

OFDM 통신시스템에서 위상 잡음분석

Phase Noise Analysis in the OFDM Communication System

이영선 · 유흥균 · 정영호* · 함영권*

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

요 약

본 연구에서는 위상 잡음이 OFDM 통신 시스템 성능에 미치는 영향에 대해 연구하였다. OFDM 통신 시스템의 정확한 분석을 위해 위상 잡음의 2차항을 고려한 비선형 근사 방법을 이용하여 위상 잡음으로 인해 나타나는 현상들을 보다 정확하게 분석하고 정량화 하였다. 분석결과 QPSK-OFDM 통신 시스템에서 PLL 주파수 합성기의 루프 대역을 5.0 kHz, 1.0 kHz와 0.5 kHz로 각각 설정했을 때 위상 잡음으로 인해 발생하는 성능 저하 수치를 위상 잡음이 없는 이상적인 경우 AWGN 환경에서의 BER 성능과 비교해 보면 $BER=10^{-4}$ 를 만족하기 위해 약 0.6 dB, 1.0 dB와 1.7 dB 정도의 SNR 손실이 발생한다. 16QAM 변조방식을 사용한 경우에는 루프 대역이 각각 5 kHz, 1.0 kHz, 그리고 0.5 kHz일 때에 약 1.9 dB, 3.2 dB, 그리고 6.7 dB의 SNR 손실이 발생하게 된다. 기존 선형 근사화 기법과 본 연구에서 QPSK 변조방식을 사용하였을 경우 분산의 크기가 0.02까지는 두 곡선이 거의 비슷한 성능을 보이지만, 0.02 이상 분산 값이 더 커지게 되면 기존 연구와 본 연구 사이에 차이가 발생하게 된다. 또한 해석적 방법에 의한 BER 성능 분석결과와 QPSK와 16QAM 변조를 사용하는 OFDM 통신 시스템의 시뮬레이션 결과가 동일함을 보인다. 아울러 QPSK-OFDM 통신 시스템에서 위상 잡음 분산이 0.03 이상이 되면 에러 floor가 생겨서 BER 성능이 악화된다.

Abstract

In this paper, Phase noise is analyzed and a novel approach of the nonlinear approximation including second order term of phase noise is presented to analyze and quantize system performance. As results, in QPSK-OFDM system, when PLL loop bandwidth is 5.0 kHz, 1.0 kHz, 0.5 kHz respectively, there are about 0.6 dB, 1.0 dB, 1.7 dB SNR penalties at $BER=10^{-4}$ compared with system without phase noise in AWGN channel. In 16QAM modulation, there are about 1.9 dB, 3.2 dB, 6.7 dB SNR penalties at $BER=10^{-4}$ respectively. At QPSK-OFDM system, comparing the previous linear approximation method with our proposed nonlinear approximation method, there is similar BER performance at phase noise variance lower than 0.02, but certain difference occurs as variance increases more than 0.02. Furthermore, analytical BER results closely match with simulation results in the OFDM system employing QPSK and 16QAM modulation. And, BER performance of QPSK-OFDM system is considerably degraded because of the BER error floor if the phase noise variance becomes larger than 0.03.

Key words : Phase Noise, OFDM Communication, BER Analysis, Nonlinear Approximation

I. 서 론

OFDM 기술은 다중 경로 환경에 강한 이점을 가지고 있기 때문에 최근 무선 통신 분야에 많은 연구

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)

· 논 문 번 호 : 20040729-098

· 수정완료일자 : 2004년 10월 6일

와 응용이 이루어지고 있다. 그러나 위상 잡음, 주파수 오프셋 등의 문제점들이 통신 성능에 나쁜 영향으로 나타난다. 특히 송신기의 업 컨버터와 수신기의 다운 컨버터와 같은 국부 발진기에서 발생하는 위상 잡음은 OFDM 시스템에서 부반송파간의 직교성에 영향을 주어 ICI(Inter sub-carrier interference)를 증가시키는 요인으로 작용한다^[1]. 이와 같이 OFDM 시스템에서 문제가 되는 위상 잡음에 대해 많은 사전 연구들이 있었다. 2001년 A. G. Armada는 OFDM 통신 시스템에서 위상 잡음의 예측과 분석에 관한 연구를 하였다^[1]. 그러나 위상 잡음향에 대한 선형 근사화로 인해 정확한 분석을 하지 못했다. 1995년 C. Muschallik는 국부 발진기의 위상 잡음 분석을 통해 OFDM 시스템에서의 위상 회전 및 ICI 영향에 대한 분석을 하였다^[2]. 그러나 PLL의 위상 잡음으로 인한 OFDM 통신 시스템의 비트오류율(Bit Error Ratio: BER) 성능 평가와 분석이 없었다. 1995년 T. Pollet는 주파수 오프셋과 위상 잡음이 존재하는 OFDM 시스템에서의 BER 성능을 분석하였다. 이 논문의 단점은 위상 잡음향을 선형 근사화 시켰다는 점이다^[3].

대용량 고속 전송을 위한 OFDM 통신 시스템은 단일 반송파시스템과 달리 위상 잡음에 아주 민감한 특성을 지니고 있다. 따라서 정확한 분석이 필요하게 된다. 그러므로 본 논문에서는 위상 잡음향의 2차항까지 고려한 비선형 근사화를 통해 보다 정확한 분석을 하였으며, 이를 바탕으로 한 시스템의 성능 분석결과는 실제 시뮬레이션을 통해서도 확인하였다.

II. OFDM 통신 시스템에서 위상 잡음

그림 1은 기본적인 OFDM 시스템의 송수신도이다. 송수신기에서 업다운 컨버전을 위해 사용되는 국부 발진기로 인해 위상 잡음이 발생하고 이는 전체 시스템에 영향을 끼치게 된다. 이상적인 OFDM 신호가 잡음성 국부 발진기와 곱해진 후에는 모든 OFDM 부반송파에서 왜곡 현상이 나타난다. 국부 발진기의 영향을 받은 하나의 OFDM 신호는 자신의 신호에 영향을 주는 성분과 인접 부반송파 신호에 영향을 주는 성분을 가지게 된다. 전자의 경우는 일반적으로 공통위상에러(Common Phase Error: CPE)로 신호 정상점을 회전시키는 작용을 하며, 후자의

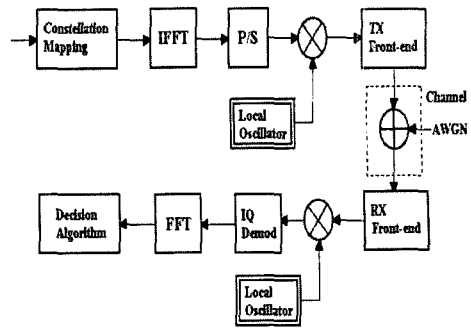


그림 1. OFDM 통신시스템의 구성도
Fig. 1. Block diagram of OFDM communication system.

경우는 일반적으로 인접 부반송파간 간섭(inter sub-carrier interference: ICI) 성분으로 OFDM 신호의 직교성을 저해하게 된다^{[1],[2]}.

이론적인 분석을 위해 가정을 한다. 첫째, 채널의 환경은 가우시안이다. 둘째, 채널의 주파수 응답은 일정한(flat) 특성을 가진다. 복소 기저대역 OFDM 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}kt} \quad \text{for } 0 \leq t < T \quad (1)$$

여기서 $j = \sqrt{-1}$, N 은 부반송파 수이고, X_k 는 k 번째 부반송파의 정보 심볼이다. 각 부반송파 간격은 $1/T$ 이고 T 는 OFDM 심볼 주기이다. $s(t)$ 는 송신기 국부 발진기에 의해 업 컨버전 되고, 수신기 국부 발진기에 의해 다운 컨버전을 하게 된다. 이것은 식 (2)처럼 표현할 수 있다.

$$r(t) = \{s(t) \cdot e^{j\phi_{rx}(t)} + n(t)\} \cdot e^{j\phi_{rx}(t)} \quad (2)$$

$n(t)$ 는 복소 가우시안 잡음이고 $\phi_{rx}(t)$ 와 $\phi_{rx}(t)$ 는 각각 송수신기 국부 발진기에서 발생하는 시변 위상 잡음 프로세스이다. 수신기에서 FFT 연산을 거친 후의 k 번째 부반송파 정보 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \sum_{m=0}^{N-1} r[m] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}km} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_l \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_l[m]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} + N_k \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} X_l \cdot P_{l-k} + N_k \end{aligned} \quad (3)$$

N_k 는 수신기 국부 발진기의 위상 잡음이 추가된 $n(t)$

의 샘플 된 FFT 형태이고, 분산 σ_n^2 를 가진다. 그리고 랜덤 위상 잡음 프로세스 $\phi[m]$ 은 $\phi_{TX}[m] + \phi_{RX}[m]$ 이다. 여기서 P_k 는 다음과 같다.

$$P_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi[m]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}km} \quad (4)$$

식 (3)은 2가지 경우, k 번째 신호와 그 외 다른 신호의 경우로 분리할 수 있다^[1]. 첫 번째 경우는 다음과 같다.

a) $l=k$;

$$\begin{aligned} Y_k &= X_k \cdot \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi[m]} + N_k \\ &= X_k \cdot P_0 + N_k. \end{aligned} \quad (5)$$

기존 연구^{[1],[3]}에서는 위상 잡음의 분산을 매우 작거나 선형화를 조건으로 하여 $e^{j\phi[m]}$ 를 $1+j\phi[m]$ 로 간략히 근사화하여 신호와 잡음항을 분리하였다. 그러나 본 논문에 $\phi[m]$ 이 $\phi_{TX}[m] + \phi_{RX}[m]$ 이므로 $\phi[m]$ 의 분산이 더 이상 작은 값이라 보기 어렵기 때문에 정확한 분석을 위해 $e^{j\phi[m]}$ 를 2차항까지 고려한 $1+j\phi[m] - (1/2)\phi^2[m]$ 로 비선형 근사화한다. 그러므로 식 (5)를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_k &= X_k \cdot \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi[m]} + N_k \\ &\approx X_k \cdot \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \left[1 - \frac{1}{2} \phi^2[m] + j\phi[m] \right] + N_k \\ &= X_k \cdot \left[1 - \left(\frac{1}{2N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi^2[m] \right) \right] + j \cdot X_k \cdot \left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi[m] \right] + N_k. \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)에서 보듯이, k 번째 정보 신호 X_k 는 크기와 위상이 왜곡됨을 알 수 있다. 이것을 각각 크기감쇄 (Magnitude Attenuation: MA)와 위상회전 (Phase Rotation: PR)이라 칭하고 식 (7)과 (8)처럼 표현할 수 있다.

$$MA_k = \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi^2[m] \right)^2 + \left(\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi[m] \right)^2}. \quad (7)$$

$$PR_k = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi[m]}{1 - \frac{1}{2N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi^2[m]} \right). \quad (8)$$

$l=k$ 인 경우에 나타나는 MA와 PR 요소는 부반송파

로 구성되는 OFDM 신호가 송수신기의 국부 발진기의 영향때문에 나타나게 되고 이것은 모든 부반송파에서 동일하게 적용된다^[2].

두 번째 경우는 다음과 같다.

b) $l \neq k$;

$e^{j\phi[m]}$ 를 $1+j\phi[m] - \frac{1}{2}\phi^2[m]$ 로 놓고 식 (3)을 다시 정리하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \sum_{l=0}^{N-1} X_l \cdot P_{l-k} \\ &\approx \sum_{l=0}^{N-1} X_l \cdot \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \left[1 - \frac{1}{2} \phi^2[m] + j\phi[m] \right] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} \\ &= \sum_{l=k}^{N-1} X_l \cdot \left[\frac{1}{2N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi^2[m] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} \right] + j \cdot \sum_{l=k}^{N-1} X_l \cdot \left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi[m] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

$l \neq k$ 의 경우에는 k 번째 부반송파 신호를 제외한 $N-1$ 개의 부반송파 신호가 위상 잡음의 영향으로 인해 방해 요소로 작용한다. k 번째 부반송파 신호에 ICI로 나타나는 식 (9)도 MA와 PR의 2가지 요소를 가진다. 이것은 각 부반송파별로 서로 다른 크기와 위상을 갖고, 각 부반송파 신호에 왜곡을 주게 된다. k 번째 부반송파 신호에 미치는 l 번째 부반송파 신호가 가지는 MA와 PR의 수식은 다음과 같다.

$$MA_{l,j \neq k} = \frac{1}{N} \sqrt{\left(\frac{1}{2} \sum_{m=0}^{N-1} \phi^2[m] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} \right)^2 + \left(\sum_{m=0}^{N-1} \phi[m] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} \right)^2}. \quad (10)$$

$$PR_{l,j \neq k} = \tan^{-1} \left(-2 \cdot \frac{\sum_{m=0}^{N-1} \phi[m] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m}}{\sum_{m=0}^{N-1} \phi^2[m] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m}} \right). \quad (11)$$

이와 같이 $MA_{l,j \neq k}$ 와 $PR_{l,j \neq k}$ 에 의해 영향을 받은 각 $N-1$ 개의 부반송파 정보 신호들의 합은 k 번째 부반송파 신호에 간섭으로 작용하게 된다.

앞의 두 가지 경우를 모두 포함해서 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \sum_{l=0}^{N-1} X_l \cdot \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi[m]} e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} + N_k \\ &= X_k \left[1 - \frac{1}{2N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi^2[m] \right] + j \cdot X_k \cdot \left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi[m] \right] \\ &\quad - \sum_{l=k}^{N-1} X_l \cdot \left[\frac{1}{2N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi^2[m] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} \right] + j \cdot \sum_{l=k}^{N-1} X_l \cdot \left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi[m] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} \right] + N_k. \end{aligned} \quad (12)$$

위 식은 다음과 같이 간단하게 정리할 수 있다.

$$Y_k = X_k \cdot MA_k \cdot \arg\{PR_k\} + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \cdot MA_l \cdot \arg\{PR_l\} + N_k \quad (13)$$

여기서 MA_k, PR_k, MA_l , 그리고 PR_l 은 각각 식 (7), (8), (10), 그리고 (11)과 같다.

결론적으로, 잡음성 국부 발진기의 영향을 받은 OFDM 신호의 k 번째 부반송파 정보 심볼의 결정변수는 다음과 같이 나타난다.

$$Y_k = X_0 \cdot MA_0 \cdot \angle PR_0 + \dots + X_{k-1} \cdot MA_{k-1} \cdot \angle PR_{k-1} + X_k \cdot MA_k \cdot \angle PR_k + X_{k+1} \cdot MA_{k+1} \cdot \angle PR_{k+1} + \dots + X_{N-1} \cdot MA_{N-1} \cdot \angle PR_{N-1} + N_k \quad (14)$$

OFDM 시스템에서 국부 발진기 위상 잡음의 영향으로 발생하는 성능 저하를 평가하기 위해 본 논문에서는 감소계수(Degradation Factor: DF)를 다음과 같이 정의하여 사용한다. DF는 위상 잡음이 존재할 때와 존재하지 않을 때 Decision device의 입력에서 수신된 신호 대 잡음 비의 비율로 나타낸다.

$$DF = 10 \log \frac{(S/N)_{without\{\phi\}}}{(S/N)_{with\{\phi\}}} \quad (15)$$

잡음성 국부 발진기의 위상 잡음을 고려한 신호 대 잡음 비는 아래와 같다.

$$(S/N)_{with\{\phi\}} = \frac{P_s}{P_p + P_n} \quad (16)$$

여기서 P_s 는 유용한 신호의 평균 전력, P_n 는 AWGN의 전력, 그리고 P_p 는 위상 잡음에 의한 방해 신호 전력으로 원하는 신호에 PR와 MA를 주는 전력 P_{CPE} 와 인접 부반송파간 간섭전력 P_{ICI} 로 나눈다. 각 전력을 구하기 위해 k 번째 결정변수를 다음과 같이 표현한다.

$$Y_k = X_k \cdot P_0 + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \cdot P_{l-k} + N_k \quad (17)$$

첫째로 P_{CPE} 을 계산한다. 이것은 P_0 의 전력이므로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{CPE} = \text{var}[P_0] = \text{var}\left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi[m]}\right] = \frac{1}{N^2} \text{var}\left[\sum_{m=0}^{N-1} e^{j(\phi_{TX}[m] + \phi_{RX}[m])}\right]$$

$$= \frac{1}{N^2} \sum_{m=0}^{N-1} \text{var}[e^{j2\phi_{TX}[m]}] = \frac{1}{N} \cdot (1 - e^{-4\sigma_\phi^2}) \quad (18)$$

식 (18)의 결과를 얻기 위하여 다음의 과정을 이용한다. 송수신기 국부 발진기 위상 잡음이 서로 동일한 특성을 가지고 위상 잡음 프로세스인 ϕ_{TX} 또는 ϕ_{RX} 는 평균이 0이고 분산이 σ_ϕ^2 인 가우시안 랜덤 프로세스라고 가정한다^[4]. 따라서 $e^{j\phi}$ 의 분산은 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\text{var}[e^{j\phi_{TX}}] = E\left[|e^{j2\phi_{TX}}|^2\right] - E^2[e^{j2\phi_{TX}}] \quad (19)$$

여기서 $E[|e^{j2\phi_{TX}}|^2] = E[\cos^2 2\phi_{TX} + \sin^2 2\phi_{TX}] = 1$, 그리고

$$E[e^{j2\phi_{TX}}] = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\phi_{TX}) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\phi} \exp\left(-\frac{\phi_{TX}^2}{2\sigma_\phi^2}\right) d\phi_{TX} = e^{-2\sigma_\phi^2} \quad (20)$$

따라서 $e^{j\phi}$ 의 분산은 $(1 - e^{-4\sigma_\phi^2})$ 와 같다.

$$P_{ICI} = \text{var}\left[\sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \cdot P_{l-k}\right] = P_s \cdot \left\{ \text{var}\left[\sum_{l=0}^{N-1} P_l\right] - \text{var}[P_0] \right\} = P_s \cdot \frac{N-1}{N} \cdot (1 - e^{-4\sigma_\phi^2}) \quad (21)$$

식 (21)의 결과를 얻기 위하여 다음의 과정을 이용한다. 식 (21)에서 $\sum_{l=0}^{N-1} P_l$ 의 분산은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\text{var}\left[\sum_{l=0}^{N-1} P_l\right] = \frac{1}{N^2} \text{var}\left[\sum_{l=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi[lm]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}lm} \right\}\right] = (1 - e^{-4\sigma_\phi^2}) \quad (22)$$

여기서 $\sum_{m=0}^{N-1} \left(e^{j\frac{2\pi}{N}l}\right)^m = \begin{cases} N, & l=0 \\ \frac{\sin(\pi l)}{\sin(\pi l/N)} \cdot e^{j\pi \frac{N-1}{N}l}, & \text{otherwise} \end{cases}$ 이고, 전력은 다음과 같다.

$$\left| \sum_{m=0}^{N-1} \left(e^{j\frac{2\pi}{N}l}\right)^m \right|^2 = \begin{cases} N^2, & l=0 \\ \left| \frac{\sin(\pi l)}{\sin(\pi l/N)} \right|^2, & \text{otherwise} \end{cases}$$

그러므로 국부 발진기의 위상 잡음을 고려한 신호 대 잡음 비는 다음과 같이 주어진다.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{with\{\phi\}} = \frac{P_s}{(P_{CPE} + P_{ICI}) + P_n} = \frac{P_s}{\frac{1}{N}(1 - e^{-4\sigma_\phi^2}) \cdot \{1 + (N-1) \cdot P_s\} + P_n} \quad (23)$$

다음으로 위상 잡음으로 인한 OFDM 시스템의 성능 저하를 평가하기 위해 위에서 계산한 전력들을 사용하여 DF를 구한다.

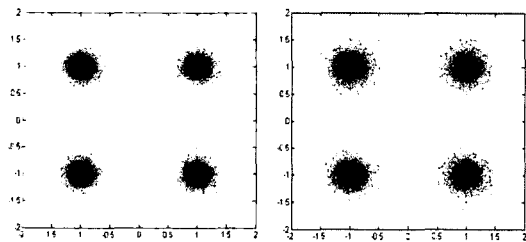
$$DF = 10 \log \frac{P_s / P_n}{P_s / \frac{1}{N} (1 - e^{-4\sigma_\phi^2}) \{1 + (N-1) \cdot P_s\} + P_n}$$

$$= 10 \log \left\{ 1 + \frac{1}{N} (1 - e^{-4\sigma_\phi^2}) \cdot \left[\frac{1}{P_s} + (N-1) \right] \cdot SNR_{\text{without } \phi} \right\} \quad (24)$$

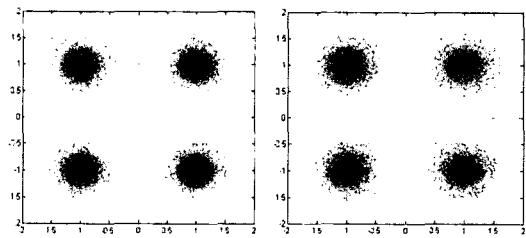
식 (24)에서 σ_ϕ^2 는 가우시안 분포를 가지는 랜덤 변수 ϕ_{rx} 또는 ϕ_{tx} 의 분산을 가리키고 그 값은 잡음성 국부 발진기 출력의 전력 스펙트럼 밀도를 적분하여 구할 수 있다.

$$\sigma_\phi^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(f) df \quad (25)$$

여기서 $S_\phi(f)$ 는 잡음성 국부 발진기 출력의 전력 스펙트럼 밀도이다. 중요한 것은 $S_\phi(f)$ 는 전체 OFDM 대역폭(B)과 작거나 같은 대역폭으로 제한되어 있다



(a) 위상 잡음 분산이 0 (b) 위상 잡음 분산이 0.005
(a) Phase noise variance is 0 (b) Phase noise variance is 0.005



(c) 위상 잡음 분산이 0.008 (d) 위상 잡음 분산이 0.012
(c) Phase noise variance is 0.008 (d) Phase noise variance is 0.012

그림 2. QPSK-OFDM 신호점(1024-subcarriers, SNR=15 dB)

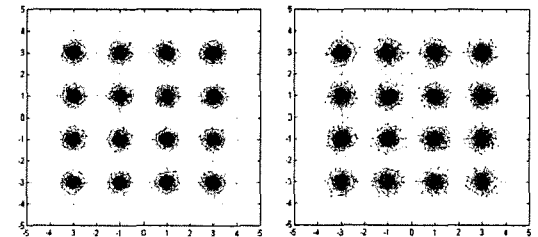
Fig. 2. Constellation point of QPSK-OFDM signal (1024-subcarriers, SNR=15 dB).

는 것이다. 그러므로, 식 (25)에서는 적분 구간을 $-B/2 \sim B/2$ 로 제한해야 한다.

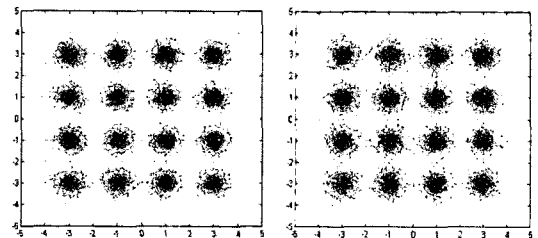
III. 성능 분석과 논의

본 논문에서는 위상 잡음이 있는 국부 발진기의 영향을 고려한 OFDM 통신 시스템의 해석적 방법에 의한 성능 분석과 실제 시뮬레이션을 통한 성능 분석을 제시하였다. 그림 2와 3은 다중 반송파 시스템 QPSK-OFDM 신호와 16QAM-OFDM 신호의 성상점을 보인 것이다.

그림 (a), (b), (c), (d)의 순서는 위상 잡음의 분산 값이 커져 가는 방향이다. 즉, (a)의 AWGN에서는 위상 잡음 분산이 0인 이상적인 경우이고, (b), (c), 그리고 (d)는 각각 0.005, 0.008, 그리고 0.012이다. 위상 잡음이 클수록 성상점에서 보이는 Cloud가 점점 커지는 경향을 보인다. 이 확산은 PLL 주파수 합성기의 위상 잡음 영향으로 OFDM 통신 시스템에서



(a) 위상 잡음 분산이 0 (b) 위상 잡음 분산이 0.005
(a) Phase noise variance is 0 (b) Phase noise variance is 0.005



(c) 위상 잡음 분산이 0.008 (d) 위상 잡음 분산이 0.012
(c) Phase noise variance is 0.008 (d) Phase noise variance is 0.012

그림 3. 16QAM-OFDM 신호의 성상점(1024-subcarriers, SNR=15 dB)

Fig. 3. Constellation point of 16QAM-OFDM signal (1024-subcarriers, SNR=15 dB).

발생하는 ICI로 인해 나타나는 현상이다. 위상 잡음으로 인해 OFDM 시스템에서 원하는 신호에 나타나는 방해 요소는 CPE 성분과 ICI 성분 2가지이다. 부반송파수가 적을 때는 CPE 성분이 상대적으로 더 강하게 나타나고 부반송파수가 많을 때에는 ICI의 영향이 더 심해 Cloud가 커지게 된다. 즉 반송파수가 1024보다 작을 때에는 ICI 성분의 크기가 상대적으로 감소하게 되므로 좀 더 적은 Cloud와 뚜렷한 위상회전이 예상되며 1024보다 많이 커질수록 ICI 성분의 크기가 상대적으로 커져서 위상회전보다 더 심한 Cloud를 야기시켜 더 많은 시스템 성능 감소를 야기하게 됨을 예상할 수 있다. 그리고 QPSK 변조방식보다 16QAM 변조방식이 이런 왜곡 현상에 더 민감하게 된다.

다음으로 시스템 성능 분석을 위한 BER 수식은 일반적인 위상 잡음을 포함하지 않는 신호 대 잡음 비 대신에 위상 잡음을 포함한 신호 대 잡음 비를 사용하여 구할 수 있다. 식 (26)과 식 (27)은 AWGN 채널에서 Gray-encoded QPSK 변조방식과 16QAM 변조방식을 사용하고 동기식 검출방식을 적용한 시스템에서 사용할 수 있는 기본 BER 공식을 응용한 식이다^[7].

$$P_{QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\operatorname{SNR}_{\text{with}(\phi)}} \right) - \frac{1}{8} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\operatorname{SNR}_{\text{with}(\phi)}} \right)$$

$$P_{16-QAM} = \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2}{5} \operatorname{SNR}_{\text{with}(\phi)}} \right) - \frac{9}{64} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{2}{5} \operatorname{SNR}_{\text{with}(\phi)}} \right)$$

여기서 $\operatorname{SNR}_{\text{with}(\phi)}$ 은 OFDM 시스템에서 위상 잡음을 포함한 신호 대 잡음 비로 식 (23)과 같다. 그림 4와 그

림 5는 AWGN 환경에서 QPSK 변조방식과 16QAM 변조방식을 사용한 OFDM 통신 시스템의 BER 성능 곡선을 보인 것이다. 국부 발진기로 사용하는 PLL 주파수 합성기의 설계 과정에서 고려한 루프 대역은 출력 주파수의 위상 잡음에 영향을 주게 되고, 여기에서 얻은 위상 잡음의 분산 값은 BER 성능을 분석하는데 이용하게 된다.

그림 4를 보면, PLL의 루프 대역이 0.5 kHz, 1.0 kHz, 그리고 5.0 kHz일 때 나타나는 국부 발진기의 위상 잡음으로 인해 OFDM 통신 시스템에서 발생하는 성능 저하 현상을 정량적으로 확인할 수 있다. 예를 들어 국부 발진기로 사용한 PLL 주파수 합성기의 루프 대역을 5.0 kHz로 설정했을 때 QPSK-OFDM 통신 시스템에서 위상 잡음으로 인해 발생하는 성능 저하 수치를 위상 잡음이 없는 이상적인 경우 AWGN 환경에서의 BER 성능과 비교해 보면 $\operatorname{BER}=10^{-4}$ 을 만족하기 위해 약 0.6 dB 정도의 SNR 손실이 발생한다. 그리고 루프 대역이 1.0 kHz와 0.5 kHz일 때에는 약 1.0 dB와 1.7 dB의 SNR 손실이 발생함을 알 수 있다. 그림 5의 16QAM 변조방식을 사용한 경우에는 루프대역이 5 kHz, 1.0 kHz, 그리고 0.5 kHz일 때에는 약 1.9 dB, 3.2 dB, 그리고 6.7 dB의 SNR 손실이 발생하게 된다. 따라서 위와 같은 정보를 가지고 시스템이 요구하는 다른 성능 및 사양을 고려하여 최대 허용할 수 있는 위상 잡음의 크기를 정한 뒤 이에 알맞은 국부 발진기를 설계하면 OFDM 통신 시스템에서 위상 잡음으로 인한 성능 저하 수치를 최소화시킬 수 있게 된다. 그림 4와 그림 5에서 보듯이 해석적 방법을 통한 성능 분석 결과는

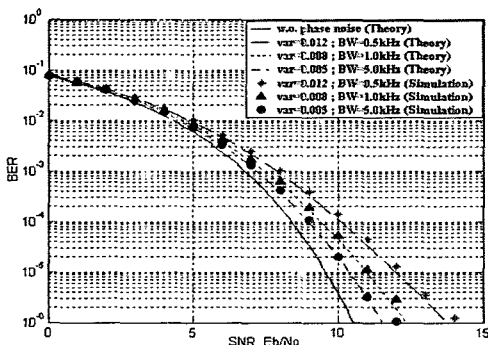


그림 4. QPSK-OFDM 시스템의 BER 성능
Fig. 4. BER performance of QPSK-OFDM system.

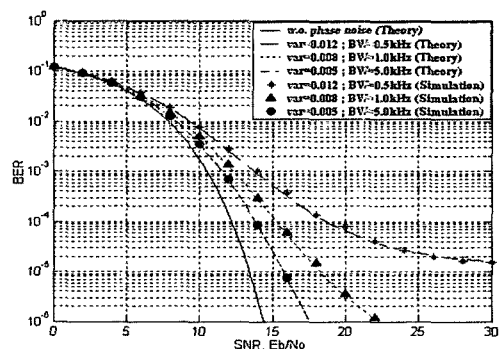


그림 5. 16QAM-OFDM 시스템의 BER 성능
Fig. 5. BER performance of 16QAM-OFDM system.

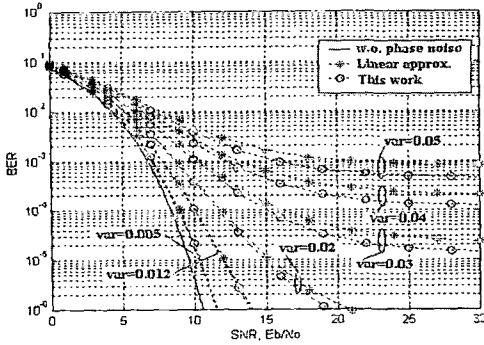


그림 6. 기존 연구와 본 연구와의 BER 성능 비교 (QPSK-OFDM)

Fig. 6. BER comparison between previous and our studies(QPSK-OFDM).

실제 시뮬레이션을 통해 얻은 성능 분석 결과와 일치함을 보인다. 그림 6은 기존 선형 근사화 기법의 연구 결과와 본 연구에서의 QPSK-OFDM 통신 시스템의 BER 성능을 비교한 것이다. 분석 조건은 그림 4의 경우와 동일하다. 그림 6을 보면, 분산의 크기가 0.02까지는 두 곡선이 거의 비슷한 성능을 보이지만, 0.02 이상 분산 값이 더 커지게 되면 기존 연구와 본 연구 사이에 차이가 발생하게 된다. 위상 잡음 분산이 0.03 이상에서는 에러 floor가 생겨서 BER 성능이 악화된다.

IV. 결 론

본 연구에서는 위상 잡음이 OFDM 통신 시스템의 성능에 미치는 영향에 대해 연구하였다. 대용량 고속 전송을 위한 OFDM 통신 시스템은 단일 반송파 시스템과 달리, 위상 잡음에 아주 민감한 특성을 지니고 있기 때문에 정확한 시스템 분석을 필요로 하게 된다. 기존 연구들과 달리 위상 잡음항을 2차항까지 고려하여 비선형 근사화 해석적 방법을 통해 OFDM 통신 시스템에서 위상 잡음으로 인해 나타나는 현상들을 보다 정확하게 분석하고 정량화하였다. 분석 결과 QPSK-OFDM 통신 시스템에서 PLL 주파수 합성기의 루프 대역을 5.0 kHz, 1.0 kHz와 0.5 kHz로 각각 설정했을 때 위상 잡음으로 인해 발생하는 성능 저하 수치를 위상 잡음이 없는 이상적인 경우 AWGN 환경에서의 BER 성능과 비교해 보면

BER= 10^{-4} 을 만족하기 위해 약 0.6 dB, 1.0 dB와 1.7 dB 정도의 SNR 손실이 발생한다. 16QAM 변조방식을 사용한 경우에는 루프 대역이 각각 5 kHz, 1.0 kHz, 그리고 0.5 kHz일 때에 약 1.9 dB, 3.2 dB, 그리고 6.7 dB의 SNR 손실이 발생하게 된다. 기존 선형 근사화 기법과 본 연구에서 QPSK 변조방식을 사용하였을 경우 분산의 크기가 0.02까지는 두 곡선이 거의 비슷한 성능을 보이지만, 0.02 이상 분산 값이 더 커지게 되면 기존 연구와 본 연구 사이에 차이가 발생하게 된다. 또한 해석적 방법에 의한 BER 성능 분석 결과와 QPSK와 16QAM 변조를 사용하는 OFDM 통신 시스템의 실제 시뮬레이션 결과가 동일함을 그림으로부터 알 수 있다.

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] Claus Muschallik, "Influence of RF oscillators on an OFDM signal", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 41, no. 3, pp. 592-603, Aug. 1995.
- [3] T. Pollet, M. van Bladel and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise", *IEEE Transactions on Communication*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191-193, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [4] H. Nikookar, R. Prasad, "On the sensitivity of multicarrier transmission over multipath channels to phase noise and frequency offset", *PIMRC' 1996, 7th IEEE International Symposium*, vol. 1, pp. 68-72, Oct. 1996.
- [5] Ali Hajimiri, "Noise in phase-locked loops", *Symposium on Mixed-Signal Design*, pp. 1-6, Feb. 2001.
- [6] Dan H. Wolaver, *Phase-Locked Loop Circuit Design*, Prentice Hall, 1991.
- [7] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice Hall, 1997.

이 영 선



1997년~7월: 중국북경 청화대학교
자동화계 (공학사)
1997년 8월~2002년 8월: 연변대학
교 전자공학과 교원
2002년 9월~2004년 8월: 충북대학
교 전자공학과 (공학석사)
2004년 9월~현재: 충북대학교 전

자공학과 박사과정
[주 관심분야] 디지털 통신, 통신회로 설계, OFDM 통신시
스템 등

정 영 호



1992년 2월: 전북대학교 전자공학
과 (공학사)
1994년 2월: 전북대학교 전자공학
과 (공학석사)
2001년 9월~현재: 충남대학교 전
자 공학과 박사과정
1994년 3월~현재: 한국전자통신연

구원 전파방송연구소 이동멀티미디어방송연구팀 선임
연구원
[주 관심분야] 디지털 방송시스템, 디지털 이동통신시스
템, 디지털신호처리

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공
학과 정교수
1999년~현재: IEEE 논문 심사위원
2002년: 한국전자파학회 학술상 수
상
2002 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 전자공학
과 (공학사)
1996년 8월: 연세대학교 전자공학
과 (공학박사)
1984년 3월~현재: 한국전자통신연
구원 전파방송연구소 이동멀티
미디어방송연구팀장

[주 관심분야] 디지털 이동통신, 디지털 방송