

# OFDM 신호의 사전 왜곡제거기를 이용한 비선형 왜곡보상

신은영, 방성일

단국대학교 전자컴퓨터공학과

전화 : 02-709-2827 / 핸드폰 : 011-382-1923

## Linearization of OFDM signal using Predistorter

Eun Young Shin, Sung Il Bang

Electronics and Computer Engineering, Dankook University

E-mail : sheyruu@hanmir.com

### Abstract

In this paper, the structure of OFDM system is studied, and causes of inter carrier interference (ICI) are analyzed. Based on analysis, this paper shows a technique to prevent a distortion due to nonlinearity of high power amplifier.

The proposed scheme is a predistorter for high power amplifier linearization in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system used in wireless local area network(WLAN). This is verified by comparing BER characteristics of OFDM system, between used PD and not used PD.

### I. 서론

이동 전화의 급속한 보급과 인터넷을 통한 멀티미디어 서비스의 놀라운 성장으로 인하여 사용자들의 이동 멀티미디어 서비스에 대한 기대가 급증하였다. 그러나 현재 이동전화에서의 음성이나 무선 근거리망(Wireless Local Area Network : WLAN)에서의 고속 데이터와 같은 하나의 특정 응용분야를 지원하도록 설계되어 있어, 이동 멀티미디어 서비스에 대한 요구를 충족시키기에 부족하였다. 이러한 요구를 만족시키기 위해

IEEE 802.11(a)와 (g)에서는 고속 데이터 전송률을 지원하고, 채널에 의한 왜곡을 효과적으로 극복하기 위한 시스템으로 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) 시스템을 선정하였다.

본 논문에서는 차세대 멀티미디어 변조방식으로 대두되고 있는 OFDM 시스템의 구조[2]를 고찰하고 이때 발생하는 부반송파간 간섭의 원인을 분석한다. 분석을 토대로 OFDM 시스템에서 사용하는 고출력 증폭기의 비선형성에 의한 진폭과 위상의 왜곡을 전개한다. 이와 같이 예측한 왜곡을 보상하기 위해 진폭과 위상을 분리하여 처리하는 사전 왜곡제거기(predistorter : PD)를 제안한다. 마지막으로 OFDM 시스템에서 사전 왜곡제거기의 삽입전과 후를 simulation을 통해 검증한다.

### II. OFDM 시스템

#### 2.1 OFDM 시스템의 특성

OFDM 시스템은 고속 전송률을 갖는 데이터 열을 낮은 전송률을 갖는 많은 수의 데이터 열로 나누고, 다수의 부반송파를 사용하여 동시에 전송하는 방식이다. OFDM 시스템은 부반송파의 심볼 구간이 증가로

인해 다중경로 지연확산에 강하다. 또 OFDM 심볼 사이에 채널의 지연확산보다 긴 보호구간을 삽입하여 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference : ISI)을 제거할 수 있다. 따라서, 다중경로 페이딩을 갖는 무선 채널에서 우수한 성능을 얻을 수 있는 장점을 가진다.[2]

그러나 OFDM 시스템은 단일 반송파 전송방식에 비해 주파수 편차와 위상잡음에 민감하여 부반송파간 간섭(Inter-Carrier Interference : ICI)을 유발시킨다. 또 최대전력 대 평균전력(Peak-to-Average Power Ratio:PAPR)이 커서 고출력 증폭기로 신호를 증폭할 때 고출력 증폭기의 비선형적인 특성으로 인한 신호의 왜곡이 시스템의 성능에 심각한 영향을 미치게 된다.

## 2.2 OFDM 시스템의 기본 구조

OFDM 시스템의 기본적인 구성[3]은 그림 1에서 보는 바와 같다. 정보 심볼  $a_n^{(l)}$ 은  $M \times M$ -QAM으로부터 얻어지고 심볼길이는 block으로 분할되고 전송되는 데이터 심볼  $a_N = [a_0^{(l)}, a_1^{(l)}, \dots, a_{N-1}^{(l)}]$ 로 나타낸다.

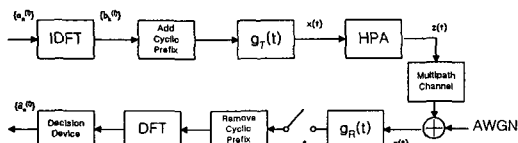


그림 1. OFDM 시스템 구성도

$a_N^{(l)}$  이 IDFT(inverse discrete Fourier transform)로 전송되어 생성된 심볼은  $b_N = [b_0^{(l)}, b_1^{(l)}, \dots, b_{N-1}^{(l)}]$  이고, 시간영역에서 표현하면 식 (1)과 같다.

$$b_N^{(l)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_N^{(l)} \exp(j2\pi nk/N) \quad (1)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

심볼은 add cyclic prefix를 통과하면서 보호구간이 삽입된다. 보호구간까지 포함된 하나의 심볼은 임펄스 응답,  $g_T(t)$  를 갖는 선형필터에 입력된다. 필터의 출력신호  $x(t)$ 는 식 (2)와 같다.

$$x(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} c_k^{(l)} g_T(t - kT - lN T) \quad (2)$$

송신단의 고출력 증폭기는 OFDM 시스템을 통하여 생성된 신호를 전송조건에 따라 증폭한다. 본 논문에서는 Saleh가 제안한 고출력 증폭기모델[1]을 사용하여

실험하였다. 이 고출력 증폭기모델의 AM/AM과 AM/PM응답은 식 (3)과 같다.

$$M(\rho) = \frac{2\rho}{1+\rho^2}, \quad \phi(\rho) = \phi_0 - \frac{2\rho^2}{1+\rho^2} \quad \phi_0 = \frac{\pi}{6} \quad (3)$$

여기서  $\rho$ 는 진폭을 의미한다.

고출력 증폭기를 통해 증폭된 신호,  $z(t)$ 는 다중경로 채널을 통과하여 전송되는데, 이 때 자유공간에서의 잡음은 AWGN으로 가정한다.

수신기에서는 전송된 OFDM 신호를 복조한다. 입력된 신호는 임펄스 응답,  $g_R(t)$  를 갖는 필터를 통해 수신신호를 선형화 한다. 이 선형화된 신호를  $1/T$ 의 간격으로 sampling 하여 송신단에서 심볼 당 삽입된 보호구간을 제거한다. 보호구간이 제거된 심볼은 DFT(discrete Fourier Transform)를 통과하면서 원 신호를 복원한다.

그림 1과 같은 OFDM 시스템을 구현할 때에 각각 사용된 소자와 송신신호의 환경에 따라 진폭과 위상의 왜곡이 발생하게 된다. 많은 왜곡발생 성분 중 신호를 증폭하는 역할을 하는 고출력 증폭기가 진폭과 위상의 왜곡을 발생시키는 큰 요인으로 작용한다. 본 논문 3장에서는 Saleh가 제안한 고출력 증폭기모델[1]을 사용하여 진폭과 위상 왜곡을 알아보고, 예상되는 위상과 진폭의 왜곡을 전개하여 사전 왜곡제거기를 제안한다.

## III. 비선형 특성에 대한 고찰

### 3.1 고출력 증폭기의 비선형 왜곡에 의한 성능 열화

OFDM 시스템은 2장에서 언급하였듯이 다수의 직교 부반송파를 위해 전송할 때 왜곡이 발생하는데 고출력 증폭기의 비선형성이 가장 큰 영향을 미친다.

고출력 증폭기의 입력 신호를  $y(t)$ , 출력신호를  $z(t)$ 로 나타내면 식 (4), (5)와 같다.

$$y(t) = \rho_y(t) \exp[j\theta_y(t)] \quad (4)$$

$$z(t) = \rho_z(t) \exp[j\theta_z(t)] \quad (5)$$

고출력 증폭기의 출력신호,  $z(t)$ 를 식(3)의 고출력 증폭기 모델의 AM/AM과 AM/PM응답으로 나타내면 식 (6)과 같고, 출력신호의 진폭성분  $\rho_z$ 와 위상성분  $\theta_z$  과 입력신호의 진폭성분과 위상성분과의 관계는 식 (7)과 같다.

$$z(t) = M[\rho_y(t)] \exp(j\{\theta_y(t) + \Phi[\rho_y(t)]\}) \quad (6)$$

$$= y(t) \frac{M[\rho_y(t)]}{\rho_y(t)} \exp(j\Phi[\rho_y(t)])$$

$$\rho_z = M(\rho_y) \quad (7)$$

$$\theta_z = \theta_y + \Phi(\rho_y)$$

$z(t)$ 의 진폭과 위상응답의 특성을 도시하면 그림 2와 같다.

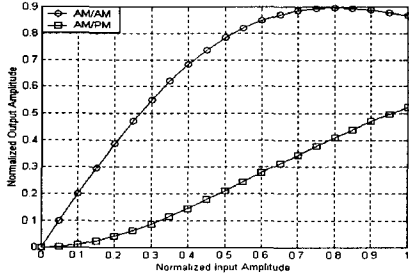


그림 2. 정규화된 고출력 증폭기의 크기와 위상 특성

고출력 증폭기 모델의 AM/AM과 AM/PM응답(식 (3))에서 볼 수 있듯이 입력신호의 진폭이 증가함에 따라 출력신호의 진폭과 위상이 비선형성을 갖게된다. 이와 같은 증폭기의 비선형성으로 인한 왜곡은 다수의 직교 부반송파의 위상을 왜곡시켜서 직교성을 파괴하고, ICI를 유발한다.

본 논문에서는 고출력 증폭기의 비선형성으로 인한 왜곡을 보상하는 사전 왜곡제거기를 제안한다.

### 3.2 사전 왜곡제거기 제안

비선형성을 갖는 고출력 증폭기에 대한 왜곡 보상은 사전 왜곡제거기를 삽입한 OFDM 시스템은 그림 3과 같고, 사전 왜곡제거기의 구조는 그림 4와 같다.

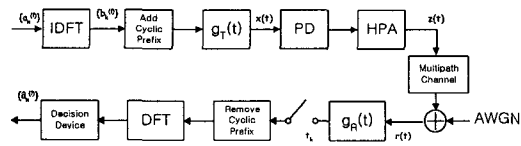


그림 3. 사전 왜곡제거기가 삽입된 OFDM 시스템

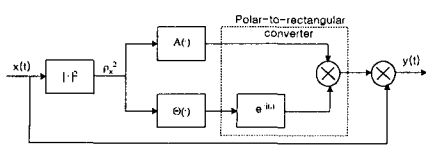


그림 4. 사전 왜곡제거기 구조

사전 왜곡제거기는 신호가 고출력 증폭기로 입력되기 전에 진폭과 위상을 분리하여 예상되는 고출력 증폭기의 비선형성에 대한 왜곡을 각각 보상한다. 이와 같은 보상은 식 (3)과 (4)의 고출력 증폭기의 AM/AM, AM/PM응답으로부터 유도한다.

시스템에서 왜곡이 발생하지 않았다고 가정하면 사전 왜곡제거기의 입력신호  $x(t)$ 와 고출력 증폭기 출력신호  $z(t)$ 가 같고, 식 (8), (9)과 나타낸다.

$$x(t) = \rho_x(t) \exp[j\theta_x(t)] \quad (8)$$

$$\rho_z(t) = \rho_x, \quad \theta_z = \theta_x \quad (9)$$

표기상의 편의를 위해 식(10)과 같이 나타낸다.

$$M_2(\rho_y) \equiv M^2(\rho_y) \quad (10)$$

사전 왜곡제거기 출력,  $y(t)$ 는 식 (11)과 같다.

$$y = M_2^{-1}(\rho^2) \exp[j(\theta_z - \Phi(\rho_y))] \quad (11)$$

$$= xA(\rho_x^2) \exp[-j\Theta(\rho_x^2)]$$

$A(\rho_x^2)$ ,  $\Theta(\rho_x^2)$ 는 식 (12)와 같이 정의한다.

$$A(\rho_x^2) \equiv \frac{M_2^{-1}(\rho_x^2)}{\sqrt{\rho_x^2}}, \quad \Theta(\rho_x^2) \equiv \Phi[M_2^{-1}(\rho_x^2)] \quad (12)$$

식 (12)를 실제 시스템 구현을 위해 이산적인 함수로 근사화하면 식 (13)과 같다.

$$A_{N_A}(\rho^2) \equiv \sum_{i=0}^{N_A} \alpha_i \rho^{2i}, \quad \Theta_{N_\theta}(\rho^2) \equiv \sum_{i=0}^{N_\theta} \beta_i \rho^{2i} \quad (13)$$

근사화 시킨 함수는 원 함수와의 오차가 가장 적을 때 이상적인 동작을 하므로 식 (12)와 (13)에서 진폭은  $A(\rho_x^2)$ 와  $A_{N_A}(\rho^2)$ , 위상은  $\Theta(\rho_x^2)$ 와  $\Theta_{N_\theta}(\rho^2)$ 를 비교하여 가장 오차가 적을 때의  $\alpha_i$ 와  $\beta_i$ 를 구한다.

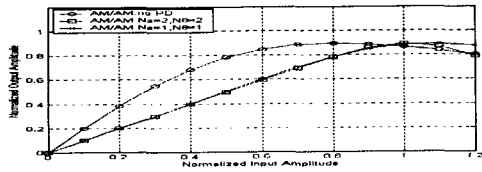
본 논문에서 다루는 16QAM인 경우,  $\rho$ 는 0과 1사이에서 균일 분포되어있고,  $N_A = N_\theta = 1$ 일 때의  $\alpha_i$ 와  $\beta_i$ 를 구하여 다항식으로 표현하면 식 (14)과 같다.

$$A_1(\rho^2) = 0.2219\rho^2 + 0.4481 \quad (14)$$

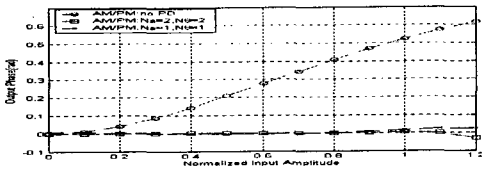
$$\Theta_1(\rho^2) = 0.3416\rho^2 - 0.0080$$

만약  $N_A$ 와  $N_\theta$ 의 값이 커지면 근사화 된 진폭과 위상 함수가 원 함수와 더욱 근접하게 된다. 그러나 차수가 커지므로 실제 시스템 구현 시 복잡성이 더해진다.

식 (14)를 이용하여 입력신호  $x(t)$ 에 대한 고출력 증폭기 출력신호  $z(t)$ 를 도시하면 그림 5와 같다.



(a) AM/AM 특성



(b) AM/PM 특성

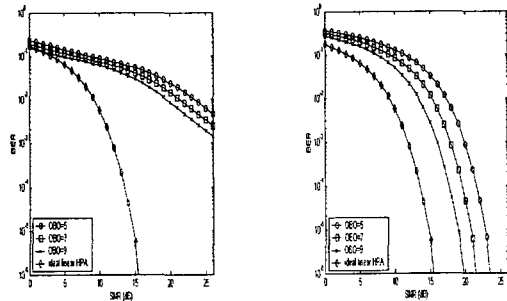
그림 5. 사전 왜곡제거기로 왜곡을 보정한 고출력 증폭기의 특성

입력신호의 진폭이 증가함에 따라 발생하는 고출력 증폭기의 비선형성이 사전 왜곡제거기를 통해 진폭과 위상을 분리하여 보상함에 따라 선형적인 특성을 가지게 된다.

#### IV. Simulation 및 고찰

이 장에서는 3.2에서 제안한 사전 왜곡제거기의 특성을 비교, 분석한다.

그림 6의 (a)는 사전 왜곡제거기를 포함하지 않은 환경에서의 OFDM 시스템의 SNR에 따른 BER 특성곡선이고, 그림 6의 (b)는 사전 왜곡제거기를 삽입한 OFDM 시스템에서의 SNR에 따른 BER 특성곡선이다. BER 특성곡선은 사전 왜곡제거기를 삽입하기 전과 삽입한 후의 OFDM 시스템을 Matlab을 이용하여 모델링하였으며, 50만개의 심볼을 이용하여 simulation 한 결과이다.



(a) 사전 왜곡기 삽입 전 (b) 사전 왜곡기 삽입 후  
그림 6. OFDM 시스템의 SNR에 따른 BER 특성곡선

그림 6에서 보는 바와 같이 사전 왜곡기를 삽입한 후 SNR이 증가함에 따라 BER이 급격히 감소하여 선형적인 경우에 근사하게 접근하였다. 이 때 고출력 증폭기의 back-off에 따른 선형화도 같이 도시하였는데, back-off가 클수록 같은 조건에서 선형성이 개선되는 것을 알 수 있다.

#### V. Results

본 논문에서는 차세대 멀티미디어 변조방식으로 제안된 OFDM 시스템을 고찰하고, OFDM 시스템에서 부반송파간 간섭의 주 원인이 되는 고출력 증폭기의 비선형성에 대한 분석을 하였다. 이 분석을 토대로 고출력 증폭기의 비선형성에 의한 왜곡을 보상하는 사전 왜곡제거기를 제안하였다. 제안된 사전 왜곡 제거기는 진폭과 위상을 각각 분리하여 예측에 의해 수식화한 고출력 증폭기의 비선형성분을 보상하였다. 이와 같은 연구에 대한 비교, 분석으로 제안된 사전 왜곡 제거기를 삽입하기 전과 후의 OFDM 시스템을 Matlab을 이용하여 모델링하여 SNR에 따른 BER 특성을 simulation하였다. simulation 결과 수식으로써 증명하여 실제한대로 사전 왜곡제거기가 고출력 증폭기로 인한 왜곡을 보상하여 선형적인 결과에 근접함을 보일 수 있었으며, back-off를 변수로 하여 같은 환경에서 simulation 하여 고출력 증폭기의 back-off에 따른 성능개선을 검증하였다.

본 논문은 차세대 무선 광대역 멀티미디어 통신 시스템의 개발을 위하여 선정된 변조방식 OFDM 시스템의 설계 기초자료로 활용될 것으로 사료된다.

#### Reference

- [1] A. A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, pp. 1715-1720, Nov, 1981
- [2] Richard Van Nee, Ramjee Prasad, 조용수 역, "무선 멀티미디어 통신을 위한 OFDM 기초", 대성사, 2000
- [3] Juha Heiskala, John Terry, Ph.D., "OFDM Wireless LANs : A Theoretical and Practical Guide" Sams, 2002
- [4] Georges Karam, Hikvet Sari, "Analysis of Predistortion, Equalization, and ISI Cancellation Techniques in Digital Radio systems with Nonlinear Transmit Amplifiers", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, NO. 12, DEC. 1989