

# OFDM/FH 시스템에서 위상잡음과 비선형 HPA의 특성분석

이영선\*

: 361-763 충북 청주시 흥덕구 개신동 산 48번지  
충북대학교 전자공학과 전자통신연구실  
E-mail: [yingzi0525@hanmail.net](mailto:yingzi0525@hanmail.net)

## Analysis of Phase Noise and HPA Non-linearity in the OFDM/FH Communication System

Ying Shan Li

Electronic Communication Laboratory, Department of Electronic Engineering, Chungbuk National University, San 48 Kaesin-dong, Cheongju, Chungbuk, 361-763, Republic of KOREA

### Abstract

OFDM/FH communication system is widely used in the wireless communication for the large capacity and high-speed data transmission. However, phase noise and PAPR (peak-to-average power ratio) are the serious problems causing performance impairment. In this paper, PLL (phase locked loop) frequency synthesizer with high switching speed is used for the phase noise model. SSPA and TWTA are considered for the nonlinear HPA model. Under these conditions and by approximating  $e^{j\phi[m]}$  into  $1 + j\phi[m] - \frac{1}{2}\phi^2[m]$  for the phase noise nonlinear approximation, SINR (signal-to-interference-noise-ratio) with nonlinear HPA and phase noise is derived in the OFDM/FH system. The bit error probabilities (BER) are found by computer simulation method and semi-analytical method. The simulation results closely match with the semi-analytical results.

**Keywords:** OFDM/FH, Nonlinear approximation, Nonlinear interference, Semi-analytical method.

## I. 서 론

현재 OFDM(orthogonal frequency-division multiplexing) 전송기술은 고속 전송의 WLANs (wireless local area networks), 즉 IEEE802.11X, HIPERLAN II, MMAC(Japanese Multimedia mobile Access Communications), 그리고 유럽형 DAB/DVB, 및 한국의 DMB 등의 표준으로 채택되고 있다. 주파수 호핑(FH) 시스템은 재밍에 강하고 의도적인 간섭에 잘 견딘다. 두 가지 방식을 혼합한 OFDM/FH 통신 시스템은 간섭환경과 다중경로 환경에 매우 강인하며 대용량 고속 데이터 전송에 적합하며, 최근 무선통신 분야에서 많이 연구되고 있다. 그러나 OFDM/FH 시스템에서는 HPA에서 발생하는 비선형 왜곡 그리고

주파수 합성기에서 발생하는 위상잡음 등이 통신 성능에 막대한 영향을 끼칠 수 있다.

HPA 비선형 왜곡 그리고 위상잡음에 대한 많은 기존의 연구가 있었다. 1995년에 G.Santella와 F. Mazzenga는 비선형 왜곡이 존재할 때 M-QAM-OFDM 시스템에서의 성능 평가를 연구하였다[1]. 1998년 G. Santella와 F. Mazzenga는 비선형 왜곡이 존재할 때 M-QAM-OFDM 시스템에서 성능분석을 위한 hybrid analytical-simulation 방법을 제안하였다[2]. 1999년 E. Costa와 M. Midrio 그리고 S. Pupolin는 OFDM 통신시스템의 성능에 대한 비선형 증폭기의 영향을 분석하였다[3]. 위의 연구[1~3]에서는 일정한 backoff하에서 HPA 비선형 특성이 통신시스템 성능에 미치는 영향을 분석하였다. 2001년 Ana Garcia Armada는 OFDM 통신시스템에서 위상잡음의 영향을 연구하였다[4]. 이 연구에서는 위상잡음이 미치는 영향을 선형 근사화 기법을 이용하여 연구하였다. 2002년 E. Costa와 S. Pupolin는 위상잡음과 비선형 증폭기가 존재할 때 M-QAM-OFDM 시스템에서의 성능을 분석하였다[5]. 여기에서는 위상잡음의 모델인 로렌즈 모델을 가지고 위상잡음의 선형 근사화 기법을 이용하여 일정한 backoff하에서 비선형 HPA와 위상잡음의 혼합적 영향을 분석하였다.

본 논문에서는 16QAM-OFDM/FH 시스템을 대상으로 낮은 위상잡음을 얻으면서도 빠른 switching 속도를 얻을 수 있는 주파수 합성기를 사용하고 위상잡음 2차 비선형 근사화 기법을 이용하여 OFDM/FH 통신시스템에서 HPA와 위상잡음의 혼합적 영향을 고려한 SINR를 구한다. 그리고 시뮬레이션 방법과 semi-analytical 방법을 이용하여 일정한 backoff에서 TWTA와 SSPA의 비선형 왜곡과 위상잡음이 혼합적으로 존재할 때 시스템의 BER 특성을 분석한다.

## II. HPA 와 비선형 특성

비선형 HPA에 입력되는 복소 기저대역 신호를  $x(t) = R(t)e^{j\varphi(t)}$  으로 표현하면 비선형 특성에 의해 왜곡된 HPA 출력 신호는  $y(t) = A[R(t)] \cdot e^{j\{\varphi(t) + \Phi[R(t)]\}}$  와 같다. 여기에서  $A[R(t)]$  와  $\Phi[R(t)]$  는 비선형 HPA의 AM/AM과 AM/PM 특성을 대표한다. 본 논문에서는 Saleh의 비메모리 TWTA와 SSPA모델을 사용한다. 먼저 TWTA모델의 AM/AM과 AM/PM 특성은 아래와 같다.

$$A[R(t)] = A_{sat} \frac{R(t)}{R^2(t) + A_{sat}^2}, \quad \Phi[R(t)] = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{R^2(t)}{R^2(t) + A_{sat}^2} \quad (1)$$

$A_{sat}$  는 증폭기 입력의 saturation 전압이다.

다음 SSPA 모델의 AM/AM과 AM/PM 특성은 아래와 같다.

$$A[R(t)] = \frac{R(t)}{\left[1 + \left(\frac{R(t)}{A_0}\right)^{2p}\right]^{1/2p}}, \quad \Phi[R(t)] = 0. \quad (2)$$

$A_0$  는 출력의 최대 진폭이며  $p$  는 HPA의 transition smoothness를 결정하는 상수이다.

### III. 위상잡음과 비선형 간섭

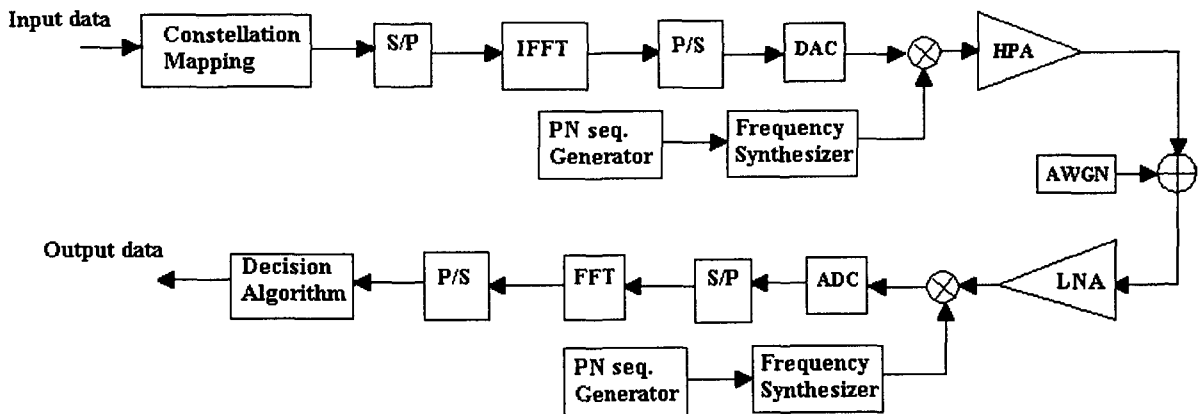


그림 1. OFDM/FH 송 수신 블록도.

OFDM/FH 통신시스템의 간단한 송 수신 블록도는 그림 1과 같다. 먼저 분석의 편리를 위하여 송 수신기의 주파수 합성기의 위상잡음이 서로 같고 채널이 AWGN 채널이라 가정하고 LNA는 선형 특성을 가진다는 가정 하에 LNA의 비선형 영향을 고려하지 않는다. 일반적으로 복소수 기저대역 OFDM신호는 (3)식과 같이 주어진다.

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}kt} \quad \text{for } 0 \leq t < T \quad (3)$$

여기에서  $j = \sqrt{-1}$  이고,  $N$ 는 총 서브 캐리어 수이며,  $X_k$ 는  $k$ 번째 캐리어의 데이터 심볼이다. 캐리어 간격은  $1/T$ 이고,  $T$ 는 OFDM 심볼 주기이다. 아래에 이상적인 시스템이 비선형 HPA에서 비선형 왜곡이 발생하고 송 수신기 주파수 합성기에서 위상잡음이 추가됨으로 인해 발생하는 성능 저하현상을 분석한다.

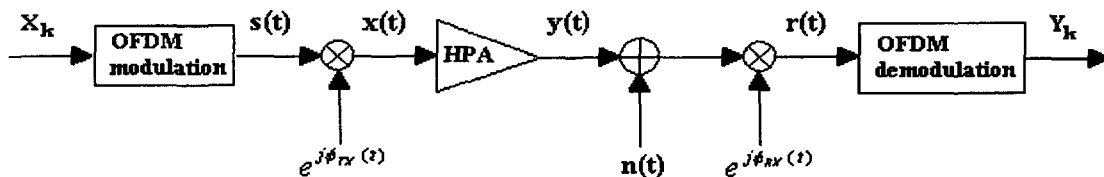


그림 2. HPA와 위상잡음 영향을 받은 통신시스템.

그림 2은 간략한 송수신 블록이다. IFFT된 후의 송신신호  $s(t)$ 는 호핑할 때 위상잡음이 추가되고, 비선형 HPA를 통과한 후에 AWGN채널을 경과하고 역 호핑할 때 위상잡음이 다시 추가된다. 먼저 주파수 합성기에서 주파수 호핑할 때와 주파수 역 호핑할 때 동기가 완전히 이루어진다고 가정한다. 분석의 편리를 위하여 추가되는 위상잡음만 고려하여 호핑할 때는  $e^{j(2\pi f_{FH}(t)t + \phi_{TX}(t))}$ 를 간단히  $e^{j\phi_{TX}(t)}$ 로 표현하고 역호핑할 때는  $e^{j(-2\pi f_{FH}(t)t + \phi_{RX}(t))}$ 를 간단히  $e^{j\phi_{RX}(t)}$ 로 표현한다. 먼저 IFFT복조 된 신호는 호핑할 때 위상잡음이 추가된다.

$$x(t) = s(t) \cdot e^{j\phi_{TX}(t)} \quad (4)$$

여기에서  $\phi_{TX}(t)$  는 송신기의 주파수 합성기에서 발생하는 시간에 따라 변화하는 위상 잡음이다. 다음 HPA에서 비선형 왜곡되는 과정을 아래와 같이 간략하여 표현한다.

$$y(t) = \alpha_A x(t) + d(t) \quad (5)$$

위 식에서  $\alpha_A$  는 complex gain factor로서 비선형 HPA saturation과 위상 회전을 표현한다. 비선형 HPA에 의해 발생하는 동일한 감소와 위상 회전은 수신 단에 correcting factor  $1/\alpha_A$  를 삽입하는 방법으로 보상할 수 있다.  $d(t)$  는 비선형 왜곡에 의해 발생하는 비선형 간섭(nonlinear interference)으로서 평균이 0이고 분산이  $M_D$  인 복소 가우시안 랜덤변수(complex Gaussian random variable) 이다[5]. 이 비선형

간섭  $d(t)$  는 원래 신호와 대응되는 비선형 간섭에 위상잡음이 추가된 형태로서  $d(t) = d_{without\{\phi\}}(t) \cdot e^{j\phi_{TX}}$

이다. 여기에서  $d_{without\{\phi\}}(t)$  는 위상잡음이 존재하지 않을 때의 HPA 비선형 왜곡 성분이다. HPA를 통과하여 송신한 신호는 AWGN 채널을 경과한 후 역 호핑 할 때 다시 위상잡음이 추가된다. 즉 수신된 신호는 아래와 같다.

$$r(t) = (y(t) + n(t)) \cdot e^{j\phi_{RX}(t)} \quad (6)$$

$\phi_{RX}(t)$  는 수신기의 주파수 합성기에서 발생하는 시간에 따라 변화하는 위상 잡음이다. 성능 분석의 편리를 위하여  $\phi_{TX}(t) = \phi_{RX}(t) = \phi(t)$  ,  $\phi_{tot}(t) = \phi_{TX}(t) + \phi_{RX}(t)$  이라 가정한다. 또한  $\phi_{TX}(t)$  와  $\phi_{RX}(t)$  는

평균이 0이고 분산이  $\sigma_\phi^2$  인 가우시안 랜덤 변수라고 가정한다[6]. 따라서, 수신기에서 FFT(fast Fourier transform)을 거친  $k$ 번째 서브 캐리어의 신호는 아래와 같다.

$$Y_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} r[m] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}km} = \alpha_A \cdot \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_l \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_{tot}[m]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} + \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} D_{l\_without\{\phi\}} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_{tot}[m]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} + N_k \quad (7)$$

$N_k$  는 주파수 합성기의 위상잡음이 추가된  $n(t)$  의 샘플 된 FFT 형태이고 평균은 0이고 분산은  $\sigma_n^2$  을 가진다. 그리고 랜덤 위상잡음 프로세스  $\phi_{tot}[m]$  는  $\phi_{TX}[m] + \phi_{RX}[m]$  이며  $D_l$  는  $d[m]$  의 푸리에 변환 쌍(FFT pair)이며 또한  $D_l = D_{l\_without\{\phi\}} \cdot e^{j\phi_{TX}[m]}$  이다[5]. 위상잡음 비선형 근사화 기법을 이용하여

$e^{j\phi[m]} = 1 + j\phi[m] - \frac{1}{2}\phi^2[m]$  으로 근사화하고,  $Y_k$  를  $k$ 번째 신호와 그 외 다른 서브 캐리어 신호들

그리고  $N_k$  의 부분으로 분리한다. 즉  $Y_k = Y_{k\_k} + Y_{k\_l \neq k} + N_k$  이다.

1.  $l = k$  :

$$Y_{k\_k} = X_k \cdot \frac{\alpha_A}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_{tot}[m]} + D_{k\_without\{\phi\}} \cdot \frac{1}{N} \cdot \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_{tot}[m]}$$

$$\begin{aligned}
 &= \alpha_A X_k + D_{k\_without\{\phi\}} + X_k \cdot \frac{\alpha_A}{N} \sum_{m=0}^{N-1} (j\phi_{tot}[m] - \frac{1}{2}\phi_{tot}^2[m]) + \\
 &D_{k\_without\{\phi\}} \cdot \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} (j\phi_{tot}[m] - \frac{1}{2}\phi_{tot}^2[m]). \quad (8)
 \end{aligned}$$

위 식에서 알 수 있듯이  $k$ 번째 신호는 비선형 HPA의 영향으로 자체 성분에 대응하는 왜곡이 발생할 뿐만 아니라 위상잡음의 영향으로 자체 신호에 대응하는 CPE(common phase error) 성분, 그리고 왜곡에 대응하는 간섭 성분이 발생한다.

2.  $l \neq k$ :

$$\begin{aligned}
 Y_{k\_l \neq k} &= \frac{\alpha_A}{N} \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_{tot}[m]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} + \frac{1}{N} \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} D_{l\_without\{\phi\}} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_{tot}[m]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} \\
 &= \left( -\frac{\alpha_A}{2N} \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \sum_{m=0}^{N-1} \phi_{tot}^2[m] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} - \frac{1}{2N} \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} D_{l\_without\{\phi\}} \sum_{m=0}^{N-1} \phi_{tot}^2[m] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} \right) + \\
 &j \cdot \left( \frac{\alpha_A}{N} \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \sum_{m=0}^{N-1} \phi_{tot}[m] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} + \frac{1}{N} \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} D_{l\_without\{\phi\}} \sum_{m=0}^{N-1} \phi_{tot}[m] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} \right). \quad (9)
 \end{aligned}$$

위 식에서 알 수 있듯이  $k$ 번째 신호는 위상잡음의 영향으로  $k$ 번째 신호를 제외한 나머지 서브 캐리어 신호들이 주는 inter-carrier-interference(ICI) 영향을 받으며, 또한 나머지 신호들에서 발생하는 HPA 비선형 간섭과 위상잡음의 혼합적 영향으로 발생하는 또 다른 ICI 영향을 받는다.

#### IV. SINR 분석

OFDM/FH 시스템에서 비선형 HPA와 위상잡음의 혼합적 영향에 의한 성능저하 현상을 분석한다. 먼저 SINR를 아래와 같이 정의한다.

$$(S/(I+N))_{With\{\phi\}} = \frac{P_{s\_useful}}{P_p + P_n} \quad (10)$$

여기에서  $P_{s\_useful}$ 는 유용한 신호의 평균전력,  $P_p$ 는 위상잡음과 비선형 HPA의 영향으로 발생하는 방해 신호전력(distortion noise power),  $P_n$ 는 AWGN전력이다. 분석의 편리를 위하여  $P_p$ 를 아래와 같이 여러 개 부분으로 분리한다.

$$P_p = P_{k\_s} + P_{k\_D} + P_{ICI\_s} + P_{ICI\_D} \quad (11)$$

여기에서  $P_{k\_s}$ 는  $k$ 번째 캐리어 자체에서 위상잡음에 의해 발생한 회전 현상(CPE)이고  $P_{k\_D}$ 는  $k$ 번째 캐리어의 비선형 잡음에 의해 발생하는 간섭 성분(Nonlinear Distortion)이며,  $P_{ICI\_s}$ 는 인접 캐리어신호가

위상잡음의 영향으로  $k$ 번째 신호에 주는 간섭 성분(ICI)이며,  $P_{ICI\_D}$ 는 인접 캐리어 신호에서 발생하는 비선형 잡음과 위상잡음의 혼합영향으로  $k$ 번째 신호에 미치는 간섭 성분(ICI)이다. 유용한 신호전력은 위상 회전이 존재하는 수신신호의 평균 신호전력이다. 여기에서  $P_s$ 는 송신 단에서의 원 신호의 평균 전력이다.

$$P_{s\_useful} = \left[ E \left[ X_k \cdot \frac{\alpha_A}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_{tot}[m]} \right] \right]^2 = |\alpha_A|^2 \cdot P_s \cdot \left( e^{-2\sigma_\phi^2} \right)^2 = |\alpha_A|^2 \cdot P_s \cdot e^{-4\sigma_\phi^2} \quad (12)$$

$k$ 번째 캐리어 자체에서 발생하는 간섭 성분들은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} P_{k\_s} &= \text{var} \left[ X_k \cdot \frac{\alpha_A}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_{tot}[m]} \right] = P_s \cdot \frac{|\alpha_A|^2}{N^2} \text{var} \left[ \sum_{m=0}^{N-1} e^{j(\phi_{TX}[m] + \phi_{RX}[m])} \right] \\ &= P_s \cdot \frac{|\alpha_A|^2}{N} \cdot (1 - e^{-4\sigma_\phi^2}) \end{aligned} \quad (13)$$

$$P_{k\_D} = E \left[ \left[ D_{k\_without\{\phi\}} \cdot \frac{1}{N} \cdot \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_{tot}[m]} \right]^2 \right] = P_{D\_without\{\phi\}} \cdot \left[ \frac{1}{N} \cdot (1 - e^{-4\sigma_\phi^2}) + e^{-4\sigma_\phi^2} \right]. \quad (14)$$

인접 서브-캐리어에서  $k$ 번째 캐리어에 미치는 간섭 성분들은 아래와 같다.  $P_{D\_without\{\phi\}}$ 는 위상잡음의 영향이 없을 때 단일 캐리어의 평균 HPA 간섭전력 (single carrier mean HPA distortion power)이다.

$$P_{ICI\_s} = \text{var} \left[ \frac{\alpha_A}{N} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_{tot}[m]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} \right] = |\alpha_A|^2 \cdot P_s \cdot \frac{N-1}{N} \cdot (1 - e^{-4\sigma_\phi^2}) \quad (15)$$

$$P_{ICI\_D} = \text{var} \left[ \frac{1}{N} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} D_{l\_without\{\phi\}} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_{tot}[m]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} \right] = P_{D\_without\{\phi\}} \cdot \frac{N-1}{N} \cdot (1 - e^{-4\sigma_\phi^2}) \quad (16)$$

AWGN전력은 아래와 같다.  $P_{n\_without\{\phi\}}$ 는 위상잡음이 존재하지 않을 때의 AWGN 전력이다.

$$P_n = E \left[ \left[ \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} n[m] \cdot e^{j\phi_{RX}[m]} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}km} \right]^2 \right] = P_{n\_without\{\phi\}} \quad (17)$$

비선형 HPA와 위상잡음의 영향을 받은 후의 신호 대 간섭 잡음 비는 아래와 같다.

$$SINR = (S / (I + N))_{With\{\phi\}}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{P_{s\_useful}}{(P_{k\_s} + P_{k\_D} + P_{ICI\_s} + P_{ICI\_D}) + P_n} = \frac{|\alpha_A|^2 \cdot P_s \cdot e^{-4\sigma_\phi^2}}{(P_{k\_s} + P_{k\_D} + P_{ICI\_s} + P_{D\_without\{\phi\}}) + P_n} \\ &= \frac{|\alpha_A|^2 \cdot P_s \cdot e^{-4\sigma_\phi^2}}{|\alpha_A|^2 \cdot P_s \cdot (1 - e^{-4\sigma_\phi^2}) + P_{D\_without\{\phi\}} + P_{n\_without\{\phi\}}} \end{aligned}$$

$$= \frac{|\alpha_A|^2 \cdot e^{-4\sigma_\phi^2}}{\frac{1}{SNR_{without\{\phi\}}} + |\alpha_A|^2 \cdot (1 - e^{-4\sigma_\phi^2}) + \frac{P_{D\_without\{\phi\}}}{P_s}} \quad (18)$$

여기에서 비선형 잡음전력  $P_{D\_without\{\phi\}}$  는 대응하는 SNR과 backoff 조건 하에서 시뮬레이션을 통하여 결정한다[5,7,8]. HPA의 AM/AM, AM/PM 특성에 근거하여 HPA의 출력을  $S(R)$  라면 아래와 같이  $\alpha_A$  와  $P_{D\_without\{\phi\}}$  를 구한다.

$$S(R) = A[R] \cdot e^{j\Phi[R]}, \quad (19)$$

$$\alpha_A = \frac{1}{2} E \left[ S'(R) + \frac{S(R)}{R} \right] \cong E[y_M] / E[x_M], \quad (20)$$

$$M_{D\_without\{\phi\}} = E[|d_k^m|^2] = \{E[|y_k^m|^2] - |\alpha_A|^2 E[|x_k^m|^2]\} = \{E[|S(R)|^2] - |\alpha_A|^2 E[R^2]\} \quad (21)$$

$$P_{D\_without\{\phi\}} = \frac{1}{N} \cdot M_{D\_without\{\phi\}} \cdot \quad (22)$$

여기에서  $m$  는 generic frame index이고  $k=0, \dots, N-1$ ,  $m=1, \dots, M$  이다.  $x_m$  과  $y_m$  는 신호의 성상 점이고  $R$  는 입력신호의 진폭 특성이다. (18)식을 이용하여 16QAM 변조방식을 사용할 때의 BER(bit-error rate) 수식을 아래와 같이 표현한다[6].

$$P_{16-QAM} = \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{2}{5} \operatorname{SINR}} \right) - \frac{9}{64} \operatorname{erfc}^2 \left( \sqrt{\frac{2}{5} \operatorname{SINR}} \right). \quad (23)$$

## V. Simulation 결과와 토론

본 논문에서는 OFDM/FH 통신시스템에서 비선형 HPA와 주파수 합성기의 위상잡음의 영향으로 발생하는 성능 저하현상을 분석하였다. 분석 전에 먼저, 주파수 호핑 시스템 특성에 근거하여 시스템 파라미터를 결정한다. 주파수 호핑 시스템에서는 PN시퀀스에 의해 정의된 일정한 패턴의 주파수로 호핑한다. 여기에서 PN시퀀스는  $\pm 1$  이며 호핑 패턴을 결정한다. 호핑률은 데이터를보다 빠르거나 늦을 수 있다. 한 OFDM 심볼 당 한번 호핑한다고 할 때 본 논문에서는  $T_h$  를 호핑 주기라 하고,  $f_H$  를 호핑 주파수 간격이라 하며, 신호가 직교성을 갖고 있을 때  $f_H = 1/T_h$  이다. 캐리어 주파수는 PN시퀀스 발생기의 j비트 값에 따라 매  $T_h$  마다 변화한다. 주파수는 매개의 호핑 시간동안 일정한 값을 가진다. 만일 송신신호가 16QAM신호이고 모두 J개 주파수에서 호핑하면 전체 대역은  $B_{FH} \approx J \cdot f_H$  이다. 여기에서  $J = 2^j$  이다. 만일 일반적인 분석을 위해  $f_H = 10kHz$ ,  $N = 64$ ,  $j = 10$  이라 가정하면 OFDM/FH 호핑대역은  $B_{FH} \approx 10.24MHz$  이다. PLL 주파수 합성기의 스위칭시간은 호핑 간격  $T_h$  보다 매우 짧아야 한다. 여기에서 스위칭시간이 호핑 간격의 1/10 보다 짧다고 가정한다. 그러므로 시스템 파라미터를 아래와 같이 설정한다. OFDM/FH 대역은  $B = 11MHz$ , 캐리어 수는  $N = 64$ , 변조방식은 16QAM, FH시스템의 요구하는 호핑 간격( $f_H = 1/T_h$ )은  $10kHz$ , PLL 합성기의 스위칭시간( $t_s$ )은  $\leq 0.01ms$  (즉  $0.1T_h$ )으로 가정한다. 시스템 성능을 만족하기 위하여 고속 스위칭 속도를 가진 주파수 합성기를 사용하며 대응하는 위상잡음

분산을 아래와 같이 계산한다.

$$\sigma_{\phi}^2 = \int_{-B/2}^{B/2} S_{\phi}(f) df = 2 \cdot \int_0^{B/2} S_{\phi}(f) df \quad (24)$$

여기에서  $S_{\phi}(f)$  는 위상잡음의 PSD(전력 스펙트럼밀도)이고  $B$ 는 OFDM/FH 대역이며  $S_{\phi}(f)$  는 스펙트럼 분석기 등을 이용하는 실제적인 방법 또는 위의 수학적 위상 등가모델을 이용하는 이론적 방법으로 얻을 수 있다[6,9]. 본 논문에서 주파수 합성기의 settling time 은 84ns로 선택하면 제한된 0.01ms보다 많이 작으므로 시스템 요구를 만족한다. 이때 대응하는 위상잡음 분산은 약 0.008이다. 아래에 위의 주파수 합성기를 사용하고 즉 위상잡음 분산이 0.008이고 비선형 HPA를 각각 SSPA와 TWTA를 사용하였을 때 시스템 성능을 분석한다.

그림3~4는 OFDM/FH 통신시스템에서 16QAM 변조방식을 사용하였을 때 비선형 증폭기의 비선형 유무와 주파수 합성기의 위상잡음 유무에 의한 성능 저하현상을 표현한다. Case 1은 backoff를 한 비선형 HPA와 위상잡음이 동시에 존재하는 경우이고, Case 2는 위상잡음만 존재하는 경우이고, Case 3은 일정한 backoff를 한 HPA만 존재하는 경우이고 Case4는 선형 증폭기를 사용하고 위상잡음이 존재하지 않는 경우이다. 실선은 semi-analytical 방법으로 구한 것이다. 그림3에서 SSPA를 사용하고 backoff를 5dB하였을 경우 BER= $10^{-3}$  를 만족하기 위하여 Case 2는 Case 4보다 약 2dB정도의 SNR 손실이 발생하고 Case 3은 약 4.1dB정도의 SNR 손실이 발생하며 Case 1은 약 13.2dB정도 손실이 발생하며 SNR이 커짐에 따라 distortion이 심해져서 error floor가 발생한다. 그림 4에서 TWTA를 사용하고 backoff를 12dB하였을 경우 BER= $10^{-3}$  를 만족하기 위하여 Case 2는 Case 4보다 약 2dB정도 SNR 손실이 발생하고 Case 3은 4.1dB 정도의 SNR 손실이 발생하고 Case 1은 12.2dB의 SNR 손실이 발생하며 심지어 error floor가 발생한다. 그림3, 그림 4에서 알 수 있듯이 비선형 잡음과 위상잡음이 독립적으로 존재할 때에는 그리 큰 전력 손실이 발생하지 않지만, 두 가지 잡음이 혼합적으로 존재할 때는 상대적으로 많은 성능 저하현상이 발생한다. 시뮬레이션 결과와 semi-analytical 결과가 서로 일치함을 그림으로부터 알 수 있다.

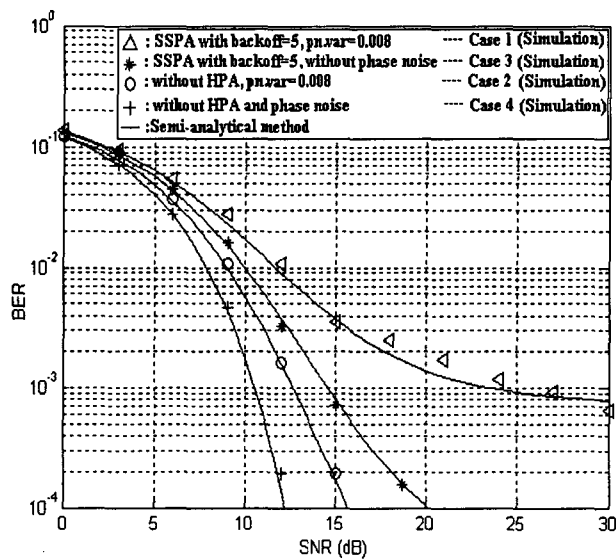


그림 3. HPA(SSPA, p=2) 와 위상잡음 혼합 영향하에서의 16QAM-OFDM/FH시스템.



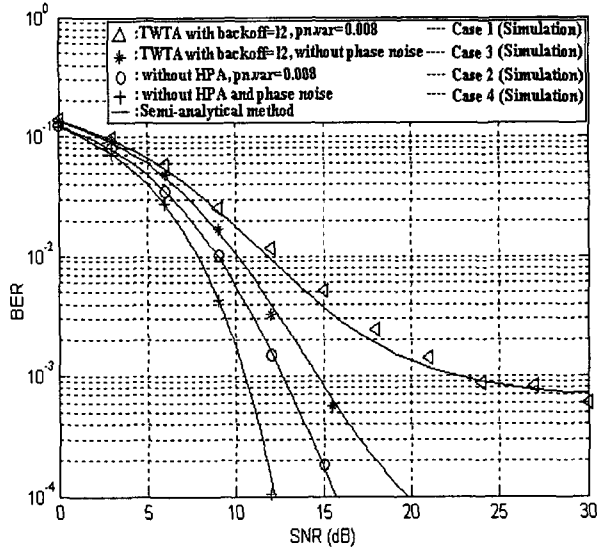


그림 4. HPA(TWTA) 와 위상잡음 혼합 영향 하에서의 16QAM-OFDM/FH시스템.

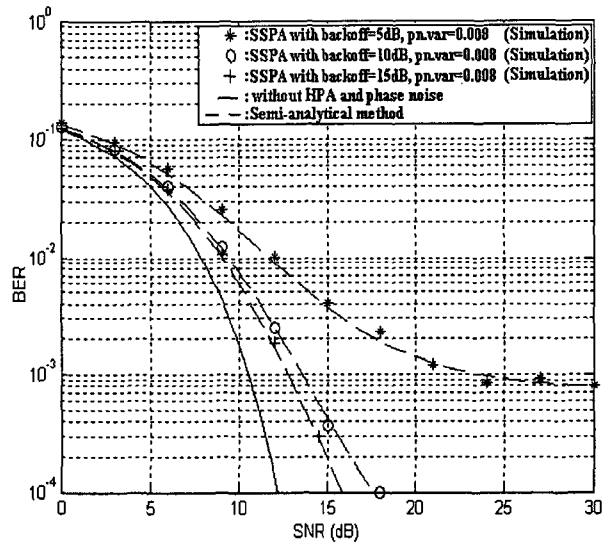


그림 5. HPA(SSPA, p=2) 와 위상잡음 혼합영향하에서의 16QAM-OFDM/FH시스템.

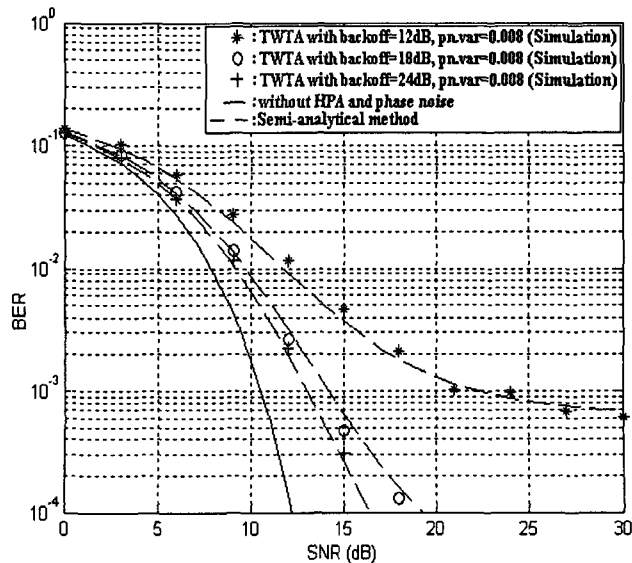


그림 6. HPA(TWTA) 와 위상잡음 혼합영향하에서의 16QAM-OFDM/FH시스템.

그림 5는 16QAM-OFDM/FH 시스템에서 SSPA와 위상잡음이 동시에 존재할 때 부동한 backoff에 근거한 BER 특성을 보인 것이다. 그림 6는 TWTA와 위상잡음이 동시에 존재할 때 부동한 backoff에 근거한 BER 특성을 보인 것이다. 그림에서 보듯이 비슷한 BER 특성을 얻기 위하여 TWTA에서 더 많은 backoff를 요구하며 일정하게 backoff를 즉 SSPA는 15dB정도, TWTA는 24dB정도 하면 비선형 왜곡에 의한 SNR 손실을 제거할 수 있다. 그러나 위상잡음에 의한 손실은 줄일 수 없다. 또한 HPA의 비선형 왜곡과 위상잡음의 혼합 영향으로 인하여 수신신호의 스펙트럼이 out-of-band에서 송신신호보다 위로 많이 뜨는 현상이 발생하는데 이는 더 많은 인접 채널 스펙트럼 증가를 조성하여 더 높은 ACI(adjacent channel interference)를 야기시킨다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 OFDM/FH 통신시스템에서 비선형 증폭기의 비선형 왜곡과 주파수 합성기의 위상잡음의 영향으로 인한 성능 저하현상을 이론적 방법과 시뮬레이션 방법으로 분석하였다.

- 1) 대용량 고속 데이터 전송을 위한 OFDM/FH 시스템에서 위상잡음 비선형 근사화 기법을 이용하여 HPA 비선형성과 위상잡음의 혼합적 영향하에서 신호 대 간섭 잡음 비  $SINR$ 를 이론적으로 유도하고 분석하였다.
- 2) 시뮬레이션과 semi-analytical 방법을 통하여 HPA 비선형과 위상잡음의 혼합적 영향을 받은 수신신호의 에러확률(BER)을 분석하였다. 결과적으로 위상잡음과 비선형 왜곡이 동시에 혼합적으로 존재할 때는 각각 독립적으로 존재할 때보다 error floor가 발생할 확률이 높고 일정하게 backoff를 해주면 성능 손실을 최소로 줄일 수 있으나, 오로지 HPA의 비선형 왜곡 영향만을 감소시킬 수 있으며 위상잡음 영향은 제거할 수 없다. TWTA와 위상잡음이 동시에 존재할 때 SSPA와 위상잡음이 동시에 존재할 때보다 성능 손실이 더 높고 성능을 향상시키려면 더 많은 backoff를 요구하므로 전력효율이 떨어진다. 또한 HPA의 비선형 왜곡과 위상잡음의 혼합 영향으로 인하여 더 많은 인접채널 스펙트럼 증가를 조성하여 더 높은 ACI를 야기시킨다.

위의 분석 방법과 결과는 대용량 고속 전송량 통신을 위한 OFDM/FH 통신시스템에서 통신 성능에 대한 예측 및 실제적인 분석을 하거나 모델링 할 때 중요한 참고 가치를 갖고 있다. 진일보 고효율 선형 증폭기, 디지털 pre-distorter, 고속 저 위상잡음 주파수 합성기, 아울러 이런 왜곡을 최소화하는 기법에 대한 연구 등이 더욱 더 필요하게 된다.

## 참고 문헌

- [1] Santella, G., Mazzenga, F., "A model for performance evaluation in M-QAM-OFDM schemes in presence of nonlinear distortions," *Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th*, Vol.2, Pp. 830 -834, Jul. 1995.
- [2] Santella, G., Mazzenga, F., "A hybrid analytical-simulation procedure for performance evaluation in M-QAM-OFDM schemes in presence of nonlinear distortions," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 47, Pp. 142-151, Feb. 1998.
- [3] Costa, E., Midrio, M. and Pupolin, S., "Impact of amplifier nonlinearities on OFDM transmission system performance," *IEEE Communications Letters*, Vol.3, Pp. 37-39, Feb. 1999.
- [4] Ana Garcia Armada,, "Understanding the Effects of Phase Noise in OFDM" , *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol.47, no.2, pp. 153-159, June 2001.

- [5] Costa, E., Pupolin, S., "M-QAM-OFDM system performance in the presence of a nonlinear amplifier and phase noise," *IEEE Transactions on Communications*, Vol.50, Pp.462-472, Mar. 2002.
- [6] H.G. Ryu and Y. S. Lee., "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.
- [7] Dardari, D., Tralli, V., Vaccari, A., "A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in OFDM systems," *IEEE Transactions on Communications*, Vol.48, Pp.1755 -1764, Oct.2000.
- [8] Conti, A., Dardari, D., Tralli, V., "An analytical framework for CDMA systems with a nonlinear amplifier and AWGN," *IEEE Transactions on Communications*, Vol.50, Pp.1110-1120, Jul.2002.
- [9] H. G. Ryu and 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.
- [10] 이영선, 유흥균, "OFDM/FH 통신시스템에 사용되는 주파수 합성기의 특성과 통신 성능분석", 한국전자파학회논문지, 14(8), pp.809-815, 2003년 8월.
- [11] Rodger E. Ziemer, William H. Tranter, *Principles of Communications*, John Wiley & Sons, Inc, 2002.
- [12] John G. Proakis, *Digital Communications*, Mc Graw Hill, 2000.