주파수 오프셋과 위상 잡음이 있는 OFDM 시스템에서 PNFS 알고리즘 간소화를 통한 복잡도 개선

A Complexity Reduced PNFS Algorithm for the OFDM System with Frequency Offset and Phase Noise

김도훈 · 유흥균

Do-Hoon Kim · Heung-Gyoon Ryu

요약

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 성능 열화의 요인인 위상 잡음과 주파수 오프셋의 영향을 분석하고, 복잡도 측면에서 개선된 PNFS(Phase Noise and Frequency offset Suppression) 알고리즘을 제안한다. OFDM 시스템에서는 위상 잡음과 주파수 오프셋, 도플러 효과와 같은 ICI 성분에 의해 영향을 많이 받게 된다. 특히 이와 같은 성분들을 보상하기 위해서는 복잡도가 높은 계산을 통하여 처리하게 되어 기저 대역에서 부담이 증가하게 된다. 따라서 복잡도를 줄이면서 ICI 성분을 보상할 수 있는 PNFS 알고리즘을 제안한다. 기존의 PNFS 알고리즘에서 성능 변화가 미미한 파라미터의 계산을 근사화하여 복잡도를 줄이는 방법을 제시하고, 기존의 PNFS 알고리즘과 계산량을 비교하여 개선된 PNFS 알고리즘의 복잡도를 비교한다. 개선된 PNFS 알고리즘의 성능을 비교 분석하고 시뮬레이션을 통하여 검증한다.

Abstract

In this paper, we analyze the effects of phase noise and frequency offset that cause performance degradation. Basically, we like to propose reduced PNFS(Phase Noise and Frequency offset Suppression) algorithm. The OFDM system is seriously affected by ICI component such as phase noise, frequency offset and Doppler effects. Especially, complicated processing algorithm with high complexity was required it in order to compensate those ICI components. So, we propose PNFS algorithm that can decrease complexity and compensate ICI components. We propose a method decreased complexity by approximation of parameters that affect slightly performance change and compare the quantity of conventional and revised PNFS algorithm. Also, simulation shows that BER performance of revised PNFS algorithm can be improved slightly.

Key words : OFDM, PNFS Algorithm, Phase Noise, CFO, Doppler Effect, ICI, Performance, Complexity

I. 서론

통신 기술의 발전과 함께 현재는 수 많은 데이터의 양을 빠르게 전송할 수 있는 통신 시스템이 요구

되고 있다. 최근에는 많은 데이터를 고속으로 보내기 위해 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. OFDM은 IEEE 802.11 WLAN 형식에 사용되고,

「이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2010-0007567).」
충북대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Chungbuk National University)

· Manuscript received August 5, 2011 ; Revised December 5, 2011 ; Accepted December 16, 2011. (ID No. 20110805-083)

· Corresponding Author : Heung-Gyoon Ryu (e-mail : ecomm@cnu.ac.kr)

최근에는 LTE(Long Term Evolution) 하향 링크나 IEEE 802.16e WiMax 표준에도 널리 사용된다. OFDM 시스템은 FFT 연산을 통해 쉽게 구현이 가능하고^[1], 부반송파의 중첩으로 인해 주파수 효율이 높다. 또한, CP(Cyclic Prefix) 만큼의 심볼 주기가 길어져 지연으로 인한 ISI(Inter Symbol Interference)가 줄어든다.

그러나 OFDM 시스템의 많은 장점에도 불구하고 성능 열화를 가져오는 요인들이 존재한다. 첫 번째로는 위상 잡음에 의한 CPE(Common Phase Error) 성분과 ICI(Inter Carrier Interference) 성분으로 인해 각 부반송파들의 직교성이 상실되어 성능 열화가 이루어진다. 두 번째로는 주파수 오프셋으로 인하여 수신 신호의 주파수 천이가 발생하여 성능 열화를 발생한다. 이러한 ICI로 인한 성능 열화를 보상하기 위해서 여러 연구가 활발히 진행되었다^{[2]~[5]}. 본 논문에서는 위상 잡음과 주파수 오프셋에 의해 발생하는 ICI 성분을 제거하기 위해 PNFS 알고리즘을 이용하였다.

PNFS 알고리즘은 심볼 단위의 데이터에서 Pilot을 이용하여 보상하는 방법이다. 수신된 Pilot을 통해 CPE 성분을 보상하고 MMSE(Minimum Mean Square Error) 판정 기준을 계산하여 ICI 성분을 제거한다. 이와 같이 기존의 PNFS 알고리즘은 채널 추정이 완벽하다는 가정하에서 연구가 진행되었다^{[6],[7]}. 그리고 채널을 통과한 후에 각각의 파일럿 심볼이 채널의 의한 영향이 크게 차이가 나지 않기 때문에 파일럿 신호의 평균 값을 이용한다. Comb 형식의 파일럿을 이용하여 ICI로 인한 영향들을 추정하고 보상한다. 파일럿 심볼의 영향들의 차이가 크지 않기 때문에 평균 값을 이용하여 보상한다. MMSE 판정 기준을 계산할 때, MMSE 판정 계수 C_k 를 구하는 과정에서 복잡한 계산 과정이 포함되어 있다. 따라서 위와 같은 기존의 PNFS 알고리즘에서 복잡한 계산을 단순화하여 복잡도를 줄인 개선된 PNFS 알고리즘을 연구하게 되었다.

본 논문에서는 기존의 PNFS 알고리즘에서 계산 과정을 단순화한 복잡도 개선 PNFS 알고리즘을 제안한다. PNFS 알고리즘에서 $\hat{Q}_k$ 와 잡음 전력 $\hat{\sigma}_{ph}^2$ 을 계산하는 과정을 거치지 않고, MMSE 판정 기준 C_k 를 구하는 방법에 대해서 제시한다. 제시한 PNFS 알

고리즘이 ICI 성분에 대해서 얼마나 보상할 수 있는지를 BER 성능의 비교를 통해서 결과를 보인다. 그리고 기존의 PNFS 알고리즘과 제안한 복잡도 개선 PNFS 알고리즘의 계산량을 비교하여 얼마나 복잡도를 낮추었는지를 비교한다. 본 논문에서 제안한 알고리즘은 위에 언급한 것처럼 MMSE 판정 기준에서 성능에 미미한 영향을 주는 파라미터의 계산을 생략하여 성능에 큰 영향이 없이 복잡도를 감소시킬 수 있다. 따라서 기존의 PNFS 알고리즘보다 성능에 크게 영향을 미치지 않으면서 복잡도를 줄일 수 있는 방식을 제안한다. 마지막으로 성능 및 복잡도 측면에서 결과를 분석하여 제안한 방법이 효과적인지 평가한다.

II. 시스템 모델 및 ICI 특성 분석

그림 1은 OFDM 시스템에서 PNFS 알고리즘을 사용하는 시스템 모델이다. 본 논문에서 다루고자 하는 내용은 PNFS 등화기에 대한 것이다. 위와 같은 시스템 모델에서 먼저 ICI 특성에 대해 분석한다. 그리고 나서 기존의 PNFS 알고리즘과 제안하는 새로운 PNFS 알고리즘을 분석하고 복잡도를 비교한다. 마지막으로 PNFS 알고리즘의 성능을 시뮬레이션을 통하여 평가한다.

본 논문에서는 위상 잡음과 주파수 오프셋으로 나누어 OFDM 시스템에 영향을 미치는 ICI 성분을 수식적으로 분석하였다.

2-1 위상 잡음

AWGN 채널을 통과한 후 위상 잡음의 영향을 받은 OFDM 시스템의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r(n) = \{x(n) \otimes h(n) + v(n)\} \cdot e^{j\phi(n)} \quad (1)$$

그림 1. PNFS 알고리즘을 사용한 시스템 모델
Fig. 1. System model using PNFS algorithm.

여기서, $r(n)$, $x(n)$, $h(n)$, $v(n)$ 은 각각 수신 신호, 송신 신호, 채널 임펄스 응답, 복소 가우시안 잡음을 말한다. $\phi(n)$ 은 송수신기에서 발생된 위상 잡음이다. 송수신기의 주파수 합성기에서 동기가 완전히 이루어졌다고 할 때, 수신기에서 FFT된 후의 k 번째 반송파의 샘플링된 신호는 아래와 같다. $t = nT_s$, $f_k = \frac{k}{nT_s}$ 이기 때문에 다음과 같은 식의 전개가 가능하다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \sum_{n=0}^{N-1} r(n) \cdot e^{-j2\pi f_k t} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} [\{x(n) \otimes h(n) + v(n)\} \cdot e^{j\phi(n)}] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} X_l \cdot H_l \cdot e^{j\phi(n)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}(l-k)n} + N_k \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 위상 잡음의 영향만을 분석하기 위해 임펄스 응답인 행벡터의 값을 1로 가정하여 채널의 영향은 고려하지 않았다. 따라서 식 (2)를 다시 정리하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \sum_{l=0}^{N-1} X_l \cdot H_l \cdot Q_{l-k} + N_k \\ &= X_k + \left[jX_k \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi(n)} \right] \\ &\quad + \left[\sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi(n)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}(l-k)n} \right] + N_k \\ &= X_k + CPE + ICI + N_k \end{aligned} \quad (3)$$

여기에서 $\phi(n)$ 은 $\phi_{TX}(n) + \phi_{RX}(n)$ 과 같고, N_k 는 복소 가우시안 잡음에 수신기의 주파수 합성기의 위상 잡음이 추가된 후에 샘플링과 FFT된 잡음이며, 평균 0이고, 분산은 σ_n^2 이다. 그리고 X_k 는 FFT된 후의 신호이다.

2.2 반송파 주파수 오프셋

반송파 주파수 오프셋은 식 (4)와 같이 인접 부반송파 간격으로 정규화된 주파수 오프셋 ε 으로 표현된다.

$$\varepsilon = (f_c - f'_c) \cdot T = \frac{(f_c - f'_c)}{\Delta f} = \frac{f_{offset}}{\Delta f} \quad (4)$$

따라서 반송파 주파수 오프셋과 도플러 효과로 인하여 발생하는 주파수 오프셋의 영향을 받은 OFDM 시스템의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \{x(t) \cdot e^{j2\pi f_c t} \otimes h(t) + v(t)\} \cdot e^{-j2\pi(f_c + f_{offset})t} \\ &= x(t) \cdot e^{j2\pi f_{offset}t} + N(t) \end{aligned} \quad (5)$$

$$r(n) = x(n) \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon n} + N(n) \quad (6)$$

주파수 오프셋의 영향을 받은 수신 신호의 주파수 영역에서 k 번째 OFDM 부반송파의 신호는 식 (7)과 같다. 주파수 오프셋이 발생하였을 경우에 수신된 k 번째 OFDM 신호 심볼에 대해서 원하는 정보 신호 X_k 와 CPE 성분이 발생하고, 다른 OFDM 신호 심볼의 영향이 더해져 나타나는 것을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \sum_{n=0}^{N-1} r(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} [\{x(n) \otimes h(n) + v(n)\} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon n}] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= X_k \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon n} + \frac{1}{N} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k+\varepsilon)n} + N_k \\ &= X_k \cdot CPE + ICI + N_k \end{aligned} \quad (7)$$

III. 기존의 PNFS 알고리즘

그림 2는 기존의 PNFS 알고리즘의 블록도이다. 파일럿 심볼을 이용하여 CPE를 보상을 하고 MMSE(Minimum Mean Square Error) 판정 기준을 계산하여 ICI 성분을 제거한다. MMSE 판정 기준은 $\hat{Q}_h$, 판정 값을 이용하여 추출 전력을 사용한 등화기의 MMSE 판정 기준을 계산하여 ICI 성분을 보상한다.

CPE 성분은 OFDM 신호의 전체 심볼 구간 동안

그림 2. 기존의 PNFS 알고리즘에 관한 블록도
Fig. 2. Block diagram of conventional PNFS algorithm.

에 동일하게 나타나며, 신호의 정상점을 회전시키는 특성이 있다. 따라서 채널 추정을 위한 파일럿을 사용하여 CPE를 제거한다. CPE 성분은 다음과 같이 추정한다.

$$CPE = \frac{Y_k}{X_k} = Q_0 + \frac{ICI + N_k}{X_k} = Q_0 + W_k \quad (8)$$

$$r_{CPE} = \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} CPE_k = Q_0 + \frac{1}{4} \sum_{k \in S_p} W_k \quad (9)$$

식 (9)에서 N_p 는 전체 파일럿 심볼의 개수이고, S_p 는 파일럿 심볼을 의미한다. CPE는 각각의 파일럿 심볼의 평균을 통하여 보상한다. CPE 보상 후의 수신 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_k &= \frac{X_k \cdot Q_0 + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \cdot Q_{l-k} + V}{r_{CPE}} \\ &= \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \cdot Q_{l-k} + W_{ICI+AWGN} \end{aligned} \quad (10)$$

CPE를 보상하고 난 후의 신호를 통해서 ICI 성분만 남는 것을 알 수 있다. ICI를 제거하기 위해서 PNFS 알고리즘은 MMSE 과정과 decision feedback과정을 거쳐서 MMSE 판정 기준을 산출해 내서 데이터를 보상한다.

위상 잡음과 주파수 오프셋이 동시에 존재하므로 추출 전력을 사용한 등화기 판정 기준을 만들기 위해서 CPE가 제거된 파일럿 심볼을 기준으로 다음과 같은 과정을 거친다.

$$\tilde{Q}_h = \left(\frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} |Y_p - \tilde{Y}_p| \right)^2 \quad (11)$$

잡음 전력보다 ICI 성분이 FFT 후단에서 등화기 과정 중에 미치는 영향이 충분히 크기 때문에, 등화기의 탭 가중치 값을 최적화하기 위해 위상 잡음과 주파수 오프셋을 따로 분리하지 않고 파일럿 심볼로부터 잡음 전력 $\tilde{\sigma}_{ph}^2$ 을 추출하여 사용하였다.

$$\tilde{\sigma}_{ph}^2 = \frac{1}{N_N} \sum_{k \in S_N} |\tilde{Y}_k|^2 \quad (12)$$

$\tilde{Q}_{l-k}$ 을 구하는 수식은 다음과 같다.

$$\tilde{Q}_{l-k} = \tilde{Q}_h \tilde{Q}_{l-k} + (1 - \tilde{Q}_h) \tilde{Q}'_{l-k} \quad (13)$$

위의 식을 통해서 $\tilde{Q}_{l-k}$ 와 $\tilde{Q}'_{l-k}$ 가 유사한 특성을 갖고 있으므로 다음 식과 같이 $\tilde{Q}_{l-k}$ 를 이용하여 MMSE 판정 기준을 계산한다.

$$\tilde{Q}'_{l-k} = \tilde{Q}_h \tilde{Q}'_{l-k} + (1 - \tilde{Q}_h) \tilde{Q}_{l-k} \quad (14)$$

MMSE 동작을 위해서 다음 수식을 이용하게 된다.

$$\min_{Q_0, K \in S_p} \sum_{k \in S_p} |\tilde{Y}_k - X_k \tilde{Q}_h \tilde{Q}_{l-k}|^2 \quad (15)$$

그리고 다음 수식의 과정을 통해서 최종적인 MMSE 판정 기준을 구하게 된다.

$$C_k = \frac{\tilde{Q}_{l-k}^* \cdot H_k^*}{|\tilde{Q}_{l-k}^* \cdot H_k^*|^2 + \frac{\tilde{\sigma}_{ph}^2}{E_X}} \quad (16)$$

여기서 $\tilde{\sigma}_{ph}^2$ 은 $W_{ICI+AWGN}$ 의 전력을 의미하고, E_X 는 채널 추정을 이용한 유용한 전력이다.

최종 출력 CPE와 ICI가 보상된 신호는 다음과 같다.

$$\hat{X}_k = \tilde{Y}_k \cdot C_k \quad (17)$$

IV. 제안하는 복잡도 개선 PNFS 알고리즘

그림 3은 본 논문에서 복잡도를 줄인 복잡도를 개선한 PNFS 알고리즘이다. 기존 PNFS 알고리즘과 같은 방법으로 CPE를 파일럿 심볼을 통해서 보상하고 프리엠플과 수신된 신호의 MMSE(Minimum Mean Square Error) 과정을 통해서 ICI를 보상하게 된다. 하지만 그 과정에서 기존의 PNFS 알고리즘의 처리과정을 단순화함으로써 계산상의 복잡도를 개선하였다.

그림 3. 제안하는 복잡도 개선 PNFS 알고리즘
Fig. 3. Block diagram of proposed revised PNFS algorithm.

앞서 언급한 바와 같이 CPE 성분은 OFDM 신호의 전체 심볼 구간 동안에 동일하게 나타나며, 신호의 정상점을 회전시키는 특성으로 인해서 파일럿 심볼을 사용하여 비교적 쉽게 제거할 수 있다. CPE를 보상하고 난 후의 신호를 통해서 ICI 성분만 남는 것을 알 수 있다. ICI를 제거하기 위해서 PNFS 알고리즘은 MMSE 과정과 decision 과정을 거쳐서 MMSE 판정 기준을 산출해 내서 데이터를 보상하였다. 하지만 제안된 복잡도 개선 PNFS 알고리즘에서는 MMSE 판정 기준을 구하기 위한 과정에서 $\tilde{Q}_h \approx 0$ 으로 값이 매우 작음에 따라 $\tilde{Q}_h$ 의 계산 과정을 제외하고 Decision factor를 구하는 수식을 다음과 같이 수식을 간소화 하였다.

$$\hat{Q}_{l-k} = \tilde{Q}_{l-k} \quad (18)$$

그리고 $\tilde{Q}_h$ 값이 매우 작기 때문에 등화기의 탭 가중치 값을 최적화하기 위해 파일럿 심볼로부터 에리 전력 $\tilde{\sigma}_{ph}^2$ 을 계산하였던 부분도 제외하였다.

그리고 다음 수식의 과정을 통해서 최종적인 MMSE 판정 기준을 구하게 된다.

$$C'_k = \frac{\tilde{Q}_{l-k}^* \cdot H_k^*}{|\tilde{Q}_{l-k}^* \cdot H_k^*|^2} \quad (19)$$

최종 출력 CPE와 ICI가 보상된 신호는 다음과 같다.

$$\hat{X}'_k = \tilde{Y}_k \cdot C'_k \quad (20)$$

기존의 PNFS 알고리즘과 복잡도를 줄인 제안하는 PNFS 알고리즘의 계산상 복잡도에 대한 차이는 표 1을 통해 비교 가능하다.

복잡도 개선 PNFS 알고리즘의 주요 동작 원리를 정리하면 다음과 같다.

- 1) 파일럿 심볼을 이용하여 수신 신호의 CPE 성분의 값을 r_{CPE} 를 계산하여 CPE를 보상하게 된다.
- 2) 등화기 판정 기준을 만들기 위해서 decision과정을 통하여 $\hat{Q}_{l-k} = \tilde{Q}_{l-k}$ 값을 구한다.
- 3) 최종적으로 매개 심볼의 N 샘플에 대한 MMSE 판정 기준 C'_k 를 계산하여 수신된 신호로부터 CPE와 ICI를 추정 및 보상을 하게 된다.

V. PNFS 알고리즘의 복잡도 비교

지금까지 기존의 PNFS 알고리즘과 복잡도 개선 PNFS 알고리즘을 수식적으로 분석하였다. 제안된 복잡도 개선 PNFS 알고리즘에서는 MMSE 판정 기준을 구하기 위한 과정에서 $\tilde{Q}_h \approx 0$ 으로 값이 매우 작음에 따라 $\tilde{Q}_h$ 의 계산 과정을 제외하고 Decision factor를 구하는 수식을 간소화 하였다. 그리고 $\tilde{Q}_h$ 값이 매우 작기 때문에 등화기의 탭 가중치 값을 최적화하기 위해 파일럿 심볼로부터 에리 전력 $\tilde{\sigma}_{ph}^2$ 을 계산하였던 부분도 제외하였다. 따라서 제안된 복잡도 개선 PNFS 알고리즘은 계산량을 단순화하여 복잡도를 줄일 수 있었다.

표 1에서 기존의 PNFS 알고리즘과 제안된 복잡도 개선 PNFS 알고리즘의 처리 과정에서 주요 파라미터에 대한 계산상의 복잡도를 비교하였다. 각 성분들의 복잡도를 덧셈 연산량과 곱셈 연산량의 수로 표현하였다. 여기에서 k 는 OFDM 한 심볼 내의 파일럿 심볼의 개수이고, n 은 OFDM 한 심볼 내의 zero fading되는 심볼의 개수이다. N 은 OFDM 한 심볼의 전체 부반송파의 개수를 나타내며, m 은 전체 OFDM 심볼의 개수를 의미한다. 제안된 PNFS 알고리즘의 방법은 기존의 알고리즘 과정 중 $\tilde{Q}_h$, $\tilde{\sigma}_{ph}^2$ 를 계산하지 않는 만큼 알고리즘이 간소화 되었으며, C_k 를 구하는 과정에서도 제외되었기 때문에 표 1에 제시되어 있는 만큼의 복잡도가 줄어든 것을 알 수 있다. 따라서 성능에 크게 영향을 주지 않으면서 복잡도를 크게 감소시킨 것을 알 수 있다.

VI. 시뮬레이션 결과

표 2는 simulation 파라미터를 나타낸다. 본 논문에서는 기존의 Wireless LAN 시스템인 IEEE 802.11 a/b/g와 호환성을 유지하면서 고속의 데이터를 보내기 위한 IEEE 802.11n 기반으로 Simulation 프로그램을 사용하여 시뮬레이션하였다. 위의 표는 IEEE 802.11n 물리계층의 주요 파라미터를 나타낸다. 대역폭은 IEEE 802.11a와 호환성 때문에 20 MHz를 기본으로 정한다. 부반송파의 개수는 20 MHz 대역폭

표 1. PNFS 알고리즘의 복잡도 비교

Table 1. Comparison complexity with PNFS algorithms.

비교 요소		기존의 PNFS 알고리즘	제안된 PNFS 알고리즘
r_{CPE}	+	$(k-1) \times m$	$(k-1) \times m$
	×	$(k+1) \times m$	$(k+1) \times m$
$\tilde{Q}_h$	+	$(2 \times k - 1) \times m$	-
	×	$(k+1) \times m$	-
$\tilde{\sigma}_{ph}^2$	+	$(n-1) \times m$	-
	×	$(n+1) \times m$	-
$\tilde{Q}_{l-k}'$	+	$(2 \times (N-1)) \times m$	$(2 \times (N-1)) \times m$
	×	$((2 \times N) + 1) \times m$	$((2 \times N) + 1) \times m$
C_k	+	$((2 \times (N-1)) + (n-1) + N) \times m$	$(4 \times (N-1)) \times m$
	×	$(2 \times (2 \times N) + N + n + 2) \times m$	$(2 \times (2 \times N) + N + n + 1) \times m$

표 2. 시뮬레이션 파라미터

Table 2. Simulation parameters.

Parameters	Values
# of data subcarriers	52
# of pilot subcarriers	4
# of padded zeros	8
FFT size	64
# of samples in a GI	16

에서 56개(데이터 52개+파일럿 4개)로 구성되어 있다. 변조 방식은 4QAM을 사용하였으며, AWGN과 다중경로 채널을 고려하면서, 정규화된 CFO는 0.03 이고, 위상 잡음의 전력은 -12 dBc로 고려하였다. 또한, 본 논문에서는 채널의 변동이 심하지 않은 채널에서 pilot을 통한 채널 추정이 비교적 정확하게 추정되는 채널 상황을 고려하여 시뮬레이션을 진행하였다. 따라서 비교적 채널 추정이 정확한 환경에서 CFO와 위상 잡음이 존재할 경우, CFO와 위상 잡음으로 인한 간섭을 보상이 가능하고, 복잡도 측면에서 낮은 복잡도를 갖는 복잡도 개선 PNFS 알고리즘을 시뮬레이션하였다.

그림 4는 위상 잡음이 있는 경우, 기존의 PNFS와 복잡도 개선 PNFS의 BER 성능 비교이다. 이 때의 위상 잡음은 -12 dBc에 Cutoff 주파수 1 kHz로 시뮬레이션하였다. 그래서 복잡도 개선 PNFS 알고리즘

그림 4. 위상 잡음이 있는 경우의 BER 성능 비교

Fig. 4. Comparison BER performance with phase noise.

에서 큰 성능 변화는 볼 수 없지만, 앞에서 비교한 것과 같이 복잡도 측면에서는 개선된 것을 표 1에서 볼 수 있다.

그림 5는 주파수 오프셋이 있는 경우의 시뮬레이션 결과이다. 정규화된 주파수 오프셋이 0.03으로 가정하고 시뮬레이션하였다. 그림 5에서도 그림 4와 마찬가지로 복잡도 개선 PNFS 알고리즘에서 큰 성능 변화는 볼 수 없지만, 앞에서 비교한 것과 같이 복잡도 측면에서는 개선된 것을 표 1에서 볼 수 있다.

그림 6은 위상 잡음과 주파수 오프셋이 같이 고려되었을 때 시뮬레이션 결과이다. 위상 잡음과 주파

그림 5. CFO가 있는 경우 BER 성능 비교
Fig. 5. Comparison BER performance with CFO.

그림 6. 위상 잡음과 주파수 오프셋이 있는 BER 성능 비교
Fig. 6. Comparison BER performance with phase noise and CFO.

수 오프셋은 각각 그림 4 및 그림 5에서 가정한 시뮬레이션 환경을 통하여 시뮬레이션하였다. 위상 잡음은 -12 dBc에 Cutoff 주파수 1 kHz로 정하고, 정규화된 CFO는 0.03 으로 가정하였다. 복잡도 개선 PNFS 알고리즘에서는 큰 성능 변화는 볼 수 없지만, 앞에서 비교한 것과 같이 복잡도 측면에서 개선된 것을 표 1을 통해 확인할 수 있다.

Ⅶ. 결 론

많은 양의 데이터를 고속으로 보내기 위해 사용되는 OFDM 시스템의 위상 잡음 및 주파수 오프셋과 같은 ICI 특성에 영향을 많이 받게 된다. 왜냐하

면 ICI 성분으로 인하여 직교성이 깨지게 되기 때문이다. 따라서 통신 시스템의 성능 확보를 위해서는 ICI로 인한 간섭을 적절히 보상하는 방법이 필요하다. 지금까지도 ICI 성분을 제거하기 위한 노력들이 꾸준히 제기되고 있다. 그리하여 ICI 성분을 보상하기 위하여 PNFS 알고리즘이 제안되었다. 본 논문에서 제안된 복잡도 개선 PNFS 알고리즘은 복잡도를 개선하였을 뿐만 아니라 위상 잡음 및 주파수 오프셋과 같은 것에 의해 발생하는 ICI에 대한 강건한 시스템을 설계하였다. 그리고 성능 열화를 개선하기 위해서 기존에 제안된 PNFS 알고리즘에서 복잡도를 추가적으로 낮추어 수신단의 FFT 과정 이후에 사용함으로써 FDE의 구조가 더욱 간단하면서도 ICI에 강건한 특성을 갖는 시스템을 설계하였다. 위상 잡음과 주파수 오프셋이 존재하는 환경에서 성능 변화가 크지 않으면서도 복잡도를 크게 줄이기 때문에, 복잡도 개선 PNFS 알고리즘이 우수하고 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 큰 성능 변화는 볼 수 없지만, 앞에서 비교한 것 같이 복잡도 측면에서는 개선된 알고리즘을 제안한다.

참 고 문 헌

- [1] S. B. Weinstein, Paul M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform", *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. com-19, no. 5, Oct. 1971.
- [2] Mohammad Reza Gholami, Said Nader-Esfahani, and A. A. Eftekhar, "A new method of phase noise compensation in OFDM" *ICC '03. IEEE International Conference on Communications*, vol. 5, pp. 3443-3446, 2003.
- [3] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise", *IEEE Transaction on Communication*, vol. 43, no. 2, pp. 887-895, 1995.
- [4] P. H. Moose, "A technique for OFDM frequency offset correction", *IEEE Transaction on Communication*, vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, 1994.
- [5] Songping Wu, Y. Bar-Ness, "A phase noise supp-

- ression algorithm for OFDM-based WLANs", *IEEE Communications Letters*, vol. 6, pp. 535-537, 2002.
- [6] H. G. Ryu, Y. S. Li, "Phase noise analysis of the OFDM communication system by the standard frequency deviation", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 49, no. 1, pp 41-47, 2003.

- [7] S. B. Ryu, J. Kim, H. G. Ryu, and Y. Li, "PNS algorithm for the SC-FDMA communication system with phase noise", *Wireless and Optical Communications Networks, 2009 IFIP International Conference*, Apr. 2009.

김 도 훈

2011년 2월: 충북대학교 전자공학
부 (공학사)
2011년 3월~현재: 충북대학교 전
자공학과 석사과정
[주 관심분야] 무선 통신 시스템, 정
보이론

유 흥 균

1988년~현재: 충북대학교 전자공
학과 교수
2002년 3월~2004년 2월: 충북대학
교 컴퓨터정보통신연구소 소장
1992년~현재: IEEE, IET 논문 심사
위원
2002년: 한국전자파학회 학술상 수상
2008년: 그리스 ICWMC 2008 국제 학술대회 'Best Paper
Award' 수상
2009년: 프랑스 SPACOMM 2009 국제 학술대회 'Best Paper
Award' 수상
[주 관심분야] 이동 통신 시스템, 위성통신, 3G/4G 시스템,
통신회로 설계 및 통신 신호 처리