

OFDM 시스템의 비선형 왜곡 분석

正會員 전 원 기*, 조 용 수*

Analysis of Nonlinear Distortions in OFDM Systems

Won Gi Jeon*, Yong Soo Cho* *Regular Members*

※이 연구는 95년도 한국과학재단 연구비 지원에 의한 결과임(과제번호: 95-0100-03-05-3)

요 약

본 논문에서는 고출력 증폭기(HPA: high-power amplifier)를 사용하는 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 시스템에서의 비선형 왜곡이 수신단에 미치는 영향에 대해서 분석한다. 메모리 없는 Volterra 시스템으로 모델링 되는 고출력 증폭기는 OFDM 신호를 비선형적으로 왜곡시키므로 각 부채널에서의 OFDM 심볼은 1차의 곱셈 왜곡과 고차의 가산성 비선형 왜곡을 포함하게 된다. 이 비선형 왜곡항은 현재의 부채널에 영향을 미치는 모든 다른 부채널들의 harmonic 왜곡과 intermodulation 왜곡으로 구성되어 있기 때문에 이는 비선형 인접 부채널간 간섭(NICI: nonlinear interchannel interference)으로 볼 수 있다. 본 논문에서는 이러한 NICI의 분산을 고출력 증폭기의 Volterra 모델과 입력 신호의 평균 전력을 통해 해석적으로 구하고 이를 이용하여 OFDM 시스템의 비트 오류율 성능을 계산한다. 또한 고출력 증폭기를 갖는 OFDM 시스템의 위상 왜곡을 수신단에서 보상하기 위한 간단한 방법을 제시하고 이 경우의 비트 오류율을 계산한다. 제안된 분석 방법이 타당함을 16-QAM 방식을 사용하는 OFDM 시스템에 대해 컴퓨터 모의 실험을 수행함으로써 입증한다.

ABSTRACT

In this paper, the effect of nonlinear distortion, caused by a high-power amplifier (HPA) in an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, on the receiver part is analyzed. Since the HPA, which can be modeled by a memoryless Volterra system, distorts OFDM signals in a nonlinear fashion, the received signal at each subchannel includes the multiplicative distortion of 1-st order as well as additive nonlinear distortion of higher-order. The nonlinear distortion can be viewed as a nonlinear interchannel interference (NICI) since it consists of harmonic distortions and intermodulation distortions, produced by other subchannels affecting the

*중앙대학교 전자공학과
論文番號: 97303-0901
接受日字: 1997年 9月 1日

subchannel of interest. In this paper, we analytically derive the variance of NICI in terms of average input power using the Volterra model for HPA, and then calculate the bit-error rate (BER) performance of an OFDM system. Also, we propose a simple method to compensate for the phase distortion in OFDM system amplified by HPA, and calculate its BER performance. Validity of the proposed approach is verified by computer simulations for an OFDM system employing 16-QAM constellation input.

I. 서 론

무선 이동 채널 환경에서 고속 데이터율로 데이터를 전송할 경우에는 다중 경로 채널에 의해 주파수 선택적 페이딩이 발생하게 되고 수신단에서는 이 페이딩 왜곡을 보상하기 위해 많은 수의 탭을 갖는 등화기를 사용해야 하기 때문에 수신기의 구조가 매우 복잡해진다. 이러한 무선 채널에서의 페이딩 왜곡을 간단한 수신기로 보상하기 위해 OFDM 방식이 제안되었다[1]. OFDM은 전체 전송 대역폭을 다수의 부채널로 나누어 각 부채널에 상호 직교성을 갖는 다수의 부반송파를 사용하여 블록 단위로 데이터를 변조 전송하는 방식으로 변조된 각 블록의 신호에 채널의 임펄스 응답보다 길거나 같은 길이를 갖는 cyclic prefix를 삽입하여 전송함으로써 인접 심볼간 간섭(ISI: intersymbol interference)을 방지할 수 있기 때문에 각 부채널에서 주파수 비선택적으로 나타나는 페이딩 왜곡을 간단한 1-탭 등화기를 사용하여 보상할 수 있다[2], [3].

그러나 OFDM 방식은 기존의 단일 반송파 전송 방식에 비해 주파수 유효성과 비선형 왜곡에 민감한 특성을 갖는다. 즉, 다수의 부반송파를 사용하기 때문에 송신단과 수신단의 반송파 주파수가 일치하지 않으면 부반송파 사이의 직교성이 파괴되어 인접 부채널들에 의한 인접 채널간 간섭(ICI: interchannel interference)이 발생하며 이는 수신 신호를 왜곡시키게 된다[4], [5]. 또한 OFDM 시스템의 송신단에서 신호의 고출력 증폭을 위해 증폭기를 사용할 경우에는 고출력 증폭기의 비선형 특성에 의한 비선형 왜곡이 발생하게 된다[4], [6]. OFDM 시스템에서의 비선형 왜곡은 OFDM 신호의 최대전력 대 평균전력의 비(PMEPR: peak-to-mean envelope power ratio)가 매우 크기 때문에 단일 반송파 전송 방식에서 발생하는 비선형 왜곡에 비해 그 영향이 심각하여 최근에는 이를 방지하

거나 보상하기 위한 연구들이 활발히 이루어지고 있다.

단일 반송파를 사용하는 무선 통신 시스템의 경우에는 고출력 증폭기의 비선형 왜곡에 대한 많은 연구가 이루어져 왔다. 고출력 증폭기에 의한 왜곡을 수신단에서 비선형 등화기를 사용하여 보상하는 방법 [7], 송신 심볼의 정상도를 고출력 증폭기에 의해 발생하는 비선형 왜곡의 양만큼 고출력 증폭기의 입력 전단에서 미리 왜곡시키는 데이터 사전 왜곡 기법[8], 고출력 증폭기의 전단에서 IF나 RF단에 아날로그 사전 보상을 두어 고차 왜곡을 보상하는 방법[9] 등이 제안되었다. OFDM 시스템에서의 비선형 왜곡에 대한 연구를 살펴보면, 참고 문헌 [10], [11]에서 OFDM 신호의 크기가 증폭기의 limiter 특성에 의해 왜곡될 때 시스템의 성능에 미치는 영향을 분석하였으며, 참고 문헌 [12], [13]에서는 OFDM 시스템에서 고출력 증폭기에 의해 비선형 왜곡을 심하게 받게 하는 주된 요인인 PMEPR을 최소화 시키는 코딩 방식을 제안하였다. 또한 두 개의 증폭기를 사용하는 two-branch combining 기법이 제안되었고[14], OFDM 시스템에서의 사전 왜곡 방법이 제안되었다[6].

그러나 OFDM 시스템의 고출력 증폭기에서 발생하는 비선형 왜곡이 수신단에 미치는 영향이 중요함에도 불구하고 아직 이에 대한 자세한 분석과 보상 기법에 대한 연구가 이루어지지 않고 있다. 다만 참고 문헌 [15]에서는 OFDM 시스템의 수신단에서 이러한 비선형 왜곡이 평균이 0인 가우시안 분포의 랜덤 신호임을 언급하고 이러한 가정하에서 가우시안 잡음 환경에서의 수신단 비트 오류율 성능을 해석적으로 분석하였으나, 비선형 왜곡의 분산을 구하는 해석적인 방법을 제시하고 있지 않으며 비트 오류율을 계산하는데 필요한 비선형 왜곡의 통계적 특성을 컴퓨터 모의 실험에 의존하고 있다. 본 논문에서는 메모리를 갖지 않는 고출력 증폭기의 Volterra 모델을 이용하여 시간 영역에서 비선형 증폭기에 의해 왜곡

된 송신 신호가 수신단의 주파수 영역에서 어떠한 형태로 표현되며, 이로 인해 수신 신호가 어떠한 왜곡을 받게 되는지를 자세히 살펴본다. 또한 시간 영역에서 발생한 비선형 왜곡이 주파수 영역의 수신단에 미치는 성능을 분석하기 위하여, 비선형 왜곡에 의해서 발생하는 비선형 인접 채널간 간섭(NICI: nonlinear interchannel interference)의 통계적 특성을 분석하여 비트 오류율을 유도하고, 이를 보상할 수 있는 위상 왜곡 보상 방법을 제시한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 OFDM 시스템의 구조를 간단히 설명하고 고출력 증폭기에 의해 발생하는 OFDM 신호의 비선형 왜곡을 수신 신호의 관점에서 분석한다. III절에서는 NICI의 분산을 해석적으로 유도한 후, 수신 신호에 나타난 비선형 왜곡의 영향에 대한 통계적 특성을 분석한다. 또한 비선형 왜곡의 분산과 고출력 증폭기의 평균 입력 전력과의 관계를 기술한 후 위상 왜곡을 보상하기 위한 간단한 방법을 제안한다. IV절에서는 III절에서 구한 해석적인 결과와 모의 실험 결과를 비교하여 제안된 분석 방법의 타당성을 검증하고, V절에서는 결론을 내린다.

II. OFDM 시스템과 비선형 왜곡

본 절에서는 기본적인 OFDM 시스템과 수신단에서 고출력 증폭기의 비선형 왜곡의 영향에 대하여 기술한다. 그림 1에 고출력 증폭기를 갖는 OFDM 시스템의 전체 블록도를 나타내었다.

이 그림에서 전체적인 데이터 전송의 흐름을 살펴보면 다음과 같다. 먼저 입력 비트열이 M-ary 인코더에 의해 M개의 알파벳 중 하나의 심볼로 mapping 되고 N개의 심볼이 직·병렬 변환기(S/P)를 통과하여 크기 N의 블록을 형성하게 된다. 이 N개의 심볼들은 IFFT에 의해 N개의 부채널로 다중화 되며 이는 다음과 같은 수식으로 표현 된다.

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j2\pi n/N}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

다중화된 신호는 병·직렬 변환기(P/S)를 통해 직렬 데이터가 된 후, 다중 경로 채널에 의해 발생하는 ISI를 제거하고 각 부채널간의 상호 직교성을 유지시키기 위한 cyclic prefix가 보호 구간으로 더해져 DAC와 전송 필터 $h_T(t)$ 를 통과하게 된다. 전송 필터 통과후의 신호 $x_f(t)$ 는 다음과 같이 표현 된다.

$$x_f(t) = h_T(t) * x(t) \quad (2)$$

여기에서 *는 convolution 연산을 나타낸다. 이 신호는 무선 채널로 전송되기에 앞서 링크 페이드 마진을 크게 하기 위해 고출력 증폭기에 의해 증폭되는데 대표적인 고출력 증폭기로는 TWT(travelling wave tube)와 SSPA(solid state power amplifier)가 있다. 증폭된 신호는 무선 채널을 통과하여 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN: additive white Gaussian noise)이 더해진 후 수신단에 도달하게 되어 수신 필터 $h_R(t)$ 를 통

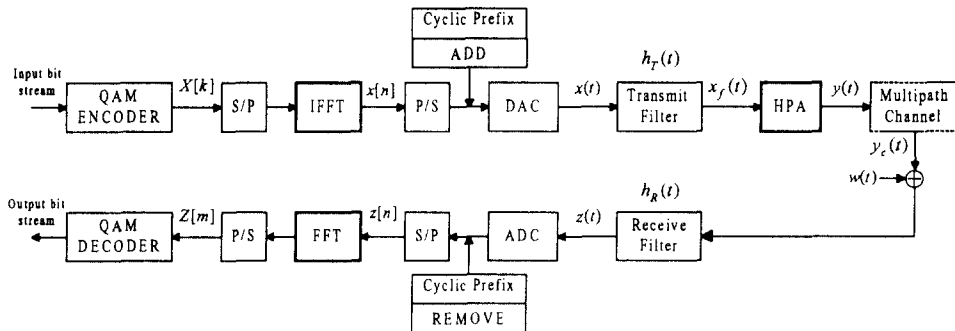


그림 1. 기저대역 OFDM 시스템의 블록도
Fig. 1. A block diagram for a baseband OFDM system

과하게 되는데 이는 다음과 같이 표현 된다.

$$z(t) = h_R(t) * (y_c(t) + w(t)) \quad (3)$$

여기에서 $y_c(t)$ 는 무선 채널 $h_C(t)$ 를 통과한 신호이며, $w(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ_w^2 인 AWGN을 나타낸다. 신호 $z(t)$ 는 ADC를 통과한 후 cyclic prefix가 제거되고 FFT에 의해 복조 된다.

$$Z[m] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} z[n] e^{-j2\pi mn/N}, 0 \leq m \leq N-1 \quad (4)$$

고출력 증폭기의 특성이 선형이고 다중 경로 채널의 특성이 한 OFDM 주기 동안 변하지 않는다고 가정하면 식 (4)는 다음과 같이 표현 된다.

$$Z[m] = H[m]X[m] + W[m] \quad (5)$$

여기에서 $H[m]$ 은 다중 경로 채널 $h_C(t)$ 의 주파수 영역 표현으로 m 번째 부채널에서의 페이딩 왜곡을 나타내며, 부채널의 폭이 좁은 경우에는 주파수 비선택적 페이딩으로 근사화 된다. 식 (5)에서 알 수 있듯이 OFDM 방식을 사용하면 고속의 무선 전송 환경에서 발생하는 주파수 선택적 페이딩을 각 부채널에서의 주파수 비선택적 페이딩으로 변환시킬 수 있으므로 각 부채널에서의 1-탭 등화기를 사용하여 채널 왜곡을 쉽게 보상할 수 있다. 하지만 이러한 OFDM의 장점은 송·수신단의 반송파 주파수 동기, FFT 블록의 동기가 이루어지고 고출력 증폭기의 선형성이 보장될 경우에만 얻을 수 있다. 다음에는 반송파 주파수 동기와 블록 동기가 이루어졌다는 가정하에서 고출력 증폭기의 비선형성에 의한 왜곡을 살펴본다.

고출력 증폭기의 특성을 저대역에서의 이산 등가 시스템으로 모델링 한 것이 그림 2에 나타나 있다. 여기에서 그림 1의 전송 필터 $h_T(t)$ 와 수신 필터 $h_R(t)$ 는 Nyquist 필터로 가정하였다. 또한, 고출력 증폭기에 의한 영향을 자세히 살펴보기 위해 무선 채널은 다중 경로를 갖지 않는 이상적인 채널로 가정하였으며 보호구간을 생략하였다.

IFFT에 의해 변조된 신호는 식 (1)과 같이 표현되는데 이는 다시 다음과 같이 극좌표 형태로 표현하면 다음과 같다.

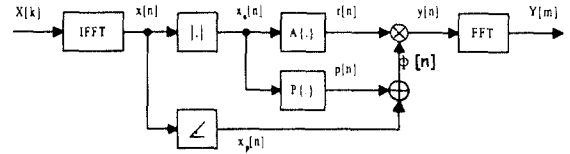


그림 2. OFDM 시스템내에서 고출력 증폭기의 블록도
Fig. 2. A block diagram for HPA in OFDM systems

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j2\pi nk/N} = x_a[n] e^{j\phi_p[n]}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (6)$$

여기에서 $x_a[n]$ 은 $x[n]$ 의 크기, $x_p[n]$ 은 위상을 나타낸다. $x[n]$ 은 고출력 증폭기를 통해 증폭되는데 일반적으로 고출력 증폭기의 특성은 크기-크기 변환과 크기-위상 변환으로 표현된다. 위성 통신 시스템에 널리 사용되는 TWT의 크기-크기, 크기-위상 변환 관계는 다음과 같이 주어진다[8].

$$r[n] = A\{x_a[n]\} = \frac{2x_a[n]}{1+x_a^2[n]} : \text{크기-크기 변환} \quad (7)$$

$$p[n] = P\{x_a[n]\} = \frac{\pi}{6} \frac{x_a^2[n]}{1+x_a^2[n]} : \text{크기-크기 변환} \quad (8)$$

증폭된 등가의 이산 신호 $y[n]$ 도 다음과 같이 극좌표 형태로 표현할 수 있다.

$$y[n] = r[n] e^{j\phi[n]} \quad (9)$$

여기에서 $r[n]$ 은 $y[n]$ 의 크기를 나타내며 $\phi[n]$ 은 $p[n] + \phi_p[n]$ 으로 주어지는 위상을 나타낸다. 증폭된 신호 $y[n]$ 은 채널을 통해 전송된 후 수신단의 FFT에 의해 복조 되는데 이는 식 (4)로 주어져 있다.

그림 2에 나타난 고출력 증폭기는 비선형 특성을 가지며 이는 메모리 없는 비선형 시스템으로 모델링 된다. 이 그림 2는 그림 3과 같이 다시 표현할 수 있는데, 여기에서 메모리 없는 비선형 시스템은 Taylor 급수 전개에 의해 고차의 다항식으로 표현 가능하며 대역 통과 시스템에서의 고출력 증폭기의 특성은 홀수 차의 고차 다항식으로 모델링 할 수 있다[16].

P차로 근사화 시킨 비선형 시스템을 통과한 신호는 이산 등가 모델을 사용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

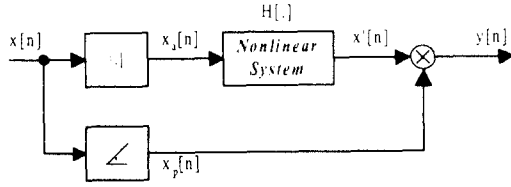


그림 3. 고출력 증폭기의 입 출력 관계
Fig. 3. Input-output relationship of HPA

$$x'[n] = H\{x_a[n]\} = h^{(1)} x_a[n] + h^{(3)} x_a^3[n] + \dots + h^{(P)} x_a^P[n] \quad (10)$$

$$= \sum_{\eta=0}^{(P-1)/2} h^{(2\eta+1)} x_a^{2\eta+1}[n]$$

여기에서 P 홀수로 $2\eta+1$ 이며 η 는 0 이상의 정수이다. 위 식은 참고 문헌 [16]에서 설명한 일반적인 비선형 시스템의 Volterra 급수 전개에 의한 모델의 메모리 없는 특수한 경우로 볼 수 있기 때문에 $h^{(2\eta+1)}$ 은 $2\eta+1$ 차의 Volterra 계수가 된다. 식 (10)을 사용하면 고출력 증폭기의 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$y[n] = x'[n] e^{jx_p[n]} = \sum_{\eta=0}^{(P-1)/2} h^{(2\eta+1)} x_a^{2\eta+1}[n] e^{jx_p[n]} \quad (11)$$

$$= h^{(1)} x[n] + \sum_{\eta=0}^{(P-1)/2} h^{(2\eta+1)} x_a^{2\eta+1}[n] e^{jx_p[n]}$$

이 신호가 이상적인 채널을 거쳐 수신단에 도달한 후 FFT를 통해 복조 되면 다음과 같이 주어진다.

$$Z[m] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} z[n] e^{-j2\pi nm/N} = h^{(1)} X[m] + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{\eta=1}^{(P-1)/2} h^{(2\eta+1)} x_a^{2\eta+1}[n] e^{jx_p[n]} \right] e^{-j2\pi nm/N} + W[m] \quad (12)$$

$$= h^{(1)} X[m] + \sum_{\eta=1}^{(P-1)/2} h^{(2\eta+1)} \left(\frac{1}{N} \right) \left[\sum_{n=0}^{N-1} \left(x_a^{2\eta+1}[n] e^{jx_p[n]} \right) e^{-j2\pi nm/N} \right] + W[m], 0 \leq m \leq N-1$$

여기서 $W[m]$ 은 $w[n]$ 의 푸리에 변환을 의미한다. 비선형 왜곡을 받은 OFDM 신호가 수신단에서 FFT에 의해 복조된 후에는 식 (12)와 같은 형태로 표현된다. 이 수신 신호는 각 부채널에서 볼 때 전송된 심볼 $X[m]$ 에 곱셈 왜곡 $h^{(1)}$ 이 곱해지고 다른 부채널들의

비선형 결합항이 더해진 형태가 된다. 이 가산성 비선형 결합항을 본 논문에서는 비선형 인접 채널간 간섭(NICI)이라고 정의하며 다음절에서 이의 통계적 특성을 살펴본다.

III. OFDM 시스템의 비선형 왜곡 분석

본 절에서는 NICI에 대한 통계적 특성을 유도한 후, AWGN이 존재는 환경에서의 비트 오류율 성능을 구하고 보상 방법에 대하여 기술한다.

1. NICI의 통계적 특성

NICI의 통계적 특성을 분석하기 위하여 다음과 같은 가정을 한다. 송신 심볼은 복소수로 실수부와 허수부가 서로 독립적이며 각각 i.i.d. 성질을 갖는다. 그리고 실수부와 허수부의 평균은 0, 분산은 σ_r^2, σ_i^2 전체 분산은 $\sigma_x^2 = \sigma_r^2 + \sigma_i^2$ 이며, 블록의 크기 N 이 충분히 크다고($N \geq 512$) 가정한다. 식 (12)에서 비선형성에 의한 곱셈 왜곡 $h^{(1)}$ 이 보상되었다고 가정하면 m 번째 부채널에서의 NICI를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V[m] = \frac{1}{h^{(1)}} \sum_{\eta=1}^{(P-1)/2} h^{(2\eta+1)} \left(\frac{1}{N} \right) \left[\sum_{n=0}^{N-1} \left(x_a^{2\eta+1}[n] e^{jx_p[n]} \right) e^{-j2\pi nm/N} \right] \quad (13)$$

위의 가정하에서 IFFT후의 신호 $x[n]$ 은 중심 극한 정리에 의해 평균이 0이고 분산이 σ_x^2 인 2-D 가우시안 분포를 갖게 되는데 이때 전체 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{N} \sigma_x^2 \quad (14)$$

한 $x[n]$ 의 크기 $x_a[n]$ 는 레일레이 분포를 가지며, 위상 $x_p[n]$ 은 균일 분포를 갖게 된다. 식 (13)에 주어진 $V[m]$ 은 N 이 큰 경우에 마찬가지로 중심 극한 정리에 의해 가우시안 분포를 갖게 되며, 이때 평균은 0이고 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$\sigma_v^2 = E[V[m]V^*[m]] = E[|V[m]|^2] \quad (15)$$

여기에서 $E\{\cdot\}$ 은 평균을 뜻하고 $*$ 는 복소수 conjugate

를 나타낸다. Parseval의 정리에 의하면 주파수 영역에서의 전력은 시간 영역에서의 전력을 N 배 한 것과 같으므로 식 (15)의 σ_v^2 을 구하기 위해 식 (11)을 이용할 수 있다. 위에서와 마찬가지로 식 (11)에서 $h^{(l)}$ 이 보상되었다고 가정할 경우 비선형 왜곡항은 다음과 같이 표현 된다.

$$v[n] = \frac{1}{h^{(1)}} \sum_{\eta=1}^{(P-1)/2} h^{(2\eta+1)} x_a^{2\eta+1}[n] e^{jx_a[n]} \quad (16)$$

식 (16)의 $v[n]$ 의 분산 σ_v^2 은 식 (15)의 과 다음의 관계에 있다.

$$\sigma_v^2 = N \cdot \sigma_a^2 \quad (17)$$

따라서 σ_v^2 을 구하기 위해서는 σ_a^2 을 구하면 된다. 그런데 P 가 5인 경우에 고출력 증폭기의 특성을 비교적 정확히 모델링 하는 것으로 알려져 있으므로[17] 이 경우에 대하여 σ_a^2 을 구해 보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_a^2 &= E[v[n]v^*[n]] = E[|v[n]|^2] \\ &= |c^{(1)}|^2 E[x_a^6[n]] + |c^{(2)}|^2 E[x_a^{10}[n]] + 2 \operatorname{Re}\{c^{(1)}(c^{(2)})^*\} E[x_a^8[n]] \end{aligned} \quad (18)$$

여기에서 $c^{(1)} = h^{(3)}/h^{(1)}$, $c^{(2)} = h^{(5)}/h^{(1)}$ 을 나타낸다. 식 (18)에서 구한 σ_a^2 을 식 (17)에 대입하면 σ_v^2 을 구할 수 있다.

이제 σ_a^2 과 고출력 증폭기의 평균 입력 전력과의 관계를 유도하기 위해 먼저 평균 입력 전력을 다음과 같이 정의한다.

$$\bar{P}_{IN} = E[x_a^2[n]] \quad (19)$$

그런데 식 (18)은 $x_a[n]$ 의 l 차 모멘트($l=6, 8, 10$)를 포함하고 있기 때문에 먼저 이를 다시 표현해야 할 필요가 있다. 일반적으로 $x_a[n]$ 은 레일레이 분포를 가지므로 $x_a[n]$ 의 l 차 모멘트를 구하는 아래의 식을 이용할 수 있다.

$$E[x_a^l[n]] = \begin{cases} 1 \cdot 3 \cdots l \alpha^l \sqrt{\pi/2}, & l=2k+1 \\ 2^k k! \alpha^{2k}, & l=2k \end{cases} \quad (20)$$

여기에서 α 는 $x_a[n]$ 의 분산을 나타내며, 위 식을 사용

하면 식 (18)의 l 차 모멘트 ($k=3, 4, 5$)를 구할 수 있고, 여기에 평균 입력 전력의 정의식 (19)를 대입시키게 되면 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} E[x_a^2[n]] &= 2 \cdot \alpha^2 = \bar{P}_{IN}, \quad E^3[x_a^2[n]] = 8 \cdot \alpha^6 = \bar{P}_{IN}^3 \\ E^4[x_a^2[n]] &= 16 \cdot \alpha^8 = \bar{P}_{IN}^4, \quad E^5[x_a^2[n]] = 32 \cdot \alpha^{10} = \bar{P}_{IN}^5 \end{aligned} \quad (21)$$

식 (21)의 관계를 이용하면 $x_a[n]$ 의 l 차 모멘트는 \bar{P}_{IN} 과 다음의 관계를 갖게 된다.

$$E[x_a^6[n]] = 48 \cdot \alpha^6 = 6 \cdot E^3[x_a^2[n]] = 6 \cdot \bar{P}_{IN}^3 \quad (22)$$

$$E[x_a^8[n]] = 384 \cdot \alpha^8 = 24 \cdot E^4[x_a^2[n]] = 24 \cdot \bar{P}_{IN}^4 \quad (23)$$

$$E[x_a^{10}[n]] = 3840 \cdot \alpha^{10} = 120 \cdot E^5[x_a^2[n]] = 120 \cdot \bar{P}_{IN}^5 \quad (24)$$

이 관계식을 식 (18)에 대입시키고 식 (17)을 사용하면 최종적으로 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_v^2 &= N \cdot \sigma_a^2 = N \cdot \left\{ 6 \cdot |c^{(1)}|^2 \bar{P}_{IN}^3 + 120 \cdot |c^{(2)}|^2 \bar{P}_{IN}^5 \right. \\ &\quad \left. + 48 \cdot \operatorname{Re}\{c^{(1)}(c^{(2)})^*\} \bar{P}_{IN}^4 \right\} \end{aligned} \quad (25)$$

식 (25)를 살펴보면 고출력 증폭기에 의해 수신 신호에 가해지는 비선형 왜곡은 고출력 증폭기의 입력 신호의 평균 전력이 커질수록 증가하는 것을 알 수 있다.

2. 비트 오류율 계산

식 (25)는 고출력 증폭기에 의해 수신단의 복조 후 신호에 나타나는 비선형 왜곡의 분산을 나타내고 있으며 이것은 고출력 증폭기의 크기-크기 변환과 크기-위상 변환을 모두 포함하고 있다. 그러나 크기-위상 변환에 의해 수신 심볼은 그 위상이 바뀌어 원래의 심볼 위치로부터 일정한 오프셋 만큼 중심점이 이동하며, 여기에 크기-크기 변환에 의한 평균이 0인 가우시안 분포의 잡음성 왜곡이 더해지게 된다. 즉 NICI는 심볼 오프셋과 가우시안 잡음성의 비선형 왜곡항으로 구성되며, 수신단에서의 비트 오류율을 계산하기 위해서는 각 심볼의 평균 오프셋과 잡음성 왜곡의 분산을 구해야 한다. 이러한 현상을 고려하여 식 (12)를 다시 표현하면 다음과 같다.

$$Z[m] = X[m] + V[m] + W'[m] = X[m] + O_i + V'[m] + W'[m] \quad (26)$$

여기에서 $W'[m]$ 은 $W'[m]/h^{(1)}$ 이고 O_i 는 m 번째 부채널로 전송된 심볼 $X[m]$ 이 i 번째 constellation point를 가질 때의 심볼 옵셋을 나타내며, M -ary 인코딩을 사용할 경우 M 개의 값중에서 값을 가지는 확률 변수로서 균일 분포를 갖는다. 따라서 O_i 도 M 개의 값을 가질 수 있다. 그리고 $V'[m]$ 은 평균이 0이고 분산이 σ_v^2 인 확률 변수로 가우시안 분포를 갖게 된다. 따라서 식 (26)으로부터 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$\sigma_v^2 = E[(O_i + V'[m])(O_i + V'[m])^*] = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |O_i|^2 + \sigma_v^2. \quad (27)$$

식 (27)로부터 σ_v^2 는 다음과 같이 주어진다.

$$\sigma_v^2 = \sigma_v^2 - \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |O_i|^2 \quad (28)$$

즉, NICI의 분산 σ_v^2 을 알고 각 심볼의 평균 옵셋 O_i 를 알면 각 심볼에 더해진 가우시안 잡음성 왜곡의 분산을 구할 수 있는데 O_i 는 파일럿 신호를 사용하여 구할 수 있다. 즉, 식 (26)에서 특정 부채널 m 에 특정 심볼 $X[m]$ 을 연속해서 전송한 뒤 m 번째 부채널에서 수신 신호를 평균하고 $V'[m]$ 의 평균이 0인 것을 이용하면

$$\sum_{l=0}^{L-1} Z'_i[m; l] = \sum_{l=0}^{L-1} X[m; l] + \sum_{l=0}^{L-1} O_i + \sum_{l=0}^{L-1} V'[m; l] = L(X[m] + O_i) \quad (29)$$

이 되고, $X[m]$ 은 알고 있는 값이므로

$$O_i = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} Z'_i[m; l] - X[m] \quad (30)$$

가 된다. 여기서 l 은 OFDM 블록의 인덱스를 나타내며 L 은 평균을 취하는데 사용한 블록의 수를 나타낸다. M -ary 인코딩인 경우에 M 개의 부채널을 파일럿 채널로 할당하여 M 개의 O_i 를 구할 수 있으며 이를 이용하여 σ_v^2 를 계산할 수 있다. 그리고 이를 비트 오류율 계산식에 대입하여 비트 오류율을 구할 수 있다 [15]. 그런데 수신 심볼을 회전, 이동시키는 곱셈 증폭기의 위상 왜곡은 송신 심볼의 위상과는 무관하고 그 크기에만 관계 있으므로, 4사분면 상의 같은 크기를 갖는 위상 왜곡은 모두 동일하다. 따라서 실제로는 σ_v^2 를 구하기 위한 식 (28)에서 M 개의 O_i 를 구할

필요 없이 1사분면상의 심볼들에 대한 O_i 만을 구하면 된다.

지금까지 NICI의 분산을 구하고, 이를 이용하여 각 심볼에서의 비선형 왜곡의 분산을 유도하였다. 그리고 다시 이를 이용해서 비트 오류율 성능을 구할 수 있음을 보였으며, 이 때 필요한 평균 옵셋값을 추정하는 방법을 논하였다. AWGN을 고려하면 비선형 왜곡에 의한 왜곡 성분과 잡음은 서로 독립적이므로 비선형 왜곡의 분산과 잡음의 분산을 더하여 비트 오류율 계산 식에 대입하면 된다. 이를 위해 채널의 신호대 잡음비 (SNR: signal to noise ratio)를 다음과 같이 정의한다.

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{E[|X[m]|^2]}{E[|W'[m]|^2]} = 10 \log_{10} \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{w'}^2} \text{ (dB)} \quad (31)$$

즉, 채널의 잡음에 대한 분산을 송신 심볼의 분산과 관련 지어 SNR을 정의하였다. 이제 복조후의 잡음 성분에 대한 분산을 정의하였으므로 NICI가 포함된 전체 분산을 구하면 다음과 같이 SNR에 관련된 형태로 표현할 수 있다.

$$\sigma_{Total}^2 = \sigma_v^2 + \sigma_{w'}^2 = \sigma_v^2 + \sigma_x^2 \cdot 10^{-SNR/10} \quad (32)$$

위 식에서 구한 전체 분산을 비트 오류율 계산식에 대입하면 곱셈 증폭기의 비선형 왜곡과 채널의 AWGN이 함께 존재할 경우의 비트 오류율을 해석적으로 구할 수 있다.

3. 위상 왜곡의 보상

참고 문헌 [6], [15]에서는 비선형 왜곡의 수신단에서의 왜곡을 보상하기 위해 자동 이득 조절을 사용하였으나 본 절에서는 위상 왜곡을 보상하는 방법을 기술한다. 비선형 왜곡 성분 중에 위상의 회전과 중심점의 이동이 있는데 이를 보상하기 위해 상수 κ 를 수신 복조 신호에 곱한다.

$$R[m] = \kappa \cdot Z'[m] = \kappa \cdot (X[m] + O_i + V'[m]) \quad (33)$$

여기에서 κ 는 복소수이며 잡음이 없는 경우를 가정하였다. 그러면 수신 신호의 위상 왜곡을 보상하기 위해서 κ 는 다음의 관계를 만족시켜야 한다.

$$\kappa(X[m] + O_i) = X[m]$$

따라서 κ 는 다음 값을 가져야 한다.

$$\kappa = \frac{X[m]}{X[m] + O_i} \quad (34)$$

위 식에 i 번째 심볼의 O_i 를 구해서 대입하면 κ 를 구할 수 있다. 이 때 보상된 신호는 다음과 같이 된다.

$$R[m] + X[m] + \kappa \cdot V'[m] \quad (35)$$

식 (35)에서 알 수 있듯이 κ 파라메타를 사용하여 위상의 왜곡을 보상하는 경우에는 심볼 사이의 최소 거리인 d_{\min} 이 변하게 되고 비선형 왜곡의 분산도 σ_v^2 에서 $|\kappa|^2 \sigma_v^2$ 으로 변하게 된다. 실제로 κ 를 구한다는 것은 특정 심볼을 m 번째 파일럿 부채널로 전송한 뒤 수신단에서 샘플 평균을 취함으로써 얻을 수 있다.

위의 위상 왜곡 보상 기법을 사용할 경우 수신 신호는 각 송신 심볼에 분산 $|\kappa|^2 \sigma_v^2$ 을 갖는 가산성 비선형 왜곡이 더해진 결과가 되므로 M-QAM인 경우 비트 오류율 계산식은 다음과 같이 주어진다.

$$\text{Pr}[Bit\ error] = \frac{M-1}{2M} \cdot \text{erfc}\left(\frac{1}{|\kappa| \cdot \sigma_v}\right) \quad (36)$$

여기서 송신 신호는 gray code를 가정하였다. 2절에서 σ_v^2 를 구하기 위해서는 1사분면상의 모든 O_i 를 구해야 했으나, 실제로는 σ_v^2 를 계산하는데 사용되는 값은 O_i 의 크기이므로 \sqrt{M} 개의 값을 모두 구할 필요 없이 하나의 심볼에 대한 값만을 구하면 된다. 이러한 현상은 수신 신호의 1사분면 성상도를 나타내는 그림 4를 통해서 확인할 수 있다. 여기에서 그림 4(a)는 모의 실험을 통해 얻은 수신 신호의 1사분면 성상도를 나타내고 있으며 그림 4(b)는 전송된 심볼과 왜곡된 심볼의 관계를 평균 오프셋을 이용하여 보여주고 있다. 이 그림으로부터 각 심볼은 동일한 각도로 회전하며, 평균 오프셋은 심볼의 크기에 의해 결정됨을 알 수 있다. 즉 원래 심볼의 위치와 이의 평균 오프셋에 의한 위치, 그리고 원점으로 이루어지는 삼각형을 살펴보면 각 심볼이 구성하는 삼각형은 하나의 각이 같은 서로 닮은꼴이 된다. 따라서 각 삼각형의 변은 서로 비례 관계에 있게 되고 하나의 오프셋값을 알고 있

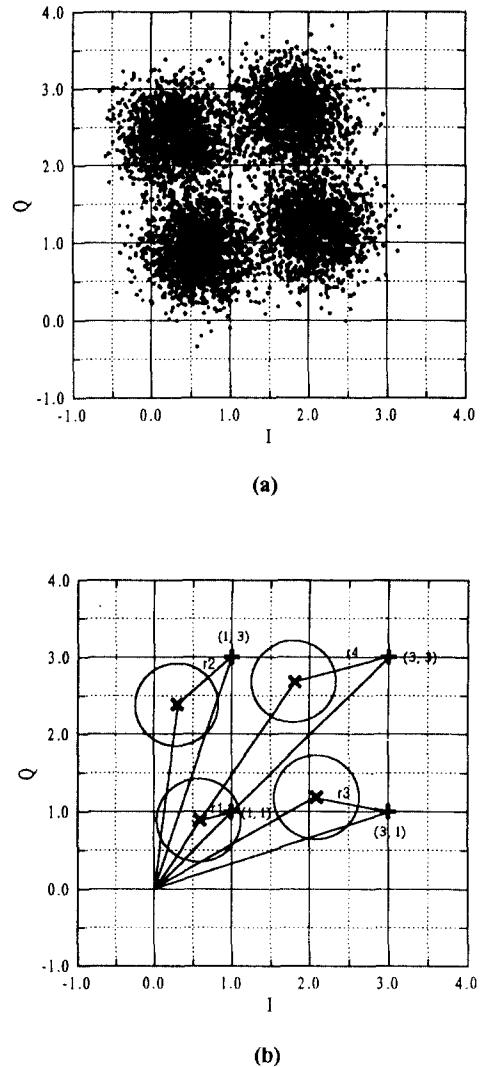


그림 4. 비선형 왜곡이 존재하는 경우의 수신 신호의 constellation(OFDM-16QAM)
 (a) 모의 실험을 통해 얻은 constellation
 (b) 송신 심볼과 평균 오프셋과의 관계
 Fig. 4. Constellation of received signals in the presence of nonlinear distortion (OFDM-16QAM)
 (a) Constellation obtained by simulation
 (b) A relationship of transmitted symbol and its average offset

다면 이를 이용하여 나머지 심볼의 윗값의 크기를 계산으로 구할 수 있다. 16-QAM인 경우 1사분면상의 심볼의 종류는 (1, 1), (1, 3), (3, 1), (3, 3)이므로 각 심볼의 크기는 각각 $\sqrt{2}$, $\sqrt{10}$, $\sqrt{10}$, $\sqrt{18}$ 이 되고, 윗값의 크기를 r_1, r_2, r_3, r_4 이라고 하면 각 심볼의 윗값 크기는 다음의 관계를 갖는다.

$$r_2 = r_3 = \alpha r_1 = \sqrt{5}r_1, r_4 = \beta r_1 = 3r_1 \quad (37)$$

여기서 $r_i = |O_i|^2$ 이다. 따라서 r_1 을 파일럿 신호를 사용하여 추정된 뒤 위의 관계를 이용해서 나머지의 윗값 크기를 계산하고 이를 식 (28)에 대입하여 σ_V^2 를 구할 수 있으며 이를 다시 식 (36)에 대입하여 위상 왜곡 보상 기법을 사용한 경우의 비트 오류율을 계산할 수 있다.

IV. 모의 실험

본 절에서는 III절에서 유도한 OFDM 시스템의 비선형 왜곡 분석 결과의 타당성을 입증하기 위해 컴퓨터 모의 실험 결과와 해석적인 방법으로 구한 결과를 비교한다. 모의 실험을 위한 고풍력 증폭기로는 위성 통신 시스템에 대표적으로 사용되는 TWT를 사용하였고 인코딩 방식으로는 16-QAM을 사용하였으며 FFT 크기는 512로 하였다. 채널은 다중 경로가 없는 가우시안 채널을 사용하였으며, 송·수신기의 블록 동기와 반송파 주파수 동기는 완전히 일치한다고 가정하였다. TWT의 5차 Volterra 모델의 계수는 참고 문헌 [17]에서 구한 값을 사용하였는데 이 모델은 크기-크기 변환 특성을 정확히 모델링 하고 있으며 크기-위상 변환 특성은 약간의 오차를 갖고 있다.

먼저 위의 Volterra 모델을 사용하고 식 (25)를 사용하여 해석적으로 구한 NICI의 분산과 컴퓨터 모의 실험을 통해 구한 NICI의 분산, 그리고 식 (8), (9)의 TWT 모델을 사용하여 모의 실험을 통해 구한 NICI의 분산을 잡음이 없는 환경에서 비교하였다. 그림 5는 TWT의 평균 입력 전력에 따른 각각의 분산을 도시하고 있는데 세 가지의 경우가 모두 유사한 값을 나타냄을 알 수 있다. 그러나 평균 입력 전력이 큰 경우에는 약간의 오차를 보이고 있는데 이러한 오차가 발생하는 이유는 TWT에 입력되는 신호의 크기가 정

규화 된 값 1을 넘을 경우에는 최대값 1로 제한하였기 때문이다. 이러한 현상을 clipping 이라고 하며 이에 대한 자세한 분석은 참고 문헌 [10], [11]에 있다. 그림 6은 송신 심볼 $X[m]$ 과 식 (13)의 $V[m]$ 의 전력비를 비교한 신호대 NICI비(SNIR: signal to NICI ratio)를 나타내며 P_{IN} 이 증가할수록 NICI의 분산이 커지기 때문에 SNIR이 감소하는 것을 볼 수 있다.

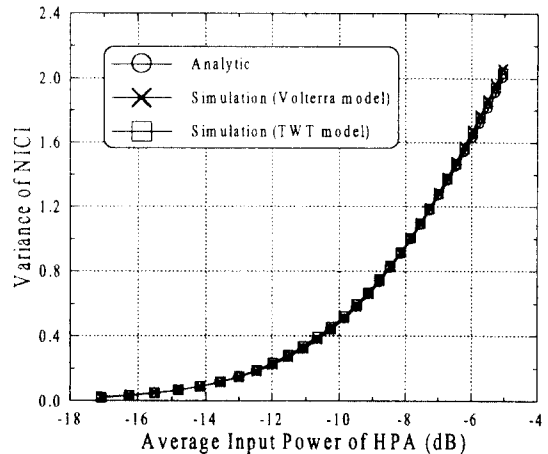


그림 5. 모의 실험을 통해 구한 NICI와 해석적으로 구한 NICI의 분산 비교

Fig. 5. A comparison of variances for NICI's obtained by simulation and analytic result

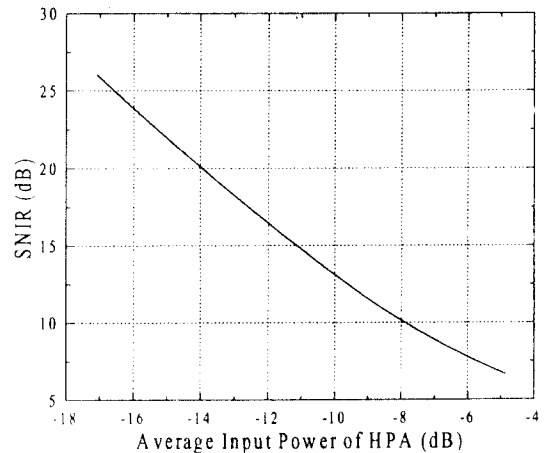


그림 6. 고풍력 증폭기의 평균 입력 전력의 변화에 따른 신호대 NICI 비

Fig. 6. Signal-to-NICI Ratio when average input power of HPA is varied

그림 7은 해석적으로 구한 분산을 비트 오류율 계산식에 대입하여 얻은 비트 오류율 성능과 모의 실험을 통해 구한 비트 오류율 성능을 잡음이 없는 환경에서 비교하고 있다. 여기에서도 마찬가지로 모의 실험을 위한 고출력 증폭기의 모델은 TWT와 Volterra 모델을 사용하였다. 이 실험에서는 고출력 증폭기의 출력 back-off(OBO)를 변화시키면서 결과를 비교하였는데 여기에서 OBO는 $P_{OUT, max}/P_{OUT, avg}$ 으로 정의된다. 이 그림으로부터 고출력 증폭기의 Volterra 모델을 사용하여 구한 해석적 결과와 모의 실험을 통해 구한 결과가 약간의 차이를 보이지만 거의 일치하고 있으며, 식 (7), (8)의 모델을 사용한 경우는 높은 OBO에서 보다 많은 오차를 보이고 있음을 알 수 있다. 이러한 현상이 발생하는 첫번째 이유는 TWT의 clipping 현상이며, 두 번째는 식 (7), (8)에 주어진 TWT 모델과 5차로 근사화 시킨 Volterra 모델과의 모델 오차가 존재하기 때문이다. 여기에서 모델 오차로 인해 발생하는 비트 오류율의 오차는 Volterra 모델의 차수를 높이면 감소하리라고 예상된다.

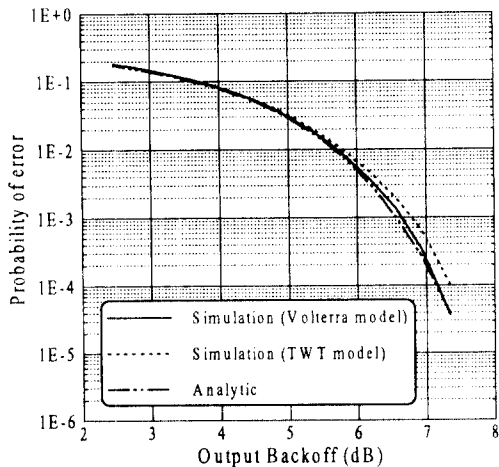


그림 7. OBO에 따른 BER 성능 비교(OFDM-16QAM)
Fig. 7. A comparison of BER performances when OBO is varied(OFDM-16QAM)

다음은 고정된 OBO에서 AWGN이 존재할 때의 성능에 대한 모의 실험 결과이다. III절에서도 기술하였듯이 고출력 증폭기에 의해 발생한 비선형 왜곡은

AWGN과 통계적으로 독립적인 성질을 갖기 때문에 이 때의 비트 오류율 성능은 둘의 분산을 더함으로써 구할 수 있다. 그림 8은 OBO가 5.58 dB일 때 채널의 SNR을 변화시키면서 구한 비트 오류율 성능을 나타내고 있다. 이 그림에서 모의 실험을 통해 구한 값과 해석적으로 구한 값이 거의 일치함을 볼 수 있다.

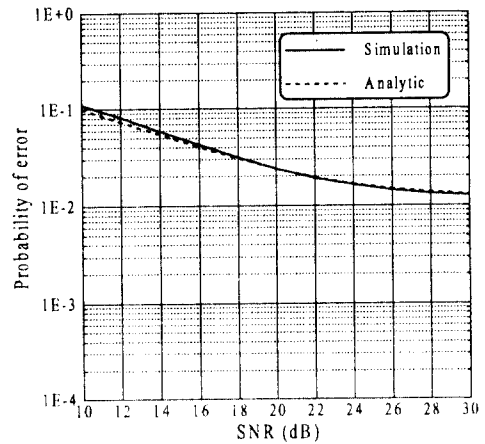


그림 8. SNR 변화에 따른 BER 성능 비교 (OBO = 5.58 dB)
Fig. 8. A comparison of BER performance when SNR is varied (OBO = 5.58 dB)

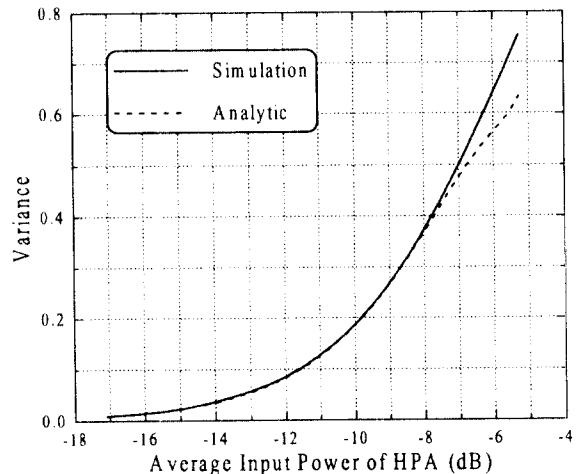


그림 9. 위상 왜곡을 보정했을 경우 NICI의 분산
Fig. 9. Variances of NICI's when the phase distortion is compensated

그림 9는 수신단의 복조 후에 식 (34)의 상수 κ 를 사용하여 비선형 왜곡 성분 중에서 위상 왜곡을 보상한 경우에 비선형 왜곡의 분산을 비교하여 보여 준다. 위상 왜곡을 보상한 경우에도 모의 실험으로 구한 비선형 왜곡의 분산과 해석적으로 구한 분산이 대부분의 평균 입력 전력에서 일치하고 있으나 높은 평균 입력 전력에서는 차이가 커지게 된다. 평균 입력 전력이 약 -8 dB 이상부터 차이가 나기 시작하면서 평균 입력 전력이 증가함에 따라 차이가 더욱 커지고 약 -5.2 dB 근처에서는 0.1 dB 이상의 차이가 나는 것을 볼 수 있다. 이러한 현상은 clipping 현상에 의한 차이가 κ 를 곱함으로써 더욱 커지기 때문이다.

그림 10은 잡음이 존재하는 환경에서 κ 로 비선형 왜곡의 위상 왜곡을 보상한 경우, 위에서 구한 분산을 이용하여 계산한 비트 오류율과 모의 실험을 통해 구한 비트 오류율을 비교하여 보여준다. 이 그림으로부터 모의 실험 결과와 해석적 방법에 의한 결과 거의 유사한 성능을 나타내고 있음을 알 수 있다. 여

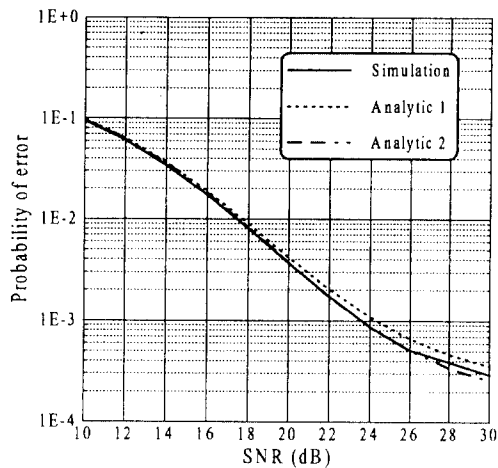


그림 10. 위상 왜곡을 보상했을 경우의 BER 성능 비교
(실선: 모의 실험, 점선: 1사분면상의 4 심볼 offset을 사용한 해석적 방법, 파선: 1사분면상의 1 심볼 offset을 사용한 해석적 방법)

Fig. 10. A comparison of BER performances when the phase distortion is compensated
solid line: simulation, dotted line: analytic method using 4 symbol offsets on the first quadrant, dashed line: analytic method using 1 symbol offset on the first quadrant)

기에서 점선은 1사분면상에서 4개의 심볼로부터 구한 옴셋을 이용하여 해석적인 방법으로 구한 비트 오류율을 나타내고, 파선은 1사분면상의 1심볼로부터 구한 옴셋을 사용하여 식 (37)의 관계로부터 나머지 옴셋의 크기를 계산한 뒤 이를 식 (36)의 식에 대입하여 구한 비트 오류율을 나타낸다. 이 그림으로부터 심볼 크기에 의해 규칙적으로 발생하는 옴셋을 이용하여 나머지 심볼의 옴셋 크기를 추정하는 경우도 비교적 정확하게 비트 오류율을 계산할 수 있음도 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 고출력 증폭기의 비선형 왜곡이 수신단에 미치는 영향에 대해서 분석하였다. 수신단에서의 통계적 특성 분석을 위하여 고출력 증폭기를 P 차 Volterra 모델을 사용하였으며, 수신단에서 이 모델을 사용하여 증폭된 신호를 FFT 취한 후에 비선형 왜곡이 NICI의 형태로 나타남을 확인하였다. 이 NICI는 가우시안 분포를 갖고, 분산은 고출력 증폭기의 평균 입력 전력의 함수로 유도됨을 보았다. 이 결과를 사용하여 AWGN이 존재하는 상황에서 비트 오류율 성능을 해석적으로 구하였으며, 그 결과를 모의 실험 결과와 비교하여 그 타당성을 입증하였다. 또한 위상 왜곡을 보상할 수 있는 간단한 방법을 제안하였고, 그 결과를 모의 실험에 의해 확인하였으며, SNR 22dB인 경우 제안된 방법에 의해 약 10배의 비트 오류율 감소를 가져올 수 있음을 보았다.

참 고 문 헌

1. L. J. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.* Vol. 33, no. 7, pp. 665-675, July 1985.
2. M. Alard and R. Lassale, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Tech. Review*, no. 224, pp. 3-25, Aug. 1987.
3. J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for

- data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
4. H. Sari, G. Karam, and J. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Magazine* vo. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.
 5. P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
 6. A. Brajal and A. Chouly, "Compensation of nonlinear distortions for orthogonal multicarrier schemes using predistortion," in *Proc. GLOBE-COM*, San Francisco, pp. 1909-1914, Nov. 1994.
 7. S. Benedetto and E. Biglieri, "Nonlinear equalization of digital satellite channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 1, pp. 57-62, Jan. 1983.
 8. A. A. M. Saleh and Salz, "Adaptive linearization of power amplifiers in digital radio systems," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 62, no. 4, pp. 1019-1033, Apr. 1983.
 9. S. Pupolin and L. J. Greenstein, "Performance analysis of digital radio links with nonlinear transmit amplifiers," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 5, no. 3, pp. 534-546, Apr. 1987.
 10. J. Rinne and M. Renfors, "The behavior of orthogonal frequency division multiplexing signals in an amplitude limiting channel," in *Proc. ICC*, New Orleans, pp. 381-385, May 1994.
 11. X. Li and L. J. Cimini, Jr., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," in *Proc. VTC*, Phoenix, Arizona, pp. 1634-1638, May 1997.
 12. T. A. Wilkinson and A. E. Jones, "Minimization of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding," in *Proc. VTC*, Chicago, pp. 825-829, July 1995.
 13. A. E. Jones and T. A. Wilkinson, "Combined coding for error control and increased robustness to system nonlinearities in OFDM," in *Proc. VTC*, Atlanta, pp. 904-908, Apr. 1996.
 14. R. Dinis, P. Montezuma, and A. Gusmao, "Performance trade-offs with quasi-linearly amplified OFDM through a two-branch combining technique," in *Proc. VTC*, Atlanta, pp. 899-902, Apr. 1996.
 15. G. Santella and F. Mazzenga, "A model for performance evaluation in M-QAM-OFDM schemes in presence of nonlinear distortions," in *Proc. VTC*, Chicago, pp. 830-834, July 1995.
 16. S. Benedetto, E. Biglieri, and V. Castellani, *Digital Transmission Theory*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1987.
 17. G. Karam and H. Sari, "Analysis of predistortion, 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.



全元奇(Won Gi Jeon) 정희원

1969年 5月 25日生

1994年 2月: 中央大學校 電子工學科 卒業(工學士)

1996年 2月: 中央大學校 電子工學科 大學院 卒業(工學碩士)

1996年 3月~現在: 中央大學校 電子工學科 大學院 博士課程

※주관심분야: 디지털 통신 시스템, 적응신호처리, 디지털 recording



趙鏞洙(Yong Soo Cho) 정희원

1959年 9月 15日生

1984年 2月: 中央大學校 電子工學科 卒業(工學士)

1987年 8月: 延世大學校 電子工學科 大學院 卒業(工學博士)

1991年 5月: The University of Texas at Austin, Department of Electrical and Computer Engineering(Ph.D)

1984年 1月~1984年 7月: 金星電氣(株) 研究院

1992年 3月~現在: 中央大學校 電子工學科 副教授

※주관심분야: 통신 신호처리