을 (fine timing estimation) 위하여 수신신호와 수신기 내의 신호 생성기에서 (local signal generator) 생성된 프리앰블 레퍼런스 신호 $s_{sh}(k)$ 와의 상호 상관을 실행한다. 이때, 계산 복잡도를 줄이기 위해, 식 (5)에서 구한 개략적인 타이밍 옵셋 추정값 \tilde{d}_R 을 이용하여 $d \in \{\tilde{d}_R - N/2, \dots, \tilde{d}_R + N/2\}$ 의 범위에서만 다음과 같이 상관을 실행한다.

$$C(d) = \sum_{k=0}^{N-1} r(d+k)s_{sh}^*(k), \quad (6)$$

for $d \in \{\tilde{d}_R - N/2, \dots, \tilde{d}_R + N/2\}$.

채널과 잡음이 없는 상황에서 $C(d)$ 는 올바른 동기화 지점에 임펄스 (impulse) 형태의 주 첨두값을 갖고, 수신 프리앰블 신호의 반복구조로 인해 올바른 동기화 지점을 중심으로 $\pm N/2$ 샘플 떨어진 지점에 부 첨두값들을 가진다. 이러한 부 첨두값들은 올바른 동기화 지점을 찾는 것을 방해하므로 그 크기를 줄여주기 위한 간단한 방법으로 $|C(d)|^2$ 에 $R(d)$ 을 곱하여 필터처럼 이용한다.

$$M(d) = |C(d)|^2 \cdot R(d), \quad (7)$$

for $d \in \{\tilde{d}_R - N/2, \dots, \tilde{d}_R + N/2\}$.

$M(d)$ 는 $R(d)$ 에 의해 매우 작아진 부첨두값들을 갖는다. $M(d)$ 를 타이밍 메트릭으로 이용하여, 최대값을 갖는 타이밍 지점을 찾아 정밀한 타이밍 옵셋 추정값 \tilde{d}_M 을 구한다.

$$\tilde{d}_M = \underset{d}{\operatorname{arg\,max}} \{M(d)\}. \quad (8)$$

다중경로 페이딩 채널 환경에서 \tilde{d}_M 는 가장 큰 전력을 갖는 신호경로의 타이밍 지점 추정값이다. 따라서 기존기법에서는 \tilde{d}_M 가 적어도 OFDM 수신 신호의 신호경로 중 어느 하나의 타이밍 지점에 해당한다고 가정한다. 이 가정 하에서 실제 채널의 길이 L 이 λ 보다 작을 때 ($L-1 \leq \lambda \leq N_G$), 올바른 동기지점인 첫 번째 경로의 타이밍 지점은 $\{\tilde{d}_M - \lambda \leq d \leq \tilde{d}_M\}$ 의 범위 내에 존재하므로 단계 2에서는 해당 범위 내에서 첫 번째 신호경로의 타이밍 추정값 $\hat{\epsilon}_c$ 을 구한다.

기존 다중단계 타이밍 옵셋 추정기법의 단계 2에서는 단계 1에서 얻어진 $C(d)$ 와 \tilde{d}_M 를 이용하여 OFDM 신호의 경로 중 첫 번째 경로의 타이밍 지점을 찾는다. 올바른 동기지점을 찾기 위해 먼저 신호경로가 존재하지 않는 샘플구간 d_s 에서 $|C(d)|$ 이 레일리 분포를 (Rayleigh distribution) 가짐을 이용하여 일정 오경보 확률 P_{fa} 에 따른 문턱값 T_{th} 를 다음과 같이 계산한다^[7].

$$T_{th} = \sqrt{-(4/\pi)\ln(P_{fa})} (Mean[|C(d_s)|]); \quad (9)$$

$$d_s \in \{\tilde{d}_M - N/2 + \lambda + 1, \dots, \tilde{d}_M - \lambda - 1\},$$

여기서 $Mean[|C(d_s)|]$ 는 d_s 의 샘플구간에서 $|C(d)|$ 의 샘플 평균을 의미한다. 식 (9)를 이용해서 $|C(d)|$ 값이 T_{th} 을 넘는 첫 번째 지점을 $\hat{\epsilon}_{conv}$ 으로 결정한다.

$$\hat{\epsilon}_c = \underset{d}{\operatorname{arg\,first}} \{ |C(d)| > T_{th} \}, \quad (10)$$

for $d \in \{\tilde{d}_M - \lambda, \dots, \tilde{d}_M\}$.

기존기법의 경우, 처음으로 T_{th} 보다 큰 $|C(d)|$ 값을 가지는 d 지점이 첫 번째 신호경로성분의 타이밍 지점임을 가정한다. 그러나 실제로는 각 신호경로 성분의 전력이 랜덤하게 분포하기 때문에, 상관값의 크기가 처음으로 문턱값을 넘는 지점이 첫 번째 신호경로의 지점일 확률은 첫 번째 경로 성분의 랜덤성에 민감하

게 의존한다. 따라서 전송 신호가 여러 경로로 분산되거나 감쇠가 심해 첫 번째 신호경로 성분의 순간 전력이 약해질 경우 올바른 타이밍 지점을 찾지 못하게 된다. 이를 해결하기 위해 본 논문의 다음 장에서는 신호경로 성분의 랜덤성에 강인한 타이밍 옵셋 추정을 위하여 상관함수의 값 자체가 아닌 상관함수의 표준편차를 이용한 개선된 다중단계 타이밍 옵셋 추정기법을 제안한다.

III. 제안한 기법

이 장에서는 OFDM 수신 신호의 올바른 타이밍 지점을 찾기 위해 다중단계 타이밍 옵셋 추정기법의 단계 2를 개선하여 가능한 모든 신호 경로성분에 의한 상관함수 샘플 표준편차를 이용하는 개선된 다중단계 추정기법을 제안한다. 제안한 기법의 단계 2에서는 OFDM 수신 신호의 첫 번째 경로성분의 타이밍 지점을 찾기 위해 단계 1에서 얻어진 최종 타이밍 메트릭인 $M(d)$ 와 타이밍 옵셋 추정값 \tilde{d}_M 을 이용한다. 이때, $N_G \geq L$ 임을 이용하여 $\{\tilde{d}_M - N_G + 1 \leq d \leq \tilde{d}_M\}$ 의 범위 내에서 올바른 타이밍 동기지점의 추정값 $\hat{\epsilon}_p$ 을 추정한다.

그림 2는 본 논문에서 제안된 개선된 단계 2의 블록도를 나타낸다. 신호경로 성분으로 인한 상관함수 변화를 알기 위해 먼저 $M(d)$ 의 샘플 표준편차 $Std\{d\}$ 를 계산한다. 이때, $M(d)$ 에 남아있는 부첨두가 샘플구간에 포함되지 않도록 \tilde{d}_M 을 이용해 $M(d)$ 의 초기 샘플구간을 $\{\tilde{d}_M - N/2 + N_G + 1 \leq d_s \leq \tilde{d}_M - N_G\}$ 로 설정하여 초기 샘플구간에 어떠한 신호경로 성분도 포함되지 않도록 설정한다. d 값에 따라 샘플구간의 크기를 늘려가면서 다음과 같이 샘플 표준편차 $Std(d)$ 를 구한다.

$$Std(d) = \sqrt{\operatorname{Var}\{M(d_s)\}};$$

$$d_s \in \{\tilde{d}_M - N/2 + N_G + 1, \dots, d\}, \quad (11)$$

for $d \in \{\tilde{d}_M - N_G, \dots, \tilde{d}_M\}$,

여기서 $\operatorname{Var}\{M(d_s)\}$ 은 d_s 의 샘플구간에서 $M(d)$ 의 샘플 분산을 의미한다. AWGN이 존재하지 않는 환경에서 $M(d)$ 은 OFDM 신호경로 성분이 존재하지 않는 타이밍 지점에서는 상관값이 거의 존재하지 않고, 각 신호경로 성분에 해당하는 타이밍 지점에서 임펄스 형태의 주 첨두값들을 갖는다. 따라서 첫 번째 신

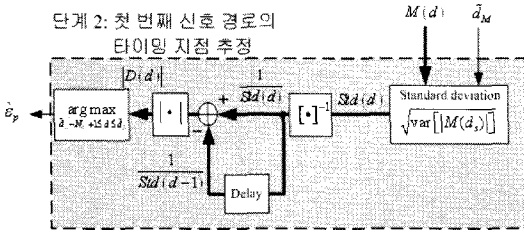


그림 2. 개선된 다중단계 타이밍 옵셋 추정기법의 단계 2의 시스템 블록도

호경로성분이 포함되는 샘플구간을 기준으로 $M(d)$ 의 샘플 표준편차가 크게 변화하게 된다.

$Std(d)$ 는 신호경로 성분이 포함되지 않은 초기 샘플구간에서는 상관값이 거의 존재하지 않아 작은 값과 변화량을, 신호경로 성분이 포함되는 샘플구간에서는 랜덤한 전력을 갖는 각 신호경로 성분의 상관값에 따라 큰 값과 변화량을 가진다. 따라서 $Std(d)$ 의 변화량을 그대로 타이밍 메트릭으로 이용할 경우, 신호경로 성분이 포함되는 샘플구간에서의 불확실성으로 인해 타이밍 옵셋 추정성능이 저하될 수 있다. 제안된 기법에서는 각 신호경로 성분의 랜덤성에 강인한 타이밍 옵셋 추정을 위해 첫 번째 신호경로 성분에 의한 변화량을 극대화하고 다른 신호경로 성분에 의한 변화량을 억제하기 위해서 $Std(d)$ 대신 $1/Std(d)$ 의 d 에 따른 변화량 $|D(d)|$ 을 타이밍 메트릭으로 이용한다.

$$|D(d)| = \left| \frac{1}{Std(d)} - \frac{1}{Std(d-1)} \right| \tag{12}$$

$$= \left| \frac{Std(d-1) - Std(d)}{Std(d)Std(d-1)} \right|$$

근사적으로 AWGN이 없는 환경에서 타이밍 지점 d 의 구간에 따라 $|D(d)|$ 의 특성을 분석한다. 먼저, $d < \epsilon$ 일 때는 샘플 표준편차의 변화량이 작으므로 근사적으로 $Std(d) \approx Std(d-1)$ 이 되고, $|D(d)| \approx 0$ 이 성립한다. $d = \epsilon$ 일 때는 $Std(\epsilon) \gg Std(\epsilon-1)$ 가 되므로, $|D(\epsilon)| \approx \left| \frac{Std(\epsilon)}{Std(\epsilon)Std(\epsilon-1)} \right| = \frac{1}{Std(\epsilon-1)}$ 가 성립한다. 마지막으로 $d > \epsilon$ 일 때는 $Std(\epsilon-1) \ll Std(d), Std(d-1)$ 이 되므로 $|D(d)| = \left| \frac{1}{Std(d)} - \frac{1}{Std(d-1)} \right| < \frac{1}{Std(\epsilon-1)}$ 이 성립한다. 이를 수식으로 정리하면 다음과 같다.

$$|D(d)| \approx \begin{cases} 0 & \text{for } d < \epsilon \\ 1/Std(\epsilon-1) & \text{for } d = \epsilon \\ \frac{1}{Std(d)} - \frac{1}{Std(d-1)} < \frac{1}{Std(\epsilon-1)} & \text{for } d > \epsilon \end{cases} \tag{13}$$

식 (13)에서 타이밍 지점 d 가 타이밍 옵셋 ϵ 와 같을 때, 신호 경로성분의 순간 전력과 관계없이 $|D(d)|$ 는 근사적으로 최대값을 가짐을 알 수 있다. 따라서 제안된 타이밍 메트릭은 신호 경로성분의 랜덤성에 강인한 특성을 갖는다. 마지막으로 $|D(d)|$ 가 최대가 되는 지점을 찾아 첫 번째 신호경로 성분의 타이밍 지점 $\hat{\epsilon}_p$ 을 추정한다.

$$\hat{\epsilon}_p = \underset{d}{\operatorname{arg\,max}} \{ |D(d)| \}, \tag{14}$$

$$\text{for } d \in \{ \tilde{d}_M - N_G + 1, \dots, \tilde{d}_M \}.$$

개선된 다중단계 추정기법은 가능한 샘플 범위에 대응하여 샘플 표준편차를 모두 구하여야 하므로 기존의 다중단계 추정기법에 비해 다소 계산 복잡도가 높지만, 다중경로 페이딩 채널에서 기존 기법에 비해 우수한 추정성능을 가진다.

IV. 성능비교

이 장에서는 다중경로 페이딩 채널 환경에서의 모의실험을 통해 기존의 타이밍 옵셋 추정기법들과 제안된 타이밍 옵셋 추정기법의 성능을 비교하였다. 성능 비교를 위한 지표로는 OFDM 신호의 올바른 타이밍 옵셋 지점을 추정할 확률인 정추정확률과 타이밍 오차 제공의 평균값을 나타내는 평균 제공 오차를 사용하였다. 모의실험을 위해 OFDM 시스템의 구조는 FFT 크기 N 은 128샘플, CP 구간의 크기 N_G 는 8샘플로 설정하였고, 기존 다중단계 타이밍 옵셋 추정기법을 위한 λ 는 [7]과 같이 $\lambda = N_G$ 로 설정하였다. 다중경로 페이딩 채널 모형은 채널 길이 $L = 8$ 이고, 샘플 지연 $m = 0, 1, \dots, L-1$ 인 8경로 레일리 페이딩을 사용하였고, 채널에서 각 경로는 전력이 상호 독립적으로 변하며, 평균 전력 $e^{(-m/L)}$ 을 갖는 지수형태의 전력 지연 프로파일로 (power delay profile) 모델링하였다.

그림 3과 4는 각각 다중경로 페이딩 채널 환경에서 신호대잡음비에 (signal-to-noise ratio: SNR) 따른 Schmidl 기법^[3], Minn 기법^[4], Awoseyila^[7] 및 제안된

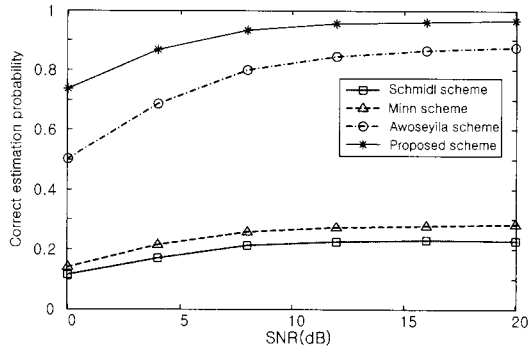


그림 3. 다중경로 페이딩 채널 환경에서 SNR에 따른 타이밍 오프셋 추정기법들의 정추정확률

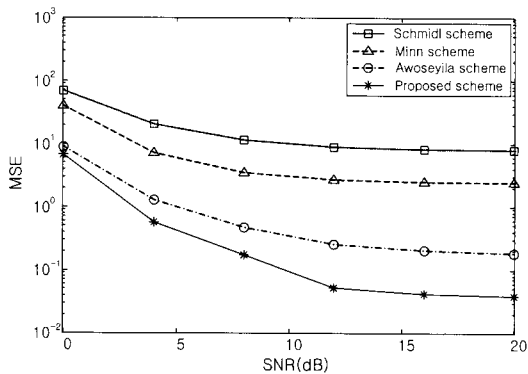


그림 4. 다중경로 페이딩 채널 환경에서 SNR에 따른 타이밍 오프셋 추정기법들의 MSE 성능

다중단계 타이밍 오프셋 추정기법의 정추정확률과 MSE 성능을 나타낸 것이다. 그림 3과 4에서 볼 수 있듯이 다중경로 페이딩을 고려하지 않은 Schmidl과 Minn의 추정기법은 다중단계 추정기법에 비해 정추정확률 및 MSE 성능이 모두 크게 떨어짐을 알 수 있다. 그림 3은 제안한 다중단계 추정기법이 Awoseyila의 다중단계 추정기법에 비해 전 SNR 범위에서 높은 정추정확률을 가짐을 보여준다. 그림 4에서는 SNR이 높아질수록 기존 다중단계 추정기법에 비해 제안한 다중단계 추정기법의 MSE 성능 향상이 더 커짐을 확인할 수 있다. 이는 SNR이 높아질수록 다중경로 채널성분의 랜덤성이 타이밍 오프셋 추정기법의 MSE 성능에 끼치는 영향이 커지므로 제안된 다중단계 추정기법이 기존 다중단계 추정기법에 비해 다중경로 채널성분의 랜덤성에 더 강인함을 나타낸다.

V. 결 론

본 논문에서는 다중경로 페이딩 채널 환경에서 기

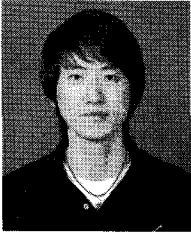
존의 다중단계 OFDM 타이밍 오프셋 추정기법이 신호 경로 성분의 랜덤성에 민감하게 의존하는 것을 해결하기 위하여 개선된 다중단계 타이밍 오프셋 추정기법을 제안하였다. 제안된 기법은 수신신호의 상관함수에 대해 가능한 모든 신호경로를 포함하여 샘플 표준편차 값들을 구한 후 첫 번째 경로에 의한 변화를 극대화하는 타이밍 메트릭을 이용하여 신호경로의 순간 전력 변화에 대한 강인성을 획득하였다. 모의실험을 통해 제안한 타이밍 오프셋 추정기법이 다중경로 페이딩 채널 환경에서 기존 기법에 비해 우수한 정추정확률과 MSE 성능을 가짐을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House, 2000.
- [2] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 42, No.10, pp.2908-2914, Oct. 1994.
- [3] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.45, No. 12, pp.1613-1621, Dec. 1997.
- [4] H. Minn, M. Zeng, and V. K. Bhargava, "On timing offset estimation for OFDM systems," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.4, No.7, pp.242-244, July 2000.
- [5] B. Park, H. Cheon, C. Kang, and D. Hong, "A novel timing estimation method for OFDM systems," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.7, No.5, pp.239-241, May 2003.
- [6] K. Shi and E. Serpedin, "Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.3, No.4, pp.1271-1284, July 2004.
- [7] A. Awoseyila, C. Kasparis, and B. G. Evans, "Improved preamble-aided timing estimation for OFDM systems," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.12, No.11, pp.825-827, Nov. 2008.

박 종 인 (Jong In Park)

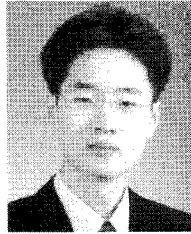
준회원



2011년 2월 광운대학교 전자공학과 공학사
2011년 9월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정
<관심분야> 통신 이론, 이동통신, 인지 무선 통신, 통계학적 신호처리

윤 석 호 (Seokho Yoon)

정신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학사(최우등)
1999년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사
2002년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사
2002년 3월~2002년 6월 MIT 박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연구원

2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전임 강사, 조교수, 부교수

2000년 2월 삼성 휴먼테크 논문대상 동상 수상

2007년 Marquis Who's Who in Asia에 등재

2007년 IEEE 준석학회원

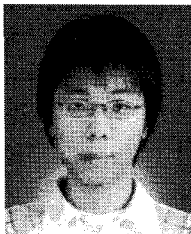
2008년 Marquis Who's Who in World에 등재

2009년 한국통신학회 LG 학술상 수상

<관심분야> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호처리

노 윤 갑 (Yoon Kab Noh)

학생회원



2006년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전자전기공학과 학사과정
<관심분야> 통신 이론, 이동통신