

위상 잡음과 직교 불균형이 있는 OFDM 수신 신호의 보상

Compensation of OFDM Signal Degraded by Phase Noise and IQ Imbalance

유 상 범 · 김 상 균 · 유 흥 균

Sang Burm Ryu · Sang-Kyun Kim · Heung-Gyoon Ryu

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서 직교 불균형 문제는 송수신기의 front-end에서 발생하며, 성장도에 영향을 주게 되어 BER(Bit Error Rate)을 증가시킨다. 또한, 위상 잡음은 송수신시 국부 발진기에서 발생하는 잡음으로 각 부반송파의 직교성을 깨뜨림으로써 시스템 성능을 크게 저하시킨다. 기존 방식인 PNS(Phase Noise Suppression) 알고리즘은 이러한 위상 잡음을 효과적으로 제거하는 방법이지만 직교 불균형이 동시에 적용되면 오히려 성능이 감소된다. 본 논문에서는 OFDM 시스템의 수신기에서 하향 변환 시 발생하는 직교 불균형과 위상 잡음의 영향을 분석하고, 수신기 FFT(Fast Fourier Transform) 후단에서 파일럿 심볼을 사용하여 CPE를 먼저 제거하고 직교 불균형과 위상 잡음의 성분을 검출하여 등화기의 판정 기준으로 사용하여 보상하는 방법을 제시하였다. 또, 다른 기존 방식들은 FFT 후단에서 추정하고 피드백 시키거나 프리엠프와 같은 시퀀스를 사용하는 방식이지만, 본 논문에서는 FFT 후단에서 MMSE 등화기만을 사용하여 제거하므로 기존의 방법보다 복잡도가 줄어든다. 기존의 위상 잡음 제거 방식에 ICI(Inter Carrier Interference) 제거 기능을 추가하고 직교 불균형 성분을 추출하여 MMSE(Minimum Mean Square Error) 과정 중에 적응 forgetting factor를 적용하면 성능 개선과 직교 불균형 성분의 영향이 줄어들며 성능이 개선됨을 보인다.

Abstract

In the OFDM system, IQ imbalance problem happens at the RF front-end of transceiver, which degrades the BER(bit error rate) performance because it affects the constellation in the received signal. Also, phase noise is generated in the local oscillator of transceivers and it destroys the orthogonality between the subcarriers. Conventional PNS algorithm is effective for phase noise suppression, but it is not useful anymore when there are jointly IQ(In-phase and Quadrature) imbalance and phase noise. Therefore, in this paper, we analyze the effect of IQ imbalance and phase noise generated in the down-conversion of the receiver. Then, we estimate and compensate the IQ imbalance and phase noise at the same time. Compared with the conventional method that IQ imbalance after IFFT is estimated and compensated in front of FFT via the feedback, this proposed method extracts and compensates effect of IQ imbalance after FFT stage. In case IQ imbalance and phase noise exist at the same time, we can decrease complexity because it is needless to use elimination of IQ imbalance in time domain and training sequences and preambles. Also, this method shows that it reduces the ICI and CPE component using adaptive forgetting factor of MMSE after FFT.

Key words : OFDM, IQ Imbalance, Phase Noise, ICI

I. 서 론

OFDM은 멀티패스 효과에 강하고 대역 효율이 높

충북대학교 전기전자컴퓨터공학부(School of Electrical and Computer Engineering, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20080603-072

· 수정완료일자 : 2008년 7월 16일

아서 많은 무선 통신 시스템에서 사용된다^[1]. OFDM은 유럽의 DAB(Digital Audio Broadcasting)와 DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 그리고 WIBRO, WIMAX에 표준으로 채택되었다. 그러나 OFDM은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)과 송수신시 직교 불균형(IQ imbalance)과 수신 시 위상 잡음(phase noise)와 같은 RF(Radio Frequency) front-end에서의 손실 성분에 매우 취약하다는 단점이 존재한다.

직교 불균형은 송수신기의 front-end에서 발생하는 손상으로서 주요 원인은 신호의 I 채널과 Q 채널 사이의 직교가 이루어지지 않아 발생하게 되며, 이는 위상 불일치(phase mismatch)가 존재함과 동시에 채널간의 이득 값이 다른 이득 불일치(gain mismatch)도 존재하게 됨을 의미한다. 이와 같은 직교 불균형은 하향 주파수 변환된 신호의 정상도에 영향을 끼쳐 BER(Bit Error Rate)를 증가시킨다. 변조 방식에 따라 다르지만 일반적으로 회로를 설계할 때, 이득 에러는 1 dB 이하로, 위상 에러는 5도 이내로 유지시켜주는 것이 좋다^[2]. 위상 잡음은 송수신기에 사용되는 PLL에서 발생하는 것으로, 수신기에서 하향 변환 시 각각 CPE와 ICI 성분이 시스템에 영향을 미친다. CPE는 각 부반송파의 자체 위상 회전을 의미하며, ICI는 각 부반송파들 간의 간섭을 의미한다. 이중 특히 ICI는 OFDM에서 각 부반송파들 간의 직교성을 깨트림으로써 시스템 성능을 크게 열화시킨다^{[3]~[6]}.

기존 등화기를 사용하여 위상 잡음을 제거하는 PNS 알고리즘^[6]은 위상 잡음으로 인한 ICI만 제거하므로 이와 같은 방법은 직교 불균형 에러가 발생하면 시스템 성능이 크게 열화되는 단점이 존재한다.

그러므로 직교 불균형 에러를 완벽하게 제거한 다음 위상 잡음을 제거하기 위해 시간 영역에서 제거하는 방법으로 프리엠프리나 혼련 심볼, 파일럿 심볼을 만들어 주어 추정하고 보상하는 방법이 제안되어졌다^{[7]~[12]}. 하지만 부반송파에 발생하는 직교 불균형 에러와 위상 잡음 성분이 혼합되어 있는 성분을 각각 제거하려 한다면 시스템의 복잡도는 매우 증가한다. 또한, FFT 후에 제거하는 방식도 위상 잡음이 섞이게 되면 주파수 영역에서도 이를 분리 제거해야 하는 어려움이 있다. 다시 말하면 파일럿 심볼과 혼련 심볼을 수정하는 경우가 많다.

본 논문에서는 파일럿이나 혼련 심볼을 수정하지

않고 등화기를 사용한 방법인 기존 PNS 알고리즘 방법은 위상 잡음과 직교 불균형 에러가 동시에 발생할 경우, CPE와 ICI를 제거해도 BER 성능이 감소하므로 직교 불균형 성분이 ICI 성분에 크게 영향이 있다. 그러므로 위상 잡음과 직교 불균형 성분이 동시에 존재하는 경우에 FFT 후단에서의 등화기에 사용된 MMSE 과정 중에 판정 기준으로 사용하기 위한 기준 값 추출과 탭 가중치 계수들을 효과적으로 갱신하기 위한 방법에 대해서 연구하였다. 그 결과로 위상 잡음이 존재할 경우 직교 불균형 에러가 발생하면 등화기에 영향을 주어 BER 성능이 감소됨을 보이고, 이를 제거하기 위한 기법으로 파일럿 심볼을 이용한 알고리즘을 제안한다. 제안한 방법은 MMSE 방식의 알고리즘을 사용한 등화기에서만 동작하므로 앞에서 인용한 위상 잡음과 직교 불균형 에러 제거 방식에 비해 복잡도와 구현 난이도가 매우 적고, OFDM을 사용하는 다른 통신 시스템에서도 효과적인 방법이 될 것이다.

II. 직교 불균형과 위상 잡음의 영향

I 채널과 Q 채널의 위상 에러 ϕ 와 이득 에러 ϵ 를 고려하면 LO 신호는 각각 다음과 같다^[3].

$$x_{LO,I}(t) = 2 \cdot \left(1 + \frac{\epsilon}{2}\right) \cos\left(\omega_c t + \frac{\phi}{2}\right) \quad (1-1)$$

$$x_{LO,Q}(t) = 2 \cdot \left(1 - \frac{\epsilon}{2}\right) \sin\left(\omega_c t - \frac{\phi}{2}\right) \quad (1-2)$$

따라서 입력 신호와 LO 신호의 LPF 출력 신호를

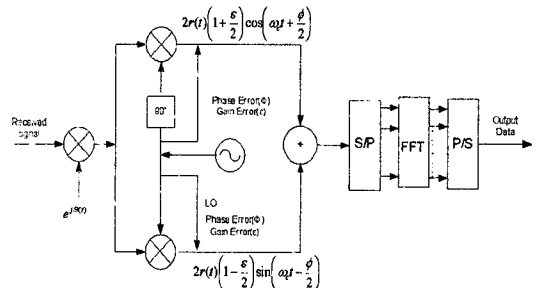


그림 1. 직교 불균형과 위상 잡음을 갖는 OFDM 수신기

Fig. 1. OFDM receiver with IQ imbalance and phase noise.

구할 수 있다.

$$x_{BB,I}(t) = LPF \left[2 \{ I \cos \omega_c t + Q \sin \omega_c t \} \left\{ I \left(1 + \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \left(\omega_c t + \frac{\phi}{2} \right) + Q \left(1 - \frac{\epsilon}{2} \right) \sin \left(\omega_c t - \frac{\phi}{2} \right) \right\} \right]$$

$$= I \left(1 + \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \frac{\phi}{2} - Q \left(1 + \frac{\epsilon}{2} \right) \sin \frac{\phi}{2}. \quad (2-1)$$

$$x_{BB,Q}(t) = LPF \left[2 \{ I \cos \omega_c t + Q \sin \omega_c t \} \left\{ I \left(1 + \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \left(\omega_c t + \frac{\phi}{2} \right) + Q \left(1 - \frac{\epsilon}{2} \right) \sin \left(\omega_c t - \frac{\phi}{2} \right) \right\} \right]$$

$$= -I \left(1 + \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \frac{\phi}{2} + Q \left(1 - \frac{\epsilon}{2} \right) \sin \frac{\phi}{2}. \quad (2-2)$$

위의 직교 불균형을 가지는 수신 신호에 AWGN 잡음과 위상 잡음이 섞인 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다. 위상 잡음을 위해 PLL의 수학적인 위상 잡음의 등가 모델은 참고문헌 [3]과 [4]를 참조하여 사용하였다.

$$r(t) = \left[\left\{ I \left(1 + \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \frac{\phi}{2} - Q \left(1 - \frac{\epsilon}{2} \right) \sin \frac{\phi}{2} \right\} + j \left\{ -I \left(1 + \frac{\epsilon}{2} \right) \sin \frac{\phi}{2} + Q \left(1 - \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \frac{\phi}{2} \right\} + n_I + j n_Q \right] \cdot e^{j\theta(t)} \quad (3)$$

위 식으로부터 위상 에러를 보상한 후에는 다음과 같다.

참고문헌 [12]를 참조하여 식 (3)을 계산하게 되면 $r(t) = \{\alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^*(t)\} \cdot e^{j\theta(t)}$ 라 할 수 있고, $x(t) = I(t) + jQ(t)$ 이고 $x^*(t)$ 는 $x(t)$ 의 공액 복소수이며, 여기서 $\alpha_1 = \left(1 + \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \frac{\phi}{2} - j \frac{\epsilon}{2} \sin \frac{\phi}{2}$, $\alpha_2 = \frac{\epsilon}{2} \cos \frac{\phi}{2} - j \left(1 - \frac{\epsilon}{2} \right) \sin \frac{\phi}{2}$ 가 된다.

수신 신호에서 직교 불균형의 경우만 검토해 보면 직 병렬 변환된 후 $r(t)$ 의 이산 형태는 $r = [r_0, r_1, \dots, r_{N-1}]^T$ 가 되고 FFT를 거친 후 $R = \alpha_1 X + \alpha_2 X^{\#}$ 이며, 여기서 $R = [R_0, R_1, \dots, R_{N-1}]^T = FFT(r)$, $X = FFT(x) = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ 이고, $X^{\#} = FFT(x^*)$

$= [X_0^*, X_{N-1}^*, \dots, X_{N/2}^*, X_{N/2-1}^*, \dots, X_1^*]$ 이 되며, 수신 신호는 α_1 에 의해 조절되어지고 α_2 에 의해 조절되어진 $x^*(t)$ 로 인한 mirror image 성분에 의해 간섭된다.

위상 에러가 포함된 수신된 신호는 Cyclic prefix를 제거하고, FFT 처리를 통해 복원된 k 번째 부 반송파에서 복조된 신호는 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$Y_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \{ (\alpha_1 x(n) + \alpha_2 x^*(n)) \otimes h(n) + v(n) \} \cdot e^{j\theta(n)} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} + N_k$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \left(\alpha_1 X_i \cdot e^{j \frac{2\pi}{N} in} + \alpha_2 X_i^* \cdot e^{j \frac{2\pi}{N} in} \right) \right\} \cdot H_i \cdot e^{j\theta(n)} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} + N_k$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \alpha_1 X_i \cdot H_i \cdot e^{j \left[\frac{2\pi}{N} (i-k)n + \theta(n) \right]} + \alpha_2 X_i^{\#} \cdot H_i \cdot e^{j \left[\frac{2\pi}{N} (i-k)n + \theta(n) \right]} \right\} + N_k \quad (4)$$

참고문헌 [4]에 따라 위상 잡음의 영향을 분석하기 위해 채널 응답 $H=1$ 로 가정하고, $Q_0 = 1 + \frac{j}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \theta[n]$, $Q_{i-k} = \frac{j}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} (i-k)n} \cdot \theta[n]$ 이며, 직교 불균형과 위상 잡음을 가지는 간략화 된 식 (5)와 같다. 여기서 FFT 후에 직교 불균형의 성분은 본 논문에서는 분리하여 제거하지 않으므로 각각의 영향을 따로 분석하지 않고 결합된 상태를 유지한다.

$$Y_k = \sum_{i=0}^{N-1} (\alpha_1 X_i \cdot H_i \cdot Q_{i-k} + \alpha_2 X_i^{\#} \cdot H_i \cdot Q_{i-k}) + N_k$$

$$= (\alpha_1 X_k + \alpha_2 X_k^{\#}) \cdot Q_0 + \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} (\alpha_1 X_k + \alpha_2 X_k^{\#}) \cdot Q_{i-k} + N_k$$

$$= Y_{k1} + Y_{k2} + N_k. \quad (5)$$

첫 번째 항 Y_{k1} 은 $i=k$ 이며, 복조 신호와 CPE 성분이다.

$$Y_{k1} = (\alpha_1 X_k + \alpha_2 X_k^{\#}) \cdot Q_0$$

$$= (\alpha_1 X_k + \alpha_2 X_k^{\#}) \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\theta(n)}$$

위상 잡음과 직교 불균형이 있는 OFDM 수신 신호의 보상

$$\begin{aligned}
 &= (\alpha_1 X_k + \alpha_2 X_k^*) \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (1 + j\theta(n)) \\
 &= (\alpha_1 X_k + \alpha_2 X_k^*) + j(\alpha_1 X_k + \alpha_2 X_k^*) \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \theta(n) \\
 &= (\alpha_1 X_k + \alpha_2 X_k^*) + CPE
 \end{aligned} \quad (6)$$

두 번째 항 Y_{k2} 는 $i \neq k$ 이며, ICI 성분이다.

$$\begin{aligned}
 Y_{k2} &= \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} (\alpha_1 X_i + \alpha_2 X_i^*) \cdot Q_{i-k} \\
 &= \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} (\alpha_1 X_i + \alpha_2 X_i^*) \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\theta(n)} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(i-k)n}
 \end{aligned} \quad (7)$$

III. 직교 불균형의 추출과 위상 잡음 보상

그림 2는 직교 불균형으로 발생한 위상 에러를 정정한 후, FFT 한 후에 MMSE 등화기를 사용하여 진폭 에러와 위상 잡음을 보상하기 위한 블록다이어그램이다.

제안한 방법의 기본 동작의 흐름은 다음과 같다.

- 1) 수신된 파일럿을 이용하여 CPE를 제거한다.
- 2) CPE가 제거된 파일럿 심볼을 사용하여 이미 알고 있는 파일럿 심볼과의 차를 이용하여 에러 전력을 구한다.
- 3) 구하여진 에러 전력을 사용하여 등화기의 MMSE 판정 기준과 forgetting factor로 이용한다.

또한, 제안한 시스템이 10^{-4} 에서 SNR 14 dB 이하로 유지되는 것을 기준으로 삼고 위상 잡음과 직교 불균형 에러를 동시에 변화시키면서 기존 PNS에 CPE를 추가한 방법과 비교 검토한다.

수신된 신호의 FFT 후단에서의 보상 신호 처리

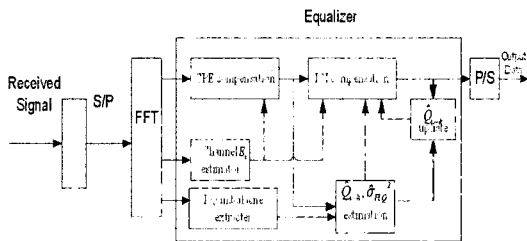


그림 2. 직교 불균형과 위상 잡음의 추출과 보상
Fig. 2. Extraction and compensation of IQ imbalance and phase noise.

과정은 다음과 같다.

식 (6)은 복조 신호와 CPE 성분이고, 두 번째 항은 식 (7)은 ICI 성분이다. 먼저 CPE 성분을 추정하기 위하여 파일럿 심볼을 사용하였으며, 추정 신호는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned}
 CPE_k &= \frac{Y_k}{X_k} = \alpha_1 Q_0 + \alpha_2 \left(\frac{X_k^*}{X_k} \right) Q_0 + \frac{ICI + N_k}{X_k} \\
 &= \left(\alpha_1 + \alpha_2 \left(\frac{X_k^*}{X_k} \right) \right) Q_0 + W_k. \\
 r_{cpe} &= \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} CPE_k = \left(\alpha_1 + \alpha_2 \left(\frac{X_k^*}{X_k} \right) \right) Q_0 + \frac{1}{4} \sum_{k \in S_p} W_k.
 \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)에서 N_p 는 파일럿 심볼의 개수이고 본 논문에서는 4를 적용하였으며, S_p 는 파일럿 심볼, W_k 는 ICI와 AWGN에 의해 발생한 총 간섭 성분이다.

위상 잡음은 PLL의 jitter 특성에 따라 CPE 성분은 일정하게 반복되는 성질을 가지므로 파일럿 심볼의 평균을 구하여 그 다음 데이터 심볼에 나누어지는 보상 방법이며, 직교 불균형 에러가 위상 잡음의 CPE 성분보다 충분히 작다는 가정하에 다음 식으로 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \tilde{Y}_k &= (\alpha_1 X_k + \alpha_2 X_k^*) \cdot Q_0 / r_{cpe} \\
 &+ \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} (\alpha_1 X_i + \alpha_2 X_i^*) \cdot Q_{i-k} / r_{cpe} + N / r_{cpe} \\
 &= \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} (\alpha_1 X_i + \alpha_2 X_i^*) \cdot \tilde{Q}_{i-k} + W_{ICI+AWGN}.
 \end{aligned} \quad (9)$$

위 식은 위상 잡음과 직교 불균형에 의한 ICI 성분과 AWGN 잡음만 존재하게 된다. 기존 논문^[6]에서 위상 잡음의 영향을 제거하기 위하여 위의 수신 신호는 MMSE 등화 과정에 따라 최종적으로 송신된 기존 데이터 샘플은 아래와 같이 추정한다.

$$\hat{X}_k = Y_k \otimes C_k. \quad (10)$$

$$C_k = \frac{\tilde{Q}_{i-k}^* \cdot H_k^*}{|\tilde{Q}_{i-k}^* \cdot H_k^*|^2 + \frac{\tilde{\sigma}_x^2}{E_x}}. \quad (11)$$

이 식에서 $(\cdot)^*$ 은 conjugate 과정을 의미하며, 여기

에서 $\tilde{\sigma}_x^2$ 은 $W_{ICI+AWGN}$ 의 전력 값이고, E_x 는 유용한 전력이다. 잡음 전력보다 위상 잡음과 직교 불균형에 의한 ICI 성분이 FFT 후단에서 등화기 과정 중에 미치는 영향이 충분이 크므로, 등화기의 탭 가중치 값을 최적화하기 위해 본 논문에서는 직교 불균형과 위상 잡음을 따로 분리하지 않고 파일럿 심볼로부터 에러 전력을 추출하여 사용하므로, 채널 임펄스 응답이 ICI에 미치는 영향만을 제거한다고 가정하고 $H_k \ll \tilde{Q}_{i-k}$ 이라고 가정하면 $\tilde{Q}_{i-k} \cdot H_k \cong \hat{Q}_{i-k}$ 라 할 수 있으며, 등화기 계수는 다음과 같다.

$$C_k = \frac{\hat{Q}_{i-k}^*}{|\hat{Q}_{i-k}^*|^2 + \frac{\tilde{\sigma}_x^2}{E_x}} \quad (12)$$

기존 연구의 방식^[6]을 참고하여 각 부 반송파간 간섭으로 발생하는 위상 값을 \tilde{Q}_{i-k} 라 하고, \tilde{Q}_{i-k} 의 샘플을 구하기 위하여 파일럿 심볼을 이용하여 cost function을 최소화하는 식에 직교 불균형 성분을 고려하면 아래 식과 같다. 편의상 $(\alpha_1 X_i + \alpha_2 X_i^*)$ 를 X_{iq} 로 치환하였다.

$$\begin{aligned} \min \sum_{Q_0, k \in S_p} |\tilde{y}_k - X_{iq} \tilde{Q}_{i-k}|^2 \\ \tilde{Q}_{i-k} &= \frac{\sum_{Q_0, k \in S_p} \tilde{y}_k X_{iq}^*}{\sum_{k \in S_p} |X_{iq}|^2} \\ \hat{Q}_{i-k} &= \gamma \tilde{Q}_{i-k} + (1-\gamma) \tilde{Q}_{i-k} \\ \tilde{\sigma}_x^2 &= \frac{1}{N_N} \sum_{k \in S_N} |\tilde{y}_k|^2 \end{aligned} \quad (13)$$

기존 연구^[6]에서는 식 (13)을 사용하여 널 심볼상의 ICI와 AWGN 간섭에 의해 발생한 전력에 대한 추정을 통해 데이터 심볼 상의 $\tilde{\sigma}_x^2$ 으로 근사화하였다. 직관적으로 위상 잡음으로 발생하는 ICI가 제거되고 나면 직교 불균형 에러로 인하여 발생하는 ICI 성분과 잡음 전력이라는 걸 알 수 있다.

본 논문에서는 기존 연구 방법^[6]인 PNS 알고리즘의 경우, 직교 불균형이 ICI에 미치는 영향을 충분히 제거하지 못하므로 이를 추출하고 제거하기 위하여 결정지향적 방법을 사용하였으며, 802.11a 표준에 4개의 파일럿 심볼을 이용하였다. CPE가 제거되고 나

면 수신된 파일럿 심볼에서 가장 영향을 많이 주는 부분은 직교 불균형이므로 이에 대한 평균 전력을 구하여 사용하였다. 참고문헌 [13]에서는 이와 같은 방법으로 직교 불균형 성분 추출 가능하지만 SNR 값이 좋을 때 가능하였다. 또한, 본 논문의 경우는 직교 불균형에 위상 잡음이 동시에 존재하므로 더욱 복잡해진다. 그러므로 추출 전력을 사용한 등화기 판정 기준을 만들기 위하여 CPE가 제거된 파일럿 심볼을 기준으로 식 (14)를 제안한다. CPE가 제거되지 않은 Y_k 의 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 추정하였다. \tilde{Q}_{iq} 는 X_{iq} 와 거의 같다고 보고 식 (13)을 사용하여 추정된 값을 기준으로 식 (16)과 (17)로 나타낼 수 있다. ICI 성분을 줄이기 위해 forgetting factor인 γ 대신에 \tilde{Q}_{iq} 를 사용하여 식 (18)을 만들었으며 잡음 성분을 줄이기 위하여 널 심볼과 파일럿 심볼 추정 값을 이용하여 식 (19)를 사용하였다.

$$\tilde{Q}_{iq} = \left(\frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} |Y_p - \tilde{Y}_k| \right)^2 \quad (14)$$

$$\min \sum_{Q_0, k \in S_p} |\tilde{y}_k - X_k \tilde{Q}_{iq} \tilde{Q}_{i-k}|^2 \quad (15)$$

$$\tilde{Q}_{iq} \tilde{Q}_{i-k} = \frac{\sum_{Q_0, k \in S_p} \tilde{Y}_k X_k^*}{\sum_{k \in S_p} |X_k|^2} \quad (16)$$

$$C_k = \frac{\hat{Q}_{i-k}^*}{|\hat{Q}_{i-k}^*|^2 + \frac{\tilde{\sigma}_{PIQ}^2}{E_x}} \quad (17)$$

$$\hat{Q}_{i-k} = \tilde{Q}_{iq} \tilde{Q}_{i-k} + (1 - \tilde{Q}_{iq}) \tilde{Q}_{i-k} \quad (18)$$

$$\tilde{\sigma}_{PIQ}^2 = \frac{1}{N_N} \sum_{k \in S_N} |\tilde{y}_k|^2 - \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} |Y_p - \tilde{Y}_k|^2 \quad (19)$$

이에 대한 검증과 개선은 시뮬레이션 결과를 보면 알 수 있다. 위 식들을 사용하여 위상 잡음이 있는 상태에서 직교 불균형 에러가 발생하게 되더라도 MMSE를 사용한 등화기가 효과적으로 위상 잡음을

제거하게 된다. 그러므로 기존 PNS 알고리즘은 CPE와 ICI를 제거하더라도 직교 불균형 에러에 대한 ICI를 제거하지 못하므로, 직교 불균형과 위상 잡음이 동시에 존재하는 상태에서 특별한 알고리즘을 사용하지 않고 식 (14)를 사용하여 등화기의 판정 기준과 forgetting factor로 활용하여 위상 잡음과 직교 불균형이 결합된 ICI 성분을 효과적으로 제거할 수 있는 개선된 알고리즘이라고 볼 수 있다. 우리는 이 알고리즘을 PIQS(Phase Noise with IQ Imbalance Suppression)로 이름하였다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 논의

본 논문에서는 IEEE 802.11a 표준을 따르는 OFDM 기반의 WLAN 시스템을 사용하여 시뮬레이션하여 제안한 방법의 성능 개선 정도를 보인다. 먼저 직교 불균형 에러 중 위상 에러는 8° , 이득 에러는 0.1까지 발생한다는 가정하에 시뮬레이션을 하였다. 이런 상태에서 위상 잡음이 발생하였을 경우, 기존 방법과 제안한 PISP 방법이 성능 개선이 됨을 보인다. 먼저 성상도를 통하여 직교 불균형과 위상 잡음이 있는 상태에서 가시적으로 성능 개선됨을 보이며, 그 다음으로 직교 불균형 에러를 고정시킨 상태에서 위상 잡음을 증가시키며 제안한 방법의 BER 성능을 보인다. 그 다음 위상 잡음을 매우 크게 하여 기존 방법보다 제안한 방법이 효과적으로 성능 개선이 됨을 보이고 BER을 통하여 영향의 정도를 알 수 있다.

시뮬레이션을 위한 조건은 다음과 같다.

- 변조 방식: 16 QAM
- 전송 데이터 포맷: IEEE 802.11a WLAN 표준에 근거하여 조성
- Oversampling rate: 4
- Channel: AWGN
- IQ imbalance parameter(Gain error $\epsilon=0.1$, phase error $\phi=8^\circ$)
- Phase noise parameter: $pn=0.06 \text{ rad}^2$

그림 3은 직교 불균형 보상과 위상 잡음 성분 보상을 하기 전과 한 후의 그림이다. CPE 성분이 성상도의 위상 회전으로 나타나므로 이런 경우 반드시 등화기를 사용하여 보상을 해주지 않으면 BER 성능

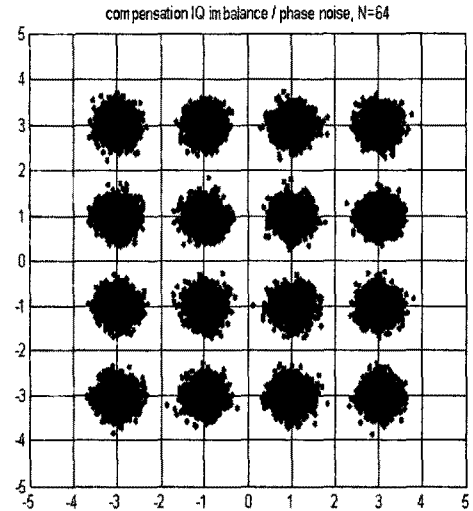
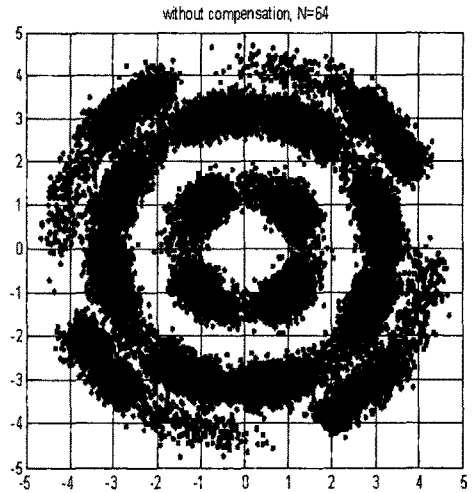


그림 3. $\epsilon=0.1, \phi=8^\circ, pn=0.06 \text{ rad}^2$ 일 경우 보상전과 보상후의 성상도

Fig. 3. Constellation with compensation in case $\epsilon=0.1, \phi=10^\circ, pn=0.06 \text{ rad}^2$.

이 크게 악화된다. 보상후의 그림은 위상 회전이 사라지고 각 심볼 간의 ICI 성분도 거의 사라진 걸 알 수 있다.

그림 4는 $\epsilon=0, \phi=5^\circ, pn=0.002 \sim 0.008 \text{ rad}^2$ 일 경우에 보상전과 보상후의 성능을 보였다. 맨 먼저 등화기를 쓰지 않는 경우는 $pn=0.004 \text{ rad}^2$ 부터는 곡선이 floor되는 것을 알 수 있다. 직교 불균형 에러 중 위상 에러가 5도인 경우 위상 잡음이 0.002 이하로 발생하여야만 사용 가능함을 알 수 있다. 시스템에 방해 요소로 발생할 수 있는 다른 환경을 고려한다

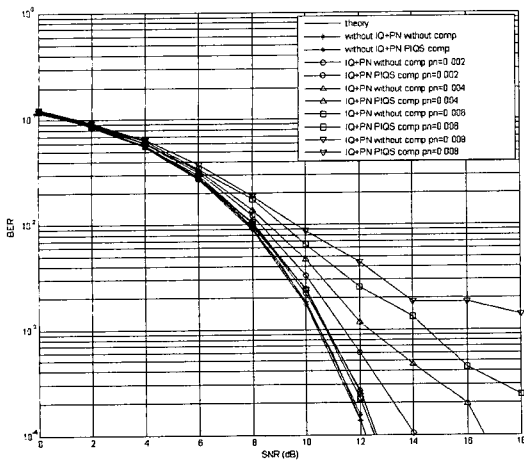


그림 4. 위상 잡음에 따라 보상전과 보상후의 BER 비교
 Fig. 4. BER comparison of compensation in case increase phase noise.

면 대략 $pn=0.001 \text{ rad}^2$ 이하 위상 에러 5도 이하가 바람직해 보인다. 이러한 이유로 경우에 따라 위상 잡음이 발생할 경우를 감안하여 등화기에 CPE 및 ICI 제거 기능을 사용하게 되는데, 직교 불균형 에러가 발생하면 ICI에 심각한 영향을 주므로 제안된 방식을 사용하면 $pn=0.002$ 인 경우 약 1.5 dB 정도 개선됨을 알 수 있으며, 그 이상에서도 비슷한 성능이 유지됨을 알 수 있다.

그림 5는 $\epsilon=0.1$, $\phi=2\sim 8^\circ$, $pn=0.004 \text{ rad}^2$ 일 경우에 기존 PNS 알고리즘과 CPE 제거 기능을 추가한 방식과 제안된 방식과 보상을 하지 않았을 경우의 성능을 비교한 것이다. 그림 4에서 설명하였듯이 $pn=0.002 \text{ rad}^2$ 이하에서는 잡음을 제거하지 않더라도 위상 에러 5°가 발생하더라도 어느 정도 성능이 확보되므로 그 이상의 경우에 위상을 변화시켜 성능을 확인한 것이다. 위상 잡음이 존재할 때 직교 불균형 에러 중 위상 에러를 변화시키면서 제안한 방식의 보상 정도를 확인하면, 보상하지 않은 경우에 위상 에러가 5도 발생하더라도 성능 곡선이 floor 되므로 사용하기 어려운 걸 알 수 있으며, CPE 제거를 한 PNS 알고리즘과 제안한 PIQS 방식과는 위상 에러가 2°일 경우 10^{-4} 에서 약 3 dB 정도 좋으며, 위상 에러 5°일 경우엔 약 4.9 dB 정도 좋아짐을 알 수 있다. 위상 잡음이 없을 경우에는 개선의 정도가 그렇게 크

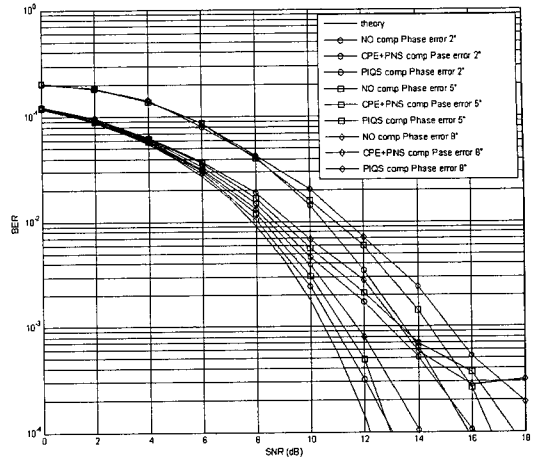


그림 5. 위상 에러에 따라 보상전과 보상후의 BER 비교(16 Qam)
 Fig. 5. BER comparison of compensation in case increase phase error.

지 않을 수 있다. 또한, SNR이 낮을 경우엔 AWGN 잡음이 위상 잡음과 직교 불균형에 비해 매우 크므로 별 차이를 안보이나, PNS 알고리즘을 사용할 경우엔 초기 에러를 수정하지 못하여 성능의 차이를 보이며 제안된 PIQS 방식은 MMSE 과정에서 파일럿 심볼을 사용하여 보상하면서 성능 개선의 효과가 발생하는 것을 알 수 있고, 10^{-3} 근처에 까지 보상하지 않은 성능이 PNS보다 우수하게 나오는 현상이 발생하는 것을 알 수 있다. 하지만 8° 이상의 위상 에러가 발생하면 제안된 방식도 성능이 열화가 되기 시작한다. 하지만 실제 8° 이상 위상 에러가 발생한다면 송신 장비나 수신기의 국부 발진기는 심각한 손상을 입은 상태일 것이다.

그림 6은 $\epsilon=0.1$, $\phi=8^\circ$, $pn=0.06 \text{ rad}^2$ 일 경우의 성능을 나타낸다. 보상하지 않은 신호는 수신 불가능 상태이고, CPE+PNS는 제안한 방식과 성능을 비교할 수 없는 상태이다. $pn=0.004 \text{ rad}^2$ 이상부터는 위상 에러가 8°일 경우, 성능 곡선이 CPE+PNS가 floor되는 현상이 발생하므로 위상 잡음을 증가시켜 제안된 방식의 성능을 확인하여 보았다. 위상 잡음이 $pn=0.06 \text{ rad}^2$ 일 경우 그림 5와 비교하였을 때 거의 동일한 결과가 나오므로 위상 잡음 제거가 확실하게 이루어짐을 알 수 있다. 하지만 이 이상의 위상 잡음이 들어올 경우, 제안되는 방식은 SNR이 14 dB 이상일

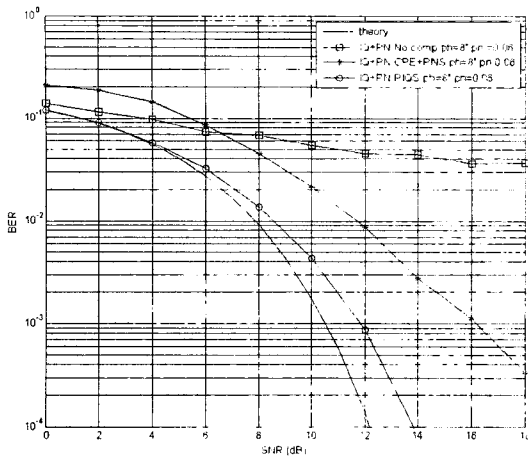


그림 6. $\epsilon=0.1$, $\phi=8^\circ$, $pn=0.06 \text{ rad}^2$ 경우 BER 성능
 Fig. 6. BER with compensation in case $\epsilon=0.1$, $\phi=8^\circ$, $pn=0.06 \text{ rad}^2$.

때 10^{-4} 의 성능을 보이므로 열화되기 시작하는 것으로 간주한다.

V. 결 론

본 논문에서는 위상 잡음과 직교 불균형이 있는 OFDM 수신기에서 FFT 후단에서 CPE 성분을 제거하고 직교 불균형 성분을 추출하고 보상하면 ICI가 줄어들어 BER 성능이 증가됨을 보였다. 추출 성분은 파일럿 데이터를 이용하여 CPE가 제거된 수신 파일럿 심볼과 차를 구하여 최적의 값을 구했으며, 특히 forgetting factor에 추출한 성분을 변수로 사용하여 적응 등화기로 동작하므로 SNR이 높아질수록 BER 성능이 개선됨을 알 수 있었다. 시뮬레이션 결과를 통하여 기존 CPE 제거를 한 후 PNS 알고리즘을 적용하였을 때의 성능과 제안한 PIQS 방법의 성능을 비교하여 위상 잡음과 직교 불균형이 FFT 후단에서 발생했을 때 등화기 설계에 적용하면 도움이 된다는 걸 확인할 수 있었다. 또한, 제안한 알고리즘에서 $\epsilon=0.1$, $\phi=2\sim 8^\circ$, $pn=0.004 \text{ rad}^2$ 인 경우는 기존 방식에 비해 약 3~4.9 dB 개선되며, $\phi=8^\circ$ 에서 $pn=0.06 \text{ rad}^2$ 이하 SNR 14 dB 이하로의 QoS를 만족함을 알 수 있었다. 또한, CPE가 제거된 파일럿 심볼을 추출하여 MMSE 판정 기준으로 사용할 경우에 복합적인 간섭이 FFT 후단의 등화기에 적용되면 기준 신호

외에 간섭 잡음 추정 및 제거됨을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] R. Van Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [2] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, NJ: Prentice Hall, 1998.
- [3] 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.
- [4] H. G. Ryu, H. S. Lee, "Analysis and minimization of phase noise of the digital hybrid PLL frequency synthesizer", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, no. 2, May 2002.
- [5] M. R. Gholami, S. Nader-Esfahani, and A. A. Eftekhari, "A new method of phase noise compensation in OFDM", *ICC '03. IEEE International Conference on Communication*, vol. 5, pp. 3443-3446, May 2003.
- [6] Songping Wu, Y. Bar-Ness, "A phase noise suppression algorithm for OFDM-based WLANs", *IEEE Communications Letters*, vol. 6, Issue. 12, pp. 535-537, Dec. 2002.
- [7] Jan Tubbx, Boris Côme, Liesbet Van der Perre, Stéphane Donnay, Marc Engels, Hugo De Man, and Marc Moonen, "Compensation of IQ imbalance and phase noise in OFDM systems", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 3, May 2005.
- [8] Alireza Tarighat, Ali H. Sayed, "MIMO OFDM receivers for systems with IQ imbalances", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 9, Sep. 2005.
- [9] A. Schuchert, R. Hasholzner, and P. Antoine, "A novel IQ imbalance compensation scheme for the reception of OFDM signals", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 47, Issue 3, pp. 313-318, Aug. 2001.

- [10] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting", *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, no. 2, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [11] C. L. Liu, "Impacts of I/Q imbalance on QPSK-OFDM-QAM detection", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 44, Issue 3, pp. 984-989, Aug. 1998.
- [12] M. Valkama, M. Renfors, and V. Koivunen, "Advanced methods for I/Q imbalance compensation in communication receivers", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, no. 10, pp. 2335-2344, Oct. 2001.
- [13] Huseyin Arslan, "IQ gain imbalance measurement for OFDM based wireless communication systems", *Military Communications Conference*, pp. 1-5, Oct. 2006.

유 상 범



1996년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)
 1999년 3월~2001년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2006년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정
 19996년 3월~1999년 2월: 영동공

과대학 조교

2001년 3월~2006년 2월: 태영텔스타 등 근무

[주 관심분야] OFDM 통신시스템, 디지털 위성 통신 및 무선 LAN 등

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수
 2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
 1996년~현재: IEEE, IET 논문 심사위원
 2002년: 한국전자과학회 학술상 수

상

[주 관심분야] 이동 통신 시스템, 위성 통신, 3G/4G 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리

김 상 균



2007년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)
 2007년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] OFDM 통신시스템, B3G/4G 이동 통신, 위성 통신 및 무선 LAN 등