

논문 2004-41TC-2-2

OFDM 신호의 사전 왜곡제거기를 이용한 비선형 왜곡보상

(Linearization of OFDM signal using Predistorter)

신 은 영*, 방 성 일**

(Eun-Young Shin and Sung-Il Bang)

요 약

OFDM은 다수 반송파 전송(multicarrier transmission)의 특수한 형태로 볼 수 있으며 고속의 하나의 데이터열이 보다 낮은 데이터 전송률을 갖는 반송파를 통해 전송된다. OFDM기술은 OFDM 반송파의 HPA에 의해 생긴 비선형 왜곡에 대해 민감하게 반응하여 반송파간 간섭이 발생하는 단점이 있다. 본 논문에서 그 단점의 영향을 최소화하기 위해 고풍력증폭기의 왜곡 성분을 해석한 후, 그 왜곡 성분을 보상하는 전치왜곡기의 구조를 진폭부분과 위상부분을 분리하여 비선형 왜곡을 제거하는 사전 왜곡제거기방식을 제안하였다. 제안한 사전 왜곡제거기를 사용하여 OFDM시스템을 시뮬레이션하여 제안한 사전 왜곡제거기를 사용함으로써 고풍력 증폭기로 인한 비선형 왜곡성분이 보상됨을 보였으며, 기존에 제안된 사전 왜곡제거기들을 사용하여 시뮬레이션한 결과와 비교하여 논문에서 제안한 사전 왜곡제거기의 성능을 검증하였다.

Abstract

OFDM is a special case of multicarrier transmission, where a high-rate datastream is transmitted over a number of lower rate subcarriers. 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(PD) for high power amplifier linearization in OFDM system. This is verified by comparing BER characteristics of OFDM system, between used PD and not used PD, and superiority is shown by comparing BER characteristics of OFDM system, between used the proposed PD and used some other PDs.

Keywords: OFDM, Predistorter, power amplifier, 사전왜곡기, 전력증폭기

I. 서 론

이동전화와 인터넷을 통한 멀티미디어 서비스의 놀라운 성장으로 인하여 무선 광대역 멀티미디어 통신시스템(WBMCS: Wireless Broadband Multimedia Communications Systems)에 대한 표준화와 연구개발이

말이 꾸준히 진행되고 있다. WBMCS의 표준화를 위한 주요 포럼으로는 미국을 중심으로 활동하는 IEEE 802.11 위원회, 유럽의 ETSI 중심의 BRAN (Broadband Radio Access Networks)와 일본의 MMAC(Multimedia Mobile Access Communications)가 있다.

미국의 IEEE 802.11 위원회에서는 ISM(Industrial, Scientific and Medical) 대역인 2.4 GHz를 중심으로 첫 번째 W(Wireless)-LAN 표준방식을 1997년에 제정하였다. 이의 확장표준으로 5 GHz대역에서 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)방식을 사용하는 최대전송속도가 54 Mbps인 IEEE 802.11(a)

* 정희원, 삼성전기 연구원

(Samsung Electro-Mechanics Researcher)

** 정희원, 단국대학교 전기·전자·컴퓨터공학부

(Dankook University Electrical & Electronics & Computer Engineering)

접수일자: 2002년12월15일, 수정완료일: 2004년2월16일

를 1999년에 제정하였고, 현재는 2.4 GHz를 중심으로 OFDM방식을 사용하여 최대 54 Mbps의 데이터 전송률을 목표로 하는 IEEE 802.11(g) 방식이 제안되었다.

OFDM 시스템은 PSK 또는 QAM 변조된 고속 전송률을 갖는 신호를 낮은 전송률을 갖는 많은 수의 데이터 열로 나누어, 이들을 다수의 부반송파를 사용하여 동시에 전송하는 방식으로 다량의 데이터 전송이 가능할 뿐만 아니라 다중경로 지연확산에 강한 특성을 갖는다. 또한 OFDM 시스템은 단일 주파수 망이 사용가능하여 멀티미디어 데이터 전송을 위한 방송이나 무선 LAN에 적합한 방식이다.

이러한 OFDM 시스템에서 중요한 과제 중 하나는 부반송파간의 간섭을 억제하는 것이다. 반송파의 주파수 오프셋(frequency offset)과 위상잡음은 반송파간 잡음(ICI : Inter-Carrier Interference)이 발생시키는 요인이 된다.

본 논문에서는 OFDM 시스템의 왜곡성분, 특히 주파수 오프셋을 갖는 소자 중 HPA에 의한 왜곡을 Saleh가 제안한 HPA 모델을 이용하여 왜곡성분을 해석한다. 그리고 왜곡성분을 보상하는 전치왜곡기(Predistorter: PD)의 구조를 진폭과 위상을 분리하여 비선형 왜곡을 제거하는 새로운 PD방식을 제안한다. 그리고, 본 연구에서 제안한 방식을 비선형 3차나 5차의 비선형 왜곡을 제거하는 PD방식^[1]과 A&P PD방식^[2]과 비교하여 검증한다.

II. OFDM 전송시스템

1. OFDM 시스템의 기본이론

OFDM 시스템은 하나의 고속 전송률을 갖는 데이터열이 그보다 낮은 전송률을 갖는 데이터열을 많은 부반송파를 통해 전송하는 다수 반송파 전송(multicarrier transmission)의 특수한 경우이다. 이는 OFDM을 변조기술(modulation technique)과 다중화 기술(multiplexing technique)의 두 가지 형태로 볼 수 있음을 보인다. OFDM 시스템은 부반송파의 심볼 구간(symbol duration)이 증가하여 다중경로 지연확산에 의한 시간상에서의 상대적인 신호 분산이 감소한다. 또 OFDM 심볼 사이에 채널의 지연확산보다

긴 보호구간(guard interval)을 삽입하여 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference : ISI)을 제거할 수 있고, 보호구간에 OFDM 신호의 일부를 복사하여 심볼의 시작부분에 배치하여 OFDM 심볼을 순환적으로 확장시켜 줌으로써 부반송파간 간섭(ICI : Inter-Carrier Interference)을 줄일수 있다^[3].

이러한 특징을 갖는 OFDM 방식은 다중경로 지연 확산에 강하고, 여러 정보를 데이터 열로 변환한 다음, 부반송파의 신호 대 잡음비(signal-to-noise ratio : SNR)에 따라 데이터 전송률을 조절하기 때문에 전송용량이 향상된다. 또한 협대역 간섭이 일부 반송파에만 영향을 주므로 협대역 간섭에 강하며, 이러한 특징은 단일 주파수망이 사용가능하여 방송용으로 사용하기에 유리하다.

그러나 OFDM 시스템은 단일 반송파 전송방식에 비해 주파수 편차(frequency offset)와 위상잡음(phase noise)에 민감하고, 상대적으로 큰 최대전력 대평균전력 비(Peak-to-Average Power Ratio : PAPR)를 가지므로 증폭기의 전력 효율을 감소시키는 단점을 가진다.

2. OFDM 시스템의 기본 구조

OFDM 시스템의 기본적인 블록도는 그림 1에서 보는 바와 같다. 정보 심볼 $a_n^{(i)}$ 은 직교 진폭 변조(Quadrature Amplitude Modulation : QAM) 나 위상 천이 키잉(Phase Shift Keying : PSK)에 의해 변조된 신호이다. 이 신호는 심볼길이, 즉 블록으로 분할되고, 전송되는 데이터 심볼형태인 $a_N = [a_0^{(i)}, a_1^{(i)}, \dots, a_{N-1}^{(i)}]$ 로 나타낸다.

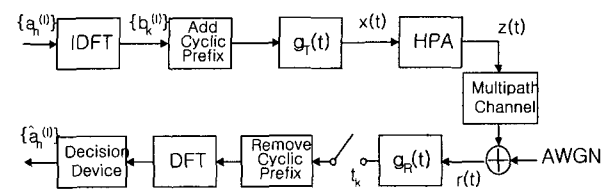


그림 1. OFDM 시스템 구성도

Fig. 1. The structure of OFDM system.

$a_n^{(i)}$ 이 역 이산 푸리에 변환(inverse discrete Fourier transform : IDFT)로 전송되어 생성된 심볼

은 $b_N = [b_0^{(d)}, b_1^{(d)}, \dots, b_{N-1}^{(d)}]$ 이고, 이를 수식으로 전개하면 다음과 같다^[4].

$$b_k^{(d)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_n^{(d)} \exp(j2\pi nk/N) \quad (1)$$

여기서 $b_k^{(d)}$ 은 입력 신호 $a_n^{(d)}$ 을 IDFT 한 결과이고, N은 부반송파의 수, n번째 샘플을 나타낸다.

IDFT를 거쳐 생성된 OFDM 심볼은 add cyclic prefix를 통과하면서 보호구간이 삽입되어 다중경로에 대한 지연확산을 방지하는 효과를 가진다. 이러한 효과는 입력 신호를 N개의 부반송파를 이용하여 심볼구간을 N배 증가시킴으로써 심볼 주기에 대한 다중경로 확산을 N배 감소시키는 역할을 한다. 이 과정에서 ISI와 ICI의 영향을 감소시키게 되는데, 직교하는 부반송파에 의해 ICI는 거의 완벽하게 제거할 수 있으나 ISI은 전송속도와 주기에 따라서 그 영향이 남아있게 된다. 이러한 ISI의 영향을 더욱 감소시키기 위해 OFDM 시스템에서는 OFDM 심볼에 보호구간을 삽입함으로써 문제를 해결한다.

시스템에서 데이터를 전송 시 데이터의 절단이 필요하다. OFDM 신호가 IDFT를 거치면서 부반송파를 갖고, 보호구간이 삽입된 신호를 충분한 크기로 절단해야한다. 이러한 것을 일종의 window라고 할 수 있다. window 작용으로 신호를 샘플링 할 때 주파수 중첩(aliasing)을 피하기 위해 반중첩 필터를 이용하여 샘플링 주파수의 반인 $w_s/2$ 밖의 신호 스펙트럼은 제거한다. 이를 수식으로 전개하면 식 (2)와 같다.

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

식 (2)에서 T는 symbol 영역에서 주기를 말하며, $k=0, 1, 2, \dots, N-1$ 이며, $N'=N$ (부반송파의 수)이고, N_P ('symbol의 길이) l은 OFDM 심볼의 l번째 블록을 가리킨다. 그리고 $c_N^{(d)} = [b_{N-N_p}^{(d)}, \dots, b_{N-1}^{(d)}, b_0^{(d)}, b_1^{(d)}, \dots, b_{N-1}^{(d)}]$ 의 열로 나열되어진 원소이다.

신호를 원하는 곳에 전송할 때, 거리와 환경 조건에 따라 큰 출력으로 신호를 전송해야 한다. 만약 송신 출력이 낮은 경우, 신호가 도중에 공기 중에서 산

란되어 사라지거나 수신된 신호보다 잡음성분이 커서 본래 신호의 복원이 불가능하기도 하다. 따라서 OFDM 시스템에서도 송신단에 고출력 증폭기(High Power Amplifier : HPA)를 통하여 생성된 OFDM 신호를 전송조건에 따라 증폭한다.

채널 추정은 전송된 신호가 수신안테나에 도달하기 전까지의 무선 채널의 주파수응답을 계산하는 것의 주요과제이다. 시간에 따라 변화하는 무선 채널의 임펄스 응답은 다음과 같다^[5].

$$h(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (3)$$

이는 Rayleigh 분포로 모델링 된 것으로, n번째 다중 경로 성분의 크기 성분 α_n 과 주파수 성분 f_c , 전파 지연 τ_n 을 가지는 다중 경로로 표현된 것이다^[6]. WLAN 응용은 보통 채널이 반고정상상태라고 가정한다. 즉, 채널이 데이터 패킷동안 변하지 않는다는 것이다. 이러한 조건인 경우는 시간에 대해 독립적으로, 식 (3)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h(t) = \sum_n \alpha_n e^{-j2\pi f_c \tau_n} \delta(\tau - \tau_n) \quad (4)$$

3. OFDM 시스템의 성능 열화

(1) 주파수 오프셋(Frequency offset)

OFDM 시스템은 모든 부반송파가 FFT 구간내에서 서로 다른 정수의 사이클을 가질 때 직교한다. 그러나 신호를 전송시 주파수 오프셋이 생기면 FFT 구간내에 각 부반송파가 정수의 사이클을 갖지 않게 되므로 ICI를 발생시키는 역할을 한다. 부반송파 각각에 같은 주파수 오프셋 성분을 포함한 경우에는 계산에 의한 축출을 할 수 있으나 가장 심각한 문제로는 부반송파 각각에 서로 다른 주파수 오프셋 성분이 존재하는 경우이다. 이와 같은 경우 스펙트럼은 그림 2에서 보는 바와 같다.

(2) 위상 잡음(Phase Noise)

OFDM 시스템에서는 송신기와 수신기의 부반송파 주파수가 정확하게 일치하는 경우에 완벽한 직교성을 나타낸다. 이러한 반송파와 관련한 문제로서 반송파 주파수에 나타나는 위상잡음이 있다.

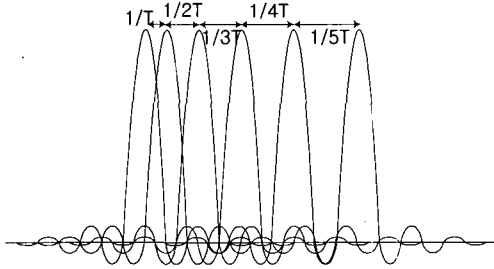


그림 2. 주파수 오프셋 성분이 포함된 부반송파의 스펙트럼
Fig. 2. The spectrum of subcarriers including frequency offset

위상잡음은 실제 oscillator에서 생성되는 반송파가 하나의 정확한 주파수를 갖지 못하고, 랜덤한 위상 잡음에 의해 위상 변조된 반송파를 생성시키는 역할을 함으로써 송신기와 수신기의 반송파의 일치성을 파괴하여 수신기에서의 ICI를 발생시킨다. 이와 같은 위상잡음의 영향은 단일 반송파 보다 OFDM 에서와 같은 Multi-carrier를 사용하는 경우 더욱 민감하다.

위상 잡음은 시스템의 성능에 두 가지로 영향을 미친다. 첫 번째는 모든 부반송파에 동일한 랜덤 위상 변화를 발생시키는 것이다. 이러한 위상 잡음은 반송파 주파수에 발생한 오차로 모든 부반송파에 동일한 위상 변화를 일으킨다. 그러나 OFDM 시스템에서는 보호구간을 두어 위상잡음에 의한 주기의 변화가 작은 경우에는 큰 영향을 미치지 못하며, 부반송파 전체에 같은 위상 잡음을 일으키므로 추적 기법 또는 차등검출을 사용하여 공통 위상 오차의 영향을 최소화시킬 수 있다. 두 번째는 위상 잡음에 의해 ICI가 발생하는 경우이다. 이 경우에는 주파수 영역에서 부반송파의 간격이 더 이상 $1/T$ 이 되지 않아 부반송파 간의 직교성을 파괴하여 ICI를 유발한다. OFDM 시스템에서는 다수의 부반송파를 서로 직교시켜서 한꺼번에 전송하는 방식으로 ICI가 발생하게 되면 시스템의 SNR 성능저하를 일으킨다.

(3) 타이밍 오차(Timing Error)

OFDM 시스템에서는 각 심볼간에 보호구간을 삽입함으로써 보호구간내의 시간적 오차는 복조가 가능하다. 또 보호구간을 삽입할 때 송신신호를 확장순환하기 때문에 더욱 타이밍 오차는 주파수 오프셋이나 위상 잡음보다 강하다. 그러나 보호구간을 길게 삽입

하면 시스템 전송효율이 떨어지므로 최소한의 보호구간을 삽입하게 되는데, 이때 수신단에서의 심볼 타이밍이 보호구간을 벗어나게 되는 경우에는 오차가 발생하게 된다. 이와같은 오차는 전송환경에 따라 보호구간의 길이를 적절하게 설정하는 방법으로 방지할 수 있다.

III. 왜곡 보상을 위한 전치왜곡기 설계

1. 고출력 증폭기의 비선형 왜곡에 의한 성능 열화
송신단의 고출력 증폭기는 OFDM 시스템을 통하여 생성된 신호를 전송조건에 따라 증폭한다. 본 논문에서는 Saleh가 제안한 고출력 증폭기모형을 사용하여 실험하였다. 이 고출력 증폭기모형의 AM/AM과 AM/PM응답은 다음과 같다^[7].

$$M(\rho) = \frac{2\rho}{1+\rho^2} \quad (5)$$

$$\Phi(\rho) = \Phi_0 \frac{2\rho^2}{1+\rho^2} \quad \Phi_0 = \frac{\pi}{6} \quad (6)$$

여기서 ρ 는 진폭을 의미한다.

고출력 증폭기의 입력 신호를 $y(t)$, 출력신호를 $z(t)$ 로 나타내면 식 (7), (8)과 같은데, 고출력 증폭기의 출력신호, $z(t)$ 를 식(5), (6)의 고출력 증폭기 모델의 AM/AM과 AM/PM응답으로 나타내면 식 (9)와 같고, 출력신호의 진폭성분 ρ_z , 위상성분 θ_z 와 입력신호의 진폭성분 ρ_y , 위상성분 θ_y 와의 관계는 식 (10)과 같다.

$$y(t) = \rho_y(t) \exp[j\theta_y(t)] \quad (7)$$

$$z(t) = \rho_z(t) \exp[j\theta_z(t)] \quad (8)$$

$$\begin{aligned} z(t) &= M[\rho_y(t)] \exp\{j\{\theta_y(t) + \Phi[\rho_y(t)]\}\} \\ &= y(t) \frac{M[\rho_y(t)]}{\rho_y(t)} \exp\{j\Phi[\rho_y(t)]\} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\rho_z = M(\rho_y) \quad (10)$$

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

$z(t)$ 의 진폭과 위상응답을 도시하면 그림 3과 같다.

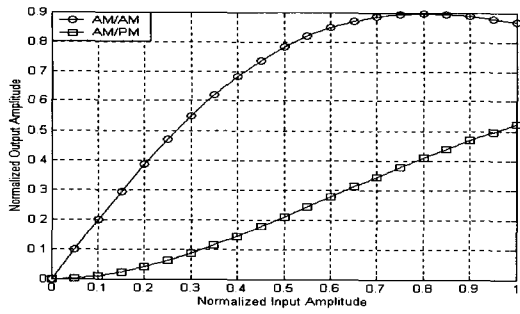


그림 3. 정규화된 고출력 증폭기의 크기와 위상 응답
Fig. 3. AM/AM and AM/PM responses of the HPA.

고출력 증폭기 모델의 AM/AM과 AM/PM 응답(식 (5), (6))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, 최종적으로는 ICI를 유발한다.

2. 논문에서 제안하는 사전 왜곡제거기

본 논문에서 제안한 비선형성을 갖는 고출력 증폭기에 대한 왜곡 보상을 위한 사전 왜곡제거기의 구조는 그림 4와 같다.

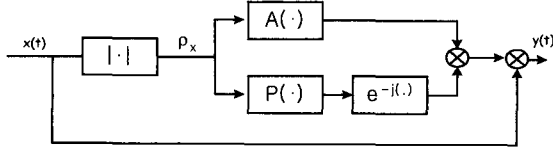


그림 4. 논문에서 제안하는 사전 왜곡제거기 구조
Fig. 4. Proposed predistortion structure.

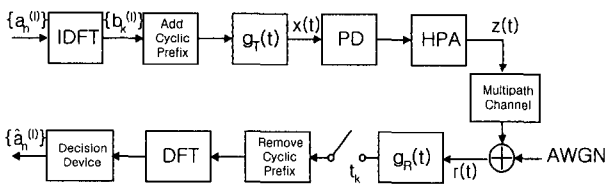


그림 5. 사전 왜곡제거기가 삽입된 OFDM 시스템
Fig. 5. OFDM system with PD.

이 사전 왜곡제거기는 신호가 고출력 증폭기로 입력되기 전에 진폭과 위상을 분리하여 예상되는 고출

력 증폭기의 비선형성에 대한 왜곡을 각각 보상한다. 이와 같은 보상은 식 (5)와 (6)의 고출력 증폭기의 AM/AM, AM/PM 응답으로부터 유도한다. 논문에서 제안하는 PD의 수식적 유도는 다음과 같다.

시스템에서 왜곡이 발생하지 않았다고 가정하면 사전 왜곡제거기의 입력신호 $x(t)$ 와 고출력 증폭기 출력신호 $z(t)$ 가 같다면 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \rho_x(t) \exp [j\theta_x(t)] \tag{11}$$

$$\rho_z(t) = \rho_x, \quad \theta_z = \theta_x \tag{12}$$

위 식을 식 (10)에 대입하면 다음과 같다.

$$\rho_x = M[\rho_y(t)] = \frac{2\rho_y}{1+\rho_y^2} \tag{13}$$

$$\theta_x = \theta_y + \Phi(\rho_y) \tag{14}$$

이를 이용하여 다음과 같은 PD의 입출력 신호의 관계식을 유도하면 다음과 같다.

$$\rho_y = M^{-1}[\rho_x(t)] = \frac{1-\sqrt{1-\rho_x^2}}{\rho_x} \tag{15}$$

$$\theta_y = \theta_x - \Phi(\rho_y) = \theta_x - \Phi(M^{-1}[\rho_x]) \tag{16}$$

$$y = M^{-1}[\rho_x] \exp [j(\theta_x - \Phi[\rho_y])]$$

$$= x \frac{M^{-1}[\rho_x]}{\rho_x} \exp [-j\Phi[\rho_y]] \tag{17}$$

$$= xA(\rho_x) \exp \{-jP(\rho_x)\}$$

$$A(\rho_x) = \frac{M^{-1}[\rho_x]}{\rho_x} \tag{18}$$

$$P(\rho_x) = \Phi[M^{-1}[\rho_x]] \tag{19}$$

$A(\rho_x)$ 는 PD의 진폭왜곡 보상, $P(\rho_x)$ 는 위상왜곡 보상요인이다. 식 (18)과 (19)를 실제 시스템 구현을 위한 이산적인 함수로 근사화 하기 위해 Maclaurin의 정리를 이용하여 근사화하면 다음과 같다.

$$A_{N_A}(\rho) = \sum_{i=0}^{N_A} a_i \rho^i, P_{N_P}(\rho) = \sum_{i=0}^{N_P} \beta_i \rho^i \tag{20}$$

근사화 시킨 함수는 원 함수와의 오차가 가장 적을 때 이상적인 동작을 하므로 식 (18)과 (19)와 식 (20)을 가장 오차가 적을 때의 α_i 와 β_i 를 구한다. 이 계수는 시뮬레이션을 통하여 구한다.

본 논문에서 다루는 16-QAM이며, ρ 는 0과 1사이에서 균일 분포되어있는 경우로 계수를 구하였다. $N_A = N_P = 1$ 일 때의 α_i 와 β_i 를 구하여 다항식으로 표현하면 식 (21)과 같고, $N_A = N_P = 2$ 일때는 식 (22)와 같다.

$$A_1(\rho) = 0.2698\rho + 0.4373 \tag{21}$$

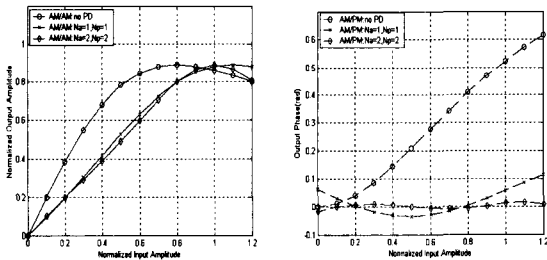
$$P_1(\rho) = 0.3543\rho - 0.0634$$

$$A_2(\rho) = 0.5625\rho^2 - 0.2983\rho + 0.5339 \tag{22}$$

$$P_2(\rho) = 0.5499\rho^2 - 0.1706\rho + 0.0158$$

식 (21)과 (22)을 이용하여 입력신호 $x(t)$ 에 대한 고출력 증폭기 출력신호 $z(t)$ 를 도식하면 그림 6과 같다.

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



(a) AM/AM 응답 (a) AM/AM response
(b) AM/PM 응답 (b) AM/PM response

그림 6. 논문에서 제안한 사전 왜곡제거기로 왜곡을 보정한 고출력 증폭기의 특성

Fig. 6. AM/AM and AM/PM responses of HPA with PD.

IV. Simulation 및 고찰

1. Matlab을 이용한 OFDM방식의 모의실험

Matlab의 Simulink를 이용하여 OFDM을 이용한 시스템을 구현하여 PD삽입 전에 시뮬레이션 한 결과는 그림 7과 같다.

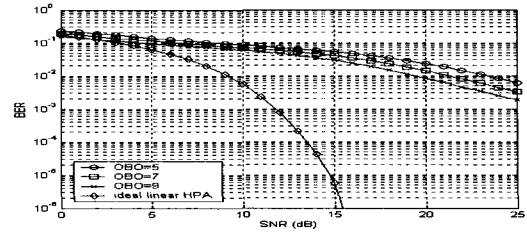


그림 7. OFDM 시스템의 SNR에 따른 BER 특성곡선 (PD 삽입전)

Fig. 7. Plot of BER versus SNR for no PD.

2. PD를 이용한 OFDM 방식의 모의 실험

그림 5의 본 논문에서 제안한 PD방식을 이용하여 16-QAM을 이용한 시스템의 시뮬레이션 결과는 그림 8과 같다.

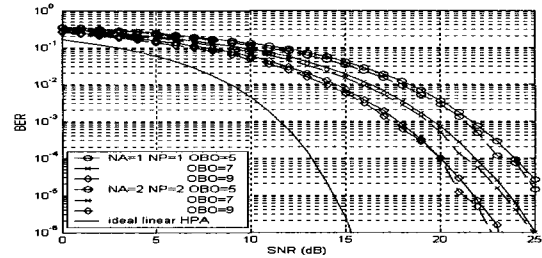


그림 8. 논문에서 제안하는 PD를 이용한 OFDM시스템의 SNR대 BER 특성(NA=NP=1인 경우와 NA=NP=2인 경우의 비교)

Fig. 8. Plot of BER versus SNR for proposed PD with NA=NP=1 and NA=NP=2.

G.Karam^[1]이 제안한 PD 방식을 이용하여 16-QAM을 이용한 시스템의 시뮬레이션 결과는 그림 9와 같고, D'Andrea^[2]가 제안한 PD 방식을 이용한 시스템의 시뮬레이션 결과는 그림 10과 같다.

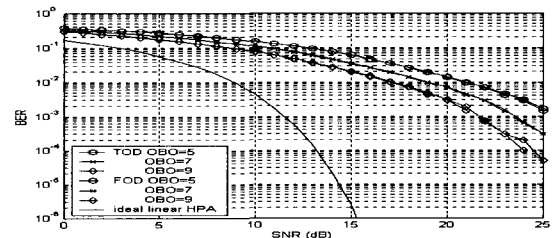


그림 9. G.Karam이 제안한 PD를 이용한 OFDM시스템의 SNR대 BER 특성 (3차와 5차의 경우의 비교)

Fig. 9. Plot of BER versus SNR for PD proposed by G.Karam with third and fifth order.

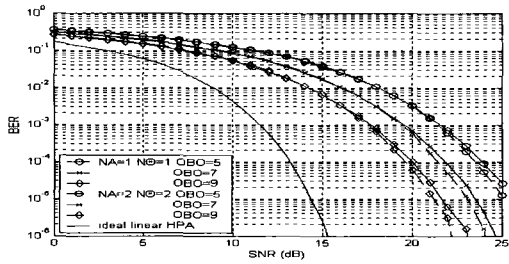


그림 10. D'Andrea가 제안한 PD를 이용한 OFDM 시스템의 SNR대 BER 특성(NA=N0=1인 경우와 NA=N0=2인 경우의 비교)
Fig. 10. Plot of BER versus SNR for PD proposed by D'Andrea with NA=N0=1 and NA=N0=2.

3. OFDM방식의 모의실험의 비교

(1) 본 논문에서 제안한 PD의 삽입 전과 삽입 후의 비교

그림 11에서 보는 바와 같이 사전 왜곡제거기를 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.

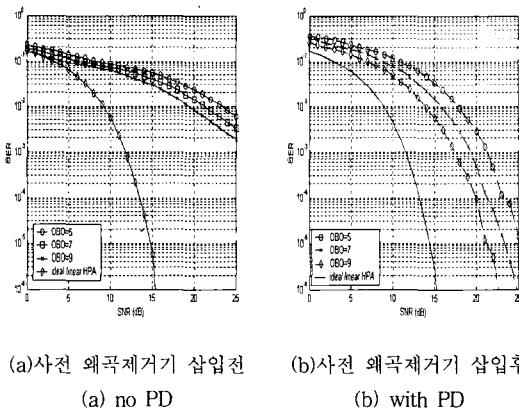


그림 11. OFDM 시스템의 SNR에 따른 BER 특성 곡선
Fig. 11. Plot of BER versus SNR for OFDM system with no PD and PD.

(2) 본 논문에서 제안한 PD와 기존에 제안된 PD의 비교

① 비선형 3차나 5차의 비선형왜곡 제거하는 PD방식과의 비교

G.Karam이 제안한 TOD(Third-order distortion)

PD의 근사화하여 정리하면 식 (23)과 같고, FOD (Fifth-order distortion) PD는 식 (24)와 같다..

$$y(t) = x(t) \left\{ 1 + 0.5 \left(1.5 - j \frac{\sqrt{3}}{3} \right) \rho^2 \right\} \quad (23)$$

$$y(t) = x(t) \left\{ 1 + (0.896 - j0.611)\rho^2 + (0.4417 - j0.3775)\rho^4 \right\} \quad (24)$$

이 식을 본 논문에서 제안한 PD와 비교하기 위해 식 (21)과 식 (22)을 식 (17)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$y(t) = x(t) \left\{ 0.4373 + 0.2698\rho \right\} \exp[j(0.0634 - 0.3543\rho)] \quad (25)$$

$$y(t) = x(t) \left\{ 0.5339 - 0.2983\rho + 0.5625\rho^2 \right\} \exp[j(0.0158 - 0.1706\rho + 0.5499\rho^2)] \quad (26)$$

식 (25)와 (26)에서 보듯이 본 논문에서 제안한 PD 방식은 식 (23)과 (24)와는 다르게 진폭과 위상을 나누어서 각각 보상하므로 식에서 많은 차이를 볼수 있다. TOD, FOD PD와 본 논문에서 제안한 PD의 $N_A = N_P = 1$ 인 경우와 $N_A = N_P = 2$ 인 경우의 BER 특성곡선은 그림 12와 같다. BER이 10^{-2} 일 때, 본 논문에서 제안한 PD를 사용한 경우 SNR 3.15dB 개선됨을 볼수 있다.

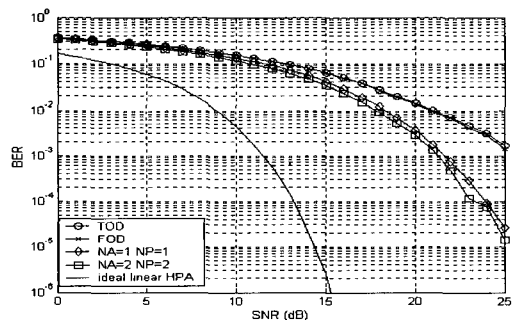


그림 12. G.Karam이 제안하는 PD와 논문에서 제안하는 PD를 사용한 OFDM시스템의 SNR대 BER 특성비교 (OBO=5dB인 경우)
Fig. 12. Plot of BER versus SNR for PD proposed by G.Karam and PD proposed in this paper at OBO=5 dB.

② A&P PD와의 비교

D'Andrea가 제안한 PD와 본 논문에서 제안한 PD의 비교를 같은 조건에서 하기 위해 계수가 서로 같은 경우와, 차수가 같은 경우일 때 특성을 서로 비교하였다. 이러한 비교 결과는 식 (21)과 식 (27)을 비교한 경우(case 1)와, 식 (22)와 식 (28)을 비교한 경우(case 2)로 보였으며, 비교 특성곡선은 그림 13과 14와 같다.

* case 1 : $N_A = N_\theta = 1$ 와 $N_A = N_p = 1$ 인 경우

$$A_1(\rho^2) = 0.2285\rho^2 + 0.4847 \tag{27}$$

$$\Theta_1(\rho^2) = 0.3422\rho^2 - 9.3 \cdot 10^{-3}$$

$$A_1(\rho) = 0.2698\rho + 0.4373 \tag{21}$$

$$P_1(\rho) = 0.3543\rho - 0.0634$$

case 1에서 계수는 식 (27)과 식 (21)에서 보는 바와 같이 본 논문에서 제안한 PD와 D'Andrea가 제안한 PD에서 구해야 하는 계수는 같으나 D'Andrea가 제안한 PD의 차수가 1차 더 높은 경우이다. 이 경우 본 논문에서 제안한 PD가 한차수 낮음에도 불구하고 유사한 BER 특성을 보인다. 이 비교 특성곡선은 그림 13에서 보는 바와 같다.

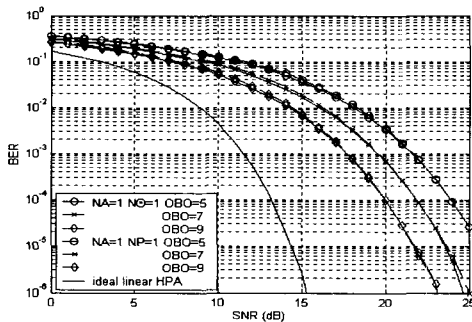


그림 13. D'Andrea가 제안하는 PD와 논문에서 제안하는 PD를 사용한 OFDM시스템의 SNR대 BER 특성비교($N_A = N_\theta = 1$ 인 경우와 $N_A = N_p = 1$ 인 경우의 비교)

Fig. 13. Plot of BER versus SNR for PD proposed by D'Andrea with $N_A = N_\theta = 1$ and PD proposed in this paper with $N_A = N_p = 1$.

* case 2 : $N_A = N_\theta = 1$ 와 $N_A = N_p = 2$ 인 경우

$$A_1(\rho^2) = 0.2285\rho^2 + 0.4847 \tag{28}$$

$$\Theta_1(\rho^2) = 0.3422\rho^2 - 9.3 \cdot 10^{-3}$$

$$A_2(\rho) = 0.5625\rho^2 - 0.2983\rho + 0.5339 \tag{22}$$

$$P_2(\rho) = 0.5499\rho^2 - 0.1706\rho + 0.0158$$

case 2는 식 (28)과 식 (22)에서 보는 바와 같이 D'Andrea가 제안한 PD와 본 논문에서 제안한 PD의 차수가 같은 경우를 비교한 것이다. 이 경우 차수는 같으나 본 논문에서 제안한 PD의 계수가 더 많다. 이때 본 논문에서 제안한 PD의 $N_A = N_p = 2$ 가 같은 차수에서 계수는 더 많아지지만 D'Andrea가 제안한 PD의 $N_A = N_\theta = 1$ 에 비해 BER 특성이 더 선형적임을 보인다. BER이 10^{-4} 일 때, 본 논문에서 제안한 PD를 사용한 경우 SNR 0.66dB 개선됨을 볼수 있다. 이 비교 특성곡선은 그림 14에서 보는 바와 같다.

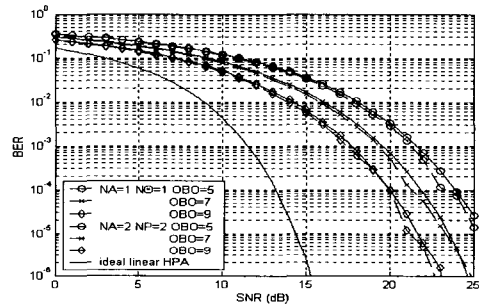


그림 14. D'Andrea가 제안하는 PD와 논문에서 제안하는 PD를 사용한 OFDM시스템의 SNR대 BER 특성비교($N_A = N_\theta = 1$ 인 경우와 $N_A = N_p = 2$ 인 경우의 비교)

Fig. 14. Plot of BER versus SNR for PD proposed by D'Andrea with $N_A = N_\theta = 1$ and PD proposed in this paper with $N_A = N_p = 2$.

이와 같이 구해야 하는 계수를 기준으로 비교하면 D'Andrea가 제안한 PD와 본 논문에서 제안한 PD가 유사한 특성을 보이나, 같은 차수를 기준으로 비교하면 본 논문에서 제안한 PD의 선형성이 우수함을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 차세대 멀티미디어 통신의 변조방

식으로 제안된 OFDM 시스템의 성능을 고찰하고, 시스템의 성능을 저하시키는 요인을 알아보고, 그중 OFDM 시스템의 단점인 부반송파간 간섭의 주원인이 되는 고출력 증폭기의 비선형성에 대한 분석을 하였다. 이 분석을 토대로 고출력 증폭기의 비선형성에 의한 왜곡을 보상하는 사전왜곡제거기를 제안 후 기존의 PD들과 비교하였다.

Matlab의 Simulink를 이용하여 랜덤하게 발생하는 2원신호를 16QAM변조를 거친 후 정규화 시킨 신호를 받아들여 처리하는 OFDM방식을 이용한 시스템을 구현해 보았다. 그 후 논문에서 제안하는 PD를 삽입하여, 삽입전과 삽입후의 BER특성을 시뮬레이션을 통하여 비교하였다. 그 결과 제안한 PD를 삽입함으로써 고출력 증폭기의 비선형성에 의한 왜곡을 보상하여 시스템의 성능이 개선됨을 검증하였다.

본 논문에서 제안한 PD의 성능을 확인하기 위하여 기존에 제안된 PD와 비교하여 보았다. G.Karam이 제안한 PD와 비교하였을 때, HPA의 전체 왜곡을 보상하는 방식의 PD와 진폭과 위상을 나누어서 보상하는 방식의 PD의 차이점은 먼저 구조에서부터 차이를 보았다. 그 결과, 본 논문에서 제안한 PD가 성능이 우수함을 볼 수가 있었으며, 그 예로 BER이 10^{-2} 일 때, SNR 3.15dB 개선됨을 보았다.

D'Andrea가 제안한 PD와 비교하였을 때, 계수를 기준으로 비교하면 본 논문에서 제안한 PD가 한차수 낮음에도 유사한 선형성을 보였으며, 같은 차수일 경우에는 선형성이 우수함을 확인할 수 있었다. BER이 10^{-4} 일 때, D'Andrea가 제안한 PD의 $N_A = N_\theta = 1$ 에 비해 본 논문에서 제안한 PD의 $N_A = N_p = 2$ 를 사용한 경우 SNR 0.66 dB 개선됨을 보았다.

이동통신 시스템의 멀티미디어화에서 가장 대두되고 있는 OFDM 시스템에서의 왜곡에 큰 영향을 주

는 HPA의 구조에 대해 고찰하여 보았고, 이러한 HPA의 비선형성을 보완하는 PD 구조는 더욱 안정적인 시스템 구현에 많은 기여를 할 것으로 생각되며, 실제로 구현함으로써 실제 시스템과의 호환성을 연구하는 것이 향후 연구과제로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] G. Karam and H. Sari, "Analysis of pre-distortion, equalization, and ISI cancellation techniques in digital radio systems with nonlinear transmit amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 12, pp. 1245-1253, Dec. 1989.
- [2] Aldo N. D'Andrea et al., "RF Power Amplifier Linearization Through Amplitude and Phase Predistortion," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 11, pp. 1477-1484, Nov. 1996.
- [3] Richard van Nee and Ramjee Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [4] B.P. Lathi, *Linear Systems and Signals*, Berkeley Cambridge Press, 1992.
- [5] Jhon G. Proakis, *Digital Communications(rev. ed)*. McGraw-Hill Higher Education, 2000.
- [6] Juha Heiskala and John Terry, *OFDM Wireless LANs*, Sams, 2001.
- [7] A.A.M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, no. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.

저 자 소 개



신 은 영(정회원)
 2000년 단국대학교 전자컴퓨터 공학
 부 전자공학전공(공학사)
 2003년 단국대학교 대학원 전자컴퓨터
 공학과 통신공학전공(공학석사)
 2003년~현재 삼성전기 연구원
 <주요관심분야: OFDM, UWB, 디지

털 통신>



방 성 일(정회원)
 1984년 단국대학교 공과대학 전자
 공학전공(공학사)
 1986년 단국대학교 대학원 전자공
 학전공(공학석사)
 1992년 단국대학교 대학원 전자공
 학전공(공학박사)

1992년~1993년 (주)대기정보통신 책임연구원
 1997년~현재 단국대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수
 1997년~현재 (주)엘씨텍 연구소장
 2001년~현재 단국대학교 산학연 센터장
 <주요관심분야: RF Amp, UWB, OFDM, 디지털 통신>