

논문 2014-51-6-35

PN 시퀀스의 위상추적을 통한 Orthogonal Frequency Division Multiplexing 신호의 정수배 주파수 오프셋 추정

(Integer Frequency Offset Estimation using PN Sequence within Training Symbol for OFDM System)

옥 윤 철*

(Youn Chul Ock[©])

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 수신기의 동기화는 시간영역의 심벌타이밍오프셋 추정과 주파수영역의 반송주파수오프셋 추정으로 이루어진다. 이 논문은 소수배 반송주파수오프셋 추정이 이루어진 이후 잔여의 정수배 주파수오프셋 추정에 대한 새로운 방법을 제안한다. 정수배의 반송주파수 오프셋은 복조기의 BER 성능을 열화시키므로 반드시 교정되어야 한다. 여기에서 제안하는 방법은 길이가 N인 PN 시퀀스의 칩들을 OFDM 부반송파에 변조시켜서 송신하고, 수신기는 수신된 신호를 FFT 수행후 국부에서 발생된 알려진 PN 시퀀스와 비교하여 PN 시퀀스의 위상을 추적함으로써 정수배의 반송주파수 오프셋을 찾는 것이다. 이것은 기존의 제안된 차동변조된 신호의 에너지를 측정하는 방법에 비해서 계산속도가 빠르며, 간단한 훈련심벌(training symbol)로 동기를 찾을 수 있는 장점이 있다.

Abstract

The synchronization of OFDM receiver is consisted of symbol timing offset(STO) estimation in time domain and carrier frequency offset(CFO) estimation in frequency domain. This paper proposes new algorithm for correcting the integer CFO after we have done correcting the STO and partial CFO. ICFO must be corrected, since the ICFO lead to degrade bit error rate(BER) of demodulation performance. The PN sequence has information which is subcarrier order since the modified PN sequence, length is same subcarrier, is used in this paper and is modulated each subcarrier by each chip. Thus the receiver track phase of PN sequence after FFT in order to find the subcarrier frequency offset. The proposed algorithm is faster and more simple than convenient methode as measuring carrier energy

Keywords : OFDM synchronization, Carrier Frequency Offset Estimation, Training Symbol, PN sequence

I. 서 론

채널을 통과한 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 신호의 코히어런트(coherent) 복조를 위해서 시간, 그리고 주파수에서 왜곡이 발생

신호를 복원하여 시간과 주파수 위치를 찾는 동기화 과정은 매우 중요하다^[1]. OFDM 전송방식은 주파수와 시간의 영역에서 2차원적으로 정의되는 채널자원을 사용하여 데이터를 전송하므로, 동기화과정은 시간과 주파수의 동기가 필요하다. 즉 시간정보의 동기과정인 심벌 타이밍오프셋(STO, Symbol Timing Offset) 추정과 주파수의 동기화 과정인 반송주파수오프셋(CFO, Carrier Frequency Offset) 추정과정으로 분리할 수 있다. 특히 반송주파수오프셋이 발생 되는 주 원인은 송수신기의 발진소자의 성능차이에 의한 위상잡음과, 송수신기의 이

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

© Corresponding Author(E-mail: ycock@hanmail.net)
접수일자: 2014년02월21일, 수정일자: 2014년04월28일
수정완료: 2014년05월28일

동에 의한 도플러 확산에 의한 것으로 연구되었다^[2]. 이런 문제를 해결하여 안정적인 OFDM 수신기의 성능확보를 위해서 많은 연구들이 진행되었다.

반송주파수오프셋은 반송주파수간의 간격에 대한 비율로 나타나며, 이것은 정수배 반송주파수 오프셋(Integer CFO)과 소수배 반송주파수오프셋(Fractional CFO)로 나눈다. 이 논문은 소수배 반송주파수오프셋이 교정된 후 여전히 남아있는 정수배 반송주파수오프셋을 추정하는 방법에 대한 새로운 방법을 제안한다.

반송주파수오프셋의 소수부는 시간영역의 심벌타이밍 오프셋을 찾기 위한 타이밍 메트릭(Timing Metric)의 위상을 통해서 보정하지만, 정수부 즉 주파수 간격(Δf)의 정수배의 오프셋에 대처하기 위해서 비 균등한 간격의 파일럿 톤의 프리엠블을 사용하는 방법이 제안되었었다^[3]. 그러나 OFDM 신호가 주파수 선택적 채널을 통과할 때 프리엠블의 파일럿 톤들은 딥 페이딩(deep fading)에 빠져서 반송주파수오프셋 추정치의 일관성은 보장되지 않는다.

동기를 위해 두 개의 훈련심벌의 부반송파에 파일럿 톤을 사용하여 두 개의 파일럿 톤들의 차동 변조값을 확인하여 반송주파수오프셋을 추정하는 방법이 Schmidl에 의해서 제안되었었다^[4]. 이 방법은 파일럿 톤으로 사용되는 PN(Pseudo Noise) 시퀀스의 각각의 칩들은 임의의 주파수 인덱스에서 메트릭으로 계산되고, 최적의 인덱스를 찾음으로 반송주파수오프셋을 추정한다. 그러나 훈련심벌의 차동신호를 사용하기 때문에 차동의 대상이 되는 훈련심벌이 하나 더 필요하며, 상대적으로 많은 계산량이 필요하다.

이 논문에서는 주파수 선택적 페이딩에서 강인하며, 기존방법에 비해서 추정시간을 12dB가량 줄일 수 있는 주파수오프셋을 추정할 수 있는 방법을 제안한다.

II. 본론에서는 이 논문에서 사용하는 OFDM 신호 모델과 반송주파수 오프셋으로 인한 OFDM 시간영역신호와 제안하는 추정 시스템을 설명한다. III. 모의시험에서는 제안된 방법의 성능을 평가를 위한 컴퓨터 모의시험 환경과 그것의 결과에 대해서 고찰한다.

II. 본론

1. OFDM 신호표현

OFDM 신호는 주파수와 시간의 2차원공간에 표현된

다. 심벌의 유효구간 T_{eff} 를 N_t 등분하며 시간샘플을 만들며, 이 샘플들은 주파수영역에서 $1/T_{eff}$ (Hz) 간격으로 N_f 등분된 부반송파들에 실려 전송된다. N_f 등분된 주파수들은 시간샘플들에 대해서 서로 직교 하며, 이것은 DFT(Discrete Fourier Transform)/IDFT(Inverse DFT)로 쉽게 구현할 수 있다. 특히 $N_t = N_f = N$ 인 경우 N 포인트의 IFFT/FFT로 구현할 수 있다^[5].

시간축 상에서 불연속적인 형태로 나타나는 OFDM의 임의의 심벌의 n 번째 샘플은 직교하는 주파수들의 합으로 나타난다.

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

여기에서 N 은 FFT 및 IFFT의 포인트 수이며, 부반송파의 수인 동시에 유효심벌구간의 샘플수이다. 그리고 X_k 는 k 번째 주파수에 변조된 복소 정보 심벌이다. 또한 k 와 n 은 각각 주파수와 시간의 색인들이다.

OFDM 신호는 채널을 통과할 때 도플러확산으로 인해서 반송주파수 오프셋이 발생하게 된다. 일반적으로 반송주파수 오프셋은 부반송파간격으로 정규화 하여 나타내는데, 이때 나타나는 반송주파수오프셋은 식(2)와 같이 정수부와 실수부로 구분될 수 있다.

$$\phi = \frac{f_{offset}}{\Delta f} = \phi_i + \phi_p \quad (2)$$

여기에서 Δf 는 반송주파수간격이며, ϕ 는 수신측에서 수신한 반송주파수오프셋이며, ϕ_i 와 ϕ_p 는 각각 정수배 소수배의 부반송파오프셋이다. 반송주파수오프셋 추정 이전에 이루어진 심벌타이밍오프셋 추정 단계에서 구한 타이밍 메트릭의 위상을 통해서 소수배 반송주파수 오프셋이 보정되었으므로 $\phi = \phi_i$ 로 나타난다. 따라서 시간영역에서 기저대역의 수신신호 r_n 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r_n = \sum_{k=0}^{N-1} H_k X_k e^{j2\pi(k+\phi_i)\frac{n}{N}} \quad (3)$$

여기에서 H_k 는 채널의 전달함수이다.

2. 반송주파수오프셋으로 인한 OFDM 시간영역신호 훈련심벌을 사용하는 심벌타이밍 오프셋 추정방법은 부심벌간의 상관성을 부심벌의 채널전력으로 정규화한 타이밍 메트릭의 크기를 통해서 추정할 수 있다^[6].

$$TM = \left[\frac{c_1^* c_2'}{|c_2|^2} \right]^2 \quad (4)$$

식(4)에서 c_1 , c_2 는 추정되는 훈련심벌의 전/후반부인 부심벌영역 샘플들이다. 여기에서 타이밍메트릭이 최대가 되는 탐색창의 시작위치가 심벌의 유효구간의 시작점으로 추정할 수 있으며, 그때의 TM의 위상은 반송주파수오프셋의 소수부를 나타낸다^[7]. 소수배 반송주파수오프셋의 정정을 통해서 부반송파간의 직교성은 유지되지만 복조기의 BER(Bit Error Rate) 열화를 해소하기 위해서 정수배로 어긋난 부반송파간의 오차를 복원해야 한다.

수신된 OFDM 신호에 나타나는 반송주파수오프셋의 영향은 주파수영역에서 대역확산을 유발하며, 이것은 마치 전송대역 B에 반송주파수오프셋에 의한 대역확산 B_{cfo} 효과가 더해지는 것으로, 이것은 오버샘플링이 발생한 경우로 표현된다^[8]. 즉 정수배의 CFO만 있다고 한다면 확산된 대역폭은 식 (5)와 같이 정리된다.

$$B_{tot} = B + B_{cfo} = (N + N_{ov})\Delta f = N_{CFO} \Delta f \quad (5)$$

여기에서 N_{ov} 는 반송주파수오프셋에 의해서 추가된 주파수 샘플의 수이며, 이것으로 인해서 확장된 전체대역폭을 반송주파수로 정규화한 N_{CFO} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$N_{CFO} = N \frac{\Delta f}{f_d} \quad (6)$$

임의의 심벌의 n 번째 샘플은 식(7)과 같다. 즉 도플러 확산에 의해서 N_{CFO} 만큼의 오버 샘플링된 효과는 PN 시퀀스의 위상이동의 형태로 나타난다.

$$\begin{aligned} r_n &= \sum_{k=0}^{N_{CFO}-1} \Psi_k e^{jkn\Delta f} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \Psi_k e^{jkn\Delta f} + \sum_{k=N}^{N_{CFO}-1} \Psi_k e^{jkn\Delta f} \end{aligned} \quad (7)$$

여기에서 Ψ_k 는 훈련심벌의 n 번째 샘플 r_n 을 전송하는 주파수 영역의 k 번째 반송파에 변조되는 복소 신호이며, 이 논문에서는 특별히 길이가 N 인 PN 시퀀스의 k 번째 칩이다. 이것은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Psi_k = \Psi_{k+N} = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1} p_j \cdot D^j \\ 0 \end{cases} \quad (8)$$

여기에서 p_j 는 최장코드를 생성하기 위한 생성다항식의 j 번째 임펄스응답이며, D^j 는 j 번째 지연요소를 나타낸다. Ψ_k 는 주기가 N 인 주기신호이며, m -단의 PN 시퀀스 발생기에 의해서 생성된다.

3. 제안하는 반송주파수오프셋 추정 방법

이 논문에서 제안하는 방법은 OFDM 훈련심벌의 전송대역의 부반송파들에 훈련용 PN 시퀀스의 칩들을 할당(변조)함으로써 반송주파수오프셋을 추정하는 것이다.

훈련심벌의 PN 시퀀스의 칩들이 부반송파의 순서에 맞추어 변조됨으로 PN 시퀀스는 부반송파의 순서 정보를 가지게 된다. 도플러확산에 의해서 발생하는 반송주파수오프셋은 PN 시퀀스의 위상천이로 나타날 것이며, 수신기에서 PN 시퀀스의 천이된 위상을 찾음으로 반송주파수오프셋을 정정할 수 있다. 그림1.은 훈련심벌용 PN 시퀀스를 부반송파에 변조하는 방법을 도시하였다.

수신된 훈련심벌을 FFT 복조하여 부반송파에 실려있는 PN 시퀀스의 칩들을 검출하고, 병/직렬(Parallel to Serial) 회로를 거쳐서 PN 시퀀스를 복원할 수 있다. 복원된 PN 시퀀스는 국부 PN 시퀀스와 위상을 이동시키면서 상관을 구하고 이를 통해서 수신된 PN 시퀀스의 위상 즉 반송주파수오프셋을 정정할 수 있다.

그림 2.는 제안하는 수신기의 개념도이다. 길이가 N 인 두 개의 서로 다른 PN 시퀀스의 상관값 계산은 PN 시퀀스의 칩 대 칩(chip by chip)으로 이루어지므로 시

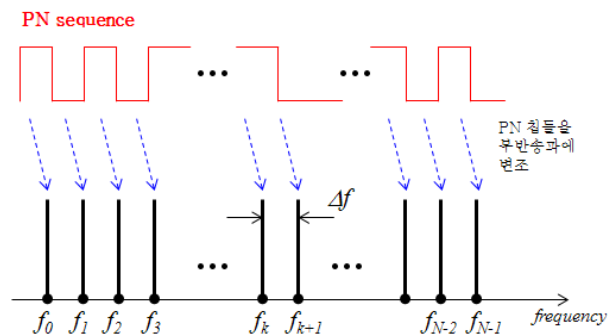


그림 1. 훈련심벌용 PN 시퀀스를 부반송파에 변조
Fig. 1. Modulated PN sequence for training symbol to OFDM subcarrier.

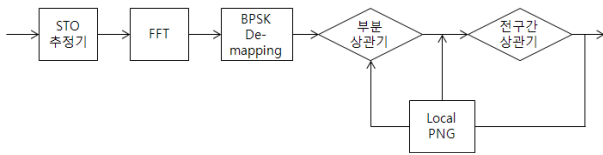


그림 2. PN 옵셋을 이용한 정수배반송파 추정절차
Fig. 2. The procedure for estimating the carrier frequency offset using the PN offset.

퀀스 전체 길이인 N 칩 동안 N 번의 적분을 수행해서 구해진다. 한편 PN 시퀀스의 상관값은 두 시퀀스의 위상이 일치되지 않는 $N-1$ 개의 위상에서 모두 0으로 나타난다. 따라서 PN 시퀀스의 부분구간의 상관값도 위상이 일치되는 곳에서는 최대값이지만 그 외의 위상에서는 상관값들이 고르게 분포할 것이다.

이와 같은 이유에서 PN 시퀀스의 상관값 계산은 1차 상관구간과 2차 적분구간 두 부분으로 나누어 진행한다. 1차 상관구간의 적분을 수행 후 그 상관값이 임계치를 넘는 경우 그 값을 나머지 적분구간(2차 적분)을 수행하게 하는 방법으로 상관계산의 리턴던시를 줄일 수 있다. 상관값 E_{cor} 은 식(9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{cor} = \int_0^N \Psi_{rcv} \Psi_{loc} \partial t = E_{cor1} + E_{cor2} \quad (9)$$

$$= \int_0^{N_1} \Psi_{rcv} \Psi_{loc} \partial t + \left| \int_{N_1}^{N_2} \Psi_{rcv} \Psi_{loc} \partial t \right|_{E_{cor1} \geq E_{th}}$$

여기에서 Ψ_{rcv} 와 Ψ_{loc} 는 각각 수신, 국부 PN 시퀀스이며, E_{th} 는 1차 상관구간의 임계치이다.

서로 다른 두 PN 시퀀스간의 상관은 PN 시퀀스의 천이 및 합에 특성에 의해서 또 다른 PN 시퀀스로 나타나며, 상관값은 상관에 의해서 생성된 PN 시퀀스의 전체 구간을 적분한 값이다. 그러므로 서로 어긋난 PN 시퀀스간의 상관값은 -1로, 일치하는 경우 N 으로 나타나며, 이것은 PN 시퀀스의 자기상관특성을 이끈다^[9].

4. 반송주파수오프셋 추정을 위한 PN 추적방법

일부구간의 상관 값만으로 PN 시퀀스의 위상을 찾기 위해서는 일치된 위상에서 구해진 상관값이 틀어진 위상에서 구해진 상관값들에 비해서 충분히 커야하며, 이를 위한 구간의 길이가 결정되어야 한다.

정확한 위상일 때 나타나는 상관값을 정위상상관값 (Correlation with aligned phase), 위상이 맞지 않을 때

나타나는 상관값 중 가장 큰 값을 부위상상관값 (Correlation with shifted phase) 이라고 정의하고, 이들의 비율을 상관율(Correlation Ratio)로 다음과 같이 정의한다.

$$Cr = 10 \log \left(\frac{Cap(N_1)}{Csp(N_1)|_{max}} \right) \quad (10)$$

여기에서 $Cap(N_1)$ 은 1차 구간 N_1 의 정위상 상관값이며, $Csp(N_1)$ 은 부위상 상관값이다. 상관율(Cr)은 적분 구간길이에 대해서, 정위상상관값의 척도이다. 1차 상관구간의 길이가 PN 시퀀스 길이에 수렴할수록 PN 시퀀스와 비슷한 특성을 가질 것이나(매우 큰 Cr), 짧을수록 정위상 상관값과 부위상 상관값의 구별이 어려워진다. 그림 3은 상관율 취하는 부분구간의 길이와 그에 따른 상관율을 계산한 모의 시험한 결과이다,

그림 3은 1차 상관구간이 80칩에서 상관율이 10dB 이상임을 확인할 수 있으며, 이것은 정위상이 동위상보다 10dB 크다는 것이다. 이와 같이 상관율은 PN 시퀀스의 일부구간에서 상관값을 계산하여 위상을 찾을 수 있는 근거가 된다.

SNR과 1차 상관구간에 의한 상관율은 몬테카를로 (Monte Carlo simulation)방식의 컴퓨터 모의 실험으로 이루어졌으며, 결과를 정리하면 그림 4와 같다. 모의 실험은 BPSK 변조된 PN 시퀀스를 AWGN을 통과한 후에 이루어졌다.

그림 4에서 적분구간이 길수록 Cr 값이 높게 나타나서 정위상 상관값과 부위상 상관값의 구분이 명확해지

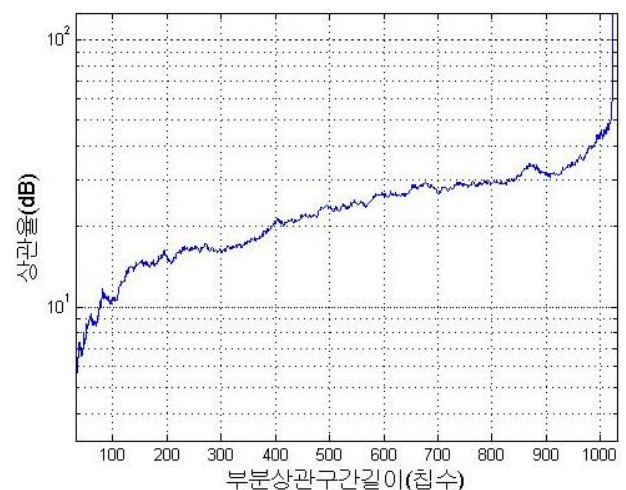


그림 3. 상관구간에 따른 상관율
Fig. 3. Correlation ratio by length of correlation region.

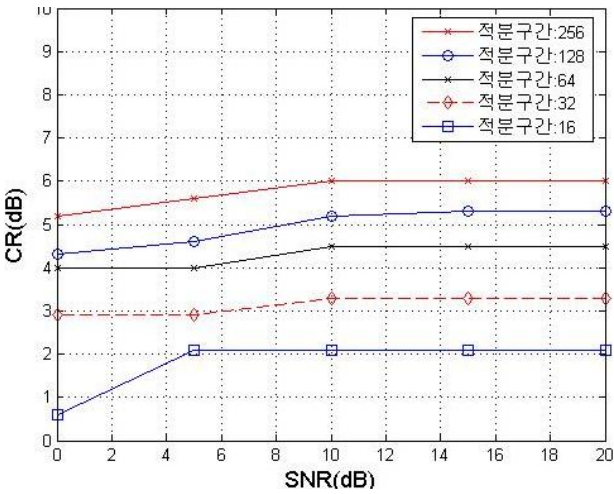


그림 4. SNR별 1차 상관구간에 따른 Cr (dB)
Fig. 4. Cr with 1st Integral region by SNR.

는 걸 확인할 수 있다. 반면 SNR의 값에 의한 Cr은 선형적으로 나타나지 않고 일정한 스텝을 나타냄을 확인할 수 있었다. 즉 PN 시퀀스를 검출할 수 있는 적절한 SNR(여기에서는 약 10dB)에서 상관율(Cr)은 SNR의 영향이 아니라 시퀀스의 특성에 의존적으로 나타난다는 것을 의미한다.

표 1.은 SNR과 1차 상관구간 길이와 임계치에 따른 2차 적분 수행수를 나타낸다. 여기에서 임계치는 1차 상관구간에서 완전히 위상이 일치될 때의 상관값의 백분율로 표시된다. 또한 1차 상관구간 길이는 PN 시퀀스 전구간의 길이를 1차 상관구간으로 정규화한 적분율(λ)은 식(11)과 같다.

$$\lambda = \log_2\left(\frac{N}{N_1}\right) \tag{11}$$

PN 시퀀스의 위상 검출여부를 다음과 같은 3가지의 상태로 정의한다.

1. 상관값이 임계치 이상이며, PN 시퀀스의 위상을 정확하게 찾는 경우 : Success(SS)
2. 상관값이 임계치 이하이나 PN 시퀀스의 위상을 정확하게 찾는 경우 : Not Enough(NE)
3. 상관값이 임계치 이하이며, PN 시퀀스의 위상을 찾지 못한 경우 : Error(ER)

모의실험결과 1차 상관구간을 짧게 설정했을 경우 2차 적분을 수행해야 하는 경우가 많았으며, 낮은 SNR에서는 추정결과가 ER(Error) 및 NE(Not Enough)가 발생하여 성능을 신뢰할 수 없었다.

표 1. SNR, ρ 및 임계치에 따른 2차 적분 수행 수
Table 1. The number of 2nd integral times by SNR, λ and threshold.

$\lambda = 6$				$\lambda = 5$			
SNR	임계치(적분값/ N_1)			SNR	임계치(적분값/ N_1)		
	0.8	0.85	0.9		0.8	0.85	0.9
0	10.5	2.1	0.4	0	0.8	0.3	0.1
5	7.7	1.6	0.9	5	1.1	1.0	1.0
10	5.0	1.0	1.0	10	1.0	1.0	1.0
15	5.0	1.0	1.0	15	1.0	1.0	1.0
20	5.0	1.0	1.0	20	1.0	1.0	1.0
$\lambda = 4$				$\lambda = 3$			
SNR	임계치(적분값/ N_1)			SNR	임계치(적분값/ N_1)		
	0.8	0.85	0.9		0.8	0.85	0.9
0	0.7	0.3	0.1	0	0.9	0.4	0.1
5	1.0	1.0	0.9	5	1.0	1.0	1.0
10	1.0	1.0	1.0	10	1.0	1.0	1.0
15	1.0	1.0	1.0	15	1.0	1.0	1.0
20	1.0	1.0	1.0	20	1.0	1.0	1.0

1차 상관구간은 일부구간의 상관값으로 위상을 대략 추정한다는 의미이며, 2차 적분은 1차 상관구간의 적분 결과 후보위상들에 대한 전체구간 확인이라는 의미이다. 그러나 SNR이 5dB 이상인 채널환경에서 $\lambda = 4, 3$ 이면 2차 적분절차 없이도 위상을 추정할 수 있음을 알 수 있다.

PN 시퀀스 길이의 상관값 계산에 소요되는 단위시간을 Δt 이라고 할 때, 임의의 길이 l 인 PN 시퀀스의 모든 위상을 한번 탐색하는데 소요되는 시간 τ_l 는 다음과 같다.

$$\tau_l \propto l \Delta t \tag{12}$$

길이가 N 인 PN 시퀀스 전체 길이에 대한 상관값을 계산하는 방법과 일부구간(N_1)에서 상관값을 계산하는 제안된 방법의 계산 소요시간은 추정 시스템의 성능 상수 k 를 사용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tau_{N_1} = k \frac{N_1 \Delta t}{N \Delta t} \tau_N = 2^{-\lambda} k \tau_N \tag{13}$$

$$T \equiv \frac{\tau_N}{\tau_{N_1}} = 2^\lambda k$$

일반적으로 $\lambda > 2$ 이상이므로, 정의된 처리율 T 는 1보다 크다. 따라서 제안된 방법은 기존의 방법보다 빠른 추정시간을 가진다고 할 수 있다.

III. 모의시험 및 고찰

이 장은 PN 시퀀스의 위상추적을 통한 OFDM의 정수배 주파수오프셋 추정 방법에 대한 컴퓨터 모의실험결과와 고찰이다. 컴퓨터모의시험은 MATLAB으로 이루어졌다.

1. 모의시험 파라미터

컴퓨터 모의시험 파라미터는 표2와 같다. 부반송파의 수는 1,024개이며, Guard Interval은 유효구간의 1/4로 256 샘플을 사용하였다. 훈련심벌은 수정된 PN 시퀀스를 BPSK로 대응하여 OFDM 부반송파에 변조였으며, 이때 사용된 PN 시퀀스의 생성 다항식은 식 (12)와 같이 길이가 $2^{10}-1$ 이다.

$$p(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^6 + x^{10} \quad (14)$$

또한 PN 추적을 위한 파라미터로 적분율(λ)은 4로 설정하여 전 구간을 탐색하는 방법의 6.25%(-12dB)시간으로 수행하였다. 적분 임계치는 0.8로 설정하였다.

모의시험을 위한 채널구성은 In-phase와 Quadrature의 각각에 COST 207(TU)의 PDP(power delay Profile)의 복소 가우시안 잡음을 생성하고 도플러 필터를 통과하여 I-Q의 합을 구하여 rayleigh 분포를 갖는 신호를 생성하였다^[8]. 특히 최대 도플러 주파수는 정수배 주파수오프셋만을 고려하기 위해서 부반송파 간격의 약수들

표 2. 모의시험 파라미터
Table 2. Simulation Parameters.

Item	Item	Value
시스템 파라미터	부반송파수	1024
	FFT/IFFT point 수	1024
	보호구간길이(샘플)	256
	훈련심벌변조	BPSK
PN 추적 파라미터	적분율(λ)	4
	1차 적분임계치	0.8

표 3. OFDM 상용시스템의 이동속도별 도플러 주파수

Table 3. Doppler frequency by velocity for OFDM terminal.

시스템	DVB-H	LTE
RF 대역	375MHz	1.8GHz
부반송파간격(Δf)	1KHz	15KHz
도플러주파수(f_d)	33.2~166.0Hz	167.4~837.0Hz
N_{ov}	6.02~30.12	17.92~89.61

로 설정하였다. 표 3.은 OFDM 상용시스템 단말의 이동속도에 따른 도플러 주파수들을 정리한 것이다.

2. 모의시험 결과

모의실험은 반송주파수오프셋의 전구간의 차동변조값을 비교하여 위상을 추정하는 기존의 방법과 제안된 방법의 추정성능을 비교하였다. 도플러 주파수에 의해 발생하는 반송주파수오프셋에 대해서 소수배 반송주파수오프셋을 보정한 후에 정수배 반송주파수오프셋에 대해서 수행되었다.

제안된 방법의 추정성능 평가에 앞서 기존의 시스템에 비해서 추정속도를 비교하였다. 시간추정은 컴퓨터 모의시험(MATLAB)으로 이루어졌으며, 그림4.는 제안된 방법과 기존방법의 추정시간 비율을 도시한 것이다.

그림 5는 OFDM 상용시스템인 LTE-A와 DVH의 이동단말에서 발생하는 도플러효과에 의한 발생 가능한 주파수 오프셋별로 추정성능을 비교하였다. 이 모의시험

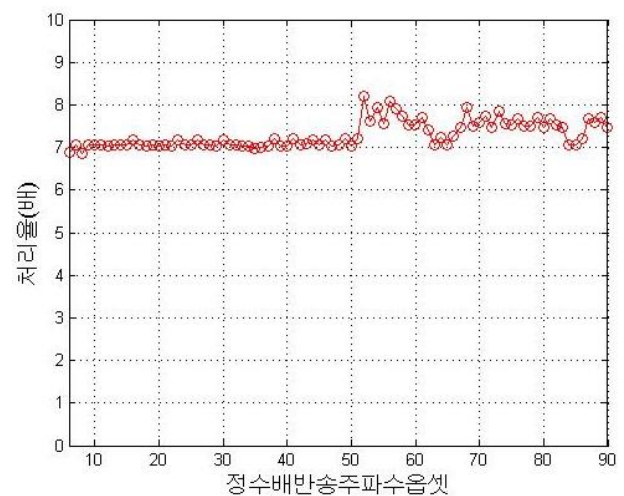


그림 4. 정수배반송주파수오프셋(ICFO)별 추정성능
Fig. 4. The performance of estimation by ICFO.

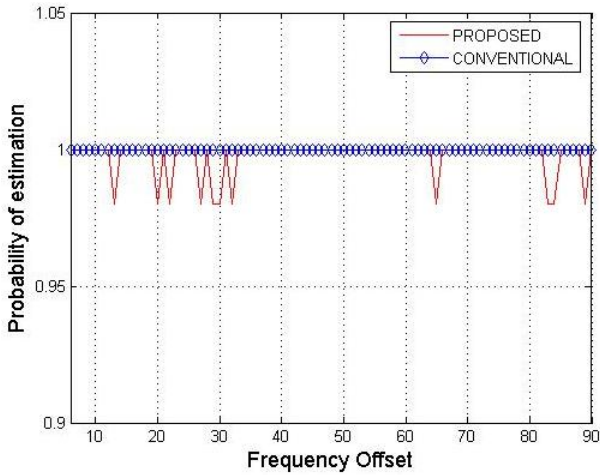


그림 5. 정수배 반송주파수오프셋(ICFO)별 추정성능
 Fig. 5. The performance of estimation by ICFO.

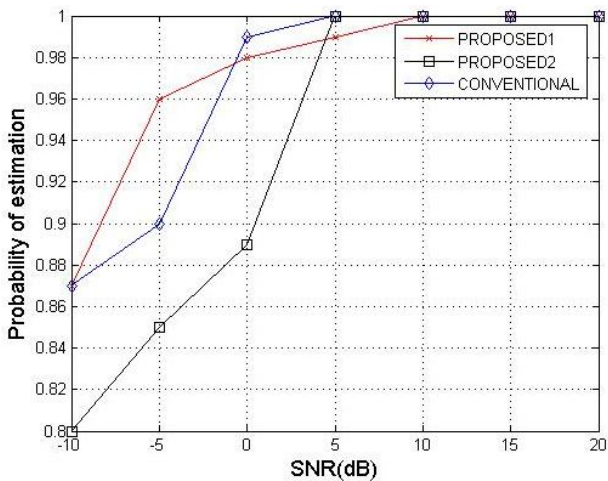


그림 6. SNR에 따른 추정성능
 Fig. 6. The performance of estimation by SNR.

은 SNR=5dB에서 이루어졌다. 이 시험결과에서 확인할 수 있듯이 일부구간(λ)의 상관 값만으로 위상을 추정하는 제안된 방법이 전 구간에서 값을 측정하는 기존방법에 비해서 0.08dB정도의 아주 미미한 성능저하만 보였다. 반면 그림 4와같이 제안시스템은 기존시스템에 비해서 7~8배의 빠른 처리시간을 가진다는 것을 확인할 수 있다.

그림 6은 SNR에 따른 제안된 방법(제안1)과 NE(Not Enough) 상태를 제외하여 추정성능을 산정한 방법(제안2)을 기존 시스템과 비교하였다. SNR은 -10dB에서 +20dB까지 5dB씩 증가시키면서, 모의시험이 진행되었다. 낮은 SNR에서는 제안된 방법이 기존시스템에 비해서 약 0.3dB정도 우수하게 나타났다. 이것은 임계치에

도달하지는 않았으나 최대 상관값을 가지는 위치로 나타나는 NE 상태로 인한 것으로 판단되며, SNR=-5dB 근처에서 제안된 방법의 성능이 기존시스템 보다 우수한 것으로 나타났다.

IV. 결 론

OFDM의 수신 성능을 결정하는 동기화 과정 중 정수배 반송주파수오프셋 추정은 OFDM 신호가 채널을 통과하면서 주파수영역의 왜곡을 보정하는 과정으로 복조기의 BER의 품질을 유지 시켜주는 매우 중요한 과정이다. 이것은 OFDM 신호 수신후 빠른 시간에 이루어져야하고 정확하게 이루어져야한다.

이 논문에서는 제안하는 방법인 혼련심벌의 부분송파에 PN 시퀀스의 칩을 변조해서 PN 시퀀스의 위상추적으로 주파수 오프셋을 추정하는 방법은 기존의 방법에 비해서 빠른 추정을 할 수 있으며, 추정성능 또한 대응함을 확인하였다.

이 방법은 증가하고 있는 OFDM 시스템에 적용될 수 있는 효과적인 방법이라 할 수 있으며, 나아가서 다중공간채널을 사용하는 OFDM-MIMO 시스템에 적용도 효과적인 방법이라 할 수 있다.

REFERENCES

- [1] T.Pollet, M.van Bladel, and M.Moeneclaey, "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.Pollet. and H.P.Kuchenbecker, and M.Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM system to carrier frequency offset and wiener phase noise", IEEE trans. on commun., vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191-193, Feb/apr. 1995.
- [3] H. Nogami and T. Nagashima, "A frequency and timing period acquisition technique for OFDM systems," in Proc. PIMRC'95, Sept. 1995, pp. 1010 - 1015.
- [4] T.M. Schmidl and D.C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Trans.Comm., Vol. 45, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
- [5] 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.

- [6] Y.C.Ock, Y.H.Ha, "Symbol timing offset estimation for OFDM using the 1 symbol offset training symbol and controled CP power", Journal of The Institute of Electronics Engineers of Korea Vol. 50, No. 12, pp.2941-2951, Dec. 2013.
- [7] J.-J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Börjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 45, no. 7, pp.1800 - 1805, July 1997.
- [8] J.Smith, "A computergenerated multipath fading simulation for mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 24, no. 3, pp. 39-40, Aug. 1975.
- [9] Y.C.Ock, CDMA, JinHan M&B press, pp.185-186, Nov. 2002.

————— 저 자 소 개 —————

옥 윤 철(정회원)

대한전자공학회논문지

제50권 TC편 제12호 참조