Comb Type 파일럿을 갖는 SC-FDMA에서 주파수 옵셋과 위상 잡음에 의한 ICI와 보상 알고리즘

ICI and Compensation Algorithm against Frequency Offset and Phase Noise in SC-FDMA System with Comb Type Pilot

유 상 범 · 유 흥 균

Sang Burm Ryu · Heung-Gyoon Ryu

요 약

SC-FDMA(Single Carrier-Frequency Division Multiple Access)는 DFT(Discrete Fourier Transform)-spreading 방식을 사용하여 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 신호의 PAPR(Peak to Average Power Ratio) 저감하여 전력효율을 향상시키는 방식이다. 그러나, PAPR을 저감하기 위하여 블록 type 파일럿을 사용하기 때문에 이동 환경에 따른 도플러 주파수와 송수신기 사이의 주파수 불일치로 인한 주파수 옵셋과 시간 도메인에서의 위상 잡음으로 주파수 도메인에서 ICI(Inter Channel Interference)가 발생하여 SC-FDMA 시스템의 성능은 저감된다. 그러므로 이동 환경 및 위상 잡음을 제거하기 위하여 comb type 파일럿을 고려하고, 이에 대한 PAPR을 감소시키기 위하여 SLM(Selective Mapping) 기법을 사용하며, 효과적인 채널 추정 및 ICI 제거를 위한 기법을 제안한다. 그러므로 기존 블록 type에 비해 comb type을 사용함으로써 이동 수신 성능이 향상될 수 있으며 효과적으로 주파수 옵셋 및 위상 잡음을 효과적으로 제거 가능함을 보인다.

Abstract

SC-FDMA system uses DFT-spreading method for reducing the PAPR of OFDM signal, which improves the power efficiency. Block type pilot is used in SC-FDMA system. However, there are ICI due to the inevitable phase noise and frequency offset that can be generated from the Doppler frequency and inaccuracy between the transceiver oscillators. This ICI definitely degrades the BER performance. To overcome this problem and estimate the channel efficiently, we like to propose ICI compensation algorithm for the SC-FDMA system with comb type pilot. SLM method is additionally included for the PAPR reduction when pilot is assigned in comb type. Finally, it is confirmed that the ICI due to the phase noise and frequency offset is efficiently compensated by the suggested algorithm.

Key words : SC-FDMA, Comb Type Pilot, ICI, Frequency Offset, Phase Noise

Ⅰ. 서 론

SC-FDMA는 다중 반송파 신호를 DFT 확산 코드에 의해 변환함으로써 높은 PAPR 저감 효과를 갖는다[1]. OFDM 통신 시스템에서 PAPR 저감 기법은 매우 중요하다. 특히 상향 링크의 전력 효율 측면에서 DFT spreading 기법은 비교적 단순한 구조에 매우 높은 PAPR 저감 효과를 가진다. SC-FDMA 시스템은 DFT spreading을 사용하면서 주파수 영역에서 다중 접속을 위한 부반송파 매핑을 하고 시간 영역에서

충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소(Department of Electronic Engineering, Research Institute of Computer, Information & Communication, Chungbuk National University)

· 논 문 번 호 : 20091207-146

· 교 신 저 자 : 유흥균(e-mail : ecomm@cbu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 2월 23일

cyclic prefix를 사용함으로써 다중 경로 페이딩에 강한 장점도 있다. 그러므로 인하여 PAPR 저감 효과와 주파수 영역에서의 사용자 할당 및 수신 구조가 단순해지므로 기존 OFDM에 비하여 매우 많은 장점을 가지게 된다. 그러나 송신 단에서 블록 type 파일럿을 사용함으로써 파일럿 블록 사이에서는 LTI (Linear Time Invariant)이어야 한다는 단점이 있다. 그러므로 이동 수신 환경에서는 채널 추정 및 도플러에 대한 보상이 어려워지며 수신 성능 제한이 발생한다. 이를 보상하기 위하여 comb type이나 scatter type 파일럿을 사용하게 되면 PAPR이 증가하므로 PAPR 저감을 위한 효과적인 기법을 다시 검토하여야 한다. 본 논문에서는 comb type 파일럿을 사용하고 SLM 기법을 이용하여 PAPR을 감소시켰다. SLM 기법은 참고문헌 [2]에서와 같이 PTS(Partial Transmit Sequence)와 비교하여 보통 연산량이 작으며 성능이 우수하다. 또한 본 논문에서는 주파수 영역에서 파일럿을 삽입하므로 PTS와 같이 IFFT 후에 위상을 회전하면 주파수 영역에서의 채널 추정이나 보상 시 문제가 생길 수 있다. 그러므로 SC-FDMA 시스템에서 comb type 파일럿을 사용할 때 SLM 기법을 제안하며, 채널 추정 및 위상 잡음과 주파수 옵셋 보상에 영향을 주지 않기 위하여 삽입되는 파일럿은 위상 회전을 하지 않는다. 그러므로 효과적으로 주파수 영역에서 채널 추정 및 보상이 가능하다.

OFDM에서는 위상 잡음과 주파수 옵셋을 제거하기 위하여 많은 연구가 진행되어져 왔다. 참고문헌 [3]에서는 위상 잡음만을 제거하기 위한 효과적인 등화기의 사용 방법인 PNS(Phase Noise Suppression)가 제시되었지만 주파수 옵셋과 멀티 패스 채널이 적용되면 성능이 열화된다. 참고문헌 [4]에서는 채널에 영향을 미치는 주파수 옵셋과 위상 잡음의 영향을 CIR(Channel Impulse Response) 길이를 조절하여 영향을 억압하여 ICI를 제거하는 방식을 제안하였으나 구조가 복잡하고 ICI 제거에 의한 성능은 알 수 없다. 참고문헌 [5]에서는 OFDMA 시스템에서 위상 잡음이 일정 주기를 가지며 채널 임펄스 응답에 CPE(Common Phase Error)만 존재할 수 있다고 가정하고 채널을 제거하였지만 시간 영역에서의 위상 잡음 발생이 모든 부 반송파에 랜덤하게 적용된다면 그렇지 않다. 참고문헌 [6]에서는 블록 type 파일럿의 경우 효과적인 ICI 제거 기법이 제안되었으나, 채널을 이미 알고 있다고 가정하였다.

SC-FDE와 OFDM 방식과의 이러한 간섭 성분들에 대한 성능을 평가하기 위한 연구는 참고문헌 [7]과 [8]에서 이루어졌으며 특히, 참고문헌 [9]에서는 위상 잡음의 영향이 OFDM에서와는 다르게 ISI(Inter Symbol Interference)의 영향으로 나타나므로 주파수 영역에서 CPE만 제거함으로써 성능 개선이 되어짐을 보였으나, 시간 도메인에서의 ISI의 영향이 제거되지 않으므로 변조 레벨이 높아지면 성능이 열화된다.

본 논문에서는 3G-LTE(3rd Generation Long Term Evolution)에서 사용되는 SC-FDMA 시스템에서 comb type을 사용할 경우, PAPR 문제를 고려하여 SLM 방식을 추가하는 방법을 제안하고 파일럿을 위상 회전시키지 않음으로써 채널 추정 및 ICI 제거 용이한 방법을 제안하였으며, 기존의 주파수 옵셋 및 위상 잡음 제거 방식을 개선시킨 ICI cancellation 기법을 사용한다. Comb type 파일럿을 사용한 PNS 기법은 효과적인 방법이지만 null 심볼을 사용한 잡음 전력 추정 방식과 동시에 여러 가지 간섭 성분이 존재할 때 적응적으로 보상하기 힘들다. 제안한 방법은 파일럿을 이용한 잡음 전력의 추정 및 파일럿만을 사용하여 적응적으로 feedback에 사용되는 step size를 조절하여 성능을 개선한다. 서론에서 comb type 파일럿을 사용하고 SLM으로 PAPR을 저감한 SC-FDMA 시스템의 구성을 보이고 주파수 영역에서 위상 잡음 및 주파수 옵셋, 증폭기에 의한 비선형 왜곡의 영향을 분석하고, 제안한 수신 방식에서 위상 회전되지 않은 파일럿을 사용하여 주파수 옵셋 및 위상 잡음을 제거하기 위한 ICI 제거 방법에 대해 논하고, 시뮬레이션 결과로서 증폭기 비선형 및 위상 잡음과 주파수 옵셋에 따른 성능과 보상 특성을 보인다. 또한 기존의 방식과 비교하기 위하여 블록 type을 사용한 경우와 comb type만을 사용한 경우는 PAPR만을 검토하고 위상 잡음 및 주파수 옵셋의 보상의 경우, 기존 방식과 비교하기 위하여 WLAN11a을 사용하였으며, 그 이유는 기존의 PNS 알고리듬은 SNR 추정에서 null symbol을 사용하기 때문이며, 제안한 파일럿 삽입 방식은 null symbol을 사용하지 않고 파일럿만을 SNR 추정에 사용한다.

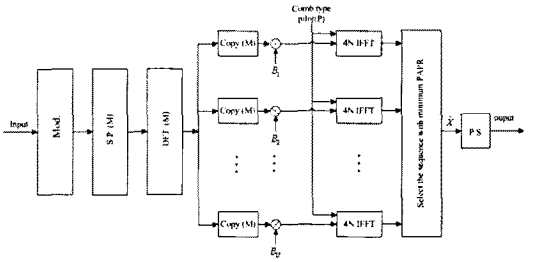


그림 1. Comb type 파일럿을 사용하는 SC-FDMA 시스템

Fig. 1. SC-FDMA system with the comb type pilot.

Ⅱ. SLM을 적용한 Comb Type 파일럿을 사용하는 SC-FDMA의 구조

그림 1은 comb type 파일럿을 사용한 SC-FDMA 시스템에서 SLM 기법을 적용하였을 때의 전체 블록도이다. SLM 기법은 입력 심볼 시퀀스에 서로 다른 위상 시퀀스(phase sequence)를 곱하여 U개의 서로 다른 데이터 시퀀스를 생성한다. 그리고 심볼 시퀀스들을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)하여 SC-FDMA 신호를 생성한다. 서로 다른 위상 시퀀스가 곱해진 U개의 신호는 각각의 PAPR을 계산하여 가장 작은 PAPR을 가지는 시퀀스를 선택하여 송신한다. 그림 1에서 S/P를 거친 뒤의 입력 심볼 시퀀스 d는 다음과 같다.

$$d=[d_0,d_1,\cdots,d_{M-1}] \tag{1}$$

신호 d는 DFT spreading 되므로 d_A로 변환된다.

$$d_A=[d_{A0},d_{A1},\cdots,d_{A(M-1)}] \tag{2}$$

본 논문에서는 M=60개의 부 반송파를 갖는 입력 심볼 시퀀스에 한 심볼을 기준으로 11, 26, 39, 54번 부 반송파 위치에 L=4개의 파일럿을 배치하여 총 N(=M+L)개의 부 반송파를 갖도록 구성하였다. 그리고 P의 값은 1의 값을 사용한다. 따라서 식 (3)의 DFT spreading된 입력 심볼 D는 파일럿이 삽입되어 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}D=[&d_{A0},\cdots;d_{A9},P,d_{A10},\cdots;d_{A23},P,d_{A24},\\&\cdots d_{A35},P,d_{A36},\cdots;d_{A49},P,d_{A50},\cdots;d_{A59}]\end{aligned} \tag{3}$$

파일럿이 삽입된 입력 D를 나타낸 식 (4)를 간략히 표현하면 다음과 같다.

$$D=[D[1],D[2],\cdots,D[N]] \tag{4}$$

입력 심볼 시퀀스 D는 U개의 위상 시퀀스에 의해 위상이 변화된다. 위상 회전 시퀀스 B^u는 다음과 같다.

$$B^u=[B_1^u,B_2^u,\cdots,B_M^u]^T \tag{5}$$

SLM 기법의 위상 회전 시퀀스는 Pseudo-random 시퀀스, Walsh-Hadamard 시퀀스[10], Golay 시퀀스[11], Shapiro-rudin 시퀀스[12], OVSF 시퀀스[13] 등 여러 방법이 소개되고 있다. 본 논문에서는 일반적으로 좋은 성능을 보이는 Pseudo-random 시퀀스를 위상 회전 시퀀스로 사용하였다. Pseudo-random 위상 시퀀스는 식 (6)에서의 위상 회전 시퀀스 B^u의 각각의 위상 회전 값인 $b_v^u=e^{+j\varphi_v^u}$이고, $\varphi_v^u\in[0,\pi]$이다. 여기서 $1\le v\le M, 1\le u\le U$이고, M은 입력 심볼 시퀀스의 길이이고, U는 SLM의 branch 수이다.

그러나 파일럿은 위상 회전되지 않아야 하므로 파일럿의 위치 11, 26, 39, 54번에는 위상 시퀀스가 곱해지지 않도록 위상 회전 시퀀스 B^u를 재배치한다. 위상 회전된 서로 다른 U개의 심볼 시퀀스 X X_u를 IFFT하면 아래와 같은 심볼 시퀀스가 생성된다.

$$X=D[v]\cdot B^u=[D_u[1],D_u[2],\cdots,D_u[N]]^T \tag{6}$$

생성된 X중에서 가장 작은 PAPR을 갖는 심볼 x을 선택하여 전송한다.

Ⅲ. 위상 잡음과 주파수 옵셋의 영향

위상 잡음과 주파수 옵셋 및 HPA(High Power Amplifier)을 고려한 송수신 구성도는 그림 4와 같다. 채널은 멀티 패스 채널의 영향을 받으며 여기서 위의 영향들에 대해 사용된 모델을 다음 내용과 같이 한다.

위상 잡음을 위해 위상 잡음의 등가 모델은 참고문헌 [14]와 [15]를 참조하여 사용하였으며, 수신 단에서의 위상 잡음과 주파수 옵셋의 주파수 영역에서의 영향은 $e^{j(2\pi(L+\varepsilon)n/N+\theta(n))}$으로 나타낼 수 있으며, 정규화된 주파수 옵셋은 $\varepsilon=\Delta fT$이고, T는 심볼 구간이며, 편의상 $2\pi(L+\varepsilon)n/N+\theta(n)=\Phi(n)$으로 치환하고, $\Phi(n)<<1$일 경우 다음 식으로 나타낼 수 있다.

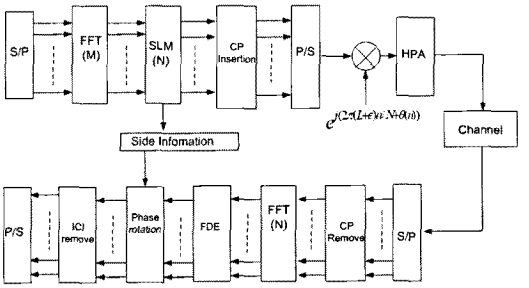


그림 2. 위상 잡음과 주파수 옵셋을 고려한 SC-FDMA 시스템

Fig. 2. SC-FDMA system considering phase noise and frequency offset.

$$Q_L = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}Ln}\cdot(1+j\Phi(n))$$

$$Q_0 = 1+\frac{j}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\Phi(n) \tag{7}$$

$$Q_{l-k} = \frac{j}{N}\sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)n}\cdot\Phi(n)$$

HPA의 영향을 고려하기 위해 본 논문에서는 위상 왜곡이 없는 비선형 증폭기 모델인 SSPA(Solid State Power Amplifier)를 사용한다. 상향 링크 시 충분히 backoff를 하지 못하게 되면 송신 신호는 clipped된다고 가정하고, clipped 신호는 다음과 같이 가정한다[16].

$$\tilde{x}[t] = g(x[t]) \cong \begin{cases} x[t], & |x[t]| \le A_{\max} \\ A_{\max}, & |x[t]| \ge A_{\max} \end{cases} \tag{8}$$

$g(\cdot)$ 은 신호가 clipped될 때의 함수이고, $A_{\max}$는 clipped되는 레벨이다. 이 경우 송신 신호는 다음과 같이 될 수 있다.

$$\tilde{x}[t] = zx(t) + \varepsilon(t) \tag{9}$$

여기서 $z = 1 - e^{-\gamma^2} + \frac{\sqrt{\pi}\gamma}{2} erfc(\gamma)$ 이며, γ는 backoff 레벨에 따라 결정되는 포화 레벨과 입력 신호의 비로 결정되는 클리핑 율로서 가정하며, z는 감쇄 상수이며, $\varepsilon(t)$는 clipp noise 항이다. 수신 단에서 FFT(Fast Fourier Transform) 후의 신호는 다음과 같다.

$$Y = zX + E \tag{10}$$

위의 주파수 옵셋을 가지는 수신 신호에 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 잡음과 위상 잡음이 섞인 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = z\cdot\{x(t)\}\cdot e^{j\Phi(n)} + \varepsilon(t). \tag{11}$$

채널을 거치고 수신된 데이타는 아래의 식과 같이 표현될 수 있다.

$$r(n) = [s(n)\otimes h(n) + v(n)]. \tag{12}$$

여기서 $s(n)$, $h(n)$, $\upsilon(n)$, $r(n)$은 각각 송신 신호, 채널 임펄스 응답, 복소 가우시안 잡음, 수신된 신호이다.

식 (12)의 수신 신호가 down conversion된 후에 Cyclic prefix를 제거하고, 신호는 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} r[n]\cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\{[z\cdot x(n)\cdot e^{j\Phi(n)} + \varepsilon(n)] \\ &\quad \otimes h(n) + \upsilon(n)\}\cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= z\cdot H_k\cdot X_k\cdot Q_0 + \sum_{i=0,\, i\neq k}^{N-1} z\cdot H_k X_k\cdot Q_{i-k} + E_k + N_k \end{aligned} \tag{13}$$

참고문헌 [14]에 따라 위상 잡음의 영향을 위주로 전개하면 비선형 에러와 주파수 옵셋과 위상 잡음을 가지는 간략화된 식 (13)과 같다. 여기서 $E_k = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{i=0}^{N-1}\varepsilon_i\cdot e^{j\frac{2\pi}{N}in}\cdot H_i$ 이며, N_k는 AWGN이 영향을 미치는 잡음 항이다.

Ⅳ. 적응형 ICI 제거 기법

그림 5는 멀티 패스를 고려한 주파수 옵셋과 위상 잡음이 발생한 데이터가 FFT를 거친 후 주파수 영역에서 ICI를 제거하기 위한 블록 다이어그램이다.

제안한 방법의 기본 동작은 다음과 같다.

1) 수신된 파일럿을 이용하여 CPE를 제거한다.
2) CPE가 제거된 파일럿 심볼을 사용하여 이미 알고 있는 파일럿 심볼과의 차를 이용하여 오차 전력을 구한다.

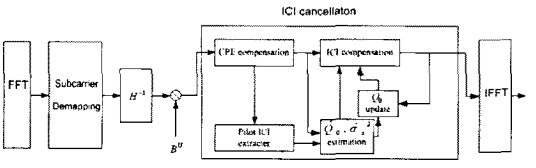


그림 3. 주파수 옵셋과 위상 잡음의 추출과 보상
Fig. 3. Extraction and compensation of phase noise and frequency offset.

3) 구하여진 오차 전력을 사용하여 등화기의 MMSE 판정 기준과 forgetting factor로 이용한다.

Cyclic prefix가 제거된 수신 신호의 FFT 후단에서 채널 응답은 이미 알고 있다고 가정하고, 다음 식과 같이 채널을 제거한다.

$$\tilde{Y}_k = Y_k / H_k = z \cdot X_k \cdot Q_0 + \sum_{i=0,\, i\neq k}^{N-1} z \cdot X_i \cdot Q_{i-k} + N_k \tag{14}$$

위 식의 첫 번째 항은 CPE 성분이고, 두 번째 항은 ICI 성분이다. 그 다음 채널이 제거된 상태에서 알고 있는 SLM에 사용된 시퀀스 B^U를 사용하여 위상 회전을 한 다음 CPE 성분을 추정하기 위하여 파일럿 심볼을 사용하였으며, 추정 신호는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} CPE_k &= \frac{Y_k}{X_k} = z \cdot Q_0 + \frac{ICI + D_k + N_k}{X_k} \\ &= z \cdot Q_0 + W_k \cdot \\ r_{cpe} &= \frac{1}{N_p} \sum_{k \in s_p} CPE_k = z \cdot Q_0 + \frac{1}{N_p} \sum_{k \in s_p} W_k \cdot \end{aligned} \tag{15}$$

식 (15)에서 N_p는 파일럿 심볼의 개수고, 본 논문에서는 4를 적용하였으며, S_p는 파일럿 심볼, W_k는 ICI와 AWGN에 의해 발생한 총 간섭 성분이다.

위상 잡음의 CPE 성분은 모든 subcarrier에 일정한 성질을 가지므로 파일럿 심볼의 평균을 구하여 그 다음 데이터 심볼에 나누어지는 보상 방법이며, CPE가 감소되면 다음 식으로 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_k &= z \cdot X_k \cdot Q_0 / r_{cpe} + \sum_{i=0,\, i\neq k}^{N-1} z \cdot X_k \cdot Q_{i-k} / r_{cpe} \\ &\quad + E_k / r_{cpe} + N_k / r_{cpe} \\ &= \tilde{z} X_k \tilde{Q}_0 + W_{ICI+AWGN} \cdot \end{aligned} \tag{16}$$

위 식은 위상 잡음과 주파수 옵셋에 의한 ICI 성분과 AWGN 잡음만 존재하게 된다. 다음은 ICI를 제거하기 위한 방법이다.

$$\tilde{Q}_s = \left(\frac{1}{N_P} \sum_{k \in s_p} \left| (Y_p - \tilde{Y}_p) \right| \right)^2 \tag{17}$$

$$\min \sum_{Q_0, k \in s_p} \left| \tilde{Y}_P - X_k \tilde{Q}_{i-k} \right|^2 \tag{18}$$

$$\tilde{Q}_0 = \frac{\sum_{Q_0, k \in s_p} \tilde{Y}_p X_p^*}{\sum_{k \in s_p} \left| X_p \right|^2} \tag{19}$$

$$C_k = \frac{\hat{Q}_0^*}{\left| \hat{Q}_o^* \right|^2 + \frac{\tilde{\sigma}_s^2}{P_x}} \tag{20}$$

$$\hat{Q}_0 = \tilde{Q}_s \tilde{Q}_0 + (1 - \tilde{Q}_s) \tilde{Q}_0' \tag{21}$$

$$\tilde{\sigma}_s^2 = \frac{1}{N_P} \sum_{k \in s_p} \left| \tilde{Y}_k \right|^2 \frac{1}{N_P} \sum_{k \in s_p} \left| Y_p - \tilde{Y}_k \right|^2 \tag{22}$$

각 $\tilde{Q}_o$의 샘플을 구하기 위하여 파일럿 심볼을 이용하여 식 (18)의 cost function을 최소화하는 방식으로 식 (19)를 구한다. 그 다음 식 (22)를 사용하여 ICI와 잡음에 의한 간섭 전력을 추정한다. 식 (21)을 사용하여 decision feed back 과정을 거쳐서 $\tilde{Q}_o$를 갱신하고 식 (20)의 등화 과정을 통하여 수신 심볼을 추정한다. 식 (20)에서 $(\cdot)^*$은 conjugate 과정을 의미하며, 여기에서 $\tilde{\sigma}_s^2$은 $W_{ICI+AWGN}$의 전력 값이고, E_x는 유용한 전력이다.

본 논문에서는 HPA에 의한 클리핑 잡음과 위상 잡음과 주파수 옵셋이 동시에 존재하며 더욱 복잡해진다. 그러므로 위상 잡음으로 인하여 발생하는 ICI 외에 다른 성분이 존재함으로 decision feedback에 필요한 step size가 적응적으로 바뀔 필요가 있다. 그러므로 CPE가 제거된 파일럿 심볼을 기준으로 식 (17)을 제안한다. CPE가 제거되지 않은 Y_k의 파일럿 심볼은 위상 회전 값이 매우 크므로 이미 알고 있는 파일럿 심볼과 CPE가 제거된 $\tilde{Y}_k$의 파일럿 심볼과의 전력 값의 차이를 사용하여 각 부 반송파 사이에 영향을 미치는 성분으로 추정하여 적응적 step

size를 사용한다. 추정된 값 $\tilde{Q}_s$를 기준으로 식 (21)을 구하고, 구해진 파일럿 심볼과 파일럿 심볼 추정값을 이용하여 ICI 성분과 잡음을 줄인다.

V. 시뮬레이션 결과 및 논의

시뮬레이션을 위한 조건은 다음과 같다.

- 변조 방식: QPSK, 16 QAM
- DFT spreading 기법: M=60, N=256
- 부 반송파 매핑: Localized
- 사용 가능한 유저 수(Q=N/M): 4
- HPA parameter: SSPA, backoff 0~8 dB
- Phase noise parameter: −20~−15 dBc, cutoff frequency 10 kHz, 1 MHz
- Frequency offset parameter: ε=0.01~0.03, 0.08~0.1
- Cyclic prefix: 32
- Channel: Multipath channel 1: Pedestrian A channel
  Multipath channel 2: Vehicular A channel
- 기존의 방법을 위한 파일럿 매핑:
  Block type pilot: Zaddoff-Chu CAZAC(Constant envelope Zero Auto Correlation) 시퀀스, 4개의 OFDM 심볼마다 파일럿 블록 1개 추가
  WLAN11a: null symbol(12), pilot(4), useful sub-carrier(48)

본 논문에서는 요구되는 QoS(Quality of Service)의 경우, QPSK는 BER=10^{-4}에서 SNR=12 dB 이하, 16-QAM은 BER=10^{-4}에서 SNR=14 dB 이하의 성능을 만족하도록 한다.

그림 4는 comb type 파일럿을 사용한 경우 PAPR을 검토한 것이다. 16 QAM과 QPSK 변조 방식을 사용하였으며, 보상할 때의 기존 방식과의 성능 비교를 위하여 WLAN11a의 포맷을 사용하고 SLM 방식을 사용할 때의 성능도 추가하였다. 제안 방식의 파일럿 방식보다 useful subcarrier가 적기 때문에 PAPR 면으로는 0.1 dB 정도 성능이 우수하다. Comb type 파일럿만을 사용한 DFT spreading과 SLM 방식을 사용한 제안 방식이 SLM을 사용하지 않을 경우 보다 16 QAM의 경우 약 1.1 dB 우수하며 블록 type보다

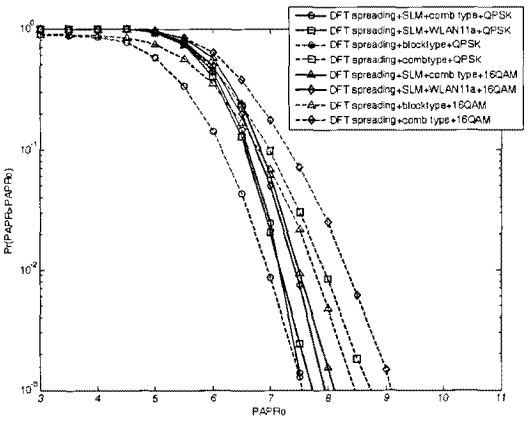


그림 4. PAPR 비교
Fig. 4. PAPR comparison.

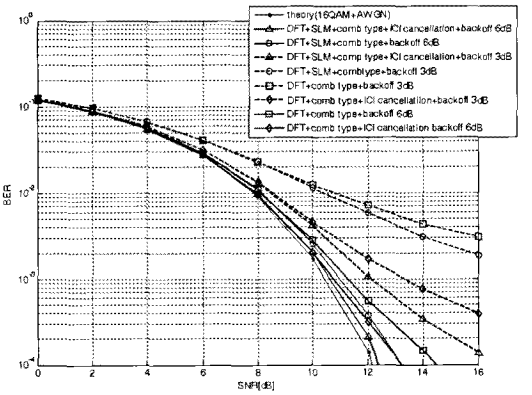


그림 5. Backoff 에 따른 성능(16 QAM)
Fig. 5. BER performance according to the backoff(16 QAM).

0.3 dB 정도 우수한 것을 알 수 있다. QPSK의 경우는 앞에서와 같이 comb type만을 사용한 것보다 제안 방식이 약 1 dB 우수하나 블록 type을 사용한 경우보다 성능이 0.1 dB 정도 열화된다. 그러나 전체적으로 comb type을 사용한 경우보다 10^{-3}에서 1 dB 정도 성능이 개선된다.

그림 5는 backoff 정도에 따라서 comb type만을 사용한 SC-FDMA 시스템의 성능과 SLM을 추가한 SC-FDMA 시스템의 성능을 비교한 것이다. Backoff 3 dB의 경우 SLM을 사용할 때 1 dB 정도 개선되며, ICI cancellation을 사용한 경우엔 10^{-3}에서 1.2 dB 정도 개선된다. Backoff 6 dB의 경우엔 제안한 SLM을 추가한 방식이 0.9 dB 정도 성능이 개선되며, ICI cancellation 기법을 사용한 경우엔 2 dB 정도 개선되

며, SLM을 사용안한 경우에 ICI cancellation 기법을 사용할 때보다 0.8 dB 정도 우수하게 나타난다.

그림 6은 16 QAM의 경우 위상 잡음에 의한 CPE 및 ICI의 제거 정도를 보았다. Backoff 7 dB, cutoff 주파수 10 kHz에서 위상 잡음 전력을 −25∼−18 dBc까지 변화시켜서 성능을 살펴보았다. −25 dBc에서 2 dB 정도 개선되고 매우 성능이 개선되고 있음을 알 수 있다.

그림 7은 주파수 옵셋에 따른 성능을 비교한 것이다. 주파수 옵셋은 CFO가 0.02인 경우 2.2 dB 정도 개선되며, 보상하지 않으면 CFO가 0.03에서 에러 플로어가 예상된다.

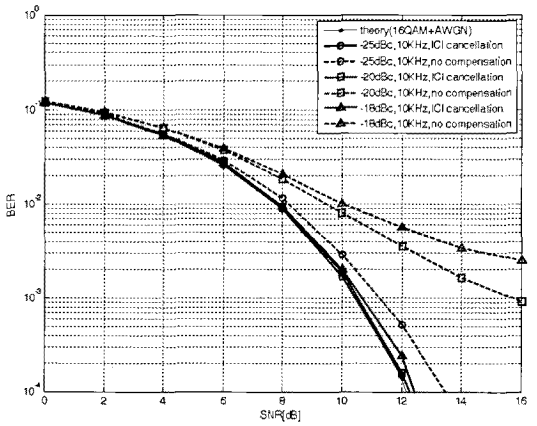


그림 6. 위상 잡음 변화에 따른 성능(16 QAM)
Fig. 6. BER performance according to the phase noise (16 QAM).

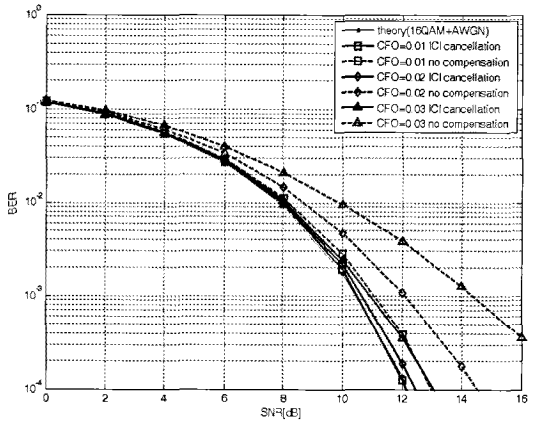


그림 7. 주파수 옵셋 변화에 따른 성능(16 QAM)
Fig. 7. BER performance according to the carrier frequency offset(16 QAM).

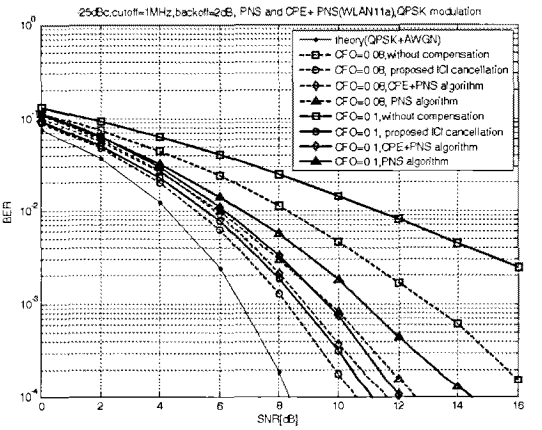


그림 8. 주파수 옵셋과 위상 잡음에 따른 기존 방식과의 성능 비교(QPSK)
Fig. 8. BER comparison of Conventional and proposed method(QPSK).

그림 8은 기존의 방식과 제안한 ICI 제거 기법과의 비교를 위한 것이다. 위상 잡음의 경우 cutoff frequency가 작은 경우는 기존의 방식과 성능 차이가 없으나 매우 큰 경우 보상에 의한 성능 개선이 감소되며, 주파수 옵셋과 함께 $\Phi(n) << 1$인 경우가 아니면 성능이 열화된다. 그러므로 QPSK의 경우, backoff를 2 dB, 위상 잡음을 −25 dBc, cutoff frequency를 1 MHz로 한 경우 CFO=0.08일 때, PNS보다는 2 dB, CPE+PNS보다는 1 dB 정도 우수하며, CFO=0.1일 경우, PNS보다는 2.5 dB, CPE+PNS보다는 0.8 dB 우수하다. 여기서 기존의 방식 경우, WLAN11a 포맷을 사용하며, PAPR은 0.1 dB 정도 제안한 SLM 방식보다 우수하므로 backoff에 대한 BER 성능의 이득은 없다고 생각된다. 그러므로 CFO가 큰 경우, CPE가 증가되고 위상 잡음의 cutoff frequency가 매우 높으므로 ICI가 증가되지만 상대적으로 증가된 CPE에 대한 보상 정도가 커졌다고 볼 수 있다. 그러므로 backoff가 작을 경우와 CFO가 큰 경우에 제안한 방법이 좀 더 효과적이라 할 수 있다.

그림 9는 Multipath 1을 고려한 경우의 주파수 옵셋의 영향을 나타낸다. −20 dBc, cutoff frequency, CFO =0.01∼0.03까지 변화시키면서 성능을 확인하였다. 본 논문에서는 localized 매핑을 사용하였기 때문에 채널 임펄스 응답의 선형 영역에서 동작하도록 하여서 성능이 매우 좋아짐을 알 수 있다. 보상을 하지 않으면 ZF만 사용한 경우 에러 플로어가 됨을 알 수

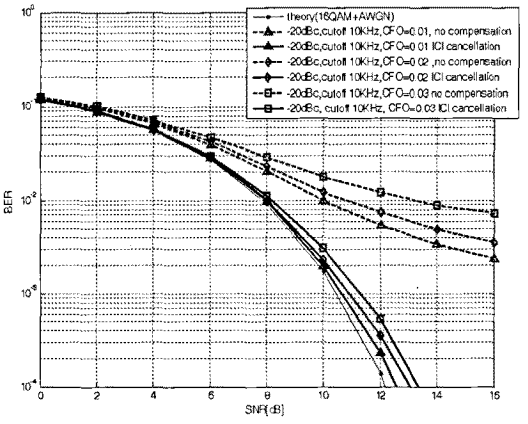


그림 9. Multipath 1에서 주파수 옵셋 변화에 성능 비교

Fig. 9. BER comparison according to the frequency offset in multipath 1.

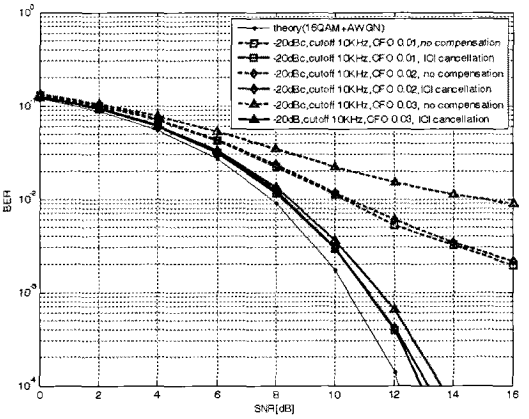


그림 10. Multipath 2에서 주파수 옵셋에 따른 성능 비교

Fig. 10. BER comparison according to the frequency offset in multipath 2.

있다.

그림 10에서 −20 dBc, cutoff frequency 10 kHz, CFO=0.01～0.03까지 변화시키면서 성능을 확인하였다. Multipath 1에 비하여 채널을 이미 알고 있더라도 성능 이 약 0.2 dB 정도 열화된다. 또한 0.01～0.02의 성능이 BER=10^{-4}에서 근소한 차이를 보이므로 CFO의 영향이 증가되지만 SNR=14 dB 이하를 만족한다.

Ⅵ. 결 론

본 논문에서는 PAPR 측면에서 제안한 방식이 10^{-3}에서 1 dB 정도 개선되었으며, 16 QAM에서는 블럭 type보다 0.3 dB 정도 우수하다. PAPR 성능 개선에 따른 BER 성능 개선은 ICI cancellation을 사용한 경우 backoff 3 dB에서 1.2 dB 정도 개선되고 사용하지 않은 경우 backoff 6 dB에서 1 dB 정도 개선되며, 사용할 경우 총 1.2 dB 정도 개선된다. ICI cancellation은 기존 방식과 비교하여 송신기의 증폭기의 비선형 에러가 발생하고 주파수 옵셋이 클 경우 제안한 방식이 QPSK의 경우, backoff 2 dB, CFO=0.1에서 2.5 dB 정도 개선된다. 위상 잡음 및 주파수 옵셋이 작은 경우에 위상 잡음의 경우 −25 dBc에서 2 dB 정도 개선되고 주파수 옵셋의 경우 CFO가 0.02에서 약 2.2 dB 정도 개선되었다. Multipath 환경에서 채널을 알고 있는 경우에 zero forcing 등화기만 사용할 때와 보상 방법을 사용할 때 CFO를 0.01～0.03으로 동작시킬 때도 16 QAM의 경우 BER=10^{-4}에서 요구되는 SNR=14 dB 이하를 만족시킬 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] 3GPP, TR 25.814. "Physical Layer Aspects for Evolved UTRA".[online]. Available: www.3gpp.org

[2] R. J. Baxley, G. T. Zhou, "Comparing selected mapping and partial transmit sequence for PAR reduction broadcasting", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 53, issue 4, pp. 797-803, Dec. 2007.

[3] Songping Wu, Bar-Ness, Y, "A phase noise suppression algorithm for OFDM-based WLANs", *IEEE Communications Letters*, vol. 6, issue 12, pp. 535-537, Dec. 2002.

[4] Songping Wu, Y. Bar-Ness, "OFDM channel estimation in the presence of frequency offset and phase noise", in *Proceeding of IEEE International Conference on Communication(ICC)*, vol. 5, pp. 3366-3370, May 2003.

[5] R. Corvaja, A. G. Armada, "Joint channel and phase noise compensation for OFDM in fast-fading multipath applications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, issue 2, pp. 636-643 Feb. 2009.

[6] A. G. Armada, "Estimation and correction of phase

noise effects in orthogonal frequency division multiplexing", in *Proceeding of IEEE GLOBECOM*, San Francisco, *CA*, pp. 1-5, Nov. 2006.

[7] J. L. Zamorano, J. Nsenga, W. Van Thillo, A. Bourdoux, and F. Horlin, "Impact of phase noise on OFDM and SC-CP", in *Proceeding of IEEE GLOBECOM*, pp. 3822-3825, Nov. 2007.

[8] F. Horlin, A. Bourdoux, "Comparison of the sensitivity of OFDM and SC-FDE to CFO, SCO and IQ imbalance", in *Proceeding of Communications, Control and Signal Processing(ISCCSP)*, pp. 111-116, Mar. 2008.

[9] Ming Lei, I. Lakkis, Chin-Sean Sum, T. Baykas, Jun-Yi Wang, M. A. Rahman, R. Kimura, R. Funada, Y. Shoji, H. Harada, and S. Kato, "Hardware impairments on LDPC coded SC-FDE and OFDM in Multi-Gbps WPAN(IEEE 802.15.3c)", in *Proceeding of IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pp. 442-446, Apr. 2008.

[10] Sang-Woo Kim, Jin-Kwan Kim, and Heung-Gyoon Ryu, "A comuptational complexity reduction scheme using walsh hadamard sequence in SLM method", *IEEE Communications, Circuits and Systems Proceedings, 2006 International Conference on*, vol. 2, pp. 762-766, Jun. 2006.

[11] H. Ochiai, H. Imai, "OFDM-CDMA with peak power reduction based on the spreading sequences", *IEEE ICC 98*, pp. 1299-1303, Atlanta, Jun. 1998.

[12] S. Boyd, "Multitone signals with low crest factors", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. CAS-33, no. 10, Oct. 1986.

[13] K. Okawa, F. Adachi, "Orthogonal forward link using orthogonal multi-spreading factor codes for coherent DS-CDMA mobile radio", *IEICE Transaction on Communication*, vol. E81-B, no. 4 Apr. 1998.

[14] A. G. Armada, "Understanding the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplexing", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 47, issue 2, pp. 153-159, Jun. 2001.

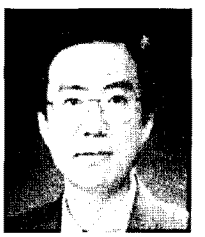
[15] H. G. Ryu, Y. S. Li, "Phase noise analysis of the OFDM communication system by the standard frequency deviation", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 41-47, Feb. 2003.

[16] H. Ochiai, H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals", *IEEE Transactions, Communications*, vol. 50, pp. 89-101, Jan. 2002.

유 상 범

1996년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)
1999년 3월~2001년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
2006년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정
1996년 3월~1999년 2월: 영동공과대학 조교
2001년 3월~2006년 2월: 태영텔스타 등 근무
[주 관심분야] OFDM 통신시스템, 디지털위성통신 및 무선 LAN 등

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수
2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
1992년~현재: IEEE, IET 논문 심사위원
2002년: 한국전자파학회 학술상 수상
2008년: 그리스 ICWMC 2008 국제학술대회 'Best Paper Award' 수상
2009년: 프랑스 SPACOMM 2009 국제학술대회 'Best Paper Award' 수상
[주 관심분야] 이동 통신 시스템, 위상통신, 3G/4G 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리