

# DFT 확산 방식의 OFDM 통신 시스템에서 위상잡음과 직교 불균형 보상

## Compensation of Phase Noise and IQ Imbalance in the OFDM Communication System of DFT Spreading Method

유 상 범 · 유 흥 균

Sang-Burm Ryu · Heung-Gyoon Ryu

### 요 약

DFT(Discrete Fourier Transform) 확산 방식의 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 통신 시스템은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio) 저감에 매우 효과적인 시스템이며, 3GPP LTE(3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project Long Term Evolution)의 상향 링크에 SC-FDMA(Single Carrier-Frequency Division Multiple Access)에 사용된다. SC-FDMA는 일반적으로 OFDM 시스템보다 위상잡음과 직교 불균형으로 인한 ICI(Inter-Carrier Interference)에서 더 성능 열화가 발생하며, 등화기에 심각한 영향을 미친다. 그러므로 본 논문에서는 상향 링크에서 신호 전송 시 발생하는 위상잡음과 직교 불균형(IQ Imbalance: In-phase/Quadrature Imbalance), 그리고 전력 증폭기(HPA: High Power Amplifier)의 백-오프 특성에 따른 영향을 분석하고, ICI 성분을 제거할 수 있는 효과적인 등화 알고리즘을 제시한다. 제안된 등화기는 FDE(Frequency Domain Equalizer) 방식을 기반으로 설계하였으며, 기존의 PNS(Phase Noise Suppression) 알고리즘을 FDE에 사용될 수 있도록 수정하고 개선하여 위상 잡음과 직교 불균형으로 인한 ICI를 보상한다. 시뮬레이션 결과를 통하여 back-off 5.5 dB 상태에서 위상 잡음 0.06 rad<sup>2</sup>, 위상 에러 5도, 진폭 에러 0.005 인 경우, 위상 잡음과 직교 불균형을 보상하여 SNR=14 dB 정도에서 BER=10<sup>-4</sup>의 성능을 만족할 수 있다.

### Abstract

DFT-spread OFDM(Discrete Fourier Transform-Spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is very effective for solving the PAPR(Peak-to-Average Power Ratio) problem. Therefore, the SC-FDMA(Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) which is basically same to the DFT spread OFDM was adopted as the uplink standard of the 3GPP LTE (3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project Long Term Evolution). Unlike the ordinary OFDM system, the SC-FDMA using DFT spreading method is vulnerable to the ICI(Inter-Carrier Interference) problem caused by the phase noise and IQ(In-phase/Quadrature) imbalance and effected FDE(Frequency Domain Equalizer). In this paper, the ICI effects from the phase noise and IQ imbalance which can be problems in uplink transmission are analyzed according the back-off level of HPA. Next, we propose the equalizer algorithm to remove the ICI effects. This proposed equalizer based on the FDE can be considered as up-graded and improved version of PNS(Phase Noise Suppression) algorithm. This proposed equalizer effectively compensates the ICI resulting from the phase noise and IQ imbalance. Finally, through the computer simulation, it can be shown that about SNR=14 dB is required for the BER=10<sup>-4</sup> after ICI compensation when the back-off is 4.5 dB,  $\epsilon=0.005$ ,  $\phi=5^\circ$ , and  $pn=0.06 \text{ rad}^2$ .

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

「이 논문은 2008학년도 충북대학교 학술연구지원사업에 의하여 연구되었음(This work was supported by the research grant of the Chungbuk National University in 2008).」

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

· 논문 번호 : 20080917-120

· 수정완료일자 : 2009년 1월 7일

## I. 서론

SC-FDMA는 다중 반송파 신호를 DFT 확산 코드에 의해 변환함으로써 단일 반송파로 다중 접속이 가능하게 하면서, 높은 PAPR 저감 효과를 갖는다. 또한, 3GPP(3rd Generation Partnership Project)에서는 LTE(Long Term Evolution) 표준 기술로 상향 링크에 DFT spreading 기법을 적용한 SC-FDMA(Single Carrier-Frequency Division Multiple Access)를 채택하였다<sup>[1]</sup>. SC-FDMA 방식은 OFDMA에 비해 PAPR의 성능이 우수하다. 두 방식 모두 IFFT/FFT 또는 DFT 처리를 하기 때문에 위상 잡음과 직교 불균형으로 인하여 직교성을 깨트리는 ICI 성분에는 매우 취약하다는 단점이 있지만, 특히 SC-FDMA는 DFT 처리 과정이 추가되면서 OFDMA보다 ICI에 더 민감한 특성을 보인다. 더욱이 상향 링크 전송 시 고속 데이터를 처리하기 위해서는 이러한 문제를 반드시 해결해야 하며, 처리 비용의 절감을 고려해야 한다. 또한, SC-FDMA에서 사용되는 FDE는 OFDM에서 사용되는 등화기와 비슷한 성능이지만 ICI에 대한 영향은 오히려 증가하므로 이를 제거하여 성능을 증가시키는 것은 매우 중요하다.

OFDM 시스템에서 PAPR 및 ICI 문제는 매우 중요한 이슈이며, 많은 연구들이 이루어지고 있다<sup>[2]~[5]</sup>. 위상 잡음으로 인한 ICI 성분을 제거하기 위한 대부분의 연구들은 파일럿 심볼을 이용하여 추정하고 보상하는 방식을 제안하였다<sup>[7][8]</sup>. 또한, 직교 불균형을 보상하기 위해 프리앰블이나 훈련 심볼을 수정하여 보상하는 방법들이 제시되어 왔다<sup>[9]~[11]</sup>. 이외에도 HPA의 성능 열화로 인해 클립된 신호<sup>[6]</sup>는 위상 잡음이나 직교 불균형과 함께 ICI에 영향을 미치게 되는데, 이를 분석하여 위상 잡음이나 직교 불균형과 함께 보상을 이루는 것이 성능 향상을 위해 중요하다.

기존의 PNS 알고리즘은 OFDM 시스템에서 MMSE 방식을 사용하여 등화 과정이 이루어지기 때문에 위상 잡음 제거 측면에서 비용 절감 효과 및 성능 면에서 훌륭한 면을 보인다<sup>[5]</sup>. 그러므로 이 방식을 채택하여 위상 잡음과 직교 불균형을 보상하는 개선된 PNS 등화 알고리즘을 사용하여 매우 효과적으로 성능을 개선할 수 있음을 참고문헌 [12]에서 제안하였다.

본 논문에서는 SC-FDE 방식의 ICI 제거 방법으로 기존 PNS 알고리즘을 개선하여 새로운 PNS 알고리즘을 제안한다. 기존 PNS 방식을 사용하는 경우에 위상 잡음으로 인한 ICI가 제거되지 못하고 오히려 등화기의 성능을 열화시킨다. 제안한 방식은 HPA와 위상 잡음과 직교 불균형으로 인한 ICI 성분이 동시에 존재하는 경우에, 수신 단에서 FFT 후 MMSE 과정을 수행하면서 기준 값을 추출하고, 탭 가중치(tap weight) 계수들을 갱신하기 위해 PNS 알고리즘을 사용하고, 1) HPA와 위상 잡음과 직교 불균형으로 인한 오차를 한꺼번에 CPE(Common Phase Error)가 제거된 파일럿 심볼로부터 추출하여 이 성분을 2) 가변적인 forgetting factor로 사용하며, 3) ICI와 잡음에너지 추정 값에 곱한다. 1)과 2) 및 3)의 동작이 동시에 수행되어야 만이 성능이 개선되며, 이 부분이 기존 PNS 방식과의 차이점이다. 이 외에도 DFT 확산 OFDM 시스템의 HPA에서 비선형 왜곡된 신호가 위상 잡음, 직교 불균형과 함께 ICI 성분을 증가시켜 등화기의 손실을 가져오는 것을 BER 성능을 통해 보이고, 제안한 알고리즘을 사용하여 성능 개선을 확인한다. 추출 및 보상 방법을 증명하기 위해 HPA에 의한 백-오프 정도에 따라 BER 성능을 확인하고, 위상 잡음과 직교 불균형을 동시에 발생시켜 성능을 보인다.

## II. DFT 확산 OFDM에서의 위상 잡음과 직교 불균형의 영향

DFT 확산 OFDM은 앞서 기술한 바와 같이 주파수 영역의 처리를 갖는 SC-FDMA의 하나이다. 위상 잡음과 직교 불균형을 고려한 송수신 구성도는 그림 1과 같다. 먼저  $\tilde{S}$  개의 병렬 데이터 심볼  $d_{\tilde{s}}, \tilde{s} = 0, \dots, \tilde{S}-1$  이  $\tilde{S}$  point DFT에 입력되고, DFT 확산된 신호는 반송파 mapping 블록을 거쳐 N point IFFT에 입력된다. DFT 확산 처리는 이산 푸리에 행렬의 곱으로 표현되고, 각각의 데이터를 특정 길이를 갖는 코드로 확산한다는 것을 의미한다. 이러한 확산 처리는 PAPR 저감 효과와 함께 주파수 다이버시티 특성을 갖게 한다.

$\tilde{S}$  개의 병렬 데이터 심볼이 다음과 같고,

$$C = [d_0, d_1, \dots, d_{\tilde{S}-1}] \tag{1}$$

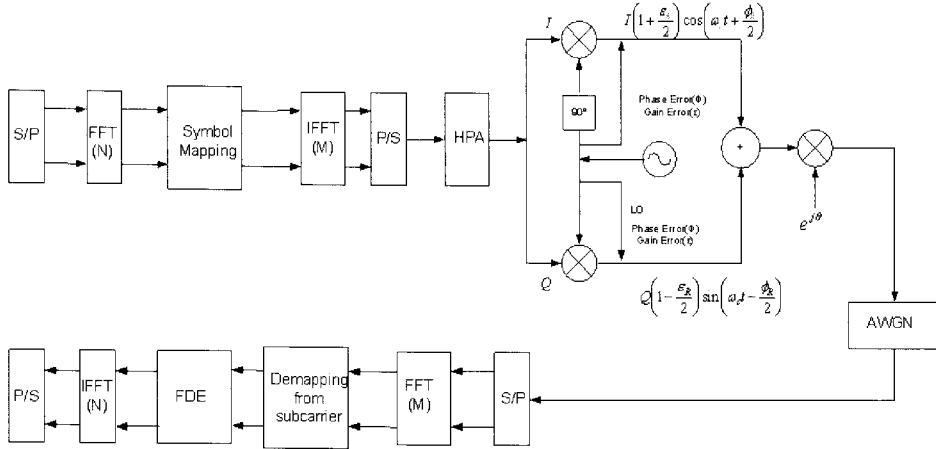


그림 1. 위상 잡음과 직교 불균형을 고려한 DFT 확산 OFDM 시스템  
Fig. 1. DFT-spread OFDM system with phase noise and IQ imbalance.

DFT 확산 블록을 다음과 같은 행렬로 정의할 때,

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^{-1} & \dots & W^{-(\tilde{S}-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{-(\tilde{S}-1)} & \dots & W^{-(\tilde{S}-1)(\tilde{S}-1)} \end{bmatrix}_{\tilde{S} \times \tilde{S}} \quad (2)$$

여기서  $W = e^{-j\frac{2\pi}{\tilde{S}}}$  이고, DFT 확산된 신호열은 다음과 같이 나타난다.

$$X'_{\tilde{S}} = C \times Q = \sum_{l=0}^{\tilde{S}-1} d_l \cdot e^{-j2\pi l / \tilde{S}} \quad (3)$$

부반송과 mapping을 거친 후 이 신호는 다시 N point IFFT를 거치게 되며, 이때의 DFT 확산 OFDM 송신 신호는 다음과 같다.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{j2\pi kn / N} = \sum_{k=0}^{N-1} X'_k \cdot e^{j2\pi kn / N} \quad (4)$$

여기서,  $X_k = X'_k = \sum_{l=0}^{\tilde{S}-1} d_l \cdot e^{-j2\pi l / \tilde{S}}$  이다.

DFT 확산 시스템에서는 발진기에서 발생하는 위상 잡음에 의한 DFT 확산 코드의 위상 오프셋 불일치로 인하여 기존 OFDM에 비하여 상대적으로 더 많은 간섭, 즉 ICI와 SCI(Self-Channel-Interference) 성분이 발생하여 성능이 나빠지며 수식적 전개는 참고문헌 [13]을 에 제시되어져 있다.

직교 불균형이 발생하였을 때 I 채널과 Q 채널에

위상 에러  $\phi$ 와 이득 에러  $\varepsilon$ 를 고려하면 LO 신호는 각각 다음과 같다<sup>[3]</sup>.

$$\begin{aligned} x_{LO,I}(t) &= \left(1 + \frac{\varepsilon}{2}\right) \cos\left(\omega_c t + \frac{\phi}{2}\right) \\ x_{LO,Q}(t) &= \left(1 - \frac{\varepsilon}{2}\right) \sin\left(\omega_c t - \frac{\phi}{2}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

따라서 입력 신호와 LO 신호의 LPF 출력신호를 구할 수 있다.

$$x_{BB,I}(t) = I \left(1 + \frac{\varepsilon}{2}\right) \cos \frac{\phi}{2} + Q \left(1 - \frac{\varepsilon}{2}\right) \sin \frac{\phi}{2} \quad (6)$$

$$x_{BB,Q}(t) = -I \left(1 + \frac{\varepsilon}{2}\right) \cos \frac{\phi}{2} + Q \left(1 - \frac{\varepsilon}{2}\right) \sin \frac{\phi}{2} \quad (7)$$

HPA의 영향을 고려하기 위해 본 논문에서는 비선형 증폭기를 사용한다. 상향 링크 시 충분히 back-off를 하지 못하게 되면 송신신호는 clipped 된다고 가정하고, clipped 신호는 다음과 같이 가정한다.

$$s[n]_{clip} = g(s[n]) \equiv \begin{cases} s[n], & |s[n]| \leq A_{max} \\ A[s(n)]e^{j(\Phi[s(n)] + \theta(n))}, & |s[n]| \geq A_{max} \end{cases} \quad (8)$$

여기서  $g(\cdot)$ 은 여기서 신호가 clipped될 때의 함수이고,  $A_{max}$ 은 clipped되는 레벨이다. 여기서 참고문헌 [6]을 참조하여 HPA의 비선형 에러를 적용하고 위의 직교 불균형을 가지는 수신 신호에 AWGN 잡음과 위상잡음이 섞인 신호는 다음과 같이 나타낼

수 있다. 위상 잡음을 위해 PLL의 수학적 위상 잡음의 등가 모델은 참고문헌 [2]와 [3]을 참조하여 사용하였다. 여기서  $\alpha$ 는 HPA의 비선형 성으로 인한 클립된 왜곡 성분이다.

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

위 식으로부터 직교 불균형 성분 중 위상 에러를 보상한 후에 수신 신호는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다. 참고문헌 [14]를 참조하여 위 식을 계산하게 되면  $r(t) = \alpha \cdot \{ \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^*(t) \} \cdot e^{j\theta(t)}$ 라 할 수 있고,  $x(t) = I(t) + jQ(t)$ 이고  $x^*(t)$ 는  $x(t)$ 의 공액복소수이며, 여기서  $\alpha_1 = \cos \frac{\phi}{2} - j \frac{\varepsilon}{2} \sin \frac{\phi}{2}$ ,  $\alpha_2 = \frac{\varepsilon}{2} \cos \frac{\phi}{2} - j \sin \frac{\phi}{2}$ 가 된다. DFT 확산 OFDM에서는 OFDM에서와 다르게 단일 반송파 효과가 나타나므로  $\alpha_1$ 에 의해 조절되어지고  $\alpha_2$ 에 의해 조절되어진  $x^*(t)$ 로 인한 mirror image 성분이 발생하지 않는다.

채널을 거치고 송수신기의 위상 잡음과 직교 불균형, 증폭기의 영향을 모두 고려한 수신된 신호는 아래의 식과 같이 표현될 수 있다.

$$r(n) = [x(n) \otimes h(n) + v(n)] e^{j\theta(n)}$$

여기서  $x(n)$ ,  $h(n)$ ,  $v(n)$ ,  $r(n)$ 은 각각 송신 신호, 채널 임펄스 응답, 복소 가우시안 잡음, 수신된 신호이다. 하향 변환된 후에 위상 에러가 정정된 수신된 신호는 Cyclic prefix를 제거하고, FFT 처리를 통해 복원된  $k$ 번째 부 반송파에서 복조된 신호는 다음과 같이 유도될 수 있다.

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

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

참고문헌 [4]에 따라 위상 잡음의 영향을 분석하기 위해 채널 응답  $H=1$ 로 가정하고, 직교 불균형과

위상잡음을 가지는 간략화 된 식 (9)와 같다.

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

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

$$= Y_{k1} + Y_{k2} + N_k \tag{9}$$

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

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

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

$$= \alpha \cdot (\alpha_1 X_k + \alpha_2 X_k^*) + CPE$$

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

$$Y_{k2} = \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} \alpha \cdot (\alpha_1 X_i + \alpha_2 X_i^*) \cdot Q_{i-k}$$

$$= \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} \alpha \cdot (\alpha_1 X_i + \alpha_2 X_i^*) \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\theta(n)} \cdot e^{j \frac{2\pi}{N} (i-k)n}$$

### III. 직교 불균형의 추출과 위상 잡음 보상

제안한 방법의 기본 동작하기 위한 전제 조건은 다음과 같다.

- 1) 널 심볼과 파일럿 심볼은 심볼 매핑 단계에 삽입되어야 한다.
- 2) 수신 단에 사용되는 훈련 심볼은 DFT 확산된 데이터 형식으로 알고 있어야 한다.
- 3) CPE가 제거된 파일럿 심볼을 사용하여 이미 알고 있는 파일럿 심볼과의 차를 이용하여 오차 전력을 구한다.
- 4) 구하여진 오차 전력을 사용하여 등화기의 MMSE 판정 기준과 가변적인 forgetting factor로 이용한다.

수신된 신호의 FFT 후단에서의 보상 신호 처리

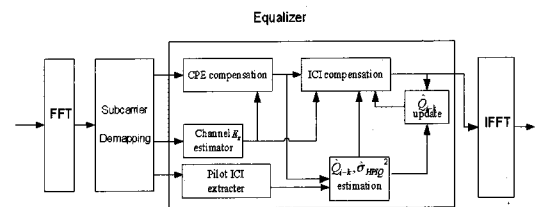


그림 2. 직교 불균형과 위상 잡음의 추출과 보상  
Fig. 2. Extraction and compensation of IQ imbalance and phase noise.

과정은 다음과 같다.

$$Y_k = \alpha \cdot (\alpha_1 X_k + \alpha_2 X_k^*) \cdot Q_0 + \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} \alpha \cdot (\alpha_1 X_i + \alpha_2 X_i^*) \cdot Q_{i-k} + N_k. \quad (10)$$

위 식의 첫 번째 항은 CPE 성분이고, 두 번째 항은 ICI 성분이다. 먼저 CPE 성분을 추정하기 위하여 파일럿 심볼을 사용하였으며, 추정 신호는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} CPE_k &= \frac{Y_k}{X_k} = \alpha \cdot \alpha_1 Q_0 + \alpha \cdot \alpha_2 \left( \frac{X_k^*}{X_k} \right) Q_0 + \\ &\frac{ICI + N_k}{X_k} = \alpha \cdot \left( \alpha_1 + \alpha_2 \left( \frac{X_k^*}{X_k} \right) \right) Q_0 + W_k. \\ r_{cpe} &= \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} CPE_k = \alpha \cdot \left( \alpha_1 + \alpha_2 \left( \frac{X_k^*}{X_k} \right) \right) Q_0 + \frac{1}{4} \sum_{k \in S_p} W_k. \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)에서  $N_p$ 는 파일럿 심볼의 개수고 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.

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_k &= \alpha \cdot (\alpha_1 X_k + \alpha_2 X_k^*) \cdot Q_0 / r_{cpe} + \\ &\sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} \alpha \cdot (\alpha_1 X_i + \alpha_2 X_i^*) \cdot Q_{i-k} / r_{cpe} + N / r_{cpe} \\ &= \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} \alpha \cdot (\alpha_1 X_i + \alpha_2 X_i^*) \tilde{Q}_{i-k} + W_{ICI+AWGN}. \end{aligned} \quad (12)$$

위 식은 위상 잡음과 직교 불균형에 의한 ICI 성분과 AWGN 잡음만 존재하게 된다. 기존 논문에서 위상잡음의 영향을 제거하기 위하여 위의 수신신호는 MMSE 등화 과정에 따라 최종적으로 송신된 기준 데이터를 추정한다. MMSE 등화 과정에서는 계수 값을 갱신한다<sup>[5],[6]</sup>.

본 논문에서는 HPA의 영향과 직교 불균형과 위상잡음을 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  $\tilde{Q}_{i-k} \cdot H_k \approx \hat{Q}_{i-k}$ 라 할 수 있으며, 등화기 계수는 다음과 같다.

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

이 식에서  $(\cdot)^*$ 은 conjugate 과정을 의미하며, 여기에서  $\tilde{\sigma}_x^2$ 은  $W_{ICI+AWGN}$ 의 전력 값이고,  $E_x$ 는 유용한 전력이다. 기존 논문의 방식을 사용하여 각 부반송파간 간섭을 발생하는 위상 값인  $\tilde{Q}_{i-k}$ 의 샘플을 구하기 위하여 파일럿 심볼을 이용하여 cost function을 최소화하는 방식으로 구하였다. 편의상  $\alpha \cdot (\alpha_1 X_i + \alpha_2 X_i^*)$ 를  $X_{hpqi}$ 로 치환하였다.

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

직관적으로 위상잡음으로 발생하는 ICI가 제거되고 나면 비선형 에러로 인하여 발생하는 ICI 성분과 잡음 전력이라는 것을 알 수 있으며, 이를 추출하기 위하여 결정지향적 방법을 사용하였으며, 송신된 파일럿 심볼 중 4개의 파일럿 심볼만을 이용하였다. 수신된 파일럿 심볼에서 가장 영향을 많이 주는 부분이 위상잡음과 HPA와 직교 불균형이므로 이에 대한 평균 전력을 구하여 사용하였다. 본 논문에서는 HPA에 의한 클리핑 에러와 위상잡음과 직교 불균형이 동시에 존재하며 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 부반송파 사이에 영향을 미치는 성분으로 추정한다. 추정된 값을 기준으로 식 (15)와 식 (16)을 구하고, 구해진 널 심볼과 파일럿 심볼 추정 값을 이용하여 ICI 성분과 잡음을 줄인다.

$$\tilde{Q}_{hp1q} = \left( \frac{1}{N_p} \sum_{k \in s_p} |Y_p - \tilde{Y}_k| \right)^2 \quad (14)$$

$$\min_{\tilde{Q}_k, k \in s_p} \sum_{k \in s_p} |\tilde{Y}_k - X_k \tilde{Q}_{hp1q} \tilde{Q}_{i-k}|^2 \quad (15)$$

$$\tilde{Q}_{hp1q} \tilde{Q}_{i-k} = \frac{\sum_{k \in s_p} \tilde{Y}_k X_k^*}{\sum_{k \in s_p} |X_k|^2} \quad (16)$$

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

$$\hat{Q}_{i-k} = \tilde{Q}_{hp1q} \tilde{Q}_{i-k} + (1 - \tilde{Q}_{hp1q}) \tilde{Q}_{i-k} \quad (18)$$

$$\hat{\sigma}_{PHIQ}^2 = \frac{1}{N_x} \sum_{k \in s_x} |\tilde{Y}_k|^2 - \frac{1}{N_p} \sum_{k \in s_p} |Y_p - \tilde{Y}_k|^2 \quad (19)$$

위 식을 사용하면 위상 잡음이 있는 상태에서 직교 불균형 에러가 발생하게 되더라도 MMSE를 사용한 등화기가 효과적으로 위상잡음을 제거하게 된다. 그러므로 DFT 확산 OFDM에서 CPE를 제거하고 직교 불균형 에러가 발생했을 때 직교 불균형 성분이 ICI에 미치는 영향을 효과적으로 제거할 수 있는 알고리즘이다.

#### IV. 시뮬레이션 결과 및 논의

시뮬레이션을 위한 조건은 다음과 같다.

- 변조 방식: 16 QAM
- DFT spreading 기법:  $N=48$ , 64심볼 매핑,  $M=64$ .
- Oversampling rate: 4
- Channel: AWGN
- HPA parameter: SSPA, 백-오프 3~8 dB
- Phase noise parameter:  $pn=0.06 \text{ rad}^2$
- IQ imbalance parameter: Gain error  $\epsilon=0.1$ , phase error  $\phi=5^\circ$

그림 3은 위상 에러  $5^\circ$ , 진폭 에러 0.005, back off 5 dB, 위상 잡음  $0.06 \text{ rad}^2$ 일 때의 성상도이다. 보상 전의 경우는 보상을 해주지 않으면 BER 성능이 매우 열화되는 것을 성상도를 통해 예상할 수 있고, 보상 후는 수신단의 IFFT 전에 CPE 성분과 ICI 성분이 사

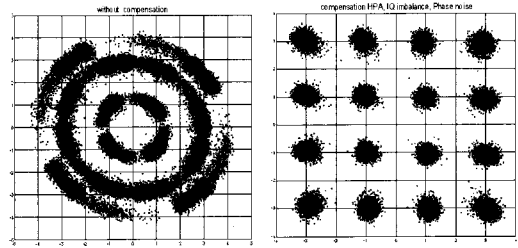


그림 3. 보상전과 보상 후의 성상도(back-off 5 dB, 위상잡음  $0.06 \text{ rad}^2$ ,  $\epsilon=0.005$ ,  $\phi=5^\circ$ )

Fig. 3. Constellation with and without compensation(back-off 5 dB,  $pn=0.06 \text{ rad}^2$ ,  $\epsilon=0.005$ ,  $\phi=5^\circ$ ).

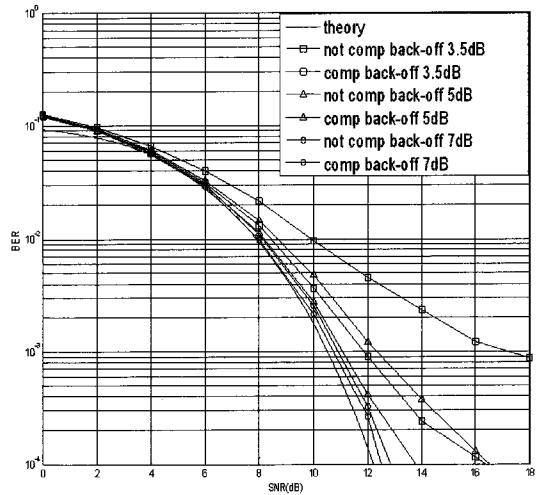


그림 4. Back-off 정도에 따른 BER 성능

Fig. 4. BER comparison of compensation in case increase back-off.

라졌으므로 매우 깨끗하게 되었다는 것을 알 수 있다.

그림 4에서는 먼저 DFT spreading 방식에서 SSPA를 사용하고, back-off를 7 dB, 5 dB, 3.5 dB를 적용하여 시뮬레이션한 결과이다. 위상잡음과 직교 불균형은 적용되지 않았다. Back-off 8 dB에서는 거의 0.8 dB 정도 개선되며 거의 성능 개선이 이루어지지 않고 있으며, 5 dB에서는  $10^{-4}$ 에서 대략 2.5 dB 정도의 성능 개선이 보이므로 ICI가 증가되고 제안된 방법으로 제거되고 있음을 알 수 있으며, 3.5 dB에서는 적용하지 않으면 에러 floor가 발생한다.

그림 5는 back-off 6.5 dB 상태에서 위상 에러 4도, 진폭에러 0.1로 고정하고, 위상잡음을 0.002, 0.005, 0.01,  $0.06 \text{ rad}^2$ 으로 변화를 주어 시뮬레이션하였다.

위상 잡음 0.002에서 3 dB의 이득을 얻을 수 있었으며, 위상 잡음 0.005 rad<sup>2</sup>에서부터 보상하지 않으면 10<sup>-4</sup>에서 에러 floor가 발생하지만 보상하게 되면 SNR 14 dB 이하로 성능이 만족함을 알 수 있다. FDE에서 ICI가 제거됨에 따라 IFFT 후단에서의 성능은 좋아짐을 알 수 있다.

그림 6은 back-off 5.5 dB에서 위상 잡음 0.06 rad<sup>2</sup> 일 경우에 BER 곡선이다. 위상 에러는 5도이고, 진폭 에러는 0.005이다. 기존 방법인 PNS 알고리즘을

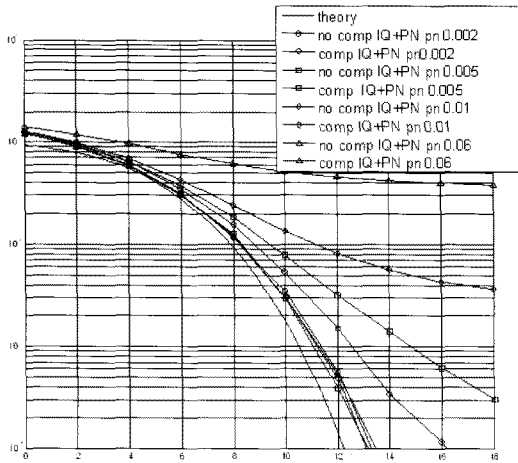


그림 5. 위상 잡음 변화에 따른 BER  
Fig. 5. BER comparison of compensation in case increase phase noise.

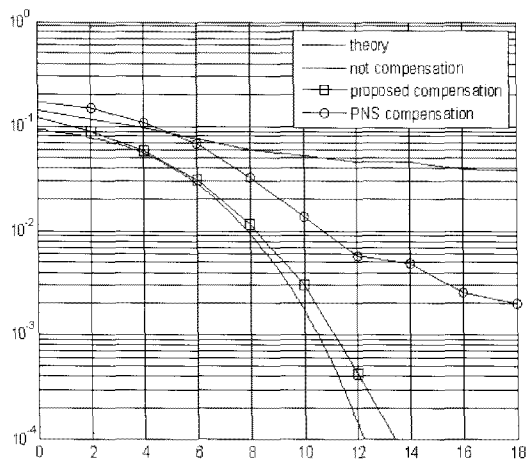


그림 6. Back-off 5.5 dB,  $\epsilon=0.005$ ,  $\phi=5^\circ$ ,  $pn=0.06 \text{ rad}^2$ 의 BER 성능  
Fig. 6. BER with compensation in case back-off 5.5 dB,  $\epsilon=0.005$ ,  $\phi=5^\circ$ ,  $pn=0.06 \text{ rad}^2$ .

사용하게 되면 에러 floor가 되고 제안된 방법은 SNR 14 dB 이하로 만족되고 있다. 여기서 위상 에러를 5도로 하여 시뮬레이션한 이유는 5도 이상의 위상 에러가 발생하면 BER 성능이 열화되기 시작한다. SC-FDE에서의 직교 불균형의 영향은 단일 반송파의 효과가 발생하므로 IFFT 후단의 정상도 상의 위상이 회전되어서 BER 성능이 좀더 열화된다. 그러므로 수신단에서도 등화기에 ICI를 제거함으로써 back-off 7 dB에 비해 2.5 dB의 이득과 효과적으로 위상 잡음과 직교 불균형 에러를 제거할 수 있음을 알 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 DFT Spread OFDM 시스템을 적용한 SC-FDMA에서 신호에 비선형 왜곡이 발생할 경우를 감안하여 수신 단에서 위상 잡음, 직교 불균형과 함께 이를 보상할 수 있는 방법을 제안하였다. 제안한 기법은 FDE 방식의 등화기법을 기반을 두고 있으며, 그 특성상 간섭에 영향을 많이 받으므로 PAPR로 인한 클리핑 에러가 적어야 되고, 위상 잡음과 직교 불균형 에러와 같은 간섭에 매우 민감하지만, 제안된 방법은 둘 다 만족할 수 있는 매우 효과적인 방법이다. 이를 증빙하기 위한 결과로 back-off를 변화시키며 성능을 관측하였는데 3 dB 정도에 이득을 얻을 수 있으며, 위상 잡음 또한 back-off 5 dB 상태에서 위상 잡음 0.06 rad<sup>2</sup>, 위상 에러 5도, 진폭 에러 0.005인 경우 10<sup>-4</sup>에서 SNR 14 dB 이하의 성능을 만족할 수 있었다. 그러므로 제안된 방식을 사용하면 비용 절감 및 전력 효율에서 이점을 얻을 수 있다.

## 참고 문헌

- [1] 3GPP, TR 25.814. "Physical layer aspects for evolved UTRA"[online]. Available: www.3gpp.org.
- [2] 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.
- [3] H. G. Ryu, H. S. Lee, "Analysis and minimization of phase noise of the digital hybrid PLL frequency synthesizer", *IEEE Transactions on Consumer Electro-*

ics, vol. 48, no. 2, May 2002.

[4] 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.

[5] Songping Wu, Y. Bar-Ness, "OFDM systems in the presence of phase noise: Consequences and solutions", *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 52, Issue. 11, pp. 1988-1996, Nov. 2004.

[6] Bingyang Wu, Shixin Cheng, and Haifeng Wang, "Clipping effects on channel estimation and signal detection in OFDM", *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 14th IEEE Proceedings on*, vol. 1, pp. 531-534, Sep. 2003.

[7] H. Witschnig, H. Reich, K. Stalling, H. Weigel, and R. Springer, "Performance versus effort for decision feedback equalization-an analysis based on SC/FDE adapted to IEEE 802.11a", *Communications, 2004 IEEE International Conference on*, vol. 6, pp. 3455-3459, Jun. 2004.

[8] 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.

[9] Basuki E. Priyanto, Troels B. Sørensen, Ole K. Jensen, Torben Larsen, Troels Olding, and Preben Mogens, "Assessing and modeling the effect of RF impairments on UTRA LTE uplink performance", *Vehicular Technology Conference, 2007. VTC-2007 Fall. 2007 IEEE 66th*, pp. 1213-1217, Sep.-Oct. 2007.

[10] M. Valkama, M. Renfors, and V. Koivunen, "Advanced method for I/Q imbalance compensation in communication receivers", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, no. 10, pp. 2335-2344, Oct. 2001.

[11] Huseyin Arslan, "IQ gain imbalance measurement for OFDM based wireless communication systems", *Military Communications Conference*, pp. 1-5, Oct. 2006.

[12] 유상범, 김상균, 유흥균, "위상 잡음과 직교 불균형이 있는 OFDM 수신 신호의 보상", *한국전자과학기술논문지*, 19(9), pp. 1208-1036, 2008년 9월.

[13] 이영선, 김남일, 김상우, 유흥균, "위상 잡음 보상과 PAPR 저감을 고려한 DFT-Spread OFDM 통신 시스템 설계와 성능 평가", *한국전자과학기술논문지*, 17(7), pp. 638-647, 2006년 7월.

[14] C. L. Liu, "Impacts of I/Q imbalance on QPSK-OFDM-QAM detection", *IEEE Transaction on Consumer Electronics*, vol. 44, issue 3, pp. 984-989, Aug. 1998.

유 상 범



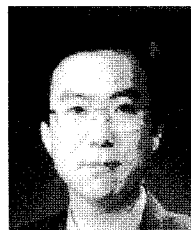
1996년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)  
 1999년 3월~2001년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2006년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정  
 1996년 3월~1999년 2월: 영동공과

대학 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: 한국전자과학기술회 학술상 수상

2008년: ICWMC 2008 국제학술대회 'Best Paper Award' 수상  
 [주 관심분야] 이동 통신 시스템, 위성통신, 3G/4G 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리