

OFDM 시스템에서 CPE와 ICI의 동시보상 방법

A Simultaneous Compensation for the CPE and ICI in the OFDM System

이영선 · 유흥균 · 정영호* · 함영권*

Ying-Shan Li · Heung-Gyoon Ryu · Young-Ho Jeong* · Young-Kown Hahm*

요 약

OFDM 기술은 채널의 시간확산에 대처할 수 있는 대역효율이 높은 전송방식으로서 IEEE 802.11a 표준안으로 채택되어 고속 무선 랜, 유럽 DVB 등에 사용되고 있다. IEEE 802.11a의 표준에서의 데이터 패킷은 프리앰블, 데이터 두 가지 부분으로 구성되고 있다. 프리앰블은 short pilots, long pilots로 구성되어 동기화, 주파수 오프셋 및 채널 추정에 사용되고 있다. 우리는 이러한 파일럿을 이용하여 송수신 과정에서 발생하는 위상잡음의 영향을 효과적으로 보상한다. 위상잡음은 주파수 오프셋보다 더 복잡한 현상으로서 시스템 성능에 매우 큰 영향을 준다. 본 연구에서는 위상잡음의 영향에 의해 발생하는 CPE와 ICI 성분을 동시에 보상하는 새로운 방법을 제안하고 기존 연구와 비교 분석한다. 분석결과, CPE 제거기법, PNS 알고리즘, 그리고 CPE와 ICI 동시 보상기법을 사용하였을 경우, 위상잡음에 의한 성능 저하를 현저히 개선한다. 또한 제안한 CPE와 ICI 동시 보상기법을 사용한 경우 기존의 방법보다 더 우수한 통신성능을 얻을 수 있다.

Abstract

OFDM technique was adopted as the standard of IEEE 802.11a and it has been widely used for wireless LAN, European DVB/DAB system, Korean DMB system. In the standard of IEEE 802.11a, the data packet is composed of two parts, preamble and data. Preamble is composed of short pilots and long pilots, which are used for synchronization and estimation of frequency offset and channel. We can also compensate phase noise effect in the transceiver by using above pilots. The phase noise is more complicate than frequency offset and seriously affects system performance. In this paper, we newly propose CPE and ICI simultaneous compensation method to compensate phase noise generated by transceiver oscillator and compare with previous studies. As results, phase noise effect can be significantly compensated by CPE cancellation method, PNS algorithm and our proposed CPE and ICI compensation method. Especially, the proposed CPE and ICI compensation method can achieve the best BER performance compared with original OFDM, CPE cancellation method and PNS algorithm.

Key words : Phase Noise, OFDM, CPE, ICI

I. 서 론

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 전송기술은 일종의 멀티캐리어 전송 시스템으로서 여러 개의 협대역 서브 캐리어를 이용하여 고속의

대용량 데이터를 전송한다. 다중경로 간섭이나 지연 확산 그리고 주파수 선택적 페이딩에 매우 강하며 높은 대역효율을 갖고 있다. OFDM 기술은 유럽의 DAB(digital audio broadcasting)/DVB-T(digital video broadcasting for terrestrial distribution) 시스템, Wire-

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

*한국전자통신연구원 전파방송연구소 이동멀티미디어방송연구팀(Broadcasting System Department, Radio & Broadcasting Lab., ETRI)

· 논문 번호 : 20040915-120

· 수정완료일자 : 2004년 12월 2일

less LAN(wireless local area networks), Korean DMB (Terrestrial Digital Multimedia/Television Broadcasting) 시스템 등의 표준안으로 채택되었다. 그러나 OFDM 전송기술은 무선 이동통신에서 주파수 옵셋, 위상잡음, PAPR(peak-to-average power ratio) 등에 매우 민감하다. 송수신단의 오실레이터에서 발생하는 위상잡음은 인접한 서브 캐리어 사이의 직교성을 깨뜨려 시스템 성능에 악영향을 끼친다.

위상잡음 보상에 관한 많은 기존연구가 있었다. 2001년에 A. G. Armada는 OFDM 통신 시스템에서 위상잡음 분석이란 논문을 발표하였다^[1]. 여기에서 A. G. Armada는 위상잡음에 의해 발생하는 CPE와 ICI 성분에 대해 분석하였다. 2003년에 M. R. Gholami 등은 OFDM 시스템에서 위상잡음 보상하는 새로운 방법에 대하여 연구하였다^[2]. 여기에서 LS(least square) 방법을 적용한 등화기를 이용하여 위상잡음의 영향을 일정하게 보상하였다. 그러나 성능개선 효과가 뚜렷하지 않았다. 2003년에 A. A. Enescu 등은 멀티 캐리어 시스템에서 위상잡음의 영향에 관한 연구를 하였다^[3]. 여기에서 파일럿(pilots)을 이용하여 간단하게 CPE(common phase error) 성분을 보상하는 방법에 대하여 소개하였다. 2002년에 Songping Wu 등은 OFDM 기반의 무선랜에서 위상잡음보상 알고리즘(PNS algorithm)을 연구하였다^[4]. 여기에서는 파일럿을 이용하여 위상잡음에 의해 발생하는 주요 문제점인 ICI 성분의 영향을 보상하는 방법인 PNS 알고리즘에 대하여 소개하였다. 위의 연구와 비슷하게 수신단에서 DSP 기술을 이용하여 위상잡음의 영향을 보상하는 많은 연구가 진행되었다^{[6],[8]}. 이러한 연구 결과들은 위상잡음에 의해 발생하는 시스템 성능 저하를 많이 개선할 수 있었으나 보편적으로 수신단에서 많은 계산량을 요구하거나 시스템 복잡도가 증가하는 단점이 존재하였다.

본 연구에서는 기존연구를 바탕으로 CPE 성분과 ICI(inter-carrier interference) 성분을 동시에 보상하는 새로운 기법을 제안한다. 제안된 CPE와 ICI 동시 보상기법에서는 적은 양의 추가적인 계산으로 CPE 성분과 ICI 성분을 동시에 제거하여 시스템 성능을 향상시킬 수 있다. 또한 기존의 방법보다 시스템 복잡도도 경감시킬 수 있으며 뚜렷한 성능 개선 효과를 얻을 수 있다.

II. 시스템 분석

그림 1은 간단한 OFDM 송수신 블록도이다. 송수신단의 업 컨버터와 다운 컨버터에서 사용하는 오실레이터에서 위상잡음이 신호에 추가되고 채널을 경과하면서 AWGN(additive white Gaussian noise)이 추가된다. 일반적으로 복소수 기저대역 m 번째 OFDM 심볼의 n 번째 데이터 샘플은 식 (1)과 같이 표현된다.

$$x_m(n) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_m(k) \cdot e^{j2\pi kn} \quad \text{for } 0 \leq n < N-1 \quad (1)$$

여기에서 $j = \sqrt{-1}$, N 는 총 서브 캐리어수이다. $X_m(k)$ 는 m 번째 OFDM 심볼에서 k 번째 서브 캐리어에 위치한 데이터 샘플이다.

주파수와 시간 동기가 완전히 이루어졌다고 가정하고 송수신단의 위상잡음의 영향만 고려할 경우 송신신호 $x_m(n)$ 가 수신된 후의 m 번째 OFDM 심볼의 n 번째 데이터 샘플은 식 (2)와 같다.

$$y_m(n) = x_m(n) \otimes h_m(n) \cdot e^{j\phi_m(n)} + v_m(n) \quad (2)$$

여기에서 $x_m(n)$, $h_m(n)$, $\phi_m(n)$, $y_m(n)$ 은 각각 송신신호, 채널의 임펄스 응답, 위상잡음 그리고 수신신호를 대표하고 $v_m(n)$ 는 분산이 σ^2 인 AWGN 간섭을 나타낸다. Cyclic prefix를 제거하고 DFT한 후 주파수상에서의 신호는 식 (3)과 같다.

$$Y_m(k) = X_m(k)H_m(k)Q_m(0) + \sum_{l \neq k}^{N/2-1} X_m(l)H_m(l)Q_m(l-k) + V_m(k) \quad (3)$$

여기에서 $Y_m(k)$, $X_m(k)$, $H_m(k)$, $V_m(k)$ 는 $y_m(n)$, $x_m(n)$, $h_m(n)$, $v_m(n)$ 의 주파수상에서의 표현이고 $Q_m(i)$ 는 $\phi_m(n)$ 의 함수로서 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$Q_m(i) = \frac{1}{N} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} e^{j2\pi n i / N} e^{j\phi_m(n)}, \quad i = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2}-1 \quad (4)$$

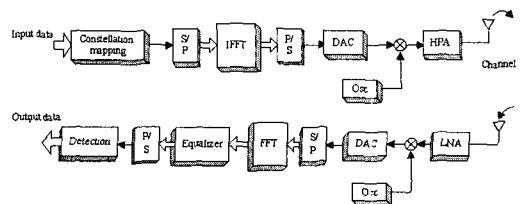


그림 1. OFDM 시스템 블록 구성도
Fig. 1. Block diagram of OFDM system.

보다시피 랜덤 위상잡음은 CPE를 발생하여 원래 신호에 위상회전을 일으킬 뿐만 아니라 ICI를 발생하여 수신단에서 시스템 성능을 저하시킨다. 위상잡음에 의해 발생하는 ICI 성분은 일반적으로 가우시안 랜덤형태를 가진다.

일반적으로 수신단에 MMSE 등화기를 사용하는 경우 송신된 데이터 샘플은 식 (5)와 같이 추정된다.

$$\hat{X}_m(k) = Y_m(k) * C_m(k) \tag{5}$$

여기에서 $C_m(k)$ 는 MMSE 알고리즘에 의해 식 (6)과 같이 얻어진다^[4].

$$C_m(k) = \frac{Q_m^*(0)H_m^*(k)}{|Q_m(0)H_m(k)|^2 + \frac{\sigma_\epsilon^2(m)}{E_x}} \tag{6}$$

여기에서 $(\cdot)^*$ 은 conjugate 과정을 의미하며 $\sigma_\epsilon^2(m)$ 는 ICI 성분과 AWGN의 전체 전력의 합이며 E_x 는 유용한 신호전력이다.

위상잡음이 존재하지 않을 때의 OFDM 수신기의 MMSE 등화기는 식 (7)과 같이 간략화할 수 있다.

$$C_m(k) = \frac{H_m^*(k)}{|H_m(k)|^2 + \frac{\sigma^2}{E_x}} \tag{7}$$

여기에서 σ^2 는 AWGN의 전력을 의미한다.

IEEE 802.11a 표준안에는 한 심볼당 $64(N=64)$ 데이터 샘플이 있고 또한 $N_D=48$ 의 데이터 샘플집합 S_D 와 $N_P=4$ 개의 파일럿 샘플집합 S_P 그리고 $N_N=12$ 개의 null 샘플집합 S_N 으로 구성된다. 데이터 패킷의 파일럿 프리엠블을 이용하여 정확한 채널 추정이 이루어질 수 있다. 또한 한 패킷 주기 동안 채널변화 없는 두 연속된 파일럿을 이용하여 채널추정이 정확해진다. 본 연구에서는 전체 패킷동안 채널이 이상적이고 채널 주파수 응답이 $H(k)=1$ 이라고 가정한다. 보호구간으로 쓰이는 null 서브 캐리어상에 있는 AWGN 간섭은 다운 컨버전 전단의 아날로그 밴드 필터에서 제거되거나 위상잡음에 의한 ICI 성분은 제거되지 않는다. 그것은 위상잡음은 송신기 오실레이터에서 발생하는 것보다 주로 다운 컨버전 후에 수신기 오실레이터에 의해 발생하기 때문이다. 아래에 위의 파일럿샘플, null 샘플, 채널정보 등을 이용하여

위상잡음의 영향에 의해 발생한 CPE와 ICI 성분을 제거하는 방법에 대하여 소개한다.

III. CPE와 ICI 동시보상 기법

OFDM 통신시스템에서 위상잡음에 의해 발생하는 CPE 영향은 간단한 CPE 보상기법을 통하여 일정하게 제거할 수 있다. 위의 분석에서 CPE 성분은 전체 OFDM 심볼 구간 동안에 동일하며 OFDM 신호 자체의 정상점을 회전시킨다. OFDM 데이터에서 파일럿 심볼 역시 동일한 위상회전이 발생한다. 또한 CPE 성분은 심볼 인덱스(index)에만 관계되고 ICI 성분은 심볼 인덱스 및 캐리어 수와 동시에 관계된다. CPE 성분의 특성에 근거하여 아래와 같이 간단한 방법으로 CPE 추정이 가능하다. 먼저 채널을 경과하고 위상잡음이 추가된 후의 수신신호는 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$Y_m(k) = X_m(k)H_m(k)Q_m(0) + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N/2-1} X_m(l)H_m(l)Q_m(l-k) + V_m(k) \tag{8}$$

여기에서 $Q_m(0)$ 는 CPE 성분을 의미한다. CPE 성분은 식 (9)와 같이 추정한다.

$$CPE_m(k) = \frac{Y_m(k)}{X_m(k)H_m(k)} = Q_m(0) + \frac{ICI + V_m(k)}{X_m(k)H_m(k)} = Q_m(0) + W_{interference}(k) \tag{9}$$

여기에서 $ICI = \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N/2-1} X_m(l)H_m(l)Q_m(l-k)$ 이고 $W_{interference}(k)$ 는 ICI와 AWGN의 영향에 의해 발생한 총 간섭 성분이다.

최종적으로 평균 CPE γ_{cpe} 는 전체 파일럿 캐리어들에서 평균을 취하여 추정한다.

$$r_{cpe} = \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} CPE_m(k) = Q(0) + \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} W_{interference}(k) \tag{10}$$

평균치리를 통하여 CPE 추정 중에서의 ICI 성분의 영향을 감소시킬 수 있다. 한 심볼당 해당하는 파일럿수가 증가할수록 더 좋은 추정효과를 기대할 수 있다. CPE 추정과정에서 가우시안 잡음형태의 ICI 영향을 받기 때문에 위상잡음의 영향을 일정한 정도 하에서만 제거할 수 있다. 낮은 SNR 하에서는 노이즈 증폭효과(noise amplification) 등 나쁜 역효과를 발생시키는 단점이 존재한다. 그것은 랜덤한 위상성분

과 감소된 크기를 가지고 있는 수신된 파일럿 심볼이 식 (9)의 나누기 계산에서 노이즈에 대하여 일정하게 확산시키는 역효과 즉 노이즈 증폭효과를 발생시키기 때문이다. 위의 방법을 CPE 제거기법(CPE cancellation)이라고 부르기로 한다.

다음 ICI 보상에 대하여 분석한다. CPE 보상을 거친 후의 수신신호는 식 (11)과 같이 표현이 가능하다.

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_m(k) &= X_m(k)H_m(k)Q_m(0)/r_{cpe} \\ &+ \sum_{\substack{l=N/2-1 \\ l=k}}^{N/2-1} X_m(l)H_m(l)Q_m(l-k)/r_{cpe} + V_m(k)/r_{cpe} \\ &= X_m(k)H_m(k)\tilde{Q}_m(0) + W_{ICI+AWGN} \end{aligned} \quad (11)$$

위상잡음의 영향을 더욱 잘 제거하기 위하여 위의 수신신호는 MMSE 등화과정을 경과하며 따라서 송신된 데이터 샘플은 최종적으로 식 (12)와 같이 추정된다.

$$\hat{X}_m(k) = \tilde{Y}_m(k) * C'_m(k) \quad (12)$$

여기에서 $C'_m(k)$ 는 MMSE 알고리즘에 의해 식 (13)과 같이 얻어진다.

$$C'_m(k) = \frac{\tilde{Q}_m(0)H_m^*(k)}{\left| \tilde{Q}_m(0)H_m(k) \right|^2 + \frac{\hat{\sigma}_\varepsilon^2(m)}{E_x}} \quad (13)$$

여기에서 $\hat{\sigma}_\varepsilon^2(m)$ 는 $W_{ICI+AWGN}$ 의 전력이다.

이상적인 채널환경에서 채널 주파수 응답 $H(k)=1$ 이라고 가정하여 위상잡음의 영향만 고려할 경우 등화기의 계수는 식 (14)와 같이 표현할 수 있다.

$$C'_m(k) = \frac{\tilde{Q}_m(0)}{\left| \tilde{Q}_m(0) \right|^2 + \frac{\hat{\sigma}_\varepsilon^2(m)}{E_x}} \quad (14)$$

위의 수식에서 $\tilde{Q}_m(0)$, $\hat{\sigma}_\varepsilon^2(m)$ 을 구하기 위하여 아래와 같은 과정을 거친다. $\tilde{Q}_m(0)$ 는 파일럿 샘플을 이용하여 cost function을 최소화하는 방식으로 구한다.

$$\min_{\tilde{Q}_m(0)} \sum_{k \in S_p} \left| \tilde{Y}_m(k) - \tilde{Q}_m(0)H_m(k)X_m(k) \right|^2 \quad (15)$$

그리하여 식 (16)과 같이 추정치를 얻어낸다.

$$\tilde{Q}_m(0) = \frac{\sum_{k \in S_p} \tilde{Y}_m(k)X_m^*(k)H_m^*(k)}{\sum_{k \in S_p} |X_m(k)H_m(k)|^2} \quad (16)$$

위의 수식을 이용하여 $\tilde{Q}_m(0)$ 의 추정치를 예측하고 동기화 검출을 거친 후 decision feedback 과정을 거쳐 다음의 식 (17)과 같이 된다.

$$\hat{Q}_m(0) = \gamma \tilde{Q}_m(0) + (1-\gamma)\tilde{Q}_m(0) \quad (17)$$

여기에서 γ 는 forgetting factor이며 \tilde{Q}_m 는 다만 검출된 데이터 샘플집합 S_D 을 이용하여 추정하는 것 외에 역시 식 (16)과 같은 형식으로 추정된다.

$W_{ICI+AWGN}$ 의 전력 값 $\hat{\sigma}_\varepsilon^2(m)$ 는 식 (18)과 같이 구한다. 즉 null 서브 캐리어상의 ICI와 AWGN 간섭에 의해 발생한 전력에 대한 추정을 통하여 데이터 서브 캐리어상의 $\hat{\sigma}_\varepsilon^2(m)$ 을 근사화 한다.

$$\hat{\sigma}_\varepsilon^2(m) = \frac{1}{N_N} \sum_{k \in S_N} \left| \tilde{Y}_m(k) \right|^2 \quad (18)$$

위의 과정을 정리하면 제안하는 CPE와 ICI 동시보상기법은 아래와 같이 진행된다.

- 1) 식 (9), (10)을 이용하여 평균 CPE 성분의 값 γ_{cpe} 를 계산한다.
- 2) 다음 식 (11)을 이용하여 CPE 보상을 거친 후의 수신신호를 구한다.
- 3) 식 (16)을 이용하여 $\tilde{Q}_m(0)$ 을 구하고 식 (18)을 이용하여 ICI와 AWGN에 의한 간섭전력의 추정 값 $\hat{\sigma}_\varepsilon^2(m)$ 을 구한다.
- 4) 식 (13) 혹은 식 (14)에 위의 $\tilde{Q}_m(0)$, $\hat{\sigma}_\varepsilon^2(m)$ 을 대입하여 매개 심볼의 N샘플에 대한 one tap 등화계수 $C'_m(k)$ 를 계산한다.
- 5) 식 (12)를 이용하여 수신신호의 유용한 값을 추정한다. 또한 식 (17)의 feedback 과정을 이용하여 $\hat{Q}_m(0)$ 의 추정 값을 $\hat{Q}_m(0)$ 으로 업데이트한 후 다시 수신신호의 유용한 값을 최적으로 추정한다.
- 6) Steps 1~5 과정을 반복적으로 이용하면서 전체 심볼을 추정한다.

위의 과정을 거쳐 위상잡음의 영향을 받은 전체 신호에 대하여 보상을 거치면 수신품질을 뚜렷하게 개선할 수 있다.

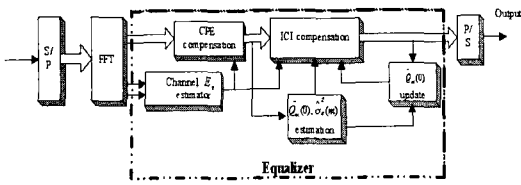


그림 2. 수신단에서 CPE와 ICI를 동시 보상하는 등화과정

Fig. 2. Simultaneous CPE and ICI compensation in the receiver.

그림 2는 수신단에서 위상잡음에 의해 발생한 CPE와 ICI를 동시 보상하는 등화과정을 표현한 것이다.

위의 CPE와 ICI 동시보상 기법은 기존의 CPE 제거기법^[3]이나 PNS 알고리즘^[4]과 비교할 때, 단지 매 심볼당 적은 양의 추가적인 계산량만 필요하며 대가로 더 훌륭한 위상잡음 보상효과를 얻을 수 있으므로 매우 효율적이다. 또한 CPE 제거기법과 PNS 알고리즘을 연속하여 각각 사용하였을 경우에 비하여 메모리 사용량도 줄일 수 있고 계산량도 줄어들며 수신기 복잡도도 저감시킬 수 있는 훌륭한 효과를 가져올 수 있다. 또한 CPE 보상을 거친 신호가 진일보 ICI 보상과정을 거치는 과정에서 알고리즘 자체가 가우시안 노이즈를 제거하는 작용이 있기 때문에 CPE 제거기법에서 나타나던 노이즈 증폭도 동시에 보상된다.

아래에 CPE와 ICI 동시 보상기법과 간단한 CPE 제거기법, 그리고 ICI 성분을 효과적으로 제거하는 PNS 알고리즘^[4]을 각각 사용하였을 경우의 시스템 성능을 비교 분석하기로 한다.

IV. 시뮬레이션 결과와 검토

시뮬레이션 파라미터는 아래와 같다.

채널 주파수 응답: $H(k)=1$

시뮬레이션 환경: AWGN

전송 데이터 포맷: IEEE 802.11a WLAN 표준에 근거하여 조성.

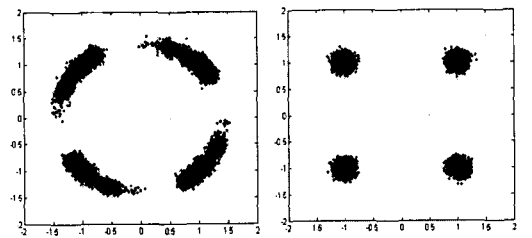
변조 방식: QPSK 방식과 16QAM 방식

위상잡음: 분산이 각각 일정하며 독립적인 가우시안 분포를 가짐.

Forgetting factor: $\gamma=0.1$

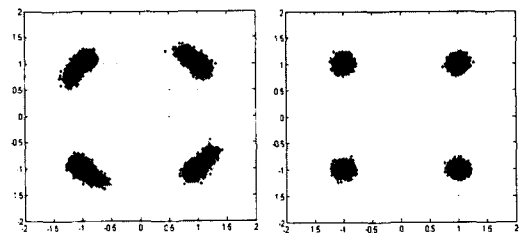
위의 시뮬레이션 조건으로 위상잡음 보상을 거치지 않는 기존의 WLAN 규격의 OFDM 방식, CPE 제거기법(CPE cancellation), PNS 알고리즘을 사용한 방식(PNS algorithm), 제안한 CPE와 ICI 동시 보상기법(CPE vs ICI cancellation) 등에서 시스템 성능을 분석하였다.

그림 3과 그림 4는 QPSK-OFDM과 16QAM-OFDM에서 위상잡음 보상기법을 사용하였을 때와 사용하지 않았을 때의 성상도를 그린 것이다. 그림 3(a)에서 보듯이 QPSK 변조방식을 사용하고 위상잡



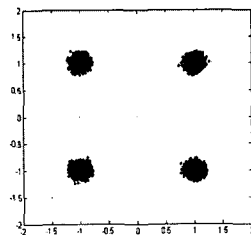
(a) 위상잡음 보상없음
(a) Without phase noise compensation

(b) CPE 제거 방법 사용
(b) With CPE cancellation method



(c) PNS 알고리즘 사용
(c) By PNS algorithm

(d) CPE와 ICI 동시 제거후
(d) After CPE and ICI cancellation



(e) 위상잡음 없는 OFDM(AWGN, 무선 LAN)

(e) OFDM without phase noise(AWGN, Wireless LAN)

그림 3. QPSK-OFDM system의 성상도(pn.var=0.03, SNR=20 dB)

Fig. 3. Constellations of QPSK-OFDM system(pn.var=0.03, SNR=20 dB).

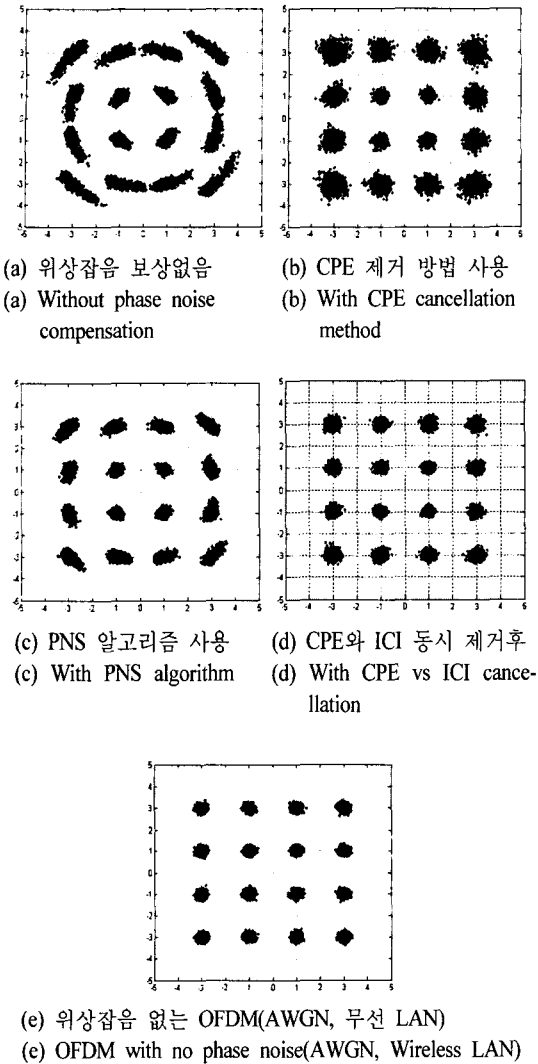


그림 4. 16QAM-OFDM system의 정상도(pn.var=0.01, SNR=20 dB)
Fig. 4. Constellations of 16QAM-OFDM system(pn.var =0.01, SNR=20 dB).

음 분산이 0.03일 경우 신호의 정상도는 일정한 회전과 ICI 성분이 발생하여 수신성능을 저하시킨다. 그림 3(b)에서 보듯이 CPE 제거기법을 사용하면 신호의 회전현상을 보상할 수 있고 그림 3(c)에서 보듯이 PNS 알고리즘을 사용하면 ICI 성분의 영향을 대부분 보상할 수 있으며 그림 3(d)에서처럼 CPE와 ICI 동시 보상기법을 사용하면 신호의 회전현상과 ICI 성분의 영향을 대부분 보상할 수 있다. 그림 3(e)는 위상잡음이 없을 경우 AWGN 하에서의 정상도를 보여주는 것으로서 그림 3(e)와의 비교를 통하여 그

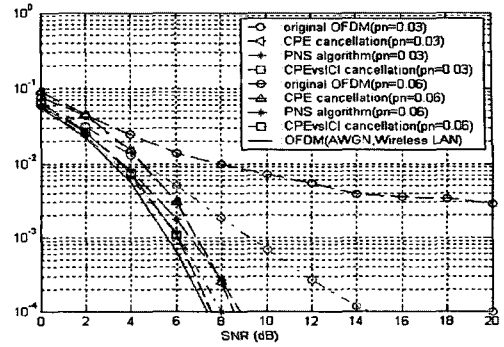


그림 5. 위상 잡음 있는 QPSK-OFDM 시스템의 BER
Fig. 5. BERs of QPSK-OFDM system with phase noise.

림 3(b)와 그림 3(c), 그림 3(d)에서처럼 위상잡음 보상기법을 사용하면 신호의 회전과 확산을 상당히 보상하여 시스템 성능을 높일 수 있다는 것을 알 수 있다.

그림 4는 16QAM 변조방식을 사용한 것으로서 그림 3과 동일하게 CPE 제거기법과 PNS 알고리즘, 그리고 CPE와 ICI 동시보상기법을 사용하였을 경우 위상잡음에 의한 왜곡을 상당히 보상하며 그림 4(e)의 위상잡음이 없는 경우와 어느 정도 접근하는 것을 볼 수 있다. 위의 그림으로부터 또 CPE 제거기법을 사용하였을 경우에 노이즈 확대효과에 의해 유클리안 거리가 먼 신호의 정상점에서 일정한 확산현상이 일어나는 것을 볼 수 있다. 이러한 노이즈 확산을 CPE와 ICI 동시보상기법을 사용하여 상당히 저감시킬 수 있음을 그림 4(d)와 그림 3(d)에서 알 수 있다.

그림 5는 QPSK 변조방식을 사용하였을 경우 BER를 그린 것이다. QPSK 방식을 사용하였을 경우, PNS 알고리즘이나 CPE 제거 기법, 그리고 CPE와 ICI 동시 보상 기법을 사용하면 AWGN 환경에서 위상잡음의 영향을 많이 제거할 수 있다. 위상잡음분산이 0.03일 경우 BER이 10^{-3} 에서 PNS 알고리즘을 사용하면 기존의 OFDM보다 거의 3 dB 정도의 SNR 이득을 얻을 수 있고 CPE 제거 기법을 사용하면 거의 2.3 dB 정도의 SNR 이득을 얻을 수 있으며 CPE와 ICI 동시 보상기법을 사용하면 거의 3.2 dB 정도의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 위상잡음분산이 0.06 일 경우에는 PNS 알고리즘은 위상잡음이 없는 이상적인 경우보다 BER이 10^{-3} 에서 약 1 dB 정도의 SNR 손실이 발생하고 CPE 제거 기법을 사용하면

약 1.2 dB 정도의 SNR 손실이 발생하며 CPE와 ICI 동시 보상 기법을 사용하면 겨우 0.5 dB 정도의 SNR 손실이 발생하지만 아무런 조치도 취하지 않은 기존의 OFDM에서는 error floor 현상이 발생한다.

그림 6은 16QAM 방식을 사용하였을 경우의 BER를 그린 것이다. 16QAM 방식을 사용하면 PNS 알고리즘을 사용하였을 경우와 CPE와 ICI 동시 보상 기법을 사용하였을 경우에 CPE 제거 기법을 사용하였을 경우보다 성능이 향상된다. 위상잡음분산이 0.01 일 경우 PNS 알고리즘을 사용하면 위상잡음의 영향을 대부분 제거할 수 있으며 위상잡음이 존재하지 않는 경우보다 BER이 10^{-3} 에서 약 1 dB 정도의 SNR 손실이 발생한다. 그러나 CPE 제거 기법을 사용하면 SNR이 약 14 dB보다 작은 경우에는 기존의 OFDM보다 더 나쁘게 나오는 것을 볼 수 있고, SNR이 14 dB보다 크면 기존의 OFDM보다 성능이 더 좋아지는 것을 볼 수 있다. 이것은 CPE 제거 기법에 의한 노이즈 확대 효과에 의하여 낮은 SNR에서 AWGN 영향이 더 심해진 원인 때문이다. 만일 송수신단에서 필터처리를 해주면 이런 나쁜 영향을 많이 제거할 수 있을 것이다. CPE와 ICI 동시 보상 기법을 사용하면 위상잡음이 존재하지 않는 경우보다 BER이 10^{-3} 에서 약 2.5 dB 정도의 SNR 손실만 발생한다. 위상잡음분산이 0.03일 경우 PNS 알고리즘을 사용하면 위상잡음이 존재하지 않는 경우보다 BER이 10^{-3} 에서 약 5 dB 정도의 SNR 손실이 발생하며 SNR이 약 15 dB 이상일 경우 CPE 제거 기법이 좀 더

좋은 성능을 보인다. CPE 제거 기법을 사용하면 위상잡음이 존재하지 않는 경우보다 BER이 10^{-3} 에서 약 6 dB 정도의 SNR 손실이 발생하지만 CPE와 ICI 동시 보상 기법을 사용하면 약 2.5 dB 정도의 SNR 손실만 발생한다.

또한 SNR이 10 dB보다 작은 경우에는 PNS 알고리즘이 제일 우수하지만 SNR이 10 dB 이상에서는 CPE와 ICI 동시 보상 기법이 PNS 알고리즘이나 CPE 제거 기법을 단독으로 사용하였을 경우에 비해 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다. SNR이 약 10 dB 이하에서 CPE 제거 기법은 역시 기존의 OFDM보다 성능이 약간 나쁘게 나오고 SNR이 약 10 dB 이상에서는 기존의 OFDM보다 많은 성능 개선을 가져올 수 있다. 또한 위상잡음분산이 0.01이나 0.03일 경우를 막론하고 PNS 알고리즘이나 CPE 제거 기법 그리고 CPE와 ICI 동시 보상 기법을 사용하면 기존의 OFDM에서 발생하는 error floor 현상을 완전히 막을 수 있다. 보다시피 위상잡음 보상 알고리즘을 쓰지 않은 기존의 OFDM 경우에는 거의 다 error floor 현상이 발생하지만 위상잡음 보상 기법을 사용하면 error floor 현상을 막을 수 있을 뿐만 아니라 현저한 성능개선효과를 거둘 수 있다.

그림 7은 SNR이 15 dB로 고정되었을 경우 16 QAM-OFDM 방식에서 위상잡음 분산에 따른 BER을 그린 것이다. 그림에서 보다시피 기존의 OFDM에서는 위상잡음이 커짐에 따라 현저한 성능 감쇄가 발생한다. CPE 제거 기법을 사용하면 거의 10^{-3} 이하

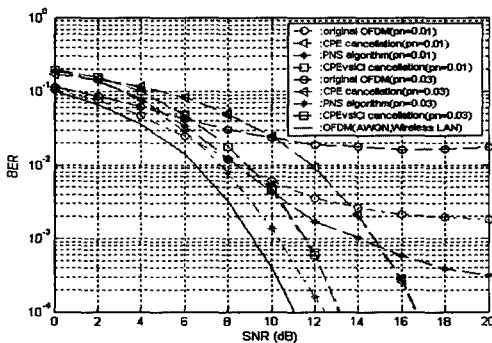


그림 6. 위상 잡음 있는 16QAM-OFDM 시스템의 BER

Fig. 6. BERs of 16QAM-OFDM system with phase noise.

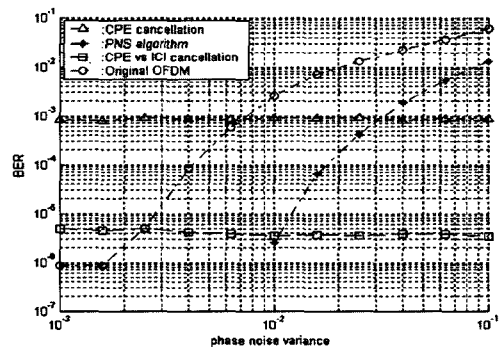


그림 7. 위상잡음분산 대 BER(SNR=15 dB, 16QAM-OFDM)

Fig. 7. BER versus phase noise variance(SNR=15 dB, 16QAM-OFDM).

의 BER 성능을 보존할 수 있다. PNS 알고리즘을 사용하였을 경우 위상잡음분산이 0.01보다 작은 경우에는 거의 BER을 발생하지 않고 위상잡음분산이 0.03보다 작은 경우에는 CPE 제거 기법이나 기존의 OFDM보다 현저한 성능 개선 효과를 얻을 수 있으며 위상잡음이 0.03보다 클 경우에는 CPE 제거 기법보다 약간의 성능 감쇄가 나타난다. CPE와 ICI 동시보상 기법을 사용하였을 경우에는 제일 우수하여 거의 10^{-5} 이하의 BER 성능을 보존할 수 있다. 전체적으로 위상잡음 보상 알고리즘을 사용하지 않은 기존의 OFDM보다 뚜렷한 성능 개선 효과를 얻는 것을 볼 수 있다.

V. 결 론

본 연구에서는 OFDM 통신시스템에서 위상잡음에 의한 영향을 분석하고 그 보상기법으로 CPE와 ICI 동시 보상기법을 제안하고 기존의 간단한 CPE 제거 기법, 그리고 PNS 알고리즘과 비교하여 통신성능을 분석하였다. 분석결과 CPE 제거 기법, PNS 알고리즘, 그리고 CPE와 ICI 동시 보상 기법을 사용하였을 경우 위상잡음에 의한 성능 저하를 현저히 개선한다. 더욱이 제안한 CPE와 ICI 동시 보상 기법을 사용한 경우 기존의 방법보다 더 우수한 통신 성능을 얻을 수 있다. 제안한 알고리즘은 IEEE 802.11a 표준 안에서의 파일럿, 그리고 null 샘플을 이용하고 검출 단계에서의 순환과정을 이용하여 위상잡음에 의하여 발생하는 CPE와 ICI 성분의 영향을 성공적으로 제거한다. 위의 알고리즘은 적은 계산량을 추가적으로 요구하는 대신에 더 우수한 통신성능을 효과적으로 거둘 수 있으며 위상잡음의 영향을 대부분 제거할 수 있다. 아울러 위의 연구결과는 임의의 OFDM 시스템에 더욱 잘 응용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

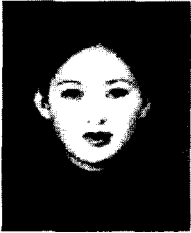
- [1] Ana Garcia Armada, "Understanding the effects of phase noise in OFDM", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 47, no. 2, pp. 153-159, Jun. 2001.
- [2] M. R. Gholami, S. Nader-Esfahani, and A. A. Eftekhar, "A new method of phase noise compensation in OFDM", *Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on*, vol. 5, pp. 3443-3446, May 2003.
- [3] A. A. Enescu, L. Topoloiu, "A comparison study over the influence of phase noise on multi-carrier communications", *Signals, Circuits and Systems, 2003. SCS 2003. International Symposium on*, vol. 1, pp. 305-308, Jul. 2003.
- [4] Wu Songping, Y. Bar-Ness, "A phase noise suppression algorithm for OFDM-based WLANs", *Communications Letters, IEEE*, vol. 6, Issue. 12, pp. 535-537, Dec. 2002.
- [5] T. Pollet, M. V. Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 43, pp. 191-193, Feb. 1995.
- [6] F. Frescura, S. Pielmeier, G. Reali, G. Baruffa, and S. Cacopardi, "DSP based OFDM demodulator and equalizer for professional DVB-T receivers", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 45, pp. 323-332, Sep. 1999.
- [7] Ping He, Kai-Uwe Schmidt, Chin Keong Ho, and Sumei Sun, "Iterative channel estimator and equalizer for OFDM modulation systems", *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semianual*, vol. 2, pp. 1313-1317, Apr. 2003.
- [8] J. Rinne, M. Renfors, "An equalization method for orthogonal frequency division multiplexing systems in channels with multipath propagation, frequency offset and phase noise", *Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBECOM '96. 'Communications: The Key to Global Prosperity*, vol. 2, pp. 1442-1446, Nov. 1996.
- [9] Ali Hajimiri, "Noise in phase-locked loops", *Symposium on Mixed-Signal Design*, pp. 1-6, Feb. 2001.
- [10] Dan H. Wolaver, *Phase-locked Loop Circuit Design*, Prentice-Hall, 1991.
- [11] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*,

Prentice-Hall, 1997.

[12] Rodger E. Ziemer, William H. Tranter, *Principles of Communications*, Fifth Edition, Wiley.

[13] John G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw Hill, 2000.

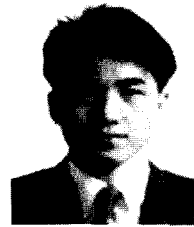
이 영 선



1997년 7월: 중국북경 청화대학교 자동화계 (공학사)
1997년 8월~2002년 8월: 연변대학교 전자공학과 교원
2002년 9월~2004년 8월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
2004년 9월~현재: 충북대학교 전자

공학과 박사과정
[주 관심분야] 디지털 통신, 통신회로 설계, OFDM 통신시스템 등

정 영 호



1992년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학사)
1994년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학석사)
2001년 9월~현재: 충남대학교 전자공학과 박사과정
1994년 3월~현재: 한국전자통신연

구원 디지털방송연구단 이동멀티미디어방송연구팀 선임연구원
[주 관심분야] 디지털 방송시스템, 디지털 이동통신시스템, 디지털신호처리

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수
1999년~현재: IEEE 논문 심사위원
2002년: 한국전자파학회 학술상 수상
2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장

[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리

함 영 권



1980년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1996년 8월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
1984년 3월~현재: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 이동멀티미디어방송연구팀장

[주 관심분야] 디지털 이동통신, 디지털 방송