

OFDM 시스템의 위상잡음 감쇄기법

정희원 박경원*, 전원기*, 백종호*, 양원영**, 조용수**

A Phase Noise Reduction Scheme for OFDM Systems

Kyung-won Park*, Won-gi Jeon*, Jong-ho Paik*,
Won-young Yang**, Yong-soo Cho** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 고속 데이터 전송을 위한 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서 위상잡음 때문에 발생하는 ICI(Interchannel Interference)의 감쇄기법이 제안된다. 고차 변조방식으로 변조된 OFDM 시스템에서 3dB 대역폭이 넓은 위상잡음에 의하여 기존 CPE(Common Phase Error) 보상기법의 성능은 열화된다. 제안된 기법은 파일럿 부반송파와 이에 인접한 데이터 부반송파를 이용하여 유효한 ICI 계수를 추정한 후, 위상잡음에 의한 왜곡을 주파수 혹은 시간영역에서 보상한다. 또한, 효과적으로 유효한 ICI의 길이를 결정하기 위하여 위상잡음의 3dB 대역폭 추정기법이 제안된다. 제안된 위상잡음 억제 기법은 기존의 CPE 보상 방식에 비하여 비트 오류율 성능을 향상시킨다.

Key Words : OFDM, phase noise, ICI, common phase error, jitter

ABSTRACT

In this paper, the reduction scheme of Interchannel Interference(ICI) caused by the phase noise in Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) systems for archiving high data rates is proposed. The performance of conventional common phase error(CPE) compensation method is degraded by the phase noise with wide 3dB bandwidth in OFDM systems width a higher-order constellation. After estimating dominant ICI coefficients using pilot subcarriers and data subcarriers adjacent to pilot subcarriers, the proposed scheme compensates OFDM signals distorted by the phase noise using estimated coefficients in the time or frequency domain. Also, in order to determine the length of dominant ICI coefficients effectively, the estimation method of the 3dB bandwidth of the phase noise is proposed. The proposed phase noise reduction method is shown to improve the Bit Error Ratio(BER) performance compared with the conventional CPE compensation.

I. 서론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 고속의 데이터 전송의 경우에 다중 경로에 의하여 발생하는 심각한 주파수 선택적 페이딩 채널에 쉽게 대처할 수 있는 장점이 있어, 다양한 통신 및 방송 시스템의 전송 방식으로 채택되

었으며, 최근에는 4세대 이동 통신의 핵심 무선 전송기술로 활발히 연구되고 있다[1,2]. 국내의 경우에는 휴대인터넷의 전송기술로 채택되어 표준화 작업이 진행 중이며, 2006년 4월 첫 시험 서비스를 위한 기지국 장비와 단말기 장비가 개발되고 있다[3]. 이와 같은 고속 데이터 통신 시스템에서 요구되는 고속의 전송률을 지원하기 위해서는 64QAM 이상

* 전자부품연구원 DxB · 통신융합연구센터(kwpark@keti.re.kr),
논문번호 : KICS2005-04-165, 접수일자 : 2005년 4월 18일

** 중앙대학교 전자전기공학부(yscho@cau.ac.kr)

※ 이 논문은 2002학년도 중앙대학교 학술연구비 지원에 의한 것임

의 고차 변조방식이 사용되어야 하지만, 고차 변조 방식은 IQ 불균형 및 위상잡음과 같이 아날로그 전단(front-end)에 민감한 단점이 있다. 특히, OFDM 시스템의 발진기에서 발생하는 지터(jitter)에 의한 위상잡음은 시간영역에서 수신신호에 임의의 위상회전을 발생시키며 주파수영역에서 직교성 파괴로 인한 인접 부채널 간 간섭(ICI:Interchannel Interference)을 유발하여 성능을 열화시킨다. OFDM 시스템에서 위상잡음의 영향에 대한 많은 연구가 수행되었지만 이를 효과적으로 제거하거나 억제하는 방법에 관한 연구는 미진한 상황이다[4-6]. OFDM 기반의 무선랜 시스템에서 파일럿 신호를 이용하여 위상잡음에 의한 CPE(Common Phase Error)와 크기를 추정하고 MMSE(Minimum Mean Square Error) 채널 등화와 더불어 이를 보상하는 PNS(Phase Noise Suppression) 기법이 제안되었다[7]. 하지만 PNS 기법은 MMSE 등화를 위한 잡음전력을 가상 부반송파를 이용하여 추정하였기 때문에 실제 데이터 부반송파의 잡음 환경과 일치하지 않으며 또한, 위상잡음이 증가하면 성능의 개선이 거의 없다. 다른 방식으로 적응 알고리즘을 이용하여 CPE를 추적하는 방식이 제안되었지만 이 방식 역시 위상잡음이 커지면 성능이 포화된다[8]. 본 논문에서는 위상잡음 전력을 관측하여 위상잡음의 정도에 따라 결정된 수만큼 ICI 계수를 추정하고 추정된 ICI 계수로 위상잡음에 의하여 왜곡된 수신신호를 보상하는 방식을 제안한다. 제안된 방식은 CPE만 보상하는 기법에 비하여 위상잡음의 전력이 큰 환경에서도 강한 성능을 보인다.

본 논문의 II장에서 OFDM 시스템에서 위상잡음의 영향을 분석하고, 위상잡음 감쇄기법을 III장에서 제안한다. IV장에서 제안된 방식의 성능을 모의실험을 통하여 분석하고 V장에서 결론을 맺는다.

II. OFDM 시스템에서 위상잡음의 영향

슈퍼헤테로다인(super heterodyne) 수신기 구조에서 VCO(Voltage Controlled Oscillator)의 위상잡음은 곱셈기(multiplier)를 통하여 전파된다. 일반적으로 U 배 증배시킨 경우에 곱셈기 출력의 위상잡음은 VCO의 위상잡음보다 U^2 배 증가하므로 반송파 주파수가 증가할수록 위상잡음에 의한 간섭 전력이 증가한다. 이러한 이유로 반송파 주파수가 증가할수록 위상잡음의 증가량은 커진다. 일반적으로 위상잡음은 다음과 같은 위너(Weiner) 프로세스로 모델링

된다[8].

$$\theta(t) = 2\pi \int_0^t \mu(\tau) d\tau \quad (1)$$

여기서 $\mu(\tau)$ 는 2-sided PSD(Power Spectral Density)가 $N_0/2$ 인 백색 가우시안 잡음을 의미한다. 반송파 위상잡음, $e(t) \cong e^{j\theta(t)}$ 의 PSD는 다음과 같이 로렌지안(Lorentzian) 모델로 표현된다[5].

$$S(f) = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{Kf_{3dB}}{f_{3dB}^2 + f^2} \quad (2)$$

여기서 K 는 위상잡음의 총 누적 전력을 의미한다. 또한, f_{3dB} 는 위상잡음 스펙트럼의 2-sided 3dB 대역폭을 의미하며 $f_{3dB} = \pi N_0$ 로 주어진다. 식 (1)의 위너 프로세스는 영 평균, 즉 $E[\theta(t)] = 0$ 이며, 다음과 같은 통계적인 특성을 가지는 무한전력(infinite-power) 프로세스이다[6].

$$E[|\theta(t+t_0) - \theta(t)|^2] = 2\pi f_{3dB} |t_0| \quad (3)$$

위상잡음에 의하여 왜곡된 l 번째 OFDM 수신신호는 다음 수식과 같이 이산시간상에 표현된다.

$$z_l(n) = y_l(n)e^{j\phi_l(n)} + w_l(n), \quad n = 0, 1, \dots, N_T \quad (4)$$

여기서 N_T 는 총 부반송파의 수와 보호구간의 합을 의미하며 $\phi_l(n)$ 와 $w_l(n)$ 는 각각 이산시간 위상잡음과 전력이 σ_w^2 인 가산성 백색잡음을 나타낸다. 또한, $y_l(n)$ 는 위상잡음과 가산성 가우시안 백색잡음에 왜곡되기 전의 수신신호를 의미하며 다음과 같이 표현된다.

$$y_l(n) = \sum_{p=0}^{P-1} h(p)x_l(n-n_p) \quad (5)$$

여기서 n_p 는 p 경로의 이산시간 채널 지연을 의미하며, $h(p)$ 는 p 경로의 복소 이득을 나타낸다. 또한, $x_l(n)$ 은 주파수 영역에서 전송된 $X_l(k)$ 의 시간영역 신호를 의미한다. 이산시간 위상잡음 $\phi_l(n)$ 은 다음과 같이 식 (1)를 이산화 함으로써 다음과 같이 주어진다[4].

$$\phi_l(n) = \phi_l(n-1) + \psi(n), \quad \phi_l(0) = 0 \quad (6)$$

여기서 $\psi(n)$ 는 임의의 위상 증가량을 나타내며, 영

평균이고 분산이 $\sigma_p^2 = 2\pi f_{3dB}\Delta t$ 인 가우시안 확률변수로 주어진다. 또한 Δt 는 표본화 시간을 나타내며 심볼 간에 위상 잡음은 $\phi_l(0) = \phi_{l-1}(N_T)$ 로 연속된다.

식(4)의 수신신호는 보호구간을 제거하고 FFT (Fast Fourier Transform)한 후 주파수영역에서 다음과 같이 표현된다.

$$Z_l(k) = X_l(k)H_l(k)S_l(0) + I_l(k) + W_l(k) \quad (7)$$

여기서 k 는 주파수 인덱스를 의미하며 $H_l(k)$ 와 $W_l(k)$ 는 각각 채널의 주파수 응답과 가산성 백색잡음의 주파수 응답을 나타낸다. 또한, $I_l(k)$ 과 $S_l(k)$ 는 각각 순시 위상잡음의 주파수 응답과 위상잡음에 의한 ICI를 나타내며, 다음 식과 같이 표현된다.

$$I_l(k) = \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} X_l(m)H_l(m)S_l(m-k) \quad (8)$$

$$S_l(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi_l(n)} e^{-j2\pi nk/N} \quad (9)$$

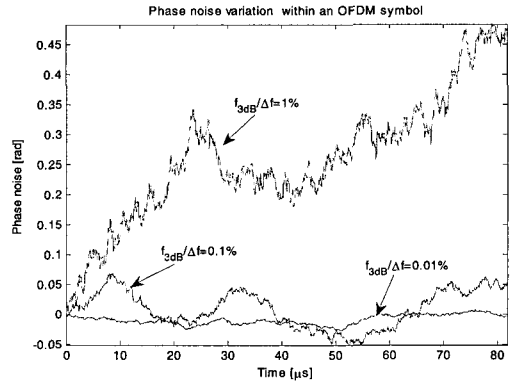
식 (7)와 식 (8)에서 보는 바와 같이 OFDM 방식은 다중 반송파를 사용하기 때문에 단일 반송파 시스템에 비하여 직교성 파괴로 인한 ICI가 발생하기 때문에 위상잡음에 보다 민감한 단점이 있다. 전송 신호, 채널, 그리고 위상잡음 사이에 상관성이 없다고 가정하면, 위상잡음에 의한 ICI의 전력은 다음과 같이 각 전력의 곱으로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} E[|I_l(k)|^2] &= E \left[\left| \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} X_l(m)H_l(m)S_l(m-k) \right|^2 \right] \\ &= \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} E[|X_l(m)|^2] \cdot E[|H_l(m)|^2] \\ &\quad \cdot E[|S_l(m-k)|^2] \end{aligned} \quad (10)$$

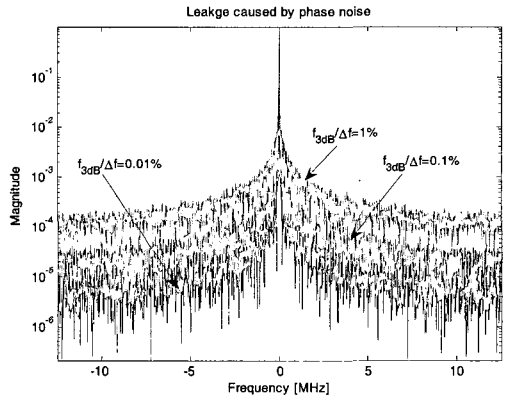
위 식에서 $E[|X_l(m)|^2] = \sigma_x^2$, $E[|H_l(k)|^2] = 1$ 이고 식 (2)의 로렌지안 위상잡음 PSD를 가정하면 식 (10)은 다음과 같이 간략화 된다[7].

$$\begin{aligned} E[|I_l(k)|^2] &= E \left[\left| \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \sigma_x^2 \cdot S_l(m-k) \right|^2 \right] \\ &= \sigma_x^2 (1 - E[|S_l(0)|^2]) \\ &= \frac{2\pi (f_{3dB}/\Delta f) \sigma_x^2}{3} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 Δf 는 부반송파 간 간격을 의미한다. 위의 식에서 ICI의 전력은 f_{3dB} 에 의하여 결정됨을 확인



(a) 시간영역에서 순시 위상잡음



(b) 순시 위상잡음에 의한 전력 누수

그림 1. 순시 위너 위상잡음의 영향

할 수 있다.

그림 1은 위너 프로세스로 모델링된 순시 위상잡음의 시간영역 특성과 주파수 응답을 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이 f_{3dB} 이 클수록 시간영역에서 위상변화가 커지며, 인접 부반송파에 간섭을 주는 주파수 응답의 전력 누수도 커짐을 확인할 수 있다. 위상잡음의 허용치는 변조차수와 부반송파 간 간격에 의하여 결정된다. 부반송파 간 간격이 작을수록 그리고 고차 변조일수록 위상잡음의 영향은 커진다. 특히, 64QAM의 경우에 $f_{3dB}/\Delta f = 0.01\%$ 이하가 되어야 SNR(Signal-to-Noise Ratio) 손실을 0.1dB 이하로 줄일 수 있다[4]. 하지만 부반송파 간격이 너무 커지면 주파수 선택적 페이딩 채널에서 각 부반송파가 주파수 비선택적 페이딩을 경험한다는 가정하기 힘들며, 대역 내 리플이 발생하여 전력효율이 떨어진다. 또한, 부반송파 간 간격이 커지면 OFDM 심볼 주기가 짧아져 보호구간에 의한 SNR 손실이 커지는 단점이 있다. 그러므로 고속 데이터 전송을

위해서는 위상잡음을 효과적으로 제거할 수 있는 기법이 요구된다.

III. 위상잡음 감쇄기법

위상잡음은 순시적이고 심볼과 심볼 사이에 상관성이 없기 때문에 일반적으로 위상잡음에 의한 ICI 항은 백색 잡음으로 간주하고 CPE나 $S_I(0)$ 만을 추정하여 보상한다. 최근에 MMSE 등화기와 결합하여 $S_I(0)$ 를 보상하는 PNS 방식이 제안되었지만, 가상 부반송파(virtual carrier)를 사용하여 잡음 전력을 추정하기 때문에 인접 채널 간섭(Adjacent Channel Interference) 등의 영향으로 데이터 부반송파에서 잡음환경과 일치하지 않는 문제점이 있다[7]. 또한, NLMS(Normalized Least Mean Square)을 적용하여 $S_I(0)$ 를 추적하는 방식도 제안되었지만 위상잡음이 커지면 성능이 열화된다[8].

3.1 기존 방식

위상잡음의 영향을 보상하기 위한 가장 일반적인 방식인 CPE 보상 방식은 위상잡음에 의하여 발생하는 공통적인 위상회전을 추정하여 보상하는 방식이다. CPE는 등화 전·후에서 파일럿 부반송파를 이용하여 추정될 수 있으며 등화 전의 경우에 CPE는 다음과 같이 추정된다.

$$\theta_i = \tan^{-1} \left(\sum_{k \in S_p} Z_i(k) H_i^*(k) X_i^*(k) \right) \quad (12)$$

여기서 S_p 는 파일럿 부반송파의 주파수 인덱스의 집합을 의미한다. CPE 보상 방식은 위상회전만을 보상하는 반면에 자신의 부반송파에 대한 크기 감소와 위상회전을 나타내는 $S_I(0)$ 을 추정하여 보상하는 방식이 있다. 이러한 경우에 $S_I(0)$ 은 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{S}_I(0) = \frac{\sum_{k \in S_p} Z_i(k) H_i^*(k) X_i^*(k)}{\sum_{k \in S_p} |H_i(k) X_i(k)|^2} \quad (13)$$

그림 2는 총 부반송파의 수가 256이고 파일럿 부반송파의 수가 8인 경우에 $S_I(0)$ 의 추정 성능을 보여준다. $f_{3dB}/\Delta f = 0.01\%$ 인 경우에는 성능의 열화가 없지만, 위상잡음이 $f_{3dB}/\Delta f = 0.1\%$ 로 증가하면 ICI의 영향이 커져서 정규화된 평균 자승오차 성능 곡

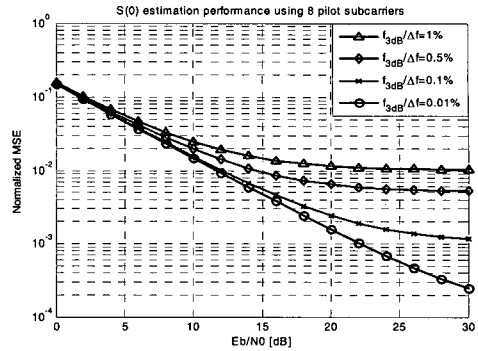


그림 2. $S_I(0)$ 의 추정 성능

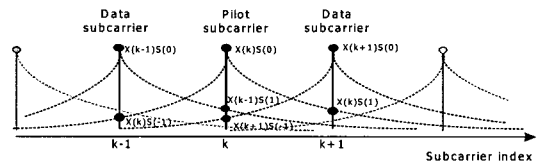


그림 3. 인접 부반송파 간 간섭($G=2$)

선에 오류마루가 발생된다. 위상잡음의 전력이 커질수록 오류마루 시작점의 평균 자승오차가 커진다.

3.2 제안된 방식

위상잡음이 큰 경우에 CPE나 $S_I(0)$ 만 보상하는 것으로는 성능 개선을 기대할 수 없다. 위상잡음이 커지면 인접 부반송파에 의한 간섭 전력이 커지기 때문에 그림 3과 같이 지배적인 영향을 주는 $G+1$ 개의 ICI 성분을 고려하여야 한다. 이러한 경우 식 (7)을 다음과 같이 벡터형식으로 수정한다.

$$Z_i(m) = S_i V_i(m) + I_i(m) + W_i(m) \quad (14)$$

여기서 수신신호 벡터 $Z_i(m)$, ICI 벡터 $I_i(m)$, 행렬 S_i , 채널과 송신신호의 곱으로 표현되는 벡터 $V_i(m)$ 은 각각 다음과 같다.

$$Z_i(m) = [Z_i(m - G/2), \dots, Z_i(m + G/2)]^T$$

$$S_i = \begin{bmatrix} S_i(0) & S_i(1) & \dots & S_i(G) \\ S_i(-1) & S_i(0) & \dots & S_i(G-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_i(-G) & S_i(-G+1) & \dots & S_i(0) \end{bmatrix}$$

$$V_i(m) = [H_i(m - G/2)X_i(m - G/2), \dots, H_i(m + G/2)X_i(m + G/2)]^T$$

$$I_i(m) = [\bar{I}_i(m - G/2), \dots, \bar{I}_i(m + G/2)]^T$$

$$W_i(m) = [W_i(m - G/2), \dots, W_i(m + G/2)]^T$$

새로운 ICI 항 $\bar{I}_i(k)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\bar{I}_i(k) = \sum_{d=0, d \neq k+g}^{N-1} H_i(d) X_i(d) S_i(d-k), \quad (15)$$

$$g = -G/2, \dots, 0, \dots, G/2$$

식 (14)과 (15)의 인덱스 표현식에서 음의 인덱스는 $-k = N-k$ 와 같이 순환치환된다. 식 (14)에서 행렬 S_i 을 추정할 수 있다면 ZF/MMSE 등의 방식을 통하여 수신신호를 검출할 수 있다. 이러한 경우에 다음과 같이 ZF 검출을 통하여 복조될 수 있다.

$$\bar{V}_i((G+1)m+G) = S^{-1} Z_i((G+1)m+G) \quad (16)$$

이와 같은 검출과정에서 $Z_i(m)$ 와 $Z_i(m+1)$ 사이에 G 개의 샘플이 중첩되기 때문에 전 부반송파를 복조하기 위해서 G 가 짝수인 경우에 $N/(G+1)$, 홀수의 경우에는 $N/(G+1) - 1$ 의 검출과정만이 요구된다. 위 수식에서 S_i 의 역행렬을 구하는데 하드웨어적 부담이 큰 경우에 추정된 ICI 계수를 시간영역에서 다음과 같이 1탭으로 보상한 후, 다시 FFT하여 복조과정을 수행할 수 있다.

$$v_i(n) = z_i(n) s_i(n) \quad (17)$$

위 식에서 $s_i(n)$ 는 추정된 ICI 계수의 시간영역 신호를 나타내며 다음과 같이 주어진다.

$$s_i(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S_i(k) e^{j2\pi nk/N} \quad (18)$$

여기서 $|k| > G/2$ 에 대하여 $S_i(k)$ 는 0이다.

본 논문에 제안된 추정기법은 먼저 검출된 ICI 계수의 연속적인 제거에 기반을 둔 2단계 추정 방식이다. 첫 번째 단계에서는 파일럿과 이에 인접한 G 심볼을 이용하여 $S_i(0)$ 를 추정하고 반복과정을 통하여 추정의 정확도를 높인다. 두 번째 단계에서는 첫 번째 단계에서 추정된 $S_i(0)$ 를 파일럿 부반송파의 수신신호로부터 제거하고 단계적으로 $S_i(g)$ 을 추정하고 수신신호로부터 이를 제거한다. 최종적으로 $S_i(G/2)$ 과 $S_i(-G/2)$ 가 추정되면 추정과정을 중단하고 추정된 ICI 계수를 이용하여 모든 데이터 부반송파의 신호를 검출한다. 먼저 $S_i(0)$ 의 추정 단계는 다음과 같은 과정으로 구성된다.

P1-1: 식 (10)을 이용하여 $\hat{S}_i(0)$ 추정

P1-2: 채널등화 후 파일럿 부반송파에 인접한 G 부반송파의 임시 검출

$$\hat{X}_i(k) = Z_i(k) C_i(k), \quad k \in \{S_p, S_{p+G}\} \quad (19)$$

여기서 S_{p+G} 은 파일럿 부반송파에 인접한 G 부반송파 집합을 의미하며 등화계수 $C_i(k)$ 는 MMSE나 ZF 기준에 따라 다음과 같이 계산된다.

$$C_i^{MMSE}(k) = \frac{\hat{S}_i^*(0) H_i^*(k)}{|\hat{S}_i(0) H_i(k)|^2 + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_x^2}} \quad (20)$$

$$C_i^{ZF}(k) = \frac{\hat{S}_i^*(0) H_i^*(k)}{|\hat{S}_i(0) H_i(k)|^2} \quad (21)$$

P1-3: 추정된 $\hat{S}_i(0)$ 갱신

$$\hat{S}_i(0) = \gamma \cdot \hat{S}_i(0) + \frac{(1-\gamma)}{G} \sum_{g=-G/2, g \neq 0}^{G/2} S_i^g(0) \quad (22)$$

여기서 $S_i^g(0)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$S_i^g(0) = \frac{\sum_{k \in S_p} Z_i(k+g) H_i^*(k+g) \hat{X}_i^*(k+g)}{\sum_{k \in S_p} |H_i(k+g) \hat{X}_i(k+g)|^2} \quad (23)$$

P1-4: P1-2로 이동하여 지정된 횟수만큼 반복

다음 단계는 상기 단계에서 추정된 $\hat{S}_i(0)$ 와 파일럿 부반송파에 인접한 G 부반송파의 임시 검출 결과를 이용하여 수신된 파일럿 부반송파로부터 $S_i(g)$ 를 추정한다. $S_i(g)$ 의 추정과정은 다음과 같은 과정으로 구성된다.

P2-0: $i=1$ 로 초기화

P2-1: 추정된 ICI 항 제거

$$Z_i^1(k) = Z_i(k) - V_S, \quad k \in S_p \quad (24)$$

여기서 V_S 는 다음과 같이 주어진다.

$$V_S = \sum_{g=-(i-1)}^{i-1} H_i(k+g) \hat{X}_i(k+g) \hat{S}_i(g) \quad (25)$$

P2-2: 파일럿 부반송파로부터 $S_i(g)$ 추정

$$\hat{S}_i(g) = \frac{\sum_{k \in S_p} Z_i^1(k) H_i^*(k-g) \hat{X}_i^*(k-g)}{\sum_{k \in S_p} |H_i(k-g) \hat{X}_i(k-g)|^2}, \quad (26)$$

$$g = -i, i$$

P2-3: $\hat{S}_i(g)$ 에 의한 ICI 항 제거

$$Z_{i,g}^2(k) = Z_i^1(k) - \hat{X}_i(k+g)H_i^*(k+g)\hat{S}_i(g), \quad (27)$$

$$g = -i, i$$

P2-4: $\hat{S}_i(g)$ 갱신

$$\hat{S}_i(g) = \gamma_g \hat{S}_i(g) + (1 - \gamma_g) \bar{S}_i(g), \quad g = -i, i \quad (28)$$

여기서 $\bar{S}_i(g)$ 는 다음과 같다.

$$\bar{S}_i(g) = \frac{\sum_{k \in S_p} Z_{i,g}^2(k) H_i^*(k-g) \hat{X}_i^*(k-g)}{\sum_{k \in S_p} |H_i(k-g) \hat{X}_i(k-g)|^2} \quad (29)$$

P2-5: $i \leftarrow i + 1$, $i \leq G/2$ 이면 P2-1로 이동하여 다음 인덱스의 ICI 계수 추정

제안된 추정기법은 첫 번째 단계에서 수행되는 임시 검출의 성능에 크게 의존하기 때문에 반복 검출을 수행하여 $\hat{S}_i(0)$ 추정 성능을 개선한다. 반면에 추정된 ICI 항을 제거하고 다음 ICI 항을 추정하는 두 번째 단계는 첫 번째 단계보다 임시 검출의 정확도가 떨어지기 때문에 임시 검출기반의 반복과정을 수행하지 않는다. 제안된 추정 알고리즘을 통하여 ICI 계수를 추정한 후, 식 (16) 혹은 식 (17)로부터 수신신호를 검출한다.

3.3 위너 위상잡음의 3dB 대역폭 추정

제안된 위상잡음 감쇄기법에서 추정해야할 ICI 계수의 길이는 변조차수와 위상잡음의 정도에 따라 결정된다. 탭의 수 G 에 따라 연산의 복잡도가 증가하기 때문에 연산량을 줄이기 위해서는 위상잡음의 3dB 대역폭이나 위상잡음의 전력을 추정하고 환경에 따라 탭의 수 G 를 적응적으로 변화시켜야 한다. 이를 위하여 본 절에서는 위너 위상잡음의 3dB 대역폭 추정방식을 제안한다.

잡음이 없는 환경에서 시간영역에서 동일한 신호가 D 간격을 두고 존재하는 경우에 두 신호의 위상차는 다음과 같이 계산된다.

$$\Delta\phi_i(n) = \tan^{-1}(z_i(n+D)z_i^*(n))$$

$$= \sum_{i=0}^{D-1} \psi(n-i) \quad (30)$$

식 (30)에서 확인할 수 있듯이 위너 프로세스로 모

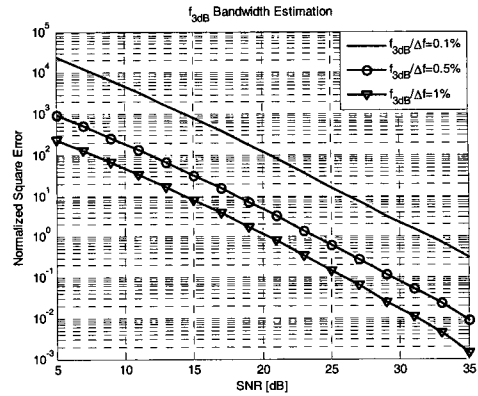


그림 4. 위너 위상잡음의 3dB 대역폭 추정 성능

델팅된 위상잡음의 위상차는 가우시안 프로세스의 함으로 주어지기 때문에 다음과 같이 $\Delta\phi_i(n)$ 의 분산으로부터 3dB 대역폭을 추정할 수 있다.

$$f_{3dB} = \frac{\text{var}[\Delta\phi_i(n)]}{D \cdot 2\pi\Delta t} \quad (31)$$

$$= \frac{E[\Delta\phi_i^2(n)]}{D \cdot 2\pi\Delta t}$$

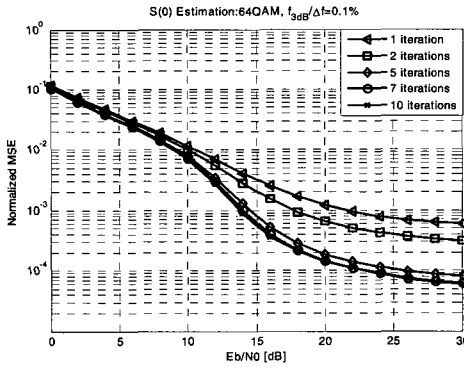
여기서 $\text{var}[\Delta\phi_i(n)]$ 는 $\Delta\phi_i(n)$ 의 분산을 의미한다. 일반적인 OFDM 시스템에서 보호구간 혹은 프리앰블을 이용하여 식 (30)과 (31)로부터 3dB 대역폭을 추정할 수 있다.

그림 4는 총 부반송파 수가 $N=256$ 이고 보호구간이 $N_{CP}=64$ 인 경우에 보호구간 기반의 3dB 대역폭 추정 성능을 보여준다. 모의실험에서 $D=N$ 이며 500 OFDM 심볼을 추정에 사용하였다. 그림에서 확인할 수 있듯이 위상잡음의 대역폭이 작은 경우에 잡음의 영향이 크기 때문에 정규화된 자승오차가 큰 반면에, 위상잡음의 대역폭이 커질수록 상대적으로 잡음의 영향이 줄어들어 추정 성능은 개선된다.

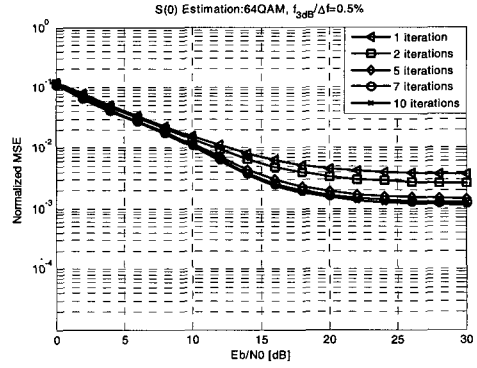
IV. 모의실험

본 절에서는 제안된 위상잡음 억제 기법의 성능을 가산성 가우시안 백색잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise) 채널에서 수행한다. 모의실험에 사용된 총 부반송파 수는 256이고 데이터 부반송파 수는 192이며 8개의 파일럿 부반송파가 등간격으로 배치된다. 또한, 위상잡음은 위너 프로세스로 모델링되었으며 변조방식은 64QAM을 사용하였다.

그림 5는 반복횟수에 따른 $S_i(0)$ 의 추정성능을

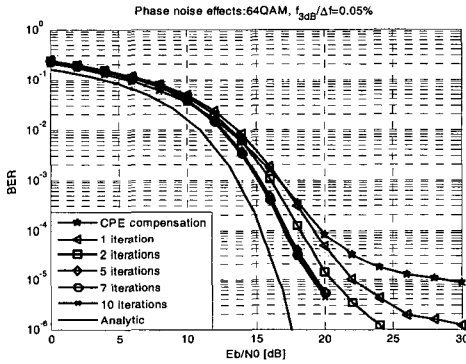


(a) $f_{3dB}/\Delta f = 0.1\%$

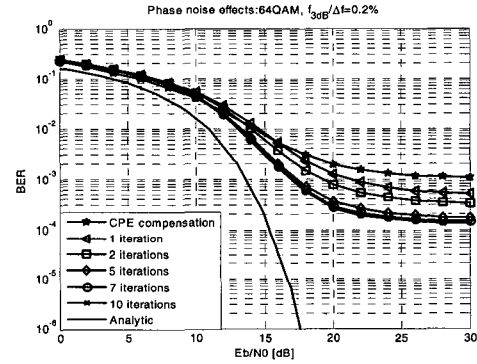


(b) $f_{3dB}/\Delta f = 0.5\%$

그림 5. 반복횟수에 따른 $S_i(0)$ 의 추정 성능

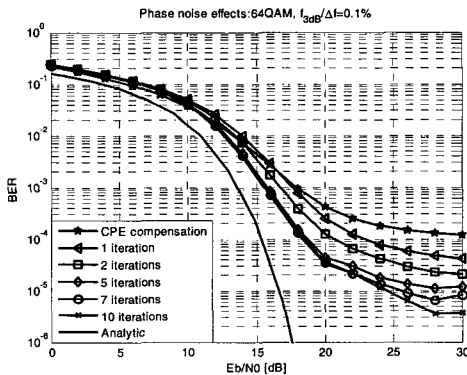


(a) $f_{3dB}/\Delta f = 0.05\%$

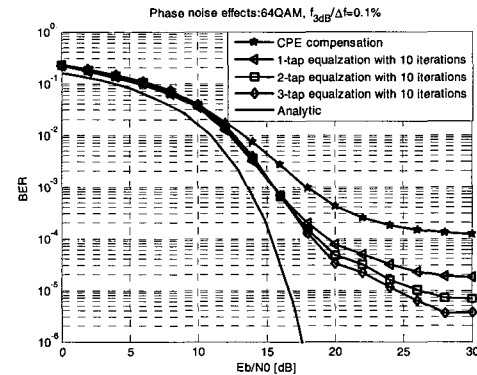


(b) $f_{3dB}/\Delta f = 0.2\%$

그림 6. 반복횟수에 따른 비트 오류율($G=2$)



(a) 반복횟수에 따른 성능 ($G=2$)



(b) 탭 수(G)에 따른 성능 (10회 반복)

그림 7. 반복횟수 및 G 에 따른 비트 오류율

보여준다. 그림 5(a)는 $f_{3dB}/\Delta f = 0.1\%$ 인 경우에 높은 E_b/N_0 환경에선 임시 판정의 성능이 비교적 우수하기 때문에 NMSE(Normalized Mean Square Error)가 급격히 좋아지는 구간이 존재한다. 이러한 경향은 주로 위상잡음이 작은 경우에 나타난다. 반면에 그림 5(b)와 같이 위상잡음이 $f_{3dB}/\Delta f = 0.5\%$

정도로 비교적 크면 NMSE 곡선은 포화된다. 그림 5(a)와 (b)의 두 경우에 $S_i(0)$ 의 추정 성능은 5회 정도에서 수렴된다.

그림 6은 3 탭($G=2$)을 사용하는 경우에 반복횟수에 따른 비트 오류율을 보여준다. 그림 6(a)와 (b)에서 확인할 수 있듯이 기존의 CPE만 보상하는 방

식은 높은 비트 오류율에서 오류마루가 발생되지만, 제안된 기법은 $f_{3dB}/\Delta f = 0.05\%$ 인 경우에는 오류마루가 발생하지 않으며 위상잡음이 비교적 큰 $f_{3dB}/\Delta f = 0.2\%$ 인 경우엔 성능을 개선할 수 있다. 모든 경우에 반복횟수가 5회 이상이면 유사한 성능을 보이며 AWGN에 의한 추정 오류의 영향으로 "Analytic"으로 표기된 이론적인 곡선과는 약 2-3dB정도의 성능차가 발생된다. 한편, $f_{3dB}/\Delta f = 0.2\%$ 인 경우에는 탭 수에 비하여 위상잡음이 크기 때문에 탭 수 G 를 증가시켜야만 성능 개선을 기대할 수 있다.

그림 7은 $f_{3dB}/\Delta f = 0.1\%$ 인 경우에 반복횟수 및 탭 수에 따른 비트 오류율 성능을 보여준다. 그림 7(a)는 $G=2$ 로 탭 수가 고정된 경우에 반복횟수의 증가에 따른 성능의 변화를 보여주며, 그림 7(b)는 10회 반복 추정된 경우에 탭 수의 증가에 따른 성능의 변화를 보여준다. 반복횟수와 탭 수 G 가 증가할수록 성능이 개선되지만, 변조차수와 위상잡음의 정도에 따라 반복횟수와 탭 수 G 를 선택해야 한다.

V. 결론

본 논문에서는 위상잡음에 의하여 발생하는 ICI를 감쇄시키는 기법을 제안하였으며 모의실험을 통하여 성능을 검증하였다. 제안된 위상잡음 감쇄기법은 파일럿 부반송파와 임시 검출된 인접 부반송파 심볼을 이용하여 지배적인 영향을 주는 ICI 계수를 추정하고 이를 보상하는 방식으로 기존의 CPE만을 보상하는 기법에 비하여 오류마루를 줄일 수 있다. 또한 위너 위상잡음의 3dB 대역폭 추정기법을 제안하였으며, 이는 변조방식과 결합하여 제안된 감쇄기법의 탭 수를 결정하는데 이용될 수 있다.

참고 문헌

- [1] J. Chuang, N. Sollenberger, "Beyond 3G: Wideband Wireless Data Access Based on OFDM and Dynamic Packet Assignment," *IEEE Comm. Mag.*, Vol. 38, No 7, July 2000.
- [2] IEEE 802.16TM-2004, IEEE Standard for Local and metropolitan area networks, Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access System, Oct. 2004
- [3] 한국정보통신기술협회, 2.3GHz 휴대인터넷 표준 -물리계층-, Oct. 2004.

- [4] E. Costa and S. Pupolin, "M-QAM-OFDM System Performance in the Presence of a Nonlinear Amplifier and Phase Noise," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 50, no. 3, March 2002.
- [5] A. G. Armada and M. Calvo, "Phase Noise and Sub-Carrier Spacing Effects on the Performance of an OFDM Communication System," *IEEE Comm. Lett.*, vol. 2, no. 1, Jan. 1998.
- [6] L. Tomba, "On the Effect of Wiener Phase Noise in OFDM Systems," *IEEE Trans. On Comm.*, vol. 46, no. 5, May 1998.
- [7] S. Wu and Y. Bar-Ness, "A Phase Noise Suppression Algorithm for OFDM-Based WLANs," *IEEE Comm. Lett.*, vol. 6, no. 12, Dec. 2002.
- [8] K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Compensation schemes for phase noise and residual frequency offset in OFDM systems," *Proc. of IEEE Globecom*, Nov. 2001.

박 경 원 (Kyung-won Park)

정회원



1999년 2월 중앙대학교 전기 공학과(공학사)
 2001년 2월 중앙대학교 전기 공학과(공학석사)
 2005년 2월 중앙대학교 전기 전자공학부(공학박사)
 2005년 1월~현재 전자부품연구원

<관심분야> 디지털 통신, OFDM 셀룰러/LAN 모델, 디지털 방송 및 통신융합 시스템

전 원 기 (Won-gi Jeon)

정회원



1994년 2월 중앙대학교 전자 공학과(공학사)
 1996년 2월 중앙대학교 전자 공학과(공학석사)
 1999년 8월 중앙대학교 전자공학과(공학박사)
 2001년 7월 중앙대학교 전자전

기공학부 BK21 계약교수
 2001년 8월~현재 전자부품연구원 책임연구원
 <관심분야> OFDM 기반의 무선통신 시스템, 디지털 방송 및 통신융합 시스템

백 종 호 (Jong-ho Paik)

정회원



1994년 2월 중앙대학교 전기공학
학과(공학사)
1997년 2월 중앙대학교 전기공학
학과(공학석사)
2004년 8월 중앙대학교 전기전자
공학부 박사과정 수료
1997년 1월~2003년 2월 전자부

품연구원 뉴미디어통신연구센터 선임연구원
2003년 3월~2005년 1월 전자부품연구원 DMB개발사
업단 단장
2005년 2월~현재 전자부품연구원 DxB·통신융합연
구센터 센터장
<관심분야> 차세대 디지털방송통신 시스템, 유무선 영
상통신융합 시스템

조 용 수 (Yong-soo Cho)

정회원



1984년 2월 중앙대학교 전자공
학과(공학사)
1989년 2월 연세대학교 전자공
학과(석사)
1991년 The University of Texas
at Austin(공학박사)
1984년 금성전자(주) 연구원

2001년 한국전자통신연구원 초빙연구원
1992년~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수
<관심분야> 디지털 통신, OFDM 셀룰러/LAN 모델,
OFDM 모델의 FPGA 설계

양 원 영 (Won-young Yang)

정회원



1975년 2월 서울대학교 전기공
학과(공학사)
1981년 2월 서울대학교 전기공
학과(공학석사)
1985년 Univ. of Southern
California 응용수학(석사)
1986년 8월 Univ. of Southern

California(공학박사)
1986년 9월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수
<관심분야> 디지털 통신, 디지털 신호처리